

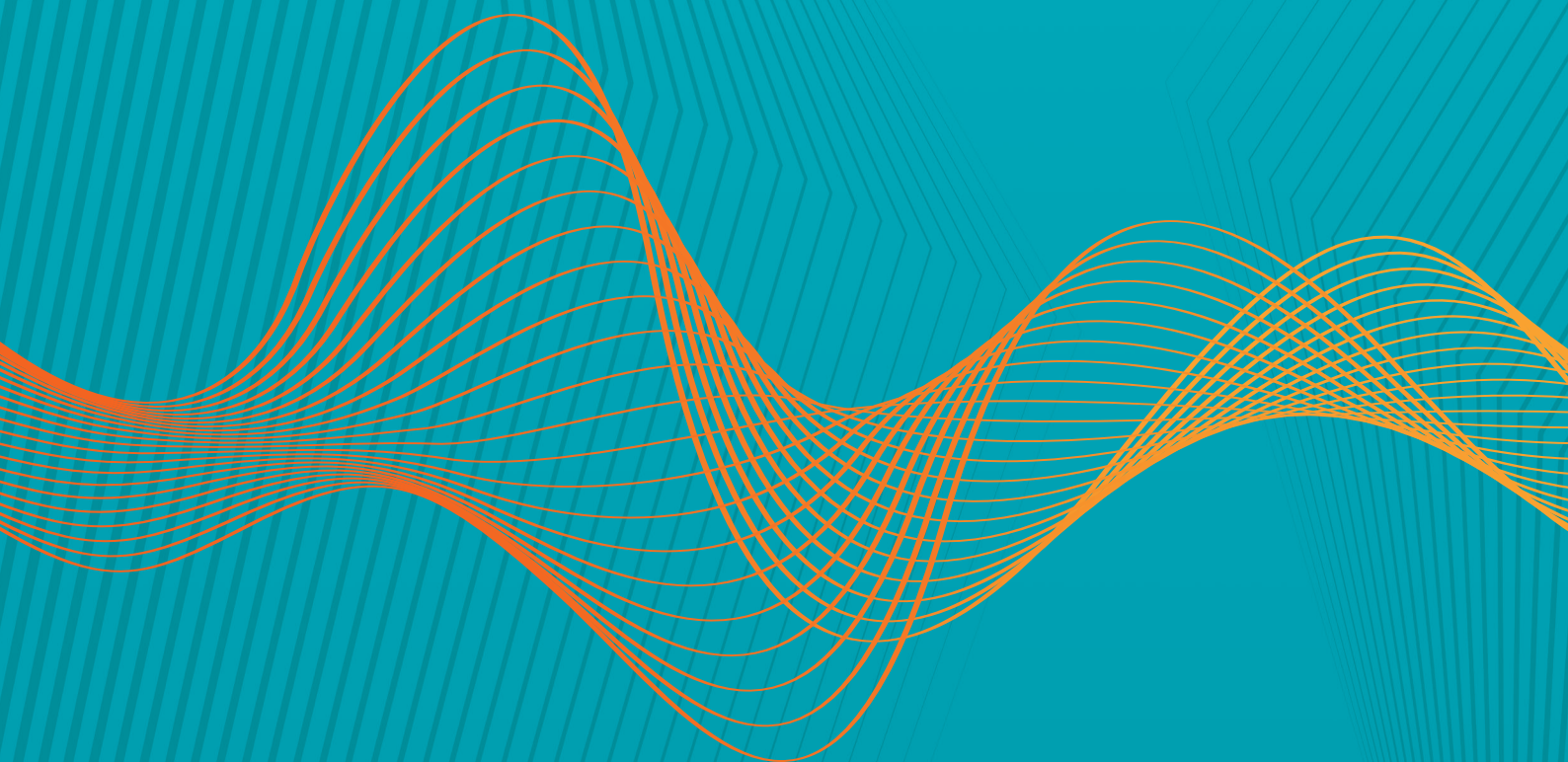
Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe  
Leibniz Universität Hannover

# emv

Internationale Fachmesse und Kongress  
für Elektromagnetische Verträglichkeit

Köln, 17. – 19.03.2020  
[e-emv.com](http://e-emv.com)

Creating a compatible future



**mesago**  
Messe Frankfurt Group

**Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

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

Diese Publikation ist als E-Book unter der ISBN 978-3-86359-826-6 erhältlich.

Heyno Garbe (Hrsg.):

EMV 2020

Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit

1. Auflage, 2020

© 2020

Alle Rechte vorbehalten

Mesago Messe Frankfurt GmbH  
Rotebühlstraße 83-85  
70178 Stuttgart, Germany  
[www.mesago.de](http://www.mesago.de)

Apprimus Verlag, Aachen, 2020  
Wissenschaftsverlag des Instituts für Industriekommunikation und Fachmedien  
an der RWTH Aachen  
Steinbachstr. 25  
52074 Aachen, Germany  
Internet: [www.apprimus-verlag.de](http://www.apprimus-verlag.de), E-Mail: [info@apprimus-verlag.de](mailto:info@apprimus-verlag.de)

# EMV Kongresskomitee 2020

## *Komiteevorsitz:*

**Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe**

Leibniz Universität Hannover

## *Komiteemitglieder:*

**Dr.-Ing. Holger Altmaier**

PHOENIX TESTLAB GmbH

**Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger**

EMC Test NRW GmbH

**Prof. Dr.-Ing. Stefan Dickmann**

Helmut-Schmidt-Universität Hamburg

**Prof. Dr.-Ing. Thomas Eibert**

Technische Universität München

**Prof. Dr. Achim Enders**

Technische Universität Braunschweig

**Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei**

Technische Universität Dortmund

**Frank Golisch**

Volkswagen AG

**Andreas Grielhüsl**

IABG mbH

**Prof. Dr. Frank Gronwald**

Universität Siegen

**Dr.-Ing. Ralf Heinrich**

AMETEK CTS Europe GmbH

**Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch**

Universität Duisburg-Essen

**Dipl.-Phys. Detlef Hoffmann**

Webasto SE

**Armin Hudetz**

SGS Germany GmbH

**Dr. Bernd Jäkel**

Siemens AG

**Dr.-Ing. Robert Keibel**

AIRBUS Operations GmbH

**Anton Kohling**

ANKO-EMC-Consulting GmbH

**Prof. Dr.-Ing. Klaus-Dieter Kruse**

Hochschule Flensburg

**Prof. Dr.-Ing. Marco Leone**

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

**Christian Paulwitz**

TDK Electronics AG

**Dr.-Ing. Wolfgang Pfaff**

Robert Bosch GmbH

**Dipl.-Ing. Gerhard Pohlmann**

Sachverständiger für EMV

**Prof. Dr.-Ing. Matthias Richter**

Westfälische Hochschule Zwickau

**Dr.-Ing. Frank Sabath**

Wehrwissenschaftliches Institut für

Schutztechnol.-WIS-ABC Schutz

**Dr.-Ing. Martin Sack**

Karlsruher Institut für Technologie (KIT)

**Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen**

Universität Stuttgart

**Prof. Dr.-Ing. Jan Luiken ter Haseborg**

Technische Universität Hamburg-Harburg

**Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick**

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

**Dr. Markus Wehr**

ARGE Rundfunk-Betriebstechnik



# Inhaltsverzeichnis

## Awardnominierungen EMV 2020

YE: nominiert für den Young Engineer Award

BP: nominiert für den Best Paper Award

### Sensoren

- Modellierung und Validierung einer isotropen Magnetfeldsonde** 3  
Marcel Messer, AUDI AG
- Einfluss parasitärer Effekte einer Rahmenantenne bei Magnetfeldmessungen unter 30 MHz** 11  
Maik Rogowski, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover
- Statisches Verfahren zur Kalibrierung von luftgeschützten VHF-Messantennen** 19  
Karsten Schubert, Prof. Dr. Jens Werner, Prof. Dr. Jens Wellhausen, Yannik Schildt, Oliver Diedrich, Martin Kumm, Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth
- Herstellung von EMV-Messantennen mittels 3D-Druck** 27  
Prof. Dr. Harm-Friedrich Harms, Gabriel Ott, Prof. Dr. Gavin Kane, Hochschule Emden/Leer; Javad Heidari, University of Tehran

### Ladeinfrastruktur

- Ursache von Gleichtaktstörströmen in induktiven Ladesystemen (WPT-Systeme) und Vergleich zwischen gemessenen Störströmen mit der Feldstärkemessung** 37  
Dr. Christof Ziegler, Dr. Stefan Weber, TDK Electronics AG; Georg Heiland, Finpower GmbH
- Modellierung von Wireless Power Transfer (WPT) Systemen zur Analyse der magnetischen Feldemissionen** 47  
Manuel Haug, Michael Beltle, Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart
- Entwicklung einer Ersatzlast zur Nachbildung des Fahrzeugs bei Emissionsmessungen an induktiven Ladesystemen** 55  
Dr. Sebastian Jeschke, Marc Maarleveld, Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH; Amelie Burkert, Prof. Dr. Benedikt Schmülling, Bergische Universität Wuppertal

<b>Störfestigkeitsanforderungen an die Auslegung der PLC-Schnittstelle für das konduktive Laden von Elektrofahrzeugen</b>	63
Matthias Trebeck, Westsächsische Hochschule Zwickau; Dr. Bernd Körber, Norman Müller, Thomas Opp, Forschungs- und Transferzentrum e. V. an der WHZ; Prof. Dr. Matthias Richter, Westsächsische Hochschule Zwickau	

## **Normung und Regulierung**

<b>Neue Anforderungen zur Störspannung 9 kHz – 150 kHz incl. neuer integrierter Grenzwerte aus CIS/H/JWG-6</b>	73
Frank Deter, Miele & Cie. KG; Cédric Lavenu, EDF – R&D; Thilo Kootz, Bundesnetzagentur	
<b>Diskussion des in CISPR 32 eingeführten Höhenscans bei der Emissionsmessung oberhalb 1 GHz</b>	81
Prof. Dr. Sven Battermann, Fachhochschule Bielefeld; Kurt Hemmerlein, Bundesnetzagentur	
<b>Charakterisierung eines Referenztestaufbaus für die HPEM-Normenentwicklung</b>	89
Dr. Thorsten Pusch, Dr. habil Michael Suhrke, Benjamin Jörres, Fraunhofer INT	
<b>Anwendung der neuen Funkanlagenrichtlinie (RED) 2014/53/EU für ortsfeste Anlagen</b>	97
Volker Briddigkeit, CETECOM GmbH	

## **In-Situ Messungen**

<b>Erweiterte Analysemethoden zur Unterscheidung der Prüflingsemissionen von überlagerten Umgebungsstörungen bei in-situ Messungen</b>	105
Tobias Groß, Jens Medler, Rhode & Schwarz GmbH & Co.KG	
<b>Bestimmung der Fernfeldregion von Windkraftanlagen</b>	111
Sven Fisahn, Prof. Dr. Heyno Garbe, Hoang Duc Pham, Sergei Sandmann, Leibniz Universität Hannover; Sebastian Koj, IAV GmbH	
<b>Analyse der Feldverteilung von Windkraftanlagen</b>	113
Cornelia Reschka, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover; Sebastian Koj, IAV GmbH	
<b>Potentiale der kombinierten H- und E-Feldmessung für die Bestimmung von Spannungs- und Stromverteilungen in Leiterbahnen</b>	121
Anika Henke, Robert Jan Nowak, Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	

## **Aktive Filter im E-Kfz**

- Verbesserung des EMV-Verhaltens getakteter MOSFETs mithilfe synthetisierter Ansteuerungssignale auf Grundlage einer Netzwerkanalyse und des EKV-Modells** 131  
Caroline Krause, Andreas Bendicks, Stephan Frei, Technische Universität Dortmund
- Entwicklung und Evaluierung eines aktiven EMV-Filters induktiver Topologie für KFZ-Anwendungen** 139  
Mario Kießlich, Dr. Bastian Arndt, Dr. Peter Olbrich, AVL Software and Functions GmbH
- Erweiterung und Fahrzeugverifikation eines aktiven Hybrid-Filter-Konzeptes zur Reduktion transienter Gleichtaktstörungen ab der Schaltfrequenz eines HV Inverters** 145  
Dr. Peter Olbrich, Dr. Bastian Arndt, Hartwig Reindl, AVL Software and Functions GmbH; Christian Waldera, VW
- Zeit- und frequenzbereichsbasierte Bestimmung der Grundfrequenz von Störsignalen zur Anwendung in der aktiven Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten Signalen** 151  
Tobias Dörlemann, Andreas Bendicks, Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

## **Numerische Methoden**

- Störfestigkeitsanalyse von Automobilsensoren durch Projektion der Anregung auf Eigenmoden** 163  
Jan Benz, Jan Hansen, Robert Bosch GmbH
- Effiziente Berechnung der Einkopplung durch elektrisch große Aperturen in elektrisch lange Leiter im Inneren von Hohlraumresonatoren** 171  
Jörg Petzold, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität
- Numerische Simulation der Einkopplung transienter elektromagnetischer Felder in nichtlinear-abgeschlossene Leitungsnetzwerke mit einem SPICE-Netzwerksimulator** 179  
Dr. Mathias Magdowski, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität
- Makromodellierung linearer, passiver elektromagnetischer Systeme basierend auf modalen Netzwerken** 187  
Sebastian Südekum, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität

## Leitungsgeführte Störungen

- BP/YE** **Bewertung der Sensitivität eines hybriden Gleichtaktfilters für Traktionsinverter gegenüber Variationen der Betriebsparameter** 197  
Denis Müller, Michael Beltle, Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart
- Phasenrichtige HF-Störstrommessung und HF-Stromeinspeisung mit kalibrierten Impedanzzangen** 205  
Martin Harm, Oliver Kerfin, Technische Universität Braunschweig
- Herausforderungen bei der Durchführung von reproduzierbaren BCI-Messungen** 213  
Prof. Dr. Bernd Deutschmann, Prof. Dr. Gunter Winkler, Technische Universität Graz

## Kfz-Technik

- Echtzeit-Spektralanalyse zur Identifikation von Störquellen in Kraftfahrzeugen** 223  
Dr. Sebastian Koj, IAV GmbH; Sven Fisahn, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover
- Vergleich zwischen drei Störfestigkeitsmessmethoden an KFZ-Unterbaukomponenten** 231  
Dr. Moawia Al-Hamid, Nitin Aggarwal, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität
- BP/YE** **Einflussparameter und Grenzen der Gleichtaktauslöschung im gegenphasigen Inverterbetrieb** 239  
Jonas Bertelmann, Michael Beltle, Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart; Roland Eidher, Robert Bosch GmbH

## Analyse komplexer Systeme I

- BP/YE** **Breitband-Netzwerkdarstellung für die Kopplung von Leitungsstrukturen in geschlossenen Hohlräumen** 249  
Christoph Lange, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität
- BP/YE** **Modales Netzwerkmodell für 3D-Verbindungsstrukturen basierend auf der quasistatischen Feldintegralgleichung** 257  
Christian Bednarz, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität



**Entwicklung von Direct Power Injection Platinen zur Bestimmung der Beeinträchtigung von Mikrocontrollern aufgrund von IEMI bis 1 GHz in Leiterbahnstrukturen** 265  
Felix Burghardt, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover; Johannes Bohse, Hochschule Hannover

## Feldanalyse

**Methoden zur Untersuchung von Einflussparametern im Messaufbau von gestrahlten Emissionsmessungen im Komponententest nach CISPR 25** 275  
Jan Schabel, Michael Beltle, Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart; Dr. Martin Kull, Dr. Michael Zerrer, mk-messtechnik GmbH

**Geometrische Unsicherheitsbetrachtung von rundkoaxialen TEM-Zellen** 283  
Hoang Duc Pham, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover

**Rückwirkung von Positioniersystemen auf die Feldverteilung in einer GTEM-Zelle** 291  
Max Rosenthal, Otto-von-Guericke-Universität; Dr. Ralf Theo Jacobs, Konstantin Pasche, Technische Universität Dresden; Eike Suthau, Lumiloop GmbH

**Rekonstruktion von Betrag und Phase von Leiterbahnströmen aus phasenlos gemessenen Nahfelddaten** 299  
Robert Jan Nowak, Anika Henke, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

## Energietechnik

**Herausforderungen bei der Umsetzung von EMV-Prüfungen an Fahrzeugen im Anwendungsfall High Power DC Charging – Prüfung bei 80% Ladeleistung** 311  
Marc Maarleveld, Dr. Sebastian Jeschke, Jörg Bärenfänger, EMC TEST NRW GmbH

**Das Verhalten von elektronischen Elektrizitätszählern bei verzerrten Spannungen und nichtlinearen Lasten** 319  
Jörg Kirchhof, Fraunhofer-Institut für Energiewirtschaft und Energiesystemtechnik IEE

**BP/YE Injektorkonzepte zur aktiven Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen aller Klemmen eines stationär betriebenen DC/DC-Wandlers** 327  
Marvin Rübartsch, Andreas Bendicks, Prof. Dr. Stephan Frei Technische Universität Dortmund

**Innovative Überwachung, Status-Anzeige, Fernmeldung sowie Prüfungen von Überspannungsschutzgeräten für Telekommunikations- und Signalverarbeitungs-Netzwerke** 337  
Steffen Pförtner, Dr. Gernot Finis, Holger Heckler, Phoenix Contact GmbH & Co.KG

## **Analyse komplexer Systeme II**

**Charakterisierung der Einflussfaktoren von einem Nahfeld Antennen Test zur EMV-Absicherung von KFZ Kommunikationssystemen** 349  
Emanuel Panholzer, Dr. Martin Aidam, Dr. Walter Franz, Daimler AG; Dr. Simon Senega, Prof. Dr. Stefan Lindenmeier, Universität der Bundeswehr München

**Auswirkungen des Impedanzverhaltens eines KFZ-Kraftstoffpumpensystems auf die Störaussendung in der Komponenten Stripline Messung nach DIN EN 55025** 357  
Lukas Schumm, HELLA GmbH & Co.KGaA

**Modellierung und Messung von Emissionen an Transceiverpins in Automotive-System-ICs, verursacht durch integrierte DC/DC-Wandler** 365  
Alexander Schade, Dr. Frank Klotz, Dr. Stefan Jahn, Infineon Technologie AG; Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel, Friedrich-Alexander-Universität

**Charakterisierung zeitvarianter HF-Impedanzen im Hinblick auf die EMV-Modellierung leistungselektronischer Systeme** 375  
Oliver Kerfin, Martin Harm, Technische Universität Braunschweig

## **Elektrische Maschinen**

**Abschätzung der Abstrahlung von Gleichstrommaschinen mit Hilfe leitungsgebundener Messungen und Simulation** 385  
Alexander Engeln, Prof. Dr. Stefan Dickmann, Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg

**BP/YE Differentialmessmethode für hochfrequente Wellenströme bei Hochvolt-Antrieben** 393  
Sergii Tsiapenko, Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen

**HF-Eigenschaften von Wellenkontaktierungen in Abhängigkeit zur Drehzahl** 399  
Dr. Bastian Arndt, Mario Kießlich, Dr. Peter Olbrich, AVL Trimerics GmbH; Robin Michelberger, Dr. Matthias Beringer, ZF Friedrichshafen AG

**Nutzung von Mantelwellensperren für die MR-geführte Mikrowellenablation** 407  
Maik Ehses, Thomas Gerlach, Enrico Pannicke, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg; Roland Müller, Max-Planck-Institut für Kognitions- und Neurowissenschaften

## **Kfz-Messen und Entstören**

**Bewertung der Störwirkung beliebiger Störquellen auf die digitale Kommunikation am Beispiel Automotive Ethernet** 415  
Dr. Christoph Keller, Jan Hansen, Dr. Wolfgang Pfaff, Robert Bosch GmbH

**Aktive Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen eines stationär betriebenen Antriebswechselrichters mithilfe von synthetisierten und synchronisieren Gegenstörsignalen** 423  
Andreas Bendicks, Michael Gerten, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

**BP/YE FPGA-basierte aktive Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen einer aktiven Leistungsfaktorkorrektur (PFC) durch die Injektion von modulierten Sinussignalen** 433  
Andreas Bendicks, Axel Peters, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund; Marc Wiegand, Norbert Hees, Leopold Kostal GmbH & Co. KG

**Entwicklung und Anwendung eines Messsystems für niederfrequente magnetische Störungen im Fahrzeug** 443  
Dr. Thomas Rinkleff, Thomas Kuttenger, AUDI AG

## **EMVU**

**BP Konzepte für zuverlässige Immissionsmessungen an 5G massive MIMO-Basisstationen** 449  
Dr. Christian Bornkessel, Prof. Dr. Matthias A. Hein, Technische Universität Ilmenau; Thomas Kopacz, Sascha Schießl, Prof. Dr. Dirk Heberling, RWTH Aachen

**BP/YE Entwicklung und Verifikation eines Mess- und Bewertungsverfahrens der elektromagnetischen Immission durch ITS-G5** 457  
Lisa-Marie Schilling, Dr. Christian Bornkessel, Prof. Dr. Matthias A. Hein, Technische Universität Ilmenau

**Untersuchungen zur korrekten Immissionserfassung von gepulsten Signalen mit dem SRM-3006 am Beispiel von 5G** 465  
Thomas Kopacz, Sascha Schießl, Prof. Dr. Dirk Heberling, RWTH Aachen; Dr. Christian Bornkessel, Technische Universität Ilmenau

**Konzept und Messungen für ein Smartphonebasiertes Immissions-Monitoring-System** 473  
Sascha Schießl, Tam Ta, Thomas Kopacz, Prof. Dr. Dirk Heberling, RWTH Aachen

## **EMV-Testanlagen**

**Wirkung neuartiger Kabelferrite niedriger Permeabilität im Frequenzbereich bis 8 GHz** 483  
Steffen Schulze, Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG; Dr. Moawia Al-Hamid, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität

**Detektion symmetrischer Oberschwingungskomponenten durch generalisierte Integratoren zweiter Ordnung** 491  
Benjamin Hoepfner, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität

**Grenzen der klassischen Störaussendungs- und Störfestigkeitsmessungen: Beeinflussung des Störspektrums durch nichtlineare Elemente** 499  
Jan Weber, Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen

## **Hochgeschwindigkeitsbus im Kfz**

**Untersuchungen zur Störfestigkeit von 100Base-T1 Kommunikation für autonome Fahrfunktionen gegen puls- und sinusförmige Störsignale** 507  
Dr. Sebastian Jeschke, Jan Loos, Michael Kleinen, Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH; Dr. Christian Hangmann, Ingo Wüllner, SIL System Integration Laboratory GmbH

**Analyse der Störfestigkeit von Automotive Ethernet Kommunikationssystemen** 515  
Carina Austermann, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

**Simulation der gestrahlten Emission einer Gigabit Ethernet Übertragungsstrecke in einem an CISPR25 angelehnten Setup** 523  
Thomas Haschberger, AVL Software and Functions GmbH; Dr. Johannes Hippeli, BMW AG

## **Luft und Navigation**

- Störfestigkeitsuntersuchung eines Unmanned Aerial Vehicles mit Hilfe der stochastischen Beschreibung der Subsysteme** 531  
Henrik Brech, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover
- Einfluss der unerwünschten Polarisationsanteile auf die empfangene Zielgröße einer DVOR-Antenne** 539  
Sergei Sandmann, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover
- Auslegung und Vergleich von Adaptern zur direkten Stromeinspeisung für leitungsgebundene Störfestigkeitsprüfungen** 547  
Jan Ückerseifer, Jan-Christian Schweitzer, Prof. Dr. Frank Gronwald, Universität Siegen



# Autorenverzeichnis

Autor	Institution/Unternehmen	Seiten
<b>A</b>		
Aggarwal, Nitin	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	231
Aidam, Dr. Martin	Daimler AG	349
Al-Hamid, Dr. Moawia	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	231, 483
Arndt, Dr. Bastian	AVL Software and Functions GmbH	139, 145, 399
Austermann, Carina	Technische Universität Dortmund	515
<b>B</b>		
Battermann, Prof. Dr. Sven	Fachhochschule Bielefeld	81
Bärenfänger, Jörg	EMC Test NRW GmbH	55, 311, 507
Bednarz, Christian	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	257
Beltle, Michael	Universität Stuttgart	47, 197, 239, 275
Bendicks, Andreas	Technische Universität Dortmund	131, 151, 327, 423, 433
Benz, Jan	Robert Bosch GmbH	163
Beringer, Dr. Matthias	ZF Friedrichshafen AG	399
Bertelmann, Jonas	Universität Stuttgart	239
Bohse, Johannes	Hochschule Hannover	265
Bornkessel, Dr. Christian	Technische Universität Ilmenau	449, 457, 465
Brech, Henrik	Leibniz Universität Hannover	531
Briddigkeit, Volker	CETECOM GmbH	97
Burghardt, Felix	Leibniz Universität Hannover	265
Burkert, Amelie	Bergische Universität Wuppertal	55
<b>D</b>		
Deter, Frank	Miele & Cie. KG	73
Deutschmann, Prof. Dr. Bernd	Technische Universität Graz	213
Dickmann, Prof. Dr. Stefan	Helmut-Schmidt-Universität Hamburg	385
Diedrich, Oliver	Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth	19
Dörlemann, Tobias	Technische Universität Dortmund	151

<b>E</b>		
Ehses, Maik	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	407
Engeln, Alexander	Helmut-Schmidt-Universität Hamburg	385
<b>F</b>		
Finis, Dr. Gernot	Phoenix Contact GmbH & Co.KG	337
Fisahn, Sven	Leibniz Universität Hannover	111, 223
Franz, Dr. Walter	Daimler AG	349
Frei, Prof. Dr. Stephan	Technische Universität Dortmund	121, 131, 151, 299, 327, 423, 433, 515
<b>G</b>		
Garbe, Prof. Dr. Heyno	Leibniz Universität Hannover	11, 111, 113, 223, 265, 283, 531, 539
Gerlach, Thomas	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	407
Gerten, Michael	Technische Universität Dortmund	423
Groß, Tobias	Rhode & Schwarz GmbH & Co.KG	105
Gronwald, Prof. Dr. Frank	Universität Siegen	547
<b>H</b>		
Hangmann, Dr. Christian	SIL System Integration Laboratory GmbH	507
Hansen, Jan	Robert Bosch GmbH	163, 415
Harm, Martin	Technische Universität Braunschweig	205, 375
Harms, Prof. Dr. Harm-Friedrich	Hochschule Emden/Leer	27
Haschberger, Thomas	AVL Software and Functions GmbH	523
Haug, Manuel	Universität Stuttgart	47
Heberling, Prof. Dr. Dirk	RWTH Aachen	449, 465, 473
Heckler, Holger	Phoenix Contact GmbH & Co.KG	337
Hees, Norbert	Leopold Kostal GmbH & Co. KG	433
Heidari, Javad	University of Tehran	27
Heiland, Georg	Finepower GmbH	37



Hein, Prof. Dr. Matthias A.	Technische Universität Ilmenau	449, 457
Hemmerlein, Kurt	Bundesnetzagentur	81
Henke, Anika	Technische Universität Dortmund	121, 299
Hippeli, Dr. Johannes	BMW AG	523
Hirsch, Prof. Dr. Holger	Universität Duisburg-Essen	393, 499
Hoepfner, Benjamin	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	491
<b>J</b>		
Jacobs, Dr. Ralf Theo	Technische Universität Dresden	291
Jahn, Dr. Stefan	Infineon Technologies AG	365
Jeschke, Dr. Sebastian	EMC Test NRW GmbH	55, 311, 507
Jörres, Benjamin	Fraunhofer INT	89
<b>K</b>		
Kane, Prof. Dr. Gavin	Hochschule Emden/Leer	27
Keller, Dr. Christoph	Robert Bosch GmbH	415
Kerfin, Oliver	Technische Universität Braunschweig	205, 375
Kießlich, Mario	AVL Software and Functions GmbH	139, 399
Kirchhof, Jörg	Fraunhofer-Institut für Energiewirtschaft und Energiesystemtechnik IEE	319
Kleinen, Michael	EMC Test NRW GmbH	507
Klotz, Dr. Frank	Infineon Technologies AG	365
Körper, Dr. Bernd	Forschungs- und Transferzentrum e. V. an der WHZ	63
Koj, Sebastian	IAV GmbH	111, 113, 223
Kootz, Thilo	Bundesnetzagentur	73
Kopacz, Thomas	RWTH Aachen	449, 465, 473
Krause, Caroline	Technische Universität Dortmund	131
Kumm, Martin	Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth	19
Kull, Dr. Martin	mk-messtechnik GmbH	275
Kuttenberger, Thomas	AUDI AG	443
<b>L</b>		
Lange, Christoph	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	249
Lavenu, Cédric	EDF – R&D	73

Leone, Prof. Dr. Marco	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	187, 249, 257, 483
Lindenmeier, Prof. Dr. Stefan	Universität der Bundeswehr München	349
Loos, Jan	EMC Test NRW GmbH	507
<b>M</b>		
Maarleveld, Marc	EMC Test NRW GmbH	55, 311
Magdowski, Dr. Mathias	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	179
Medler, Jens	Rhode & Schwarz GmbH & Co.KG	105
Messer, Marcel	AUDI AG	3
Michelberger, Robin	ZF Friedrichshafen AG	399
Müller, Denis	Universität Stuttgart	197
Müller, Norman	Forschungs- und Transferzentrum e. V. an der WHZ	63
Müller, Roland	Max-Planck-Institut für Kognitions- und Neurowissenschaften	407
<b>N</b>		
Nowak, Robert Jan	Technische Universität Dortmund	121, 299
<b>O</b>		
Olbrich, Dr. Peter	AVL Software and Functions GmbH	139, 145, 399
Opp, Thomas	Forschungs- und Transferzentrum e. V. an der WHZ	63
Ott, Gabriel	Hochschule Emden/Leer	27
<b>P</b>		
Panholzer, Emanuel	Daimler AG	349
Pannicke, Enrico	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	407
Pasche, Konstantin	Technische Universität Dresden	291
Peters, Axel	Technische Universität Dortmund	433
Petzold, Jörg	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	171
Pfaff, Dr. Wolfgang	Robert Bosch GmbH	415
Pförtner, Steffen	Phoenix Contact GmbH & Co.KG	337
Pham, Hoang Duc	Leibniz Universität Hannover	111, 283
Pusch, Dr. Thorsten	Fraunhofer INT	89
<b>R</b>		
Reindl, Hartwig	AVL Software and Functions GmbH	145
Reschka, Cornelia	Leibniz Universität Hannover	113

Richter, Prof. Dr. Matthias	Westsächsische Hochschule Zwickau	63
Rinkleff, Dr. Thomas	AUDI AG	443
Rogowski, Maik	Leibniz Universität Hannover	11
Rosenthal, Max	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	291
Rübartsch, Marvin	Technische Universität Dortmund	327
<b>S</b>		
Sandmann, Sergei	Leibniz Universität Hannover	111, 539
Schabel, Jan	Universität Stuttgart	275
Schildt, Yannik	Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth	19
Schmülling, Prof. Dr. Benedikt	Bergische Universität Wuppertal	55
Schade, Alexander	Infineon Technologies AG	365
Schießl, Sascha	RWTH Aachen	449, 465, 473
Schilling, Lisa-Marie	Technische Universität Ilmenau	457
Schubert, Karsten	Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth	19
Schulze, Steffen	Würth Elektronik eiSos GmbH	483
Schumm, Lukas	HELLA GmbH & Co. KGaA	357
Schweitzer, Jan-Christian	Universität Siegen	547
Senega, Dr. Simon	Universität der Bundeswehr München	349
Südekum, Sebastian	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	187
Suhrke, Dr. habil Michael	Fraunhofer INT	89
Suthau, Eike	Lumiloop GmbH	291
<b>T</b>		
Ta, Tam	RWTH Aachen	473
Tenbohlen, Dr. Stefan	Universität Stuttgart	47, 197, 239, 275
Trebeck, Matthias	Westsächsische Hochschule Zwickau	63
Tsiapenko, Sergii	Universität Duisburg-Essen	393
<b>U</b>		
Ückerseifer, Jan	Universität Siegen	547
<b>V</b>		
Vick, Prof. Dr. Ralf	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	171, 179, 231, 407, 491

<b>W</b>		
Weber, Jan	Universität Duisburg-essen	499
Weber, Dr. Stefan	TDK Electronics AG	37
Weigel, Prof. Dr. Robert	Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg	365
Wellhausen, Prof. Dr. Jens	Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth	19
Werner, Prof. Dr. Jens	Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth	19
Wiegand, Marc	Leopold Kostal GmbH & Co. KG	433
Winkler, Prof. Dr. Gunter	Technische Universität Graz	213
Wüllner, Ingo	SIL System Integration Laboratory GmbH	507
<b>Z</b>		
Zerrer, Dr. Michael	Mk-messtechnik GmbH	275
Ziegler, Dr. Christof	TDK Electronics AG	37

---

Sensoren



# Modellierung und Validierung einer isotropen Magnetfeldsonde

M.Sc. Marcel Messer, AUDI AG, EMV Abteilung

## 1 Einleitung

Untersuchungen in der Vergangenheit zeigten, dass Messungen nahe einer inhomogenen Magnetfeldquelle zu Abweichungen von bis zu 20% (relativer Fehler) zwischen der lokalen magnetischen Flussdichte  $B_{\text{center}}$  im Zentrum der Magnetfeldsonde und dem gemessenen Mittelwert  $B_{\text{total}}$  ([1], [2]). Der Autor schlussfolgerte, dass „zum Beispiel, wenn das resultierende magnetische Feld in einem Abstand  $r$  von der Gerätschaft mit einer kombinierten relativen Standardunsicherheit von weniger als  $\pm 10\%$  gemessen werden soll magnetische Feldsonden mit einem Abstand zu Durchmesser Verhältnis  $r/a \sim 3$  ungeeignet sind“ ([1], [2]). Daran ist zu erkennen, dass der Radius der Spulen in der magnetischen Feldsonde einen großen Einfluss auf das gemessene magnetische Feld hat vor Allem im sehr stark inhomogenen Bereich nahe einer Störquelle. In der Regel bieten Simulationstools wie CST Microwave Studio (CST MWS) nur die Möglichkeit Feldwerte an diskreten Punkten im Raum zu berechnen. Wenn Vergleiche zwischen Messungen und Simulationen gemacht werden ist es notwendig in der Simulationssoftware die Spulenradien mit zu berücksichtigen. Dieser Artikel beschreibt wie eine isotrope magnetische Feldsonde in CST auf zwei verschiedene Weisen modelliert werden kann. Anschließend wird die Sonde für ein inhomogenes Feld validiert. Für das inhomogene Feld wurde in der vergangenen Veröffentlichung ([3]) ein falscher Drehwinkel verwendet. Die dadurch in den Ergebnissen entstandenen Abweichungen werden mit diesem Artikel richtiggestellt. Des Weiteren wird das Simulationsmodell der Sonde noch über eine EMVU-Bewertung hinsichtlich ICNIRP 1998 und 2010 validiert und damit auch ein Vergleich zwischen zwei Berechnungsverfahren für den Exposure Wert aus ICNIRP aufgezeigt.

## 2 Modellierung der isotropen Magnetfeldsonde

Die isotrope Magnetfeldsonde besteht aus 3 orthogonalen Spulen mit einer Spulenfläche von  $100\text{cm}^2$  ([4], [5]). Mit diesen Spulen wird die induzierte Spannung gemäß dem Faraday'schen Induktionsgesetz gemessen (siehe Gleichung 1).

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} = U_{\text{IND}} = - \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{Gleichung (1)}$$

### 2.1 Punktrastermodell

In CST MWS kann das magnetische Feld  $B$  direkt über Sonden, welche an einem diskreten Punkt im Raum den Wert messen, erfasst werden. Durch Verwendung einer Magnetfeldsonde wird das Magnetfeld innerhalb der Spulenfläche gemäß Gleichung 2 auf integriert und laut Gleichung 3 auf die Spulenfläche normiert (Mittelwertbildung).

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = B \cdot A \cdot \cos(\delta) \quad \text{Gleichung (2)}$$

$$B_{\text{avg}} = \frac{1}{A} \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad \text{Gleichung (3)}$$

Dieser physikalische Effekt muss nun in CST MWS ebenfalls berücksichtigt werden. Dafür werden im ersten Ansatz die 3 Spulen der Magnetfeldsonde über 3 Probengitter, welche orthogonal zueinanderstehen, modelliert (siehe Abb.: 1).

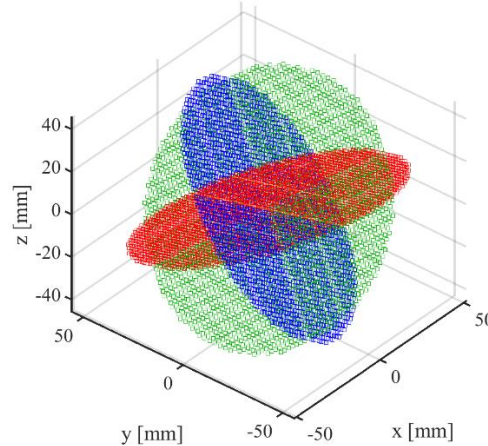


Abbildung 1 Punktrastermodell der Magnetfeldsonde (jede Farbe repräsentiert eine Spule)

Anschließend werden die Punkte in jedem einzelnen Gitter über Gleichung 4 aufsummiert und gemittelt.

$$B_{\text{Coil}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n B_{\text{FP},i} \quad \text{Gleichung (4)}$$

Mithilfe von Gleichung 5 wird danach der Betrag des Magnetischen Feldes aus den 3 Spulen berechnet.

$$B_{\text{total}} = \sqrt{B_{\text{coil},1}^2 + B_{\text{coil},2}^2 + B_{\text{coil},3}^2} \quad \text{Gleichung (5)}$$

Zur Validierung des Punktrastermodells wurde eine Rechteckschleife mit einer Kantenlänge von  $L=400\text{mm}$  und einem Durchmesser von  $1\text{mm}$  verwendet. Diese wurde mit einem Sinussignal mit einer Frequenz von  $f=10\text{kHz}$  und einer Amplitude von  $I=10\text{A}$  gespeist. Damit keine metallischen Randbedingungen in der Nähe der Rechteckschleife sind, und diese daher auch analytisch nach dem Gesetz von Biot-Savart berechnet werden kann (siehe Abbildung 2), wurde diese auf einem Holztisch platziert. Das Punktrastermodell und die reale Magnetfeldprobe wurden an demselben Punkt direkt über der Drahtschleife, wie in Abbildung 3 dargestellt, platziert. Da nah am Draht ein sehr inhomogenes Feld zu erwarten ist kann damit die integrierende Wirkung der Probe am besten kontrolliert werden. In der Simulation wurde der F-Solver verwendet, welcher auf der Finiten Elemente Methode beruht ([6]).



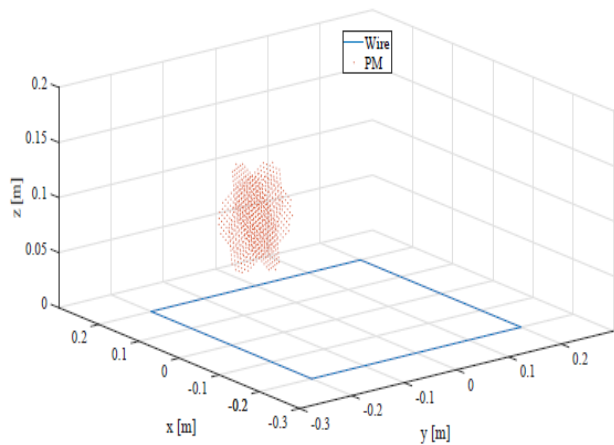


Abbildung 2 Analytisches Modell in Matlab

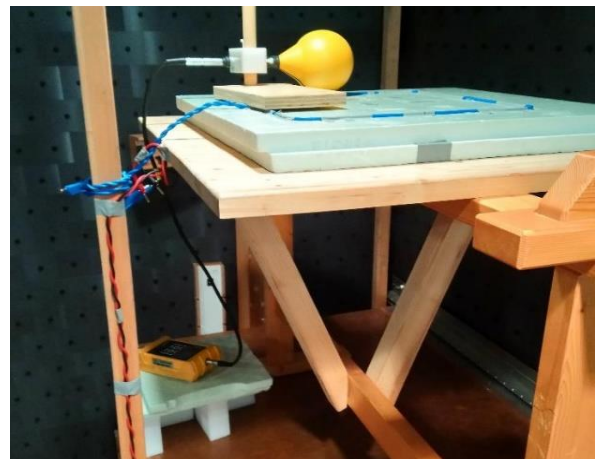


Abbildung 3 Rechteckschleife mit Messpunkt

Die Ergebnisse sind in Tabelle 2 zu sehen und zeigen eine gute Übereinstimmung.

Berechneter Wert $B$ [ $\mu\text{T}$ ]	Simulation $B$ [ $\mu\text{T}$ ]	Messung $B$ [ $\mu\text{T}$ ]
34.4	33.83	32.8

Tabelle 1 Ergebnisse für inhomogenes Feld

## 2.2 Spulenmodell

Da in der Praxis die Orientierung der Probe an einem Punkt, in einem inhomogenen Feld im Raum, einen Einfluss auf den gemessenen Wert hat ist es im EMV Kontext speziell von Interesse diejenige Winkelstellung der Probe zu finden, bei der der größte Messwert (Worst Case) gemessen wird. In praktischen Labormessungen wird dies erreicht, indem die Magnetfeldprobe zufällig an einem Messpunkt in ihrer Winkelstellung variiert wird. Mit dem zuvor unter 2.1. beschriebenen Punktrastermodell ist es leider nicht möglich automatisiert Rotationen um alle drei Drehwinkel ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  siehe Abbildung 4) durch zu führen.

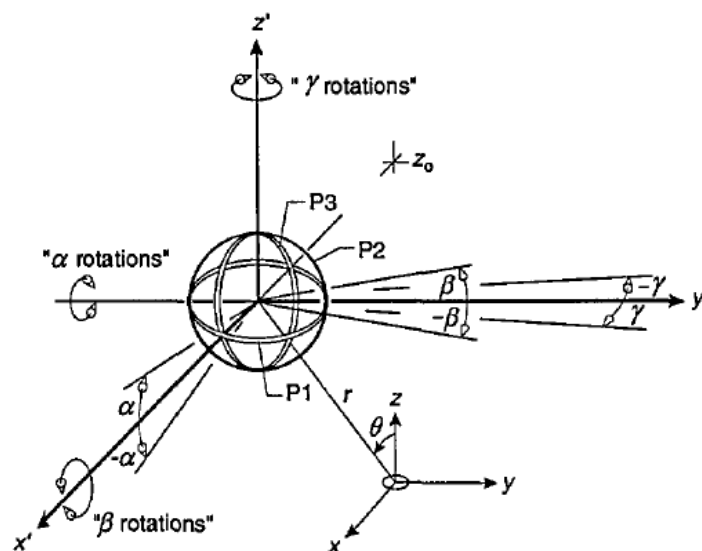


Abbildung 4 Geometrie der isotropen Sonde mit Drehwinkeln

Deshalb wird nun in einem zweiten Ansatz ein neues Modell vorgestellt. Das neue Sondenmodell besteht aus 3 orthogonal zu einander orientierten Spulen, mit welchen die induzierte Spannung gemäß dem Faraday'schen Induktionsgesetz (Gleichung 1) erfasst

werden kann. Zur Umrechnung der Spannungswerte in Feldwerte wird ein Transducer  $k(f)$  verwendet, welcher über eine Kombination des alten Punktrastermodells mit dem neuen Spulenmodell, aufgestellt werden konnte (siehe Abbildung 5 und 6).

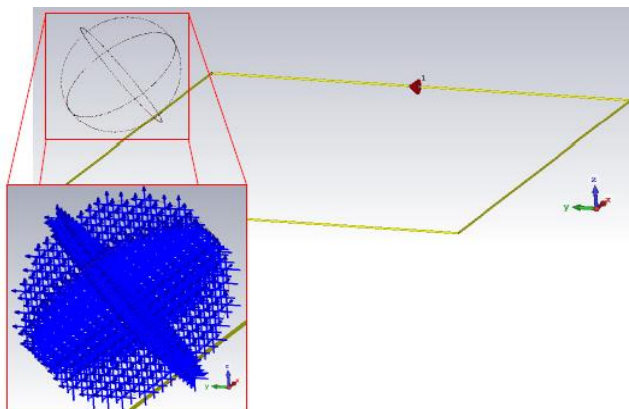


Abbildung 5 Punktrastermodell mit Spulenmodell

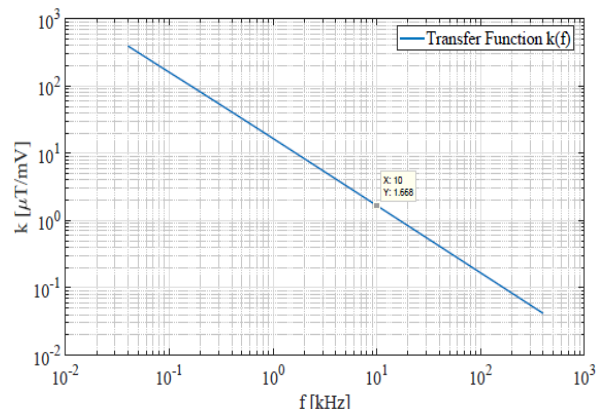


Abbildung 6 Transducer  $k(f)$

Um nun automatisiert nach dem größten Messwert in CST MWS zu suchen muss das Spulenmodell automatisiert um alle Drehwinkel rotiert werden. Bei jeder Drehung der Spulen ändern sich die Randbedingungen im Modell und zuvor berechnete Ergebnisse müssen für die neuen Randbedingungen neu berechnet werden. Dies kann sehr viel Zeit in Anspruch nehmen, wenn ein sehr komplexes Modell vorliegt. Mithilfe einer Huygens Box erfolgt eine Aufteilung des Modells in zwei Teile, ein Teil beinhaltet die Drahtschleife bzw. das DUT, der andere Teil das eigentliche Spulenmodell. Die tangentialen Komponenten der magnetischen Felder werden am Rand der Huygens Box aufgezeichnet. Diese werden im zweiten Teil des Modells, welcher das Spulenmodell beinhaltet, dann über speziell definierte Stromdichten auf der Boxoberfläche eingespeist. Da nun nur noch das Spulenmodell ohne das DUT um alle Drehwinkel rotiert werden muss kann somit sehr schnell und effizient nach dem größten Messwert gesucht werden. Dies ist detailliert in [3] beschrieben. Das Spulenmodell wurde in [3] für 4 verschiedene Positionen, welche in Abbildung 7 zu sehen sind, mit den Messwerten verglichen und validiert. Dabei entstanden Diskrepanzen bis zu 20% (relativer Fehler) zwischen Messung und Simulation. Wie sich gezeigt hat war der Grund dafür ein Fehler in einem der beiden Drehwinkel der 3 Spulen (siehe Abbildung 8).

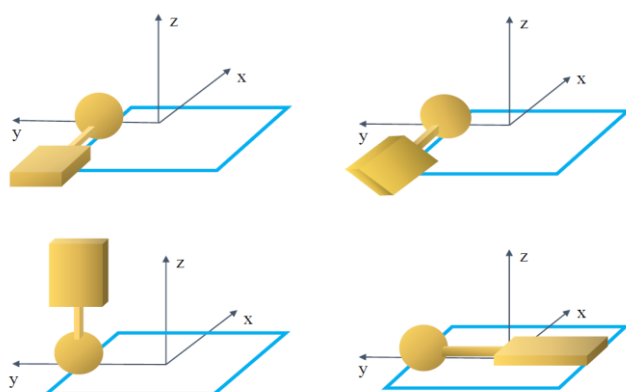


Abbildung 7 Verschiedene Positionen der Magnetfeldprobe über der Drahtschleife: Oben links: 1, Oben rechts: 2, Unten links: 3, unten rechts: 4

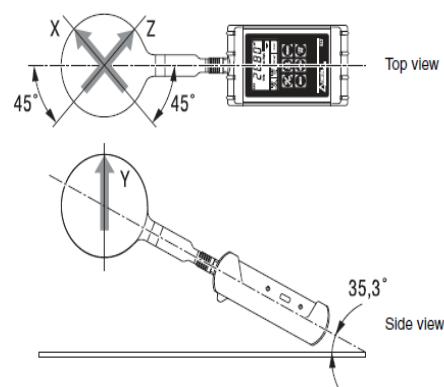


Abbildung 8 Drehwinkel der 3 Spulen der Magnetfeldprobe

Somit entsprach die Spulenorientierung der realen Magnetfeldprobe nicht exakt der des Spulenmodells. Der Fehler wurde nun korrigiert und der Vergleich erneut durchgeführt. In Abbildung 9 sind die alten Ergebnisse und in Abbildung 10 die neuen Ergebnisse dargestellt.

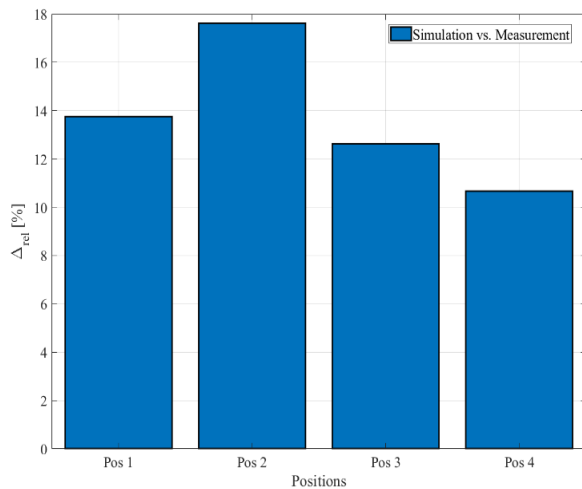


Abbildung 9 Vergleich zwischen Messung und Simulation mit der falschen Spulenorientierung

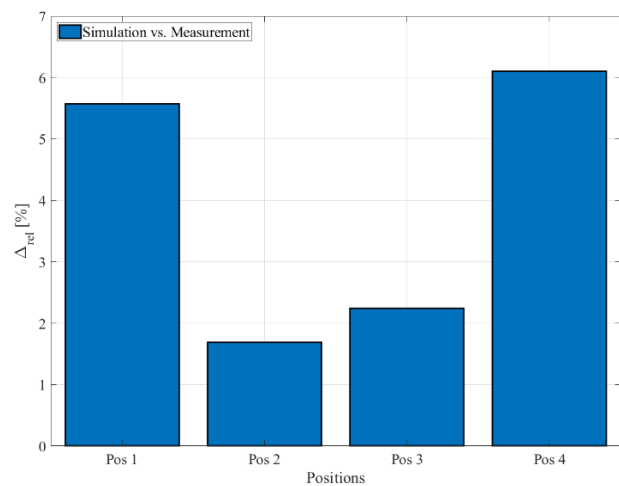


Abbildung 10 Vergleich zwischen Messung und Simulation mit der richtigen Spulenorientierung

Es ist deutlich zu sehen, dass der maximale relative Fehler von ca. 18% mit der falschen Spulenorientierung auf ca. 6% in der richtigen Spulenorientierung, gesunken ist.

### 3 Validierung des Spulenmodells für ICNIRP Referenzwert Simulation

Die ICNIRP liefert für die Beurteilung von sich zeitlich veränderlichen Magnetfeldern Grenzwerte, die eingehalten werden müssen, damit eine gesundheitliche Schädigung an einem Menschen ausgeschlossen werden kann. Bei der Exposition von Feldern mit unterschiedlichen Frequenzen ist es wichtig zu bestimmen, ob sich eine additive Wirkung der Exposition ergibt. Hierfür empfiehlt ICNIRP die Anwendung von Gleichung 6 [7] (Konstante b siehe auch [7])

$$\sum_{j=1 \text{ Hz}}^{65 \text{ kHz}} \frac{H_j}{H_{L,j}} + \sum_{j>65 \text{ kHz}}^{10 \text{ MHz}} \frac{H_j}{b} \leq 1 \quad \text{Gleichung (6)}$$

Es wird jeder im Feld vorhandene Frequenzanteil  $H_j$  durch den Grenzwert  $H_{L,j}$  am selbigen Frequenzpunkt dividiert und über die Summen aufsummiert. Ist die Summe kleiner als 1 bzw. 100% ist der Prüfling in Ordnung. Die Anwendung der Gleichung 6 führt meistens zu einer Überbewertung, da angenommen wird, dass alle Frequenzanteile in Phase sind und sich konstruktiv überlagern [8]. Die Magnetfeldprobe führt die Bewertung des Feldes im Zeitbereich mit der WPM (Weighted Peak Method) durch. Diese Methode stellt die zugrundeliegenden physikalischen und biologischen Effekte besser dar als alle anderen bekannten Methoden [9]. Damit nun auch mit dem Spulenmodell ICNIRP Referenzwertbewertungen durchgeführt werden können wurde die WPM Methode in Matlab als Postprocessing Schritt implementiert. Dafür mussten die Grenzwertkurven für die Referenzwerte des magnetischen Feldes der ICNIRP 1998/2010 als digitale Filter  $H(f)$  erster Ordnung (Forderung aus [8]) implementiert werden. Der Kehrwert des digitalen

Filters  $L(f)$  entspricht dabei der Grenzwertkurve aus den ICNIRP Richtlinien (siehe Gleichung 7).

$$|H(f)| \cong \frac{1}{L(f)} \tag{Gleichung (7)}$$

In den folgenden Abbildungen 11 und 12 sind die Grenzwertkurven für die Referenzwerte des magnetischen Feldes aus den ICNIRP Richtlinien zusammen mit dem Kehrwert  $L(f)$  der digitalen Filter  $H(f)$  zu ersehen.

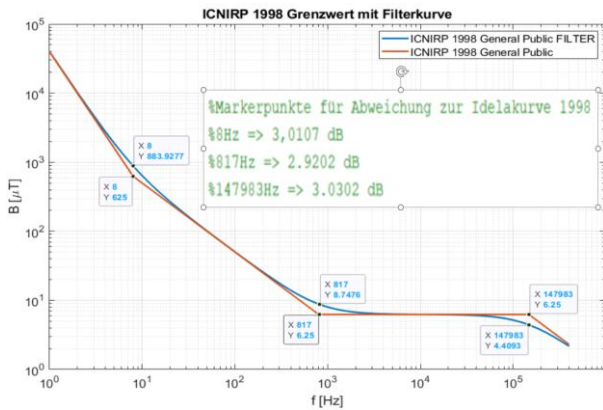


Abbildung 11 Vergleich Grenzwertkurve (rot) mit  $L(f)$  (blau) für die ICNIRP 1998

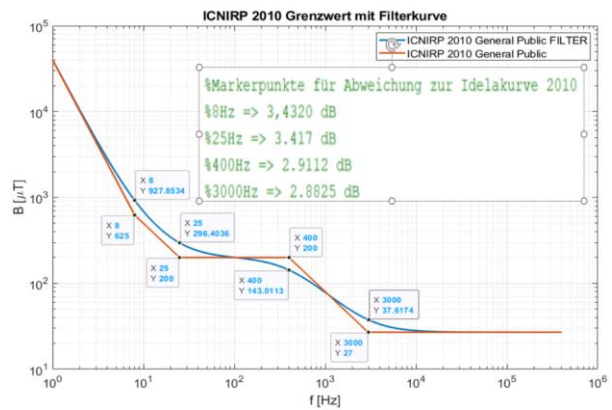


Abbildung 12 Vergleich Grenzwertkurve (rot) mit  $L(f)$  (blau) für die ICNIRP 2010

An den Eckfrequenzen der Filter tritt die höchste Abweichung gegenüber dem idealen Grenzwert auf. Diese ist maximal ca. 3,5dB und damit noch im Bereich der maximal zulässigen Abweichungen (siehe [10]). Bei isotropen Magnetfeldsonden muss jede Spule mit dem Bewertungsfiler einzeln betrachtet werden. Man erhält die gewichteten Signale jeder Spule ( $s_x, s_y, s_z$ ) durch Faltung des Bewertungsfilters  $w(t)$  mit dem jeweiligen gemessenen Feld ( $g_x, g_y, g_z$ ) im Zeitbereich (siehe Gleichungen 8-10).

$$s_x(t) = g_x(t) * w(t) \tag{Gleichung (8)}$$

$$s_y(t) = g_y(t) * w(t) \tag{Gleichung (9)}$$

$$s_z(t) = g_z(t) * w(t) \tag{Gleichung (10)}$$

Anschließend kann mit Gleichung 11 der Exposure Wert  $EI$  in Prozent berechnet werden.

$$EI = \max \left( \sqrt{s_x^2(t) + s_y^2(t) + s_z^2(t)} \right) \tag{Gleichung (11)}$$

Für die Validation des Rechenverfahrens wurde derselbe Messaufbau, wie in Abbildung 3 gezeigt, verwendet. In der nachfolgenden Tabelle 2 sind verschiedene Testsignale in der ersten Spalte, der gemessene Exposure Wert mit der Magnetfeldsonde in der zweiten Spalte, der simulierte bzw. berechnete Exposure Wert mit dem Spulenmodell und Matlab Postprocessing in der dritten Spalte und der über die Gleichung 6 berechnete Exposure Wert in der vierten Spalte, gegenübergestellt.

Signal	Mess. WPM [%]	Sim. WPM [%]	Sim. (Gl. 6) [%]
Sinus 500Hz	9	8,8	11,8
Sinus 50kHz	14,1	13,90	13,65
Sinus 5kHz + Sinus 10kHz	8	7,8	8,8
Sinus 30kHz + Sinus 80kHz	2,7	2,29	2,2
Impuls 100Hz	7	4	18,4
Impuls 200Hz	13,6	12,1	55,87
PWM 25Hz DC 25%	175	183	420
PWM 25Hz DC 50%	165	164	345
PWM 1kHz DC 25%	171	179	554
PWM 1kHz DC 50%	151	161	458

Tabelle 2 Gegenüberstellung von gemessenen, simulierten (WPM) und simulierten (Summenformel) Exposure Werte der ICNIRP 1998 für verschiedene Signale

Es ist in Tabelle 2 zu sehen, dass alle simulierten Exposure Werte, welche nach der WPM Methode berechnet wurden (dritte Spalte), sehr gut mit den gemessenen Exposure Werten aus Spalte zwei für alle getesteten Signaltypen (schmalbandig, breitbandig) übereinstimmen. Die simulierten Exposure Werte, welche mit der Summenformel berechnet wurden (vierte Spalte), stimmen nur bei schmalbandigen Signalen (Sinus, Mischsignal mit 2 Sinusanteilen) gut mit den gemessenen Werten überein. Bei breitbandigeren Signalen (Impuls, PWM) ist deutlich zu sehen, dass die Verwendung der Summenformel (Gleichung 6) zu einer deutlichen Überschätzung des Exposure Wertes führt.

#### 4 Zusammenfassung

Die Notwendigkeit für die Modellierung von isotropen Magnetfeldsonden in Simulationsprogramm wurde in Abschnitt 1 aufgezeigt. Im Abschnitt 2 wurde erst unter 2.1. ein Punktrastermodell vorgestellt, welches anschließend für inhomogene Magnetfelder validiert wurde. Da in einem stark inhomogenen Magnetfeld der gemessene Wert stark von der Orientierung der Spulen abhängt und im Kontext der EMV meist der Größte Messwert (Worst Case) von Interesse ist, wurde unter 2.2 ein zweites Modell (Spulenmodell) vorgestellt und die Vorteile aufgezeigt. Die Abweichungen zwischen Messung und Simulation zwischen der falschen und richtigen Orientierung der Spulen wurde in den Abbildungen 9 und 10 gegenübergestellt. Weiterhin wurde im Abschnitt 3 dieses Artikels die WPM Methode vorgestellt und begründet, warum diese der reinen Aufsummationsgleichung (6) vorzuziehen ist. Es wurde gezeigt, dass die definierten digitalen Filter  $H(f)$  die Referenzgrenzwerte der ICNIRP Richtlinien hinreichend genau nachbilden (Abbildung 11 und 12). Abschließend wurden in Tabelle 2 die Exposure Werte der Simulation mit Summenformel (Gleichung 6) und der Simulation mit WPM Methode mit den gemessenen Exposure Werten für schmalbandige und breitbandige Signale, verglichen. Die Ergebnisse wurden diskutiert und haben das Spulenmodell erneut validiert.

## Literatur

- [1] M. Misakian: "Coil Probe Dimension and Uncertainties During Measurements of Nonuniform ELF Magnetic Fields," *Journal of research of the National Institute of Standards and Technology*, vol. 98,3, 05 1993, DOI:10.6028/jres.098.024
- [2] M. Misakian and C. Fenimore: "Three-axis coil probe dimensions and uncertainties during measurement of nonuniform magnetic fields," *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*, vol. 99, 05 1994, DOI:10.6028/jres.099.020
- [3] M. Messer and M. Kuhn, "Advanced Modeling of an isotropic Three-Axis magnetic field probe using coils and a near field source approach," *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spain, 2019, pp. 173-178, DOI:10.1109/EMCEurope.2019.8872100
- [4] Narda Safety Test Solutions GmbH, "Bedienungsanleitung: ELT-400"
- [5] Narda Safety Test Solutions GmbH, "ELT400 Datasheet"
- [6] M. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics with MATLAB*, Third Edition. Taylor & Francis, 2009.
- [7] ICNIRP, "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)", 1998
- [8] DIN EN 62311, „Bewertung von elektrischen und elektronischen Einrichtungen in Bezug auf Begrenzungen der Exposition von Personen in elektromagnetischen Feldern (0Hz bis 300GHz)“
- [9] Helmut Keller, "The Weighted Peak Method in the Time Domain compared with alternative Methods for assessing LF electric and magnetic fields." *Health Physics* July 2017, DOI: 10.1097/HP.0000000000000667
- [10] ICNIRP, "Guidance on determining compliance of exposure to pulsed fields and complex nonsinusoidal waveforms below 100kHz with ICNIRP Guidelines", 2003, DOI:10.1097/00004032-200303000-00016

# **Einfluss parasitärer Effekte einer Rahmenantenne bei Magnetfeldmessungen unter 30 MHz**

M. Sc. Maik Rogowski\*, Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe  
Leibniz Universität Hannover  
Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik  
Fachgebiet Elektromagnetische Verträglichkeit  
Appelstr. 9a, 30167 Hannover, Deutschland,  
\*E-Mail: [rogowski@geml.uni-hannover.de](mailto:rogowski@geml.uni-hannover.de)

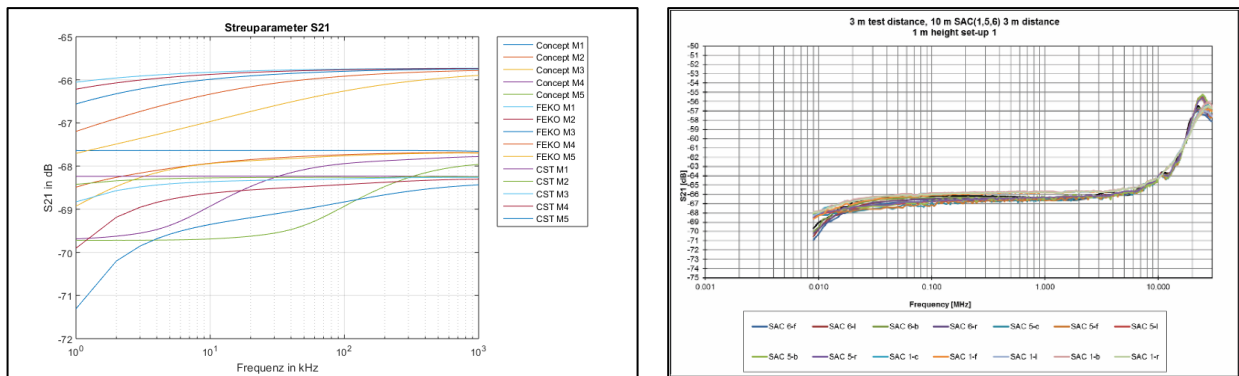
## **1 Einleitung**

Normgerechte Störaussendungs- und Störfestigkeitsmessungen im Frequenzbereich zwischen 9 kHz bis 30 MHz stellen noch immer eine große Herausforderung an die Messtechnik dar. Einer der Hauptgründe hierfür ist der Abstand zwischen dem Messobjekt und der Antenne, da dieser wesentlich kleiner ist als die Wellenlänge der jeweils betrachteten Frequenz in diesem Frequenzbereich. Laut CISPR-Normen [1], [2] und [3] werden in diesem Frequenzbereich Magnetfeldantennen verwendet und die Messungen in einer definierten Messumgebung, wie Absorberhallen oder Freifeldmessplätze durchgeführt. Zur Validierung dieser EMV-Messplätze für die Messung von Störaussendung und Störfestigkeit eines Messobjektes hatte Trautnitz et al. [4] einen Round-Robin-Test in unterschiedlichen Absorberhallen und Freifeldmessplätzen durchgeführt. Jedoch gibt es kaum Untersuchungen zum Einfluss des realen Bodens (Groundplane) der Messplätze auf das Messergebnis. Aus diesem Grund wurde in vorangegangenen Arbeiten dieser Einfluss der Groundplane mithilfe von unterschiedlichen numerischen Feldberechnungsprogrammen untersucht ([5] und [6]). In diesen Arbeiten wurde der Frequenzbereich von 1 kHz bis 1 MHz festgelegt, da in diesem Bereich der größte Einfluss vermutet wurde. Die Ergebnisse aus den Simulationen wurden anschließend mit den Messergebnissen aus dem Round-Robin-Test verglichen. Als numerische Feldberechnungsprogramme wurden FEKO [7], CST [8] und Concept II [9] verwendet.

In dieser Arbeit werden weiterführende Untersuchungen vorgestellt. Hierbei wird der Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz erweitert, mit Hilfe der numerischen Feldprogramme simuliert und mit den Messergebnissen aus dem Round-Robin-Test [4] verglichen. Die daraus resultierenden Erkenntnisse aus dem Vergleich sowie der charakteristische Verlauf der realen Messdaten legen die Vermutung nahe, dass die Eigenschaften der Rahmenantenne einen Einfluss auf die Messergebnisse haben. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit weiterhin die parasitären Effekte einer Rahmenantenne untersucht. Speziell im Fokus liegt der Einfluss der Induktion der Leiterschleife und der parasitären Kapazität, welche sich zwischen den einzelnen Windungen des Drahtes und der Rahmenantenne selbst bilden. Mithilfe eines numerischen Feldberechnungsprogrammes (Concept II) wird eine Rahmenantenne modelliert und die Anzahl an Windungen der Antenne variiert. Zur Validierung der Simulationsergebnisse wird ein Ersatzschaltbild der Rahmenantenne in ein numerisches Schaltungssimulationsprogramm modelliert und die Ergebnisse mit den Simulationsprogrammen verglichen.

## 2 Simulation im erweiterten Frequenzbereich von 1 kHz bis 30 MHz

In den Simulationen der vorangegangenen Arbeiten im Frequenzbereich von 1 kHz bis 1 MHz wurde ein vereinfachtes Modell einer Halbabsorberkammer verwendet [5]. Dieses Modell basiert auf der Vorlage des Round-Robin-Tests [4] und besteht aus einer Groundplane in einer sonst idealen Umgebung und zwei Rahmenantennen, einer Sende- und einer Empfangsantenne. Bei dieser Untersuchung lag der Fokus auf zwei Materialparameter für die Groundplane, der elektrischen Leitfähigkeit  $\kappa$  und der relativen Permeabilität  $\mu_r$ , welche mit verschiedenen Werten simuliert wurden. Die Ergebnisse aus dem Round-Robin-Test [4] und die Simulationsergebnisse, welche basierend auf der Arbeit nach [6] rekonstruiert wurden, sind in Abbildung 1 dargestellt.



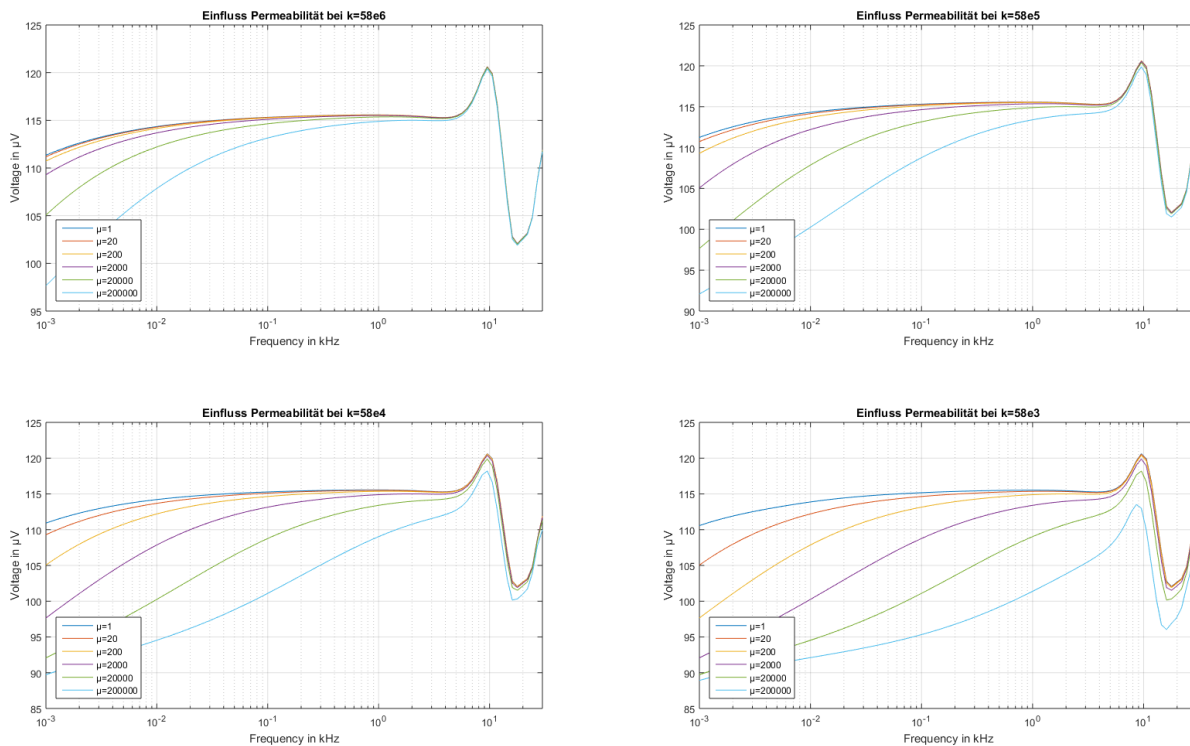
**Abbildung 1:** Ergebnisse aus den Simulationen, basierend auf Rogowski [6] (links) und die Ergebnisse aus dem Round-Robin-Test [4] (rechts)

Hierbei zeigte sich, dass die Simulationen und die realen Messergebnisse ähnliche Kurvenverläufe aufwiesen. Die beste Übereinstimmung mit den realen Messergebnissen hatte die Simulation mit dem FEKO. Des Weiteren ist ersichtlich, dass die Kurvenverläufe aus den realen Messergebnissen einen signifikanten Anstieg bei ungefähr 7 MHz aufweisen, welcher in einem Maximum endet und anschließend die Kurvenverläufe abfallen.

Um die korrekte Modellierung der Simulation zu prüfen, wurde in weiterführenden Untersuchungen der Frequenzbereich von 1 kHz bis 30 MHz erweitert. Hierbei wird, wie bei den Ergebnissen aus dem Round-Robin-Test, ein Anstieg der Kurvenverläufe und ein Maximum im höheren Frequenzbereich erwartet. Da FEKO die beste Übereinstimmung mit den realen Messergebnissen zeigte, wurde dieser für die Untersuchungen verwendet. Die elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  und die relative Permeabilität  $\mu_r$  wurden bei den Simulationen jeweils um eine Dekade erhöht. Hierbei wurde die Fusspunktspannung der Empfangsantenne bestimmt.

In Abbildung 2 sind die Ergebnisse aus der Simulation mit dem erweiterten Frequenzbereich dargestellt. In den Ergebnissen der Simulation ist ebenfalls ein signifikanter Einfluss der Materialparameter zu erkennen. Sowohl bei der Verringerung der elektrischen Leitfähigkeit als auch bei Erhöhung der relativen Permeabilität sinkt die Einkopplung des elektromagnetischen Feldes in die Empfangsantenne.





**Abbildung 2:** Ergebnisse aus den Simulationen in FEKO mit erweitertem Frequenzbereich bis 30 MHz

Des Weiteren fällt auf, dass sich der Kurvenverlauf bei hoher relativer Permeabilität und geringer elektrischer Leitfähigkeit verändert. Im Vergleich mit den realen Messdaten zeigt sich ebenfalls zunächst ein Anstieg bei ca. 7 MHz, jedoch fällt der Kurvenverlauf bei 10 MHz ab und weist ein inverses Verhalten auf. Simulationen mit anderen numerischen Feldberechnungsprogrammen zeigen ebenfalls einen Abfall der Kurvenverläufe, jedoch im Gegensatz zu FEKO ohne einen vorherigen Anstieg. Somit zeigen die Ergebnisse einen inversen Kurvenverlauf zu den Ergebnissen aus dem Round-Robin-Test im Frequenzbereich ab 1 MHz bis 30 MHz. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass im Round-Robin-Test der Antennenfaktor nicht berücksichtigt wurde. Diese Unterschiede zwischen der Simulation und den realen Messergebnissen sowie der charakteristische Verlauf der realen Messdaten legen die Vermutung nahe, dass die Eigenschaften der Rahmenantenne hierbei die Ursache sind.

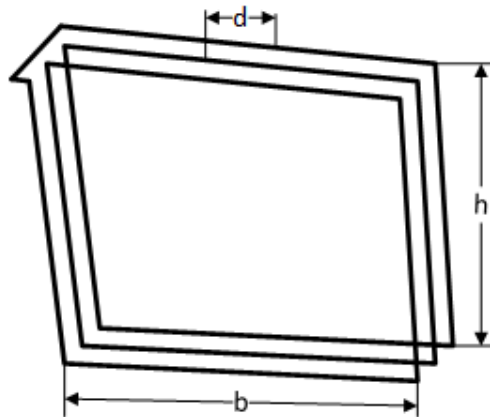
### 3 Einfluss parasitärer Effekte der Rahmenantenne bei Magnetfeldmessungen unter 30 MHz

In diesem Abschnitt der Arbeit werden die parasitären Effekte einer Rahmenantenne untersucht. Speziell im Fokus liegt der Einfluss der Selbstinduktion der Leiterschleife und der parasitären Kapazität, welche sich zwischen den einzelnen Windungen des Drahtes und der parallel liegenden Drahtabschnitte der Rahmenantenne bilden.

#### 3.1 Numerisches Feldberechnungsprogramm

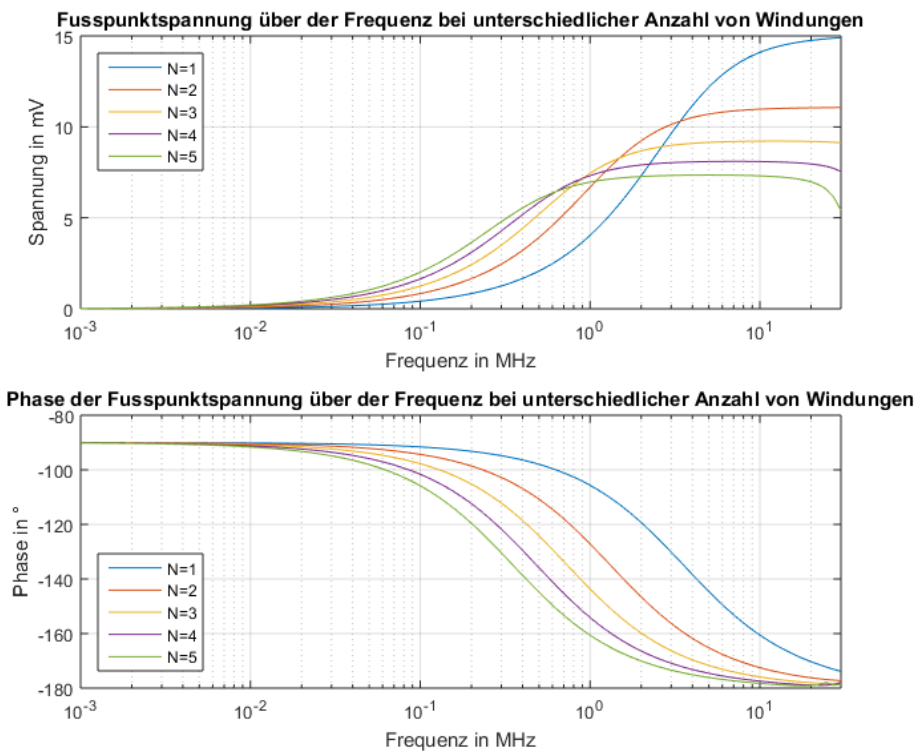
Mithilfe eines numerischen Feldberechnungsprogrammes wird eine Rahmenantenne modelliert und die Anzahl an Windungen der Antenne variiert. In der Simulation wird die

Antenne mit einer ebenen elektromagnetischen Welle beaufschlagt und die Fusspunktspannung der Antenne wird als Ergebnis des eingekoppelten Feldes bestimmt. Abbildung 3 zeigt den Aufbau der Rahmenantenne beispielhaft mit 3 Windungen.



**Abbildung 3:** Modellierte Rahmenantenne beispielhaft mit 3 Windungen

Dabei stellen  $b$  die Antennenbreite,  $h$  die Antennenhöhe und  $d$  der Abstand zwischen den Windungen dar. Die Abmaße der Antenne werden so gewählt, dass diese die gleiche Fläche besitzt wie die Loopantenne im Round-Robin-Test. Modelliert wird die Rahmenantenne mit Variation der Anzahl an Windungen von einer bis fünf Windungen. Das ebene Wellenfeld durchdringt die Rahmenantenne auf die Weise, dass das H-Feld in Richtung des Vektors der Flächennormalen der Antenne ausgerichtet ist. In Abbildung 4 sind die Ergebnisse der Simulation beispielhaft für Concept II dargestellt. Sowohl FEKO als auch Concept II wiesen keine signifikanten Unterschiede in Ihren Ergebnissen auf.

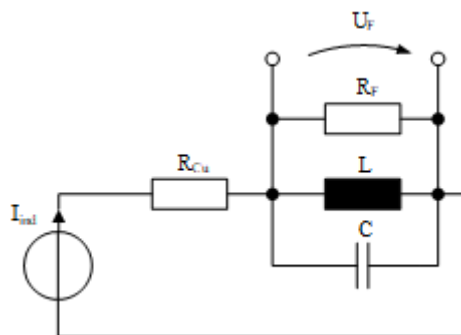


**Abbildung 4:** Simulationsergebnisse mit einer Rahmenantenne unterschiedlicher Anzahl an Windungen nach Betrag (oben) und Phase (unten)

Die Ergebnisse zeigen den charakteristischen Verlauf einer Rahmenantenne. Im höheren Frequenzbereich nimmt der Einfluss der Induktivität deutlich zu, weshalb die Fusspunktspannung an der Empfangsantenne ansteigt. Ebenfalls ist der Einfluss der parasitären Kapazität zu erkennen, da am Ende des Frequenzbereiches ein Maximum ersichtlich ist. Dies ist ebenfalls im Phasenverlauf zu erkennen. Mit zunehmender Windungsanzahl zeigt sich die Erhöhung der Induktivität durch einen früheren Anstieg und zunächst höheren Fusspunktspannungen. Jedoch zeigt sich im weiteren Verlauf der Einfluss der parasitären Kapazität. Dies wird deutlich im Frequenzbereich zwischen 1 MHz bis 3 MHz, da die Fusspunktspannung mit zunehmender Anzahl an Windungen geringer wird. Dies ist ebenfalls im Phasenverlauf erkennbar, da sich ein abfallender Verlauf der Phase bei geringeren Frequenzen ergibt. Diese Untersuchungen belegen, dass die parasitären Effekte der Rahmenantenne einen deutlichen Einfluss auf das einkoppelnde elektromagnetische Feld in die Empfangsantenne haben.

### 3.2 Validierung der Simulation mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes

Um die Ergebnisse aus den Simulationen zu validieren, wird ein Ersatzschaltbild (ESB) in einem numerischen Schaltungsberechnungsprogramm modelliert. Die Basis für das ESB bildet eine Spule bestehend aus einem ohmschen Widerstand, welcher die Drahtverluste und eine Induktion, welche die Selbstinduktion der Rahmenantenne beschreibt. Zusätzlich wird eine Kapazität parallel zur Induktion geschaltet, welche die parasitären Kapazitäten beschreibt, die sich zwischen den einzelnen Windungen und der parallel liegenden Drahtabschnitte der Rahmenantenne ergeben. In der Simulation wird als Ergebnis die Fusspunktspannung an einem ohmschen Widerstand von  $R_F = 50 \Omega$  bestimmt. Der Fusspunktswiderstand wird aus diesem Grunde ebenfalls parallel zur Induktion ins ESB geschaltet und über diesen die Fusspunktspannung ermittelt. Quelle für das ESB bildet eine ideale Stromquelle, welche den induzierten Strom des einkoppelnden elektromagnetischen Feldes in die Rahmenantenne nachbildet. Abbildung 5 zeigt das gesamte ESB, welchen in dem numerischen Schaltungsberechnungsprogramm erstellt wird.



**Abbildung 5:** Ersatzschaltbild der Rahmenantenne auf den Simulationen

Im Anschluss an der Modellierung des ESBs folgt die Berechnung der einzelnen Komponenten. Der Fusspunktswiderstand ist mit  $R_F = 50 \Omega$  für alle Simulationen konstant. Der Drahtwiderstand  $R_{Cu}$  kann wie folgt ermittelt werden:

$$R_{Cu} = \frac{\rho l}{A},$$

wobei  $\rho$  der spezifische Widerstand des Drahtes ist. In diesem Fall wird der Wert für Kupfer verwendet. Weiterhin steht  $l$  für die Länge des Drahtes, welche sich aus der doppelten Höhe und der doppelten Breite der Rahmenantenne und aus der Anzahl der

Windungen ergibt. Hieraus ergibt sich die folgende Berechnung für den Drahtwiderstand zu:

$$R_{Cu} = \frac{\rho \cdot 2N(h + b)}{A}$$

Wobei  $N$  die Anzahl der Windungen und  $A$  die Querschnittsfläche des Leiters beschreibt. Für die Berechnung der parasitären Kapazität wird vereinfacht die Formel für die Berechnung der Kapazität zweier paralleler Drähte angenommen. Hierbei ergeben sich vier Teilkapazitäten, welche zu einer Gesamtkapazität addiert werden. Die Formel für die Teilkapazitäten ist laut Meinke, Gundlach [10] wie folgt:

$$C_T = \frac{\pi \epsilon l}{\ln\left(\frac{d}{D} + \sqrt{\left(\frac{d}{D}\right)^2 - 1}\right)}$$

Wobei  $l$  für die Drahtlänge,  $d$  für den Abstand zwischen den Drähten und  $D$  für den Drahtdurchmesser beschreibt. Die Teilkapazitäten, welche die parasitären Kapazitäten zwischen den Windungen beschreiben, haben jeweils zweimal die Drahtlänge der Antennenhöhe  $h$  und die Antennenbreite  $b$  und den Abstand zwischen den Windungen  $d$ . Die Teilkapazitäten der Rahmenantenne pro Windung haben die Drahtlänge der Antennenhöhe  $h$  mit dem Abstand der Antennenbreite  $b$  und umgekehrt. Die Anzahl der Windungen ist für die Bestimmung der Gesamtkapazität ebenfalls ein zu berücksichtigender Faktor, sodass sich die Berechnung der Gesamtkapazität wie folgt ergibt:

$$C = \frac{(N - 1)2\pi\epsilon(b + h)}{\ln\left(\frac{d}{D} + \sqrt{\left(\frac{d}{D}\right)^2 - 1}\right)} + \frac{N\pi\epsilon b}{\ln\left(\frac{h}{D} + \sqrt{\left(\frac{h}{D}\right)^2 - 1}\right)} + \frac{N\pi\epsilon h}{\ln\left(\frac{b}{D} + \sqrt{\left(\frac{b}{D}\right)^2 - 1}\right)}$$

Die Induktivität des ESBs wird bestimmt durch den Ansatz der Induktion einer rechteckförmigen Drahtschleife, welche Rosa [11] beschrieben hat:

$$L = \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \ln\left(\frac{4b}{D}\right) + h \cdot \ln\left(\frac{4h}{D}\right) - (b + h) \left(2 - \frac{Y}{2}\right) + 2\sqrt{b^2 + h^2} \right) - \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{b}{h}\right) + h \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{h}{b}\right) \right)$$

Wobei  $Y$  eine Konstante ist, bei der unterschieden wird, ob die Drahtschleife eine hoch- oder niederfrequenten Induktivität ist. In dieser Arbeit wird eine niederfrequente Induktivität angenommen, bei der der Strom gleichförmig über den Drahtquerschnitt verteilt ist. Daraus ergibt sich die Konstante zu  $Y = 1/2$  und die Formel wie folgt:

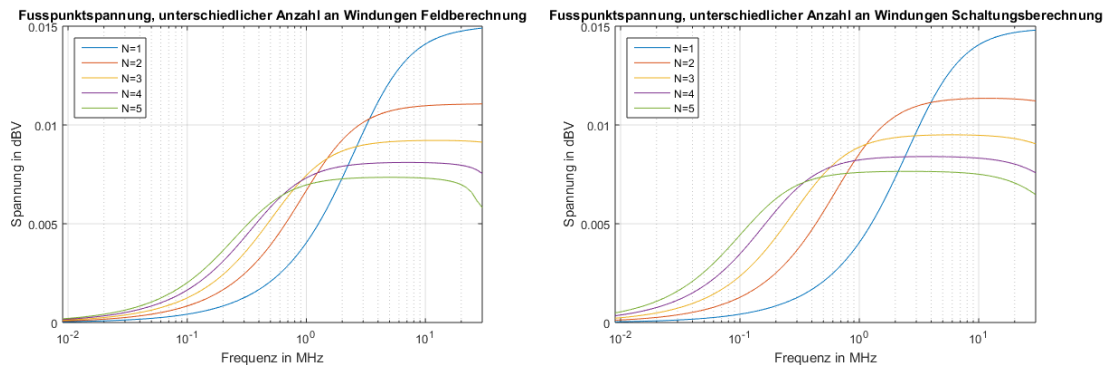
$$L = \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \ln\left(\frac{4b}{D}\right) + h \cdot \ln\left(\frac{4h}{D}\right) - \frac{7}{4}(b + h) + 2\sqrt{b^2 + h^2} \right) - \frac{N^2\mu_0}{\pi} \left( b \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{b}{h}\right) + h \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{h}{b}\right) \right)$$

Der induzierte Strom der idealen Stromquelle wird für die unterschiedliche Anzahl der Windungen durch die Simulation der Rahmenantenne und einer Current-Probe in Concept II bestimmt. Hierzu wird ebenfalls die Rahmenantenne mit einem ebenen Wellenfeld beaufschlagt und mit Hilfe der Current-Probe an der Rahmenantenne wird der induzierte Strom bestimmt werden. In der Tabelle 1 sind alle Werte für die Bauelemente des ESBs für die unterschiedlichen Windungszahlen eingetragen.

**Tabelle 1:** Werte der Bauelemente im ESB der Rahmenantenne für die unterschiedlichen Windungszahlen

N	$I_{ind} / \text{mA}$	$R_{Cu} / \text{Ohm}$	C / pF	L / mH
1	0,297	0,039	3,7	2,3
2	0,227	0,0779	19,6	9
3	0,19	0,1169	35,6	20,3
4	0,168	0,1558	51,5	36,1
5	0,153	0,1948	67,4	56,4

Die Ergebnisse der Feldsimulation und dem ESB sind in Abbildung 6 ersichtlich.



**Abbildung 6:** Ergebnisse aus der Feldsimulation (links) und dem ESB (rechts)

Die Ergebnisse aus dem ESB zeigen eine deutliche Ähnlichkeit in den Verläufen zu denen aus der Feldsimulation. Es ist zu erkennen, dass es bei den Ergebnissen mit dem ESB ebenfalls zu einem Anstieg bei geringeren Frequenzen und geringeren Amplituden führt bei gesteigerter Anzahl der Windungen. Die parasitäre Windungskapazität hat Einfluss auf das Maximum und in welchem Maß der Verlauf abfällt im höheren Frequenzbereich von 20 MHz – 30 MHz. Die Selbstinduktivität hingegen bestimmt im unteren Frequenzbereich wann die Kurve ansteigt. Der Unterschied vom ESB zu der Feldsimulation liegt darin, dass der Anstieg bei den Verläufen vom ESB bei geringeren Frequenzen liegt. Dies ist damit zu begründen, dass ein vereinfachtes ESB modelliert wurde und die Berechnungen der Bauelemente teilweise nur Näherungsbestimmungen sind. Dennoch lassen sich die Ergebnisse aus der Feldsimulation mit dem Vergleich im ausreichenden Maß validieren.

## 4 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden weiterführende Untersuchungen vorgestellt, bei denen der Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz betrachtet wird, mit Hilfe der numerischen Feldprogramme simuliert und mit den Messergebnissen aus dem Round-Robin-Test [4] verglichen. Aus dem Vergleich wurde ersichtlich, dass es im höheren Frequenzbereich erhebliche Unterschiede gibt. Aus diesen Unterschieden wurde deutlich, dass die Eigenschaften der Rahmenantenne einen Einfluss auf die Messergebnisse haben. Aus diesem Grund wurden in dieser Arbeit die parasitären Effekte einer Rahmenantenne untersucht. Besonderer Fokus lag hierbei auf der Selbstinduktion der Leiterschleife und der parasitären Wicklungskapazität. Zur Bestimmung dieses Einflusses der parasitären Effekte wurde zunächst eine Simulation mit einem numerischen Feldberechnungsprogramm durchgeführt. Hierbei wurde die Anzahl an Windungen der Rahmenantenne variiert. Anschließend erfolgte die Validierung der Ergebnisse durch die Modellierung und Simulation eines Ersatzschaltbildes der Rahmenantenne.

Durch die Simulation der Rahmenantenne mit unterschiedlichen Windungen lässt sich bestätigen, dass die parasitären Effekte einer Rahmenantenne einen erheblichen Einfluss auf den Frequenzverlauf und die Einkopplung von elektromagnetischer Strahlung haben. Besonders die Selbstinduktivität und die Wicklungskapazität haben einen großen Einfluss auf die Ergebnisse in unterschiedliche Frequenzbereiche. Die Arbeit zeigt, dass mit einem geeigneten ESB die Simulationsergebnisse sehr gut zu validieren, die Haupteinflussparameter zu identifizieren und die Auswirkungen diese Parameter auf die Ergebnisse erkennbar sind.

## Literatur

- [1] IEC/CISPR 16-1-4: 2010-04, Specification for radio disturbance an immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antennas and test sites for radiated disturbance measurements; 2010
- [2] IEC/CISPR 16-4-5: 2006, Specification for radio disturbance an immunity measuring apparatus and methods – Part 4-5: Uncertainties, Statistics and Limit Modelling - Conditions for the Use of Alternative Test Methods; 2006
- [3] IEC/CISPR 25: 2002, Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats an don devices – Limits and methods of measurement; 2002
- [4] Friedrich, Trautnitz, Riedelsheimer: Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV-Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Magnetfeldantennen, EMV (Mesago Messe Frankfurt: 2014, Düsseldorf), pp. 204 – 211, DOI: 10.15488/5402
- [5] Rogowski, Fisahn, Garbe: Nutzung von Standard-Software zur Simulation von Testanlagen für niederfrequente Magnetfelder, EMV (Mesago Messe Frankfurt: 2018, Düsseldorf), DOI: 10.15488/4340
- [6] Rogowski, Fisahn, Garbe: Evaluation of Numerical Methods for the Simulation of Real Test Facilities for Low-Frequency Magnetic Fields Measurements, IEEE EMC Europe Symposium 2018, Amsterdam, DOI: 10.1109/EMCEurope.2018.84850000
- [7] FEKO, unter: <https://altairhyperworks.com/product/FEKO> (abgerufen 23.08.2019)
- [8] CST, unter: <https://www.3ds.com/de/produkte-und-services/simulia/produkte/cst-studio-suite/> (abgerufen 23.08.2019)
- [9] Concept II, unter: <http://www.tet.tuhh.de/concept/> (abgerufen 23.08.2019)
- [10] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik Band 1 Grundlagen, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1992, S. E9-E10, ISBN 978-3-642-96895-2
- [11] Rosa: The Self and Mutual Inductances of Linear Conductors. In: Bulletin of the Bureau of Standards 4, Nr. 2, 1908, S. 301–344.

# Statistisches Verfahren zur Kalibrierung von luftgestützten VHF-Messantennen

Karsten Schubert M.Sc., Jade Hochschule Wilhelmshaven / Oldenburg / Elsfleth (1)  
Prof. Dr.-Ing. Jens Werner, Jade Hochschule Wilhelmshaven / Oldenburg / Elsfleth (1)  
Prof. Dr.-Ing. Jens Wellhausen, Jade Hochschule Wilhelmshaven / Oldenburg / Elsfleth (2)  
Yannik Schildt B.Eng., Jade Hochschule Wilhelmshaven / Oldenburg / Elsfleth (1)  
Oliver Diedrich B.Eng., Jade Hochschule Wilhelmshaven / Oldenburg / Elsfleth (1)  
Martin Kumm B.Eng., Jade Hochschule Wilhelmshaven / Oldenburg / Elsfleth (2)

(1) Studienort Wilhelmshaven, Labor für Hochfrequenztechnik und EMV

(2) Studienort Wilhelmshaven, Labor für Meeresmesstechnik und maritime Sensorik

## 1 Einleitung

Die Wechselwirkung zwischen Windenergieanlagen (WEA) und Funk- bzw. Navigationsdiensten ist Gegenstand zahlreicher Untersuchungen, die von verschiedenen Institutionen betrieben werden. U.a. wurden in dem Projekt WERAN [1, 2] Rückwirkungen durch Reflexionen an WEA auf die Drehfunkfeuer (VOR - VHF omnidirectional range) der Luftfahrt untersucht. Dabei wurden überwiegend ferngesteuerte Flugplattformen (z.B. Oktokopter) eingesetzt, um elektromagnetische Felder in der Luft zu messen. In einem gegenärtig betriebenen Nachfolgeprojekt WERANplus kommt zusätzlich ein Leichtflugzeug in Form eines Reisemotorseglers zum Einsatz, welches Messtechnik in speziellen Außenlastbehältern tragen kann. Mit dieser Plattform sind Messungen über 6-8 Stunden und weite Entfernungen (>600 km) möglich. Damit sind auch Messungen im Offshore-Bereich geplant. Mögliche Einflüsse durch Reflexionen an WEA werden in einem ersten Schritt im VHF-Band hinsichtlich der Funkdienste AIS und UKW-Seefunk untersucht. Weiterhin sind Messungen im X-Band (maritime Radare) geplant. Nachfolgend wird hier für ein einkanalisches Basissystem die Architektur des Empfängers vorgestellt sowie verschiedene Ansätze diskutiert, um die Empfangsantenne gemeinsam mit der Flugplattform zu vermessen.

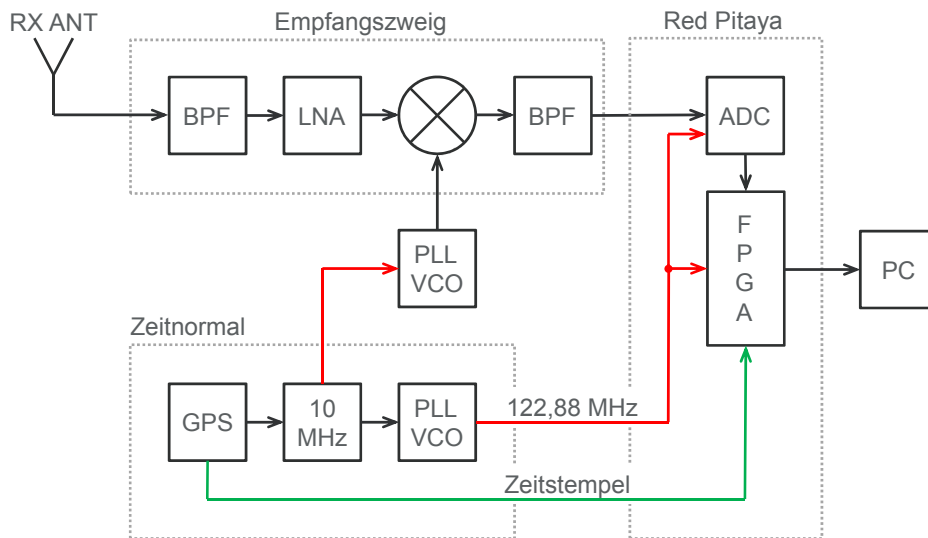
## 2 Messhardware

Das Empfangssystem besteht im wesentlichen aus drei Baugruppen (Bild 1). Die zu messenden hochfrequenten Felder im VHF-Bereich werden über die Empfangsantenne empfangen. Im Empfangszweig werden diese Signale gefiltert, verstärkt und auf eine Zwischenfrequenz umgesetzt. Eingangsseitig wird im Empfangszweig ein schmalbandiges Bandpassfilter (BPF) (ca. 5 MHz Bandbreite) verwendet, welches das Nutzsignal herausfiltert. Für DC ist dieses Filter zudem kurzgeschlossen, sodass statische Aufladungen abgeleitet werden können. Dem Filter folgen ein rauscharmer Vorverstärker (LNA - low noise amplifier), ein Diodenringmischer und ein weiteres schmalbandiges Bandpassfilter (ca. 1 MHz Bandbreite). LNA und Mischer sind großsignalfest ausgelegt. Das zweite Bandpassfilter selektiert die gewünschte Zwischenfrequenz von ca. 24 MHz heraus und dient ferner als Antialiasing-Filter. In der zweiten Baugruppe wird das Signal mit einem 14-Bit Analog Digital Converter (ADC) digitalisiert. Die digitalisierten Samples werden in

einem Field Programmable Gate Array (FPGA) vorprozessiert und über eine Ethernet-Schnittstelle zu einem Personal Computer (PC) übertragen. Die Vorprozessierung besteht aus einer digitalen IQ-Mischung und einer Abtastraten-Dezimierung, welche eine Tiefpassfilterung beinhaltet. Der Dezimierungsfaktor kann anwendungsspezifisch gewählt werden. Im Rahmen dieser Untersuchung wird ein Dezimierungsfaktor von 128 verwendet. Somit liegt das IQ-Basisband mit einer Abtastrate von 96 kSamples/s vor.

Die Grundhardware der zweiten Baugruppe basiert auf einem modifizierten RedPitaya-Board [3]. Hierbei wurde ein handelsüblicher RedPitaya so erweitert, dass sowohl Linearität als auch Empfindlichkeit erheblich verbessert wurden. Die Größe „Effective Number of Bits“ (ENOBs) konnte von 10 Bit auf 12 Bit erhöht werden, was einer Steigerung der Dynamik um 12 dB entspricht. Durch die schmalbandige Filterung im zweiten Bandpassfilter und die hohe Dynamik im ADC kann das Empfangssystem ohne Verstärkungsregelung (AGC - automatic gain control) arbeiten. Temperatürgänge und Nichtlinearität einer AGC-Stufe werden somit vermieden. Weiterhin können innerhalb der Empfangsbandbreite auch schwache Signale in Anwesenheit von starken Signalen ohne Einschränkungen detektiert und mit hoher Pegelgenauigkeit gemessen werden.

Die dritte Baugruppe stellt eine hochgenaue Zeitreferenz bereit. Kernkomponente dieser Baugruppe ist ein hochpräziser Quarz-Doppelofen, der phasenstarr mit den Zeitreferenzen der GPS-Satelliten synchronisiert ist. Von diesem Takt wird sowohl der Lokaloszillator (LO) für den Empfangszweig als auch die Taktversorgung des ADC und des FPGA abgeleitet. Bei der Auslegung dieser Oszillatoren wurde besonderes Augenmerk auf geringes Phasenrauschen gelegt. Messort und Messdaten werden mit Zeitstempeln versehen, die vom GPS-Empfänger bereitgestellt werden.



**Bild 1:** Blockschaltbild des einkanaligen VHF-Empfangssystems

### 3 Richtdiagramm des Flugzeugs

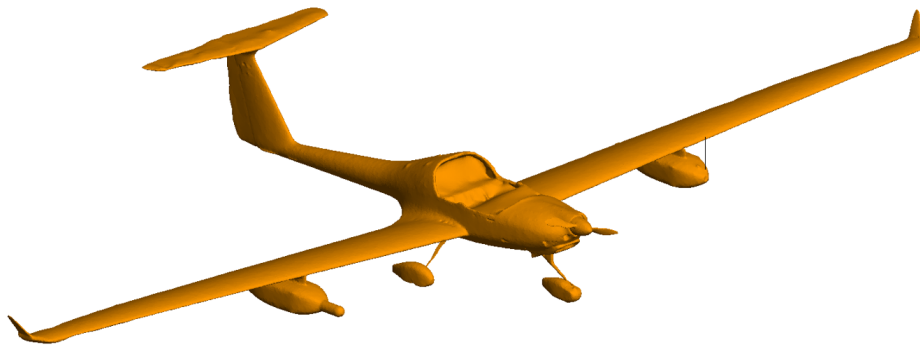
Um mit dem Flugzeug quantitative Feldstärkemessungen durchführen zu können, muss das Richtdiagramm der Empfangsantenne bekannt sein. Entscheidend ist, dass das Flugzeug einen Einfluss auf das Abstrahl- bzw. hier reziprok das Empfangsverhalten hat. Somit muss das Antennengesamtsystem bestehend aus Antenne und Flugzeug charakterisiert werden.



risiert werden. Hierzu werden in den drei folgenden Unterkapiteln verschiedene Ansätze diskutiert. Um eine einheitliche Nomenklatur zu verwenden, wird ausschließlich die Bezeichnung Antennendiagramm genutzt, die im Rahmen dieser Untersuchung den Einfluss des Flugzeugs grundsätzlich mit berücksichtigt. Zur Darstellung des Antennendiagramms werden Kugelkoordinaten verwendet. Der Bezug für den Elevationswinkel  $\Theta$  und den Azimutwinkel  $\phi$  ist wie folgt gewählt:  $\Theta = 0^\circ$  zeigt senkrecht in den Himmel nach oben und  $\Theta = 90^\circ$  und  $\phi = 0^\circ$  in Flugrichtung.

### 3.1 EM Simulation

Um das Abstrahlverhalten des Flugzeugs simulieren zu können, wurde dieses mit einem Laserscanner vermessen. Die Geometrie wurde in Oberflächenelemente überführt und in die Software FEKO [4] importiert. Zur Lösung der Feldverteilung wurde in FEKO der "Method of Moments"(MoM) Solver eingesetzt. Als Vereinfachung wurde die Oberfläche als Perfect Electric Conductor (PEC) modelliert. Bild 2 zeigt eine Sicht auf das 3D-Modell.

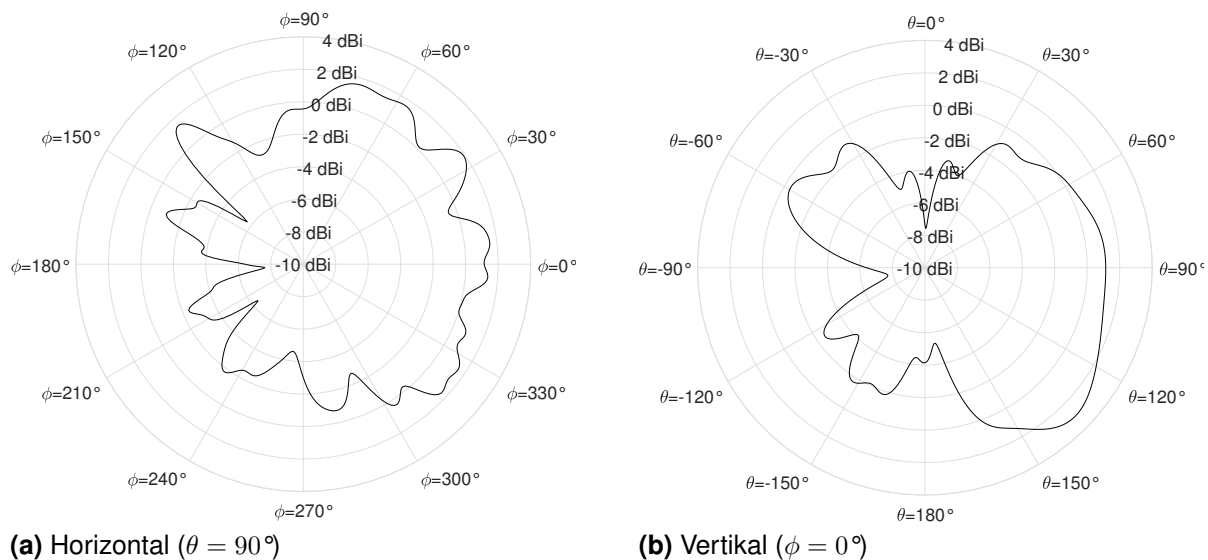


**Bild 2:** 3D-Modell des Flugzeugs: Vermessung mittels Laser-Scanner und Import als PEC Modell in FEKO

Die verwendete Antenne ist ein  $\lambda/4$ -Monopol. Dieser befindet sich am linken Außenlastbehälter des Flugzeuges und zeigt nach oben, was zu einer vertikalen Polarisation führt. Mittels der Simulation in FEKO lässt sich das Abstrahlverhalten in alle Raumrichtungen bestimmen. Exemplarisch zeigt Bild 3a das Richtdiagramm in der horizontalen Ebene ( $\theta = 90^\circ$ ). Es ist erkennbar, dass in Flugrichtung ( $\phi = 0^\circ$ ) der Antennengewinn über einen weiten Winkelbereich für  $\phi$  nahezu konstant ist. Im Bereich zwischen  $-60^\circ \leq \phi \leq +90^\circ$  schwankt der Antennengewinn lediglich zwischen 0 dBi und +2 dBi. Schaut man sich die rückwärtige Richtung an, so ist erkennbar, dass der Antennengewinn weit mehr variiert. Für  $\phi = 180^\circ$  ergibt sich beispielsweise ein Einbruch auf -8 dBi.

In Bild 3b ist das vertikale ( $\phi = 0^\circ$ ) Abstrahlverhalten abgebildet. Auch hier ist erkennbar, dass in frontale Richtung der Antennengewinn über einen großen Bereich nahezu konstant ist. So variiert der Antennengewinn für  $60^\circ \leq \Theta \leq +150^\circ$  lediglich zwischen 0 dBi und +2 dBi. Für  $\Theta = 0^\circ$  bzw. für  $\Theta = 180^\circ$  ergeben sich Werte von -4 dBi bzw. -8 dBi. Bei einem idealen Monopol (ohne Flugzeug) würde man in diesen Richtungen Nullstellen ( $-\infty$  dBi) erhalten.

Zusammenfassend ist erkennbar, dass in frontale Richtung über einen großen Bereich sowohl in vertikaler als auch in horizontaler Ebene ein nahezu konstanter Antennengewinn zu erwarten ist. In der Realität besteht die Oberfläche des Flugzeugs jedoch nicht aus



**Bild 3:** Antennendiagramm des Flugzeugs

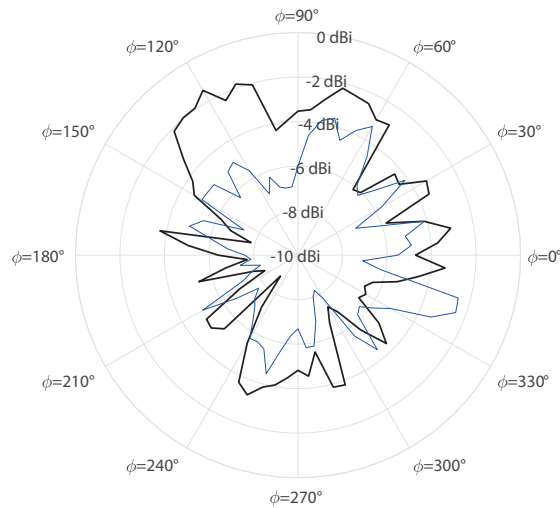
PEC, sondern aus einer Mischung von Kohle- und Glasfaserverbundstoffen (CFK und GFK). Somit sind beim realen Antennendiagramm Abweichungen zwischen Simulation und Messung zu erwarten.

### 3.2 Referenzsender

Um das reale Antennendiagramm des Flugzeugs zu bestimmen, wurden Messungen mit einer Referenzstation durchgeführt. Die Referenzstation besteht aus einem leistungskalibrierten Sender (+10,0 dBm) und einer Referenzantenne. Die Referenzantenne ist eine 6-Element Yagi-Uda Antenne, die einen Antennengewinn von 11,8 dBi aufweist, einen Öffnungswinkel von  $\pm 25^\circ$  hat und ferner in Hinblick auf die Nebenkeulenunterdrückung (besser 20 dB) optimiert ist. Aufgrund dieser hohen Nebenkeulenunterdrückung lässt sich bei einem Erhebungswinkel von  $30^\circ$  und mehr eine erhebliche Unterdrückung der Bodenreflexion erreichen. Somit kann sichergestellt werden, dass vorwiegend der direkte Pfad zwischen Referenzstation und Flugzeug gemessen wird und unerwünschte Pfade durch Reflektionen am Boden oder Objekten stark bedämpft werden.

Das mit der Referenzstation ermittelte Antennendiagramm ist in Bild 4 in schwarz dargestellt. Erkennbar ist, dass dieses Antennendiagramm im Vergleich mit dem aus der Simulation (Bild 3) größeren lokalen Schwankungen unterliegt. So schwankt beispielsweise der Antennengewinn zwischen  $-30^\circ \leq \phi \leq +30^\circ$  zwischen -6 dBi und -3 dBi. Allgemein ist erkennbar, dass der gemessene Antennengewinn gegenüber der Simulation um 4 dB bis 6 dB schwächer ausfällt.

Aus den Abweichungen zwischen Simulation und Messung kann gefolgert werden, dass die Flugzeugmodellierung mit dem Material PEC Modell eine unzulässige Vereinfachung darstellt. Offensichtlich treten im Flugzeug und den Außenlastbehältern Verluste auf, die zu einem geringeren Antennengewinn führen. Ferner wird auch die innere tragende Metallstruktur des Flugzeugs einen Einfluss auf die Richtcharakteristik haben, die in einer Simulation nur dann erfasst werden kann, wenn die Außenhaut des Flugzeuges nicht als PEC modelliert wird.



**Bild 4:** Gemessenes Antennendiagramm des Flugzeugs (schwarz/dick: Referenzmessung mit einer Yagi-Uda Antenne; blau/dünn: zahlreiche AIS-Sender als Referenzsender)

Zusammenfassend ist erkennbar, dass das gemessene Antennendiagramm in Bild 4 (in schwarz/dick), Schwankungen zwischen -8 dBi und -2 dBi zeigt. In Flugrichtung ( $-30^\circ \leq \phi \leq +30^\circ$ ) schwankt der Antennengewinn zwischen -6 dBi und -3 dBi, was als Abschätzung für die Unsicherheit gemessener Feldstärken dienen kann.

### 3.3 AIS-Signale als Referenz

Eine weitere Ermittlung des Antennengewinns wurde anhand von Automatic Identification System (AIS) Signalen durchgeführt. AIS wird in der Seefahrt zur Überwachung des Schiffsverkehrs eingesetzt und arbeitet im VHF-Band bei ca. 162 MHz. Für diese Untersuchung ist entscheidend, dass jedes Schiff seine Position und Kennung sendet und weiterhin die Sendeleistung mit  $+41 \text{ dBm} \pm 1 \text{ dB}$  [5] relativ exakt spezifiziert ist. Unter der Annahme von üblichen Leitungslängen zwischen Sender und Schiffsantenne von einige 10 m (bewirkt eine Dämpfung von ca. 3 dB bis 7 dB) und üblichen Schiffsantennen wie einzelnen Dipole oder gestockten Systemen (2 dBi bis 6 dBi), kann die Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP) mit ca. 40 dBm EIRP angenommen werden.

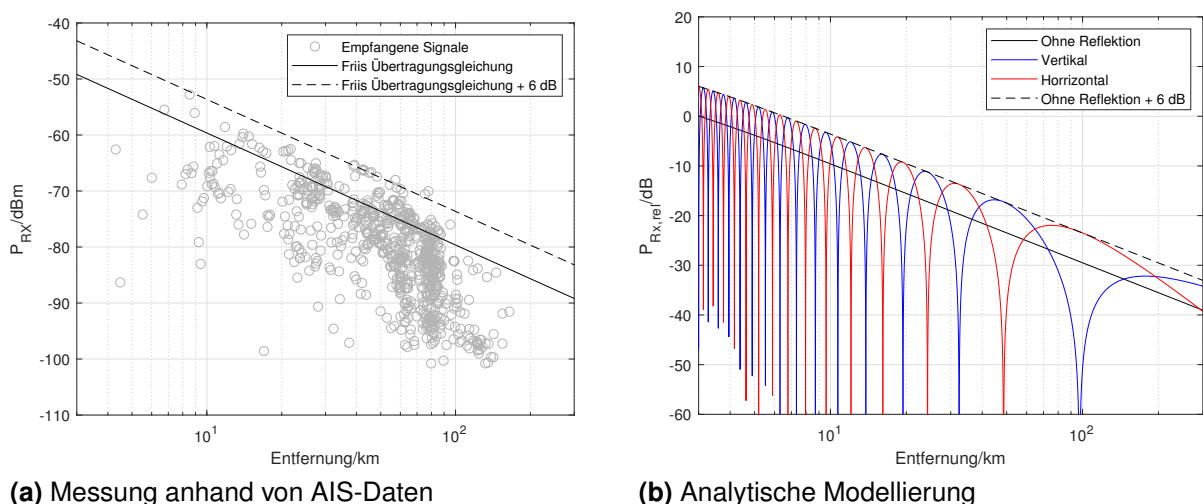
Durch die hohe Anzahl von Schiffen auf den Verkehrswegen in der Deutschen Bucht, stehen somit viele Pseudo-Referenzstationen zur Verfügung, deren Position aus den AIS-Telegrammen entnommen werden kann. Zur Ermittlung des Flugzeug-Antennengewinns wurde ein Messflug von Wilhelmshaven nach Helgoland und zurück durchgeführt. Bei der Auswertung wurde eine Flughöhe zwischen 1500 m und 1600 m gewählt. Sind Flugzeugantennenhöhe  $h_{fa}$  und Schiffsantennenhöhe  $h_{sa}$  bekannt, so kann nach (1) die Maximalentfernung  $s_{ek,max}$ , bei der aufgrund der Erdkrümmung noch Sichtverbindung besteht, bestimmt werden. Bei einer minimalen Auswerteflughöhe von  $h_{fa} = 1500 \text{ m}$  und einer minimalen Schiffsantennenhöhe von  $h_{sa} = 10 \text{ m}$  ergibt sich  $s_{ek,max} = 150 \text{ km}$ .

$$s_{ek,max} = 3,57 \text{ km} \cdot \left( \sqrt{\frac{h_{fa}}{1\text{m}}} + \sqrt{\frac{h_{sa}}{1\text{m}}} \right) \quad (1)$$

Bei geringer Entfernung zwischen Schiff und Flugzeug stellt sich für  $\Theta$  ein deutlich größerer Wert als  $90^\circ$  ein. Um ausschließlich das horizontale Antennendiagramm zu ermitteln, ist somit ein Minimalabstand zwischen Schiff und Flugzeug erforderlich. Dieser wurde so gewählt, dass die Bedingung  $\Theta \leq 95^\circ$  für jedes Schiff erfüllt ist. Bei der Maximalflughöhe von 1600 m ergibt sich daraus ein Mindestabstand von 18,3 km. Tatsächlich wurde ein Auswertintervall von 20 km bis 120 km gewählt.

Bei dem Messflug ergaben sich unter diesen Bedingungen ( $1500 \text{ m} \leq \text{Flughöhe} \leq 1600 \text{ m}$  und  $20 \text{ km} \leq \text{Entfernung zu den Schiffen} \leq 120 \text{ km}$ ) 35308 Datenpakete von ca. 1500 verschiedenen Schiffen. Unter Verwendung der Friis Übertragungsgleichung [6] wurde für jedes einzelne Datenpaket der Antennengewinn des Flugzeuges bestimmt. Für eine Clusterung über Winkelbereiche von  $\pm 2.5^\circ$  wurden die berechneten Gewinnangaben über die jeweiligen Datenpakete richtungsabhängig gemittelt: Der Messpunkt  $\phi = 0^\circ$  setzt sich beispielsweise aus der Mittelung über das Intervall  $-2.5^\circ < \phi \leq 2.5^\circ$  zusammen. Das derart ermittelte Antennendiagramm ist in Bild 4 in blau (dünne Linie) dargestellt.

Beim Vergleich dieser messtechnisch bestimmten Antennengewinne (eine Referenzstation bzw. viele AIS-Signale) fällt auf, dass die Abweichung, über einen großen Winkelbereich,  $< 2 \text{ dB}$  ist. Lediglich in den Intervallen  $100^\circ < \phi < 140^\circ$  und  $330^\circ < \phi < 350^\circ$  liegt eine Abweichung von bis zu 4 dB vor. Bei der Auswertung der AIS-Daten war weiterhin zu beobachten, dass die gemessene Empfangsfeldstärke mitunter stark von der nach der Friis-Übertragungsgleichung zu erwartenden Feldstärke abwich. Bild 5a zeigt hierzu die Empfangsfeldstärke in Abhängigkeit von der Entfernung für Schiffe, die sich im Winkelintervall  $-2.5^\circ < \phi \leq 2.5^\circ$  befinden. Jeder Punkt entspricht hierbei einem empfangenem AIS-Datenpaket. Die durchgehende schwarze Linie zeigt die nach der Friis-Übertragungsgleichung zu erwartende Empfangsfeldstärke (+40 dBm EIRP Sendeleistung und -4 dBi Empfängerantennengewinn). Bei einer Entfernung von 80 km ist beispielsweise eine Streuung zwischen -100 dBm und -70 dBm zu erkennen. Diese massive Streuung ist vermutlich auf destruktive Interferenz zurückzuführen. Hierzu wird im folgenden die Reflexion an der Wasseroberfläche näher untersucht.



**Bild 5:** Streckendämpfung zwischen Schiff und Flugzeug bzw. normierte Empfangsleistung

Betrachtet man die Wasseroberfläche als eine im VHF-Bereich elektrisch gut leitende

Oberfläche, so treten Reflexionen an der Wasseroberfläche auf. Wird die Wasseroberfläche als PEC und die Erdoberfläche als näherungsweise unendlich ausgedehnte Ebene angenommen, so kann die Image Theorie angewandt werden [7]. Gedanklich kann somit eine zweite Antenne gespiegelt an der Wasseroberfläche betrachtet werden. Je nach Polarisation muss diese jedoch inphase (bei vertikaler Polarisation) oder gegenphasig (bei horizontaler Polarisation) gespeist werden. Die so ermittelten elektromagnetischen Felder, oberhalb der Wasseroberfläche, bilden damit das Reflexionsverhalten ab.

Je nach Antennenhöhen (Schiff und Flugzeug) und Entfernung kommt es zu konstruktiven oder destruktiven Interferenzen, die auf die Laufzeitunterschiede zwischen Sendeantenne und gespiegelter Sendeantenne zurückzuführen sind. Mathematisch lässt sich so ein Zwei-Wege Funkkanal vereinfacht mit (2) beschreiben, wobei  $P_0$  eine normierte Sendeleistung,  $d$  die Entfernung zwischen Sender und Empfänger,  $V_{pol}$  die Polarisation (1 für vertikal und -1 für horizontal) und  $k$  die Wellenzahl repräsentiert.

$$P_{Rx,rel} = P_0 \left| \frac{e^{-jk\sqrt{(h_{fa}-h_{sa})^2+d^2}}}{\sqrt{(h_{fa}-h_{sa})^2+d^2}} + V_{pol} \cdot \frac{e^{-jk\sqrt{(h_{fa}+h_{sa})^2+d^2}}}{\sqrt{(h_{fa}+h_{sa})^2+d^2}} \right|^2 \quad (2)$$

Für die modellhafte Annahme einer Schiffsantennenhöhe von  $h_{sa} = 30$  m und einer Flugzeugantennenhöhe von  $h_{fa} = 1500$  m ergibt sich nach (2) das in Bild 5b dargestellte Verhalten. Hierbei wurde  $P_0$  so gewählt, dass sich bei einer Entfernung von 3 km eine normierte Empfangsfeldstärke von 0 dB einstellt. Aufgrund der Mehrwegeausbreitung kommt es zu konstruktiven Interferenzen, die bis zu 6 dB über dem Referenzwert, dem Pegel ohne Bodenreflexion, liegen. Es ist ferner erkennbar, dass an den Stellen, wo die eine Polarisation Auslöschung zeigt, die andere gerade maximal konstruktiv überlagert ist. Für den hier betrachteten vertikal polarisierten Fall ist ferner zu erkennen, dass bei knapp 100 km Entfernung eine sehr ausgeprägte vollständige Auslöschung auftritt.

Das in Bild 5b in blau dargestellte Interferenzverhalten für vertikale Polarisation ist in 5a nicht unmittelbar erkennbar, da sich die Sendeantennen der Schiffe auf verschiedenen Höhen befinden und somit das Interferenzverhalten jedes einzelnen Schiffes unterschiedlich ist. Geht man dennoch davon aus, dass sich die Sendeantennen der Schiffe typischerweise in einigen 10 m Höhe befinden, so ist ein ähnliches Interferenzverhalten für jedes einzelne Schiff erwartbar. Es kann somit vermutet werden, dass die breite Streuung in 5a auf solch einen Interferenzeffekt zurückzuführen ist. Was in 5a hingegen gut zu erkennen ist, dass praktisch keine Signale über den erwarteten zusätzlichen 6 dB liegen, die bei konstruktiver Interferenz auftreten. Letztlich ist in Bild 5a eine Häufung von Messwerten im Abstand von 80 km markant, die bis auf sehr niedrige Werte um knapp -100 dB reicht. Unter Berücksichtigung, dass der Messung zahlreiche Schiffe mit unterschiedlichen Antennenhöhen zugrunde liegen, kann dieses Verhalten mit dem tiefen Einbruch bei knapp 100 km in der analytischen Modellierung erklärt werden.

## 4 Zusammenfassung

In dieser Veröffentlichung wurden drei verschiedene Methodiken zu Ermittlung des Antennengewinns einer an einem Flugzeug montierten VHF-Antenne diskutiert. Eine Simulation kann ohne aufwändige Messungen (Messflüge) durchgeführt werden. Weiterhin ermöglicht sie die Angabe für beliebige Azimut- und Elevationswinkel. Es ist jedoch erkennbar, dass selbst bei bekannter Geometrie das genaue Abstrahlverhalten nur bedingt bestimmt werden kann, da die räumliche Verteilung der Materialien sowie deren elektromagnetische Eigenschaften ( $\sigma$ ,  $\mu_0$ ,  $\epsilon_0$ ) nicht exakt bekannt sind bzw. nur mit höchstem Aufwand zu ermitteln wären. Eine Kalibrierung mit einer Referenzstation kann so optimiert werden, dass ungewollte Reflexionen minimiert werden. Hierzu werden jedoch mitunter sehr aufwendige Sendeantennen benötigt. Zudem muss das Flugzeug in zahlreichen verschiedenen Flugbahnen zum Referenzsender vermessen werden, um wenigstens in einer Ebene eine möglichst vollständige Beschreibung der Richtcharakteristik zu erhalten. Die Kalibrierung an AIS-Signalen hat den Vorteil, dass sehr viele Pseudo-Referenzsender räumlich verteilt und quasi gleichzeitig verfügbar sind. Somit kann anhand statistischer Auswertungen das Antennendiagramm bestimmt werden. In der Praxis hat sich jedoch gezeigt, dass der so ermittelte Antennengewinn aufgrund von Mehrwegeausbreitung eine erhebliche Messunsicherheit aufweist. Dennoch ist eine derartige statistische Auswertung grundsätzlich möglich. In zukünftigen Messungen wird untersucht, inwieweit der Wechsel zwischen konstruktiver und destruktiver Interferenz zwischen vertikaler und horizontaler Polarisation genutzt werden kann, um den Mehrwegeausbreitungseffekt herauszurechnen. Ferner ist erkennbar, dass eine wesentlich größere Anzahl an gemessenen AIS-Signalen erforderlich ist um eine genauere statistische Auswertung durchführen zu können.

## Literatur

- [1] SCHRADER, T.: WERAN - "Wechselwirkung Windenergieanlagen und Radar/Navigation". <http://dx.doi.org/10.2314/KXP:1677946466>. Braunschweig : Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), 12 2018.
- [2] SCHRADER, T. et. al.: High-resolution signal-in-space measurements of VHF omnidirectional ranges using UAS. In: *Advances in Radio Science* 17 (2019), September, 1–10. <http://dx.doi.org/10.5194/ars-17-1-2019>. – DOI 10.5194/ars-17-1-2019
- [3] *DATA ACQUISITION PLATFORM*. <https://www.redpitaya.com/>, 2020
- [4] *Simulation Software - Altair Feko*. <https://altairhyperworks.com/product/FEKO>,
- [5] M.1371-5, ITU-R: Technical characteristics for an automatic identification system using time division multiple access in the VHF maritime mobile frequency band / International Telecommunication Union. 2014. – ITU Recommendation
- [6] FRIIS, H. T.: A Note on a Simple Transmission Formula. In: *Proceedings of the IRE* 34 (1946), May, Nr. 5, S. 254–256. <http://dx.doi.org/10.1109/jrproc.1946.234568>. – DOI 10.1109/jrproc.1946.234568. – ISSN 2162–6634
- [7] UNGER, Hans-Georg: *Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik*. Bd. VIII. 2. Aufl. Hüthig Verlag, 1989. – ISBN 3778515748

---

Diese Arbeit wurde gefördert mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages (FKZ 0324252C).

# Herstellung von EMV-Messantennen mittels 3D-Druck

Prof. Dr.-Ing. Harm-Friedrich Harms, Hochschule Emden-Leer, FBT-E+I  
B.Sc. Javad Heidari, University of Tehran  
Gabriel Ott, Hochschule Emden Leer, FBT-E+I  
Prof. Dr.-Ing. Gavin Kane, Hochschule Emden-Leer, FBT-E+I

## 1 Einleitung

3D-Drucker finden immer stärker Eingang in die Arbeitswelt. Insbesondere 3D-Drucker für Kunststoffe sind, aufgrund des geringen Preises, heute bereits in vielen Laboratorien und sogar in Büros vorhanden. Zur Erstellung der 3D-Objekte ist eine 3D-CAD-Software notwendig. Für deren Nutzung mussten vor kurzem noch spezielle Workstations beschafft werden. Heute reicht ein guter Desktop-PC aus. Einfache 3D-Modelle lassen sich sogar auf einem Notebook erstellen, wobei ein großes Display bzw. ein großer externer Monitor hilfreich sind. Das 3D-Drucken von optimal angepassten Kunststoffgehäusen, die keinen Standards entsprechen, oder speziellen Befestigungselementen aus Kunststoff ist daher heute Stand der Technik.

Für die Herstellung von 3D-Metallkomponenten werden weiterhin CNC-Fräsmaschinen genutzt, zudem werden vermehrt auch 3D-Metalldrucker eingesetzt. Diese sind wesentlich teurer als 3D-Kunststoffdrucker und daher nur in größeren Firmen der Metallverarbeitung üblich.

Für die Messtechnik im Bereich der Hochfrequenz und EMV werden weitgehend metallische Antennenstrukturen benötigt. Aufgrund des Skin-Effekts ist die Eindringtiefe der Ströme in die Oberfläche des Materials allerdings sehr gering. Bereits bei 1 MHz liegt diese bei Kupfer unter 0,1 mm. Insofern ist es vorstellbar, die benötigten Antennenstrukturen mittels 3D-Druck in Kunststoff zu fertigen und die Oberfläche anschließend zu metallisieren. Dieser Ansatz wurde empirisch verfolgt.

## 2 Aktuelle Untersuchungen

Es sind vielfältige 3D-Programme verfügbar. Für die Ausbildung der Studierenden der Elektrotechnik an der Hochschule Emden-Leer fiel die Entscheidung zugunsten der Software FreeCAD [1]. Diese Software weist insbesondere den Vorteil auf, dass sie frei verfügbar ist. FreeCAD in der Version 0.17 ist mächtig genug, um den Studierenden die Bewältigung ihrer Aufgaben z.B. im Rahmen von Abschlussarbeiten zu ermöglichen. Dazu gehören üblicherweise die Konstruktion und die Fertigung von speziellen Gehäusen und Fundamenten bzw. Halterungen. Diese Software wurde daher auch genutzt, um die benötigten Antennenmodelle zu konstruieren. Die Einarbeitung der an dem Projekt beteiligten Studierenden verlief erstaunlich schnell.

Neben der Erarbeitung der Software mussten Erfahrungen im Umgang mit 3D-Druckern gesammelt werden. Die ersten Antennenmodelle wurden zunächst zu dünnwandig gedruckt. Aufgrund der mechanischen Belastung und einiger Ungeschicklichkeiten bei der Montage wurden dann einige Modelle beschädigt. Zudem zeigte sich auch teilweise ein leichtes Verziehen der Antennenform durch das Abkühlen. Um weitgehend glatte

Oberflächenstrukturen zu erzeugen, wurde der Druckvorgang mit einer sehr geringen Schrittweite ausgeführt. Auch die Druckgeschwindigkeit galt es zu optimieren, um eine möglichst gute Haftung zwischen den einzelnen Schichten des Drucks zu realisieren. Trotzdem verbleibt eine gewisse Rauigkeit der Oberfläche. Die Metallisierung der Antennen wurde mit einem Metallspray durchgeführt. Nach Fertigstellung des Drucks wurde die jeweilige Antenne zunächst gereinigt und mit Haftgrund beschichtet. Erst dann wurde in mehreren Lagen das Metallspray aufgetragen. Genutzt wurde ein Spray, welches versilberte Kupferpartikel enthält und vom Hersteller für den Auftrag von schirmenden Schichten vertrieben wird.

## 2.1 Messaufbau

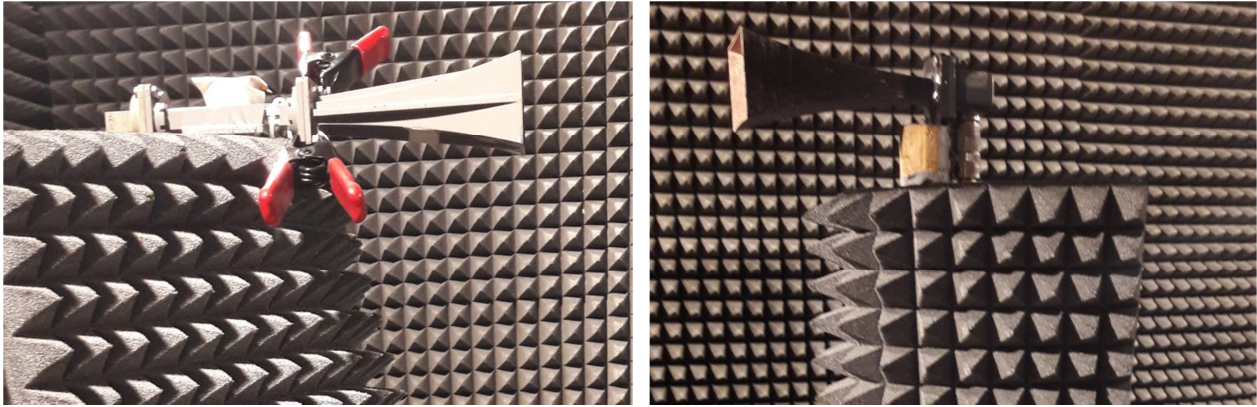


**Bild 1:** a) Wobbelsender und b) Skalärer Netzwerkanalysator in der EMV-Kabine.

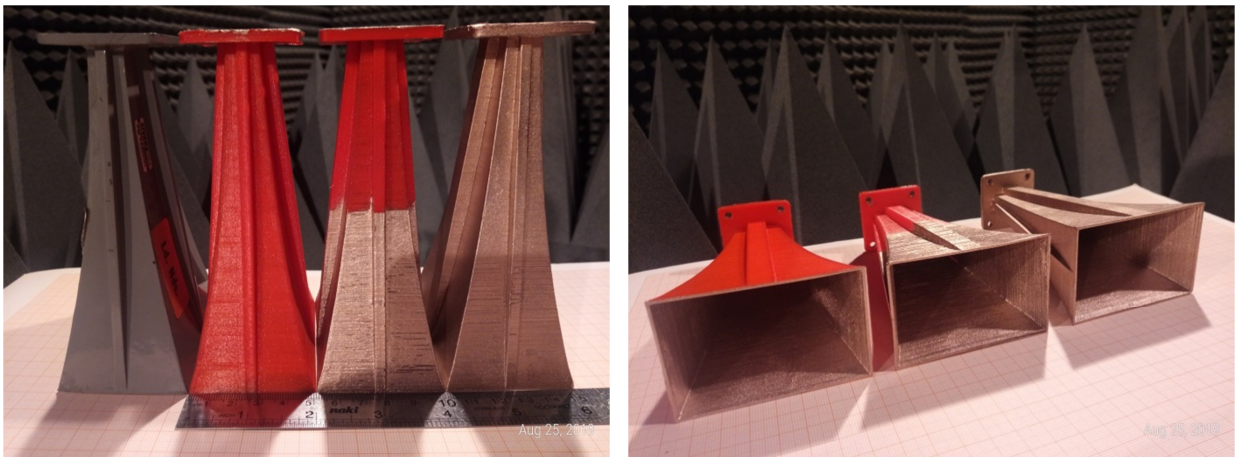
Die Untersuchungen wurden im X-Band, also mit Hohlleitern des Typs R100 durchgeführt. An der Hochschule Emden-Leer wurden zunächst orientierende Messungen in einem vorhandenen Messaufbau durchgeführt. Diese Messanordnung befindet sich in einem normalen Labor der Nachrichtentechnik. Zwei Hornstrahler sind aufeinander ausgerichtet und weisen eine Distanz von ca. 0,7 m auf. Das Sendesignal wurde mit einem Wobbelsender (Bild 1a) auf die Sendeantenne gegeben. Dieser Signalgenerator arbeitet bei einer Frequenz von 8 GHz bis 13 GHz (genau 12,99 GHz). Das Empfangssignal an der 2. Antenne wurde mit einem Skalaren Netzwerkanalysator (Bild 1b) detektiert. Ein metallischer exponentieller Hornstrahler wurde durch unterschiedliche metallisierte Kunststoffantennen nachgebildet und im Messaufbau ersetzt. Es ergaben sich nur geringe Abweichungen zwischen den Vermessungsergebnissen dieser Antennen.

Aufgrund dieser vielversprechenden ersten Tests wurde der Messaufbau optimiert. Die Anordnung wurde in die EMV-Kabine der Hochschule verlegt und die Sende- und Empfangsantenne auf Stativen montiert (Bild 2). Die Distanz für die Messungen wurde auf 2 m erhöht, um sicher im Fernfeld der Antennen zu messen. Die Vollmetallantenne (Bild 2a) wurde als Sendeantenne genutzt und durch unterschiedliche Modellantennen ersetzt. Die Messung des Empfangspegels bei Sendebetrieb mit der Vollmetallantenne wurde als Referenz im Netzwerkanalysator hinterlegt. Alle dargestellten Diagramme stellen somit die Abweichungen zur Referenzantenne dar.





**Bild 2:** a) Sendeantenne, hier metallische Referenzantenne, und b) Empfangsantenne in der EMV-Kabine.



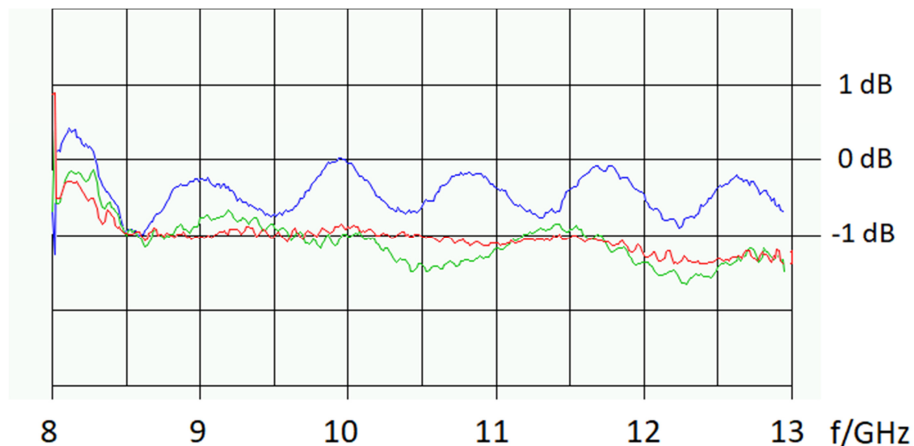
**Bild 3:** Original Hornstrahler und drei Nachbildungen: a) innenmetallisiert, b) innen- plus außenhalbmetallisiert, c) vollmetallisiert.

## 2.2 Ergebnisse 1. Antennengeneration

Die ersten Kunststoffreproduktionen erwiesen sich zum Teil als mechanisch nicht ausreichend stabil. Daher wurden im weiteren Verlauf der Untersuchungen auch an den Kunststoffantennen außen ähnliche stabilisierende Rippen angebracht wie an der Originalantenne (Bild 3). In Bild 3 sind drei unterschiedliche Kopien des metallenen Hornstrahlers (grau, Referenzantenne) mit einer Länge von rund 140 mm zu sehen. Es werden im Folgenden lediglich die Messergebnisse an gelungenen Modellen dargestellt.

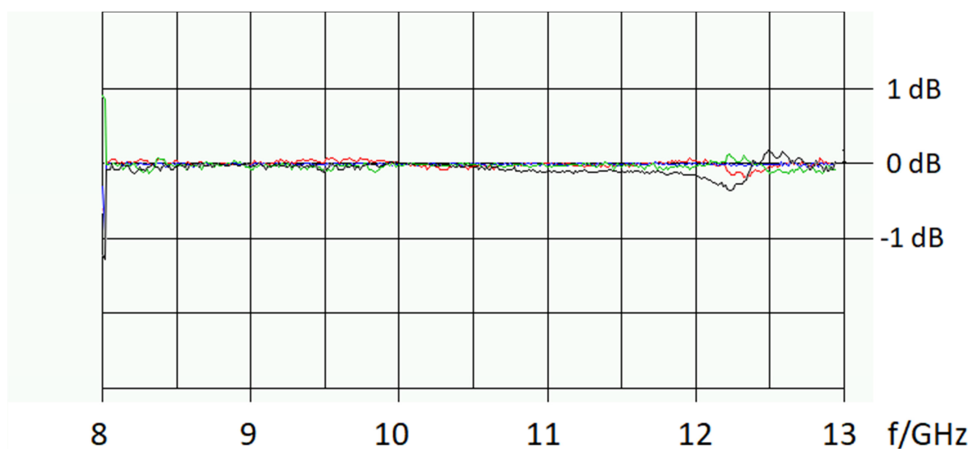
Die erste Variante der Antenne ist lediglich innen beschichtet (a). Dies sollte für eine Funktion als Antenne ausreichen. Um definierte Kanten am Übergang zum Freiraum zu erzeugen, wurde die zweite zusätzlich außen im Bereich des Randes bis zu einer Länge von rund 2 Wellenlängen metallisiert (b). Die dritte Variante wurde auch außen vollständig metallisiert (c). Bild 4 zeigt den Verlauf des Frequenzgangs der drei Antennenvarianten. Die innenmetallisierte Antenne scheint generell den gleichen Frequenzgang aufzuweisen wie die Originalantenne, sie ist maximal ca. 1 dB schlechter, ist aber bei einigen Frequenzen, wie z.B. 8,2 GHz, 10 GHz oder 11,7 GHz praktisch genauso gut. Interessanterweise weisen die außerteil- und außenvollmetallisierten Antennen einen ungünstigeren Verlauf von maximal 1,5 dB unter der Referenzlinie auf.

Grundsätzlich sind die Ergebnisse für diese auf Kunststoff basierenden Antennen nur unwesentlich schlechter als die der Vollmetallantenne.



**Bild 4:** Ergebnisse: Frequenzgang im Vergleich zur Referenzantenne (0 dB-Linie):  
a) innenmetallisiert blau, b) innen- plus außenhalb-metallisiert grün, c) vollmetallisiert rot.

Es tauchte die Frage nach Messgenauigkeiten und Reproduktion der Ergebnisse auf. Konkret: Wie groß ist der Einfluss von Abweichungen während der Montage der jeweils zu untersuchenden Antennen. Daher wurde nach jedem Prüfling wiederum die Referenzantenne montiert und de facto mit sich selbst verglichen. Idealerweise dürfte das Diagramm gemäß Bild 5 lediglich eine Linie bei 0 dB zeigen. Dies ist mit guter Näherung erfüllt, die maximale Abweichung liegt bei ca. 0,3 dB.

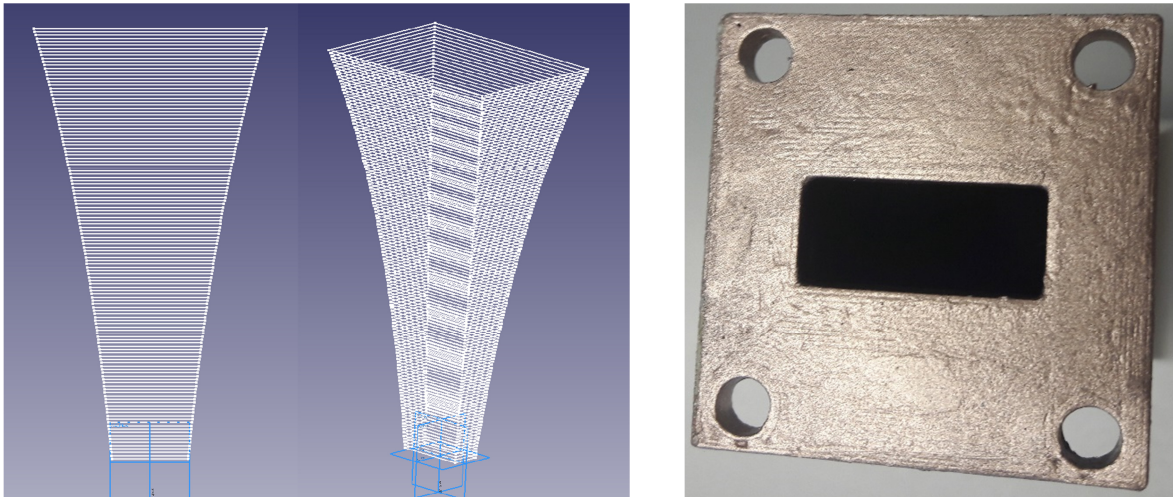


**Bild 5:** Vergleich des Frequenzganges der metallischen Referenzantenne mit der gespeicherten Referenzkurve zu unterschiedlichen Zeitpunkten während der 1. Messkampagne.

### 2.3 Ergebnisse 2. Antennengeneration

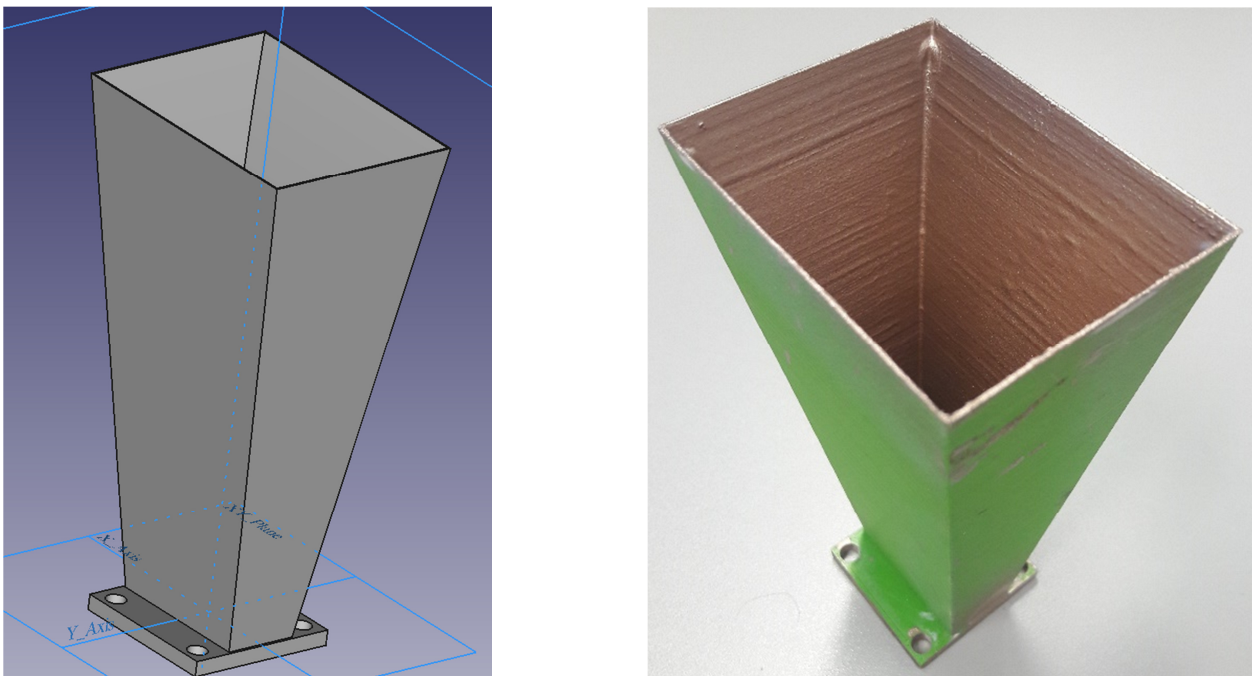
Es wurden weitere Schritte zur Optimierung unternommen. Der exponentielle Verlauf der Aufweitung des Hohlleiters zum Horn wird über Stützstellen realisiert. Die Annäherung an die Exponentialfunktion erfolgt über Geradenstücke. Für die 1. Generation von Antennen wurden die Stützstellen in 10 mm Abstand gewählt. Um eine bessere Annäherung an die Exponentialfunktion zu erzielen, wurde für die

2. Generation ein Abstand von 1 mm gewählt (Bild 6a). Zudem wurde darauf geachtet, dass der Flanschbereich möglichst stabil ausgeführt und glatt gedruckt wird (Bild 6b).



**Bild 6:** a) Grid-Modell des verfeinerten exponentiellen Trichtermodells in FreeCAD, b) Flanschbereich einer metallisierten Antenne.

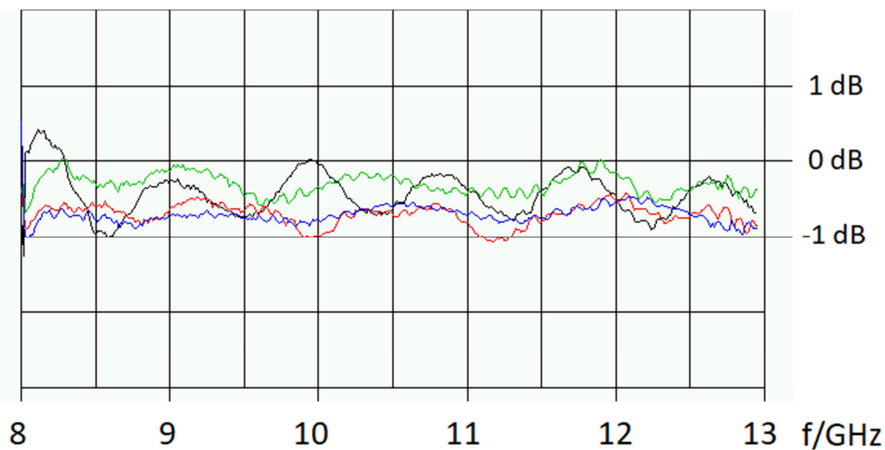
Zur mechanischen Stabilisierung der Antennenform wurde die Außenseite des Hornstrahlers nunmehr kegelförmig ausgeführt. Daraus resultiert, dass die Wandstärke im Bereich des Flansches am größten ist. Zur Öffnung hin wird sie immer geringer. Bild 7a zeigt die Außenansicht des FreeCAD-Modells. Bild 7b zeigt ein Modell, welches aufgrund der Vorlage nach 7a gedruckt wurde.



**Bild 7:** a) Außenansicht des Modells des verfeinerten exponentiellen Trichtermodells in FreeCAD, b) Außenansicht des besten gedruckten Modells gemäß 7a).

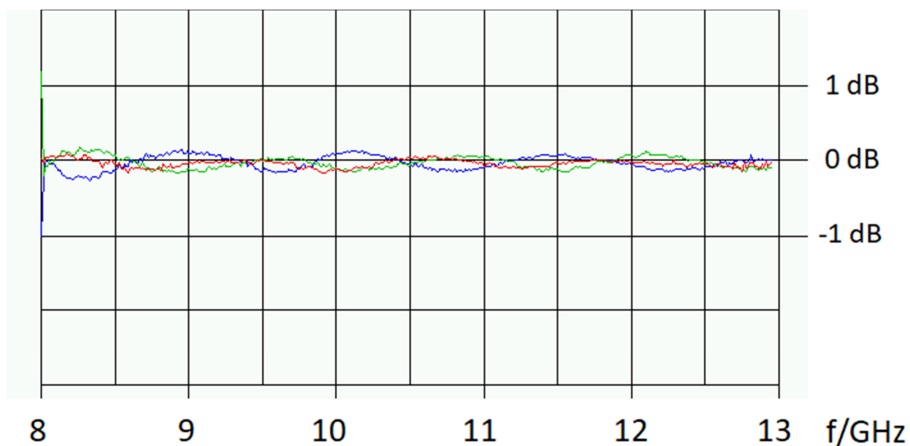
Aufgrund der höheren Auflösung des exponentiellen Innenverlaufs wurde eine bessere Annäherung der Messergebnisse an die der originalen Antenne erwartet. Erste Resultate konnten dies jedoch nicht belegen. Die Ergebnisse waren zunächst schlechter als mit dem besten Antennenexemplar der 1. Generation. Es zeigte sich, dass die Art der Bearbeitung und die Qualität der Beschichtung für die späteren Messergebnisse die entscheidende Rolle spielt.

Bild 8 zeigt die Messergebnisse der 2. Generation von Antennen. Zum Vergleich repräsentiert die schwarze Linie die besten Messergebnisse der 1. Generation.

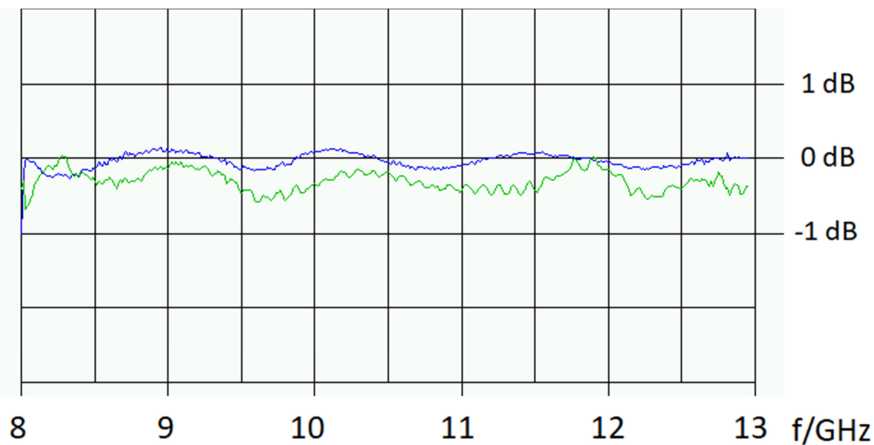


**Bild 8:** Ergebnisse: innenmetallisiert (a) schwarz, weitere formoptimierte Antennen in rot, blau und grün

Die blaue, die rote und die grüne Linie stehen für unterschiedliche Modelle. Die blaue Kurve wurde für eine innen und außen beschichtete Antenne gemessen, die rote Kurve steht für ein Antennenmodell das nur innen beschichtet wurde. Die besten Messergebnisse, grüne Linie, ergaben sich für die Antenne gemäß Bild 7b. Diese Antenne wurde ebenfalls ausschließlich innen beschichtet, die Metallisierung wurde zweimal aufgetragen. Auch für diese Untersuchungen wurde die Referenzantenne zwischenzeitlich immer wieder montiert, um die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse zu verifizieren (Bild 9).



**Bild 9:** Vergleich des Frequenzganges der metallischen Referenzantenne mit der gespeicherten Referenzkurve zu unterschiedlichen Zeitpunkten während der Messkampagne 2.



**Bild 10:** Beste optimierte Antenne (grün), größte Abweichung der Messung der Referenzantenne (blau).

Die Zusammenfassung der entscheidenden Messergebnisse findet sich in Bild 10. Die blaue Kurve zeigt die größte Abweichung der Messungen der Referenzantenne mit sich selbst während der 2. Messkampagne. Diese repräsentieren die Reproduzierbarkeit der Messungen. Die grüne Linie gibt die Messergebnisse des besten Nachbaus der Metallantenne an. Es handelt sich dabei um die Antenne gemäß Bild 7a. Bezüglich der Referenzlinie 0 dB kann man davon ausgehen, dass diese Antenne maximal um 0,5 dB schlechter ist als die Metallantenne.

### 3 Zusammenfassung

Ziel dieses Projektes war es zu ergründen, ob mittels Metallspray metallisierte Hornantennen in ihren Eigenschaften denen aus Metall gleichwertig sind. Als Vorbild wurde eine metallische Antenne als Referenz genutzt. Es konnte gezeigt werden, dass zumindest im Bereich der Zentimeterwellen die Herstellung von Hornantennen mittels 3D-Kunststoffdrucks möglich ist. Die Metallisierung erfolgte mittels eines Sprays, welches versilberte Kupferpartikel enthält. Die so hergestellten Antennen zeigen vergleichbare Eigenschaften wie Antennen, die aus Metall gefertigt wurden. Als Maß für die Qualität der erstellten Antennen wurde der Antennengewinn herangezogen. Der gemessene Gewinn der metallisierten Kunststoffantennen wurde im ungünstigsten Fall mit ca. 0.5 dB geringer als der des vollmetallischen Originals ermittelt. Dabei kann von einer Messgenauigkeit bzw. Reproduzierbarkeit von ca. 0,2 dB ausgegangen werden. Im Verlauf der Untersuchungen zeigte sich, dass die Qualität der Beschichtung den größten Einfluss auf den Gewinn der Antennen hat. Im Innern des schlanken Hornes ist das Metallisieren schwierig. Insofern sollten weitere Verfahren, wie z.B. ein galvanisieren der Oberfläche zur Beschichtung untersucht werden. Da die meisten Modelle mit ihren Messergebnissen weniger als ein Dezibel vom Original abweichen, sind dabei Aufwand und Nutzen gegeneinander abzuwägen

Das dargestellte Vorgehen eröffnet nicht nur die Möglichkeit spezielle Antennen direkt zu fertigen. Es kann insbesondere auch im Entwicklungsprozess für professionelle Antennen eingesetzt werden. Als erstes werden die theoretische Überlegungen für einen neuen Antennentyp mittels adäquater Simulationssoftware hinsichtlich ihrer elektromagnetischen Eigenschaften geprüft und optimiert. Um diese Simulationsergebnisse zu verifizieren, lässt sich in einem zweiten Schritt mittels 3D-Kunststoffdruck sehr schnell und preiswert ein erstes Versuchsmuster erstellen. Danach

kann dann die Serienfertigung aus Metall oder weiterhin mit beschichtetem Kunststoff erfolgen.

Für den dauerhaften Einsatz solcher Antennen ist die langfristige Verbindung zwischen den Materialien und ggf. die Korrosionsbeständigkeit zu prüfen. Offen bleibt insbesondere die Frage der Kalibrierung der so erzeugten Antennen. Dies wäre aber bei metallischen Antennen aus eigener Fertigung ebenfalls der Fall. Richtdiagramme konnten derzeit noch nicht gemessen werden. Es ist davon auszugehen, dass die Diagramme der Nachbauten zumindest für die Hauptkeule dem Original entsprechen. Im Bereich der Nebenkeulen könnten sich ggf. die abweichenden Ausführungen der vorderen Kanten des Hornstrahlers und auch die Weite des beschichteten Bereiches auswirken.

Es ist geplant, in weiteren Projekten auch andere Antennenstrukturen als nur einfache Hornstrahler und Hohlleiterkomponenten mittels 3D-Kunststoffdruck zu erstellen.

## **Literatur**

[1] <https://www.freecadweb.org/index.php>, Version 0.17

---

Ladeinfrastruktur





# Ursache von Gleichtaktstörströmen in induktiven Ladesystemen (WPT-Systeme) und Vergleich zwischen gemessenen Störströmen mit der Feldstärkemessung

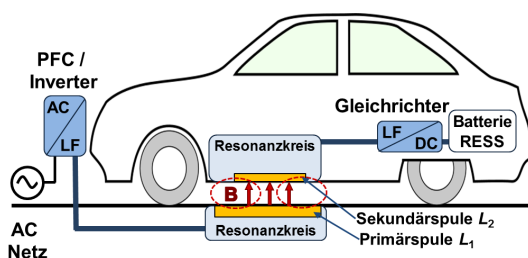
Dr.-Ing. Christof Ziegler, TDK Electronics AG, EMV-Labor  
 Dr.-Ing. Stefan Weber, TDK Electronics AG  
 Dipl.-Ing. Georg Heiland, Finepower GmbH

## 1 Einleitung

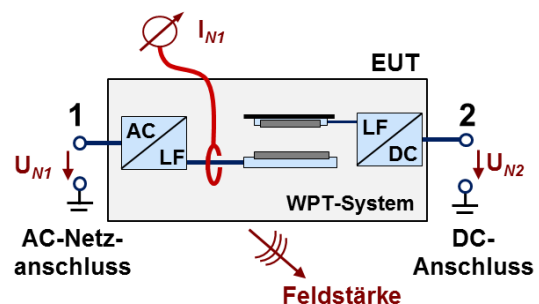
Induktive Ladesysteme oder WPT-Systeme (WPT= Wireless Power Transfer) für Elektrofahrzeuge, wie in Abbildung 1 dargestellt, werden seit einigen Jahren in unterschiedlichen Normungsgremien diskutiert. Die funktionale Beschreibung, z.B. Interoperabilität zwischen verschiedenen Systemen, strebt langsam einer Konsenslösung entgegen. Schließlich sollen die Normen der IEC 61980-Serie [2][3][5], der SAE J 2954 [8] und der ISO 19363 [6] noch im Jahr 2020 veröffentlicht bzw. aktualisiert werden. Die Anforderungen an die Störaussendung von WPT-Systemen werden jedoch noch intensiv in den Normungsgremien diskutiert.

Aufgrund ihrer Eigenschaft, die Energie mittels eines hochfrequenten Signals zu übertragen, werden WPT-Systeme in der CISPR 11 als ISM-Geräte der Gruppe 2 eingeordnet. Entsprechend beschäftigt sich die Normenarbeitsgruppe CISPR/B mit einer Erweiterung der Norm um die Beschreibung der Messanforderungen für WPT-Systeme und der Vorgabe von Grenzwerten [4].

Induktive Ladesysteme übertragen die Energie mittels eines magnetischen Wechselfeldes zwischen zwei gekoppelten Resonanzkreisen, wie es Bild 1 zeigt. Für das Laden von PKWs mit einer Leistung zwischen 3...22 kW wird eine Frequenz im Bereich zwischen 79...90 kHz verwendet, auf welche die Resonanzkreise abgestimmt sind. Nahe am Resonanzpunkt kompensieren sich die imaginären Anteile der Impedanz und es wird im Wesentlichen Wirkleistung übertragen. Aufgrund der offenen Koppelstruktur existieren Streufelder, welche als Störaussendung bei der Feldstärkemessung zu bewerten sind.



**Bild 1:** Wesentliche Komponenten für den Energietransfer eines WPT-Systems



**Bild 2:** Abstrakte Schnittstellenbeschreibung eines WPT-Systems als AC/DC-Wandler

Abstrahiert man die Beschreibung eines WPT-Systems, so lässt sich dieses als AC/DC-Wandler mit einem internen, lose gekoppelten Übertrager darstellen. Das Blockschaltbild in Bild 2 zeigt die üblicherweise in einem solchen Fall bei der EMV-Untersuchung betrachteten Schnittstellen. Die Bewertung der Störaussendungen findet mittels leitungsgebundener Messungen am AC-Netzanschluss und DC-Ausgang statt. Des Weiteren erfolgt die

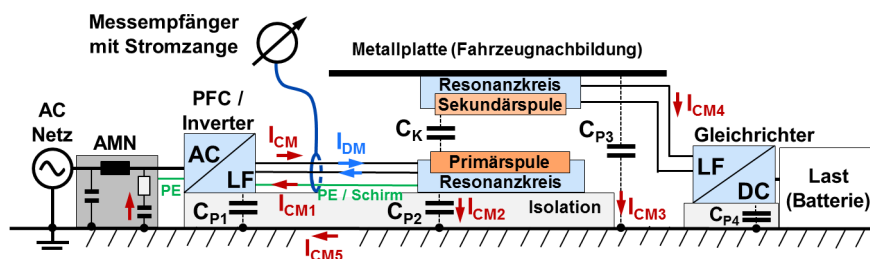
Messung der feldgebundenen Störaussendungen am Gesamtsystem.

Aufgrund der physikalischen Natur und der beschriebenen Ausbildung von Streufeldern bei WPT-Systemen ist es notwendig, auch die Störaussendungen des magnetischen Feldes im Frequenzbereich unterhalb von 30 MHz zu bewerten. Die Grenzwerte für das Magnetfeld in 10 m Messabstand befinden sich aktuell noch in Diskussion.

Als neue Technologie, welche ein deutlich erkennbares Störspektrum im Magnetfeld im Bereich unterhalb von 30 MHz erzeugt und zudem als Klasse B Einrichtung im Wohnbereich mit potentiell hoher Systemdichte prognostiziert wird, erregen WPT-Systeme ein erhebliches Aufsehen bei den in diesem Frequenzbereich existierenden Funkdiensten, z.B. LW-/MW-Rundfunk oder Amateurfunk. Die Besorgnis einer bislang unberücksichtigten Störaussendung neben dem Magnetfeld zeigt sich in der Forderung nach weiteren Messungen an den Systemen. Die Messung des Gleichtaktstörstromes auf der Zuleitung zur Primärspule ist eine davon. In dieser Arbeit werden die Quellen für das Auftreten von Gleichtaktströmen in WPT-Systemen per Simulation und Messung untersucht. Die Ergebnisse werden im Anschluss mit den gemessenen Magnetfeldspektren verglichen und diskutiert. Als weiteres Messverfahren wurde die Messung mit der Stabantenne (Monopol) in den Normungsgremien vorgeschlagen. Die Messungen mit einer Stabantenne werden ebenfalls in den Vergleich einbezogen.

## 2 Untersuchung des Auftretens von Gleichtaktströmen in WPT-Systemen

Ergänzt man das Blockschaltbild in Bild 2 um die parasitären Kapazitäten zwischen den Komponenten und dem Boden, so ergeben sich die in Bild 3 gezeigten Strompfade [9]. Ausgehend vom Inverter als Quelle wird die Primärspule über den Gegentaktstrom  $I_{DM}$  angeregt, welcher auch die übertragene Energie führt. Daneben ergeben sich über die parasitären Kapazitäten  $C_{Pm}$  ( $m= 1 \dots 4$ ) Strompfade, auf denen sich die Gleichtaktströme  $I_{CMn}$  ( $n= 1 \dots 5$ ) ausbreiten können. Besonders bei der EMV-Messung mit einer Metallfläche als Bezugsmasse und einer Netznachbildung am Netzanschluss ergibt sich ein Pfad mit hoher Leitfähigkeit für den Strom  $I_{CM5}$ .



**Bild 3:** Parasitäre Kapazitäten mit den wesentlichen Strompfaden in einem WPT-System über einem leitfähigen Boden.

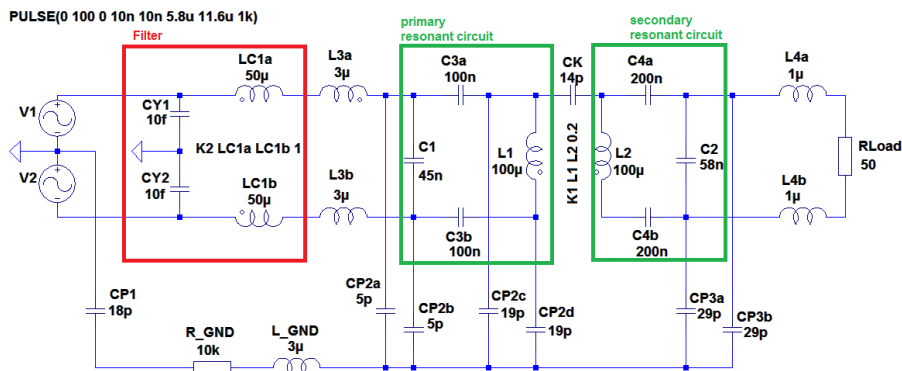
Ein Teil des vom Inverter angeregten Gleichaktstromes  $I_{CM}$  fließt über den Schirm bzw. den PE-Leiter zurück. Bei einer Messung mit der Stromzange über beide Leiter und dem Schirm bzw. dem PE-Leiter würde sich der in Bild 3 eingezeichnete Strom  $I_{CM5}$  ergeben, welcher über den Boden zur Quelle zurückfließt.

Die Werte der parasitären Kapazitäten lassen sich mit Hilfe der Berechnung eines Plattenkondensators abschätzen. Für die Berechnung wurden typische Abmessungen der Komponenten angenommen. So ergibt sich für die Bodenspule mit den Abmessungen  $80 \times 80 \text{ cm}^2$  und einer Dicke der Isolation zum Boden von 15 cm eine Kapazität  $C_{P2}$  von

ca. 38 pF. Die übrigen Kapazitätswerte wurden in ähnlicher Weise abgeschätzt und ergaben sich zu  $C_{P1} \approx 18$  pF,  $C_{P3} \approx 58$  pF (bei einer Höhe der Metallplatte von 34 cm über dem Boden) und  $C_{P4} \approx 3,5$  pF. Die Koppelkapazität  $C_K$  zwischen den Spulen wurde mit 14 pF angenommen. Weitere Details zur Berechnung der Kapazitätswerte finden sich in [9].

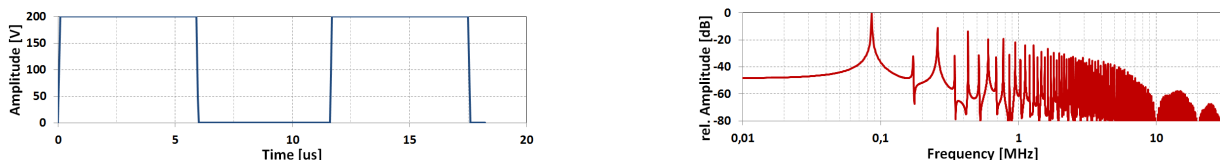
## 2.1 Ergebnisse der SPICE-Simulation eines WPT-Systems

Ein WPT-System lässt sich grundsätzlich mit dem Modell eines lose gekoppelten Transformators beschreiben [7], [10]. Zusammen mit den oben ermittelten Werten der parasitären Kapazitäten wurde ein Simulationsmodell in SPICE erstellt. Das auf dem Ersatzschaltbild des Systems basierende Modell ist im Bild 4 dargestellt.



**Bild 4:** SPICE-Simulationmodell eines WPT-Systems mit lose gekoppeltem Transformator und parasitären Kapazitäten zur Berechnung der Gleichtaktströme.

Das Modell enthält die beiden Resonanzkreise (grüne Markierung), sowie eine Filterstufe (rote Markierung). In der Simulation wurde die Filterstufe zunächst entfernt. Das differentielle Ausgangssignal des Inverters wurde mittels zweier Spannungsquellen, wie in Bild 5 dargestellt, als trapezförmiges Rechtecksignal modelliert.

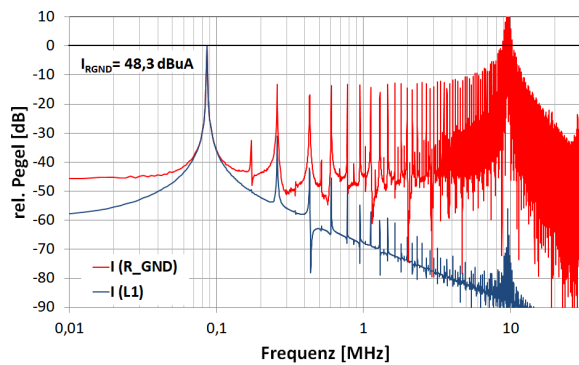


**Bild 5:** Für die Simulation verwendetes Signal am Inverterausgang im Zeitbereich und per FFT berechnetes Frequenzspektrum

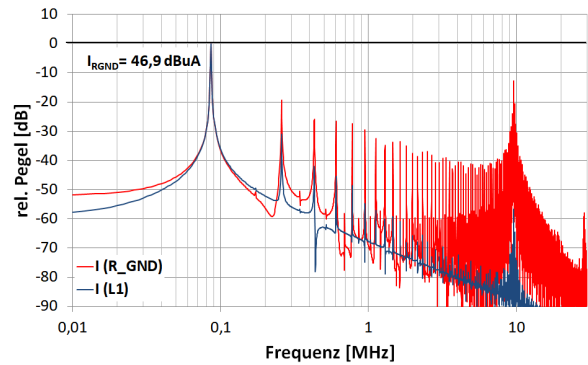
Bei der Auswertung der Simulationsergebnisse wurden zwei Ströme berücksichtigt. Der eine ist der Strom  $I_{L1}$  durch die Primärspule. Er regt das Magnetfeld in der Spule an und ist damit auch für die Aussendungen der Streufelder verantwortlich.

Der zweite betrachtete Strom  $I_{R\_GND}$  ist der Rückstrom über den leitfähigen Boden. Mittels des Widerstandes  $R_{GND}$  und der Induktivität  $L_{GND}$  ließ sich der Einfluss unterschiedlicher Leitfähigkeiten des Bodens berechnen. Deren Einfluss lässt bei dem Vergleich von Bild 6 und Bild 7 erkennen. In beiden Diagrammen sind die FFT-Spektren der berechneten Ströme dargestellt. Für eine bessere Vergleichbarkeit wurden die Spektren jeweils auf den Maximalwert bei der WPT-Grundfrequenz von 86 kHz normiert.

Erwartungsgemäß hat die Leitfähigkeit des Bodens kaum Einfluss auf den Strom  $I_{L1}$  durch die Spule. Der Strom  $I_{R\_GND}$  verringert sich bei steigendem Widerstand  $R_{GND}$  und auch der



**Bild 6:** Berechnete und normierte Ströme  $I_{L1}$  und  $I_{R\_GND}$  bei Metallboden ( $R_{GND} = 0$ )



**Bild 7:** Berechnete und normierte Ströme  $I_{L1}$  und  $I_{R\_GND}$  bei einem Boden mit geringer Leitfähigkeit ( $R_{GND} = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $L_{GND} = 3 \text{ }\mu\text{H}$ )

Abfall über der Frequenz durch die steigende Impedanz der Spule  $L_{GND}$  ist zu erkennen. Allerdings ist der Unterschied zwischen den absoluten Werten für  $I_{R\_GND}$  sehr klein. Bei der Grundfrequenz wurde mit  $R_{GND} = 0$  ein Strom von ca.  $48,3 \text{ dB}\mu\text{A}$  berechnet. Mit der geringen Leitfähigkeit des Bodens waren es ca.  $46,9 \text{ dB}\mu\text{A}$ . Der geringe Unterschied von nur  $1,4 \text{ dB}$  lässt sich aus der Reihenschaltung von  $R_{GND}$  und  $L_{GND}$  zu den kleinen parasitären Kapazitäten  $C_{Pm}$  erklären, d.h. es wird die Impedanz des Bodens zu der ohnehin hohen Impedanz der Kapazitäten in Serie geschaltet.

Betrachtet man den Spektralverlauf über der Frequenz, so zeigt die Simulation mit Metallboden noch hohe Pegel bei den Harmonischen, welche gegenüber der Grundwelle nur weniger als  $20 \text{ dB}$  unterdrückt sind und bis  $10 \text{ MHz}$  nicht über der Frequenz abfallen. In der Struktur ergibt sich zudem eine Resonanz bei ca.  $10 \text{ MHz}$ , bei der der Strom noch deutlich über den Pegel bei der Grundfrequenz ansteigt. Im nächsten Schritt wurden die Gleichtaktströme an einem realen WPT-System untersucht.

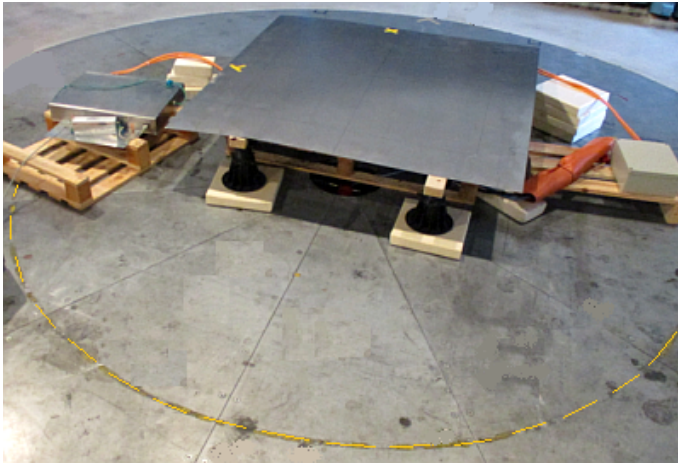
## 2.2 Messung der Gleichtaktströme an einem WPT-System

Im Rahmen des Projektes "UnIndCha" wurde ein WPT-System mit einer Leistung von  $3,7 \text{ kW}$  aufgebaut und untersucht. Das System enthielt keine weitere Filterung am Inverterausgang, so dass die Ergebnisse keine generelle Aussage über die Höhe der Störaussendungen von WPT-Systemen erlauben. Ebenso wenig ist eine Aussage über die notwendigen bzw. realisierbaren Filtermaßnahmen möglich. Allerdings ließen sich an dem nur grundentstörten System die Eigenschaften der Gleichtaktströme auf der Zuleitung zur Primärspule sehr gut untersuchen.

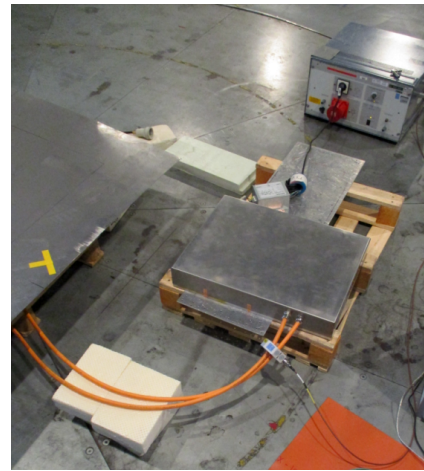
Die Bilder 8 und 9 zeigen die Anordnung der WPT-Systemkomponenten in der EMV-Halle. Die Komponenten wurden innerhalb eines Kreises mit  $3 \text{ m}$  Durchmesser (Umkreis des Prüfvolumens) platziert. Auf dem Bild 8 ist auch die Stahlplatte mit den Abmessungen  $150 \times 150 \text{ cm}^2$  zu erkennen, welche als Fahrzeugnachbildung in den Normentwürfen der CISPR 11 [4] und der SAE [8] beschrieben ist.

Die Messung des Gleichtaktstromes bei WPT-Systemen auf der Zuleitung zwischen Inverter und Bodenspule ist in den Entwürfen der CISPR 11 [4] und der ETSI 303417 [1] enthalten. Allerdings werden in der Arbeitsgruppe der CISPR noch die Grenzwerte für den Störstrom bei WPT-Systemen diskutiert.

Die gemessenen Störströme sind in den Bildern 10 und 11 dargestellt. Während der Messungen wurde Energie über einen Luftspalt von ca.  $100 \text{ mm}$  übertragen.

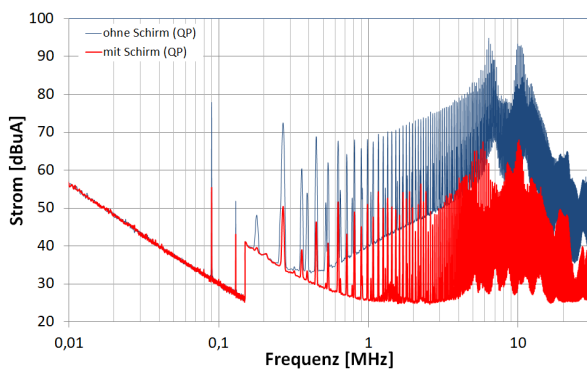


**Bild 8:** Anordnung der Systemkomponenten des WPT-Systems in der EMV-Halle innerhalb eines Kreises mit 3 m Durchmesser.

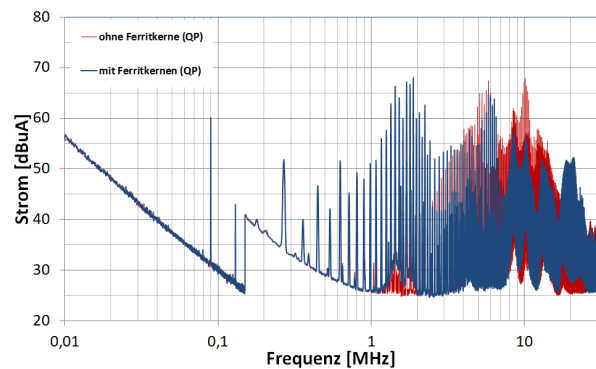


**Bild 9:** Messung des Störstromes mit der Stromzange auf den geschirmten Leitungen zwischen Inverter und Bodenspule.

Das Diagramm in Bild 10 zeigt den Vergleich der Messung mit der Stromzange über der geschirmten Leitung und der Messung, bei welcher der Kabelschirm außerhalb der Zange geführt wurde. Die Pegel mit Kabelschirm sind deutlich niedriger, da der auf dem Schirm zurückfließende Strom  $I_{CM1}$  in Bild 3 einen Teil des Gesamtstromes  $I_{CM}$  kompensiert. Betrachtet man das gemessene Störpektrum (rote Kurve), so lässt sich ein ähnlicher Verlauf wie bei der Simulation in Bild 6 erkennen. Die Störpegel bei den Harmonischen der Grundfrequenz fallen nicht über der Frequenz ab, sondern steigen sogar noch leicht an. Des Weiteren zeigen sich auch in der Messung Resonanzpunkte mit deutlichen Stromüberhöhungen bei ca. 6 MHz und ca. 10 MHz. Erst darüber kommt es wie bei der Simulation zu einem Abfall der Störpegel.



**Bild 10:** Vergleich der Messungen mit und ohne Kabelschirm in der Stromzange



**Bild 11:** Vergleich der Messung mit und ohne Ferritkernen über den Leitungen

Als potentielle Filtermaßnahme wurden sechs Ferritkerne über die Leitung geschoben, um deren Gleichtaktinduktivität zu erhöhen. Durch die höhere Impedanz sollten sich auch die Strompegel absenken. Der Vergleich der Messungen mit und ohne Ferritkerne ist in Bild 11 dargestellt. Die Ferritkerne zeigen kaum Auswirkungen auf den gemessenen Gleichtaktstrom. Nur in dem Frequenzintervall zwischen 8 MHz und 16 MHz sind deutlichere Unterschiede zu verzeichnen. Die Messungen bestätigen die bereits in der Simulation untersuchten Einflüsse einer Impedanzhöhung im Strompfad in Bild 7. Die zusätz-

liche Serieninduktivität durch die Ferritkerne wirkt in Serie zu der Impedanz der kleinen Koppelkondensatoren  $C_{Pm}$ . Somit war nur ein geringer Effekt zu erwarten. Andererseits bedeutet dies, dass für eine effektive Reduzierung der Gleichtaktströme aufwändigere Maßnahmen, wie z.B. ein Übertrager am Inverterausgang, notwendig sind. Sollten die Messungen des Gleichtaktstromes mit Grenzwerten in die Normen aufgenommen werden, so sind entsprechende Maßnahmen unbedingt während der Schaltungsentwicklung zu berücksichtigen.

### 3 Vergleich mit den feldgebundenen Störaussendungen des magnetischen und elektrischen Feldes

Ausgehend von der Messung der magnetischen Feldstärke, welche ja bereits fester Bestandteil der CISPR 11 ist, handelt es sich bei der Messung des Störstromes um eine ergänzende Messung. Diese soll zusätzlich erfolgen, um weitere potentielle Störeeigenschaften von WPT-Systemen zu bewerten. In den aktuellen Diskussionen der WPT-Arbeitsgruppe der CISPR B wird noch ein drittes Messverfahren genannt, nämlich die Messung des elektrischen Feldes mit der Monopol-Antenne in 10 m Abstand. Da die physikalische Natur der Störaussendungen eines WPT-Systems im niedrigen Frequenzbereich durch die magnetischen Streufelder bestimmt wird, erhebt sich die Frage, welche weiteren Effekte durch die zusätzlichen Messungen bewertet werden sollen.

Um dieser Frage nachzugehen, wurden an dem in Bild 8 gezeigten System sowohl Messungen des Magnetfeldes mit der Rahmenantenne, als auch des elektrischen Feldes mit der Monopol-Antenne (siehe Bild 12) in der EMV-Halle in 10 m Abstand durchgeführt.

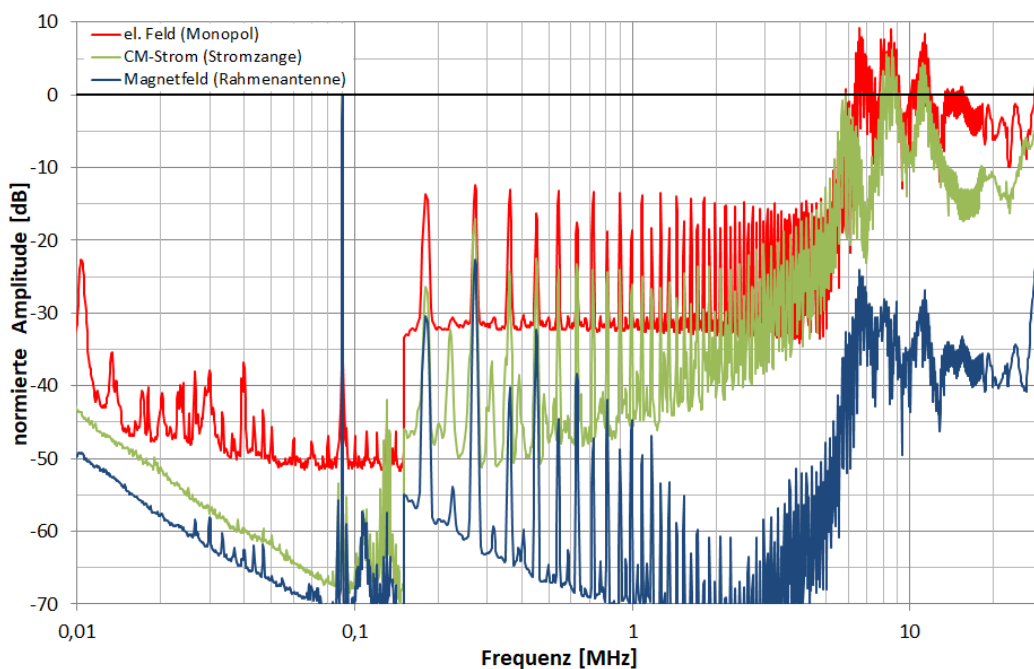


**Bild 12:** Messung der feldgebundenen Störaussendung mit der Rahmenantenne und dem Monopol

Ein Problem bei der Bewertung der gemessenen Störspektren ergibt sich aus den Übertragungseigenschaften der EMV-Halle. Die Anforderungen an die Messplatzdämpfung für die Magnetfeldmessung werden seit Jahren in der Arbeitsgruppe CISPR A diskutiert. Besonders im höheren Frequenzbereich beeinflussen die Halleneigenschaften die Messergebnisse signifikant. Für die Messung mit dem elektrischen Monopol fehlt eine entsprechende Betrachtung noch komplett.

Die gemessenen Störspektren sind in dem Diagramm in Bild 13 dargestellt, wobei die Messwerte für eine bessere Vergleichbarkeit wie zuvor auf den Maximalwert bei der WPT-Grundfrequenz ( $f = 90 \text{ kHz}$ ) normiert wurden.

Die Kurven zeigen gänzlich unterschiedliche Verläufe, weisen jedoch auch einige Gemeinsamkeiten auf. Während die Pegel bei den Harmonischen der Grundfrequenz beim elektrische Feld bis ca. 5 MHz nahezu konstant bleiben, fallen sie beim Magnetfeld ab und steigen beim Gleichtaktstrom nach einem leichten Abfall wieder an. Bei höheren Frequenzen oberhalb von 5 MHz dominieren Resonanzeffekte, welche bei allen drei Messungen einen deutlichen Anstieg der Störpegel verursachen. Allerdings weisen auch hier alle drei Kurven einen ähnlichen Verlauf auf. Es war leider nicht möglich festzustellen, ob der Verlauf der gemessenen Störspektren durch den Prüfling selbst, der Anordnung im Messaufbau oder den Übertragungseigenschaften der Halle besonders beeinflusst wurde. Wie bereits zuvor mittels Simulation dargestellt, folgt der Verlauf des Gleichtaktstromes weitgehend der theoretischen Vorhersage.



**Bild 13:** Gemessene Störspektren des Magnetfeldes (Rahmenantenne), des elektrischen Feldes (Monopol) und des Störstromes. Die Pegel wurden auf den Maximalwert bei der WPT-Grundfrequenz normiert.

Bei der Festlegung von Grenzwerten für das Magnetfeld sind vor allem die hohen Pegel oberhalb von 5 MHz sehr entscheidend, da hier in den Diskussionen eher eine deutliche Absenkung der zulässigen Störaussendung gefordert wird. Weiterhin ist anzumerken, dass der Kurvenverlauf der elektrischen Feldstärke deutlich von dem der magnetischen Feldstärke abweicht. Auch wenn man die Nahfeld-Fernfeld-Konversion über den Frequenzbereich berücksichtigt, so ergibt sich dennoch kein einfacher Zusammenhang für die anzunehmende Feldimpedanz. Eine simple Umrechnung der eventuell vorhandener Magnetfeldgrenzwerte über die angenommene Freiraumimpedanz von  $377 \Omega$  ist aus den gemessenen Kurven nicht zu entnehmen.

## 4 Zusammenfassung

WPT-Systeme stellen eine interessante, neue Technologie dar, welche auch bezüglich der Bewertung der Störaussendungen eine neue Betrachtung erfordert. Neben den Grenzwerten für das Magnetfeld werden daher auch zusätzlich anzuwendende Messverfahren diskutiert.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Ursachen für das Auftreten von Gleichtakt-Störströmen theoretisch untersucht und an einem realen System gemessen. Die Messungen zeigten ähnliche Effekte wie die Simulation.

Der Vergleich mit den Magnetfeldmessungen und der Messung des elektrischen Feldes mit dem Monopol zeigte jedoch unterschiedliche Kurvenverläufe. Im oberen Frequenzbereich dominieren Resonanzeffekte und verursachen deutlich erhöhte Störpegel bei allen drei Messungen. Gerade bei diesen Frequenzen werden jedoch Absenkungen der Grenzwerte in den Normungsgremien diskutiert. Weitere Untersuchungen und die Entwicklung geeigneter Maßnahmen zur Verringerung der Störpegel in diesem Frequenzbereich sind daher notwendig.

Die unterschiedlichen Kurvenverläufe der gemessenen elektrischen und magnetischen Feldstärke deuten auf einen stark nichtlinearen Zusammenhang hin. Es reicht daher nicht, einen konstanten Umrechnungsfaktor für die Freiraumimpedanz zur Berechnung der E-Feld-Grenzwerte aus den Magnetfeldgrenzwerten heranzuziehen.

Abschließend verbleibt die Frage, ob aus den Messungen des Gleichtaktstörstromes oder des elektrischen Feldes neue Erkenntnisse zur Bewertung des Störpotentials von WPT-Systemen gewonnen werden können.

### Danksagung

Die Messergebnisse in dieser Arbeit entstanden im Rahmen des Forschungsprojektes "Universal Inductive Charging (UnIndCha)", welches durch das Forschungsprogramm "BayEMA" der bayerischen Staatsregierung unter der Leitung der bayerischen Forschungs- und Innovationsagentur ITZB gefördert wurde (Förderkennzeichen EMA-1511-0003).

### Literatur

- [1] ETSI: *EN 303417, V1.1.1 : Wireless power transmission systems, using technologies other than radio frequency beam, in the 19 - 21 kHz, 59 - 61 kHz, 79 - 90 kHz, 100 - 300 kHz, 6 765 - 6 795 kHz ranges; Harmonised Standard covering the essential requirements of article 3.2 of Directive 2014/53/EU*. Final Draft ETSI-Standard, June 2017
- [2] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: *IEC 61980-1: Electric vehicle wireless power transfer systems (WPT) - Part 1: General requirements*. IEC Standard, 2015
- [3] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: *IEC 61980-2: Electric vehicle wireless power transfer systems (WPT) - Part 2: Specific requirements for communication between electric road vehicle (EV) and infrastructure with respect to wireless power transfer (WPT) systems*. IEC-document version 69/382A/CD, 2016
- [4] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: *CISPR 11 Amd. 2 f1 Ed. 6.0: Amendment 2 (f1) to CISPR 11: Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*



- *Requirements for air-gap wireless power transfer (WPT)*. IEC-document version 69/710/CD, August 2018

- [5] IEC INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: *IEC 61980-3: Electric vehicle wireless power transfer systems (WPT) - Part 3: Specific requirements for the magnetic field wireless power transfer systems*. IEC-document version 69/554/DTS, Januar 2018
- [6] ISO INTERNATIONAL STANDARDIZATION ORGANIZATION: *ISO/PAS 19363: Electrically Propelled road vehicles - Magnetic field wireless power transfer - Safety and interoperability requirements*. ISO Standard, Januar 2017
- [7] KOMMA, T. ; POEBL, M.: Determination and Comparison of Equivalent Circuit Parameters in Large-Air-Gap Transformers by Different Methods. In: *PCIM Europe 2015* (19-21 May 2015)
- [8] SAE INTERNATIONAL: *SAE J2954: Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Automated Charging and Alignment Methodology*. SAE Recommended Practice version 2, April 2019
- [9] ZIEGLER, Ch. ; WEBER, S. ; HEILAND, G.: Propagation Paths and Filter Methods for Common Mode (CM) Currents in WPT systems for Electrical Vehicles (EV). In: *PCIM 2019: International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality* (2019)
- [10] ZIEGLER, Ch. ; WEBER, S. ; HEILAND, G. ; KRAUS, D.: Influences of WPT-Coil Losses and Coupling Coefficient on the Resonance Circuits of Wireless Power Transfer Systems. In: *PCIM 2017: International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality* (2017)



# Modellierung von Wireless Power Transfer (WPT) Systemen zur Analyse der magnetischen Feldemissionen

M.Sc. Manuel Haug, Universität Stuttgart, IEH  
Dipl.-Ing. Michael Beltle, Universität Stuttgart, IEH  
Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart, IEH

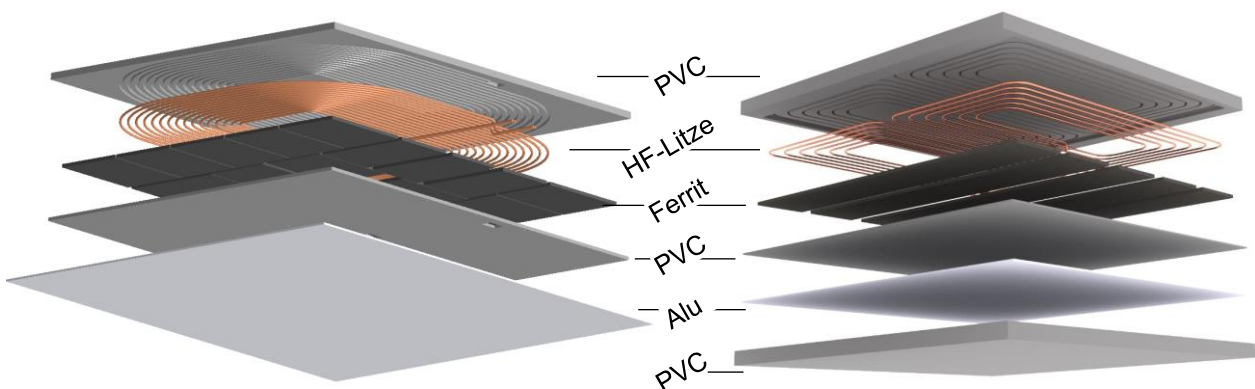
## 1 Einleitung

Die aktuellen Bemühungen einen internationalen Standard für eine induktive KFZ-Ladeschnittstelle zu schaffen, erfordern auch die Einführung von Grenzwerten für die elektrischen und magnetischen Störaussendungen dieser Systeme. Von Seiten der SAE bestehen bereits Vorgaben zum geometrischen Design der energieübertragenden Spulen sowie deren elektrischen Beschaltung [1]. Die bodenseitigen Komponenten des Ladesystems werden als Ground Assembly (GA) und die fahrzeugseitigen Komponenten als Vehicle Assembly (VA) bezeichnet. Diese werden im Folgenden als Referenzsysteme herangezogen.

Eine flexible Möglichkeit zur Beurteilung der elektrischen und magnetischen Feldemissionen kann die 3D-Modellierung dieser WPT-Systeme sein. Mit den Modellen ist es beispielsweise möglich, Auswirkungen von Geometrie- und Materialvariationen auf die Emissionsspektren vorherzusagen, oder Feldstärkeverläufe an beliebigen Raumpunkten zu berechnen. In diesem Beitrag werden die Schritte hin zu einem WPT-Modell aufgezeigt, mit dem Aussagen zu dessen magnetischen Emissionsverhalten mit abschätzbarer Genauigkeit im Frequenzbereich von 9 kHz - 30 MHz möglich sind.

## 2 Laboraufbau von WPT-Prototypen und Prüfstand

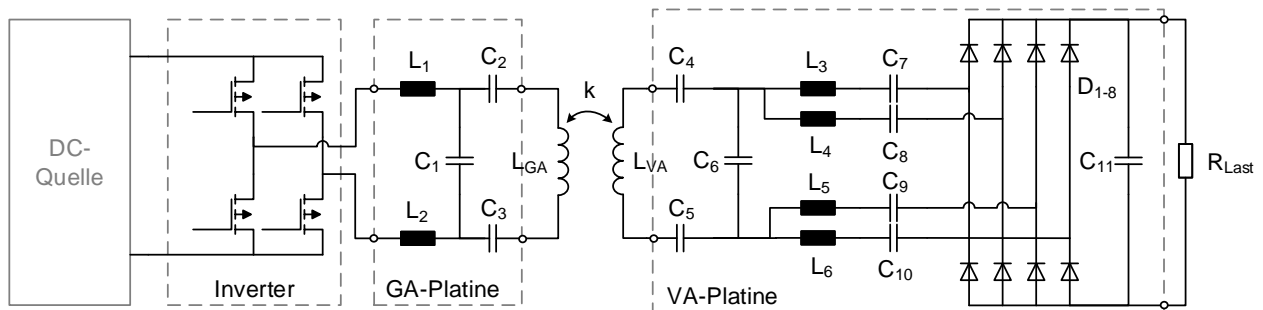
Der Aufbau der Prototypen erfolgt gemäß den Layoutvorgaben der SAE J2954 [1]. Es wird für die in der Norm definierten Varianten mit zirkularer- und Doppelhelix-Wicklung jeweils ein Spulenpaar, bestehend aus Bodenspule (GA) und Fahrzeugspule (VA-WPT3-Z1) aufgebaut. Als Gehäuse der Spulenpads wird ein PVC-Material verwendet, welches gleichzeitig als Wicklungskörper für die Spulenwicklung dient. Die Spulenwicklungen werden mit HF-Litze ausgeführt und als Ferritmaterial kommen Kacheln des Typs N95 zum Einsatz. Bild 1 zeigt die Explosionsansichten der jeweiligen GA-Spulenpads mit den verwendeten Komponenten.



**Bild 1:** Explosionsansicht von GA-Spulenpads: Zirkular (links) und Doppelhelix (rechts)

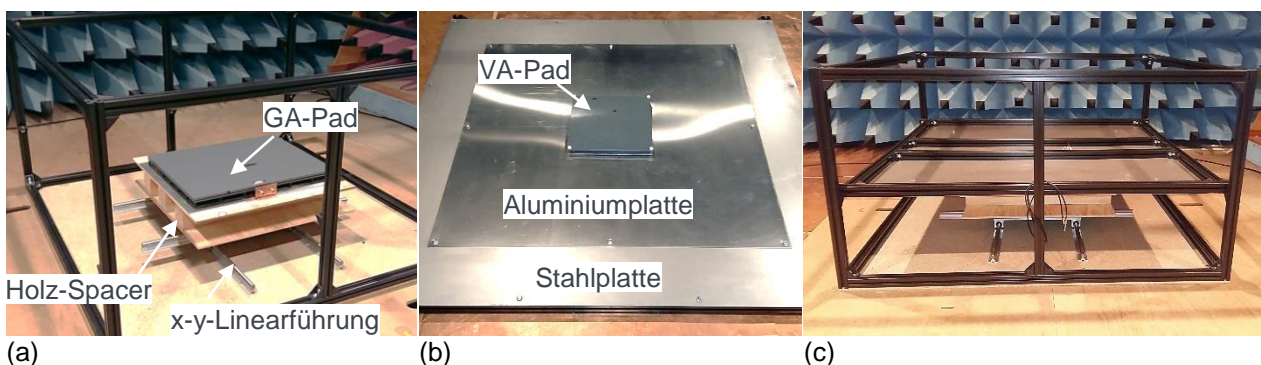
In den Resonanzkreisen kommen aufgrund der geringen AC-Verluste und des guten Wärmeverhaltens Mehrschicht-Keramikkondensatoren (MLCC) mit NP0-Dielektrikum zum Einsatz ( $C_1 - C_6$ ). Die weitere elektrische Beschaltung auf den GA- und VA-Platinen erfolgt zunächst rein passiv, um potentielle HF-Störquellen durch taktende Leistungselektronik zu vermeiden. Die Längsinduktivitäten ( $L_1 - L_6$ ) werden als Luftspulen ausgeführt. Entsprechende Induktivitäten kleineren Bauraums mit Ferrit- oder Eisenkern sind aufgrund der hohen Kernverluste nicht praktikabel. Die Spannungsgleichrichtung auf der VA-Seite erfolgt über Brückengleichrichter mit Fast-Recovery Schottky Dioden ( $D_1 - D_8$ ). Als Last ( $R_{Last}$ ) wird ein 10 Ohm Leistungswiderstand verwendet.

Zur Ansteuerung der WPT-Systeme wurde ein Leistungsinverter mit einer H-Brücke aus 650 V MOSFETs aufgebaut. Dieser liefert ein rechteckförmiges Spannungssignal mit 85 kHz und einstellbarem Duty-Cycle. Der Laboraufbau ist aktuell für eine Leistungsübertragung von bis zu 1,5 kW ausgelegt. Das Schaltbild für das zirkulare Spulensystem mit den verwendeten Komponenten ist in Bild 2 dargestellt. Eine Elektronik für das Doppelhelixsystem wurde entsprechend aufgebaut.



**Bild 2:** Schaltplan für zirkulares WPT-System mit den verwendeten Bauteilen auf GA- und VA-Seite [1]

Für EMV-Komponententests der WPT-Systeme wurde ein Prüfstand, ebenfalls nach den Vorgaben der SAE aufgebaut, siehe Bild 3. Dieser besteht aus einem x-y-Positioniertisch für die GA-Spule, womit Offset-Positionierungen zur VA-Spule von bis zu  $\pm 450$  mm pro Achse möglich sind. Die VA-Spule wird zentriert mit einer Stahl- und Aluminiumplatte verbunden. Die Stahlplatte dient der Nachbildung des Fahrzeugunterbodens. Die Aluminiumplatte dient zur Reduzierung der magnetischen Streufelder nach dem Wirbelstromprinzip. Der Abstand der Spulenpads kann gemäß den Definitionen für die Klassen Z1 bis Z3 (100 – 250 mm) eingestellt werden.



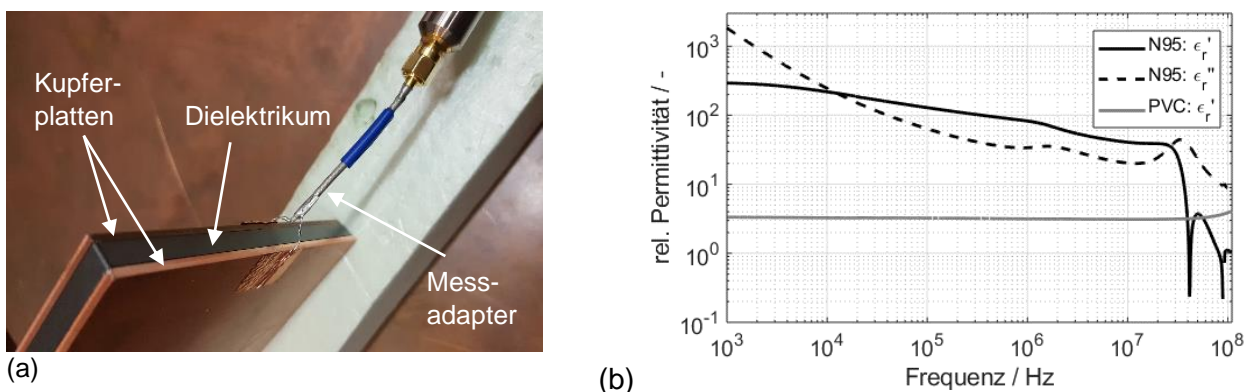
**Bild 3:** (a) GA-Spulenpad auf x-y-Linearführung  
(b) VA-Spulenpad befestigt an Aluminium- und Stahlblech (umgedreht)  
(c) Zusammengebauter Prüfstand

### 3 Ermittlung von Materialparametern und Modell-Validierung

Basierend auf den geometrischen Abmessungen der Prototypen werden 3D-Modelle der Spulenpads in CST Microwave-Studio erstellt und den einzelnen Baugruppen materialspezifische Parameter zugewiesen. Bei den dielektrischen Komponenten sind dies die komplexwertige Permittivität und Permeabilität, bei den leitfähigen Komponenten die spezifische Leitfähigkeit. Nachfolgend wird das Vorgehen zur Ermittlung der dielektrischen Materialparameter vorgestellt.

#### 3.1 Bestimmung der komplexen Permittivität von dielektrischem Material

Um die relative Permittivität der dielektrischen Materialien zu bestimmen, wird die zwei-Platten Methode verwendet, mit einer dünnen Schicht des zu untersuchenden Materials als Dielektrikum. Der so aufgebaute "Plattenkondensator" besteht aus zwei Kupferplatten mit den Flächen  $A$  als Elektroden im Abstand  $d$ . Durch Messung des frequenzabhängigen Impedanzverlaufs an den Kupferplatten kann die komplexe Permittivität berechnet werden. Bild 4 (a) zeigt den verwendeten Messaufbau.



**Bild 4:** (a) Impedanzmessung am Plattenkondensator mit Dielektrikum  
(b) Komplexe Permittivität der dielektrischen Materialien Ferrit N95 & PVC

Die Kapazität eines einfachen Plattenkondensators berechnet sich nach der Formel:

$$\underline{C} = \varepsilon_0 \underline{\varepsilon}_r \cdot \frac{A}{d} = \varepsilon_0 (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'') \cdot \frac{A}{d} \quad (1)$$

Mit der Permittivität des Vakuums  $\varepsilon_0$ , der Plattenflächen  $A$  und Abstand  $d$  sowie der komplexen Permittivität  $\underline{\varepsilon}_r$  des Dielektrikums. Durch den imaginären Anteil  $\varepsilon_r''$  erhält die Impedanz des Kondensators einen reellen Anteil, welcher die dielektrischen Wärmeverluste beschreibt. Die gemessene Admittanz des Kondensators  $\underline{Y}_C$  kann somit nach Real- und Imaginärteil getrennt werden:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_C &= \omega \varepsilon_0 \frac{A}{d} (\varepsilon_r'' + j\varepsilon_r') \\ &= \operatorname{Re} \{ \underline{Y}_C \} + j \operatorname{Im} \{ \underline{Y}_C \} \end{aligned} \quad (2)$$

Mit Gleichung (2) lassen sich die komplexen Anteile der Permittivität wie folgt berechnen:

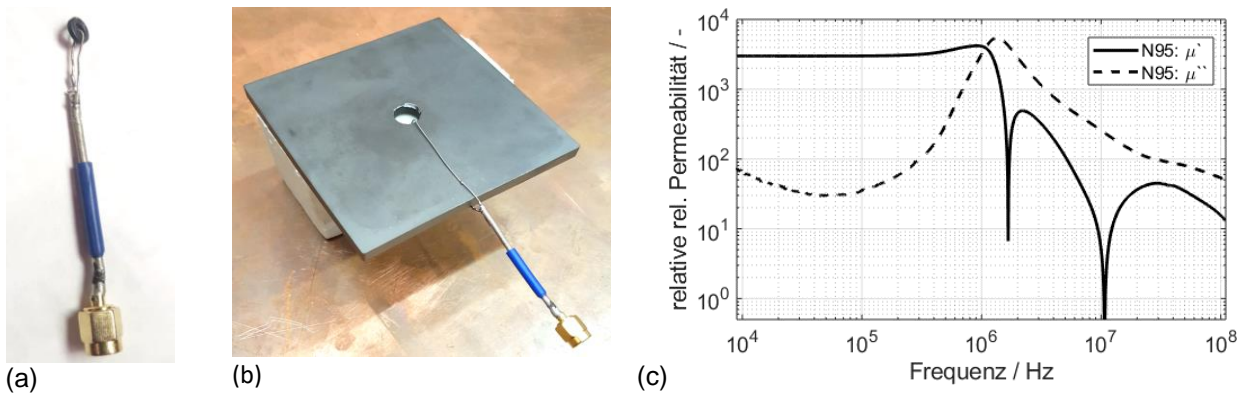
$$\varepsilon_r' = \frac{d \cdot \operatorname{Im} \{ \underline{Y}_C \}}{\omega \varepsilon_0 A} = \frac{\operatorname{Im} \{ \underline{Y}_C \}}{\omega \cdot C_0} \quad \varepsilon_r'' = \frac{d \cdot \operatorname{Re} \{ \underline{Y}_C \}}{\omega \varepsilon_0 A} = \frac{\operatorname{Re} \{ \underline{Y}_C \}}{\omega \cdot C_0} \quad (3) / (4)$$

$C_0$  entspricht dabei der Kapazität des Plattenkondensators ohne Dielektrikum, d.h.  $\epsilon_r = 1$ . Durch Vergleichsmessungen kann das Messverfahren überprüft werden. Bild 4 (b) zeigt die so ermittelten Permittivitätsverläufe für das im Laboraufbau verwendete Ferrit- und PVC-Material im Bereich 1 kHz – 110 MHz.

### 3.2 Bestimmung der komplexen Permeabilität von dielektrischem Material

Der frequenzabhängige Verlauf der komplexen Permeabilität des Ferritmaterials N95 wird im Datenblatt nur bis ca. 2 MHz angegeben. Im Folgenden wird eine Methode vorgestellt, mit der es möglich ist, die komplexe Permeabilität des Ferrits ohne eine spezielle Messvorrichtung für Impedanzmessgeräte zu bestimmen.

Dazu wird zunächst eine sehr kurze Leiterschleife durch einen Toroid des Ferritmaterials geführt, siehe Bild 5 (a). Aufgrund der kleinen geometrischen Abmessungen und des hohen Kurzschlussstroms gelangt der Toroid bei den Impedanzmessungen mit 500 mV Ausgangsspannung in Sättigung. Es zeigt sich, dass eine Reduzierung der Messspannung auf 50 mV nötig wäre, um die Sättigung im Kernmaterial zu vermeiden, womit allerdings der benötigte Dynamikumfang für die Messung nicht erreicht werden kann. Daher wird ein provisorischer "Toroid" aus den im Prototyp verwendeten Ferrit-Platten erstellt, siehe Bild 5 (b).



**Bild 5:** (a) Messaufbau zur Bestimmung der Impedanz einer Leiterschleife mit Ferrit-Toroid  
(b) Alternativer Messaufbau mit einer großen Ferrit-Platte  
(c) Verlauf der komplexen, relativen Permeabilität

Die Induktivität einer Toroidspule mit magnetischem Kern berechnet sich nach:

$$\underline{L} = \mu_0 \underline{\mu_r} \frac{N^2 A}{l} = \mu_0 (\mu_r' - j\mu_r'') \cdot \frac{N^2 A}{l} \quad (5)$$

Mit der Anzahl der Wicklungen  $N$ , der Querschnittsfläche des Toroids  $A$ , dessen mittleren magnetischen Kreisumfang  $l$  und dessen komplexer Permeabilität  $\underline{\mu_r}$ . Durch den imaginären Anteil  $\mu_r''$  erhält die Spulenimpedanz einen reellen Anteil, der die Magnetisierungsverluste im Kern beschreibt:

$$\underline{Z_L} = \frac{\omega \mu_0 N^2 A}{l} (\mu_r'' + j\mu_r') = \text{Re}\{\underline{Z_L}\} + j\text{Im}\{\underline{Z_L}\} \quad (6)$$

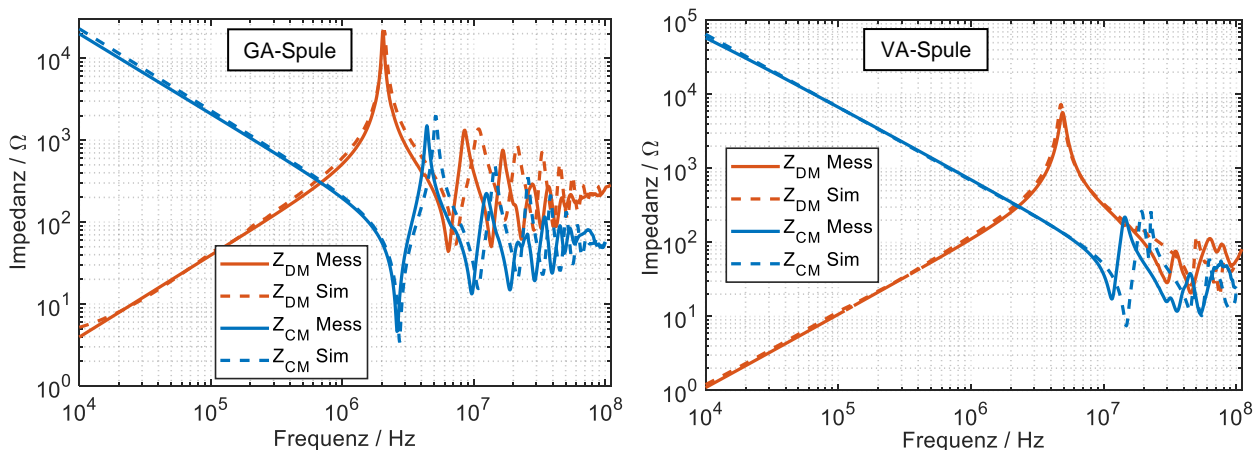
Mit Gleichung (6) lassen sich die komplexen Anteile der Permeabilität wie folgt berechnen:

$$\mu_r' = \frac{l \cdot \text{Im}\{Z_L\}}{\omega \mu_0 N^2 A} = \frac{\text{Im}\{Z_L\}}{\omega L_0} \quad \mu_r'' = \frac{l \cdot \text{Re}\{Z_L\}}{\omega \mu_0 N^2 A} = \frac{\text{Re}\{Z_L\}}{\omega L_0} \quad (7) / (8)$$

$L_0$  entspricht dabei einer Luftspule mit gleichen geometrischen Abmessungen, ohne Ferritkern, d.h.  $\mu_r = 1$ . Durch Vergleichsmessungen kann das Messverfahren überprüft werden. Bild 5 (c) zeigt die so bestimmte komplexe Permeabilität der Ferritplatte im Bereich von 9 kHz – 110 MHz.

### 3.3 Modellvalidierung

Die Kongruenz von Modellen und Prototypen wird anhand von deren Impedanzverläufen beurteilt. Dabei können pro Spulenpad zwei Impedanzen gemessen bzw. simuliert werden: Die differentielle Impedanz  $Z_{DM}$ , gemessen zwischen den jeweiligen Spulenanschlüssen, beschreibt das induktive Verhalten der Spulenwicklung. Weiter kann eine Gleichtaktimpedanz  $Z_{CM}$  betrachtet werden, indem die Klemmen der Spulenwicklungen kurzgeschlossen werden und die Impedanz zur gemeinsamen Masse, (Aluminium-Shield) gemessen wird. Diese besitzt einen kapazitiven Verlauf. In Bild 6 sind für GA- bzw. VA-Pad der Doppelhelixspulen jeweils die Gleich- und Gegentakt-Impedanzverläufe ( $Z_{CM}$  und  $Z_{DM}$ ) zu sehen. Die Validierung der Modelle der Zirkularspulen erfolgt in [2].



**Bild 6:** Vergleich der gemessenen und simulierten Impedanzverläufe der Spulenpads mit Doppelhelix-Wicklung bei DM- und CM-Anregung

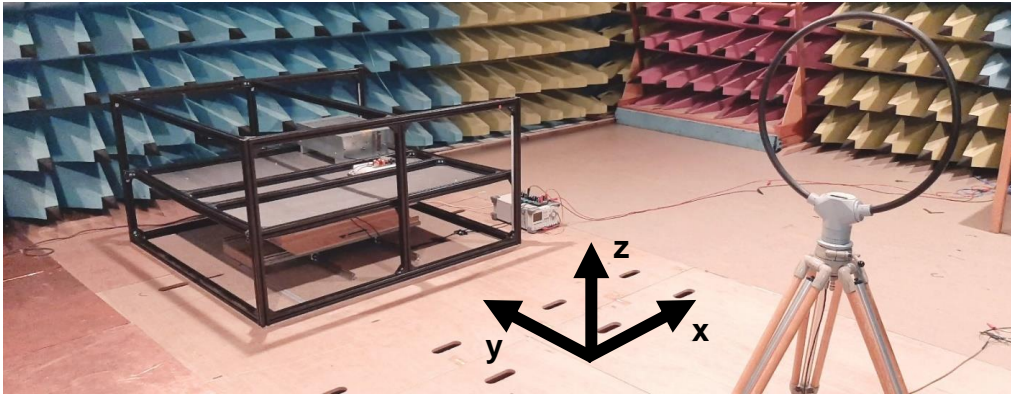
Für die differentiellen Impedanzmessungen  $Z_{DM}$  sind die Verläufe von Parallelschwingkreisen zu sehen, bestehend aus der jeweiligen Spuleninduktivität  $L_{DM}$  und deren parasitären Wicklungskapazität  $C_{DM}$ . Während die Spuleninduktivität hauptsächlich von der Wicklungsgeometrie und der Permeabilität des Ferritmaterials abhängt, ist die Resonanzstelle und die Güte der Spule maßgeblich von der komplexen Permittivität des PVC- und Ferritmaterials abhängig. Durch die zuvor beschriebenen Methoden zur Bestimmung der Materialparameter weisen die Impedanzverläufe der Modelle eine gute Übereinstimmung mit den Messungen auf.

Auch für die CM-Impedanzverläufe zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung. Für Frequenzen über ca. 10 MHz zeigen die Modelle leicht verschobene Resonanzstellen, folgen jedoch qualitativ den Messkurven.

## 4 Messung und Simulation der gestrahlten magnetischen Feldstärke

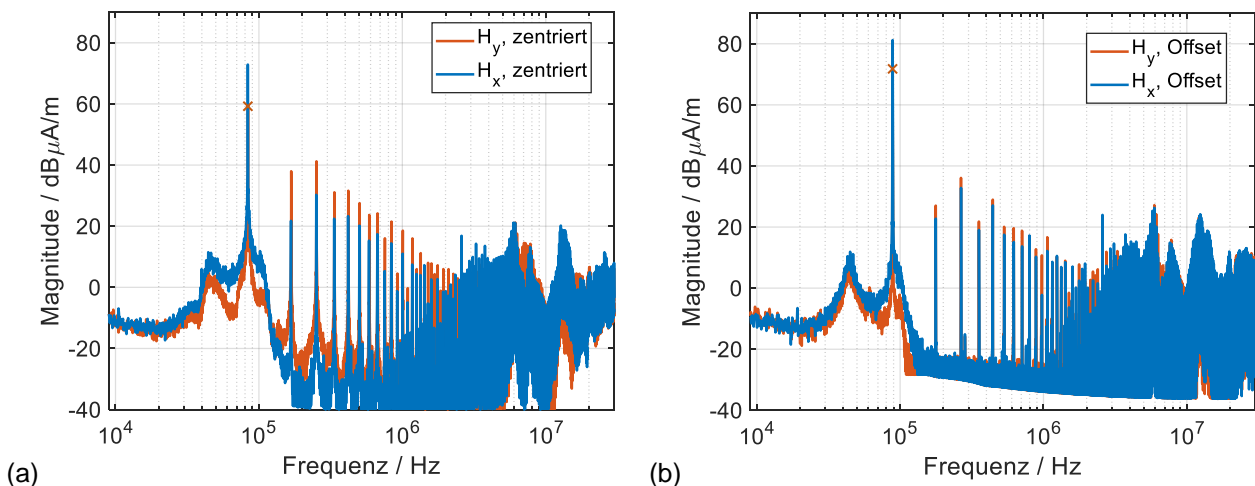
### 4.1 H-Feld Emissionsmessungen am Prototyp

Die Emissionsmessungen am WPT-System erfolgen in einer Vollabsorberhalle (ALSE). Zur Messung der magnetischen Feldstärke wird eine aktive Rahmenantenne und ein Zeitbereichsmessempfänger verwendet. Die Rahmenantenne wird in 3 m Entfernung zum Prüfstand positioniert. Die Messungen erfolgen mit dem Max-Peak-Detektor im Bereich 9 kHz – 30 MHz, die ZF-Bandbreite beträgt 200 Hz. Durch Drehen der Antenne kann sowohl die x- als auch die y-Komponente des Magnetfeldes gemessen werden, wobei die Richtungskomponenten, wie in Bild 7 dargestellt, definiert sind.



**Bild 7:** Messung der gestrahlten Magnetfeldstärke mit Rahmenantenne in 3 m Entfernung zum WPT-System

Für das zirkulare WPT-System ergeben sich die in Bild 8 gezeigten Emissionsspektren bei zentrierter und Offset-Spulenpositionierung. Für die Offsetmessung wird die GA-Spule um 10 / 7,5 cm in x- / y-Richtung verschoben. Der vertikale Abstand der Spulen beträgt in beiden Fällen 10 cm, was dem minimalen Abstand der Z1-Klasse entspricht. Der maximale Stromfluss durch die GA-Spule ist für den Laboraufbau auf 18 A<sub>RMS</sub> limitiert. Dies erlaubt eine maximale Eingangsspannung von 300 V<sub>pp</sub> bei zentrierter Spulenausrichtung (240 V<sub>pp</sub> bei Offset-Positionierung) durch den Wechselrichter.



**Bild 8:** H-Feld Emissionsspektren in 3 m Abstand

(a) zentrierte Spulenausrichtung (b) versetzte Spulenausrichtung ( $\Delta x = 10 \text{ cm} / \Delta y = 7,5 \text{ cm}$ )

Das Maximum der H-Feldstärke liegt bei der Grundharmonischen der Anregung, hier ca. 84 kHz bei zentrierter Spulenausrichtung. Gut zu erkennen sind die Harmonischen, deren Amplituden bis zu einer Frequenz von 2 MHz in doppeltlogarithmischer Darstellung mit

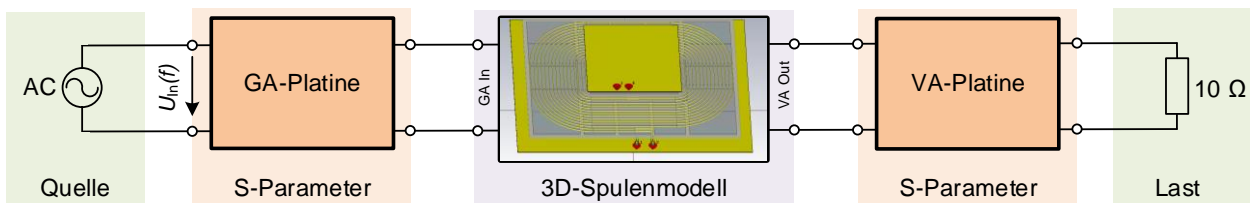


ca. 35 dB / Dekade linear abnehmen. An der Resonanzfrequenz dominiert die x-Komponente des Magnetfeldes, während bei den Harmonischen die y-Komponente eine um ca. 6 bis 8 dB höhere Feldstärke aufweist.

Bei Offset-Positionierung der Spulen zeigt sich eine Verschiebung der Resonanzfrequenz auf ca. 87 kHz sowie eine Felderhöhung um 10 dB für die x- und y-Komponenten im Vergleich zur zentrierten Positionierung. Dies ist durch den ansteigenden Streufluss bei geringerer Gegenkopplung der WPT-Spulen zu erklären. Zu erwähnen sei, dass in dem verwendeten Laboraufbau keine Resonanzanpassung stattfindet. Die Harmonischen der Grundfrequenz liegen trotz identischer GA-Stromamplitude um ca. 6 bis 8 dB unter den Emissionswerten bei zentrierter Spulenausrichtung.

## 4.2 Simulative Ermittlung des Emissionsspektrums

Für die simulative Feldebetrachtung kann das 3D-Modell mit einer entsprechenden Schaltungssimulation verknüpft werden, welche die Resonanzkreise auf GA- und VA-Seite sowie die Gleichrichterschaltung abbildet. Eine zweite, bessere Möglichkeit ist die Einbindung von messtechnisch ermittelten Streuparametern der im Prototyp verwendeten Platinen, welche mit 4-Port VNA-Messungen bestimmt werden. Somit wird das elektrische Verhalten der Schaltungen inkl. parasitärer Effekte im betrachteten Frequenzbereich berücksichtigt. Als Lastnachbildung wird ein idealer 10 Ω Widerstand verwendet. Die Systemanregung erfolgt durch eine differentielle Spannungsquelle.

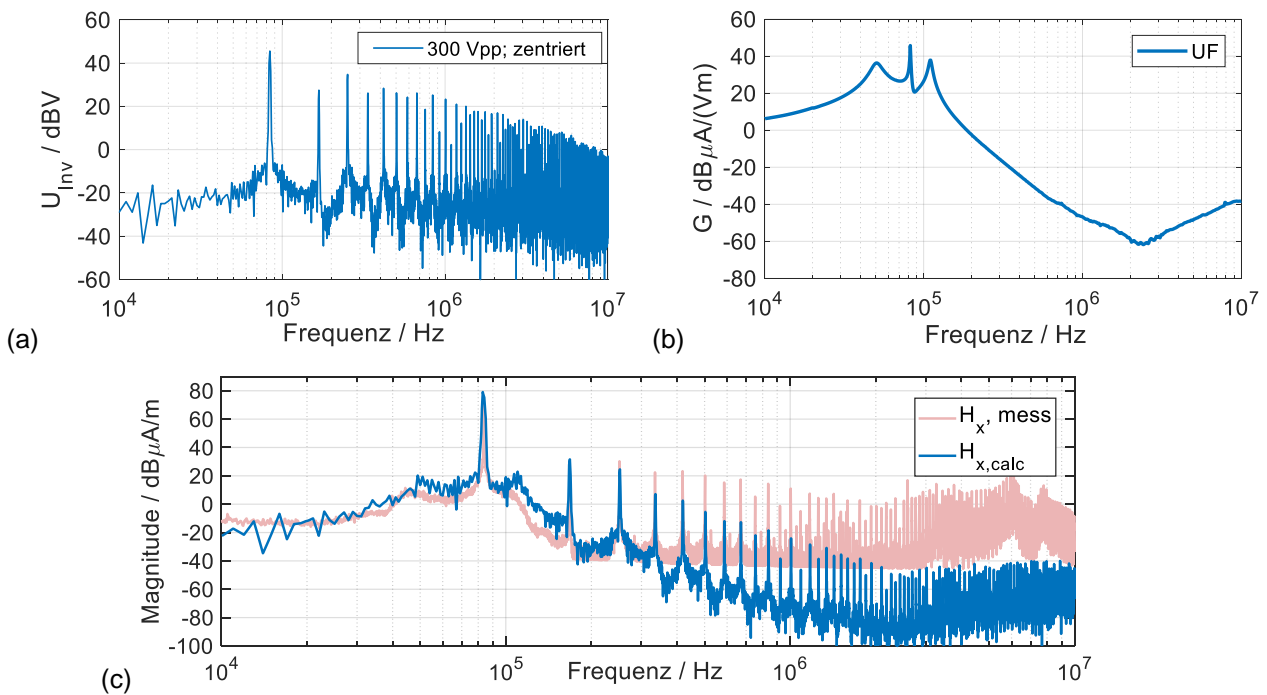


**Bild 9:** Kombination von 3D-Spulenmodell, Schaltungssimulation von Quelle und Last sowie gemessenen Streuparameterblöcken der GA- und VA-Schaltungen

Im 3D-Simulationsraum wird analog zur Messung eine H-Feldprobe im Abstand von 3 m und 1 m Höhe zum WPT-System positioniert. An diesem Raumpunkt werden die berechneten x-y-z-Komponenten der magnetischen Feldstärke evaluiert. Zunächst wird eine AC-Simulation mit 1 V Eingangsspannung durchgeführt. Durch die in Bild 9 gezeigte Verkettung der einzelnen Blöcke ergeben sich die entsprechenden Stromverläufe durch die GA- und VA-Spulenwicklungen. Durch die FEM kann an dem Raumpunkt der H-Feldprobe so die Funktion der Magnetfeldstärke ermittelt werden. Dieser Feldstärkeverlauf kann als eine Übertragungsfunktion  $\underline{G}(x, y, z, f)$  mit der Einheit  $A/Vm$  interpretiert werden, welche den Zusammenhang zwischen Eingangsspannung an der GA-Platine  $U_{in}(f)$  und der Magnetfeldstärke  $\vec{H}(x, y, z, f)$  beschreibt:

$$\vec{H}(x, y, z, f) = \underline{G}(x, y, z, f) \cdot U_{in}(f) \quad (9)$$

Mit Gleichung (9) kann das Emissionsspektrum für beliebige Eingangssignale berechnet werden. Um das Spektrum mit Systemanregung durch den Inverter zu erhalten, wird für  $U_{in}(f)$  die Inverter-Ausgangsspannung  $U_{Inv}(f)$  eingesetzt. Bild 10 (a) zeigt die Spannung am Ausgang des Inverters  $U_{Inv}(f)$  bei 300 V<sub>pp</sub>, Bild 10 (b) den Betrag der Übertragungsfunktion  $\underline{G}(x, y, z, f)$  für das Modell der zirkularen Spulen. Bild 10 (c) zeigt das resultierende Emissionsspektrum im Vergleich zu den Messungen am Prototyp.



**Bild 10:** (a) Ausgangsspannung des Inverters  $U_{\text{Inv}}(f)$  mit Amplitude 300 V<sub>pp</sub> bei zentrierter WPT Ausrichtung  
 (b) Simulativ bestimmte Übertragungsfunktion  $G(x = 0, y = 3\text{m}, z = 1\text{m}, f)$   
 (c) Vergleich von simuliertem und gemessenem H-Feld Emissionsspektrum

Die Methode zeigt eine gute Übereinstimmung mit den Messungen im Bereich 10 – 200 kHz. Frequenz und Betrag der Grundharmonischen und ersten Harmonischen werden in sehr guter Übereinstimmung berechnet. Für höhere Harmonische ergeben sich aktuell noch signifikante Abweichungen um bis zu 60 dB in den Pegelmaßen. Ursache hierfür ist ein zu starkes Absinken der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich über 200 kHz, welches Gegenstand aktueller Untersuchungen ist.

## Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag wird das konzeptionelle Vorgehen zur 3D-Modellierung von WPT-Systemen vorgestellt, welche das elektromagnetische Verhalten von realen Prototypen nachbilden. Dazu werden Methoden zur Ermittlung der Permittivität und Permeabilität für die verwendeten dielektrischen Materialien im Frequenzbereich 9 kHz – 110 MHz vorgestellt. Die so generierten Modelle zeigen hinsichtlich ihres Impedanzverhaltens gute Übereinstimmungen mit Messungen an den Prototypen.

Es wird weiter eine Möglichkeit zur Berechnung der gestrahlten magnetischen Emissionen bei Anregung der WPT-Systeme mit beliebigen Eingangssignalen vorgestellt. Diese Methode funktioniert aktuell bis zu einer Frequenz von 200 kHz sehr gut, höhere Harmonische im Emissionsspektrum werden noch mit deutlich zu geringen Pegeln berechnet. Dennoch verspricht die Methode einige Vorteile, wie z.B. der Feldberechnung in 10 m Abstand, was in kleineren Absorberhallen messtechnisch nicht möglich ist und wird daher im Weiteren verbessert.

## Literatur

- [1] SAE J2954-Apr2019: *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology*, SAE International
- [2] M. Haug, M. Beltle: Grundlegende Betrachtungen der Kopplungsmechanismen möglicher Störgrößen für induktive KFZ-Ladesysteme. In: *emv - Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Düsseldorf, 2018*, S. 548 – 555

# Entwicklung einer Ersatzlast zur Nachbildung des Fahrzeugs bei Emissionsmessungen an induktiven Ladesystemen

Dr.-Ing. Sebastian Jeschke, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, Deutschland, jeschke@emc-test.de

Dipl.-Ing. Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, Deutschland, maarleveld@emc-test.de

Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, Deutschland, baerenfaenger@emc-test.de

Amelie Burkert, M.Sc., Lehrstuhl für Elektromobilität und Energiespeichersysteme, Bergische Universität Wuppertal, Deutschland, burkert@uni-wuppertal.de

Prof. Dr.-Ing Benedikt Schmülling, Lehrstuhl für Elektromobilität und Energiespeichersysteme, Bergische Universität Wuppertal, Deutschland, schmuelling@uni-wuppertal.de

## 1 Einleitung

Im Zuge der vorschreitenden Einführung von Elektro- und Hybridfahrzeugen kommt es durch den Einsatz von leistungselektronisch geregelten Antriebssystemen und Ladeinfrastrukturkomponenten zu enormen Herausforderungen im Bereich der EMV. Neben den aktuell bereits standardmäßig eingesetzten AC und DC Ladestationen im privaten und öffentlichen Bereich sind auch kontaktlose, induktive Ladesysteme in der Entwicklung. Mit diesen Ladesystemen ist es möglich über zwei gekoppelte Spulen die Ladeleistung zwischen Ladesäule und Fahrzeug zu übertragen. Da bei der Energieübertragung zwischen den Spulen hohe Magnetfelder bei Frequenzen von 79 kHz bis 90 kHz generiert werden, ist eine messtechnische Überprüfung des Feldes in der Nähe des Fahrzeugs nötig. Zudem werden, da die Primärspule leistungselektronisch betrieben wird, neben den beispielsweise gewählten 85 kHz weitere breitbandige Störungen im Fahrzeug und der Umgebung generiert.

Die EMV Absicherung dieser Systeme wird in der Normenreihe IEC 61980-1/-3 [1] behandelt. Diese verweist für die gestrahlten Emissionsmessungen auf die CISPR 11 [2]. Bei längeren Zuleitungen zwischen Leistungselektronik und Bodenspule, wird in der ETSI EN 303417 [3] auch eine Messung der Gleichtaktstörströme gefordert.

Da neben den 85 kHz für die Energieübertragung auch die harmonischen auf die Fahrzeugseite übertragen werden, ist es hier von Interesse genaue Kenntnis über diese Störungen zu haben. Diese sollten auf der Fahrzeugseite im Idealfall die Hochvolt Grenzwerte nach CISPR 25 [4] einhalten.

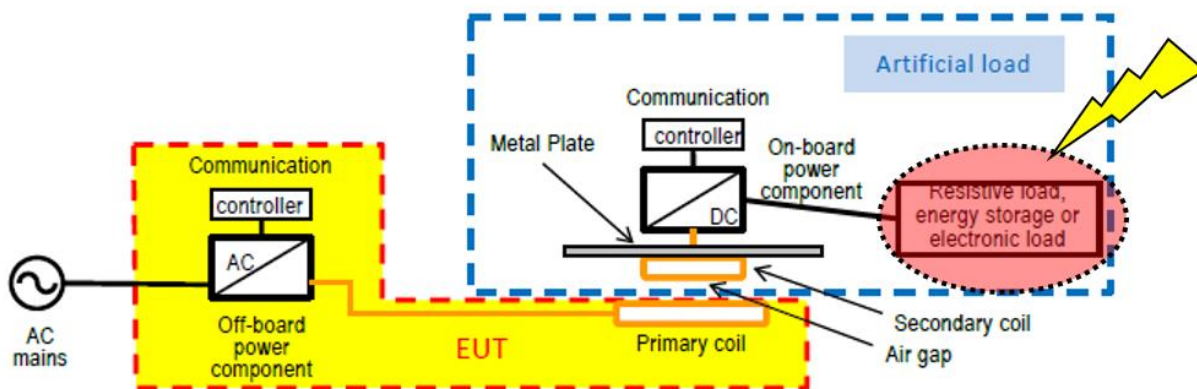
Bei den Testaufbau für die Vermessung von induktiven Ladestationen wird in dem aktuellen Entwurf der CISPR 11 CIS/B/710/CD [5] auf der Sekundärseite statt eines Fahrzeugs ein Metallplatte an der die Sekundärspule befestigt ist sowie eine resistive Last eingesetzt um einen Leistungsfluss während der Messung zu realisieren. Diese Last wird in der Standardisierung nicht weiter spezifiziert.

Es wird allerdings deutlich, dass ein Lastwiderstand nicht die Impedanzverhältnisse innerhalb des Fahrzeugs abbildet.

Um die Überkopplung von Störungen auf das Fahrzeug sowie die Einflüsse einer realistischeren Lastsituation auf das Emissionsverhalten des Systems zu untersuchen wird in dieser Arbeit sekundärseitig eine Batterieersatzlast [5] eingesetzt, welche die Impedanz einer Antriebsbatterie nachbildet. Hierdurch kann genau untersucht werden, welche Störungen von der Ladesäule auf das Fahrzeugbordnetz überkoppeln.

## 2 Testaufbau für induktive Ladesysteme

Bild 1 zeigt einen typischen Aufbau für Emissionsmessungen an einem induktiven Ladesystem. Hier wird als Abschluss auf der Sekundärseite eine Last verwendet, die die Gegenstelle für den Energiefluss während der Emissionsmessung darstellt. Zudem wird die abschirmende Wirkung der Fahrzeugkarosserie über eine Metallplatte nachgebildet. Da die Peripherie keinen Beitrag zu den Emissionen liefern soll, wird Sie idealerweise als ohmsche Last realisiert. Um allerdings ein möglichst reales Emissionsverhalten des Systems zu erhalten, ist eine genauere Nachbildung des Fahrzeugs nötig.



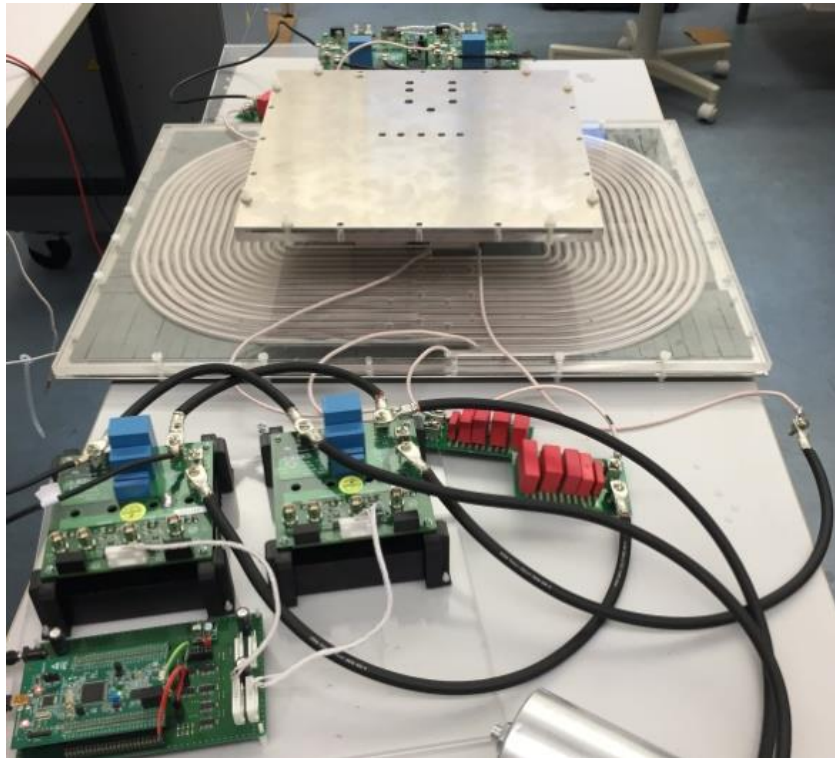
**Bild 1:** Testaufbau für die Vermessung von primären WPT Systemen nach CISPR 11 CIS/B/710/CD [5]

Wird das Elektrofahrzeug auf der Sekundärseite betrachtet, so sind dort neben der Sekundärspule noch die Antriebsbatterie und ggf. noch ein geregeltes Ladegerät beim Ladevorgang aktiv. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit wird das Fahrzeug auf die Sekundärspule und die Antriebsbatterie reduziert. Der Energiefluss wird somit über die primäre Leistungselektronik geregelt. Um die Sekundärseite frei von eigenen Emissionsbeiträgen zu halten, wird zudem auf die Gleichrichtung verzichtet. Somit ist es möglich alleine die Störungen der Primärseite auf der Sekundärseite messtechnisch zu erfassen.

Um die Impedanz der Antriebsbatterie nachzubilden wird eine passive Batterieersatzlast eingesetzt, welche dem Lastwiderstand vorgeschaltet wird. Diese bildet die Gleich- und Gegentaktimpedanz einer Hybridbatterie nach und kann bei hohen Ladeleistungen eingesetzt werden.

Das in der Arbeit eingesetzte induktive Ladesystem (siehe Bild 2) besteht aus einem Controller Board, über das ein Rechtecksignal bei 85 kHz erzeugt wird. Dieses Signal wird

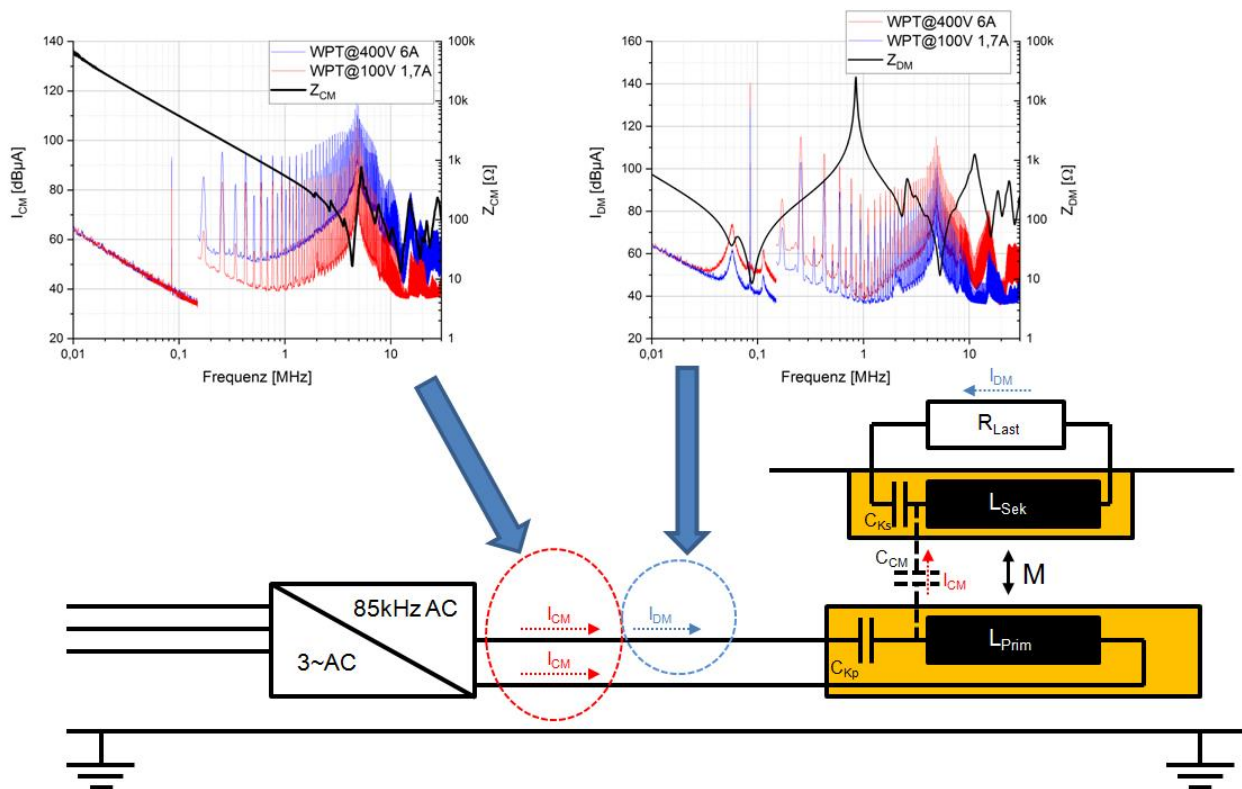
dann eingesetzt um eine H-Brückenschaltung anzusteuern, an deren Lastseite die Primärspule angeschlossen ist. Zur Blindleistungskompensation wird bei dem eingesetzten Ladesystem eine serielle Kapazität zu Kompensation eingesetzt.



**Bild 2** Setup des induktiven Ladesystems [7]

Durch den Betrieb des Ladesystems mit einer Rechteckspannung entstehen bezüglich der Störemission sowohl Gegen- als auch Gleichtaktstörungen, die auch auf die Sekundärseite übertragen werden (Siehe Bild 3). Hierbei werden die Gegentaktstörungen, wie auch der Nutzstrom über die induktive Kopplung zwischen Primär und Sekundärspule übertragen. Bild 3 zeigt hier rechts sowohl die Impedanz des Systems von der Primärseite aus als auch den Verlauf der Emissionen der Leistungselektronik. Aus dem Impedanzverlauf ist klar die Reihenresonanz durch die Kompensation auf der Primärseite zu erkennen. Bei der Energieübertragungsfrequenz ist die Impedanz des Systems minimal. Im weiteren Verlauf steigt die Impedanz weiter an, fällt aber hin zu 5 MHz wieder ab, so dass die Filterwirkung des Bandpasses begrenzt ist.

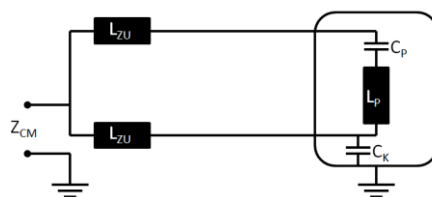
Die Gleichtaktstörungen werden durch die Schalthandlungen in der H-Brücke und die dadurch bedingten Potentialsprünge an der Primärspule verursacht und breiten sich kapazitiv gegen Erdpotential aber auch in Richtung der Sekundärspule aus. Die Koppelkapazität zwischen den beiden Spulen kann über die Formel eines Plattenkondensators abgeschätzt werden. Da im verwendeten System die Primärspule deutlich größer als die Sekundärspule ist, wird der Einfluss des Spulensversatzes für die Energieübertragung reduziert. Die Koppelkapazität in Bild 3 wird durch den Abstand der Primärspule zum Massepotential bestimmt und zeigt bis zum Resonanzpunkt bei etwa 4 MHz ein rein kapazitives Verhalten. Diese Reihenresonanz zwischen der Kapazität der Primärspule und der Induktivität der Zuleitung führt zu einem Störstrom von etwa 1 A im Resonanzpunkt.



**Bild 3** Koppelpfade und Störemissionen des induktiven Ladesystems

Wird nur der Strompfad für die Gleichtaktimpedanz der Primärseite betrachtet, so ergibt sich das folgende vereinfachte Ersatzschaltbild (Siehe Bild 4). Mit den Werten für die Zuleitungsinduktivität und der Kopplungskapazität zwischen der Primärspule und Erdpotential kann die Resonanzfrequenz des Systems bestimmt werden zu

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_{ZU}C_K}} \quad (1).$$

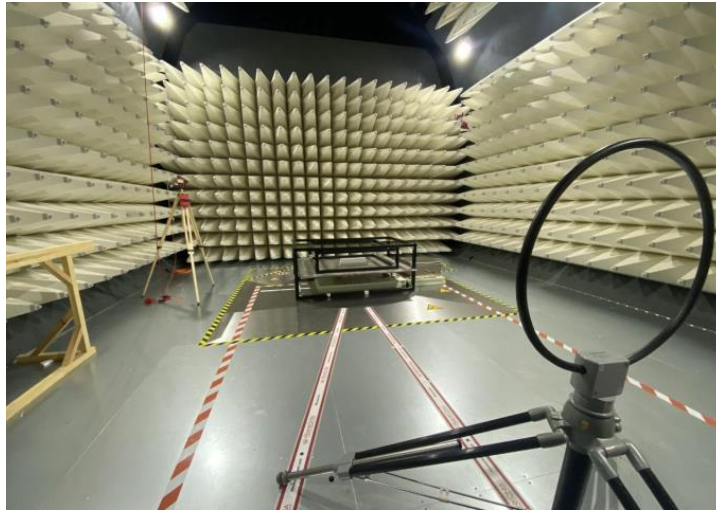


**Bild 4** Gleichtaktersatzschaltbild der Primärseite

Gerade mit Bezug auf öffentliche induktive Ladesysteme, die ähnlich den HPC Charging Stationen [8] als Satellitenstation mit langen Zuleitungen ausgeführt werden können, sollte aufgrund der erhöhten Emissionen im Resonanzpunkt auf eine ausreichende Filterung geachtet werden. Anhand von Gleichung (1) wird deutlich, dass eine Verlängerung der Zuleitung zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz hinzu höheren Frequenzen führt.

### 3 Nachbildung der Batterieimpedanz auf der Sekundärseite

Um bei der Emissionsmessung von induktiven Ladestationen das Fahrzeug möglichst genau nachzubilden, wird ein Aufbau ähnlich dem in Bild 1. Hierbei wird auf der Sekundärseite eine Metallplatte verwendet, an deren Unterseite die Sekundärspule befestigt wird. Diese Metallplatte dient der Nachbildung der Fahrzeugkarosserie, die gerade bei gestrahlten Emissionsmessung eine abschirmende Wirkung hat. Bild 5 zeigt den Aufbau einer Magnetfeldemissionsmessung nach dem Entwurf der CISPR 11 mit dem induktiven Ladesystem. Hierbei wird eine einfache ohmsche Last auf der Sekundärseite verwendet.



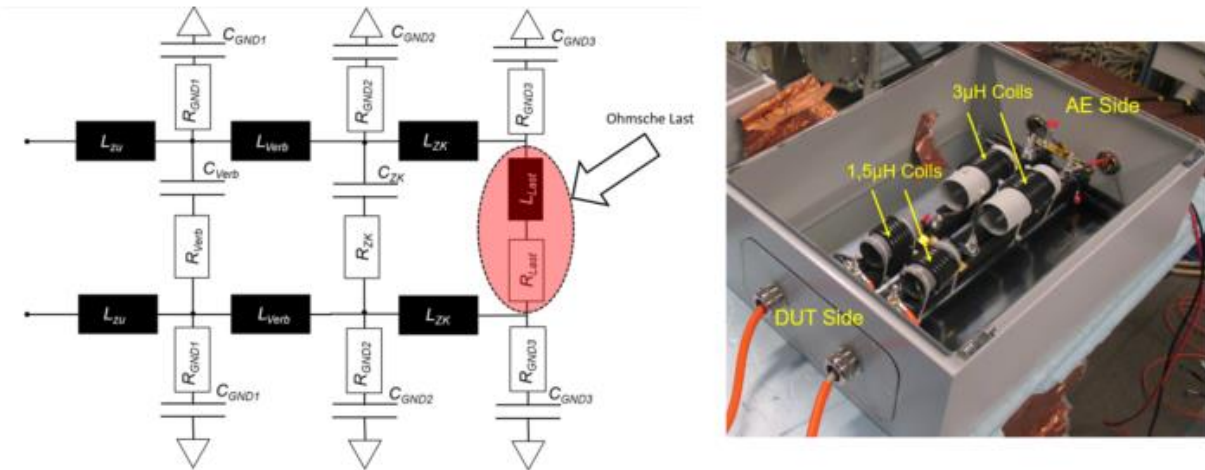
**Bild 5** Testaufbau für Magnetfeldemissionsmessung an induktiver Ladestation

Neben der abgestrahlten Emission ist es aber gerade auf der Fahrzeugseite für die innere EMV Absicherung wichtig, den Anteil der Emissionen zu erfassen, die von der Ladestation ins Fahrzeug überkoppeln. Hierzu ist eine realistische Nachbildung der Fahrzeugimpedanz auf der Sekundärseite nötig. Da während des Ladevorgangs im Wesentlichen die Fahrzeugbatterie an der Sekundärseite angeschlossen ist, wird diese für die folgenden Untersuchungen durch eine passive Ersatzlast, die in [5] vorgestellt wurde nachgebildet. Die Batterieersatzlast bildet die Gleich- und Gegentaktimpedanz einer Hybridbatterie nach [9] und ist aus rein passiven Bauelementen aufgebaut. Hierdurch werden auf der Sekundärseite keine Eigenstörungen erzeugt und es können nur die Emissionen der Sekundärseite bewertet werden.

Um mit der Ersatzlast auch Wirkleitung auf der Sekundärseite umzusetzen, wird diese um eine möglichst ohmsche Last erweitert. Hierdurch ergibt sich das in Bild 6 gezeigte Ersatzschaltbild der Last. Die daran angeschlossene Last hat einen Widerstand von 2 Ohm und einen induktiven Anteil, wie die Messungen der Gegentaktimpedanz in Bild 7 zeigen. Hierdurch verschiebt sich die Resonanzfrequenz in Punkt 1 und muss angepasst werden. Da die Resonanz durch die Induktivitäten  $L_{ZK}$  und  $L_{Last}$  und die Kapazität  $C_{ZK}$  bestimmt wird und der Resonanzpunkt auch mit der Last wieder bei etwa 800 kHz liegen soll berechnet sich die neue Kapazität  $C_{ZK}$  zu

$$C_{ZK} = \frac{1}{2\pi f_{res1}^2 (2L_{ZK} + L_{Last})} \quad (2).$$

Mit Anpassung der Kapazität ergibt sich der Verlauf der Gegentaktimpedanz für die Kombination auf ohmscher Last und Batterieersatzlast in Bild 7 rechts. Insgesamt ist die Gegentaktimpedanz mit der Ersatzlast schon deutlich näher an der Impedanz der Originalbatterie. Allerdings ist die Impedanz dieser gerade im niederfrequenten Bereich noch einmal deutlich niederohmiger als die 2 Ohm des Lastwiderstands, wodurch sich die gesamte Kurve etwas nach oben verschiebt, da das Ladesystem aber nicht auf einen Kurzschluss arbeiten kann, ist eine gewisse Abweichung im Gegentakt nicht zu vermeiden.

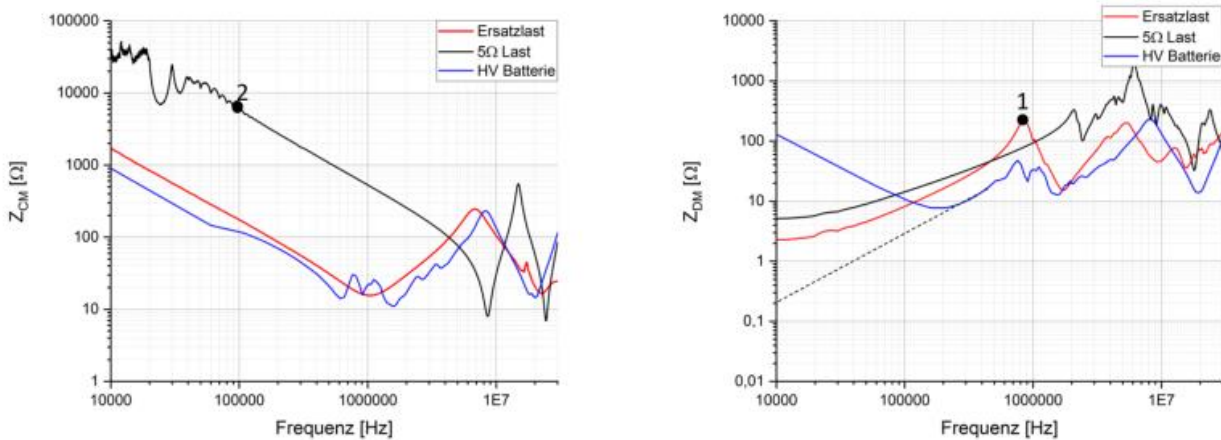


**Bild 6** Batterieersatzlast; links: Ersatzschaltbild; rechts: realisierte Ersatzlast

Bei der Gleichtaktimpedanz ist keine Anpassung der Ersatzlast erforderlich. Die Streukapazität der ohmschen Last berechnet sich mit den Werten aus Punkt 2 in Bild 7 nach

$$C_{Streu,Last} = \frac{1}{2\pi Z_2} \quad (3)$$

zu 280 pF und ist somit sehr gering im Vergleich mit den vorhandenen Erdkapazitäten in der Ersatzlast. Allerdings wird beim Vergleich der Gleichtaktimpedanzen deutlich, dass das zuschalten der Ersatzlast die Impedanz schon deutlich reduziert und somit deutlich höhere Emissionen als beim Einsatz der reinen ohmschen Last zu erwarten sind.

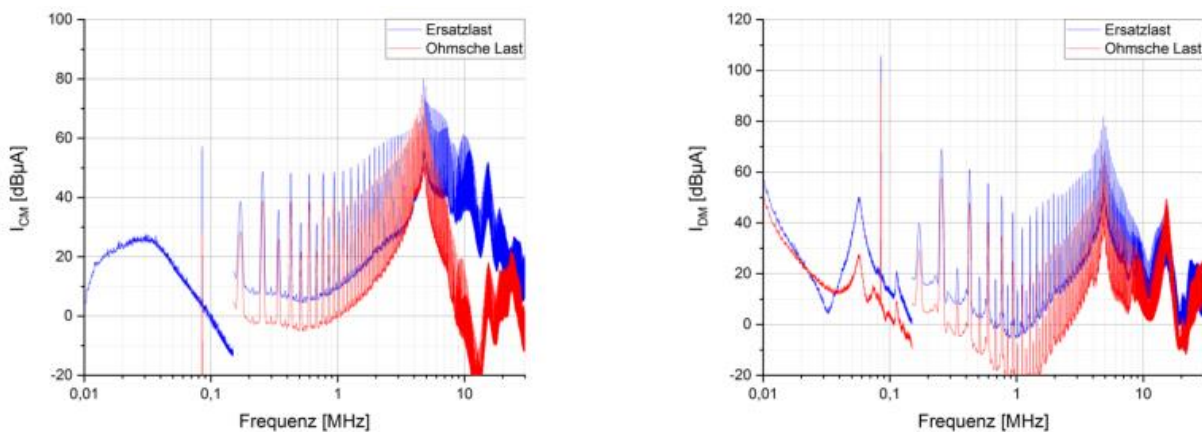


**Bild 7** Vergleich der Lastimpedanzen; Links: Gleichtakt; rechts: Gegentakt



## 4 Untersuchungen zur Störeinkopplung auf der Sekundärseite

Da gerade die leitungsgeführten Emissionen, die von der Ladestation ins Fahrzeug koppeln interessant für die fahrzeuginterne EMV sind, wurden mit dem System die Sekundärseitigen Störströme bei unterschiedlichen Lastsituationen gemessen. Um einen Einfluss durch sekundärseitige Störungen zu vermeiden, wird die Fahrzeugseite allein durch die Batterieimpedanz nachgebildet. Es wird also kein Laderegler oder Gleichrichter eingesetzt. Somit werden alle erfassten Störströme in der primärseitigen Ladestation generiert. Die Ergebnisse in Bild 8 zeigen auf der linken Seite deutliche Unterschiede in Abhängigkeit von der angeschlossenen Last beim Gleichtaktstrom. Zeigte sich in Bild 7 auch schon ein deutlicher Unterschied in der Impedanz so ergeben sich bei der Störstrommessung wesentlich höhere Störströme bei der Ersatzlast als bei der reinen ohmschen Last. Ein ähnlicher Einfluss der Impedanz zeigt sich auch bei der Messung des Gegentaktstroms auf der Sekundärseite. Hier liegt die Impedanz der Ersatzlast meist unter der der rein ohmschen Last, was auch hier zu erhöhten Emissionen führt. Generell zeigen die Messungen, dass die Last gerade bei den leitungsgeführten Emissionen auf der Sekundärseite einen nicht unerheblichen Einfluss auf die Störströme hat. Durch den Einsatz der ohmschen Last in Kombination mit der Batterieersatzlast werden deutlich höhere fahrzeuginterne Emissionen gemessen, die eher den Störströmen an der Fahrzeugbatterie entsprechen.



**Bild 8** Vergleich der Störströme aus der Sekundärseite bei verschiedenen Lasten: links: Gleichtakt; rechts: Gegentakt

## 5 Zusammenfassung

Alternativ zu konduktiven Ladesysteme sind induktive Ladesysteme eine komfortable alternative zum Laden von Elektrofahrzeugen. Aktuelle Ladesysteme arbeiten bei einer Frequenz zwischen 79 kHz und 90 kHz für die Energieübertragung über das Magnetische Feld zwischen Primär- und Sekundärspule. Hierbei wird der Ladestrom auf der Primärseite über eine H-Brücken Schaltung generiert, welche aufgrund der steilen Spannungsfanken breitbandige Störaussendungen verursacht. Diese Emissionen werden auf der Primärseite sowohl gestrahlt als auch leitungsgebunden gemessen. Neben diesen primärseitigen Emissionen ist aber auch der Anteil der Störungen, die auf die Sekundärseite und somit ins Fahrzeug koppeln gerade für die fahrzeuginterne EMV von großem Interesse.

Hierzu wurde im Rahmen dieser Arbeit untersucht, welchen Einfluss die sekundärseitige Last auf die Impedanz und somit die Störemissionen hat. Um die Fahrzeugimpedanz nachzubilden wurde eine Batterieersatzlast eingesetzt, die nach entsprechender Anpassung auch in Kombination mit einer rein ohmschen Last, die Impedanz der Fahrzeugseite nachbildet. Der Einsatz einer rein ohmschen Last zeigt deutliche Abweichungen zu Impedanz einer HV Batterie.

Die abschließenden Störstrommessungen haben gezeigt, dass gerade der Gleichtaktstörstrom beim Einsatz der Ersatzlast deutlich erhöht ist. Dies kann mit der höheren Streukapazität aller Batteriezellen gegen das Batteriegehäuse im Vergleich zur relativ kleinen Fläche des Lastwiderstands begründet werden. Auch beim Gegentaktstrom zeigen sich Unterschiede bei Sekundärstrom, da die Impedanz der Batterieersatzlast meist unter der rein ohmschen Last liegt. Generell zeigt sich, dass der Einsatz der Last einen nicht unerheblichen Einfluss auf die Fahrzeugseitigen Störströme hat und es somit sinnvoll ist auch auf der Sekundärseite die Impedanzverhältnisse im Fahrzeug nachzubilden.

## Literaturangaben

- [1] IEC 61980-3, *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 3: Specific requirements for the magnetic field wireless power transfer systems*, Genf: IEC International Electrotechnical Commission, 2015
- [2] EN 55011:2009, *Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Geräte – Funkstörungen – Grenzwerte und Messverfahren*, DKE, 05/2010
- [3] Final draft ETSI EN 303 417 V1.1.1, *Wireless power transmission systems, using technologies other than radio frequency beam, in the 19-21 kHz, 59-61 kHz, 79-90 kHz, 100-300 kHz, 6765-6795 kHz ranges*, ETSI, 06/2017
- [4] CISPR 25:2016-10 ed.4 *Vehicles, Boats and Internal Combustion Engines-Radio Disturbance Characteristics-Limit and Method of Measurement for the Protection of On-Board Receivers –Standard*, 10/2016
- [5] S.Jeschke, M.Maarleveld, J.Bärenfänger, H.Hirsch, S.Tsiapenko, C.Waldera, M.Obholz, *Development of a Passive Impedance Network for Modeling Electric Vehicle Traction Batteries for EMI Measurements*, EMC Europe 2017, 09/2017
- [6] CISPR 11 CIS/B/710/CD, Amendment 3 Fragment 1 to CISPR 11 Ed. 6: *Industrial, scientific and medical equipment – Radiofrequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Requirements for airgap wireless power transfer (WPT)*, DKE 08/2018
- [7] S.Jeschke, M.Maarleveld, J.Bärenfänger, *EMV von Elektrofahrzeugen im Ladevorgang: Herausforderungen beim induktiven und konduktiven Laden*, Wissenschaftsforum 2019, 06/2019
- [8] [https://ionity.eu/\\_Resources/Persistent/43fb4cba73e05158353d82665f4b1ecd4653da3a/20190527\\_IONITY-100-DE-Final.pdf](https://ionity.eu/_Resources/Persistent/43fb4cba73e05158353d82665f4b1ecd4653da3a/20190527_IONITY-100-DE-Final.pdf)
- [9] USER'S MANUAL for Azure Balance HEV Battery System, M.Evans, Bedienungsanleitung HEV Batterie, Okt 2009

# Störfestigkeitsanforderungen an die Auslegung der PLC-Schnittstelle für das konduktive Laden von Elektrofahrzeugen

Matthias Trebeck, Westsächsische Hochschule Zwickau  
Dr. Bernd Körber, Forschungs- und Transferzentrum e. V. an der WHZ  
Norman Müller, Forschungs- und Transferzentrum e. V. an der WHZ  
Thomas Opp, Forschungs- und Transferzentrum e. V. an der WHZ  
Prof. Dr. Matthias Richter, Westsächsische Hochschule Zwickau

## 1 Einleitung

Das konduktive Laden von Elektrofahrzeugen wird wegen der verfügbaren Ladeschnittstellen an den E-Fahrzeugen und der bereits aufgebauten Infrastruktur auf absehbare Zeit der Standard im Bereich der Ladetechnologien bleiben. Für das Laden mit Leistungen ab 22kW wird in der Regel Gleichstrom (DC) genutzt. Das DC-Laden ist in der Europäischen Union in der Spezifikation nach IEC 61851-1 [1] als Mode 4 über das Combined Charging System (CCS) Typ 2 definiert. Hierbei wird von der Ladestation über Gleichrichter eine vom Fahrzeug angeforderte Ladeleistung bereitgestellt. Dabei entstehen auf Grund der geschalteten hohen Spannungen und Ströme auch entsprechende große Störungen.

Für den Ladevorgang ist eine zweistufige, leitungsgebundene Kommunikation erforderlich, über die sicherheitsrelevante Parameter des Ladevorganges übertragen werden. Diese wird während des gesamten Ladevorganges aufrechterhalten. Schon eine Latenzzeitverletzung oder ein Verlust einer einzelnen Botschaft kann zum Ladeabbruch führen. Ein ausreichender Schutz dieser Kommunikation vor Störeinflüssen ist damit entscheidend für einen erfolgreichen DC-Ladevorgang. Die Störungen und die Kommunikationssignale laufen in den Ladeleitungen über Strecken von mehreren Metern parallel, was Verkopplungen verursachen kann.

## 2 Ladekommunikation mit Power Line Communication

In der Ladeschnittstelle zum Fahrzeug, dem Conductive Power Transfer Port (CPT Port), sind neben den Leitungen für den Ladestrom, DC+ und DC-, noch die Anschlüsse Control Pilot (CP), Proximity Pilot (PP) und der Schutzleiter (PE) definiert.

Die Ladekommunikation erfolgt auf CP mit Bezug zu PE. Die Low-Level-Kommunikation erfolgt mittels eines PWM-Signals. Die High-Level-Kommunikation wird über Power Line Communication (PLC) nach dem HomePlug Green PHY Standard (HPGP) realisiert.

Für die Übertragung der High-Level Kommunikation wird die HPGP North America Tone Mask genutzt. Damit stehen für die Datenübertragung 918 Träger im Frequenzband von 2 – 28 MHz zur Verfügung. Die Information wird mittels Orthogonalen Frequenzmultiplexverfahren übertragen. Die Bits sind mit dem Quadraturphasenumtastungsverfahren (QPSK) aufmoduliert. Die Daten werden redundant übertragen. Die Anzahl der Kopien ist von der Kanalqualität abhängig.

Für das PLC-Signal ist ein Maximalpegel, jedoch kein Minimalpegel definiert. Weiterhin ist die Länge des Signalweges nach [2] / [3] mit 10 m begrenzt. Wobei diese Begrenzung aufgrund der nicht definierten Einzelleitungslängen für Ladestation und Fahrzeug nur in Bezug auf die sichtbare Länge des Ladekabels angewandt wird.

Die Botschaften der Ladekommunikation sind als Frage-Antwort-Paar mit einer Latenzzeit festgelegt. Diese minimale Übertragungszeit liegt je nach Nachrichtentyp bei 200 ms für den SLAC-Prozess (Signal Level Attenuation Characterization) bzw. bei 250 ms für das Anwendungsprotokoll, das den Ladevorgang steuert.

Die genutzte Datenrate liegt derzeit bei maximal 500 kbps bei systemspezifisch realisierbaren Nettodatenraten zwischen 2,44 und 5,90 Mbps.

### **3 Parameter und Nachweis einer Kommunikationsbeeinflussung**

#### **3.1 Parameterbeschreibung**

Einer der Gründe für eine mögliche Störung der Ladekommunikation liegt in der späten Definition des Grenzwertes für die Störaussendung beim DC-Laden. Die Norm IEC 61851-21-2 [3], in der dieser Grenzwert definiert ist, wurde zwar 2018 veröffentlicht, aber viele Ladestationen sind bereits vor der Normierung entwickelt und in den Markt gebracht. Daher sind derzeit viele bereits auf dem Markt befindliche Ladestationen ohne Überprüfung der leitungsgebundenen Störaussendung am CPT Port in Betrieb. Prinzipbedingt sind die Störpegel in den Ladestationen hoch und die Grenzwerte können nur mit kostenintensiven Zusatzmaßnahmen wie Filtern erreicht werden. Abhängig von der Leistung der Ladestation sind zwei Grenzwertvorgaben in [4] für Leistungen kleiner oder größer 75 kVA definiert.

Einzelne schmalbandige Störer sind in der Regel unkritisch für PLC. Durch die implementierte Redundanz und weitere implementierte Maßnahmen kann der Informationsverlust einzelner gestörter Träger ausgeglichen werden. Breitbandige Störer beeinflussen mehrere Träger und führen somit ab einer bestimmten Bandbreite des Störeintrages zu einer signifikanten Beeinflussung der Übertragung. In der Realität überlagern sich schmal- und breitbandige Störsignale aus der Ladestation und dem Fahrzeug am CPT Port.

Die DC-Ladekabel für alle üblichen Ladeleistungen sind nicht für die Datenübertragung optimiert. Oft enthalten sie mehrere potentielle Leitungen für die Nutzung als CP. Entsprechend des inneren Aufbaus und der Leitungslänge ergeben sich teilweise sehr geringe Entkopplungen zwischen den DC-Leitungen und den „Kommunikationsadern“ im Ladekabel. Die Entkopplung beträgt teilweise nur 10 dB breitbandig im PLC-Kommunikationsband. Weitere Verkopplungen können im Lader und im Fahrzeug selbst entstehen.

Beim Verbindungsaufbau wird zwischen Ladestation und Fahrzeug eine Dämpfungsmessung durchgeführt, der sogenannte SLAC-Prozess [2, 3]. Hier wird für die Trägerfrequenzen die entsprechende Dämpfung ermittelt. Diese Maßnahme dient aber nur der Ermittlung des Kommunikationspartners mit der geringsten Dämpfung für den Verbindungsaufbau. Neben der längenabhängigen Dämpfung weist die Signalübertragung entsprechend der Leitungslängen Resonanzen auf. Diese können signifikante Werte aufweisen. Diese Resonanzen entstehen, weil die Leitungen im Ladekabel in der Regel nicht auf eine bestimmte Impedanz ausgelegt sind und es an den Übergangstellen zu den PLC-Modems zu Fehlanpassungen kommt. Für die Kommunikationsstrecke anhand des SLAC eine maximale Dämpfung von 20 dB in [2, 3] vorgeschrieben. Die Implementationen im Feld bauen aber im Allgemeinen immer eine Verbindung zu der Gegenstelle mit der geringsten Dämpfung auf, auch wenn diese Vorgabe verletzt wird. Das kann zu geringen Empfangspegeln führen.

In [2, 3] sind weitere mögliche Pegelabsenkungen des PLC-Signals auf Anforderung sowohl vom Fahrzeug als auch von der Ladestation möglich. Die entsprechende Funktion ist optional, um mögliche nationale EMV-Vorgaben einzuhalten.

Damit ergeben sich folgende wesentliche Punkte für die potentielle Bedrohung der Ladekommunikation:

1. Nichteinhaltung der Grenzwerte für die Störaussendung am CPT Port,
2. keine ausreichende Entkopplung im Ladekabel und daraus resultierende Überkopplung der Störungen vom CPT Port auf CP/PE,
3. keine Festlegung der Dämpfung der Signalpegel der Ladekommunikation im Ladekabel,
4. niedrige Ausgangspegel für die Ladekommunikation.

Der kritische Punkt im Kommunikationskanal ist dabei der Empfangspegel in der Ladestation, da hier

1. die Störung durch die Ladestation am höchsten ist, weil sie noch nicht auf dem Weg zum Fahrzeug gedämpft wurde,
2. die Verkopplung am nahen Ende zwischen CPT Port und PLC-Signal am höchsten ist,
3. das Signal vom Fahrzeug über die Leitungslänge und Resonanzeinflüsse gedämpft ist.

Auch ohne Worst-Case-Annahmen kann ein Szenario entstehen, bei dem trotz Einhaltung der Störaussendungsgrenzwerte nach [4] am CPT-Port für größer 75 kVA, einer mittleren Entkopplung im Ladekabel von 20 dB über alle Träger und einem nominalen Sendepiegel des PLC-Signals von -75 dBm/Hz [2, 3] die PLC-Kommunikation nicht mehr fehlerfrei möglich ist. Dies kann mithilfe eines Laboraufbaus mit künstlich erzeugter und eingekoppelter Störung nachgewiesen werden [5].

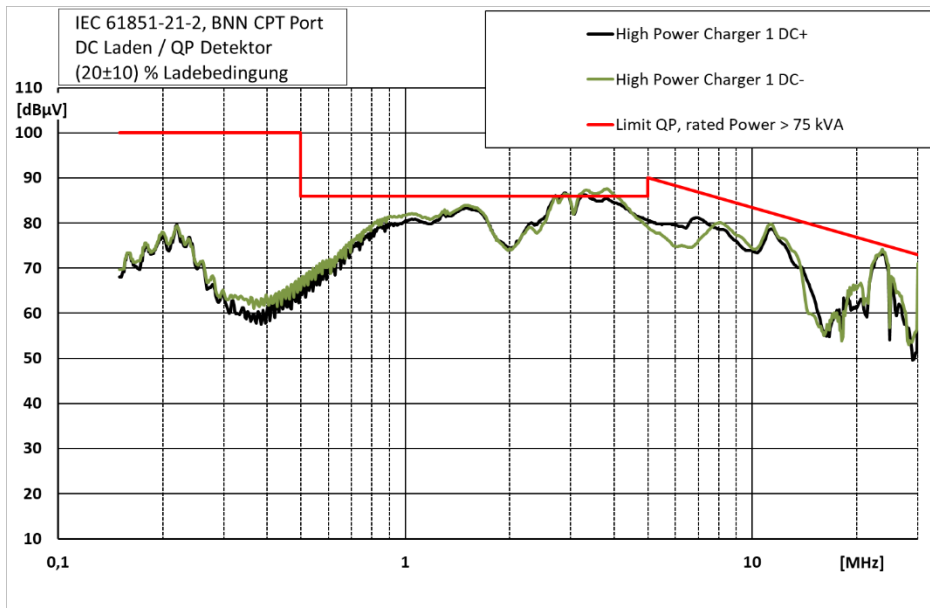
Im Feld und bei Testreihen treten vereinzelt immer wieder Situationen auf, bei denen insbesondere beim Hochfahren der Stromrampe am Anfang des Ladevorganges Probleme auftreten. Ein Test im Feld ist hier schwierig, weil sich die Ladefehler oft nicht eindeutig zuordnen lassen und ein Auslesen der Kommunikation für eine Analyse nicht einfach möglich ist.

### **3.2 Messtechnischer Nachweis**

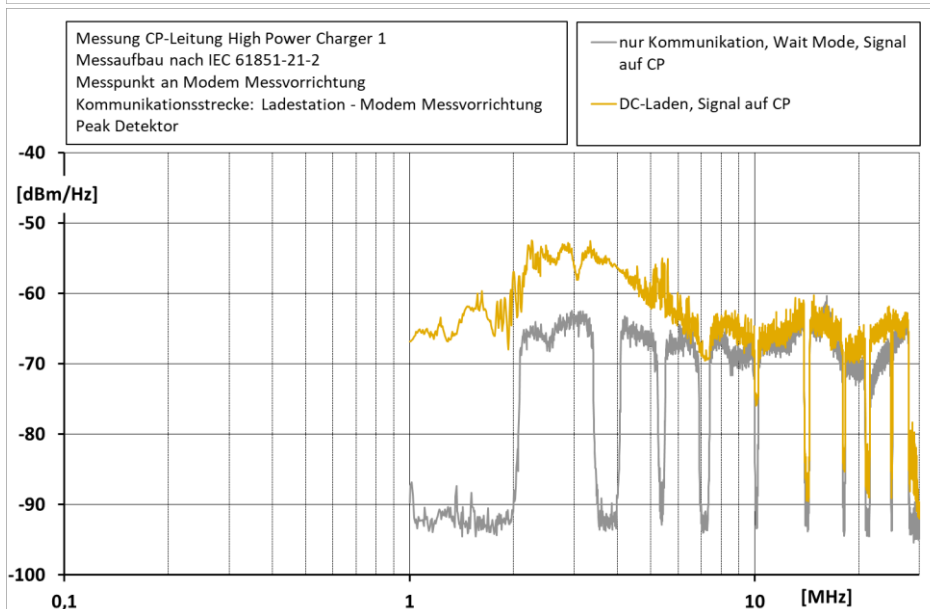
Ladestationen, die eine Störaussendung aufweisen, die deutlich über dem Grenzwert liegt, weisen auch meist einen deutlichen Störeintrag auf den CP auf. Allerdings können auch Stationen, die formal grenzwertkonform sind, hier einen signifikanten Störeintrag haben. Eine ungünstige Platzierung in Bezug auf die Verkopplung oder eine schlechte Anbindung des Modems sowie eine geringe Entkopplung im Kabel können sich hier auswirken.

Bedingt durch die getaktete Arbeitsweise der Gleichrichter in den Ladern nehmen die Störpegel mit zunehmender Frequenz ab. Signifikante Störeinträge bei gemessenen Prüflingen liegen oft bis in den Bereich um 10 MHz vor. Damit können sich die Störungen bereits auf nahezu ein Drittel aller verfügbaren Trägerfrequenzen auswirken.

Dieses Verhalten ist exemplarisch in den folgenden Abbildungen dargestellt. Bild 1 zeigt die Störaussendung am CPT Port für eine Ladestation mit 350 kVA Nennleistung, Bild 2 die Pegel auf dem CP-Leiter mit und ohne Ladevorgang. Hier ist deutlich der Störeintrag durch den Ladevorgang zu erkennen. Das Verhalten im Frequenzbereich zwischen 2 und 10 MHz von Störung und übergekoppelten Störsignal korreliert gut.



**Bild 1:** Störaussendungsmessung nach IEC 61851-21-2 am CPT Port beim DC-Ladevorgang mit Lastbedingung (20±10) % für einen High Power Charger mit einer Nennleistung von 350 kVA



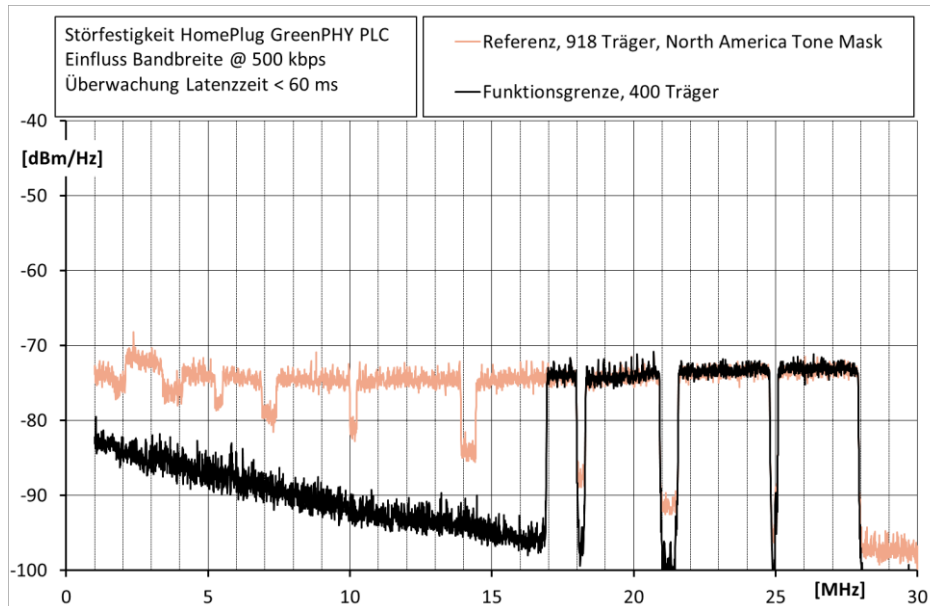
**Bild 2:** Pegelmessung auf dem CP beim Ladevorgang mit Lastbedingung (20±10) % und nur PLC-Kommunikation für einen High Power Charger mit einer Nennleistung von 350 kVA

#### 4 Ermittlung der Funktionsgrenze der PLC-Ladekommunikation

Unter Störbeeinflussung kommt es bei der Ladekommunikation zuerst zu einer Zunahme der Übertragungszeit, dann zu Botschaftsverlusten und schließlich zum Linkabbruch. Dabei sind die Übergänge fließend und weisen einen geringen Abstand der notwendigen Störpegel auf.

Um eine bestimmte Datenrate mit der vorgegebenen Latenzzeit zu übertragen ist eine Mindestanzahl von ungestörten Trägern notwendig. Die Funktionsgrenze ergibt sich damit aus der Anzahl der Träger, die mindestens notwendig ist oder aus dem Störpegel, der breitbandig anliegen kann, ohne die Parameter der Ladekommunikation soweit zu verletzen, dass mit entsprechender Redundanz die Latenzzeitbedingung erfüllt bleibt. Aufgrund der beiden Zeitlimits aus dem Protokoll wurde die maximal erlaubte Latenzzeit für eine Botschaft über PLC auf 60 ms festgesetzt. Latenzzeiten größer 60 ms werden damit als Fehler betrachtet. Für die Kommunikation ergeben sich somit maximal 120 ms

für die Antworten im Protokoll auf dem Physical Layer. Für die höheren Protokollschichten des SLAC-Protokolls verbleiben 80 ms und für die des Anwendungsprotokolls 130 ms. Aus durchgeführten Messreihen ergibt sich, dass für die Übertragung der 500 kbps mit einer Latenz von 60 ms mindestens 400 ungestörte Träger notwendig sind. Der Störpegel für die Ausfallschwelle ist deutlich von der Anzahl der aktiven Träger abhängig. Damit wird bei einer Störung eines Teiles der aktiven Träger die verbleibende Ausfallschwelle der Übertragung signifikant abgesenkt.



**Bild 3:**  
Anzahl notwendiger Träger für die Funktionsgrenze der Ladekommunikation; 400 Träger, z.B. von 16,9 MHz – 28 MHz; Messung an einer reinen Kommunikationsstrecke ohne Ladefunktion

## 5 Mögliche Prüf- und Schutzmaßnahmen

Für einen verbesserten Schutz der Ladekommunikation sind folgende Maßnahmen möglich:

1. Anpassung des Grenzwertes für den CPT Port für Leistungen >75 kVA:  
Die Grenzwerte am CPT Port sind bei steigenden Ladeleistungen nur mit hohem Aufwand erreichbar, eine weitere Verschärfung ist hier in der internationalen Normung nicht zu erwarten.
2. Vorgabe und Prüfung einer Mindestentkopplung zwischen den Ladestromleitungen DC+ / DC- und den PLC-Leitungen CP / PE:  
Die Bestimmung der Entkopplung für den gesamten Messaufbau z.B. nach [4] ist messtechnisch anspruchsvoll und abhängig von den realen Impedanzen im System, die sich von denen der 50-Ω-Messtechnik unterscheiden.
3. Einführung eines Grenzwertes für die CP-Leitung und eines Messverfahrens zum Nachweis:  
Für den CP ist nach aktuellem Normenstand keine EMV-Messung vorgesehen. Am CPT Port erfolgt die Messung nur an den Leitungen zur Leistungsübertragung ([4], Clause 6.3.3.).  
Bei einer Nutzung des Messaufbaus für die leitungsgebundene Störaussendung nach [4] ergeben sich jedoch einige Vorteile für die Umsetzung eines Messverfahrens. Damit kann der Nachweis für den CP mit einem vorhandenen Aufbau durchgeführt werden, was den zusätzlichen Aufwand gering hält.

## 6 Vorschlag Messverfahren

Die Messung muss während des Ladevorganges erfolgen, um das Störlevel zu bestimmen. Die Lastbedingung, 20 % oder 80 %, sollte sich aus dem Worst Case der Störaussendungsmessungen ableiten.

Der optimale Messpunkt für die Ermittlung des übergekoppelten Störpegels auf CP liegt wie bereits in Abschnitt 3.1 dargelegt in der Ladestation. Eine Messung ist aber hier nicht ohne erheblichen Aufwand möglich. Es müsste in der Ladestation auf dem Modem oder einem vergleichbaren Auskoppelpunkt ein Messabgriff vorhanden sein, der auch bei geschlossener Station eine Messung ermöglicht.

Bei Nutzung eines Messpunktes am Koppelnetzwerk für den Aufbau nach [4], Bild 4, erfolgt die Prüfung an dem Punkt der Ladestrecke, an welchem die Störpegel nach [4] definiert sind. Im Prüfaufbau, Bild 4, ist für den CPT Port neben den HV-Bordnetznachbildungen (5) für die Messung der Störaussendung auch eine Abschlussimpedanz (4) für die Kommunikationsstrecke, in dem Fall CP, vorgesehen. Der Kommunikationssimulator als Gegenstelle (6) kann sich direkt mit an 4 befinden, oder abgesetzt sein.

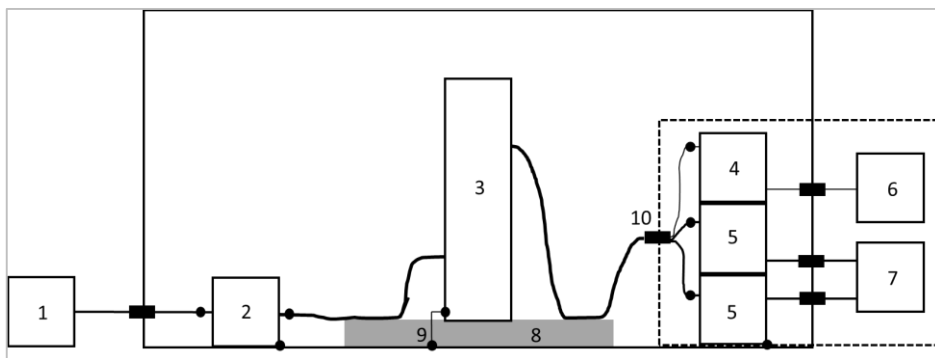


Bild 4:  
Vereinfachte  
Darstellung des  
Beispiels für einen  
Messaufbau in einer  
geschirmten Kabine  
nach [4], Messung  
Störpegel auf CP an  
4

- |                                       |  |
|---------------------------------------|--|
| 1 Versorgung für DUT                  | 6 Kommunikationssimulator                          |
| 2 Netznachbildung für Versorgung      | 7 Last   |
| 3 Prüfling (DUT), Ladestation         | 8 Isolation, 10 cm                                 |
| 4 Abschluss für Kommunikationsstrecke | 9 Masseverbindung                                  |
| 5 HV-Bordnetznachbildung              | 10 Conductive Power Transfer<br>Port (Ladestecker) |

Ein Messabgriff der PLC-Pegel auf der Kommunikationsstrecke sollte hochohmig erfolgen, um die Signalpegel auf CP nicht zu beeinflussen.

Bei einer Überprüfung des Störeinflusses sind die Pegelunterschiede zwischen Rauschen in den Notches, die nach der North America Tone Map vorgeschrieben sind, und dem Signal ein guter Indikator. In Bild 5 ist eine Messung des CP Signales beim Ladevorgang für einen DC-Lader mit geringer Störüberkopplung zu sehen. Die Notches zeigen einen deutlichen Unterschied zum Signal. Die Resonanzbildung entsteht durch die Leitungslänge der Kommunikationsstrecke. Aus der Messung lässt sich abschätzen, dass der Störpegel auf CP im Vergleich zum Signal gering ist.

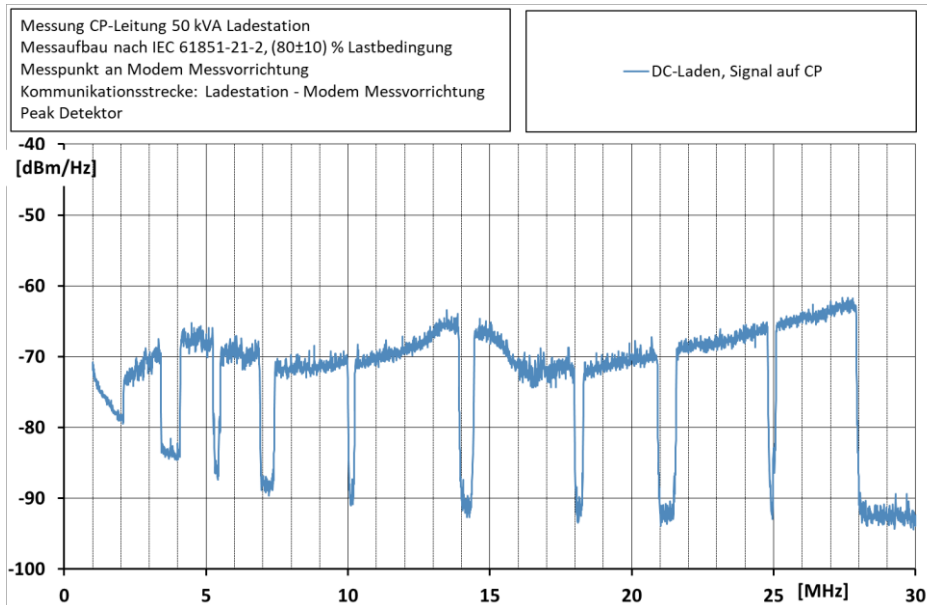
Für eine sichere Bewertung ist jedoch eine durchgehende Messung der Störung ohne überlagerte Kommunikation im gesamten Frequenzbereich notwendig. Da die Kommunikation für den Ladeprozess zwingend erforderlich ist, kann sie für die Messung nicht vollständig unterbunden werden. Die PLC-Pegel müssen aber soweit abgesenkt werden, dass ein durchgehender Nachweis des Störpegels möglich ist.

Die Messung erfolgt durch eine Absenkung des Signalpegels in Teilen des Kommunikationsbandes der Messung des Störpegels im Bereich ohne Kommunikation

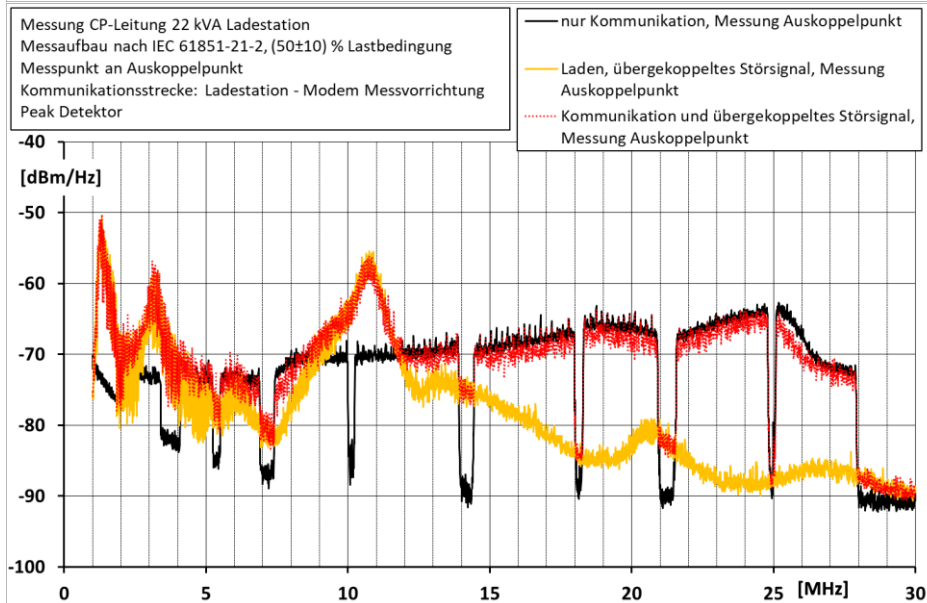


und der anschließenden Zusammenführung der Ergebnisse. Damit ist eine durchgehende Bewertung im Kommunikationsband möglich.

Dies lässt sich mit verschiedenen Methoden umsetzen. Eine Variante können auswählbare softwarebasierte Testmodi in den Ladestationen sein. Eine Umsetzung im laufenden Betrieb über HPGP-Managementnachrichten ist auch möglich.



**Bild 5:**  
 Pegelmessung auf dem CP beim Ladevorgang mit Lastbedingung (80±10) % für einen Lader mit einer Nennleistung von 50 kVA



**Bild 6:**  
 Pegelmessung auf dem CP bei Ladevorgang (rot) und nur PLC-Kommunikation im Wait Mode (schwarz) und der ermittelte übergekoppelte Störpegel (gelb)

In Bild 6 ist das beschriebene Vorgehen anhand von drei Messkurven für einen bestimmten Lader mit 22 kVA dargestellt. Die Messung von Kommunikationspegel und übergekoppelter Störung (rote Kurve) auf CP wurde durchgeführt. Die Kommunikation ohne geschalteten Ladestrom im Wait Mode, Kommunikation zwischen Fahrzeug und Ladestation, aber keine Ladefunktion aktiv, ist zum Vergleich mit dargestellt (schwarze Kurve). Gut ist zu erkennen, dass der Störpegel in einigen Frequenzbereichen die Kommunikationspegel zum Teil signifikant überschreitet. Mit der beschriebenen Möglichkeit wurde zusätzlich der reine Störpegel (gelbe Kurve) ermittelt. Aus den abgesenkten Teilbereichen lässt sich für diesen Prüfling ableiten, dass die Ladekommunikation im Frequenzbereich bis 12 MHz von den übergekoppelten Störungen signifikant beeinflusst wird. In diesem Testfall sind zur Aufrechterhaltung der Ladefunktion

für die Messungen im Frequenzbereich oberhalb von 10 MHz beim Ausblenden immer mindestens 750 verbleibende aktive Träger notwendig. Das bedeutet, dass im Bereich von 2 MHz – 12 MHz von den dort vorhandenen 353 Trägern ein Großteil gestört ist, denn es müssen zusätzlich dazu 400 weitere Träger in anderen Frequenzbereichen aktiv sein. Wird die Anzahl der aktiven Träger durch Ausschalten reduziert, bricht der Ladevorgang beim Hochlaufen der Stromrampe am Anfang des Ladevorganges ab. Für eine Messung des Störpegels im unteren Frequenzbereich mit einem Ausblenden der Träger für  $f < 12$  MHz sind signifikant weniger aktive Träger notwendig, um die Ladefunktion zu realisieren. Was zu den Erkenntnissen aus anderen Messungen passt, in denen die Anzahl der notwendigen ungestörten Träger mit 400 ermittelt wurde. Für eine ungestörte Kommunikation wie in Bild 5 sind 3 Messungen für das ganze Kommunikationsband notwendig.

Ein Vergleich zwischen dem Störpegel an der Ausfallschwelle und den zugehörigen Signalpegeln ist in [5] zu finden. Eine Grenzwertkurve für den CP muss unterhalb der Kommunikationspegel liegen. Die Dämpfung auf dem Pfad bis zum Modem ist für die üblichen Leitungslängen an den Ladestationen zwischen 4 m und 8 m und muss auf den Grenzwert aufgeschlagen werden, da die Messung für die Stör- und die Kommunikationspegel am CPT Port erfolgt. Die Kommunikationspegel werden auf dem Weg zur Station noch gedämpft, die Störung können durch die Leitungen auf dem Weg zum CPT Port ebenfalls geringer sein als am Ausgang der Ladestation. Für einen fundiert abgesicherten Vorschlag sind noch weitere Untersuchungen notwendig.

## **7 Zusammenfassung**

Die Ladekommunikation ist aufgrund hoher Störpegel und fehlender normativer Vorgaben zu Entkopplung und Dämpfung nicht immer ausreichend geschützt. Ladeabbrüche können durch Kommunikationsfehler verursacht werden.

Eine Methode zur Messung des übergekoppelten Störpegels zur Bewertung des ausreichenden Schutzes der PLC-Kommunikation auf dem CP als mögliche Ergänzung zur IEC 61851-21-2 Ed.2 wurde vorgestellt.

## **Literatur**

- [1] IEC 61851-1:2017: Electric vehicle conductive charging system – General requirements, Ed. 3, IEC, 2017
- [2] ISO 15118: Road vehicles - Vehicle to grid communication interface, ISO, 2015
- [3] DIN SPEC 70121:2014-12, Elektromobilität – Digitale Kommunikation zwischen einer Gleichstrom-Ladestation und einem Elektrofahrzeug zur Regelung der Gleichstromladung im Verbund-Ladesystem, DIN e.V., 2014
- [4] IEC 61851-21-2:2018, Electric vehicle conductive charging system – Part 21-2: Electric vehicle requirements for conductive connection to an AC/DC supply – EMC requirements for off-board electric vehicle charging systems, IEC, 2018
- [5] Opp, T.: Störfestigkeitsanalyse der Power Line Communication für das konduktive Laden von Elektrofahrzeugen, Tagungsband EMV2018, mesago, 2018

---

# Normung und Regulierung



# Neue Anforderungen zur Störspannung 9 kHz – 150 kHz inclusive neuer „integraler Grenzwerte“ aus CIS/H/JWG-6

Frank Deter, Miele & Cie. KG, OE/LA, Oelde, Deutschland  
Leiter der Arbeitsgruppe CIS/H/JWG-6

Cédric Lavenu, EDF – R&D, Frankreich  
Stellvertretender Leiter der Arbeitsgruppe CIS/H/JWG-6

Thilo Kootz, Bundesnetzagentur, Deutschland  
Vorsitzender von CISPR SC/H

## 1 Einleitung

Bereits seit einiger Zeit wird in der internationalen EMV-Normung über Anforderungen zur Verträglichkeit von ungewollten Störaussendungen und der Signalübertragung auf dem Stromversorgungsnetz im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz diskutiert. Eine derartige Signalübertragung wird zum Beispiel von Betreibern öffentlichen Stromversorgungsnetze für die Kommunikation mit neuen, intelligenten Stromzählern eingesetzt.

Zunächst hatte IEC SC77A/WG8 die Aufgabe bekommen, unter direkter Aufsicht durch ACEC (das Beratungsgremium für EMV-Fragen innerhalb der IEC) neue Verträglichkeitspegel für diesen Frequenzbereich zu entwickeln.

Nach Abschluss der Arbeit in 77A/WG8 [1] hatte 2018 CISPR SC/H (Grenzwerte zum Schutz der Funkdienste) auf Anfrage von SC77A und im Ergebnis der CISPR Plenartagung 2017 in Vladivostok eine neue gemeinsame Arbeitsgruppe mit IEC SC77A eingerichtet, die CIS/H/JWG-6.

Der JWG-6 wurde folgende Aufgabenstellung („Terms of Reference“) zugewiesen:

- Entwicklung von Störaussendungsgrenzwerten im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz zur Umsetzung der letzten Ergänzungen zu IEC 61000-2-2 „Umgebungsbedingungen – Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in öffentlichen Stromversorgungsnetzen“ [1]
- Entwicklung von Methoden für Störaussendungsmessungen nach den neu entwickelten Grenzwerten, nach Möglichkeit unter Nutzung bestehender Messgeräte und Messmethoden in der CISPR 16 Serie [3] für Gleichtakt- und Gegentaktstörungen. Die Brauchbarkeit der Messmethoden muss nachgewiesen werden.
- Vorbereitung einer entsprechenden Einarbeitung in die Normen, das heißt die Erarbeitung eines Vorschlags zur Ergänzung der Fachgrundnormen – welche eine Pilotfunktion für die Produktnormen haben – und die Vorbereitung der Einarbeitung in Produktnormen.

Derzeit arbeitet die JWG-6 intensiv an einer Ergänzung zur Fachgrundnorm Störaussendung im Wohnbereich, IEC 61000-6-3 [2]. Die nächste Aufgabe der JWG-6 wird sein, auch für das Projekt der neuen Fachgrundnorm „Störaussendung kommerzieller und Leichtindustrie-Bereich“, IEC 61000-6-8, eine Ergänzung mit Grenzwerten unterhalb von 150 kHz auf den Weg zu bringen. Parallel dazu sollen die Produktkomitees CISPR SC/B, SC/F und SC/I aufgefordert werden, ebenfalls nach Vorbild der IEC 61000-6-3 Grenzwerte für diesen Frequenzbereich einzuführen.

## 2 Geplante normative Anforderungen im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz

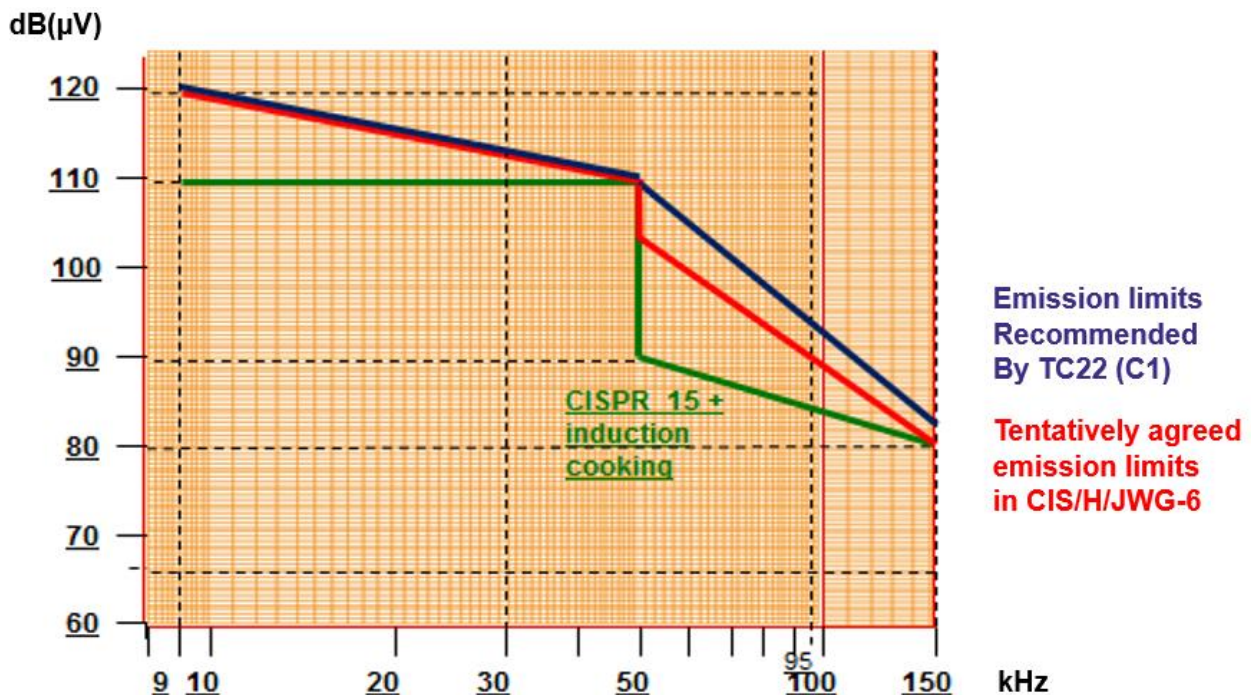
Mit IEC 61000-2-2:2002+AMD1:2017+AMD2:2018 (Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in öffentlichen Niederspannungsnetzen) [1] wurden Verträglichkeitspegel für den Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz eingeführt, die nur für Gegentakt-Spannungen gelten.

AMD2:2018 erläutert außerdem in Abschnitt 4.12.1, dass individuelle Grenzwerte mindestens einen Abstand von 3 dB zu den Verträglichkeitspegeln haben sollten. Da CIS/H/JWG-6 beschlossen hat, Grenzwerte so festzulegen, dass die bestehenden Messgeräte und Messmethoden nach der CISPR-16-Serie benutzt werden können, müssen diese Grenzwerte für die unsymmetrische Spannung zwischen Phase oder Neutralleiter und Schutzerde (PE) festgelegt werden. Dadurch ergeben sich aus der Konstruktion der Netznachbildung nach CISPR 16-1-2 [3] weitere 6 dB Abstand zu den Verträglichkeitspegeln, also insgesamt 9 dB.

Daher hat sich CIS/H/JWG-6 vorläufig auf die Einführung folgender normativer Grenzwerte geeinigt:

- 9 kHz - 50 kHz: 120,5 dB( $\mu$ V) bis 110 dB( $\mu$ V)  
Linear fallend mit dem Logarithmus der Frequenz
- 50 kHz - 150 kHz: 104 dB( $\mu$ V) bis 80 dB( $\mu$ V)  
Linear fallend mit dem Logarithmus der Frequenz

Dabei sollen alle Messungen mit dem Quasispitzenwertdetektor (QP) erfolgen.



**Bild 1:** Geplante neue Grenzwerte (rote Kurve) im Vergleich zu CISPR 15 (grüne Kurve) und den empfohlenen C1 Grenzwerten von IEC TC 22 (blaue Kurve)

Diese Grenzwerte sind aus Sicht einiger Anwender von leitungsgebundener Signalübertragung noch nicht ausreichend zum Schutz ihrer Systeme. Zusätzlich sollen zumindest in einem informativen Anhang weitere, sogenannte „integrale Grenzwerte“ empfohlen werden, welche die Spektraldichte von ungewollten Störaussendungen begrenzen. Das wird in den Abschnitten 5 – 7 näher erläutert.

### 3 Schutz von Funkdiensten durch die geplanten neuen Grenzwerte im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz

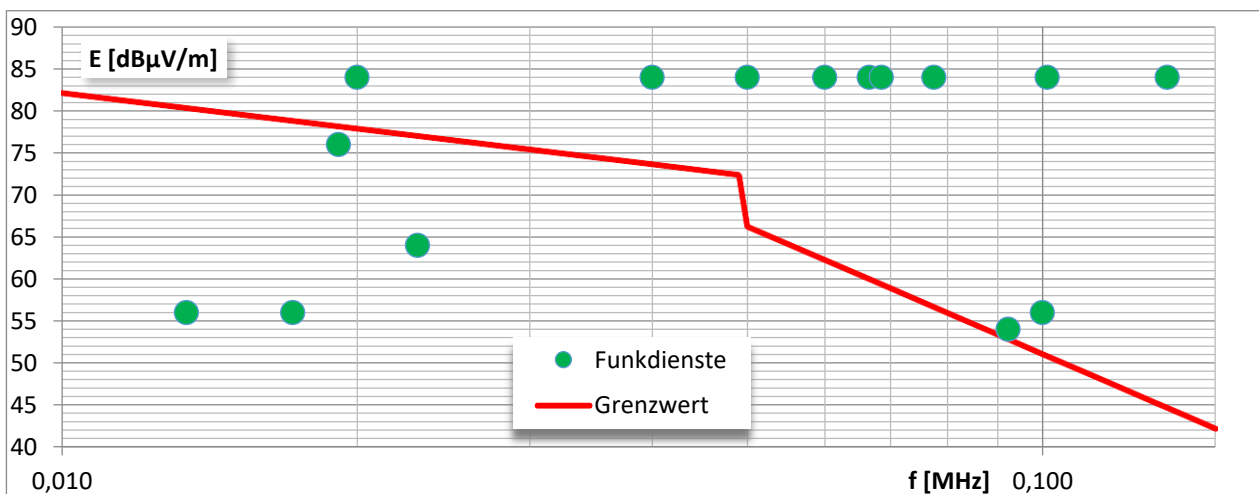
Neben dem Schutz der leitungsgebundenen Kommunikation (PLC) auf dem Niederspannungsnetz, hatte die CISPR Plenarsitzung in Vladivostok die JWG-6 auch mit der Prüfung der Eignung der festzulegenden Grenzwerte für den Schutz der Funkdienste im Frequenzbereich unter 150 kHz in Wohnumgebungen beauftragt. Dabei sollen die Auswirkungen von Gleich- und Gegentakt-Einkopplung mittels des Stör- und Kopplungsmodells nach CISPR TR 16-4-4 untersucht werden. Hier kann nur sehr kurz auf diese Arbeit eingegangen werden. Ausführlichere Darstellungen finden sich in [7] und [8], die auf Nachfrage beim Autor erhältlich sind. Eine ausführliche Betrachtung soll auch zusammen mit den neuen Grenzwerten als informativer Anhang zur Fachgrundnorm IEC 61000-6-3 veröffentlicht werden.

#### 3.1 Betrachtung der Gleichtakt-Einkopplung

Als repräsentatives Abstrahlungsmodell für die Wohnumgebung wurde eine vertikal geführte Leitung mit 30 Metern Länge angenommen, wobei im Nahfeld die elektrische Komponente dominiert.

Ausgehend vom Stör- und Kopplungsmodell aus dem CISPR TR 16-4-4 [4] und den eingetragenen Funkdiensten aus der IEC Datenbank [6] wurden nun geeignete Grenzwerte zum Schutz jedes einzelnen Funkdienstes hergeleitet.

In Abbildung 1 sind die Ergebnisse für die einzelnen Funkdienste als grüne Punkte dem vorgeschlagenen Grenzwertverlauf gegenübergestellt. Liegt der aus dem Stör- und Kopplungsmodell ermittelte Grenzwert für einen Funkdienst oberhalb der Grenzwertlinie, bedeutet dies, dass der vorgeschlagene Grenzwert im Rahmen der getroffenen statistischen Annahmen für den Schutz dieses Funkdienstes ausreicht.



**Bild 2:** Vorgeschlagene Grenzwertlinie im Vergleich zum nach CISPR TR 16-4-4 ermittelten Schutzbedürfnis der einzelnen Funkdienste (Gleichtaktbetrachtung)

Nur drei Funkdienste liegen deutlich unterhalb der Linie und wären somit potentiell nicht hinreichend geschützt. Allerdings handelt es sich dabei um VLF-Navigationsdienste, die mittlerweile kaum noch verwendet und darüber hinaus ausschließlich auf Seeschiffen betrieben werden, die räumlich weit von potentiellen Störquellen entfernt sind. Dasselbe gilt für VLF-Marine-Funk, der hauptsächlich von Unterseebooten unter Wasser verwendet

wird. Der historische schwedische Sender „Alexanderson“ wird zwar von einer Fangemeinde auch heute noch in Wohngebieten empfangen, sendet aber lediglich an zwei Tagen im Jahr, sodass eine genaue Betrachtung des Wahrscheinlichkeitsfaktors zur Zeitkorrelation eine deutliche Anhebung des Grenzwerts zur Folge hätte.

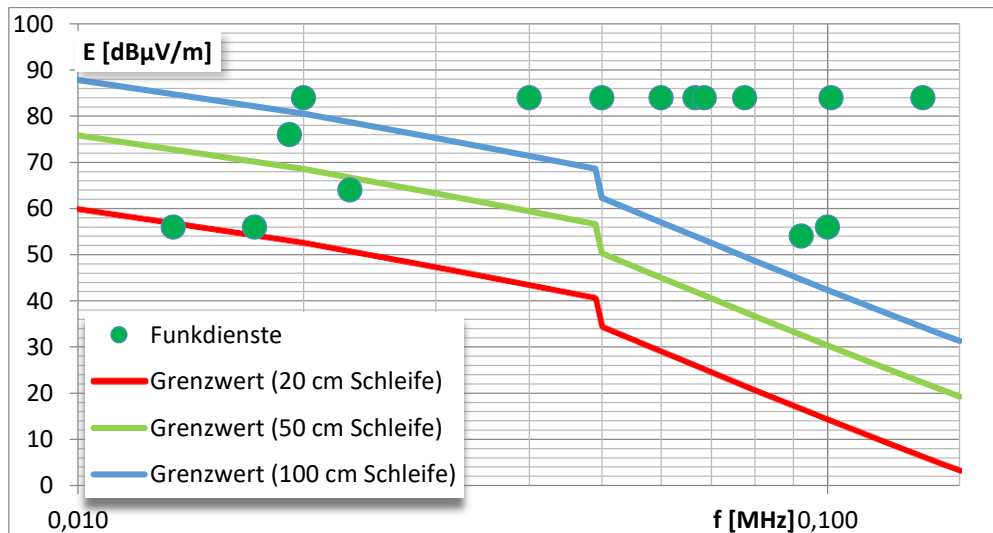
### 3.2 Betrachtung der Gegentakt-Einkopplung

In diesem Frequenzbereich kann eine Modenkopplung, also ein Übergang von Gegentaktstörströmen zu Gleichtaktstörströmen, etwa durch unterschiedliche lange Leitungen in Hin- und Rückrichtung oder andere Störungen der Leitungssymmetrie ausgeschlossen werden. Zwar sind diese im Wohnumfeld durchaus vorhanden, aber die Leitungslängen in diesen Bereichen sind insgesamt zu klein gegenüber der in dieser Betrachtung relevanten Wellenlängen (min. 2 km).

Als abstrahlungsfähige Strukturen verbleiben allerdings Leiterschleifen, die als magnetische Dipolstrahler wirken. Für diese wurde ebenfalls mittels Simulation ein Kopplungsfaktor bestimmt. Dazu wurden drei verschiedene quadratische Leiterschleifen (20 cm, 50 cm und 100 cm Kantenlänge) in einer Höhe von 1,3 m über ideal leitendem Boden mit einem Strom von 1 A gespeist und der maximale Feldstärkewert in 10 m Schutzabstand berechnet. Dies ergibt, analog zum gezeigten Gleichtaktfall, verschiedene Koppelfaktoren, die zwischen Strom und magnetischem Störfeld vermitteln.

Da der Grenzwert als Spannungswert gemessen an einer Netznachbildung nach Basisnorm festgelegt ist, muss zunächst eine Umrechnung auf den Speisestrom erfolgen, bevor die gewonnenen Koppelfaktoren angewendet werden können. Dazu wurde auch die signifikante Frequenzabhängigkeit der CISPR-Netznachbildung berücksichtigt.

Entsprechend der Vorgehensweise bei der Ermittlung der Gleichtakt-Einkopplung in Abschnitt 4.1 ist in Abbildung 3 der Vergleich der maximal erzeugten Störfeldstärkewerte mit den gemäß CISPR TR 16-4-4 statistisch tolerierbaren Störfeldstärken der Funkdienste dargestellt.



**Bild 3:** Vorgeschlagene Grenzwertlinie im Vergleich zum nach CISPR TR 16-4-4 ermittelten Schutzbedürfnis der einzelnen Funkdienste (Gegentaktbetrachtung)

Bis auf die drei schon in Abschnitt 4.1 diskutierten Ausnahmen ergibt sich auch im Fall der Gegentaktabstrahlung von Leiterschleifen mit Kantenlängen bis zu 100 cm im Rahmen der getroffenen Annahmen ausreichender Schutz der Funkdienste durch den vorgeschlagenen Grenzwertverlauf.



#### 4 Schutz von netzgebundenen Kommunikationssystemen durch die geplanten neuen Grenzwerte im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz

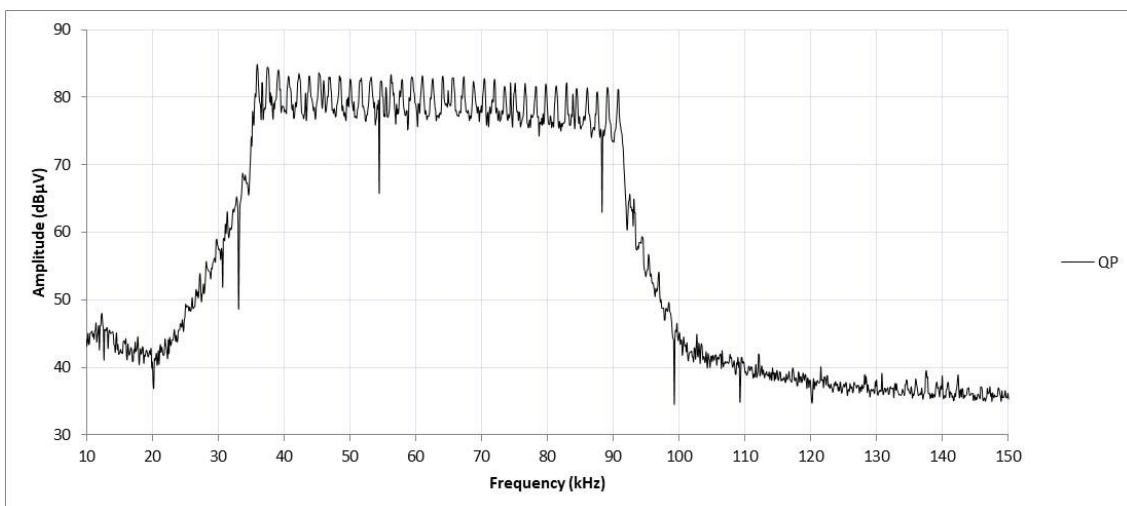
Die Verträglichkeitspegel in IEC 61000-2-2 [1] sind nach Jahren intensiver Diskussion innerhalb von IEC SC 77A WG8 entstanden. Wichtige Grundlagen dazu waren u.a. die Arbeit in IEC TC 22 mit der Publikation von IEC TS 62578:2015 [4] und die Arbeiten in CENELEC SC205A mit der Veröffentlichung der technischen Reports CLC/TR 50627:2015 und CLC/TR 50669:2017 [5].

Die in [1] veröffentlichten Verträglichkeitspegel stellen einen Kompromiss dar, den alle beteiligten Parteien unterstützen konnten. Dieser Kompromiss ist nicht nur aus technischen, sondern auch aus ökonomischen Erwägungen entstanden.

Die in Abschnitt 2 vorgestellten, neu vorgeschlagenen normativen Grenzwerte wurden direkt aus diesen Verträglichkeitspegeln abgeleitet und stellen daher auch den zur gegenwärtigen Zeit bestmöglichen Kompromiss dar. Dieser Kompromiss bietet allerdings keinen vollständigen Schutz für die netzgebundene Kommunikation. Er soll aber für die Zukunft sicherstellen, dass mögliche Störfälle auf ein vertretbares Maß reduziert werden.

In IEC 61000-2-2 [1] gibt der informative Anhang D weitere Hinweise dazu.

Ein Grundproblem für die bestehenden MCS („Mains Communicating Systems“) besteht darin, dass mögliche Störungen nicht nur von der Amplitude der Störsignale abhängen, sondern auch von deren spektraler Verteilung. MCS arbeiten breitbandiger als die Funkdienste, für deren Schutz die Messgeräte und Messmethoden nach der CISPR 16 Serie [3] geschaffen wurden. Die CISPR Messbandbreite von 200 Hz im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz ist zur Beurteilung der Verträglichkeit mit MCS nicht optimal. „Single-carrier“ MCS arbeiten mindestens mit einer Bandbreite von einigen kHz, „multi-carrier“ MCS noch wesentlich breiter. Abbildung 2 zeigt ein typisches Signalspektrum für einen OFDM („Orthogonal Frequency-Division Multiplexing“) Sender.



**Bild 4:** Beispiel für das Spektrum eines OFDM multi-carrier Sender

Breitbandige Störsignale mit wenig Abstand zu den vorgeschlagenen normativen Grenzwerten können von den vorhandenen MCS nur sehr viel schwerer toleriert werden, als Störspitzen, wo nur einzelne Spitzen nahe am Grenzwert sind.

CIS/H/JWG-6 hat daher auch die Absicht, in einem informativen Anhang zusätzliche Empfehlungen zu geben, wie durch eine Begrenzung der Spektraldichte ungewollter Störaussendungen die Verträglichkeit mit MCS verbessert werden kann.

## 5 Geplante zusätzliche Begrenzung der Spektraldichte im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz

Eine Grundlage der Arbeit in CIS/H/JWG-6 ist es, die Verwendung existierender Messmittel zu ermöglichen. Wenn alle EMV-Laboratorien erst noch neue Messgeräte anschaffen müssten, würde das eine Verzögerung von mehreren Jahren bedeuten und wäre auch international nicht konsensfähig.

Daher soll eine zusätzliche Beurteilung der Spektraldichte von ungewollten Störaussendungen anhand der vorhandenen normativen Messergebnisse vorgenommen werden. Das könnte mittels sogenannter „integraler Grenzwerte“ nach folgenden Formeln erfolgen:

$$QP_{total1} = \sqrt{\sum_{9000 \text{ Hz}}^{50000 \text{ Hz}} U_{QP,200\text{Hz}}^2 (f)}$$

$$QP_{total2} = \sqrt{\sum_{50000 \text{ Hz}}^{150000 \text{ Hz}} U_{QP,200\text{Hz}}^2 (f)}$$

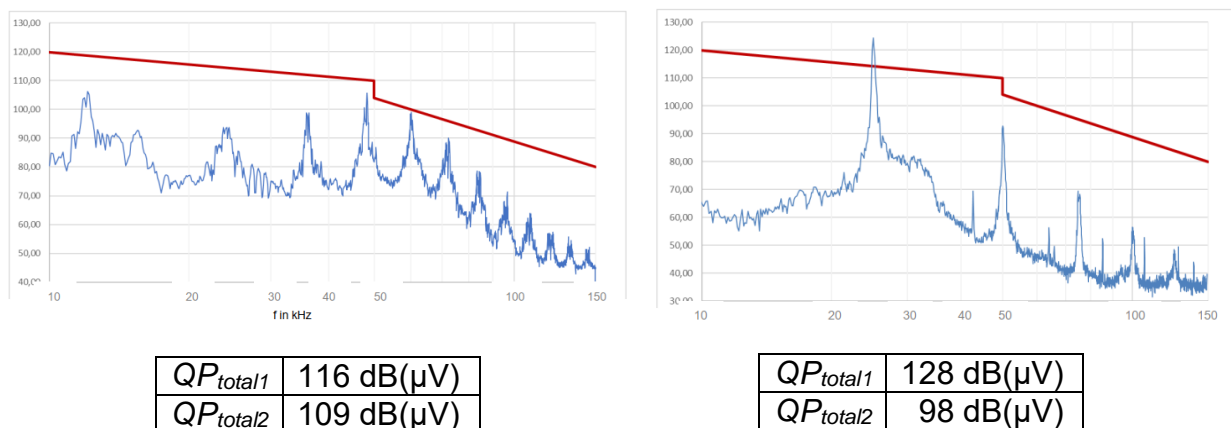
Vorstellungen über die Höhe dieser Grenzwerte liegen derzeit in folgenden Bereichen:

- 124 dB(μV) – 134 dB(μV) for  $QP_{total1}$
- 100 dB(μV) – 120 dB(μV) for  $QP_{total2}$

## 6 Typische Messergebnisse im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz

Im Folgenden werden ein paar typische Messergebnisse vorgestellt. Die Beispiele wurden anonymisiert.

Aus den bisherigen Erfahrungen in CIS/H/JWG-6 zeigt sich, dass Probleme mit der Einhaltung der neu vorgeschlagenen normativen und empfohlenen Grenzwerte vor allem dann zu erwarten sind, wenn Leistungselektronik mit Taktfrequenzen in diesem Frequenzbereich (oder knapp darunter) verwendet wird.



**Bild 5:** Typische Messergebnisse von Leistungselektronik-Geräten mit „integralen Werten“

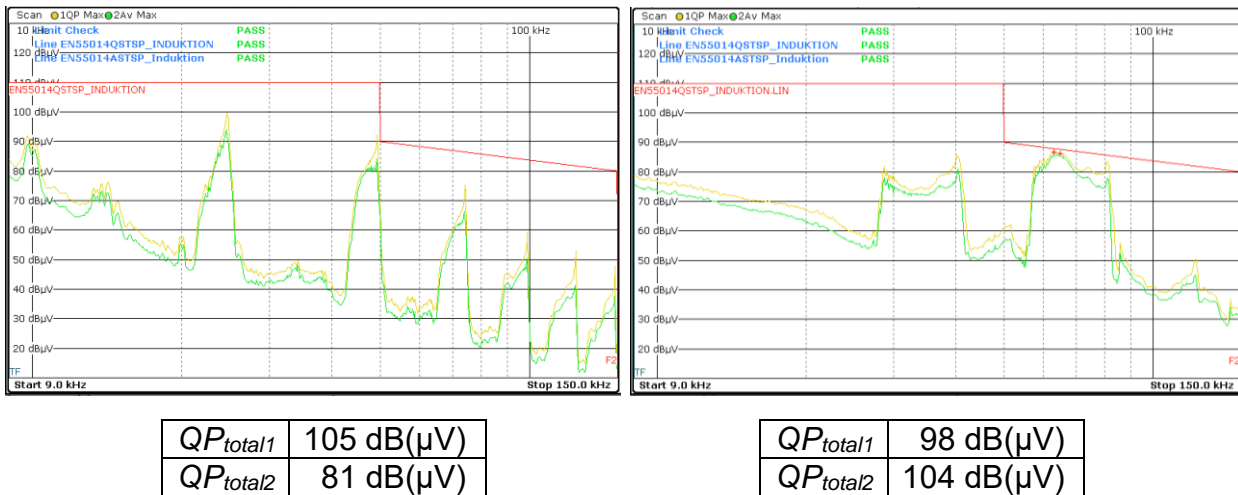


Bild 6: Typische Messergebnisse von Haushaltgeräten mit „integralen Werten“

## 7 Probleme mit den zusätzlichen „integralen Grenzwerten“

Diese Art von Grenzwert ist bisher bei Funkstörmessungen nach der CISPR 16 Serie [3] nicht bekannt. Eine Akzeptanz durch die Nationalen Komitees würde sie aber zum Stand der Technik machen, der in Konfliktfällen zu berücksichtigen ist und Gerichtsentscheidungen beeinflussen kann. Eine der schwierigsten Aufgaben für CIS/H/JWG-6 ist es daher, Konsens zur Höhe dieser „integralen Grenzwerte“ herzustellen.

Es werden auch noch folgende Punkte diskutiert:

- Anstelle des QP könnte man den Mittelwert-Detektor (AV) benutzen, das erscheint für die Begrenzung der Spektraldichte physikalisch sinnvoller. „Integrale AV-Werte“ sind nach bisherigen Erfahrungen etwa 3 dB niedriger als „integrale QP-Werte“.
- Das Frequenzband könnte weiter unterteilt werden, mit mehr als zwei „integralen Grenzwerten“.

Weitere Probleme bei der praktischen Umsetzung dieser neuen Grenzwerte sind folgende:

- Die Auswertung ist derzeit noch sehr zeitaufwendig, vor allem mit herkömmlichen Messempfängern mit Frequenzdurchlauf. Aber auch bei Verwendung von neuen, schnelleren Messempfängern, die im Zeitbereich messen, müssen die Messwerte für die einzelnen 200-Hz-Fenster erst in einen Computer exportiert werden und dort mit einem Tabellenkalkulationsprogramm (z.B. Excel) weiter bearbeitet werden.
- Eine Messunsicherheit für die „integralen Werte“ ist noch nicht definiert. Dieses Problem ist kurzfristig nicht zu lösen und erfordert die Zusammenarbeit mit CISPR SC/A. Solange die „integralen Grenzwerte“ nur in einem informativen Anhang empfohlen werden, erscheint dieses Problem tolerierbar. Zunächst müssen auch erst einmal praktische Erfahrungen mit diesen Messungen gesammelt werden.
- Nach der CISPR 16 Serie [3] wird mit Frequenzfenstern gemessen, die sich mindestens zu 50% überlappen sollen, um jede Schmalbandstörung richtig zu erfassen. Die Beurteilung der Spektraldichte nach den Formeln in Abschnitt 6 erfolgt aber für nicht überlappende Fenster. Dieses Problem scheint lösbar zu sein. Untersuchungen in CIS/H/JWG-6 ergaben, daß für eine 50% Überlappung der Frequenzfenster eine Korrektur der Grenzwerte von +3 dB adäquat wäre.

- Wie geht man mit fluktuierenden Störungen um?  
 In der bisherigen CISPR-Messpraxis kann man durch wiederholte Messungen und Aufzeichnung der Maximalwerte („max hold“) gut beurteilen, wie das Verhältnis zum Grenzwert in den einzelnen Frequenzfenstern ist. Ein solches „max hold“ Ergebnis ergibt aber keine korrekte Beurteilung der Spektraldichte. Derzeit kann man nur Einzelmessungen auswerten und den „worst case“ suchen.  
 Falls das ganze Konzept international akzeptiert wird, ist es denkbar, dass in Zukunft moderne FFT-Messempfänger die „integralen Werte“ sofort mit berechnen und einen „integralen max hold Wert“ liefern können oder den „integralen Wert“ über der Zeit darstellen können.

Wegen all dieser Probleme wird es in absehbarer Zeit nicht möglich sein, solche „integralen Grenzwerte“ als normative Forderung einzuführen. Für die Zukunft ist das aber nicht auszuschließen.

## 8 Zusammenfassung

Der Kongressbeitrag beschreibt den Stand der Arbeit in CIS/H/JWG-6 zur Einführung neuer allgemeiner Grenzwerte im Frequenzbereich 9 kHz – 150 kHz. Dabei sollen normative Grenzwerte vorgeschlagen werden, die von den neuen Verträglichkeitspegeln in IEC 61000-2-2 abgeleitet wurden. Zusätzlich soll in einem informativen Anhang die Einhaltung von neuen, sogenannten „integralen Grenzwerten“ empfohlen werden, welche die Spektraldichte der Störspannung beurteilen. Dadurch soll eine verbesserte Verträglichkeit von ungewollten Störgrößen mit Signalübertragungssystemen im öffentlichen Niederspannungsnetz erreicht werden. Aus dieser Arbeit können sich weitreichende neue Anforderungen an alle Produktgruppen ergeben. Falls die vorgeschlagenen Änderungen in der Fachgrundnorm IEC 61000-6-3 akzeptiert werden, kann das auch als „Stand der Technik“ gewertet werden. Somit sollte diese Arbeit von allen Produktherstellern von Anfang an genügend Aufmerksamkeit erhalten, auch wenn sie die Funkentstörung ihrer Produkte nicht nach der Fachgrundnorm, sondern nach speziellen Produktnormen beurteilen.

## Literatur

- [1] IEC 61000-2-2:2002+AMD1:2017+AMD2:2018 CSV, Edition 2.2 (2018-05-09)  
 Electromagnetic compatibility (EMC) - Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems
- [2] CIS/H/383/CD - IEC 61000-6-3 ED3: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 6-3: Generic standards – Emission standard for equipment in residential locations
- [3] CISPR 16 Serie
- [4] IEC TS 62578:2015
- [5] CENELEC CLC/TR 50627:2015 und CLC/TR 50669:2017
- [6] CISPR/H, Radio Services Database, <https://www.iec.ch/emc/database/>
- [7] CIS-H-JWG-6\_2019-06-05\_Kootz, Radio Protection Analysis for CM disturbance injections in the frequency range 9 kHz – 150 kHz, Thilo Kootz, thilo.kootz@bnetza.de
- [8] CIS-H-JWG-6\_2019-06-06\_Kootz, Radio Protection Analysis for DM disturbance injections in the frequency range 9 kHz – 150 kHz, Thilo Kootz, thilo.kootz@bnetza.de

# Diskussion des in CISPR 32 eingeführten Höhenscans bei der Emissionsmessung oberhalb 1 GHz

Prof. Dr.-Ing. Sven Battermann, Fachhochschule Bielefeld, Campus Minden  
Kurt Hemmerlein, Bundesnetzagentur, Berlin

## 1 Einleitung

Im Zuge der Überarbeitung der CISPR 32 haben Mitarbeiter von CISPR/I [1] Emissionsmessungen über 1 GHz vorgenommen. Dabei wurden bei einem Höhenscan erhebliche Schwankungen der gemessenen elektrischen Feldstärke gegenüber der Messung mit fester Höhe der Empfangsantenne festgestellt. Da der Höhenscan trotz vorhandener Bodenabsorber durchgeführt wurde, dürften die gemessenen Schwankungen nicht auf die Interferenz zwischen dem direkten und dem am Boden reflektierten Signalpfad zurückzuführen sein. Diese Ergebnisse wurden zur Diskussion in die internationalen Normungsgremien gegeben.

Das deutsche Normungsgremium konnte die Messungen sowohl theoretisch als auch messtechnisch nicht bestätigen und hat gegen den Komiteeentwurf zur Abstimmung (CDV) entschieden [2]. Dabei hat man sich auch auf die bis 2009 in CIS/A/WG2 intensiv geführte internationale technische Diskussion zum Höhenscan gestützt, die mit dem Sitzungsprotokoll in Lyon (Clause 6.1) beendet wurde. Die internationale Abstimmung des CDV und auch des FDIS hat aber ein positives Voting ergeben. Damit ist es selbst bei (elektrisch) kleinen Prüflingen erforderlich, einen kontinuierlichen Höhenscan von 1-4 m vorzunehmen. Mit der Einführung des Messverfahrens wurde eine Grenzwert erleichterung von 4 dB von 1 bis 3 GHz verbunden – basierend auf der Behauptung, dass mit dem modifizierten Messverfahren Maxima aufgespürt werden, die mit dem bisherigen Messverfahren nicht erfasst wurden. Dieser erleichterte Grenzwert gilt mit der Veröffentlichung der CISPR 32 Ed. 2.1 für alle Prüflinge (EUTs) – unabhängig von deren Strahlungscharakteristik und Größe – und beeinflusst damit das FunkSchutzniveau in einem für viele Funkdienste bedeutsamen Frequenzbereich.

In diesem Beitrag werden einige physikalische Effekte aufgezeigt, die die Begründung der erfolgten Änderung des bestehenden Messverfahrens mit verbundener Grenzwert erleichterung widerlegen. Ergänzend werden Hinweise gegeben, welche Änderungen am Messverfahren technisch sinnvoll und wirtschaftlich vertretbar sind. Dazu wurden u. a. im Normungsgremium DKE/GAK 767.4.1 „Feldstärke“ in der 10 m Halbabsorberkammer (SAC) der Bundesnetzagentur sowie einer 3 m Vollabsorberkammer (FAR) weitere Messungen sowie Feldberechnungen durchgeführt.

## 2 Beschreibung des Messaufbaus

### 2.1 Prüflinge (Strahlungsquellen)

Es kommen unterschiedliche Prüflinge zum Einsatz. Als künstliche Prüflinge werden eine mit Kammgenerator gespeiste bikonische Antenne (Schwarzbeck SBA 9119) und eine logarithmisch-periodische Antenne (Schwarzbeck USLP 9142) verwendet. Die Auswertung der Messergebnisse

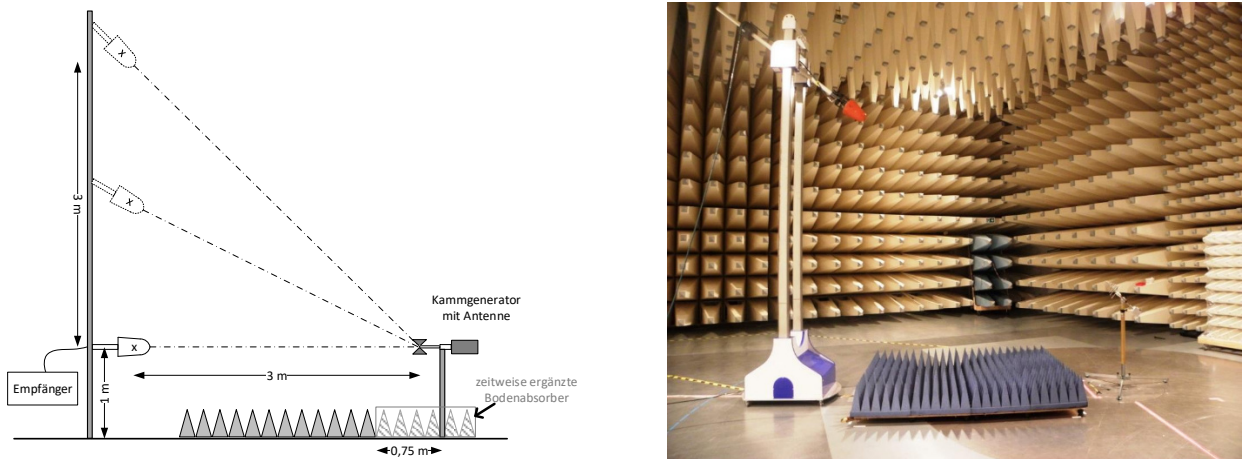


**Bild 1:** Kammgenerator mit bikonischer Antenne

erfolgt bei diskreten Frequenzen des Kammgenerators. Die Messungen an realen Geräten sowie die Messungen mit einem vektoriellem Netzwerkanalysator (im Frequenzbereich kontinuierlich) können aufgrund des Umfangs leider nicht in diesem Beitrag dargestellt werden.

## 2.2 Messungen in der Halbabsorberkammer (Semi-Anechoic-Chamber - SAC)

Der metallische Boden in der SAC wird mit Absorbieren belegt und vor der Messung wird geprüft, ob die Messumgebung die Anforderungen der CISPR 16-4-1 [3] einhält (Bild 2).



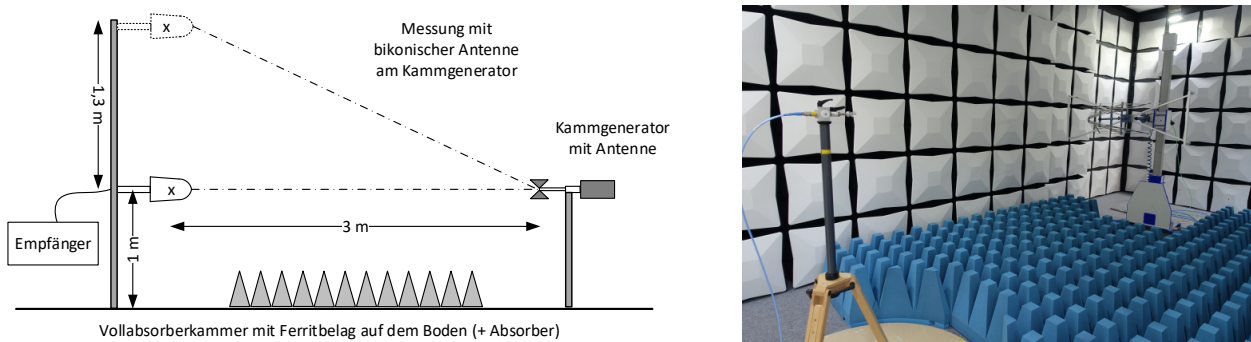
**Bild 2:** Schematischer Aufbau und Bild vom Messaufbau (Halbabsorberkammer)

Auf der Empfangsseite werden eine Doppelsteg-Breitband-Hornantenne (ETS Lindgren 3117) und eine V-Type-log.-per. Antenne (Rohde&Schwarz HL024) eingesetzt.

Mit den Antennen wird ein Höhengscan von 1 bis 4 m in 10 cm Schritten durchgeführt - mit und ohne Neigung (Tilting) der Empfangsantenne. Um den Einfluss der Bodenabsorber im Bereich des Prüflings darzustellen, wurden für einzelne Prüfungen weitere Bodenabsorber um den Prüfling ergänzt, wie in Bild 2 (links) dargestellt.

## 2.3 Messungen in der Vollabsorberkammer (Fully-Anechoic-Room - FAR)

In der 3 m Vollabsorberkammer werden mit unterschiedlichen Empfangsantennen (HL562, HF907, HL050E) u. a. Höhengscans von 1 bis 2,3 m mit einer Schrittweite von 2 cm aufgenommen. Weiterhin werden Azimutaldiagramme mit 1° Schrittweite gemessen.



**Bild 3:** Schematischer Aufbau und Bild vom Messaufbau (Vollabsorberkammer)

### 3 Messergebnisse

#### 3.1 Messungen in der Halbabsorberkammer (SAC)

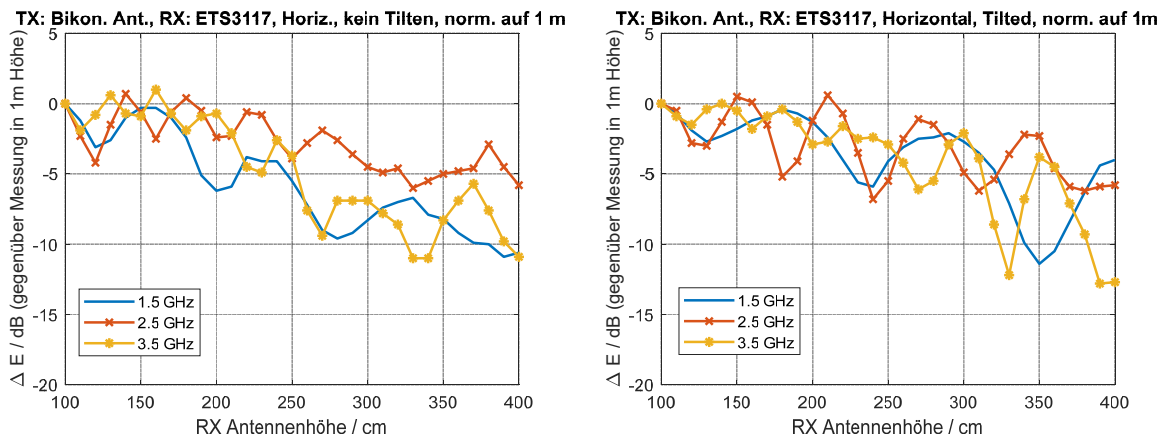
Im Bild 4 (links) ist die beim Höhengscan von 1 – 4 m mit der ETS 3117 gemessene elektrische Feldstärke der bikonischen Antenne normiert auf die Messung bei 1 m Höhe der Empfangsantenne dargestellt

$$\Delta E = E_{\text{Messung\_Höhenscan}} - E_{\text{Messung\_1m}}$$

Auf diese Weise kann direkt abgelesen werden, ob beim Höhengscan höhere Werte der elektrischen Feldstärke gegenüber der Messung in 1 m Höhe gemessen werden können. Wie den Diagrammen zu entnehmen ist, hätte auch eine Normierung auf 1,5 m Höhe der Empfangsantenne einen vernachlässigbaren Einfluss. Das wäre die typische Antennenposition bei einem 1,5 m hohen Prüfvolumen, das 0,75 m über dem Boden beginnt.

Bei allen Höhengscans ist zu erkennen, dass bei den betrachteten Frequenzen für horizontale und vertikale Polarisation nur eine maximale Überhöhung von ca. 1 dB gegenüber der Messung bei konstanter Empfangsantennenhöhe von 1 m auftritt. Diese Abweichung liegt im Bereich der Messunsicherheit und rechtfertigt keinen Höhengscan und somit auch nicht die Grenzwertleichterung.

Das Bild 4 (rechts) zeigt die Messung mit dem Tilten der Empfangsantenne. Wenn die Empfangsantenne beim Höhengscan getiltet wird, ist das Interferenzmuster deutlicher zu erkennen. Beim Tilten liegt die Reflexion des Bodens besser im Öffnungswinkel der Empfangsantenne. Dieser Effekt wird stärker, je schmaler der Öffnungswinkel der Antenne ist. Mehr als 1 dB Abweichung gegenüber der Messung in 1 m Höhe ist aber auch beim Tilten der Empfangsantenne nicht zu erkennen.

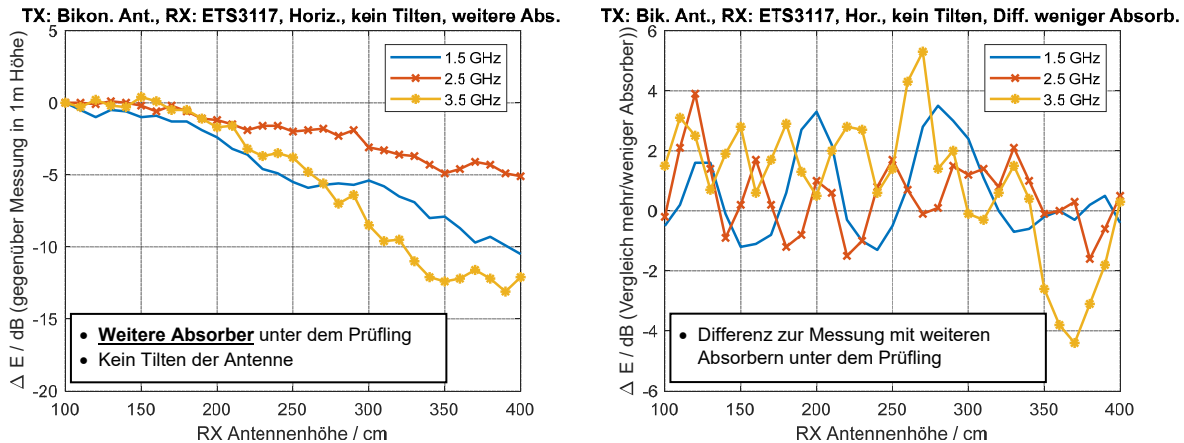


**Bild 4:** Abweichung beim Höhengscan gegenüber der Messung der Empfangsantenne auf nur 1 m (links: ohne Tilten der Empfangsantenne / rechts: mit Tilten der Empfangsantenne)

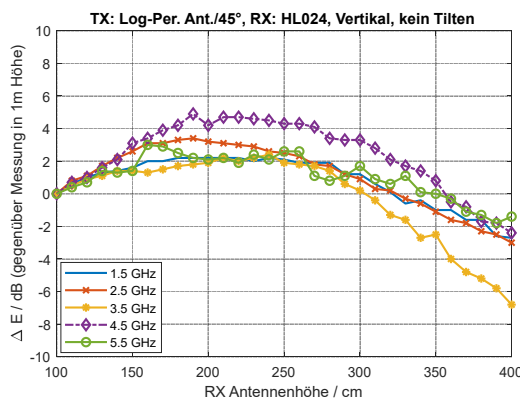
Wie in Bild 2 dargestellt, wurden auch zusätzliche Absorber auf die Metallfläche unterhalb des Prüflings bzw. der Sendeantenne gelegt. Bereits bei der dargestellten Feldstärke in Bild 5 (links) ist das Interferenzmuster gegenüber Bild 4 deutlich abgeschwächt. Im Bild 5 (rechts) ist die Abweichung gegenüber der Messung mit mehr Absorbern dargestellt

$$\Delta E = E_{\text{mehr\_Absorber}} - E_{\text{Standard\_Absorber}}$$

Jetzt ist das Interferenzmuster deutlich zu erkennen. Trotz der relativ großen Schrittweite des Höhenscans ist zu sehen, dass mit steigender Frequenz die Anzahl die Rippel (bzw. Nebenkeulen) zunimmt. Dieser Effekt wird in Abschnitt 4 weiter erläutert.



**Bild 5:** Ergänzung von weiteren Absorbern im Bereich des Prüflings (links: gemessene Feldstärke normiert auf 1 m Höhe der Empfangsantenne / rechts: Differenz der gemessenen Feldstärke mit/ohne zusätzliche Absorber)



**Bild 6:** Antenne/Prüfling mit Richtwirkung

Anstelle der bikonischen Antenne wurde auch eine log-per. Antenne als Sendeantenne verwendet, die eine stärkere Richtcharakteristik besitzt. Bild 6 zeigt bei einem 45° Winkel zwischen Sendeantenne und Groundplane die Abweichung beim Höhenscan gegenüber der Messung in 1 m Höhe. Erwartungsgemäß kann mit dem Höhenscan auch das Strahlungsdiagramm aufgenommen werden. Damit steigt auch die Abweichung gegenüber der Messung in 1 m Höhe, wenn mit der Empfangsantenne die Keule der Sendeantenne überfahren wird. Das entspricht derzeit aber

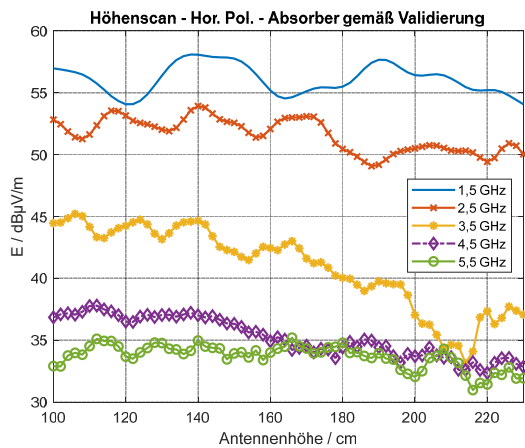
nicht den Anforderungen der Norm [4] und es ist derzeit auch nicht das Ziel einer EMV-Prüfung, das vollständige Strahlungsdiagramm des Prüflings aufzunehmen. Dieser wichtige Punkt wird im Abschnitt 5 wieder aufgegriffen.

### 3.2 Messungen in der Vollabsorberkammer (FAR)

In einer Vollabsorberkammer erfolgten weitere Messungen. Der Höhenscan hat gegenüber der SAC eine Schrittweite von 2 cm. Begonnen wird mit Untersuchungen der bikonischen Antenne am Kammgenerator (Bild 1). Das Trägerrohr der Antenne hat einen Winkel von 45° gegenüber dem Hallenboden (Bild 7). Im Gegensatz zur Messung in der SAC werden jetzt die gemessenen elektrischen Feldstärken dargestellt, um auch den Verlauf über die veränderliche Empfangsantennenhöhe erkennen zu können.

Um den Einfluss der Bodenreflexion auf den Höhenscan darzustellen, werden verschiedene Absorberlayouts gewählt. In Bild 7 ist die gemessene elektrische Feldstärke an fünf Frequenzen des Kammgenerators (1,5 / 2,5 / 3,5 / 4,5 / 5,5 GHz) dargestellt. Die Absorber entsprechen dem Layout bei Validierung der Kammer – bis auf die zusätzlichen Absorber links und rechts vom Drehtisch.

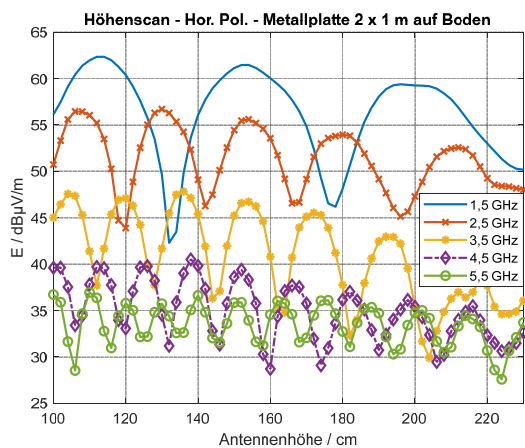




Sendeantenne im  
Mittelpunkt des  
Drehtisches

**Bild 7:** Gemessene elektrische Feldstärke beim Höhenscan (Absorber gemäß Validierung der Kammer)

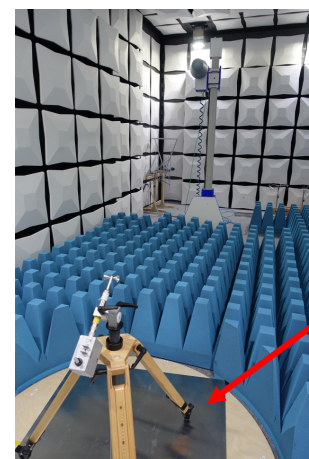
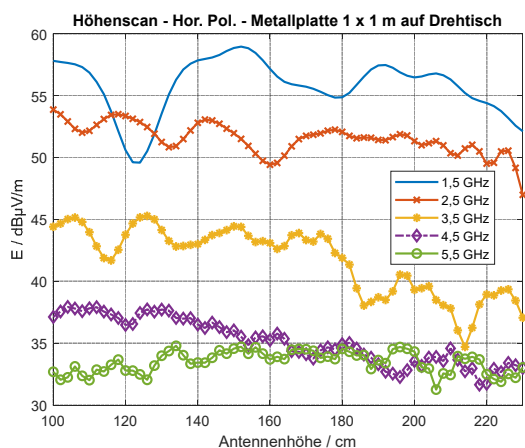
Um den Einfluss einer Reflexion zu zeigen, wurde eine 1 m x 2 m Aluminiumplatte zwischen Drehtisch und Empfangsantenne auf den Boden gelegt (Bild 8). Jetzt ist der Einfluss der Bodenreflexion sehr gut zu erkennen und direkt vergleichbar mit der für die Frequenz 1,5 GHz durchgeführten Simulation laut Bild 11 im Abschnitt 4.



Metallplatte  
(2 x 1 m) auf dem  
Ferritboden

**Bild 8:** Darstellung der gemessenen Feldstärke beim Höhenscan (mit einer Metallplatte auf dem Boden)

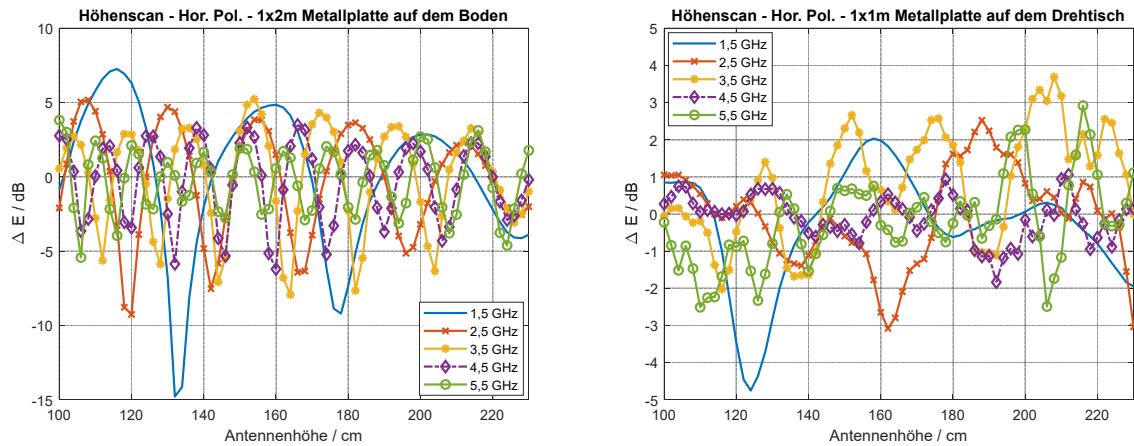
Dieser extreme Fall ist untypisch, aber um den Einfluss des metallischen Drehtisches einer Semi-Anechoic-Chamber zu zeigen, wurde in Bild 9 eine 1 m x 1 m große Aluminiumplatte auf den Drehtisch gelegt. Jetzt ist ein erheblicher Einfluss gegenüber Bild 7 (keine Metallplatte) festzustellen.



Metallplatte auf  
dem Drehtisch mit  
Holzplatte und  
Ferritbelag

**Bild 9:** Darstellung der gemessenen Feldstärke beim Höhenscan (mit Metallplatte auf dem Drehtisch)

Bild 10 zeigt die Differenzen der gemessenen Feldstärke bei den veränderten Prüfumgebungen. In Bild 10 (links) ist der Einfluss der großen Metallplatte auf den Höhenscan dargestellt mit positiven Abweichungen von über 7 dB bei 1,5 GHz. Aber auch die Metallplatte auf dem Drehtisch im Bild 10 (rechts) erzeugt Abweichungen von über 4 dB. Der Einfluss wird bei größeren Drehtischen in der Halbabsorberkammer deutlich größer – falls diese nicht ausreichend mit Absorbern belegt werden.



**Bild 10:** Abweichungen der gemessenen Feldstärke (links: mit großer 2 x 1 m Metallplatte / rechts: 1 m Metallplatte auf dem Drehtisch)

Die Rippel können weiter reduziert werden, falls die bikonische Antenne bzw. der Prüfling in einer größeren Höhe aufgebaut wird. In diesem Fall ist der Einfallswinkel auf die Bodenabsorber größer und die Reflexionsdämpfung steigt. Weiterhin sollten Absorber auf dem Drehtisch aufgestellt werden, um die Reflexion des Bodens zu verringern.

## 4 Untersuchung einzelner Einflussparameter

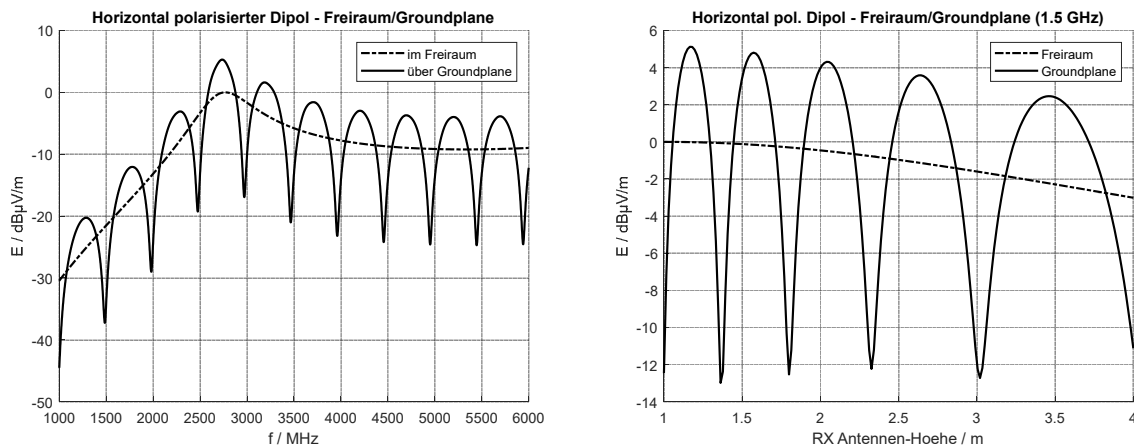
### 4.1 Einfluss der Bodenreflexion

Um die verschiedenen Einflussfaktoren trennen zu können, wird zunächst der Einfluss der Bodenreflexion betrachtet. Bei der idealen Reflexion ergeben sich für einen horizontal polarisierten 5 cm langen Dipol in 3 m Entfernung bei einer Höhe von 1 m die in Bild 11 dargestellten Verläufe der elektrischen Feldstärke. In Bild 11 (links) ist die elektrische Feldstärke normiert auf das Maximum für die Messung in einem Punkt im Freiraum bzw. über reflektierendem Boden dargestellt. Daneben kann die entstehende Interferenz auch im Raum gemessen werden. In Bild 11 (rechts) ist die elektrische Feldstärke normiert auf das Maximum bei einem Höhenscan von 1 bis 4 m für die Messung im Freiraum bzw. über reflektierenden Boden bei 1,5 GHz dargestellt. Diese Interferenz ist die Ursache der sichtbaren Rippel beim Höhenscan der Empfangsantenne. Damit wurde die Interferenz durch Bodenreflexion als Begründung für die Änderung des Messverfahrens präsentiert.

Erwartungsgemäß ergeben sich die hinsichtlich der Frequenz äquidistanten Minima und Maxima. Die Längendifferenz zwischen dem direkten und reflektierten Signalpfad beträgt

$$\Delta s = 2 \cdot \left( \sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + h^2} - \frac{d}{2} \right) = 2 \cdot \left( \sqrt{\left(\frac{3 \text{ m}}{2}\right)^2 + (1 \text{ m})^2} - \frac{3 \text{ m}}{2} \right) \approx 0,606 \text{ m.}$$

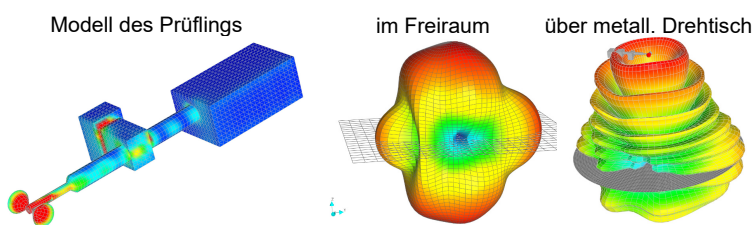
Daraus ergibt sich ein Abstand der Minima bzw. Maxima von  $\Delta f = \frac{c_0}{\Delta s} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{0,606 \text{ m}} \approx 495 \text{ MHz.}$



**Bild 11:** Links: Gemessenes E-Feld an einer Position / Rechts: Gemessenes E-Feld beim Höhenscan bei 1,5 GHz – jeweils für einen horizontalen Dipol

## 5 Zusammenfassung

Die in diesem Beitrag gezeigten Ergebnisse bestätigen, dass die bisher angenommenen Auswirkungen eines Höhenscans auf das Messergebnis Bestand haben. Die zur Änderung der Messmethode der CISPR 32 in CISPR/I präsentierten Ergebnisse sind auf einen unzureichenden und nicht den Forderungen der Basisnorm entsprechenden Absorberbelag des Drehtisches zurückzuführen. Die gemessenen Schwankungen der elektrischen Feldstärke beim Höhenscan gegenüber der Messung ohne Höhenscan ergeben sich durch Interferenz mit dem vom Boden reflektierten Signal. Die Schwankungen wären bei einer normkonformen Prüfung mit vernachlässigbarer Bodenreflexion gar nicht aufgetreten. Damit ist eine Änderung der Norm aus technischer Sicht nicht zu rechtfertigen. Da die Norm dennoch angenommen und veröffentlicht wurde, ist es dringend erforderlich, die durchgeführte Untersuchung zum Thema und ihre Übereinstimmung mit den bekannten physikalischen Wirkmechanismen transparent abzubilden.



**Bild 12:** Strahlungsdiagramm des Prüflings im Freiraum und auf einem metallischen Drehtisch (1 m Durchmesser) in der SAC

Es soll nicht unerwähnt bleiben, dass mit steigender Frequenz die elektrische Größe des Prüflings wächst und damit auch das Strahlungsdiagramm komplexer werden kann [5-7]. Typischerweise wird oberhalb 1 GHz nur in einer Ebene gemessen. Damit wird das

Strahlungsdiagramm des Prüflings nur sehr grob abgetastet. Die Wahrscheinlichkeit ist gering, dass mit dem aktuellen Messverfahren in einer Ebene alle Maxima des Strahlungsdiagramms erfasst werden. Der nun eingeführte zeitaufwendige Höhenscan ist aber keine Lösung bzw. technisch und wirtschaftlich nicht sinnvoll. Mit dem Höhenscan kann nur ein Teil der Kugeloberfläche des Prüflings abgetastet werden. In Bild 12 sind beispielhaft die mit Concept berechneten Strahlungsdiagramme bei 1,5 GHz im Freiraum und oberhalb einer metallischen Drehschreibe mit 1 m Durchmesser dargestellt. Durch die Reflexion der Metallscheibe zeigt das Maximum des Strahlungsdiagramms plötzlich 70° nach oben und würde somit nicht vom Höhenscan erfasst. Deutlich effizienter wäre das Drehen des Prüflings um zweimal 90° und Messungen in den jeweiligen Ebenen, um die Maxima zu bestimmen. Damit würden die Messwerte auf der Prüflingsoberfläche verteilt aufgenommen werden. Weiterhin könnte in Abhängigkeit von der Frequenz und

der Prüflingsgröße bei einer verringerten Samplezahl das Messunsicherheitsbudget erhöht werden, um die Messung zeiteffizienter zu gestalten und stattdessen z. B. das zeitliche Verhalten der Signale untersuchen zu können.

Auf keinen Fall ergibt sich aus der in CISPR/I vorgelegten Begründung eine Grenzwert erleichterung. Die CISPR-Grenzwerte sind unabhängig vom Messverfahren zum Schutz der Funkdienste ausgelegt. Selbst wenn mit dem Höhenscan ein bisher unerfasstes Maximum ermittelt wird, weist dies lediglich auf eine unzureichende Auslegung des Messverfahrens hin. Dennoch sollte die technische Diskussion des Messverfahrens zukünftig auch in Verbindung mit dem Stör- und Kopplungsmodell gemäß CISPR 16-4-4 [8] erfolgen. Bisher wurde die mit steigender Frequenz komplexere Strahlungscharakteristik nicht gesondert betrachtet. Schmalere Keulen der Emission müssen bei der Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsfaktoren ggf. berücksichtigt werden, da es unwahrscheinlicher wird, dass ein Störpfer damit beaufschlagt wird.

Der Beitrag zeigt einige Ansätze auf, die technisch weiter diskutiert werden sollten. Generell sind Änderungen in der Normung zu vermeiden, die ohne fundierte Begründung eingebracht werden und die, wie im vorliegenden Fall, zu einem erheblich erhöhten Messaufwand führen, ohne dabei eine technische Verbesserung darzustellen und dem Schutz oder der erhöhten Zuverlässigkeit der Funkdienste zu dienen.

## 6 Literatur

- [1] International Special Committee on Radio Interference (CISPR), sub-committee I: Electromagnetic Compatibility of Information Technology Equipment, multimedia equipment and receivers
- [2] CIS/1/586/CDV:2018-07 CISPR 32 Amd.1 f3 Ed.2.0 - Amendment 1 - CISPR 32: Electromagnetic compatibility of multimedia equipment - Emission
- [3] Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 1-4: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Antennen und Messplätze für Messungen der gestrahlten Störaussendung (CISPR 16-1-4:2010 + Cor.1:2010 + A1:2012 + A2:2017); Deutsche Fassung EN 55016-1-4:2010 + A1:2012 + A2:2017
- [4] Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 2-3: Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Messung der gestrahlten Störaussendung (CISPR 16-2-3:2016); Deutsche Fassung EN 55016-2-3:2017
- [5] Battermann, S. and Garbe, H.: Subjects of discussion in radiated emission measurements above 1 GHz, *Adv. Radio Sci.*, 6, 299–301, <https://doi.org/10.5194/ars-6-299-2008>, 2008
- [6] Wilson, P., Holloway, C., Candidi, M., Comparisons of Planar vs Spherical Emissions Measurements for Unintentional Emitters, *IEEE International Symposium on EMC*, Minneapolis, August 2002, pp. 189.
- [7] Koepke, G., Hill, D., Ladbury, J., Directivity of the test device in EMC measurements, *IEEE International Symposium on EMC*, vol. 2, 2000, pp. 535 – 539.
- [8] CISPR TR 16-4-4:2007+AMD1:2017 CSV, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 4-4: Uncertainties, statistics and limit modelling - Statistics of complaints and a model for the calculation of limits for the protection of radio services calculation of limits for the protection of radio services

# Charakterisierung eines Referenztestaufbaus für die HPEM-Normenentwicklung

Dr. Thorsten Pusch, Fraunhofer INT, Elektromagnetische Effekte und Bedrohungen  
Dr. habil Michael Suhrke, Fraunhofer INT, Elektromagnetische Effekte und Bedrohungen  
Benjamin Jörres, Fraunhofer INT, Elektromagnetische Effekte und Bedrohungen

## 1 Einleitung

Mutwillige elektromagnetische Störversuche mit Quellen hoher Leistung finden außerhalb des gesetzlichen Schutzrahmens für Emission und Immission statt und stellen Versuche zur normativen Eingrenzung vor Herausforderungen. So ist neben diversen Signalformen auch ein mehrere Größenordnungen umfassender Dynamikbereich zu berücksichtigen, unter üblicherweise limitierten Ressourcen für die Gerätequalifizierung.

Beginnend im militärischen Bereich entstanden in der Vergangenheit Normenvorschriften im Bereich der High Power Electromagnetics (HPEM) [1, 4]. Seit einigen Jahren werden ergänzend auch im zivilen Bereich Regelwerke erarbeitet, die die mutwillige elektromagnetische Störung (engl. Intentional Electromagnetic Interference, IEMI) zur Grundlage haben [2, 3]. Bei deren Weiterentwicklung kommen unter anderem Alternativen zu etablierten Testumgebungen wie TEM-Wellenleiter und Modenverwirbelungskammer ins Spiel, was die Frage nach dem Transfer von Ergebnissen zwischen verschiedenen Testumgebungen aufwirft. Zudem könnten aus anderen Normentexten detaillierte Gestaltungsvorschriften für HPEM-Testaufbauten adaptiert werden.

Bei der Analyse von Testverfahren ist eine Bilanzierung aller Einflussfaktoren auf das Messergebnis erforderlich. Bei Empfindlichkeitstest ist insbesondere die Beschaffenheit des Prüflings eine maßgebliche Größe, zudem beeinflussen neben Positionierung und Orientierung auch sein Betriebszustand sowie sein Vorbelastung das Verhalten. An dieser Stelle setzt die Idee eines generischen Referenztestaufbaus an. Eine solche Eigenentwicklung soll sich für die Erhebung von Empfindlichkeitsprofilen im Rahmen von HPEM-Tests eignen, also möglichst reproduzierbar bei vielen Frequenzen und jeweils den gleichen Schwellfeldstärken Fehlerbilder zeigen. Dabei sollten Direkt- und Kabelkopplung sowie eine Kombination aus binären und abgestuften Effekten für eine phänomenologisch breit aufgestellte Systemreaktion zum Tragen kommen, mit der umfangliche Vergleiche zwischen Umgebungen und Laboren möglich werden.

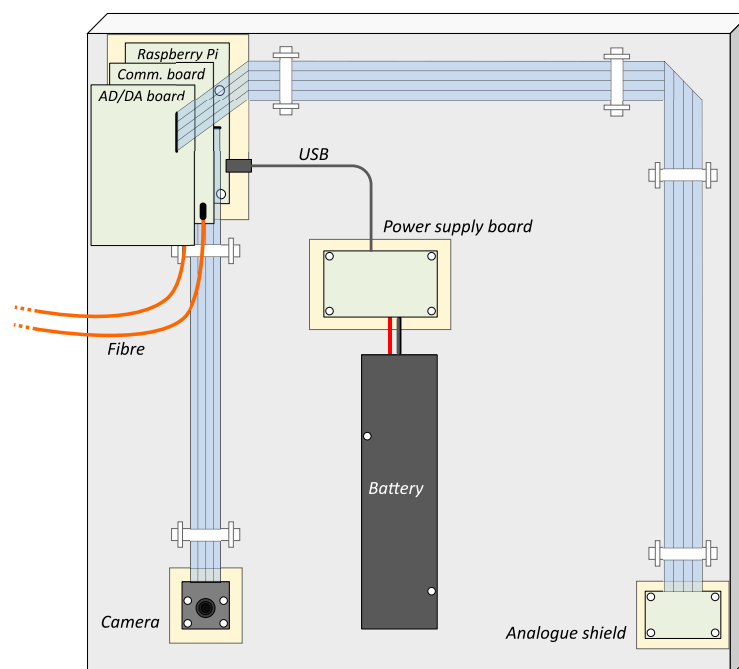
In jüngerer Zeit wurden bereits Ansätze vorgestellt, solche Referenzaufbauten zu gestalten. Beispielsweise wurde für Round-Robin-Tests gemäß IEC 61000-4-3 ein PC-Gehäuse mit Mutterplatine als Referenzaufbau vorgeschlagen [6]. Allerdings wird hier an unbestromten Strukturen der eingekoppelte Störeintrag nachgemessen, die Überprüfung einer Systemreaktion im Betriebszustand ist nicht vorgesehen. Wiederum für vergleichende Tests nach eben dieser IEC-Norm wurde ein Aufbau vorgestellt, der über LED-Elemente den Systemzustand spiegelt [7]. Hier ist allerdings eine Videoüberwachung gefordert, welche nicht notwendigerweise vorausgesetzt werden kann. Zudem führen galvanisch koppelnde Anschlussleitungen zum Prüfling.

Wir haben in Zusammenarbeit mit unseren Kooperationspartnern, dem WIS Munster und dem schwedischen FOI, auf der Grundlage eines handelsüblichen Einplatinenrechners mit ergänzender Peripherie einen kompakten, akkubetriebenen Testaufbau entworfen, ausgestattet mit serieller, optischer Kommunikationsleitung zum Kontrollraum. In Vorabtests konnte er bereits mit guter Wiederholungsgenauigkeit konsistente Systemreaktionen aufzeigen, auch über mehrere Ersatzexemplare hinweg [5]. Hierbei wurden in einem TEM-Wellenleiter mit monofrequenten, radarartigen Pulsen Fehlerschwellen aufgenommen. Im Folgenden wollen wir den Aufbau weiter hinsichtlich seines Ansprechverhaltens charakterisieren. Dabei wird auf kleinere Unterschiede im Ansprechverhalten bei Änderung der Polarisation eingegangen. Unter Variation der Messparameter gelingt die konsistente Erweiterung der Empfindlichkeitsprofile auf höhere Frequenzen, eine zeitliche Verdichtung der Signalbeaufschlagung senkt die Empfindlichkeitsschwellen in niedrigere Dynamikbereiche ab.

## 2 Konzeption des Testsystems

### 2.1 Referenztestaufbau

Der Referenzaufbau sollte in Struktur und Verhalten einen realen, zeitgemäßen Prüfling nachempfinden [5]. Die von uns als zentrale Komponente gewählten Einplatinenrechner stehen repräsentativ für moderne IT-Systeme, Kernmerkmale sind die Mehrkern-CPU, die dedizierte Grafikeinheit und die Anschlussmöglichkeiten für Peripherie. In der Schemazeichnung in Abbildung 1 ist in der linken oberen Ecke der quadratischen Sytrodur-Grundplatte mit 40 cm Kantenlänge der verwendete Single Board Computer (SBC) Raspberry Pi 3 Model B V1.2 zu sehen, auf der GPIO-Pfostenleiste sind zusätzlich eine Platine für serielle Kommunikation über Glasfaser sowie eine AD/DA-Wandlerplatine aufgesteckt. Diese speist Spannungsteiler auf der mit 60 cm Flachbankkabel verbundenen Zusatzplatine, deren Ausgangsspannungen wieder digitalisiert werden.



**Bild 1:** Schemazeichnung des Referenzprüfaufbaus [5].

Fehlerklasse	Beschreibung	Plotsymbol
1	Analogwerte außerhalb Toleranz	×
2	Videopixelwerte außerhalb Toleranz	*
3	Verlust der seriellen Verbindung unter Feld	□
4	Verlust der seriellen Verbindung erfordert Neustart	△

**Tabelle 1:** Definition der Fehlerzustände.

Neben dieser analogen Sensorplattform wird zusätzlich mit einem Kameramodul auch eine digitale Komponente eingebracht. Vervollständigt wird der Aufbau über eine akkugestützte Spannungsversorgung mit einer Platine zur Spannungswandlung. Dem erwartbaren Hardwareverschleiss bei Hochleistungstests wird über Bevorratung von Ersatzhardware entgegengewirkt. Die gemeinnützige Pi Foundation sagt zudem die Produktion des gewählten SBC-Modells bis 2026 zu.

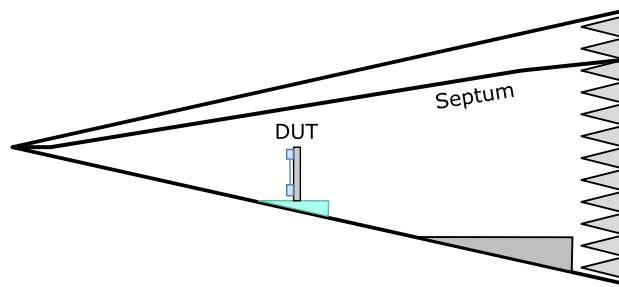
## 2.2 Fehlerüberwachung

Vom Aufbau ausgehend ist eine Glasfaserverbindung bis zum Kontrollstand der jeweiligen Testeinrichtung vorgesehen, über die Systemdaten an einen weiteren Linux-Rechner gesandt werden. Über eine grafische Oberfläche werden dort Fehlerzustände sichtbar, zudem können Rohdaten in eine Logdatei geschrieben werden. Insgesamt wurden vier Fehlerzustände definiert, einen Kurzüberblick gibt Tabelle 1. Eine Abweichung der digitalisierten Spannungen um mehr als die vorgegebene Toleranz von den ohne Feldexposition aufgezeichneten Referenzwerten wird als Analogfehler vermerkt. Die regelmäßig erfassten Kamerabilder werden über Differenzbildung mit einem gemittelten Referenzbild verglichen, überschreitet die Anzahl an mehr als um eine Rauschtoleranz von der Referenz abweichenden Pixel einen Schwellwert, so liegt eine Videostörung vor. Schließlich kann der optische Link temporär während Exposition oder nachhaltig auch nach Abschalten der Felder ausfallen. Es liegt dann Kommunikationsunterbrechung beziehungsweise Kommunikationsabbruch vor.

## 3 Testprozedere zur Messung der Fehlerschwellen

Für die im Folgenden beschriebenen Messungen haben wir den Prüfaufbau in senkrechter Orientierung in einem TEM-Wellenleiter aufgestellt, die Vorderseite mit den Elektronikkomponenten weist dabei der heranlaufenden Welle entgegen, wie auch in Abbildung 2 zu sehen. Über den montierten Akku ist Batteriebetrieb über mehrere Stunden möglich, die einzige Zuleitung ist die optische Verbindung zur Prüflingsüberwachung.

Für die Empfindlichkeitstest im Wellenleiter wurde eine Hochleistungsquelle auf Grundlage von Triodeneinschüben verwendet, deren schalbandiges Ausgangssignal jeweils über einen mehrere Hundert MHz breiten Frequenzbereich verstimmt werden kann. Dadurch kann das Gesamtsystem einen Bereich zwischen 150 MHz und 3,4 GHz lückenlos abdecken. Für die Empfindlichkeitstest am Referenzaufbau wurde zunächst an amplitudenmodulierten, monofrequenten Signalen gearbeitet. Mit einer Wiederholrate von 1 kHz folgen Rechteckpulse von jeweils 1  $\mu$ s Länge aufeinander, von diesem Schema wurde teilweise für die Parameteruntersuchungen abgewichen. Von der prinzipbedingten Mindestleis-



**Bild 2:** Testaufbau im TEM-Wellenleiter.

ung ausgehend wurde eine Leistungsrampe über 20 s bis zum maximal möglichen Wert gefahren, im Fehlerfall dann die Ausfallschwelle notiert. Durch schrittweises Abrastern des Frequenzbereichs wird das Empfindlichkeitsprofil des Referenzaufbaus im überprüften Dynamikbereich erfasst, hier immer angegeben in normierten Feldstärken.

## 4 Ergebnisse aus den Empfindlichkeitstests

In Anknüpfung an die Ergebnisse der ersten Studie, im Rahmen derer eine grundsätzliche Eignung des Aufbaus als Testreferenz gezeigt werden konnte [5], werden hier die Ergebnisse von ersten ergänzenden Parametermessungen vorgestellt. Über die weitergehende Charakterisierung des Systems können so zusätzliche Anwendungsbereiche erschlossen werden.

### 4.1 Vergleich zweier Polarisationsrichtungen

Für die Reaktion typischer Testgeräte spielt in Prüfumgebungen auf Basis ebener Wellen die Direktivität eine große Rolle, dies spiegelt sich auch in den diversen, in den Normentexten vorgeschriebenen und zu testenden Prüflingsorientierungen. Für die im Folgenden dargestellte Teiluntersuchung wurde der Testaufbau um  $90^\circ$  in Relation zu der in der Vorstudie verwendeten Orientierung aus Abbildung 1 gedreht und die Messung mit nun effektiv horizontal stehendem Feld wiederholt. Angesichts geringer Effekte durch Serienstreuung erschien es vertretbar, mit einer neuen, nicht potenziell durch Verschleiß vorbelasteten Garnitur der Kernkomponenten zu messen. Für einen Direktvergleich sind die Ergebnisse beider Messungen in Abbildung 3 aufgetragen.

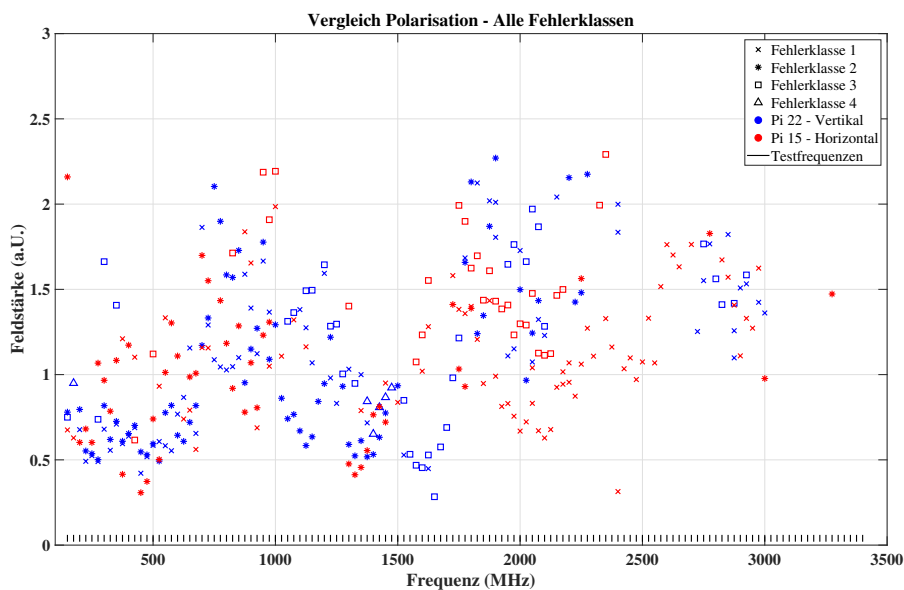
Im unteren Frequenzbereich bis etwa 1 GHz treten nur marginale Unterschiede zwischen beiden Orientierungen auf. Man erkennt einen leicht steigenden Trend zu höheren Schwellen, also geringerer Empfindlichkeit. Dies könnte auf den mit steigender Frequenz schwindenden Einfluss der Kabelkopplung zurückzuführen sein. In beiden Orientierungen liegt je ein Segment Flachbandkabel von jeweils 30 cm Länge parallel zum Feld, in vertikaler Orientierung zusätzlich noch das Kamerakabel. In einer geometrischen Abschätzung kann für optimale Kopplung etwa die Hälfte der Wellenlänge mit der Kabellänge gleichgesetzt werden, was etwa 500 MHz als Koppelfrequenz ergibt, in Übereinstimmung mit dem lokalen Minimum der Schwellen in der grafischen Auftragung.

Im Bereich ab 825 MHz sind ausschließlich in horizontaler Polarisation temporäre Verbindungsunterbrechungen zu beobachten, ab 1 GHz dann fast ausschließlich in vertikaler



Orientierung, dafür aber bei im Vergleich geringeren und weiter fallenden Empfindlichkeitsschwellen. Ein lokales Minimum liegt bei etwa 1600 MHz, in vertikaler Orientierung entspricht das gemäß der obigen Abschätzung für Koppelfrequenzen den etwa 1750 MHz für die Längsabmessung des Raspberry Pi und der etwas kürzeren Kommunikationsplatine. Auch nachhaltige Kommunikationsabbrüche finden sich mit einer Ausnahme nur um 1450 MHz, hier scheint das Gesamtsystem in vertikaler Orientierung besonders anfällig.

Zwischen 1500 MHz und 2500 MHz tritt die Analogwertabweichung in horizontaler Orientierung bei deutlich kleineren Feldern und mehr Testfrequenzen auf. Hier liegt das unmittelbar an der Analogplatine angeschlossene Segment des Flachbandkabels parallel zum Feld, bei etwa 2 GHz findet sich das lokale Minimum bei etwa der vierten Harmonischen der eingangs festgestellten Koppelfrequenz für das 30 cm Leitungsstück. In vertikaler Richtung häufen sich dann wieder Verbindungsunterbrechungen bei etwa 2,7 GHz, ganz in der Nähe der ähnlich hohen Frequenzentsprechung der kurzen Seite des Raspberry Pi.

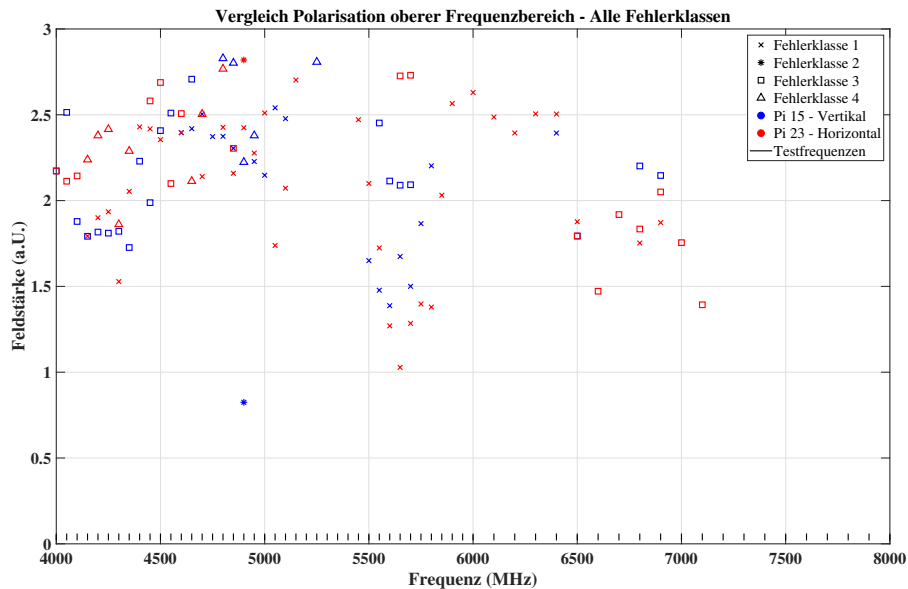


**Bild 3:** Empfindlichkeitsschwellen für horizontale und vertikale Polarisation.

## 4.2 Höhere Frequenzen

Die Vorabmessungen wurden alle im Frequenzbereich zwischen 150 MHz und 3,4 GHz durchgeführt, begrenzt durch die Bandbreite der Hochleistungspulserzeugung. Um das Verhalten des Aufbaus auch bei höheren Störfrequenzen zu untersuchen, wurde mit einem weiteren Leistungsverstärker ergänzend der Bereich von 4 GHz bis 8 GHz untersucht, auch hier in beiden Polarisationsrichtungen. Abbildung 4 zeigt die aufgezeichneten Fehlerschwellen.

Das allgemeine Verhalten scheint zunächst an die schon in Abbildung 3 zu beobachtende, leicht steigende Tendenz der mittleren Fehlerschwellen anzuknüpfen, bis ab etwa 5 GHz die Werte wieder abfallen. Ab 7,2 GHz sind im Dynamikbereich des Testsystems gar keine Fehler mehr erzeugt worden, zu beachten sind hier die allerdings noch einmal vergrößerten Schritte zwischen den einzelnen Testfrequenzen. Zwischen den Polarisationsrichtungen bestehen wenig Unterschiede, Fehler der Klasse vier treten allerdings in vertikaler Richtung erst ab 4,8 GHz auf, in horizontaler Richtung schon ab etwa 4,1 GHz. Ab etwa

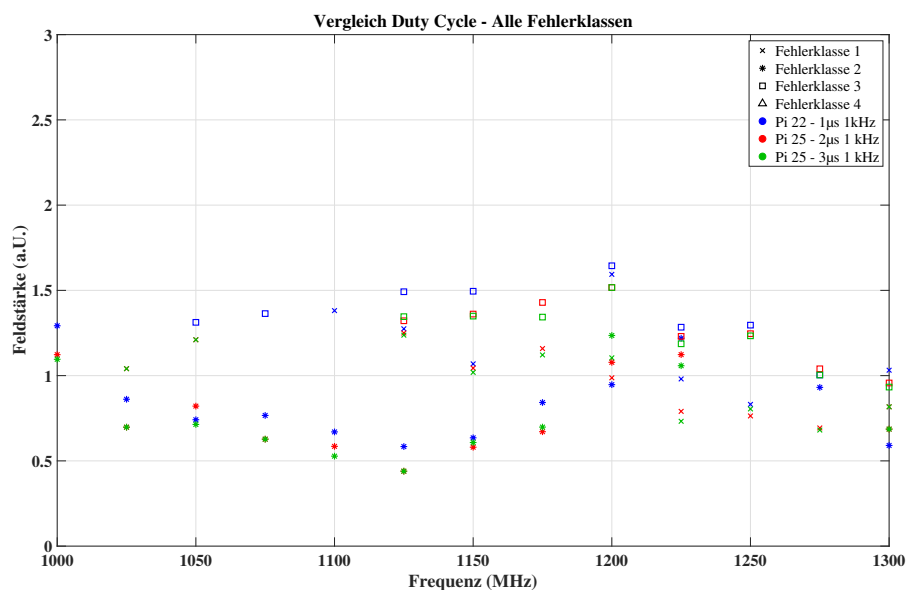


**Bild 4:** Empfindlichkeitsschwellen für horizontale und vertikale Polarisation, erweiterter Frequenzbereich.

6 GHz treten fast ausschließlich Fehler in horizontaler Richtung auf. Aus den Ergebnissen lässt sich ableiten, dass auch im Bereich höherer Frequenzen innerhalb eines ähnlichen Dynamikbereich wie zuvor Effekte in ausreichender Zahl auftreten, um Referenzbetrachtungen in diesem Bereich sinnvoll erscheinen zu lassen.

### 4.3 Variation der Pulslänge

Die Erfahrung zeigt, dass Testgeräte durchaus unterschiedlich auf verschiedene Zeitstrukturen in der Pulsstörung reagieren. Mit einem für höhere Tastverhältnisse geeigneten Triodeneinschub haben wir den zugehörigen Frequenzbereich von 1,0 GHz bis 1,3 GHz in 25 MHz-Schritten abgerastert. Die Pulslänge wurde bei gleicher Wiederholrate zunächst verdoppelt, dann verdreifacht, bei entsprechend wachsendem Energieeintrag pro Zeiteinheit. Abbildung 5 zeigt die Ergebnisse.

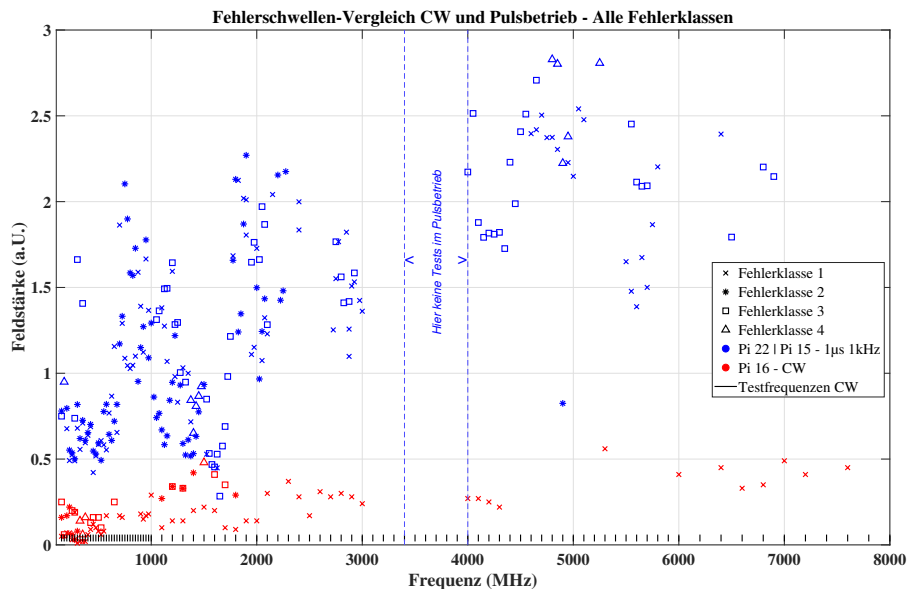


**Bild 5:** Empfindlichkeitsschwellen für verschiedene Pulsängen.

Ein systematischer Unterschied lässt sich nicht zuverlässig an Hand der Daten ablesen, eine leichte Tendenz fällt allerdings hin zu niedrigeren Fehlerschwellen bei längerer Pulsbelastung auf. So liegen beispielsweise für ein bestimmtes Fehlerbild die Datenpunkte für das kleinste Tastverhältnis fast immer bei den jeweils höchsten Schwellwerten, bei 1175 MHz, 1275 MHz und 1300 MHz konnte im Gegensatz zu den zwei anderen Pulslängen auch Fehlerklasse 3 gar nicht erzeugt werden.

#### 4.4 Kontinuierliche Signale

In der systematischen Erhöhung des Energieeintrags kann von gepulsten Signalen schließlich zur CW-Beaufschlagung übergegangen werden, auch hierzu wurden in vertikaler Orientierung Empfindlichkeitsschwellen aufgenommen. In Abbildung 6 sind diese im Direktvergleich zu den in zwei separaten Frequenzbereichen vorliegenden Datensätzen zur Pulsstörung aus den Abbildungen 3 und 4 aufgetragen. Der verwendete Breitbandverstärker erlaubte die Abdeckung des gesamten Frequenzbereiches zwischen 150 MHz und 8 GHz, die eingetragenen Frequenzschritte beziehen sich auf die CW-Messung.



**Bild 6:** Empfindlichkeitsschwellen für CW-Signale im Direktvergleich mit gepulster Beaufschlagung.

Direkt augenfällig sind die im Vergleich zur Pulsstörung deutlich niedrigeren Störschwellen, zudem zeigt sich ein leichter Trend zu höherer Robustheit bei steigender Frequenz. Im Zweifel kann der Testaufbau also bei kontinuierlicher Beaufschlagung auch zuverlässig in einem deutlich niedriger gelegenen Feldstärkenbereich für Vergleichsuntersuchungen betrieben werden.

### 5 Zusammenfassung

Um Testumgebungen vergleichen und ganz allgemein die Weiterentwicklung von Normenvorschriften fördern zu können, ist ein Referenzprüfaufbau hilfreich, welcher es erlaubt, im komplexen Gesamtgefüge aus Signalerzeugung, Testeinrichtung und Testgerät die dritte Größe möglichst gut kontrollierbar herauszupräparieren. In der Vorstudie konnte eine gute Wiederholgenauigkeit für die Messung von Empfindlichkeitsschwellen auch über mehre-

re Exemplare der Testhardware hinweg bestätigt werden. In den hier vorgestellten Untersuchungen wurde die Charakterisierung des Referenzaufbaus weiter vorangetrieben, gerade was zentrale Aspekte wie die Direktivität angeht. Zudem konnte nachvollzogen werden, dass auch in einem nach oben hin erweiterten, in seiner Breite etwa verdoppelten Frequenzbereich geeignete Fehlereffekte für einen Methodenvergleich auftreten. Erste Untersuchungen zu Veränderungen der Signalparameter bis hin zur kontinuierlichen Beaufschlagung mit Testsignalen erlauben Rückschlüsse auf die Wirkung des Gesamtenergieeintrags pro Zeiteinheit auf die Testhardware. Für Einrichtungen mit beschränktem Dynamikbereich zeigten sich Dauerstrichsignale wegen der deutlich niedrigeren Fehler-schwellen als geeignet. Der beschriebene Aufbau wird in naher Zukunft in weiteren Umgebungen charakterisiert werden, so zum Beispiel in Modenverwirbelungskammern. Über Parameterstudien kann der herausfordernd weitgespannte Bereich möglicher Störsignalcharakteristika weiter erschlossen werden. Für interessierte Labore kann die technische Referenzbeschreibung zur Verfügung gestellt werden, so dass auf einer breiten Datenbasis eine bessere Einschätzung und Weiterentwicklung bestehender Messvorschriften möglich wird.

## Danksagung

Wir möchten uns herzlich bei unseren Projektpartnern am WIS (Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien – ABC-Schutz) und am FOI (Swedish Defence Research Agency) für die gute Zusammenarbeit bedanken!

## Literatur

- [1] DoD, U.S.: MIL-STD-461G:2015, "Military Standard: Electromagnetic Interference Characteristics Requirements For Equipment". (2015)
- [2] IEC: IEC 61000-5-9 Ed. 1.0: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-9: Installation and mitigation guidelines – System-level susceptibility assessments for HEMP and HPEM.
- [3] IEC: IEC, IEC 61000-4-36 Ed. 1.0: Electromagnetic compatibility (EMC) - Testing and measurement techniques - IEMI Immunity Test Methods for Equipment and Systems.
- [4] NATO: AECTP-500 Edition E Version 1:2016, "Electromagnetic Environmental Effects Tests and Verification". (2016)
- [5] PUSCH, T. ; WILLENBOCKEL, M. ; HURTIG, T. ; SUHRKE, M. ; RUGE, S. ; JÖRRES, B. ; JÖSTER, M.: A reference test setup to support research and development of HPEM testing schemes. In: *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE* (2019). <http://dx.doi.org/10.1109/EMCEurope.2019.8872105>
- [6] PYTHOUD, F. ; TAS, E.: Design of a reference device for radiated immunity inter-laboratory comparison. In: *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE* (2017). <http://dx.doi.org/10.1109/EMCEurope.2017.8094672>
- [7] S. SCHECK, C. P. ; WEBER, S.: Vergleichsuntersuchungen zwischen EMV-Laboratorien im Bereich der Störfestigkeitsprüfungen. In: *emv : Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Düsseldorf 2018* (2018). <http://dx.doi.org/10.15488/4335>

# **Anwendung der neuen Funkanlagenrichtlinie (RED) 2014/53/EU für ortsfeste Anlagen**

Volker Briddigkeit, CETECOM GmbH, EMV Prüflabor

## **Anwendung der Funkanlagenrichtlinie (RED) 2014/53/EU in Kombination mit ortsfesten Anlagen im Industriebereich**

### **1.1 Inhalte von Richtlinien, Gesetzen und Normen – ein Überblick**

Mit Inkrafttreten der Radio Equipment Directive 2014/53/EU zum 13. Juni 2016 fallen alle Einrichtungen, welche eine Luft-Schnittstelle zum Zweck der Funkkommunikation verwenden (Sprache/Daten/Ortung/etc.), unter diese Richtlinie.

Die EU Richtlinie wurde in der BRD am 27. Juni 2017 in nationales Recht umgesetzt (Funkanlagengesetz – FUAG [11]). Es werden Sende- und Empfangseinheiten im Verbund (Rx/Tx) als auch einzeln (nur Rx oder Tx) erfasst.

Wie auch schon die Vorgängerrichtlinie (R&TTE) verlangt diese Richtlinie die Konformität zu den grundlegenden Anforderungen nach Artikel 3.

Die Anforderungen an das Baumuster beziehen sich hierbei auf folgende Aspekte:

Artikel 3.1 (a) Schutz der Gesundheit und Sicherheit

Artikel 3.1 (b) Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

Artikel 3.2 Funk

Artikel 3.3 Zusätzliche, produktbezogene Anforderungen

Die Fundstellen für die (harmonisierten) Normen, welche bei der vollständigen Anwendung die Konformität der Funkeinrichtung vermuten lassen, werden in den Amtsblättern der EU veröffentlicht.

#### **1.1.1 Harmonisierte Standards – Stand: Januar 2020**

In der Amtsblattveröffentlichung C 326 [3] vom 14.09.2018 befinden sich inzwischen ca. 160 harmonisierte Standards:

Mehr als 150 Standards (ETSI) decken die Anforderungen der Artikel 3.2 bzw. 3.3 ab.

Bereits vier Standards (CENELEC) hinsichtlich der Anforderungen an die Gesundheit (nicht-ionisierende Strahlung) sind verfügbar:

EN 50360:2017 / EN 50385:2017 / EN 50401:2017 / EN 50566:2017

Bislang ist nur ein einziger EMV-Standard unter der RED harmonisiert:

EN 55035:2017

Weitere EMV-Standards wurden seitens ETSI noch nicht an die EU Kommission gesandt da es noch Diskussionsbedarf hinsichtlich diverser Punkte gibt (u. a. Bewertungskriterien, vorgesehener Verwendungszweck vs. Verwendungszweck erklärt durch den Hersteller, etc.). Eine Listung der Standards bezüglich der elektrischen Sicherheit (z.B. EN 60950-1, EN 62368-1) steht ebenfalls noch aus.

#### **1.1.2 Der aktuelle RED Guide – Stand: Dezember 2018**

Am 19.12.2018 wurde die letzte Version des RED Guide [2] durch die EU veröffentlicht. Die wichtigsten Änderungen gegenüber der Vorgängerversion sind:

Guide: Abs.: 1.2.2.1 MRA mit der Schweiz

Guide Abs.: 1.6.3.1 Kombinationen von Funkanlagen mit Nicht-Funkanlagen

Guide Abs. 1.6.3.4 Zivile Luftfahrt

Sofern nicht anderweitig seitens der RED [1] ausgeschlossen, fallen Funkanlagen der Bodenstationen in den Anwendungsbereich der RED [1].

Weiterhin seitens der RED [1] erfasst sind unbemannte Drohnen bis 150 kg.

Guide Abs.: 1.6.3.10 Funkanlagen in Fahrzeugen (KFZ, Wohnwagen, Züge,...)

Für die Konformität von Funkanlagen, die in Fahrzeugen verbaut werden, ist der Hersteller der Funkanlage verantwortlich, sofern der Hersteller des Fahrzeugs keine relevanten Änderungen an der Funkanlage vornimmt bzw. nicht von den Installationsanweisungen abweicht.

## **1.2 Abgrenzung EMV Richtlinie und Funkanlagenrichtlinie**

### 1.2.1 Behandlung von ortsfesten Anlagen unter der RED [1] und EMCD [4]

Vereinfacht formuliert definiert die RED [1] in der Hauptsache die Anforderungen an die effektive Frequenznutzung mit den Zusätzen der Anforderungen nach Artikel 3.1(a/b) und 3.3. Die EMV Richtlinie widmet sich hingegen einzig den grundlegenden Anforderungen zu der elektromagnetischen Verträglichkeit.

Da die RED im Sinne der Funkanlagen keinerlei konkrete Informationen zur Behandlung von ortsfesten Anlagen enthält, wurde diese Frage im RED-Guide [2] unter dem Abschnitt 1.6.3.11 behandelt.

Die erste Aussage dieses Abschnitts ist, dass ortsfeste Anlagen unter RED nicht behandelt werden und verweist im Artikel 3.1(b) der RED [1] auf den Link zur EMCD [4]. Laut EMCD [4], Artikel 3.3 besteht eine ortsfeste Anlage aus einer besonderen Kombination von Geräten unterschiedlichster Art, die dazu bestimmt ist, auf Dauer an einem vorbestimmten Ort betrieben zu werden.

Der RED Guide [2] stellt analog zum Artikel 19.1 und Anhang I (2) der EMCD [4] weiterhin klar heraus, dass bei einer ortsfesten Anlage, zusammengestellt aus bereits inverkehrgebrachten Einzelkomponenten, diese Komponenten selbst alle Anforderungen der EMV Richtlinie einhalten müssen.

Gleiches gilt für die Installation und Verwendung von Funkanlagen und/oder Funkkomponenten innerhalb einer ortsfesten Anlage.

### 1.2.2 Ausblick der Kombinationen Non Radio Devices mit Radio Devices

Die funktechnische Vernetzung wird in den kommenden Jahren noch sehr stark zunehmen („IoT“ / “5G“) – d.h. „herkömmliche Geräte“ (Non Radio Devices) werden verstärkt (auch zusätzlich) mit Funkanlagen ausgestattet.

Bei der Integration von Funkanlagen in Nicht-Funkanlagen gibt es Einiges zu beachten – der ETSI Guide EG 203 367 [5] hat sich zur Aufgabe gemacht, sowohl die Kombination von mehreren Funkanlagen („multi-radio“) als auch die Kombination von Funkanlagen mit Nicht-Funkanlagen hinsichtlich der Artikel 3.1(b) und 3.2 näher zu beleuchten.

### 1.3 Kombinationen von Funkanlagen mit Nicht-Funkanlagen (Combined Equipment)

#### 1.3.1 Mögliche Szenarien nach Ansicht der ETSI

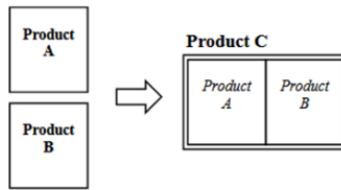


Figure 1: Concept of combined equipment (Product C)

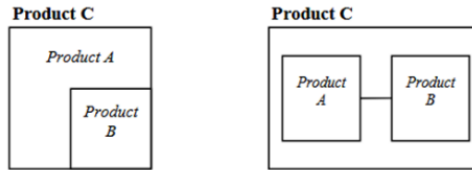


Figure 2: Example configurations of combined equipment (Product C)

Abbildung 1 - ETSI Guide EG 203 367 V1.1.1 [5]

Scenario #	Equipment under the RED [1.1]	Conformity Assessment Procedure(s) (CAP) available	Reference available to demonstrate conformity with articles 3.1b and 3.2 of the RED (1.1)
1		RED CAP (for the RP) EMC DIRECTIVE CAP (for the NRP) $\Delta$ (for the combination) (see note)	ETSI EG 203 367
2		RED CAP (for the RP)	Applicable ETSI EMC and Radio HS
3		RED CAP (for the combination)	Applicable ETSI EMC and Radio HS

NOTE:  $\Delta$  is the additional assessment necessary for the combination. An assessment needs not necessarily lead to testing.

Abbildung 2 - ETSI Guide EG 203 367 V1.1.1 [5 – Table 1]

Szenario 1: Beispiel Maschine mit Funksteuerung, Szenario 2: Beispiel: Betriebsfunk, Szenario 3: Beispiel Industrie PC mit WiFi/BT (Radio) und USB/LAN (Non Radio)

#### 1.3.2 Wiederverwendbarkeit von Prüfergebnissen in den Anlagen

Die Wiederverwendbarkeit von Prüfergebnissen erhöht sich, falls die Funkanlage technisch nicht verändert wurde (z.B. Verwendung anderer Antennen o.ä.), in eine vergleichbare Umgebung eingebaut wird in der sie ursprünglich getestet wurde und Sie entsprechend der Installationshinweise des Herstellers installiert wird. Hierbei ist zu beachten das diese nicht gleichzeitig mit anderen integrierten Funkanlagen betrieben wird.

Dennoch: Zusätzliche Maßnahmen, die für die Integration getroffen werden müssen (zus. Verkabelung, Controller, etc.), können Einfluss auf die Konformität haben. Entsprechende Analysen sind deshalb stets durchzuführen.

#### 1.3.3 Was tun bei Deltamessungen - welche Limits, Störfestigkeitsgrade und Bewertungskriterien sind heranzuziehen?

Problem - Artikel 3.1(b):

CENELEC Standards und ETSI Standards referenzieren prinzipiell die gleichen Basisnormen (z.B. EN 55032, EN 61000-4-x), können sich aber durchaus unterscheiden bzgl. Limits, Störfestigkeitsgraden, Bewertungskriterien, Frequenzbereiche, etc.

Lösung - Artikel 3.1(b):

Basierend auf den Vorgaben des ETSI Guides EG 203 367 [5], erarbeitete die ETSI die Standards:

EN 303 446-1: Combined and/or integrated radio and non-radio equipment (residential, commercial and light industry locations)

EN 303 446-2: Combined and/or integrated radio and non-radio equipment (industrial locations)

9 E	Draft receipt by ETSI Secretariat	Draft receipt by ETSI Secretariat			2019-07-02	2019-07-01	
10 F	Start of Vote	Start of Vote <a href="#">Access the e-approval application</a> 	V	20190920	2019-07-22	2019-07-22	1.2.1
10 G	End of Vote	End of Vote			2019-09-20	2019-09-20	
11	Vote result determination (adopted)	Vote result determination (adopted)			2019-09-20	2019-09-20	
12	Publication	Publication	PU		2019-10-04	2019-10-01	1.2.1

Abbildung 3 – Status und Entwicklung [10] der ETSI Standards EN 303 446-1 und EN 303 446-2 [6 & 7]

## 1.4 Umsetzung der Richtlinienanforderungen und Normen

### 1.4.1 Risikoanalyse und -bewertung

Der Blue Guide [9] sowie die RED [1] / EMCD [4] fordern die Anfertigung einer “geeigneten Risikoanalyse und –bewertung” seitens des Herstellers.

Die Risikoanalyse zielt prinzipiell auf den “bestimmungsgemäßen” Gebrauch (“reasonably foreseeable”) des Produktes ab und sollte mindestens die folgenden Schritte umfassen:

- Identifikation aller möglichen Risiken des Produktes und Bestimmung der geltenden wesentlichen Anforderungen.
- Angabe der (harmonisierten) Standards und/oder anderer Fundquellen/Maßnahmen, die herangezogen wurden, um die zu erwartenden Risiken abzudecken

Dokumentation der Ergebnisse dieser Analyse/Bewertung und Aufnahme in die technischen Unterlagen. Die Art und der Umfang einer solchen Risikoanalyse/-bewertung sind in der Technical Guidance Note REDCA TGN 30 [8] - Risk analysis/assessment guide 2019 Version 1.0 beschrieben.

### 1.4.2 Risikoanalyse und –bewertung – Fragen - Artikel 3.1(a)

Bieten die angewandten (harmonisierten) Standards nach Artikel 3.1(a) ausreichend Schutz gegen z.B.

- elektrische, mechanische, optische und akustische Gefahren?
- scharfe Kanten, spitze Ecken, die Gefahr des Verschluckens/Erstickens?
- Eindringen von Staub und Flüssigkeit
- Wie verhalten sich Betriebsspannungen und Temperaturen in den vorhersehbaren Umgebungen?
- Bestehen durch die verwendete Batterietechnologie mögliche Gefahren durch das Laden?
- Besteht ausreichend Schutz gegenüber nicht-ionisierender Strahlung?



- Wurden simultane Betriebsmodi betrachtet?
- Beim Einsatz/Gebrauch in mobilen Anwendungen / Fahrzeugen: Sind Vibrationen und Temperaturextreme angemessen berücksichtigt worden?

#### 1.4.3 Risikoanalyse und –bewertung – Fragen - Artikel 3.1(b)

Was sollte neben der Anwendung von (harmonisierten) Standards bzgl. Artikel 3.1(b) zusätzlich betrachtet werden?

Störaussendung:

- Erzeugt das Produkt Frequenzen, die außerhalb des getesteten Bereichs liegen (üblicherweise 150 kHz – 6 GHz)?
- Wurden simultane Betriebsmodi betrachtet („Combined Equipment“)?

Störfestigkeit:

- Wurden alle Störfestigkeitsphänomene (siehe z.B. EN 61000-4-x), die für das Produkt relevant sind, betrachtet?
- Sind erhöhte Störfestigkeitsgrade zutreffend bzw. zu beachten (z.B. umgebungsbedingt)?

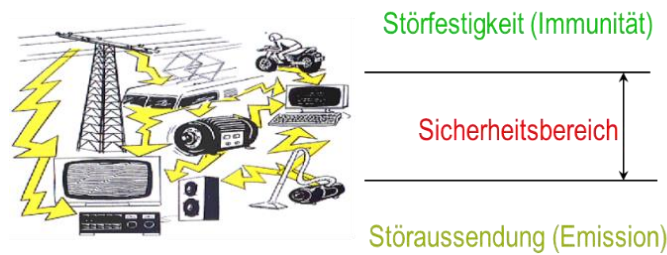


Abbildung 4 – Verträglichkeit in der Umgebung zu den Anforderungen der Normen

#### 1.4.4 Risikoanalyse und –bewertung – Fragen (Artikel 3.2 und 3.3)

Was sollte neben der Anwendung von (harmonisierten) Standards bzgl. Artikel 3.2 und 3.3 zusätzlich betrachtet werden?

- Unterstützt das Produkt mehrere Funktechnologien, die gleichzeitig aktiv sind?
- Wurde dies durch die angewandten Standards abgedeckt?
- Wurden simultane Betriebsmodi betrachtet („Combined Equipment“)?
- Erfüllt das Produkt die Anforderungen an Empfänger?

Hinweis: Die EN 300 440 [12] z.B. fordert für einige Kategorien von Geräten z.B. keine ACS/Blocking Tests

### 1.5 Fazit

Bei der Integration von Funkeinrichtungen in Anlagen im industriellen Bereich ist besondere Vorsicht geboten und eine geeignete Auswahl der zur Integration vorgesehenen Baugruppen zu treffen. Eine Analyse der Rest-Risiken zur Gewährleistung der Konformität als auch zur störungsfreien Funktion der Anlage ist hierbei unumgänglich.

## Literatur /Quellen

[1] Directive 2014/53/EU of the European Parliament and of the council of 16 April 2014 on the harmonisation of the laws of the Member States relating to the making available on the market of radio equipment and repealing Directive 1999/5/EC.

<https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/PDF/?uri=CELEX:32014L0053&from=EN>

[2] Guide to the Radio Equipment Directive 2014/53/EU

<https://ec.europa.eu/docsroom/documents/33162>

[3] Amtsblattveröffentlichung C326 -14.09.2018

[https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/PDF/?uri=uriserv:OJ.C\\_.2018.326.01.0114.01.DEU](https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/PDF/?uri=uriserv:OJ.C_.2018.326.01.0114.01.DEU)

[4] Directive 2014/30/EU of the European Parliament and of the Council of 26 February 2014 on the harmonisation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility

<https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/PDF/?uri=CELEX:32014L0030&from=EN>

[5] ETSI EG 203 367 V1.1.1 (2016-06): Guide to the application of harmonised standards covering articles 3.1b and 3.2 of the Directive 2014/53/EU (RED) to multi-radio and combined radio and non-radio equipment

[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_eg/203300\\_203399/203367/01.01.01\\_60/eg\\_203367v010101p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_eg/203300_203399/203367/01.01.01_60/eg_203367v010101p.pdf)

[6] ETSI EN 303 446-1 V1.2.1 (2019-10): Electromagnetic Compatibility (EMC) standard for combined and/or integrated radio and non-radio equipment; Part 1: Requirements for equipment intended to be used in residential, commercial and light industry locations

[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/303400\\_303499/30344601/01.02.01\\_60/en\\_30344601v010201p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/303400_303499/30344601/01.02.01_60/en_30344601v010201p.pdf)

[7] ETSI EN 303 446-2 V1.2.1 (2019-10): Electromagnetic Compatibility (EMC) standard for combined and/or integrated radio and non-radio equipment; Part 2: Requirements for equipment intended to be used in industrial locations

[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/303400\\_303499/30344602/01.02.01\\_60/en\\_30344602v010201p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/303400_303499/30344602/01.02.01_60/en_30344602v010201p.pdf)

[8] REDCA Technical Guidance Note for a Notified Body examination of a manufacturer's risk assessment under Annex III of Directive 2014/53/EU (The Radio Equipment Directive)

<http://www.redca.eu/Pages/Documents3.htm>

[9] Leitfaden für die Umsetzung der Produktvorschriften der EU 2016 („Blue Guide“)

[https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/PDF/?uri=CELEX:52016XC0726\(02\)&from=DE](https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/PDF/?uri=CELEX:52016XC0726(02)&from=DE)

[10] Details of 'REN/ERM-EMC-398' Work Item Schedule

[https://portal.etsi.org/webapp/WorkProgram/Report\\_Schedule.asp?WKI\\_ID=56801](https://portal.etsi.org/webapp/WorkProgram/Report_Schedule.asp?WKI_ID=56801)

[11] Gesetz über die Bereitstellung von Funkanlagen auf dem Markt (FUAG)

<https://www.gesetze-im-internet.de/fuag/>

[12] ETSI EN 300 440 V2.1.1 (2017-01) Short Range Devices (SRD); Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range; Harmonised Standard covering the essential requirements of article 3.2 of Directive 2014/53/EU

[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300400\\_300499/300440/02.01.01\\_30/en\\_300440v020101v.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300400_300499/300440/02.01.01_30/en_300440v020101v.pdf)

---

## In-Situ Messungen



# Erweiterte Analysemethoden zur Unterscheidung der Prüflingsemissionen von überlagerten Umgebungsstörungen bei in-situ Messungen

Tobias Groß, Rohde & Schwarz GmbH & Co.KG, München  
Jens Medler, Rohde & Schwarz GmbH & Co.KG, München



*Bild 1 Messsetup für in-situ Messung des elektrischen Feldes an einer Windkraftanlage.*

## 1 Problembeschreibung

In Deutschland sind gegenwärtig knapp 30.000 Windkraftanlagen in Betrieb mit einem jährlichen Zuwachs von 743 Anlagen im Jahr 2018 [1]. Nicht zuletzt durch die steigende Bedeutung der Windenergie in der Stromerzeugung wachsen die Sorgen um den Einfluss der Anlagen auf die Umwelt.

Ein entscheidender Teil dessen ist die elektromagnetische Verträglichkeit. Die Leistungselektronik für z.B. die Frequenzumsetzer in der Gondel oder in einem Gerätehaus am Boden sorgen für Störaussendungen bis in den hohen Megahertzbereich. Durch lange Kabel innerhalb des Turms, der Rotorblätter oder auch durch die Metallstruktur des Turms selbst werden diese intensiv abgestrahlt.

Auf Grund der großen Dimensionen einer Windkraftanlage kann diese nicht in einer Absorberhalle vermessen werden. Es wird in-situ, also am Aufstellort des Windrades gemessen. Neben den Umweltbedingungen wie dem Wetter oder geografischen Gegebenheiten erschwert vor allem der Einfluss von elektromagnetischen Störungen aus der Umgebung die Messung.

Im für die Messung von Windkraftanlagen zu berücksichtigenden Frequenzbereich von 150 kHz bis 1 GHz sind vielfältige Umweltstörer zu finden. Neben dem Mobilfunk wie GSM oder LTE im Bereich oberhalb von 700 MHz ist der analoge Rundfunk um 100 MHz, sowie

der digitale Rundfunk um 200 MHz nahezu omnipräsent. Besonders der Rundfunk ist gefährdet durch Störemissionen verursacht durch die Windkraftanlage.

Teilweise überschreiten die Umgebungsstörungen bereits den maximal durch den Standard erlaubten Pegel. Um eine Reproduzierbarkeit für eine verlässliche Messung zu erzielen, müssen diese Umweltstörungen bewertet werden können. Dieser Beitrag befasst sich mit Methoden, um genau diese Klassifikation durchzuführen.

### 1.1 Standardisierung für in-situ Messungen

Gegenwärtig ist die Messvorschrift IEC 61400-40 [2] zur Erfassung der elektromagnetischen Abstrahlung von Windkraftanlagen in der Entstehung. Diese definiert den in-situ Messprozess spezifisch für Windkraftanlagen mit Antennen Positionierung, Betriebszustand der Anlage, Einstellungen des Messempfängers, usw. Es ist im Frequenzbereich von 150 kHz bis 1 GHz zu messen, wobei im Bereich bis 30 MHz das Magnetfeld und darüber das elektrische Feld untersucht wird. Der Messabstand beträgt 30 m von der Außenkante des Turms bis zum Referenzpunkt der Antenne. Verwendet wird der Quasi-peak Detektor. Die zugehörigen Grenzwerte sind in nachstehender Tabelle 1 aufgeführt.

Frequenz	Messung mit Quasi-peak Detektor	
150 kHz – 490 kHz	Magnetfeld	13,5 dBµA/m
490 kHz – 3,95 MHz		3,5 dBµA/m
3,95 MHz – 20 MHz		-11,5 dBµA/m
20 MHz – 30 MHz		-21,5 dBµA/m
30 MHz – 230 MHz	Elektrisches Feld	30 dBµV/m
230 MHz – 1 GHz		37 dBµV/m

Tabelle 1 Limits nach aktuellem Entwurf von IEC 61400-40 [2] gemessen in 30 m Messabstand mit Quasi-peak Detektor.



Bild 2 E-Feld Messung mit R&S®HL223 Antenne gerichtet auf Windkraftanlage.

Für die Analyse der Umgebungsstörungen wird auf CISPR 16-2-3 [3] verwiesen. Diese Basisnorm beschreibt allgemeine Prozeduren zum Umgang mit verschiedenen klassifizierten Umgebungsstörungen. Die Norm unterscheidet zwischen schmal- und breitbandigen Störeinflüssen in allen vier Kombinationen aus Störungen aus der Umgebung und denen des EUT. Die Klassifizierung selbst wird jedoch vorausgesetzt und ist nicht Bestandteil der Norm.

Für jede mögliche oben benannte Kombination der Störeinflüsse gibt CISPR 16-2-3 detektorabhängige zusätzliche Fehler, die auf den Grenzwert addiert werden müssen. Für den Fall, dass die Umgebungsstörung breitbandig und die des EUT schmalbandig ist, ist nach CISPR 16-2-3 keine Messung ohne Superposition möglich. Dieser Beitrag zeigt nachfolgend eine Lösung dafür auf.

## 2 Differenzierung von Störungen aus Umgebung und Messobjekt

### 2.1 Wahl der Messparameter

Es gilt eine Messzeit zu wählen, die größer ist als die Periodendauer aller zeitlichen Prozesse sowohl der Umgebungsstörungen als auch der des Messobjektes. Dazu dient nach IEC 61400-40 [2] die Dauer einer Umdrehung des Windrades. Für eine präzisere Bestimmung wird eine detaillierte zeitliche Analyse des Spektrums vorgenommen. Mit einem Echtzeit-Scan können die zuvor als kritisch beurteilten Frequenzen lückenlos untersucht werden. Ein Messempfänger oder Analyzer mit Echtzeit-Funktionalität (engl. Realtime Mode) sieht auch kürzeste Pulse.

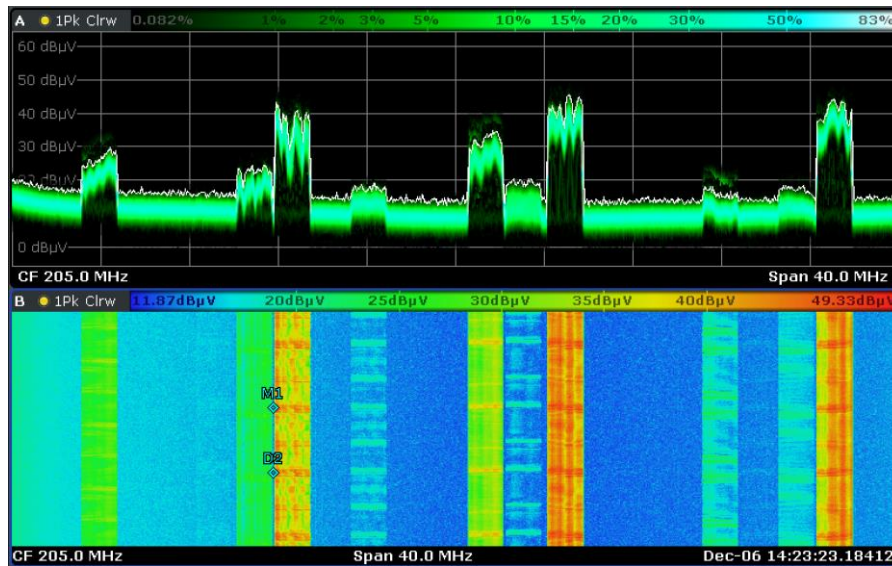
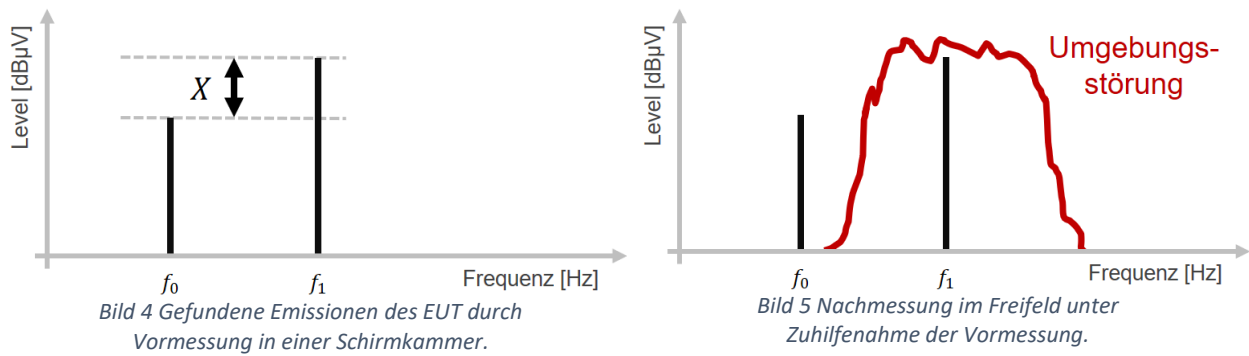


Bild 3 Untersuchung des Echtzeitspektrums im DVB-T Band mit einer Bandbreite von 40 MHz.

In Bild 3 wird das DVB-T Broadcast Band als Umgebungsstörung untersucht. Es ist auf den modulierten Bändern ein gepulstes Verhalten zu erkennen. Der Einfluss des Windrades als Reflektor ist hier zu sehen. Mit einer Periodendauer, die der Drehbewegung entspricht sind die Broadcast Signale stärker oder schwächer zu sehen durch die beständige Änderung des Funkkanals. Dieser Effekt kann ausgenutzt werden, um die Messzeit optimal zu bestimmen. Mittels Markerfunktion wird aus dem Spektrogramm die Periodendauer extrahiert, womit die minimale Messzeit gefunden wurde.

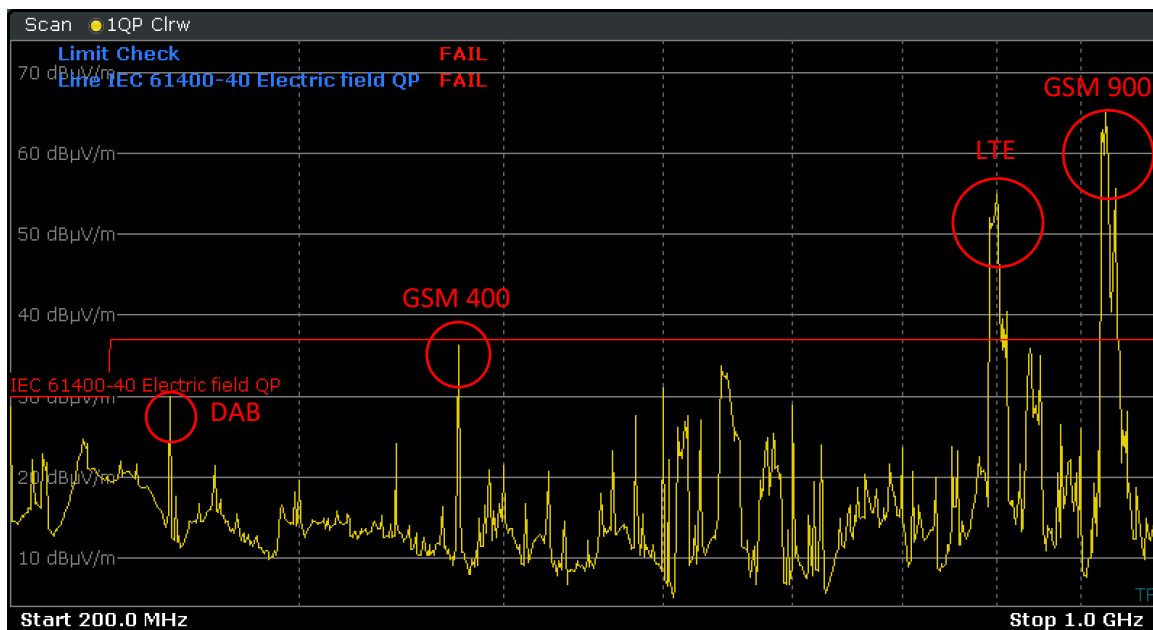
### 2.2 Voruntersuchung mittels Superposition

Im Standard CISPR 16-2-3 [3] wird vorgeschlagen eine Vormessung in einer Schirmkammer durchzuführen. Dies ermöglicht zwar keine pegelrichtige Messung, jedoch eine gute Abschätzung darüber wo Emissionen des EUT zu finden sind und wie diese sich relativ zueinander verhalten. In nachstehender Bild 4 sind zwei in der Schirmkammer gefundene Störpegel  $f_0$  und  $f_1$  des EUT zu sehen, deren relativer Pegelunterschied mit  $X$  bestimmt wird. In der nachfolgenden Freifeldmessung in Bild 5 ist einer der beiden Störer durch Umgebungsstörungen verdeckt, kann jedoch aus der Summe des Pegels von  $f_0$  und  $X$  bestimmt werden.



Diese Methode aus CISPR 16-2-3 [3] eignet sich gut für Messobjekte, die zur Voranalyse in einer Schirmkammer gemessen werden können. Für Objekte wie Windkraftanlagen ist dies jedoch nicht möglich. Daher muss auf eine Leermessung im ausgeschalteten Zustand zurückgegriffen werden.

Dazu wird nachfolgend der Frequenzbereich von 200 MHz bis 1 GHz untersucht. Verwendet wird die Antenne R&S®HL223. Für den Bereich 30 bis 200 MHz kann beispielsweise die Antenne R&S®HK116E verwendet werden. Für die Vormessung wird der Quasi-peak Detektor mit einer Messzeit von 3 s gewählt. In Bild 6 ist das Ergebnis mit Vergleich mit den Limits aus Tabelle 1 dargestellt. Gut zu erkennen sind die Störeinflüsse von Funkdiensten wie DAB, GSM oder LTE. Störer, die sich bis auf 6 dB dem Grenzwert nähern sind zu bewerten und werden für die weiteren Messungen notiert.



Nach erfolgter Leermessung wird das Windkraftrad in verschiedene Lastzustände gesetzt. Ist ein worst-case Szenario definierbar, so muss nur in diesem und dem zuvor beschrieben ausgeschalteten Zustand gemessen werden.



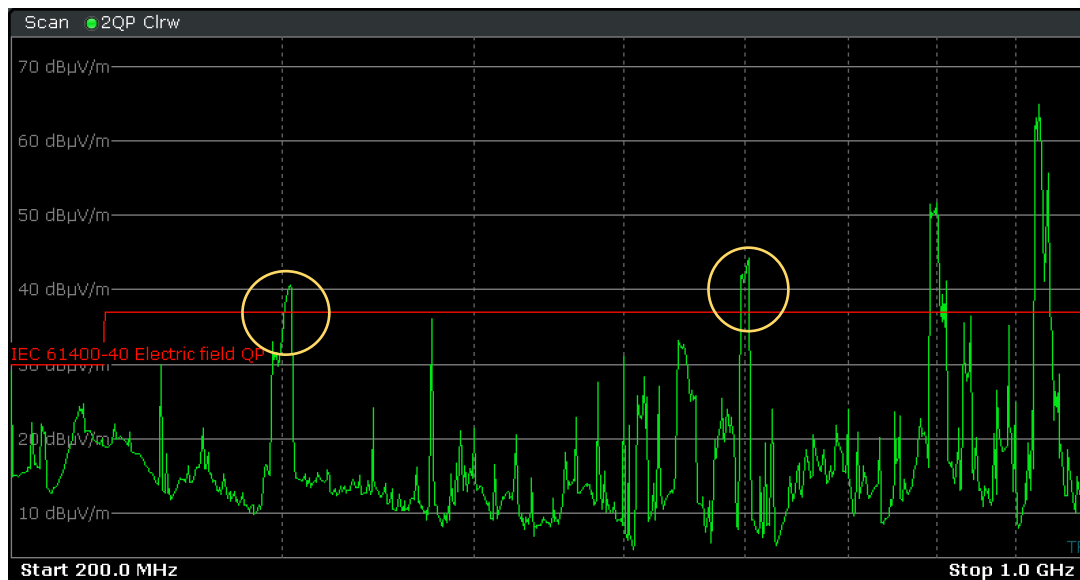


Bild 7 Messung mit eingeschaltetem Windrad mit QP Detektor.

In Bild 7 ist nun die exemplarische Messung unter Last zu erkennen. Nach Abzug der zuvor als Umgebungsstörer erkannten Frequenzen, sind schnell die Peaks bei 300 und 600 MHz als Störer ausgemacht. Im folgenden Schritt wird deren Pegel final gemessen.

### 2.3 Überlagerung von Prüflings- und Umweltemissionen

In den im vorigen Abschnitt als Umweltstörer bewerteten Frequenzbändern kann es auch zu Prüflingsemissionen kommen. In der beschriebenen Methode aus CISPR 16-2-3 [3] mittels Vormessung in einer Schirmkammer (siehe Bild 4 und 5) sind diese Überlagerungen leicht zu finden. Da dies hier nicht möglich ist, benötigt es andere Verfahren. Mit einem Echtzeit Analyzer werden nicht nur kürzeste Pulse sichtbar, sondern auch der Einblick in zeitliche Veränderungen im Spektrum ermöglicht. In der obigen Last-messung in Bild 7 müssen die zuvor als Umweltstörer erkannten Bänder untersucht werden, um schmalbandige Störungen des EUT zu erkennen. Im Nachleuchtmodus (engl. Persistence Mode) kann der Analyzer sich zeitlich unterschiedlich verhaltende Signale visualisieren. Dies wird dadurch erreicht, dass die Häufigkeit, mit der der Amplitudenwert eines Signals auftritt, die Farbe des betreffenden Bildpunktes bestimmt.

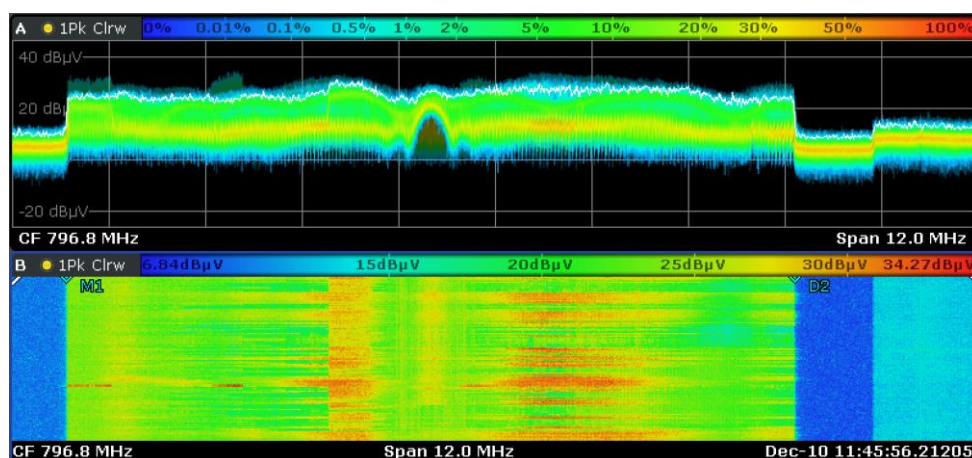


Bild 8 Überlagerung eines schmalbandigen EUT-Störers mit breitbandiger Umweltstörung, gleichzeitig dargestellt im Persistence (oben) und Spektrogramm (unten) Mode.

In Bild 8 ist gut zu erkennen, wie sich ein schmalbandiger Störer im breitbandigen LTE Signal versteckt. Mit Hilfe des Persistence Mode (siehe Bild 8 oben) wird dieser sichtbar, da er dauerhaft präsent ist, während sich das LTE Signal ständig im Pegel ändert. Während ein herkömmliches Spektrum nur den aktuellen Detektorwert liefert, zeigt der Persistence Mode farblich selektiert die Auftrittshäufigkeit des Pegels an. So sind Pegel und zeitliches Verhalten in einem Plot zu sehen, wodurch sich der schmalbandige Störer des EUT leicht erkennen lässt.

Die Störeinflüsse des Messobjekts können auch breitbandig gepulst sein und sich somit ggf. in den Umgebungseinflüssen verstecken. Auch hier bietet eine Real Time Messung Abhilfe. Wie in Bild 9 gut zu erkennen ist, ist der Störer nicht dauerhaft präsent, wird aber dank zeitlicher Darstellung des Spektrums ideal aufgelöst.

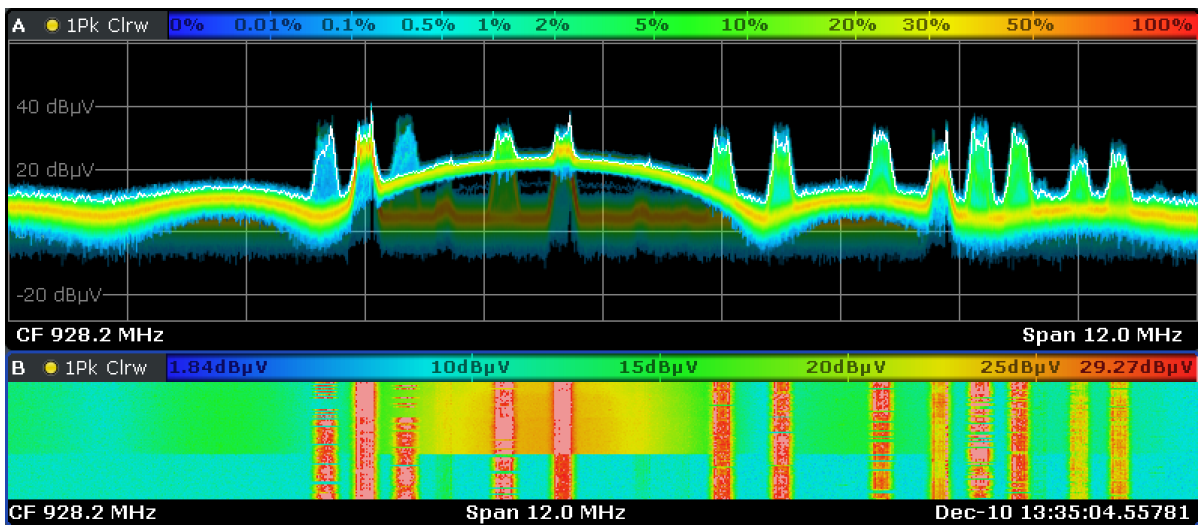


Bild 9 Überlagerung breitbandiger gepulster Störer auf GSM Signal gemessen mit Echtzeit Analyser.

### 3 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurden die Schwierigkeiten von in-situ EMI Messungen an Windkraftanlagen präsentiert. Durch den Einfluss von Umgebungsstörungen und die mangelnde Möglichkeit einer Vormessung in einer Schirmkammer stellt die Klassifizierung von aufgenommenen Störungen den Prüfenieur vor besondere Herausforderung. Mit einem Echtzeit Analysator kann das Zeitverhalten des Spektrums lückenlos vermessen und so überlagerte Störer identifiziert werden. Damit wird die Klassifizierung deutlich erleichtert. Dies unterstützt die Messungen am Aufstellort der Windkraftanlage nach dem Normentwurf IEC 61400-40 und liefert damit einen Beitrag zur Energiewende.

### Literatur

- [1] WindGuard GmbH, Factsheet: Windenergie an Land - Halbjahreszahlen 2019, Abgerufen am 10.12.2019 unter: <https://www.wind-energie.de/themen/zahlen-und-fakten/deutschland/>
- [2] Draft IEC 61400-40 Wind energy generation systems – Part 40: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Requirements and test methods (TC88/724/CD).
- [3] CISPR 16-2-3:2016-09 (Edition 4) Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity – Radiated disturbance measurements.

## **Bestimmung der Fernfeldregion von Windkraftanlagen**

Dipl.-Ing. Sven Fisahn, Leibniz Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik

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

Dr.-Ing. Sebastian Koj, IAV GmbH, EMC & Antenna

M.Sc. Hoang Duc Pham, Leibniz Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik

Dipl.-Ing. Sergei Sandmann, Leibniz Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik

### **Das Manuskript der Präsentation lag bei der Produktion der Kongress Proceedings nicht vor.**

Derzeit existiert noch keine eigene Produktnorm für Störaussendungen von Windkraftanlagen (WKAs), sodass WKAs die Anforderungen der Fachgrundnorm IEC/CISPR11 für sogenannte ISM-Geräte erfüllen müssen. Gemäß dieser Norm sind WKAs der Gruppe 1 und Klasse A zuzuordnen, welche somit auch In Situ gemessen werden können. Im Hinblick auf die heute üblichen Turmhöhen von mehr als 150 m ist dieses auch sinnvoll, da Messungen im Labor oder einer anderen definierten Testumgebung nicht realisierbar sind. Im Hinblick auf die Reproduzierbarkeit sollte dabei immer angestrebt werden, die Emissionsmessungen unter Fernfeldbedingungen durchzuführen, was letztendlich bedeutet, dass ein transversal-elektromagnetisches (TEM) Feld vorliegen muss. Aufgrund der immensen Höhe einer WKA, die um ein Vielfaches größer ist als die normativ geforderte Messentfernung von 30 m, stellt sich die Frage, ob die Messungen überhaupt unter Fernfeldbedingungen durchgeführt werden können.

In diesem Beitrag wird daher die reale Messsituation numerisch untersucht und analysiert. Gemäß IEC/CISPR 16 ist das Magnetfeld im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz mit einer Rahmenantenne zu messen, hingegen das elektrische Feld im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz mit einer bikonischen oder logarithmisch-periodischen Antenne. Die Fußpunktspannungen der o.g. Antennen werden numerisch berechnet. Neben den normativ geforderten Messpunkten im Abstand von 30 m werden auch Messpunkte bis hin zu mehreren Kilometern Entfernung untersucht, um den Abstand der Fernfeldregion zu bestimmen. Der Einfluss der Bodenbeschaffenheiten auf die Fernfeldregion wird ebenfalls untersucht.

Bitte kontaktieren Sie für detaillierte Informationen die Autoren.



# Analyse der Feldverteilung von Windkraftanlagen

M.Sc. Cornelia Reschka, Leibniz Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik

Dr.-Ing. Sebastian Koj, IAV GmbH, EMC & Antenna

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

## 1 Motivation

Die elektromagnetischen Emissionen von Windkraftanlagen (WKAs) dürfen sicherheitsrelevante Funkdienste, wie sie zur terrestrischen Flugnavigation oder auch zur Schiffsnavigation genutzt werden, nicht störend beeinflussen. Zur Überprüfung dieser Anforderung werden diese Störemissionen üblicherweise gemäß der normativen Lage [1], [2] und [3] messtechnisch charakterisiert und mit gegebenen Grenzwerten verglichen. Für diese Messungen wird eine Messentfernung von 30 m vorgeschrieben. Bei dieser Messentfernung kann zwar für elektrisch kleine Strahler von einer homogenen Feldverteilung und Fernfeldbedingungen ausgegangen werden, aber wie bereits in [4], [5] und [6] dargestellt, ist jedoch eine WKA ein elektrisch großer Strahler, man befindet sich noch im reaktiven Nahfeld. Die Feldverteilung bei der geforderten Messentfernung ist nicht unbedingt homogen. Ziel dieser Arbeit ist es daher die Feldverteilung um eine WKA herum mithilfe von numerischen Simulationen zu analysieren. Insbesondere steht hier der Einfluss der Feldverteilung auf die resultierende Messunsicherheit im Fokus [7]. In Ergänzung zu [5] wird in diesem Beitrag die Feldverteilung in vertikaler Richtung berücksichtigt. Weiterhin wird das simulierte elektrische Feld in einer Ebene um eine WKA analysiert.

## 2 Normative Situation

Für reproduzierbare Messungen der magnetischen und elektrischen Emissionen von Windkraftanlagen definieren die CISPR 11 [1] und die CISPR 16 [3] Messpositionen und Frequenzbänder (Tabelle 1). Es werden vier Messpositionen im Abstand von 30 m und 90 m zueinander versetzt um die WKA herum definiert. Eine Darstellung dazu ist in der Technischen Richtlinie (TR9) [2] zu finden, welche eine Präzisierung der Anforderungen nach CISPR 11 in Hinblick auf die Eigenschaften der WKAs darstellt. Die Messungen der Emissionen werden am Aufstell- und Betriebsort (in situ) durchgeführt. Dafür gibt die CISPR 11 zusätzlich zu der Messentfernung von 30 m für das Frequenzband B eine Höhe von 1 m zur Messung des magnetischen Feldes und für die Frequenzbänder C und D jeweils 2 m zur Messung des elektrischen Feldes vor. Für die Messhöhe zur Messung des elektrischen Feldes erlaubt die Norm eine Abweichung von  $\pm 0,2$  m. In [5] wird lediglich der Einfluss einer Abweichung von der definierten Messentfernung analysiert.

CISPR-Band	A	B	C	D
Frequenzbereich	9 kHz – 150 kHz	150 kHz – 30 MHz	30 MHz – 300MHz	300 MHz – 1 GHz

**Tabelle 1:** Frequenzbänder gemäß [3]

In dieser Arbeit wird nun die Feldverteilung in der Nähe der WKA analysiert mit einem besonderen Fokus auf das Höhenverhalten.

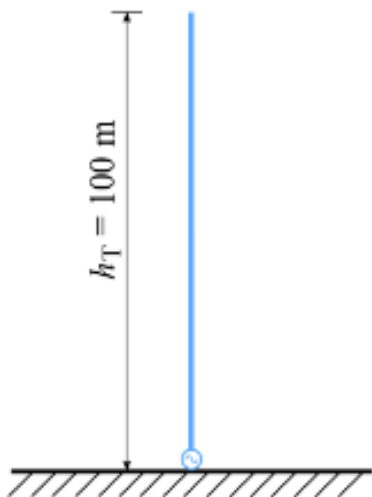
Da die Norm einen Messbereich von 1,8 bis 2,2 m Höhe zulässt, wird insbesondere dieser Bereich untersucht. Des Weiteren ist ebenfalls die Feldverteilung in einer Höhe von 1 bis 4 m Höhe interessant, da dies dem typischen vorgegebenen Messbereich für Emissionsmessungen auf einem Freifeldmessplatz entspricht. Bei der Messung auf dem Freifeldmessplatz soll so die maximale Feldstärke gemessen werden. Die Messung des maximalen Feldes sollte jedoch auch das Ziel für Messungen der Emissionen von WKAs sein, da nur so der worst case betrachtet werden kann. Bei in situ Tests an WKAs mit Turmhöhen von über hundert Metern drängt sich somit die Frage auf, ob entlang der Turmhöhe stärkere Feldstärken zu erwarten sind.

### **3 Simulationen**

Da Messungen an WKAs sehr Zeitaufwendig sind und eine Variation der Höhe bei Messungen von 1 bis 4 m Höhe nur mit speziellem Messequipment möglich sind, werden in dieser Arbeit die Höhenfehler basierend auf Simulationen abgeschätzt. In diesem Abschnitt wird zunächst das Simulationsmodell vorgestellt und im Anschluss daran die Simulationsergebnisse präsentiert.

#### **3.1 Simulationsmodell**

Für die Analyse der Feldverteilung um eine WKA wird in dem Feldsimulator FEKO von Altair [8] ein Simulationsmodell erstellt. Ein reales Modell einer WKA ist sehr komplex. Um den dadurch entstehenden hohen Rechenaufwand zu vermindern wird die WKA durch ein Monopol angenähert. Das verwendete Simulationsmodell ist in Bild 1 dargestellt. Der Monopol hat eine Höhe von  $h=100$  m und wird durch eine ideale Wechselspannungsquelle mit konstanter Amplitude gespeist. Die unendlich große Massefläche ist ideal elektrisch leitend. Dieses Simulationsmodell orientiert sich an dem in [4] verwendeten Modell welches genutzt wird, um den Einfluss des Turms auf das Feld einer Windkraftanlage zu analysieren. In [4] wird auch die gute Übereinstimmung der simulierten Felder mit real gemessenen Feldwerten gezeigt. Durch die Verwendung dieses Modells sowohl in dieser Arbeit wie auch in [5] sind die Ergebnisse des Einflusses einer Abweichung der von der CISPR 11 definierten Messentfernung aus [5] mit dem in dieser Arbeit untersuchten Höheneinfluss direkt vergleichbar.



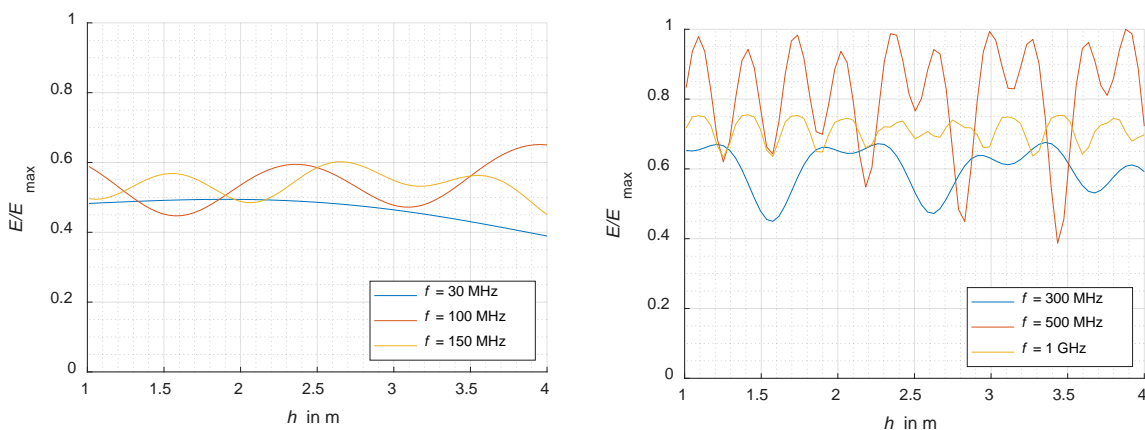
**Bild 1:** Simulationsmodell

Da das magnetische Feld sowohl bei Messungen auf einem Freifeldmessplatz wie auch bei in situ Messungen nur in 1 m Höhe gemessen wird, wird nur die Feldverteilung des elektrischen Feldes in unterschiedlichen Höhen untersucht.

Zur Untersuchung des elektrischen Feldes wird aufgrund der in Abschnitt 2 vorgestellten normativen Situation im Folgenden die Feldverteilung in der Höhe von 1 bis 4 m untersucht, wobei ein besonderer Fokus auf den Höhenbereich von 1,8 bis 2,2 m gelegt wird.

### 3.2 Simulationsergebnisse

Die elektrische Feldstärke im Abstand von 30 m zum Turmmodell wird für die diskreten Frequenzen 30 MHz, 100 MHz, 150 MHz, 300 MHz, 500 MHz und 1 GHz untersucht. Diese sind in Bild 2 auf die im genannten Höhenbereich maximal auftretende Feldstärke normiert.



**Bild 2:** Elektrisches Feld normiert auf maximales Feld im Höhenabschnitt von 1 bis 4 m für ausgewählte diskrete Frequenzen

In Bild 2 ist deutlich zu erkennen, dass sich Minima und Maxima ausbilden. Dieser Effekt zeigt sich auch schon für die Entfernungsunsicherheit in [5]. Besonders deutlich zu sehen ist er für die Frequenzen 100 MHz oder 500 MHz. Es ist zu erkennen, dass die Dichte von lokalen Extremwerten im betrachteten Höhenbereich mit der Frequenz ansteigt.

## 4 Auswertung

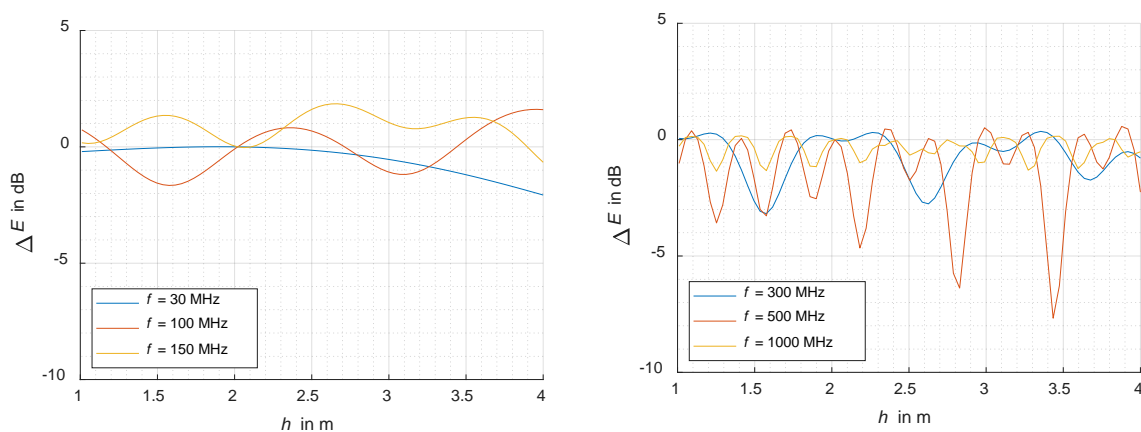
Die Simulationsergebnisse aus Abschnitt 3 zeigen ein deutliches Wellenverhalten. In diesem Abschnitt soll die Auswirkung dieses Verhaltens auf die Messergebnisse untersucht werden.

### 4.1 Einfluss der Höhe auf das Messergebnis

Das in Bild 2 deutlich erkennbare Wellenverhalten der Verteilung der elektrischen Feldstärke zeigt, dass schon eine geringe Abweichung von der in der Norm geforderten Messhöhe von 2 m einen signifikanten Unterschied bei der gemessenen Feldstärke bedeuten kann. Um die dadurch entstehende Abweichung  $\Delta E(h)$  des elektrischen Feldes vom Normpunkt entlang der Höhe  $h$  abschätzen zu können, werden die elektrischen Feldstärken  $E(h)$  aller Höhen auf die elektrische Feldstärke bei 2 m Höhe  $E(h_{2m})$  normiert und logarithmiert:

$$\Delta E(h) = 20 \log \left( \frac{E(h)}{E(h_{2m})} \right).$$

Die so bestimmte Abweichung der elektrischen Feldstärke wird für die ausgewählten Frequenzen aus Abschnitt 3 in Bild 3 dargestellt.



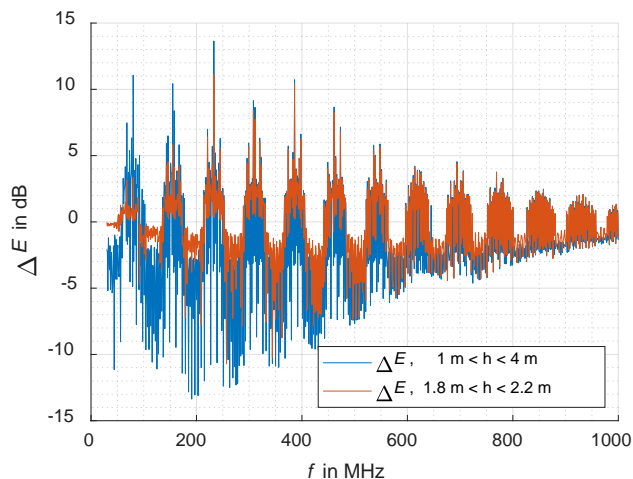
**Bild 3:** Abweichung der elektrischen Feldstärke entlang der Höhe  $h$  für ausgewählte Frequenzen

Wird der Höhenbereich von 1,8 bis 2,2 m betrachtet, ergeben sich bei den Frequenzen bis 150 MHz Abweichungen von etwa 2 dB. In diesem Höhenbereich kommt es jedoch bei 500 MHz zu Abweichungen von über 4,5 dB. Wird nicht nur der von der Norm für in situ vorgesehene Höhenbereich für Messungen von 1,8 bis 2,2 m betrachtet, sondern der Höhenbereich für Freifeldmessungen von 1 bis 4 m ergeben sich Abweichungen von über 7,5 dB. Es ist somit deutlich zu erkennen, dass die Abhängigkeit des elektrischen Feldes von der Höhe bei den Messungen nicht vernachlässigt werden sollte.



## 4.2 Frequenzabhängigkeit der Abweichung

In dem vorangegangenen Abschnitt lässt sich deutlich erkennen, dass die Frequenz einen signifikanten Einfluss auf die Höhenabhängigkeit der Messergebnisse hat. Daher wird in Bild 4 die Abweichung der Feldstärke zu dem Bezugspunkt in 2 m Höhe über den Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz untersucht. Für jede Frequenz wird die maximale Abweichung des Feldes zu der Bezugshöhe berechnet. Die Abweichungen in dem von der Norm zugelassenen Bereich für in situ Messungen von 1,8 bis 2 m werden in Rot dargestellt, in Blau der Bereich für Messungen auf einem Freifeldmessplatz von 1 bis 4 m.



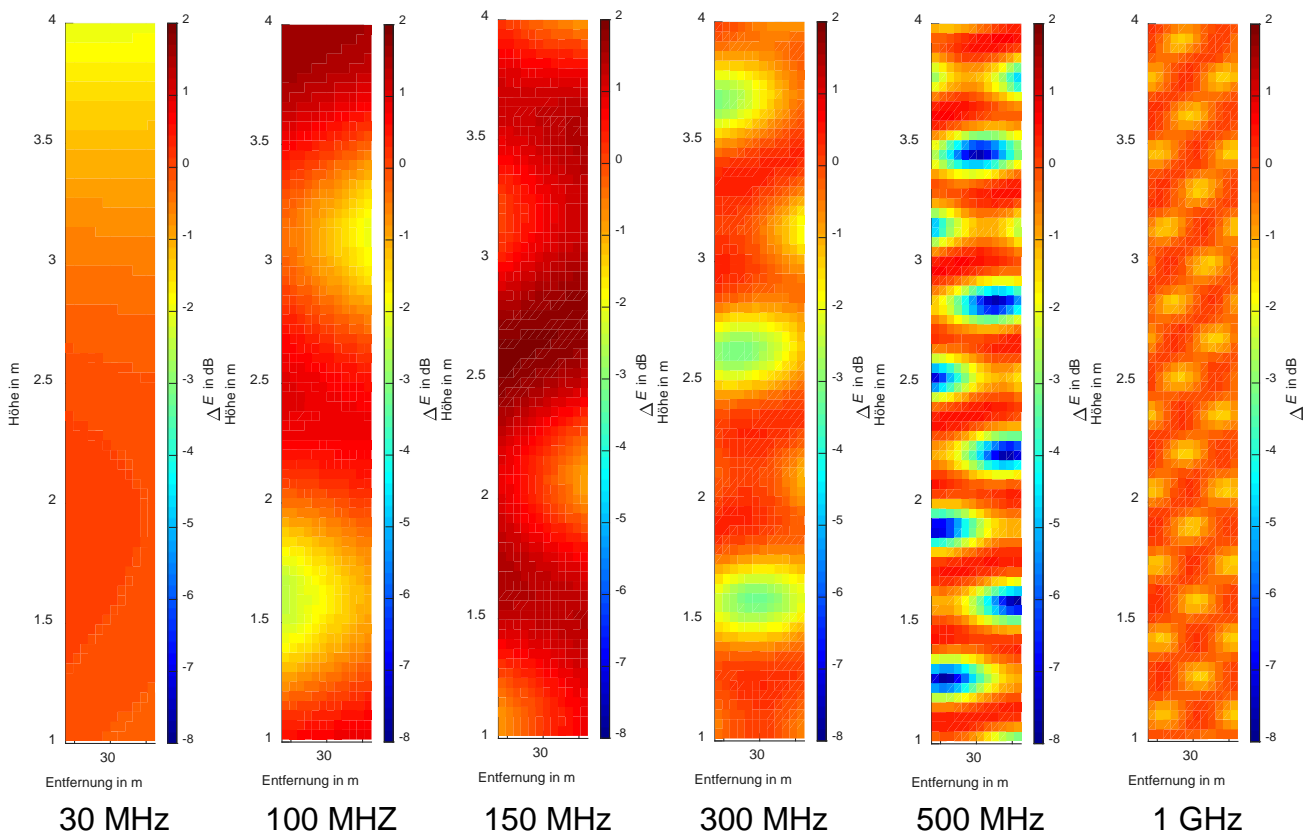
**Bild 4:** Abweichung der elektrischen Feldstärke im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz

In Bild 4 ist deutlich zu erkennen, dass die Abweichung mit steigender Frequenz kleiner wird und von über 13 dB um 200 MHz auf unter 2 dB ab etwa 900 MHz sinkt. Aus diesen Erkenntnissen lässt sich schließen, dass insbesondere im tieferen Frequenzbereich eine Abtastung der Höhe erstrebenswert ist.

## 5 Zweidimensionale Verteilung des elektrischen Feldes

In diesem Abschnitt werden die in diesem Paper vorgestellten Ergebnisse des Einflusses der Höhe mit den in [5] gewonnenen Erkenntnissen bezüglich des untersuchten Einflusses der Entfernung auf das Messergebnis zusammengeführt. Dazu wird mit dem in Abschnitt 3 vorgestellten Simulationsmodell in FEKO eine Fläche im Abstand von 29,75 bis 30,25 m zum Monopol und einer Höhe von 1 bis 4 m simuliert.

Die Auswertung erfolgt analog zum Abschnitt 4. In diesem Fall wird zur Ermittlung der Abweichung der von der Norm vorgesehen Punkt in 30 m Entfernung und 2 m Höhe  $E(r_{30m}, h_{2m})$  genutzt. Da in diesem Abschnitt sowohl die Höhe wie auch die Entfernung dargestellt werden, wird die Abweichung  $\Delta E$  der Feldstärke vom Normpunkt farblich dargestellt. In Bild 5 werden die Abweichungen zum Normpunkt für die Frequenzen 30 MHz, 100 MHz, 150 MHz, 300 MHz, 500 MHz und 1 GHz dargestellt. Wie schon in Abschnitt 4.2 deutlich zu erkennen ist, treten bei 500 MHz die größten Abweichungen zum Normpunkt mit über 7,5 dB auf.



**Bild 5:** Abweichung der elektrischen Feldstärke für ausgewählte Frequenzen im Abstand von 29,75 bis 30,25 m und der Höhe von 1 bis 4m

## 6 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wird gezeigt, dass das elektrische Feld um eine Windkraftanlage in einem Abstand von 30 m nicht homogen ist. Anhand der Simulationen wird deutlich, dass die Feldstärke selbst über dem gewählten Höhenabschnitt von 1,8 bis 2,2 m bzw. 1 bis 4 m variiert. In den Abschnitten 3 und 4 wird gezeigt, dass die Feldstärke eine wellenartige Verteilung aufweist. Ebenso zeigen die in den Bildern 4 und 5 dargestellten Simulationsergebnisse deutlich, dass es zur Bildung von Minima und Maxima in der Feldstärke kommt. Durch diese kann es zu Abweichungen von über 13 dB gegenüber der Messung bei normativ geforderter Höhe kommen.

Um sicherzustellen, dass die maximalen Emissionen ermittelt werden, ist es dabei sinnvoll, das Feld sowohl horizontal wie auch vertikal um den vorgeschriebenen Messpunkt abzutasten. Hilfreich und empfehlenswert ist es dabei, sich an den Vorgaben der Messungen auf einem Freifeldmessplatz zu orientieren.

## Literatur

- [1] IEC/CISPR 11: Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement
- [2] Technical Guidelines for Wind Turbines (FGW Guideline) Part 9: Determination of High Frequency Emissions from Renewable Power Generating Units
- [3] IEC/CISPR 16-2-3: 2010 + A1 2010: Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity – Radiated disturbance measurements
- [4] S. Koj, C. Reschka, S. Fisahn and H. Garbe: Radiated electromagnetic emissions from wind energy conversion systems, 2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI), Washington, DC, 2017, pp. 243-248, doi: 10.1109/ISEMC.2017.8077874
- [5] C. Reschka, S. Koj, S. Fisahn and H. Garbe: Measurement uncertainty caused by distance error during in situ tests of wind turbines, Adv. Radio Sci., 17, 1–7, 2019, <https://doi.org/10.15488/8801>
- [6] S. Koj: Messunsicherheit bei in situ Tests der elektromagnetischen Verträglichkeit von Windkraftanlagen, sierke, 2019, ISBN 13: 978-3-96548-039-1
- [7] S. Koj, A. Hoffmann, H. Garbe: Measurement uncertainty of radiated electromagnetic emissions in in situ tests of wind energy conversion systems, Adv. Radio Sci., vol. 16, 13-22, <https://doi.org/10.5194/ars-16-13-2018>, 2018
- [8] Altair Engineering GmbH, Calwer Straße 7, 71034 Böblingen, Germany, <http://www.feko.info>, <http://www.altair.com>, 2015



# Potentiale der kombinierten H- und E-Feldmessung für die Bestimmung von Spannungs- und Stromverteilungen in Leiterbahnen

M.Sc. Anika Henke, Technische Universität Dortmund, Deutschland

M.Sc. Robert Jan Nowak, Technische Universität Dortmund, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, Deutschland

## 1 Einleitung

Die Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit gehört zu den Anforderungen an Elektronikkomponenten. Hierbei muss auch die feldgebundene Störaussendung von Platinen bestimmt werden. Stellt sich dabei heraus, dass ein nicht tolerierbares Maß an Störungen verursacht wird, so ist häufig die genaue Lokalisierung der Störquellen von Interesse. Hierzu sollten primär die Leiterbahnen als abstrahlende Strukturen untersucht werden. Auf Platinen ist die direkte Messung der Ströme und Spannungen aufgrund der schlechten Zugänglichkeit der Messpunkte und der Problematik der Rückwirkungsfreiheit kaum möglich. Nahfeldmessungen oberhalb einer Platine können helfen, die Ströme zu identifizieren. Mit den Messdaten kann die Stromverteilung auf den in ihrer Lage als bekannt angenommenen Leiterbahnen rekonstruiert werden. Für diese Rekonstruktion können verschiedene Feldmodelle verwendet werden. Ein möglicher Ansatz ist die Momentenmethode [1]. Dem gegenüber steht eine Feldmodellierung mit Hilfe von Hertzschen Dipolen [2], [3]. Bisher wurden hauptsächlich Magnetfelddaten für die Rekonstruktion verwendet.

In dem vorliegenden Beitrag werden neben den magnetischen Nahfelddaten auch elektrische Feldmessungen zur Rekonstruktion verwendet. Die Verwendung des elektrischen Feldes zur Rekonstruktion der Stromverteilung wurde auch in [4] und [5] untersucht. Dabei modelliert [4] das elektrische und magnetische Feld auf Basis von Dipolen. [5] untersucht lediglich das elektrische Feld und modelliert dieses anhand von Greenschen Funktionen. Der hier vorgestellte neue Ansatz unterscheidet sich in verschiedenen Punkten von [4] und [5]. Zunächst wird wie in [6] zusätzlich die Information über die Lage der Leiterbahnen verwendet und die Leitungstheorie als Randbedingung für die zu rekonstruierenden Stromverteilungen verwendet. Außerdem wird ein anderer Ansatz zur simultanen Betrachtung der elektrischen und magnetischen Felddaten als in [4] verwendet. Es werden einlagige Platinen mit durchgängigen Masseflächen betrachtet, auf denen sich mehrere Leiterbahnen befinden. Modelliert werden diese als Stromfäden über einer ideal leitfähigen und unendlich ausgedehnten Massefläche. Position und Ausbreitungseigenschaften der Leitungen werden als bekannt angenommen. Weitere Platinenkomponenten werden nicht berücksichtigt.

## 2 Das inverse Problem der Stromrekonstruktion basierend auf magnetischen Nahfelddaten

Wie in verschiedenen Veröffentlichungen gezeigt wird, eignen sich grundsätzlich Hertzsche Dipole zur Modellierung einer beliebigen magnetischen Nahfeldverteilung. In diesem Beitrag werden analog zu [2] und [3] Dipole an die Position der Leiter gesetzt. Anders als in [7] wird ein Zusammenhang zwischen dem Magnetfeld und der tatsächlichen Stromverteilung gebildet. Mathematisch folgt analog zu [2] ein Gleichungssystem zwischen den

zu bestimmenden Strömen  $I$  der Dipole und dem Vektor der bekannten magnetischen Nahfelddaten  $H$ :

$$H = \Psi_{\text{HI,Dipol}} I \quad (1)$$

Die Matrix  $\Psi_{\text{HI,Dipol}}$  beinhaltet somit die Feldbeschreibung der Dipole, die von der Lage der Beobachtungspunkte, Dipole und Leiter abhängt. Auch die Frequenz und das Ausbreitungsmedium sind hier berücksichtigt.

Für eine hinreichend große Anzahl an Nahfelddaten folgt ein überbestimmtes Gleichungssystem. Dieses wird typischerweise mit einem Least-Squares-Ansatz gelöst, um die Dipolströme zu bestimmen [3], [7]. Diese weisen jedoch, wie in [3] beschrieben, häufig einen nicht physikalischen Verlauf auf – entlang der Leitung wird eine unstetige Stromverteilung rekonstruiert. Um dies zu vermeiden kann die Leitungstheorie zur Beschreibung der Stromverteilung wie in [2] oder [6] verwendet werden:

$$I(z) = I_{\text{hin}} \exp(-\gamma z) - I_{\text{rück}} \exp(\gamma z). \quad (2)$$

Für alle Elemente lässt sich damit ein Matrix-Vektor-Zusammenhang aufstellen:

$$I = \Psi_{\text{TL}} I_{\text{red}}. \quad (3)$$

Der zu bestimmende Vektor  $I$  wird dabei über die Matrix  $\Psi_{\text{TL}}$  mit dem reduzierten Stromvektor  $I_{\text{red}}$  verknüpft. Während die Matrix  $\Psi_{\text{TL}}$  die Ausbreitungseigenschaften auf den Leitungen beinhaltet, sind in dem Vektor  $I_{\text{red}}$  lediglich die mit Hilfe der Leitungstheorie modellierten hin- und rücklaufenden Stromwellen notiert. Es folgt somit das inverse Problem

$$H = \Psi_{\text{HI,Dipol}} \Psi_{\text{TL}} I_{\text{red}}. \quad (4)$$

Durch diesen Ansatz wird also die Anzahl der Unbekannten deutlich reduziert: Anstelle der zuvor gesuchten Stromwerte für jeden einzelnen Dipol entlang der Leitung werden nun für jedes geradlinige Leiterstück nur noch eine hin- und eine rücklaufende Stromwelle gesucht.

Realistische Leiteranordnungen umfassen nicht nur gerade Leiterstücke, sondern auch abknickende Leiter. Als Nebenbedingung an solchen Knickstellen zwischen den Leiterstücken werden Stetigkeit des Stromes und der Spannung gefordert, was durch die Matrix  $A_{\text{eq}}$  ausgedrückt wird [6]. Es folgt damit der Ansatz zur Rekonstruktion mit

$$\min_{I_{\text{red}}} \left\| \Psi_{\text{HI,Dipol}} \Psi_{\text{TL}} I_{\text{red}} - H \right\|_2^2 \text{ mit } A_{\text{eq}} I_{\text{red}} = \mathbf{0}. \quad (5)$$

### 3 Formulierung des inversen Problems auf Basis elektrischer Nahfelddaten

Analog zu (1) wird wie beispielsweise auch in [5] eine Formulierung gesucht, durch welche die gesuchte Stromverteilung mit dem elektrischen Nahfeld verknüpft wird. Hierzu werden im Weiteren zwei Ansätze präsentiert.

#### 3.1 Modellierung des elektrischen Feldes mit einem Potentialansatz

Zur Modellierung des elektrischen Feldes werden das elektrische Skalarpotential  $\varphi$  und das magnetische Vektorpotential  $A$  verwendet. Entsprechend wird dieser Ansatz im weiteren Verlauf als Potentialansatz bezeichnet. Das elektrische Feld wird unter der Annahme quasistationärer Verhältnisse und der Coulomb-Eichung gemäß

$$E = -\text{grad}(\varphi) - j\omega A \quad (6)$$

bestimmt [8]. Dabei werden die Leiter in fadenförmige Segmente diskretisiert, auf denen jeweils ein konstanter Strom angenommen wird. Diese Segmente bilden die Quelle für das elektrische Feld. Für ein solches Segment der Länge  $l$ , das in  $x$ -Richtung ausgerichtet und im Ursprung zentriert ist sowie den Strom  $I$  in Richtung der  $x$ -Achse führt, gilt für die Stromdichte

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) = \delta(y)\delta(z)\text{rect}\left(\frac{x}{l}\right) I \cdot \mathbf{e}_x, \quad (7)$$

wobei die Rechteckfunktion durch

$$\text{rect}(x') = \begin{cases} 1 & , |x'| \leq 0,5 \\ 0 & , |x'| > 0,5 \end{cases} \quad (8)$$

definiert wird und  $\mathbf{r} = (x \ y \ z)^T$  der Ortsvektor ist. Mit  $\delta(\cdot)$  wird die Deltadistribution bezeichnet. Die zugehörige Ladungsdichte wird über die Kontinuitätsgleichung berechnet [8]:

$$\rho = -\frac{1}{j\omega} \text{div}(\mathbf{J}). \quad (9)$$

Aufgrund der Identität

$$\text{div}(\mathbf{J}) = \frac{d}{dx} \mathbf{J} \cdot \mathbf{e}_x + \frac{d}{dy} \mathbf{J} \cdot \mathbf{e}_y + \frac{d}{dz} \mathbf{J} \cdot \mathbf{e}_z \quad (10)$$

muss zur Bestimmung der Volumenladungsdichte  $\rho$  Gleichung (7) lediglich nach  $x$  abgeleitet werden. Die Rechteckfunktion ist aufgrund ihrer Unstetigkeit formal nicht differenzierbar. Mit Hilfe von Deltadistributionen kann dennoch ein Ausdruck für die Ableitung gefunden werden. Für die Volumenladungsdichte ergibt sich die Ladungsdichte zweier Punktquellen:

$$\rho(\mathbf{r}) = -\frac{I}{j\omega} \delta(y)\delta(z) \left( \delta\left(x + \frac{l}{2}\right) - \delta\left(x - \frac{l}{2}\right) \right). \quad (11)$$

Mit der Stromverteilung aus Gleichung (7) und der Ladungsdichte aus Gleichung (11) werden nun die Potentiale mit

$$(a) \quad \mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{V_q} \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}_q)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_q|} dV_q \quad (b) \quad \varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_{V_q} \frac{\rho(\mathbf{r}_q)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_q|} dV_q \quad (12)$$

bestimmt. Es ergeben sich die folgenden Zusammenhänge:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{I\mu}{4\pi} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \frac{\mathbf{e}_x}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_q|} dx_q = -\mathbf{e}_x \frac{I\mu}{4\pi} \left[ \text{arsinh}\left(\frac{\left(x - \frac{l}{2}\right)}{\sqrt{y^2 + z^2}}\right) - \text{arsinh}\left(\frac{\left(x + \frac{l}{2}\right)}{\sqrt{y^2 + z^2}}\right) \right], \quad (13)$$

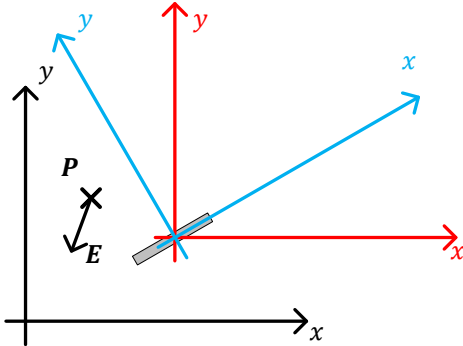
$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{-I \left[ \frac{1}{r^+} - \frac{1}{r^-} \right]}{4\pi\epsilon j\omega} \quad \text{mit } r^+ = \sqrt{\left(x + \frac{l}{2}\right)^2 + y^2 + z^2}, r^- = \sqrt{\left(x - \frac{l}{2}\right)^2 + y^2 + z^2}. \quad (14)$$

Gemäß Gleichung (6) ergibt sich das elektrische Feld unter Verwendung des Gradienten

$$-\text{grad}(\varphi) = \frac{I}{4\pi\epsilon j\omega} \left[ \frac{-1}{(r^+)^3} \begin{pmatrix} \left(x + \frac{l}{2}\right) \\ y \\ z \end{pmatrix} + \frac{1}{(r^-)^3} \begin{pmatrix} \left(x - \frac{l}{2}\right) \\ y \\ z \end{pmatrix} \right] \quad (15)$$

zusammen mit Gleichung (13). Insgesamt kann nun das elektrische Feld für ein Leitersegment, welches in  $x$ -Richtung ausgerichtet ist und um den Ursprung zentriert liegt, bestimmt werden.

Um beliebige Ausrichtungen und Positionen von Segmenten abbilden zu können, werden Koordinatentransformationen verwendet. In Bild 1 werden die benötigten Koordinatensysteme vereinfacht für den zweidimensionalen Fall skizziert. Das betrachtete Segment wird in grau dargestellt. Am Beobachtungspunkt  $P$  soll das elektrische Feld  $E$ , das von diesem Segment verursacht wird, bestimmt werden. Das globale Koordinatensystem ist in schwarz gekennzeichnet.



**Bild 1:** Skizze der verschiedenen Koordinatensysteme für die verallgemeinerte Betrachtung.

Die Translation nicht durchzuführen. Damit ist also das von einem Segment beliebiger Lage und Ausrichtung an einem beliebigen Beobachtungspunkt verursachte Feld bestimmbar. Die Bestimmung der Felder, die aus mehreren Segmenten resultieren, erfolgt durch die Überlagerung der einzelnen Felder. Daraus ergibt sich insgesamt ein Matrix-Vektor-Zusammenhang der Form

$$\mathbf{E} = \Psi_{\text{EI,Potential}} \mathbf{I}. \quad (16)$$

Für die Berechnung werden zunächst die globalen Koordinaten des Beobachtungspunktes mittels einer Translation in das rot dargestellte Koordinatensystem überführt. Durch eine Drehung (im dreidimensionalen Fall zwei Drehungen) werden die Koordinaten des Beobachtungspunktes im blau dargestellten Koordinatensystem angegeben. In diesem Koordinatensystem liegt das Segment ausgerichtet in  $x$ -Richtung und zentriert im Ursprung vor. Hier erfolgt nun die Berechnung entsprechend Gleichung (6). Das Ergebnis  $E$  wird danach aus den blauen wieder in die roten Koordinaten zurückgedreht. Da der Beobachtungspunkt  $P$  bereits bekannt ist, ist die Translation

### 3.2 Modellierung des elektrischen Feldes mit Hertzischen Dipolen

Grundsätzlich kann ein ähnlicher Zusammenhang auch über die Verwendung des bereits für die Modellierung des magnetischen Feldes genutzten Dipolmodells bestimmt werden. Dazu wird das in [9] beschriebene Verfahren genutzt: Unter der Annahme, dass am Beobachtungspunkt kein leitfähiges Medium vorhanden ist, gilt der Zusammenhang

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \text{rot}(\mathbf{H}) \quad (17)$$

zwischen dem elektrischen und dem magnetischen Feld. Damit wird aus Gleichung (1) die entsprechende Formulierung für das elektrische Feld berechnet:

$$\mathbf{E} = \Psi_{\text{EI,Dipol}} \mathbf{I}. \quad (18)$$

## 4 Simultane Berücksichtigung des E- und H-Feldes im inversen Problem

Elektrische und magnetische Felddaten können jetzt auch simultan zur Rekonstruktion genutzt werden. Dazu werden beide Formulierungen gemeinsam in einem Gleichungssystem betrachtet, hier exemplarisch für die Modellierung aus Abschnitt 3.1 dargestellt:

$$\begin{pmatrix} \alpha_H \mathbf{H} \\ \alpha_E \mathbf{E} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_H \Psi_{\text{HI,Dipol}} \\ \alpha_E \Psi_{\text{EI,Potential}} \end{pmatrix} \Psi_{\text{TL}} \mathbf{I}_{\text{red}}. \quad (19)$$

Grundsätzlich sind die Einheiten und auch die Größenordnungen der Felddaten des elektrischen und magnetischen Feldes unterschiedlich. Beide Datenquellen sollen jedoch

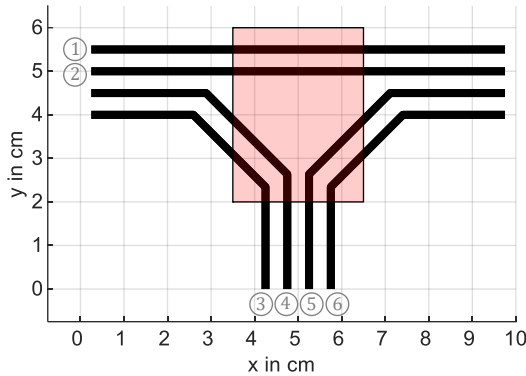


mit dem gleichen Gewicht in der Lösung des inversen Problems berücksichtigt werden. Deshalb werden über die Vorfaktoren

$$(a) \quad \alpha_H = \frac{1}{\|\mathbf{H}_{\text{mess}}\|_2}, \quad (b) \quad \alpha_E = \frac{1}{\|\mathbf{E}_{\text{mess}}\|_2} \quad (20)$$

Einheiten und Größenordnungen aneinander angepasst, sodass eine ähnliche Gewichtung beider Felder in der Rekonstruktion erreicht wird.

## 5 Validierung der Modellierungsansätze und Rekonstruktionsergebnisse



**Bild 2:** Skizze der untersuchten Leiteranordnung. Rot markiert ist der Bereich, in dem die Felddaten aufgenommen werden.

diesem Beitrag werden anders als in [6] nur 63 gleichmäßig über die rot dargestellte Fläche verteilte Abtastpunkte verwendet, die sich 7 mm über der Massefläche befinden. Beispielhaft werden die Rekonstruktionsergebnisse für Leiter 3 bei einer Frequenz von 500 MHz betrachtet.

Die oben beschriebenen Vorgehensweisen zur Rekonstruktion werden anhand von Simulationen validiert. Die in Bild 2 skizzierte Leiteranordnung aus sechs Leitern wird untersucht, die jeweils einen Radius von 0,1 mm haben und sich in einer Höhe von 1,5 mm über der Massefläche befinden. Diese Konfiguration wurde auch bereits für die in [6] gezeigten Untersuchungen verwendet. Die Leiter werden über Thévenin-Quellen jeweils am nummerierten Ende angeregt und am anderen Ende über einen Widerstand zur Masse hin abgeschlossen.

Außerdem werden sie in Segmente mit einer maximalen Länge von 2,1 mm diskretisiert. In

Zur Validierung der Rekonstruktionsergebnisse und als Quelle für die Felddaten wird das numerische Feldsimulationsprogramm CONCEPT-II [10] genutzt. Die Stromverteilungen lassen sich direkt vergleichen. Aus den rekonstruierten hin- und rücklaufenden Wellen werden unter Verwendung des Leitungswellenwiderstandes  $Z_0$  die Spannungsverläufe analytisch bestimmt:

$$U(z) = I_{\text{hin}} Z_0 \exp(-\gamma z) + I_{\text{rück}} Z_0 \exp(\gamma z). \quad (21)$$

Ein Vergleich dieser Spannungen ist zunächst jedoch nicht möglich, da von CONCEPT-II keine Spannungen entlang von Leitungen berechnet werden. Es liegen jedoch die Ladungsdichteverteilungen  $\rho$  vor. Deshalb werden die rekonstruierten Spannungsverläufe  $U$  mit Hilfe der Kapazitätsbeläge  $C'$  der Leitungen und des Zusammenhanges

$$\rho = C' \cdot U \quad (22)$$

in Ladungsdichten umgerechnet. Diese können im weiteren Verlauf mit den aus CONCEPT-II extrahierten Ergebnissen verglichen werden.

Reale Messdaten sind immer rauschbehaftet. Deshalb werden aus den direkt aus CONCEPT-II gewonnenen idealen Felddaten  $\mathbf{K} = \{\mathbf{H}, \mathbf{E}\}$  nun verrauschte Messwerte generiert. Dazu wird ein Rauschmodell der Form

$$K_{\text{verrauscht},i} = K_i \cdot n_{p,i} + n_{HG,i} \quad (23)$$

für die einzelnen Datenpunkte des verrauschten, gemessenen Feldvektors  $\mathbf{K}_{\text{verrauscht}}$  angenommen. Hierbei werden also ein Hintergrundrauschen (Index HG) sowie ein Pegelrauschen (Index P) modelliert. Es werden standardnormalverteilte Zufallsvektoren  $\tilde{\mathbf{n}}_k$  mit der Größe des Feldvektors generiert. Ausgehend davon werden das Pegelrauschen  $\mathbf{n}_{\text{P, in dB}}$  und Hintergrundrauschen  $\mathbf{n}_{\text{HG}}$  wie folgt realisiert:

$$\mathbf{n}_{\text{P, in dB}} = 10^{\sqrt{\hat{n}_{\text{P}}} \cdot \tilde{\mathbf{n}}_1 / 20} \text{ mit } \hat{n}_{\text{P}} = 2 \text{ dB}, \quad (24)$$

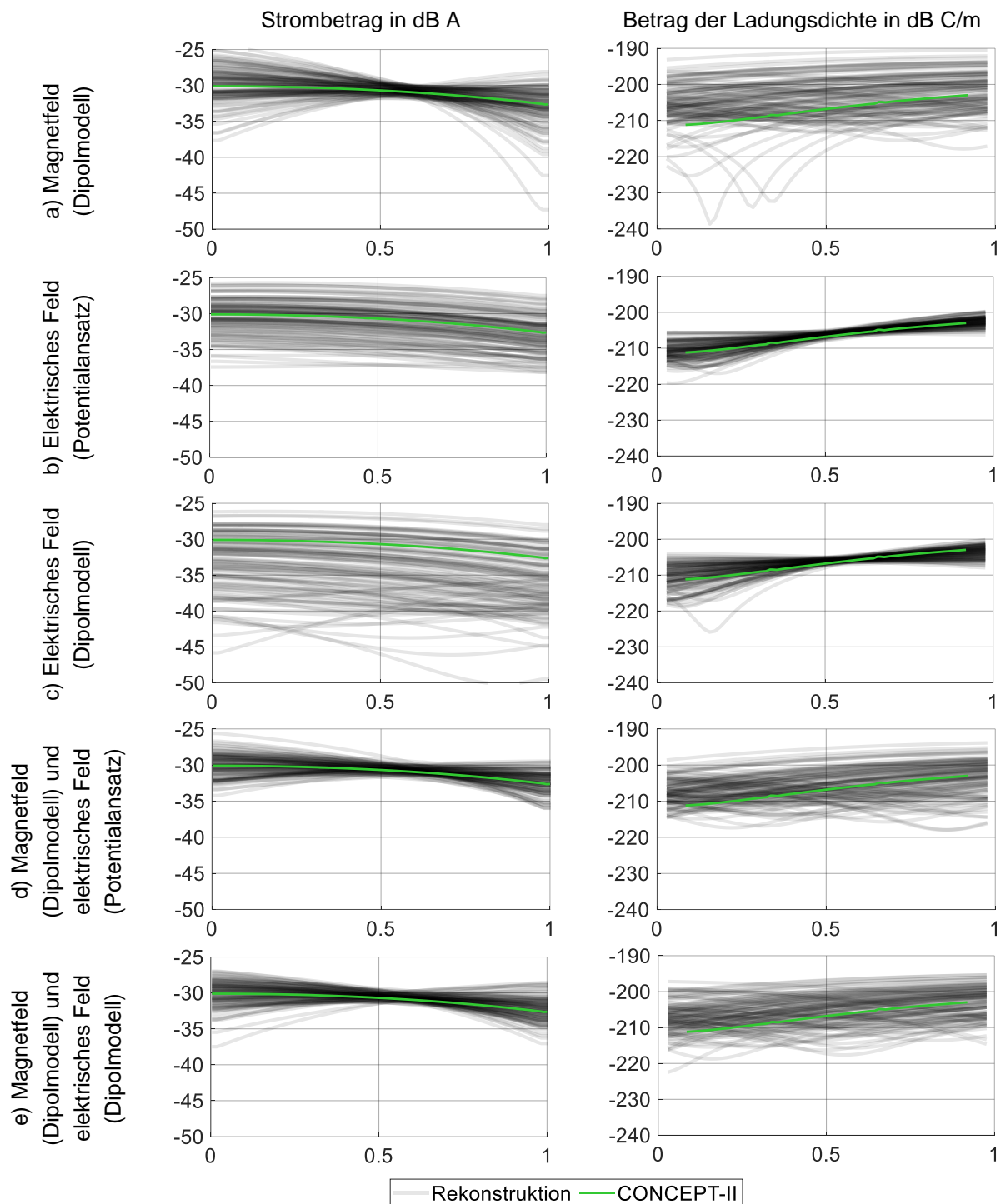
$$\mathbf{n}_{\text{HG}} = \hat{n}_{\text{HG}} \cdot \frac{(\tilde{\mathbf{n}}_2 + j \cdot \tilde{\mathbf{n}}_3)}{\sqrt{2}} \text{ mit } \hat{n}_{\text{HG}} = 10^{-40 \text{ dB}_{\text{Am}^{-1}/20}} \text{ bzw. } \hat{n}_{\text{HG}} = 10^{10 \text{ dB}_{\text{Vm}^{-1}/20}}. \quad (25)$$

Grundsätzlich sind aufgrund der pseudozufälligen Anteile im Rauschen die speziellen Feldmesswerte ohne Kenntnis der Startwerte des Pseudozufallsgenerators nicht reproduzierbar. Damit sind auch alle erhaltenen Resultate genau wie in realen Messungen einmalig. Deshalb lassen sich keine Aussagen über einzelne Rekonstruktionen aus den verrauschten Simulationswerten verallgemeinern. Vielmehr müssen viele, mit unterschiedlichem Rauschen aufgenommene Ergebnisse verglichen werden, um so eine Aussage über das generelle Verhalten unter Rauscheinfluss treffen zu können.

In Bild 3 werden jeweils die aus 100 Rauschfällen rekonstruierten Verläufe gemeinsam transparent in grau dargestellt. Hellere Bereiche bedeuten also, dass dieses Rekonstruktionsergebnis nur vereinzelt auftritt, dunklere Bereiche deuten ein häufigeres Auftreten an. Werden nur die magnetischen Nahfelddaten für die Rekonstruktion verwendet und wird zur Modellierung das Dipolmodell genutzt, so zeigt sich unter Rauscheinfluss in vielen Fällen noch eine akzeptable Stromrekonstruktion. Die rekonstruierte Ladungsdichte hingegen weicht vielfach deutlich von den aus CONCEPT-II extrahierten Werten ab.

Werden lediglich die elektrischen Felddaten, modelliert über den Potentialansatz, für die Rekonstruktion herangezogen, so ergibt sich eine wesentlich bessere Übereinstimmung der Ladungsdichten. Diese Verbesserung wird jedoch auf Kosten der Güte der Stromrekonstruktion erreicht, welche ungenauer ist als zuvor. Ein ähnliches Ergebnis liefert auch die Verwendung der elektrischen Felddaten mit der Modellierung über das Dipolmodell, wobei hierbei die Stromrekonstruktion noch schlechtere Ergebnisse liefert als bei Verwendung des Potentialansatzes. Insofern ist für den betrachteten Anwendungsfall der Potentialansatz geeigneter.

Die gemeinsame Rekonstruktion aus elektrischen und magnetischen Felddaten mit der oben vorgestellten Gewichtung ergibt eine etwas bessere Stromrekonstruktion als nur bei Nutzung der Magnetfelddaten, wobei die Ladungsdichten für einige Fälle ebenfalls besser übereinstimmen als bei Nutzung nur der magnetischen Felddaten. Dabei spielt an dieser Stelle die Wahl des Modells für das elektrische Feld eine untergeordnete Rolle: Unterschiede in der Rekonstruktionsgüte sind nur zu erahnen und auf die verschiedenen Rauschfälle zurückzuführen. Es handelt sich hier also nicht um einen systematischen Effekt. Insgesamt gelingt die Rekonstruktion am besten, wenn die magnetischen Felddaten gemeinsam mit den elektrischen Felddaten genutzt werden.



**Bild 3:** Rekonstruktionsergebnisse für 100 verschiedene Rauschfälle für Leitung 3 der oben dargestellten Anordnung. Dargestellt werden die Verläufe jeweils entlang der normierten Länge der Leitung 3.

## 6 Zusammenfassung

Im Gegensatz zu bereits in früheren Arbeiten wie [2] oder [6] untersuchten Rekonstruktionsmethoden, die auf der Verwendung von magnetischen Nahfelddaten basieren, wird hier eine Vorgehensweise zur Berücksichtigung elektrischer Nahfelddaten präsentiert. Die entwickelten Methoden werden anhand von Simulationen analysiert. Es zeigt sich, dass durch die Hinzunahme der elektrischen Felddaten als Grundlage für die Rekonstruktion

bei mindestens gleichbleibender Genauigkeit der Stromrekonstruktion die Ladungsverteilung für viele Fälle besser bestimmt werden kann.

In diesem Beitrag wird die präsentierte Methode nur anhand von künstlich erzeugten Daten evaluiert. In fortführenden Arbeiten sollte die Methode anhand von gemessenen Felddaten validiert werden.

## Literatur

- [1] H. Rezaei, J. Meiguni, M. Soerensen, J. Fan und D. Pommerenke: Source Reconstruction in Near Field Scanning using Inverse MoM for RFI Application. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), New Orleans (2019)*, S. 584 – 589, doi: 10.1109/ISEMC.2019.8825241
- [2] R. J. Nowak und S. Frei: Reconstruction of current distribution and terminations of a wire system by magnetic near-field data and transmission-line theory. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC EUROPE, Amsterdam (2018)*, S. 579 – 584, doi: 10.1109/EMCEurope.2018.8485103
- [3] D. Rinas, P. Ahl and S. Frei: PCB current identification based on nearfield measurements using preconditioning and regularization. In *Adv. Radio Sci.*, Jg. 14 (2016), S. 121 – 127, doi: 10.5194/ars-14-121-2016
- [4] Z. Yu, J. A. Mix, S. Sajuyigbe, K. P. Slattery, J. Fan: An Improved Dipole-Moment Model Based on Near-Field Scanning for Characterizing Near-Field Coupling and Far-Field Radiation From an IC. In *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 55 (2013), S. 97 – 108, doi: 10.1109/TEMC.2012.2207726
- [5] H. Zhao, S. Tao, Z. Chen, J. Hu: Sparse Source Model for Prediction of Radiations by Transmission Lines on a Ground Plane Using a Small Number of Near-Field Samples. In *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 18 (2019), S. 103 – 107, doi: 10.1109/LAWP.2018.2882132
- [6] R. Nowak und S. Frei: Reconstruction of Current Distribution on a Given Conductor Structure Using Frequency Domain Near-Field Data without Phase Information. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC EUROPE, Barcelona (2019)*, S. 668 – 673, doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8872074
- [7] Y. Vives-Gilabert, C. Arcambal, A. Louis, F.d. Daran, P. Eudeline, B. Mazari: Modeling Magnetic Radiations of Electronic Circuits Using Near-Field Scanning Method. In *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 49 (2007), S. 391 – 40, doi: 10.1109/TEMC.2006.890168
- [8] A. J. Schwab: *Begriffswelt der Feldtheorie*, 7 bearb. und erg. Aufl., Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag (2013), doi: 10.1007/978-3-642-34566-1
- [9] D. Rinas: *Erstellung von Leiterplatten-Abstrahlmodellen unter Beachtung der dominanten Strompfade*. Dissertation, Dortmund (2018), doi: 10.17877/DE290R-19073
- [10] Institut für Theoretische Elektrotechnik, Technische Universität Hamburg-Harburg: CONCEPT-II. Verfügbar unter <http://www.tet.tuhh.de/concept/> (Zugriff am 29.07.2019)

---

Aktive Filter im E-Kfz



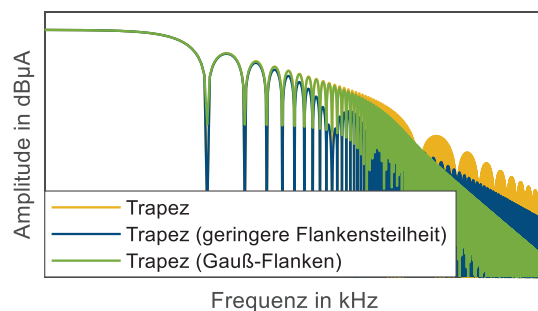
# Verbesserung des EMV-Verhaltens getakteter MOSFETs mithilfe synthetisierter Ansteuerungssignale auf Grundlage einer Netzwerkanalyse und des EKV-Modells

M.Sc. Caroline Krause, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme  
M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme  
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

## 1 Einleitung

Aufgrund der Elektromobilität steigt die Anzahl leistungselektronischer Systeme in **Kraftfahrzeugen** (Kfz) stark an. Durch die funktionsbedingten Schaltvorgänge können diese erhebliche Störquellen für andere im Kfz befindliche Systeme darstellen. Um die Störungen zu reduzieren, sind unterschiedliche Ansätze zur Störunterdrückung bekannt. Eine häufig eingesetzte Lösung sind passive Filter. Diese dämpfen die entstandenen Störungen, um die elektromagnetische Verträglichkeit zu gewährleisten. Eine Alternative ist es, die Entstehung von elektromagnetischen Störungen direkt an der Quelle ihrer Entstehung zu verhindern oder zu reduzieren. In leistungselektronischen Systemen stellen die schaltenden Transistoren die Quellen der Störungen dar. Da es sich hierbei um gut steuerbare Elemente handelt, kann die elektromagnetische Verträglichkeit durch gezielte Ansteuerungssignale verbessert werden.

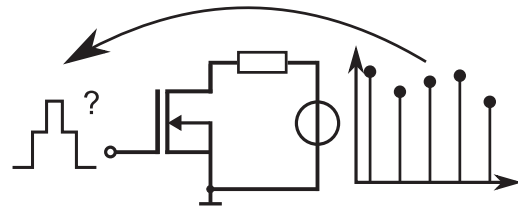
Ziel ist, das EMV-Verhalten des betrachteten Systems zu verbessern. Gleichzeitig soll die Effizienz des Schaltvorgangs erhalten bleiben. Dies stellt einen Zielkonflikt dar. Wird das Spektrum eines Trapezsignals in Bild 1 (in Gelb) betrachtet, treten auch bei hohen Frequenzen noch relativ hohe Schwingungsamplituden auf. Wird die Flankensteilheit des Trapezsignals reduziert, werden die Amplituden hochfrequenter Signalanteile reduziert (Bild 1 in Blau). Nachteil ist jedoch, dass sich die Schaltzeit erhöht und damit einhergehend die Schaltverluste. Die Effizienz des Schaltvorgangs sinkt hierdurch. Ein verbesserten Kompromiss stellen s-förmige Signale dar [1]. Ein Beispiel hierfür sind Pulse mit gaußförmigen Flanken. Das Spektrum dieses Pulses ist ebenso in Bild 1 (in Grün) dargestellt. Bei gleicher Anstiegs- und Abfallzeit wie bei dem Trapezsignal mit steilen Schaltflanken (in Gelb) weisen hochfrequente Signalanteile eine geringere Amplitude auf, sodass ein verbesserter Kompromiss zwischen EMV und Effizienz gegeben ist.



**Bild 1:** Vergleich der Spektren von trapezförmigen Pulsen und einem Puls mit gaußförmigen Flanken

Die Methode dieses Beitrags hat das Ziel, das notwendige Ansteuerungssignal für einen zuvor definierten Ausgangsstromverlauf zu bestimmen. Wie in Bild 2 dargestellt, kann der Ausgangsstromverlauf im Zeit- oder Frequenzbereich vorgegeben werden. Durch Modifikation und Anwendung einer Netzwerkanalyse auf das betrachtete leistungselektronische System wird das erforderliche Ansteuerungssignal bestimmt.

Das in dieser Arbeit vorgestellte Verfahren ist den Methoden der aktiven Gate-Ansteuerung (engl. active gate control) zuzuordnen. Einen Überblick über bereits bekannte Methoden der aktiven Gate-Ansteuerung wird in Abschnitt 2 gegeben. Die entwickelte Methode umfasst die Berechnung des Gate-Signals eines MOSFETs zur Steuerung des Ausgangssignals und wird im Detail in Abschnitt 3 beschrieben. Im Folgenden wird eine Source-Schaltung betrachtet, die in Abschnitt 4 modelliert wird. In Abschnitt 5 wird diese Methode in einem Anwendungsbeispiel auf eine Source-Schaltung angewendet. Darauffolgend wird die Güte der Methode anhand von Berechnungen unter Verwendung des Modells des Testsystems verifiziert. Abschließend werden die Ergebnisse in Abschnitt 6 zusammengefasst. In Abschnitt 7 werden Erweiterungsmöglichkeiten und Potentiale dieser Methode diskutiert.



**Bild 2:** Konzept der Methode zur Verbesserung des EMV-Verhaltens

## 2 Bisherige Methoden zur Erzeugung der Ansteuerungssignale

Mögliche Konzepte zur Optimierung des Schaltverhaltens von Leistungstransistoren sind die Anpassung des Gate-Widerstandes, die Ansteuerung des Gates mit definierten Spannungsprofilen, das Verwenden einer externen Miller-Kapazität, der Aufbau analoger Regelungen oder digitaler Regelungen [2]. In Bezug auf die aktive Gate-Ansteuerung werden analoge bzw. digitale Regelungen am häufigsten verwendet. Bei analogen Regelkreisen werden zumeist die Steigungen des Ausgangsstroms und/oder der Ausgangsspannung geregelt. Durch die Rückkopplung kann das nichtlineare Verhalten des Systems kompensiert werden. Wird eine digitale Regelung realisiert, besteht im Allgemeinen eine größere Flexibilität bei der Erzeugung von gezielten Signalformen. Des Weiteren können Parameteränderungen durch adaptive Ansätze kompensiert werden. [3]. Die zuvor genannten Methoden verbessern das EMV-Verhalten durch die Reduktion des Strom- oder Spannungsüberschwingens oder durch die Limitierung der Steigungen des Ausgangsstroms oder der Ausgangsspannung. Häufig wird dabei jedoch die Verlustleistung im Transistor erhöht [2].

In vorherigen Arbeiten wurden Methoden beschrieben, deren Ziel es ist, ebenso unter der Verwendung synthetisierter Ansteuerungssignale ein störungsarmes Ausgangssignal zu erzeugen. Das Ansteuerungssignal wird in [4] mithilfe der Approximation des Systemverhaltens durch ein Polynom achter Ordnung und in [5] durch einen iterativen Suchalgorithmus berechnet. In [5] ist eine Regelung realisiert. Dies bietet die Möglichkeit Parameteränderungen und reaktive Effekte zu berücksichtigen und damit immer ein optimiertes Ausgangssignal zu erhalten. Ein Nachteil dieser Methode ist jedoch, dass die Optimierung sehr viel Zeit beansprucht und nur ein kleiner Frequenzbereich optimiert wird. Die in [4] beschriebene Methode bietet den Vorteil, dass durch die Approximation des Systemverhaltens durch ein Polynom das Ansteuerungssignal schnell berechnet werden kann. Ändert sich das Verhalten des Gesamtsystems jedoch, muss die mathematische Systemfunktion erneut durch eine aufwändige messtechnische Charakterisierung erfolgen. Des Weiteren können reaktive Elemente nur mit größerem Aufwand berücksichtigt werden, wodurch Schaltvorgänge nur im niederfrequenten Bereich betrachtet werden sollten. In diesem Beitrag soll das Verhalten des Transistors mithilfe eines physikalisch parametrierbaren Modells beschrieben werden. Hierzu wird das EKV-Modell [6] verwendet. Des Wei-



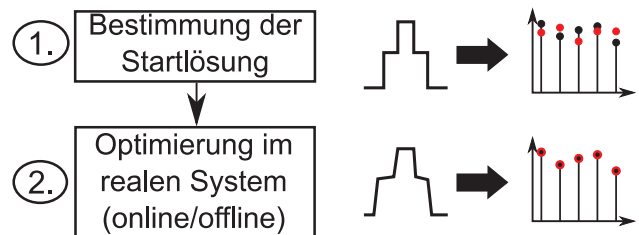
teren können reaktive Elemente durch eine Beschreibung des Netzwerks mithilfe der Admittanzmatrix gut einbezogen werden. Änderungen der Beschaltung des MOSFETs können außerdem ohne großen Aufwand berücksichtigt werden.

### 3 Methode zur Bestimmung der notwendigen synthetisierten Ansteuerungssignale

Im ersten Teil dieses Abschnitts wird allgemein das Gesamtkonzept der Methode zur Verbesserung des EMV-Verhaltens getakteter Leistungselektronik dargestellt. Im zweiten Teil wird die Bestimmung des Ansteuerungssignals mithilfe einer Netzwerkanalyse im Detail erläutert.

#### 3.1 Allgemeine Darstellung der Methode

Es wird ein leistungselektronisches System betrachtet, dessen Ausgangsgrößen vorgegebene Anforderungen erfüllen sollen. Um dies zu realisieren, wird der in Bild 3 abgebildete Ablauf vorgeschlagen. Im ersten Schritt wird eine Startlösung für das erforderliche Ansteuerungssignal durch eine Untersuchung des Systemverhaltens gesucht. Dies kann, wie in [4] beschrieben, durch eine analytische oder numerische Berechnung mithilfe der Umkehrfunktion der Systemfunktion erfolgen. Eine, wie oben erläutert, allgemeiner anwendbare Methode zur Bestimmung des Ansteuerungssignals stellt die neu entwickelte Methode basierend auf einer Netzwerkanalyse dar. Eine detaillierte Erläuterung dieser Methode folgt im nächsten Abschnitt. Wurde ein Ansteuerungssignal auf Basis der Parameter aus Datenblättern, messtechnischen Charakterisierungen oder aus z.B. SPICE-Modellen bestimmt, ergibt sich bei Verwendung dieses Signals in einem realen Testaufbau ein Ausgangssignal, welches sich unter anderem durch Modellierungsungenauigkeiten von dem vorgegebenen Signal unterscheidet. Um diese Abweichungen zu minimieren, folgt der zweite in Bild 3 dargestellte Optimierungsschritt. Hier gibt es unterschiedliche Implementierungsvarianten. Zum einen kann eine offline Optimierung durchgeführt werden. Hierbei wird das zuvor gefundene Ansteuerungssignal im realen System verwendet und optimiert. Die Optimierung kann mithilfe eines externen Trainers anhand eines Prototypen erfolgen oder alternativ für jedes Gerät einzeln. Das nun gefundene Ansteuerungssignal wird im laufenden Betrieb des Systems verwendet. Eine Alternative hierzu stellt eine Onlineoptimierung dar. Während des laufenden Betriebs des Systems findet eine Optimierung des Ansteuerungssignals durch Rückführung von Systemgrößen statt. Dies bietet den Vorteil, dass im Betrieb auftretende Parameteränderungen kompensiert werden können und immer ein optimiertes Ausgangssignal erzielt werden kann.



**Bild 3:** Schematisches Vorgehen der Methode zur Erzeugung eines definierten Ausgangssignals

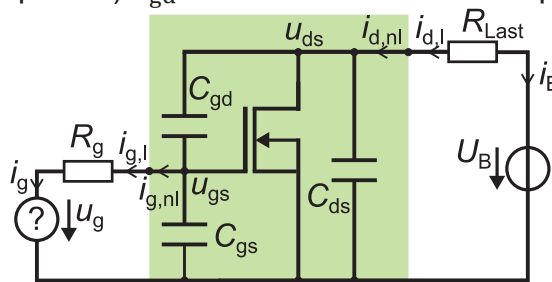
#### 3.2 Durchführung der Netzwerkanalyse

Das angewendete Verfahren ist an die Methode der harmonischen Balance angelehnt [7]. Hierzu wird das System in ein lineares und ein nichtlineares Teilsystem unterteilt. Das lineare Netzwerk besteht aus allen Systemkomponenten, die ein lineares Übertragungsverhalten besitzen. Dieses Teilsystem wird durch ein lineares Gleichungssystem beschrieben, wie es bei einer modifizierten Knotenanalyse (engl.: **modified nodal analysis**, MNA) aufgestellt wird. Das nichtlineare System besteht aus allen Netzwerkkomponenten, deren Verhalten über nichtlineare Gleichungen der Ströme beschrieben wird. Ziel dieser Methode ist es, die Ströme, die zwischen dem linearen und dem nichtlinearen Netzwerk

fließen, auszugleichen, das heißt, die Differenz der Ströme zu minimieren. Bei der hier entwickelten Methode wird jeder Zeitschritt  $m$  separat betrachtet. Die Knotenspannungen und die „besonderen“ Ströme werden in dem Vektor  $\underline{x}_n^m$  zusammengefasst. Für jeden Zeitpunkt werden Startwerte gewählt. Unter Verwendung dieser Werte werden der Anreizungsvektor des linearen Systems  $\underline{i}_l^m$  beziehungsweise die Ströme der nichtlinearen Gleichungen  $\underline{i}_{nl}^m$  berechnet. Im folgenden Schritt wird die Gütefunktion in Form der Differenzen der Ströme zwischen linearem und nichtlinearem System  $\underline{f}$  bestimmt. Dieses Optimierungsproblem wird durch das Trust-Region-Verfahren unter Zuhilfenahme von MATLAB gelöst. Es ergibt sich eine erste Näherungslösung für das Ansteuerungssignal des modellierten Systems. Dieser Schritt wird im Abschnitt 5 anhand eines beispielhaften Testsystems implementiert.

#### 4 Modellierung einer Source-Schaltung

Die im Abschnitt 3 beschriebene Methode zur Berechnung des Ansteuerungssignals wird im Folgenden auf eine MOSFET-Source-Schaltung angewendet. Diese ist in Bild 4 dargestellt. Der Source-Kontakt eines realen n-Kanal MOSFETs wird mit dem Massepotential verbunden. An den Gate-Kontakt wird ein Widerstand  $R_g$  und eine Signalquelle angeschlossen. Der Drain-Kontakt wird mit dem Lastwiderstand  $R_{Last}$  und der Konstantspannungsquelle  $U_B$  verbunden. Um das dynamische Verhalten der Schaltung zu modellieren, wird der MOSFET durch einen idealen MOSFET mit den zugehörigen parasitären Kapazitäten nachgebildet. Berücksichtigt werden hier die Gate-Source-Kapazität  $C_{gs}$ , die Gate-Drain-Kapazität (Miller-Kapazität)  $C_{gd}$  und die Drain-Source-Kapazität  $C_{ds}$ .



**Bild 4:** Ersatzschaltbild einer MOSFET-Source-Schaltung mit Ersatzschaltbild des MOSFETs

Eine Möglichkeit zur Beschreibung des MOSFETs stellt das EKV Modell [6] dar. Dies bietet den Vorteil, dass das Verhalten des MOSFETs im Gegensatz zu den Shichman-Hodges Gleichungen in geschlossener Form über alle Betriebsbereiche beschrieben werden kann. Dies vereinfacht die Berechnung des gesuchten Ansteuerungssignals. Im EKV-Modell wird das Verhalten des idealen MOSFETs durch

$$i_D = 2 n \beta U_t^2 \left[ \ln^2 \left( 1 + e^{\frac{u_{gs} - U_{th}}{2 n U_t}} \right) - \ln^2 \left( 1 + e^{\frac{u_{gs} - U_{th} - n u_{ds}}{2 n U_t}} \right) \right], \quad (4)$$

in Abhängigkeit der Gate-Source-Spannung  $u_{gs}$  und der Drain-Source-Spannung  $u_{ds}$ , dem Steigungsfaktor  $n$ , dem Transferparameter  $\beta$ , der Temperaturspannung  $U_t$  und der Threshold-Spannung  $U_{th}$  beschrieben. Zur Modellierung der parasitären Kapazitäten werden die EKV-Kapazitäts-Modelle [8] verwendet.

#### 5 Anwendungsbeispiel

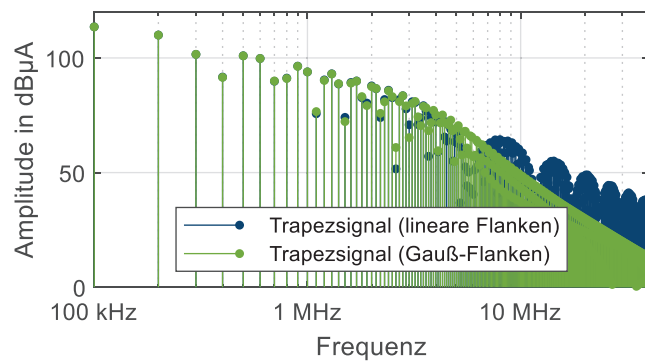
In diesem Abschnitt wird die zuvor beschriebene Methode beispielhaft auf die in Abschnitt 4 gezeigte MOSFET-Source-Schaltung mit ohmscher Last angewendet. Zunächst wird das Testsystem erläutert. Anschließend wird die Berechnung des erforderlichen

Gate-Ansteuerungssignals mithilfe der MNA durchgeführt. Im dritten Teil dieses Abschnitts wird der Systemausgang unter Verwendung des zuvor berechneten Ansteuerungssignals bestimmt und die Güte der Methode diskutiert.

## 5.1 Testsystem

Zur Anwendung der in Abschnitt 3 beschriebenen Methode wird die in Bild 4 dargestellte Source-Schaltung verwendet. Source-Schaltungen finden im Automotive-Bereich unter anderem in der Ansteuerung von Glühlampen, LEDs und Relais Anwendung [9]. Es wird ein n-Kanal MOSFET mit einem Lastwiderstand  $R_{\text{Last}}$  von  $10 \Omega$  betrachtet. Am Gate wird ein Widerstand von  $1 \Omega$  angeschlossen. Die Betriebsspannung  $U_B$  beträgt  $10 \text{ V}$ . Das Gate-Ansteuerungssignal  $u_g$  gilt es im Folgenden zu bestimmen.

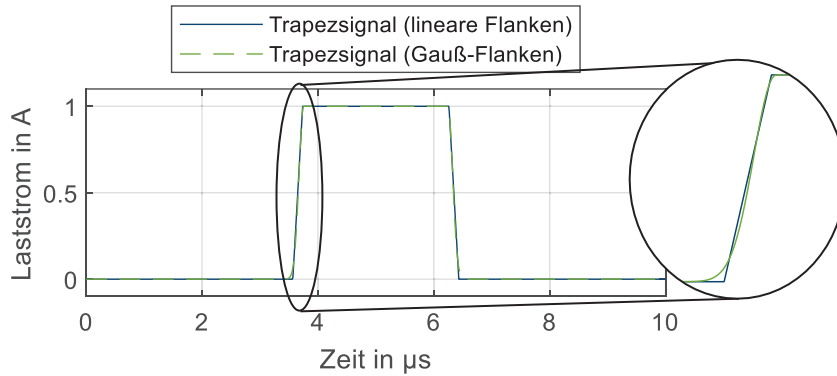
## 5.2 Anwendung der Methode



**Bild 5:** Spektrum eines trapezförmigen Laststroms (Blau) im Vergleich zum Spektrum des Laststroms mit gaußförmigen Flanken (Grün)

Wird ein MOSFET geschaltet, ergibt sich näherungsweise ein trapezförmiges Signal des Laststroms. Das Spektrum eines Trapezsignals ist in Bild 5 in Blau dargestellt. Ziel ist es, das Ansteuerungssignal zu bestimmen, um einen zuvor definierten Laststrom zu generieren. Im ersten Schritt wird ein Puls mit gaußförmigen Flanken als Laststrom gefordert. Das Spektrum des geforderten Pulses ist in Bild 5 in Grün dargestellt. Das zugehörige Zeitbereichssignal ist in Bild 6 (Grün) zu sehen. Zur Implementierung der in Abschnitt 3 vorgestellten Methode wird zur Beschreibung des linearen Teilsystems das Gleichungssystem (13) zum Zeitpunkt  $m$  verwendet. Da die Spannung des Ansteuerungssignals  $u_g$  nicht bekannt ist, kann das mithilfe des Stempelformalismus aufgestellte Gleichungssystem nicht direkt gelöst werden. Daher wird dieser Eintrag im Lösungsvektor durch die bekannte Drain-Source-Spannung ersetzt und die Admittanzmatrix entsprechend angepasst. Die Einträge vor der Modifikation des Gleichungssystems sind durchgestrichen in Grau zu sehen. Das Gleichungssystem ergibt sich damit zu

$$\begin{bmatrix}
 \overline{1/R_{\text{Last}}} & 0 & 0 & -1/R_{\text{Last}} & 0 & 0 \\
 0 & 1/R_g & -1/R_g & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -1/R_g & 1/R_g & 0 & 0 & 1 \\
 -1/R_{\text{Last}} & 0 & 0 & 1/R_{\text{Last}} & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 \overline{0} & 1 & 0 & \overline{0} & 0 & 0
 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix}
 u_{\text{ds}}^m \\
 u_{\text{gs}}^m \\
 u_g^m \\
 U_B^m \\
 i_B^m \\
 i_g^m
 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix}
 -i_{\text{d,l}}^m \\
 i_{\text{g,l}}^m \\
 0 \\
 0 \\
 U_B^m \\
 u_g^m u_{\text{ds}}^m
 \end{bmatrix}. \quad (13)$$



**Bild 6:** Konventionelles Trapezsignal und Trapezsignal mit gaußförmigen Flanken

Die bekannten Größen des Gleichungssystems sind die Widerstände  $R_{\text{Last}}$  und  $R_g$  und die Versorgungsspannung  $U_B$ . Aus der Vorgabe des Laststroms  $i_{\text{Last}}$  kann durch  $u_{\text{ds}} = U_B - R_{\text{Last}} \cdot i_{\text{Last}}$  die Drain-Source-Spannung berechnet werden. Der Strom  $i_B$ , der durch die Konstantspannungsquelle eingepreßt wird, entspricht  $i_B = -i_{\text{Last}}$ . Unbekannt sind die Gate-Source-Spannung  $u_{\text{gs}}$ , der Gate-Strom  $i_g$  sowie die Spannung des gesuchten Ansteuerungssignals  $u_g$ . Der Strom  $i_{\text{d,nl}}$  setzt sich aus dem Strom durch den idealen MOSFET und den Strömen durch die Drain-Source- und die Miller-Kapazität zusammen und ergibt sich zu

$$i_{\text{d,nl}} = i_{\text{D}} + i_{\text{C}_{\text{ds}}} + i_{\text{C}_{\text{gd}}} = i_{\text{D}} + C_{\text{ds}} \frac{du_{\text{ds}}}{dt} + C_{\text{gd}} \frac{d(u_{\text{ds}} - u_{\text{gs}})}{dt}. \quad (14)$$

Der Strom  $i_{\text{g,nl}}$  resultiert aus den Strömen durch die Miller- und die Gate-Source-Kapazität zu

$$i_{\text{g,nl}} = i_{\text{C}_{\text{gd}}} - i_{\text{C}_{\text{gs}}} = C_{\text{gd}} \frac{d(u_{\text{ds}} - u_{\text{gs}})}{dt} - C_{\text{gs}} \frac{du_{\text{gs}}}{dt}. \quad (15)$$

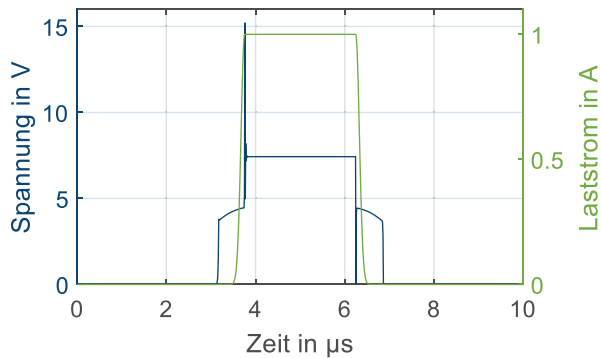
Mithilfe des Gleichungssystems (13), der Gleichungen (14) und (15) sowie der nichtlinearen Gleichung (4) wird die in Abschnitt 3 erläuterte und in Bild 3 dargestellte Methode zur Berechnung des Ansteuerungssignals  $u_g$  verwendet. Zunächst werden Startwerte für die unbekanntenen Ströme und Spannungen des Lösungsvektors gewählt. Die Gleichungen (4) und (13) bis (15) werden mit diesen Startwerten gelöst. Zur Ausbalancierung der Ströme zwischen linearem und nichtlinearem System wird das Optimierungsproblem

$$\| \underline{f} \| = \left\| \begin{bmatrix} -i_{\text{d,nl}} \\ i_{\text{g,nl}}^{\text{m}} \\ 0 \\ 0 \\ U_{\text{B}} \\ u_{\text{ds}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -i_{\text{d,l}} \\ i_{\text{g,l}}^{\text{m}} \\ 0 \\ 0 \\ U_{\text{B}} \\ u_{\text{ds}} \end{bmatrix} \right\| = 0 \quad (16)$$

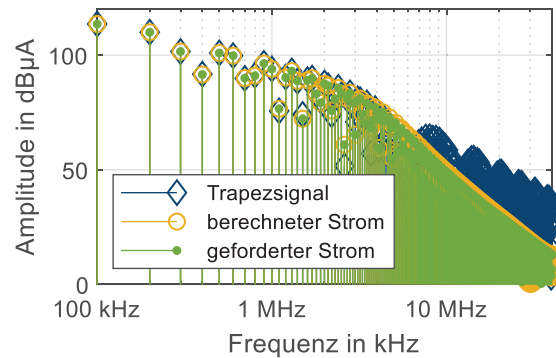
gelöst. Wie zuvor beschrieben erfolgt die Optimierung durch das Trust-Region Verfahren. Im nächsten Schritt wird mit der Bestimmung des Ansteuerungssignals für den folgenden Zeitpunkt fortgefahren. Wurde das Optimierungsproblem für jeden Zeitschritt gelöst, liegt das optimierte Ansteuerungssignal zur Erzeugung des vorgegebenen Laststroms vor.

### 5.3 Berechnung des Systemausgangs mithilfe des Modells

Zur Verifizierung der Methode wird der Systemausgangsstrom unter Zuhilfenahme des Schaltungsmodells des in Abschnitt 4 beschriebenen Testsystems berechnet. Die Parameter zur Beschreibung des Verhaltens des MOSFETs können beispielsweise einem Da-



**Bild 7:** Berechnetes Ansteuerungssignal (blau) zur Erzeugung des gaußförmigen Laststroms (grün)



**Bild 8:** Spektrum eines trapezförmigen Laststroms (blau), des vorgegebenen Laststroms (grün) und des berechneten Laststroms (gelb) unter Verwendung des Ansteuerungssignals aus Bild 7

tenblatt oder einem SPICE-Modell, sofern dieses gegeben ist, entnommen werden. Üblicherweise ergeben sich beim Schalten von MOSFETs trapezförmige Stromverläufe, dessen Spektrum in Bild 8 in Blau dargestellt ist. Im Vergleich hierzu ist das durch eine FFT (**f**ast **F**ourier **t**ransformation) bestimmte Spektrum des Laststroms des Pulses mit gaußförmigen Flanken in Grün dargestellt. Zu erkennen ist, dass bei Erzeugung dieses Pulses hochfrequente Signalanteile mit geringerer Amplitude vorkommen als bei einem Trapezsignal und damit eine Verbesserung des EMV-Verhaltens erreicht wird. Wie im vorherigen Abschnitt 5.2 erläutert, wird das Ansteuerungssignal zur Erzeugung des vorgegebenen Laststroms berechnet. Dies ist in Bild 7 dargestellt. Beginnt die gaußförmige Flanke zu steigen, steigt die Spannung  $u_g$  zunächst steil an bis auf eine Spannung knapp unterhalb der Threshold-Spannung. Anschließend steigt die Spannung mit einer geringen Steigung während der steigenden Flanke des Laststroms. Befindet sich der MOSFET im ohmschen Bereich, steigt die Spannung des Gate-Ansteuerungssignals sprunghaft an, um den MOSFET durchzusteuern. Für den Ausschaltvorgang wird dieser Verlauf in umgekehrter Reihenfolge erzeugt. Die Spannungsspitzen zum Ende der steigenden Flanke und zum Anfang der fallenden Flanke ergeben sich aufgrund der Spannungssprünge und der daraus resultierenden Ströme durch  $C_{gd}$  und  $C_{gs}$ , die in diesem Betriebsbereich höhere Kapazitätswerte haben. Aufgrund dieser Effekte muss ein komplexes Ansteuerungssignal für den MOSFET erzeugt werden, um den gewünschten Verlauf für den Laststrom zu erhalten. Eine Realisierung kann beispielsweise mithilfe digitaler Hardware erfolgen. Die notwendigen Komponenten sind bereits verfügbar und es ist zu erwarten, dass diese in Zukunft kostengünstig eingesetzt werden können. Wird das berechnete Ansteuerungssignal aus Bild 7 (Blau) von der Signalquelle  $u_g$  ausgegeben, stellt sich der ebenfalls in Bild 7 dargestellte Laststrom ein (Grün). In Bild 8 in Gelb ist der Laststrom im Frequenzbereich dargestellt. Wird dieser mit dem zuvor geforderten Laststrom verglichen, wird eine hinreichende Übereinstimmung erreicht.

## 6 Zusammenfassung

Zur Verbesserung des EMV-Verhaltens getakteter Leistungselektronik und bei Beibehaltung der Effizienz des Schaltvorgangs wird eine aktive Ansteuerung des Gates von MOSFETs mit synthetisierten Signalen zur Erzeugung des optimierten Laststroms realisiert. In einem gezeigten Beispiel soll ein s-förmiger Laststrompuls durch ein entsprechendes Gate-Ansteuerungssignal generiert werden. Zur Bestimmung des erforderlichen Ansteuerungssignals wird eine Berechnungsmethode basierend auf einer angepassten Knotenanalyse vorgeschlagen. Die Modellierung des Transistors erfolgt hier mithilfe des EKV-

Modells. Erste Berechnungsergebnisse zeigen, dass ein EMV-optimierter Laststrom damit gefunden werden kann.

## 7 Ausblick

Wie zuvor dargestellt, bietet die entwickelte Methode die Möglichkeit, das Ansteuerungssignal einer MOSFET-Source-Schaltung für einen beliebig vorgegebenen Laststrom zu berechnen. Die Anwendbarkeit der Methode gilt es in einem realen Testaufbau zu bestätigen. Hierzu wird, wie in der Beschreibung der Methode zur Bestimmung der notwendigen synthetisierten Ansteuerungssignale dargestellt, das mithilfe des Modells gefundene Ansteuerungssignal in einem Laboraufbau optimiert. In weiteren Untersuchungen soll diese Methode auf komplexere Schaltungen, wie beispielsweise einen Gleichspannungswandler, angewendet werden.

## Literatur

- [1] M. Blank T. Glück, A. Kugi und H-P Kreuter: „Digital slew rate and S-shape control for smart power switches to reduce EMI generation“. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, Nr. 9, S. 5170 - 5180, Sept. 2015
- [2] X. Yang, Y. Yuan, X. Zhang und P.R. Palmer: „Shaping high-power IGBT switching transitions by active voltage control for reduced EMI generation“. In *IEEE Transactions on Industrie Applications*, Vol. 51, Nr. 2, S. 1669 - 1677, March/April 2015
- [3] J. Groeger, B. Wicht und K. Norling: „Dynamic stability of a closed-loop gate driver enabling digitally controlled slope shaping“. In *13th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Giardini Naxos, Italien, 12.-15. Juni 2017, S. 61 - 64
- [4] C. Krause, A. Bendicks, T. Dörlemann und S. Frei: „Synthesis of an optimized control signal for an improved EMC switching behavior of MOSFETs using a system characterization approach“. In *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, 2.-6. Sept. 2019, S. 345 – 350
- [5] T. Dörlemann, A. Bendicks, C. Krause, S. Frei: „Noise reduction in periodically switching MOSFET circuits using iteratively found synthesized control signals“. In *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, 2.-6. Sept. 2019, S. 848-853
- [6] G. A. S. Machado, C.C. Enz und M. Bucher: „Estimating key parameters in the EKV MOST model for analogue design and simulation“. In *Proceedings of ISCAS'95 - International Symposium on Circuits and Systems*, Seattle, WA, USA, 30. April - 3. Mai 1995, S. 1588 - 1591
- [7] R. Gilmore und M. Steer: „Nonlinear circuit analysis using the method of harmonic balance- a review of art. Part 1. introductory concepts“. In *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engeneering*, Vol. 1, Nr. 1, S. 22 - 37, 1991
- [8] M. Bucher C. Lallement, C. Enz, F. Théodoloz, F. Krummenacher: „The EPFL-EKV MOSFET model equations for simulation“. In Electronics Laboratories, Swiss Federal Institute of Technology (EPFL), Lausanne, Switzerland, Tech. Rep. EPFL-DE-LEG, Juli 1998
- [9] Infineon Technologies AG: „Body control modules“, URL: <https://www.infineon.com/cms/en/applications/automotive/body-electronics-and-lighting/body-control-modules/> (22.10.2019)

# Entwicklung und Evaluierung eines aktiven EMV-Filters induktiver Topologie für KFZ-Anwendungen

M. Eng. Mario Kießlich, AVL SFR, Im Gewerbepark B29, 93053 Regensburg, Deutschland  
Dr. Bastian Arndt, AVL SFR, Im Gewerbepark B29, 93053 Regensburg  
Dr. Peter Olbrich, AVL SFR, Im Gewerbepark B29, 93053 Regensburg

## 1. Einleitung

Der Betrieb elektronischer Komponenten in Elektrofahrzeugen, vor allem der Drehfeld erzeugenden Wechselrichter des Antriebssystems, kann erhebliche elektromagnetische Störungen verursachen, denen es im Rahmen fortschreitender Elektrifizierung des Fortbewegungssektors beizukommen gilt. Er verursacht eine große Anzahl an Störspektren im zur Erreichung entsprechender Antriebsleistung erforderlichen Hochvoltssystem (Beispiel: s.Abb.1). Während passive Filtersysteme den einstmaligen Anforderungen von 12-Volt-Bordnetzen völlig genügten, bringt das HV-Bordnetz eine Reihe von Herausforderungen mit sich. Zum einen erfordern hohe Ströme bzw. Leistungen große, Bauraum greifende Induktivitäten, zum anderen wirkt sich die geforderte Spannungsfestigkeit ebenfalls massiv auf die Bauteilgröße der Kapazitäten aus. Außerdem gelten nach wie vor die Sicherheitsvorschriften bezüglich des Maximums an systemweit gespeicherter Energie, was die erlaubte Gesamtkapazität bei höheren Spannungen immer kleiner werden lässt. Limits, deren Einhaltung bei 12Volt noch keinerlei Problem darstellt, sind bei 400 oder gar 800 Volt DC sehr schnell ausgereizt.

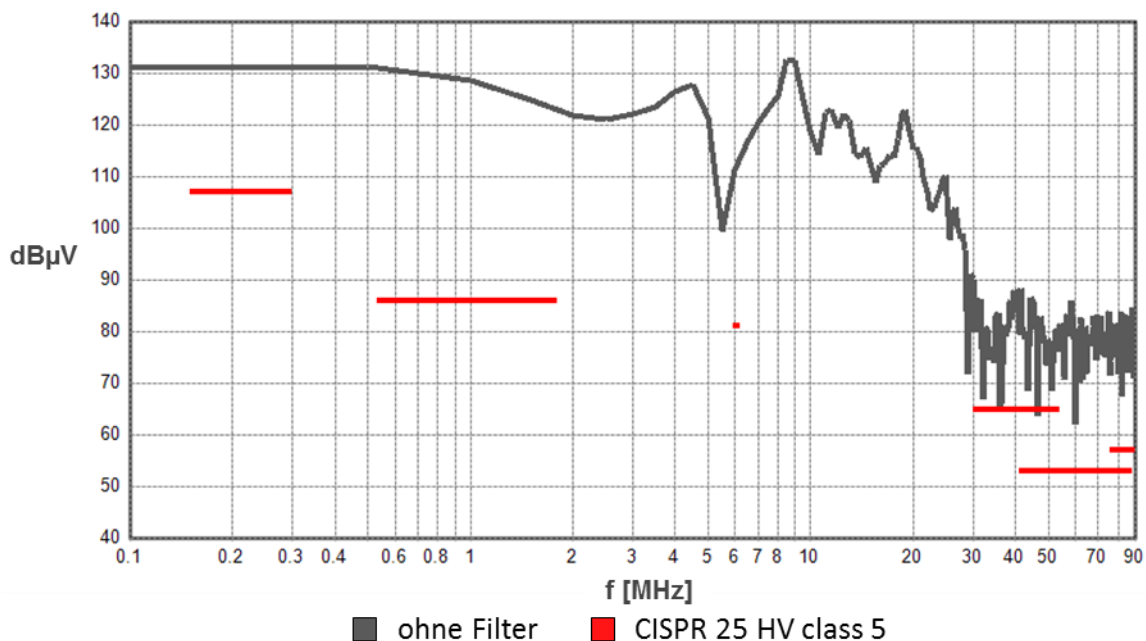


Abbildung 1: Exemplarische Störung an einer HV-Leitung eines 250V Hybridfahrzeuges unter Last

Kurzum: Es braucht alternative Filterstrategien. Dieser Beitrag beleuchtet daher die Möglichkeiten und das funktionale Potential des Einsatzes aktiver EMV-Filtersysteme in KFZ-Anwendungen, hier im Speziellen die aktive Filterung durch Störgrößenaufschaltung. Die gezeigten Erkenntnisse wurden im Rahmen einer Masterthesis erarbeitet.

## 2. Filtertopologie

Die angestrebte Funktionalität war eine regelkreisbasierte Filterstruktur, welche Störsignale erfasst und deren Inverse in das System zurückspeist. Die erste Zusammenfassung allgemeiner aktiver Filtertopologien dieser Kategorie erfolgte 1988 durch Lawhite und Schlecht [1]. Beschrieben wurde hier die grundsätzliche Arbeitsweise, wie durch Signalarückführung eine Kapazität oder Induktivität virtuell erhöht werden kann, was enormes Einsparpotential bzgl. Bauraum und letztendlich Kosten birgt. Die erste schaltungstechnische Umsetzung der Idee wurde erst 9 Jahre später dokumentiert [2,3]. Seither blieb trotz zahlreicher Veröffentlichungen eine praktische Anwendung des Prinzips für KFZ-Anwendungen noch aus. Die Anwendung eines aktiven hybriden kapazitiven Common Mode Filters (Spannung messend, Strom kompensierend) wurde bereits für KFZ-Hochvoltsysteme gezeigt [4].

Ziel der Arbeit war die Beantwortung der Fragestellung, ob der aktive Teil des Common Mode Filters auch mit rein induktiver Störsignalaus- bzw. Gegenseignaleinkopplung, also Strom messend, Spannung kompensierend, (s.Abb.2) grundsätzlich umsetzbar ist.

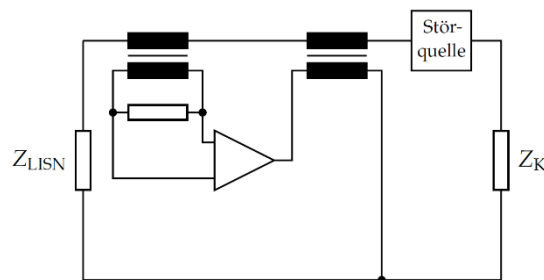


Abbildung 2: Prinzipschaltbild, aktive Feedbacktopologie mit induktiver Signalaus- und Einkopplung

## 3. Simulation

Aus den bestehenden, grundlegenden Betrachtungen wurde eine Schaltungstopologie erarbeitet. Ihre Auslegung erfolgte mittels Schaltungssimulation. Erklärtes Ziel der Schaltungsentwicklung war eine Gesamtreaktionszeit des Systems von  $<30\text{ns}$ , um aktiv Störfrequenzen bis zu 10 MHz unterdrücken zu können. Daher wurde bei der Implementierung der Schaltungstopologie auf Bipolartransistoren gesetzt, um die notwendige analoge Reaktionszeit der Schaltung zu gewährleisten. Die Wirkung des Filters wurde auf fahrzeugtypisches Impedanzverhalten hin ausgelegt. Das zu unterdrückende Störspektrum orientierte sich an KFZ-typischen Werten für HV-Systeme. Zur Ermittlung der notwendigen Filterdämpfung wurden Grenzwerte basierend auf CISPR 25 HV angewendet. Auf Basis dieser Analysen wurden geeignete Bauelemente ausgewählt und die Simulationsansätze iterativ angepasst (s.Abb.3). Die realen frequenzabhängigen Eigenschaften der magnetischen Bauteile wurden dabei mittels passiver Netzwerke im Simulator abgebildet.



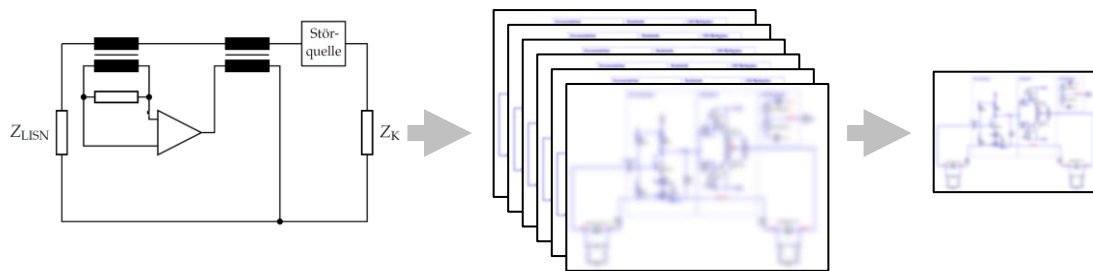


Abbildung 3: Arbeitsschritte von der Umsetzung der gewählten Topologie über iterative Anpassung der Simulation zur finalen Systemkonfiguration in LTspice

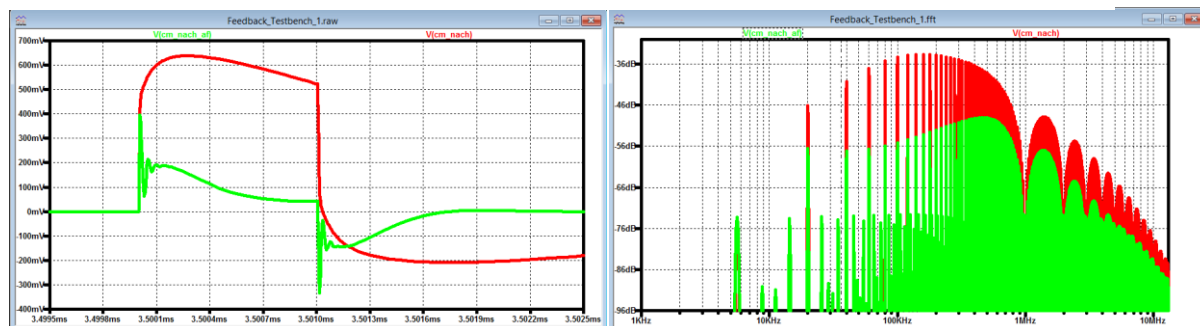


Abbildung 4: simulierte Filterwirkung im Zeit- und Frequenzbereich (rot: Aktiver Filter AUS, grün: Aktiver Filter AN)

Abb.4 zeigt das Simulationsergebnis der finalen Version im Zeit- und Frequenzbereich. Verglichen wurden hier die aktiv unterstützte gegenüber der rein passiven Wirkung der eingesetzten Induktivitäten. Sowohl in der Simulation, als auch in der späteren Messung, wurden Rechteckpulsfolgen unterschiedlicher Amplituden und Frequenzen eingepreßt. Natürlich findet die Wirksamkeit des Gegensignals ihre Grenzen sowohl in der Höhe der Versorgungsspannung des aktiven Teils von +/- 12V, als auch in der mit Frequenz steigenden Impedanz der Koppelferrite. Beim abgebildeten Verlauf hatte die Pulsfolge eine Frequenz von 100KHz mit 224mV Amplitude, 20% Tastverhältnis und 40ns Flankenzeit. Bereits im Zeitbereich (hier Zoom auf einen einzelnen Puls) ist eine deutlich stärkere Dämpfung des Signals mit aktiver Komponente erkennbar. Die FFT zeigt einen Dämpfungsgewinn von ca. 24 dB im Arbeitsbereich um 100KHz.



Abbildung 5: Realisierung der Testschaltung zur Verifikation der Filterwirkung

## 4. Realisierung und Verifikation

Zur Verifikation des simulatorischen Ansatzes und zur Bewertung des realen Entstörpotentials wurden Testschaltungen aufgebaut. Die anschließende funktionale Betrachtung erfolgte im Frequenzbereich zwischen 10 KHz und 30 MHz. Basierend auf den Ergebnissen wurde im Rahmen des Projektes ein Demonstratorsystem aufgebaut und im Zeit- und Frequenzbereich validiert (s.Abb.5). Die reale Schaltung wurde dahingehend vereinfacht, dass statt zweier Busbars ein Ein-Leiter System verwendet, und dass zunächst auf Hochvolt-Einspeisung verzichtet wurde. Genau wie im simulierten System wurde auch hier als Störimpuls ein Rechtecksignal von 100KHz mit 20% Tastverhältnis, 40ns Flankenzeit sowie 240mV Amplitude eingepreßt.

In Abbildung 6 und 7 werden jeweils die Fourier Transformaten der gemessenen und simulierten Zeitsignale direkt verglichen. Die weitgehende Übereinstimmung der Messung mit der Simulation ist nicht zuletzt den über Frequenz exakt nachmodellierten Koppelferriten zu verdanken.

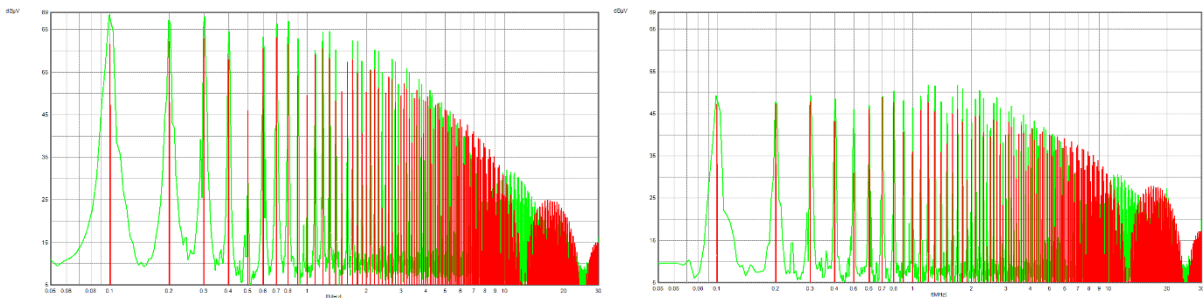


Abbildung 6: FFT-Vergleich von Messung (grün) mit der Simulation (rot); Aktiver Filter aus (links) und an (rechts)

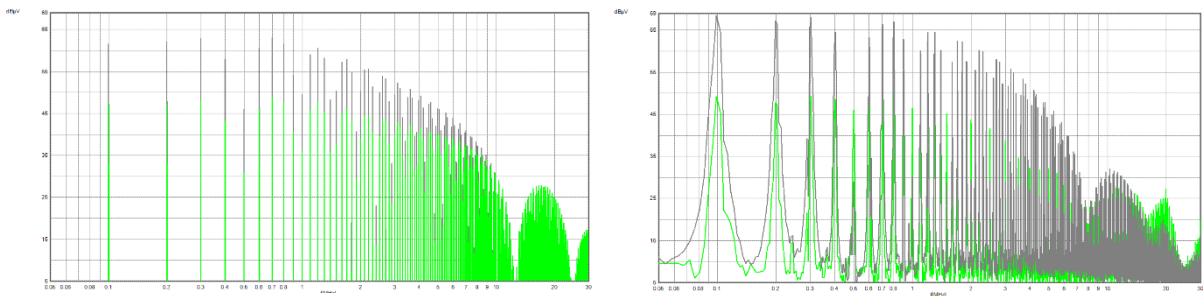


Abbildung 7: FFT-Vergleich von Messung (rechts) und Simulation (links); Aktiver Filter aus (grau) und an (grün)

## 5. Zusammenfassung

Die im Rahmen der Untersuchung durchgeführte simulationsbasierte Entwicklungsarbeit hat gezeigt, dass der aktive Filteransatz induktiver Topologie vielversprechend ist. Die Schaltungssimulation konnte in ein reales System umgesetzt werden. Die bei der Vermessung des Setups gewonnenen Daten stimmen mit den Simulationsergebnissen in großen Teilen überein. Das entscheidende Fazit daraus ist, dass die Realisierung einer virtuellen Induktivität durch aktive Verstärker- bzw. Filterschaltungen möglich ist und vor

allem im Hinblick auf Automotive-Anwendungen vielversprechende Ergebnisse liefert. Auch zeigt der Demonstrator, dass durch den Einsatz sehr kleiner, günstiger und vor allem massenproduktionstauglicher Bauelemente (s.Abb.8) in diesem Konzept ein riesiges Einsparpotential liegt.

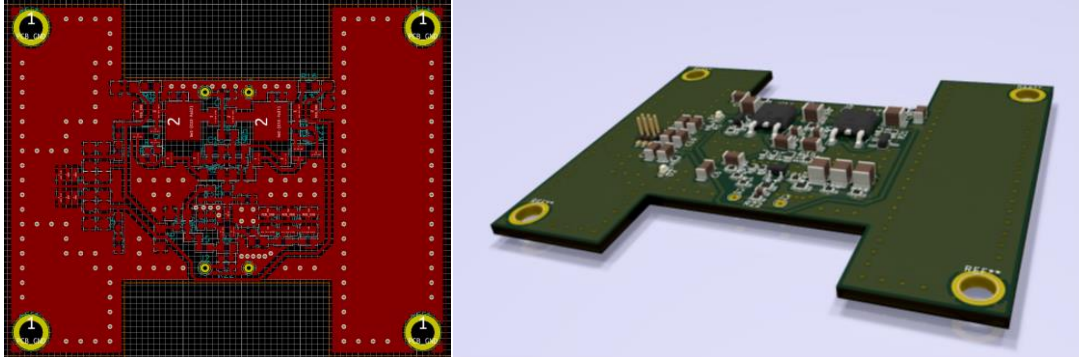


Abbildung 8: aktiver Filter, Demonstrator PCB

### Literaturangaben

- [1] L. Lawwhite und M. F. Schlecht, „*Design of active ripple filters for power circuits operating in the 1-10 MHz range*“, In: IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 3, 1988
- [2] I. Takahashi, A. Ogata, H. Kanazawa und A. Hiruma, „*Active EMI Filter for Switching Noise of High Frequency Inverters*“, In: Power Conversion Conference, 1997
- [3] S. Ogasawara, H. Ayano und H. Akagi. „*An Active Circuit for Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter*“, In: Power Electronics Specialists Conference, 1997
- [4] B. Arndt, P. Olbrich, H. Reindl, C. Waldera, „*Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen*“, In: emv : Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Düsseldorf, 2018



# Erweiterung und Fahrzeugverifikation eines aktiven Hybrid-Filter-Konzeptes zur Reduktion transienter Gleichtaktstörungen ab der Schaltfrequenz eines HV Inverters

Dr. Peter Olbrich, AVL SFR GmbH, Im Gewerbepark B29, Regensburg, Deutschland  
 Dr. Bastian, Arndt, AVL SFR, Im Gewerbepark B29, Regensburg, Deutschland  
 Dipl.-Ing. Hartwig Reindl, AVL SFR, Im Gewerbepark B29, Regensburg, Deutschland  
 M. Sc. Christian Waldera, VW, Brieffach 1730, Wolfsburg, Deutschland

## 1. Einleitung

Im Bereich der Entwicklung automobiler Filtersysteme zeigt das Konzept der aktiven Filterung zur Reduzierung leitungsgebundener elektromagnetischer Störungen zunehmendes Interesse in der Fachwelt [1-3]. Dies liegt zum einen daran, dass in Hochvolt-KFZ-Anwendungen aus Sicherheitsgründen Obergrenzen für den Einsatz kapazitiver Elemente zum Ableiten von Gleichtaktstörungen gelten. Um die Dämpfungsanforderung und damit die definierten Limits einzuhalten, muss hierbei verstärkt auf induktive Längselemente zurückgegriffen werden. Aus Kosten-, Volumen- und Gewichtsgründen ist diese Art der Kompensation in den meisten Anwendungen nur bedingt zielführend. Zum anderen ist auch die Miniaturisierung, einhergehend mit der Integrierbarkeit der Filtermaßnahme, ein wichtiger Aspekt und somit eine interessante Eigenschaft des aktiven Filterkonzeptes. Im speziellen wurde gezeigt, dass der aktive Hybridfilter vielversprechende Ergebnisse im Vergleich zu einem klassisch passiven Filtersystem, ausgelegt auf gleiche Spannungslage und Leistungsklasse, liefert [4].

Im Folgenden wird ein Konzept des aktiven hybriden Gleichtaktfilters, welches auf eine reale Anwendung in einem HV Elektrofahrzeug (400V/80kW) ausgelegt ist, vorgestellt werden. Hierbei soll gezeigt werden, dass eine hohe GesamtfILTERleistung auf vergleichsweise kleinem Bauraum realisiert werden kann. Ein ausschlaggebender Grund hierfür ist mitunter, dass es durch die aktive Reduzierung des Störstroms ermöglicht wird, die induktiven Komponenten des nachgeschalteten passiven Filters entsprechend auf den

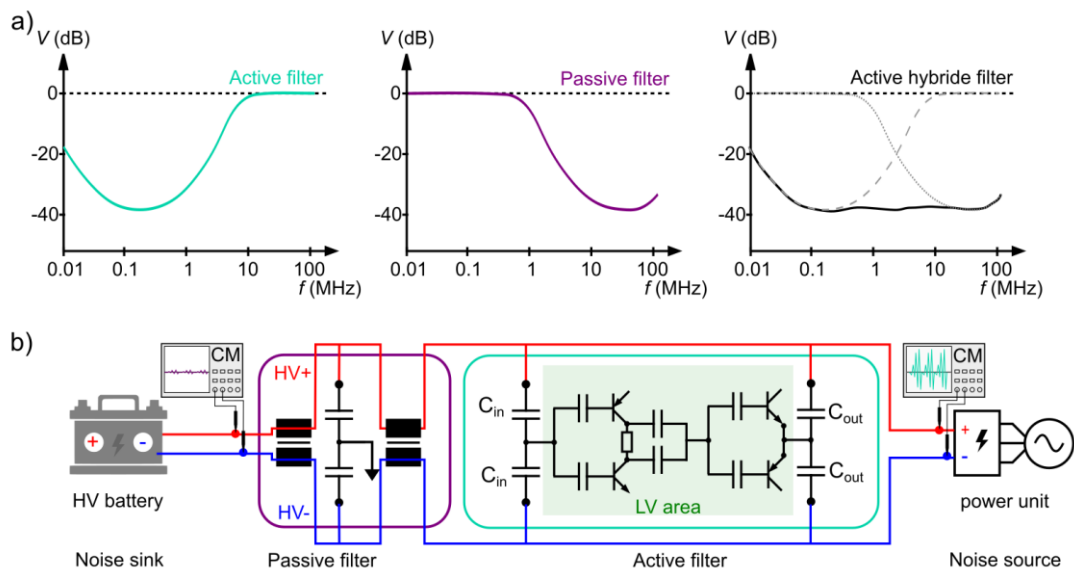


Abbildung 1: a) schematischer Frequenzgang der Einfügedämpfung (links: aktiv, mitte: passiv, rechts: hybrid), b) Darstellung der Filtertopologie des hybriden Filters relativ zur Störquelle und -senke und den bipolaren Aufbau des aktiven hybriden Gleichtaktfilters

reduzierten Störstroms auszulegen. Auch in Hinblick auf die Integrierbarkeit in die Leistungselektronik und Adaption an das spezielle Impedanzverhältnis im Fahrzeug ist das aktive System von Interesse.

## 2. Aktiver Hybrider Gleichtaktfilter

Bei dem hybriden Konzept handelt es sich um eine Kombination aus einem aktiven und einem passiven Filterteil. Die in Abbildung 1 a) vereinfacht skizzierten frequenzabhängigen Dämpfungseigenschaften (aktiv, passiv und hybrid) wurden simulatorisch ihren Frequenzbereichen (aktiv: 0.01 bis 2 MHz, passiv: 2 bis 100 MHz) angepasst und auf die Impedanzverhältnisse des Anwendungsfalles abgestimmt. Die Filtertopologie des hybriden Filters, sowie dessen Aufteilung in aktiven und passiven Gleichtaktfilter, relativ zu Störquelle und –senke, ist in Abbildung 1b) skizziert.

Im aktiven Konzept wird prinzipiell eine Störspannung gemessen, invertiert, verstärkt und dann als Gegenstrom in den HV Bereich zurückgekoppelt. Durch die Ein- und Auskoppelkondensatoren,  $C_{in}$  und  $C_{out}$ , ist der verarbeitende Schaltungsteil (in Abb. 1b grün hervorgehoben) vom umliegenden HV Bereich galvanisch abgetrennt und daher als Niedervolt Bereich zu betrachten. Zu erkennen ist hierin der bipolare Aufbau (NPN und PNP Transistoren) des Vorverstärkers und der Leistungsendstufe. Diese Eigenschaft erlaubt schnelle transiente Pulse bis in den MHz Bereich zu kompensieren, erfordert jedoch Reaktionszeiten im Bereich mehrerer Nanosekunden. Die durch die Gesamtlaufzeit entstehende Phasenverschiebung  $\Delta\varphi$  zwischen gemessenem und zurückgeführtem Signal ist maßgeblich für die Bestimmung der oberen Arbeitsfrequenz  $f_{max}$  und wird der Auslegung als Designziel zugrunde gelegt. Um zum Beispiel ein Signal mit  $f = 1$  MHz noch um 20 dB dämpfen zu können muss ein maximales  $\Delta\varphi_{@1MHz}$  von ca.  $6^\circ$  erreicht werden, was einem zeitlichen Versatz von  $\Delta t_{max} = \Delta\varphi / (f_{max} \times 360^\circ) = 17$  ns entspricht.

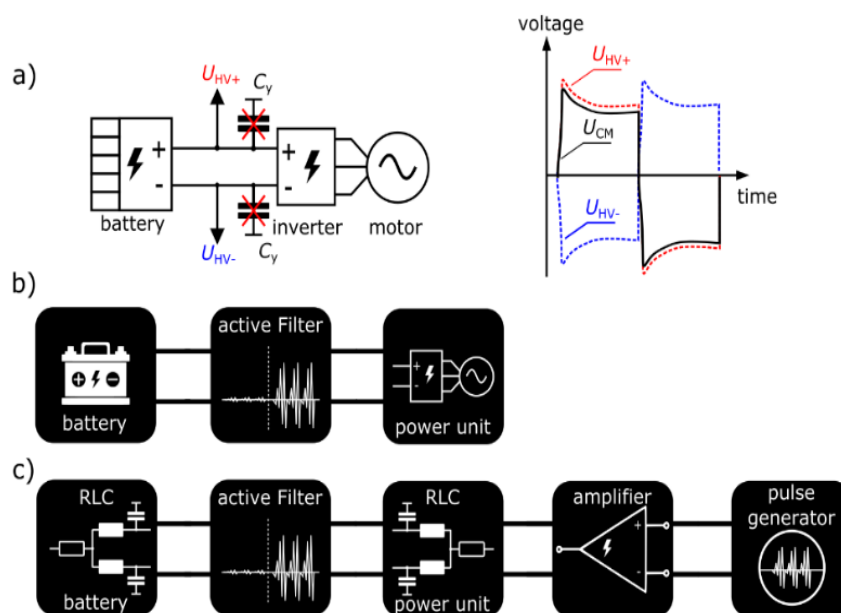


Abbildung 2: a) Messung des ungefilterten Gleichtaktsignals  $U_{cm}$ , b) Symbolhafte Darstellung der Fahrzeugelektronik, c) Symbolhafte Darstellung des Ersatzmodells zum Vergleich der Simulationsergebnisse mit Labormessungen

Wie einleitend schon angesprochen lässt sich der passive Filterteil, abgebildet in Abb. 1b), durch den deutlich aktiv reduzierten Gleichtaktstrom kompakter dimensionieren bzw. an den Frequenzbereich  $> 2$  MHz anpassen. Durch den niedrigeren Sättigungsstrom ermöglicht dies einen flexibleren Einsatz hochpermeabler Kerne bzw. Hochfrequenzferrite.

### 3. Simulation und Verifikation im Fahrzeug

Im Folgenden werden die Resultate zur Erweiterung des unteren Arbeitsbereiches des aktiven Filters bis zur Schaltfrequenz des HV Inverters gezeigt. Die Ergebnisse der simulatorischen Auslegung wurden durch reale Messungen in einem Hochvolt-Elektrofahrzeug unter Last verifiziert. Hierbei konnte eine signifikante Dämpfung der Gleichtaktstörung ab der Arbeitsfrequenz des Inverters von 10 kHz von über 50 dB erzielt werden. Zugleich konnte die Gleichtaktspannung im Zeitbereich von 100 Vpp auf 0.6 Vpp reduziert werden. Dies ist insofern bemerkenswert, da der benötigte Bauraum des hybriden Filters lediglich  $0,13 \text{ dm}^3$  beträgt.

#### 3.1 Fahrzeugeigenschaften und Simulationsumgebung

Zur Vermessung der Filtereigenschaften stand ein Elektrofahrzeug ( $U_{\text{HV}} = 400 \text{ V}$ ), mit aus der Leistungselektronik entfernten Y-Kondensatoren, zur Verfügung. Neben Messungen der ungefilterten Gleichtaktstörspannung  $U_{\text{cm}}$ , siehe Abbildung 2a), unter Last wurden Impedanzanalysen der Störsenke (HV Batterie) und Störquelle (Leistungs-elektronik – Motor) durchgeführt. Der gesamte Leistungspfad wurde im Simulator nachgebildet und mittels eines generierten Störpulses mit den Messungen korreliert, siehe Abbildung 2b) und 2c). Die Auslegung des aktiven Hybridfilters wurde in dieser Simulationsumgebung durchgeführt und somit an die Impedanzverhältnisse im Fahrzeug angepasst. Durch Messung und Simulation zeigt sich, dass zum effektiven Filtern der hochfrequenten Komponenten auch die Gleichtaktstörungen, induziert durch die Schaltfrequenz  $f_s = 10 \text{ kHz}$ , unterdrückt werden müssen. Im Zuge dessen musste unter anderem auch die Schaltungstopologie abgeändert und die Leistungsfähigkeit der Transistoren erhöht, sowie ein ausreichendes Kühlkonzept entwickelt werden. Die Werte für die Ein- und Auskoppelkondensatoren wurden mit  $C_{\text{in}} = 27 \text{ nF}$  und  $C_{\text{out}} = 270 \text{ nF}$  bestimmt. Für erste Messungen des Filters und zur Bestätigung der Simulationsergebnisse wurde das

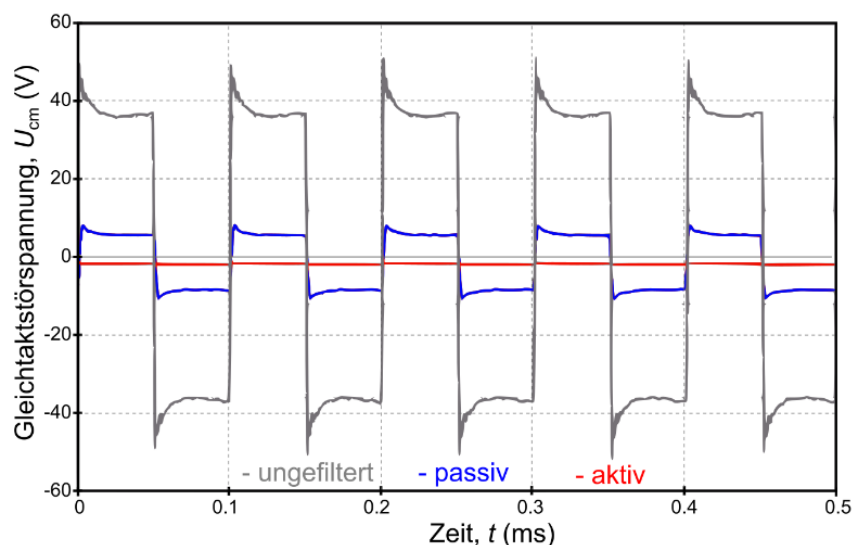


Abbildung 3: Im Fahrzeug unter Last gemessene Gleichtaktstörung (grau) ohne Filter, (blau) nur mit passivem Filter, (rot) mit passivem und aktivem Filter

Simulationssetup auf Basis von RLC Ersatzmodellen nachgebaut. Ein entsprechender Gleichtaktstörpuls wurde mittels eines Leistungsverstärkers in Kombination mit einem Pulsgenerator generiert und eingepreßt.

### 3.2 Validierung der Filtereigenschaften im Fahrzeug

Der Hauptaspekt des Projektes liegt jedoch darin, die Funktion und Filterwirkung im Fahrzeug zu demonstrieren. Hierzu wurde das Gehäuse der Leistungselektronik modifiziert, um den aktiven Hybridfilter an das HV-System zu kontaktieren, sowie einen messtechnischen Zugang zu den HV Leitungen vor und nach dem Filter zu schaffen. Die zeitlich korrelierten Spannungsmessungen von  $U_{HV+/-}$  relativ zum Massepotential wurden mit einem Oszilloskop (HD Modus: Bandbreite 100 MHz, Auflösung 13 Bit) erfasst. Somit konnte Messgenauigkeit mit einer Auflösung  $\sim 78$  dB relativ zum Gesamtmessbereich erreicht werden. Die Messungen wurden im Fahrzeug unter Last mit angeschalteten Verbrauchern durchgeführt. Mittels Mathematikfunktion wurden aus den erfassten Daten die Gleich- und Gegentaktstörspannung vor und hinter der Filtermaßnahme berechnet.

Abbildung 3 zeigt den zeitlichen Verlauf der berechneten Gleichtaktstörspannung  $U_{cm} = (U_{HV+} - U_{HV-})/2$  im ungefilterten (grau), rein passiv (blau) und aktiv (rot) gefilterten System. Hier bildet sich eindeutig die dominierende Schaltfrequenz mit Fundamentaler bei 10 kHz ab. Diese liefert einen dominierenden Beitrag zum Gleichtaktsignal, wodurch der Arbeitsbereich des aktiven Filters bis hin zu dieser Frequenz erweitert werden musste. Während die Wirkung des aktiven Hybridfilters im Zeitbereich eindeutig veranschaulicht werden kann, soll zur genaueren Betrachtung das frequenzabhängige Verhalten herangezogen werden.

Die ausgewerteten Spektren von  $U_{cm}$  im ungefilterten, passiv gefilterten und im passiv/aktiv gefilterten Fahrzeug werden in Abbildung 4 gegenübergestellt. Wird zunächst die Wirkung bei niedrigen Frequenzen betrachtet, z.B.  $f = 30$  kHz, zeigt sich das dominierende Verhalten der aktiven (35 dB $\mu$ V) gegenüber der passiven (15 dB $\mu$ V) Lösung. In Summe wird hier der Störpegel durch den hybriden Filter um 50 dB $\mu$ V gesenkt. Auch die eingangs beschriebene Aufteilung der Filterwirkung im Frequenzbereich lässt sich eindeutig erkennen und bis zur Rauschgrenze (50 dB $\mu$ V) bei ca. 1 MHz verfolgen. Während die sich Dämpfung des aktiven Filters auf 20 dB reduziert, steigt die des

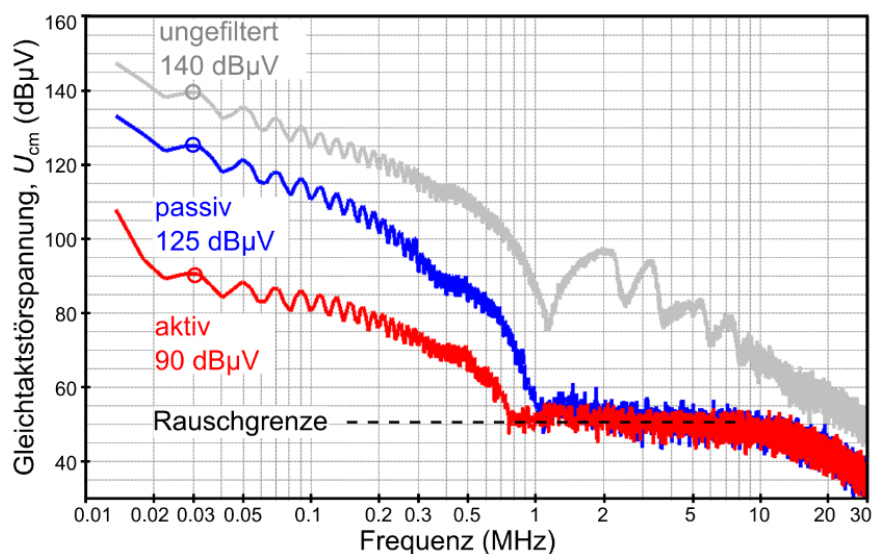


Abbildung 4: FFT der gemessenen Gleichtaktspannung auf Abbildung 1 (grau) ohne Filter, (blau) nur mit passivem Filter, (rot) mit passivem und aktivem Filter



passiven Filters auf 30 dB an. Mit dem relativ kleinen Aufbau des aktiven Hybridfilters von ca. 86 x 78 x 20 mm<sup>3</sup> wurde eine Gesamtdämpfung im niederfrequenten Bereich von bis zu 50dB erzielt. Beeindruckend ist hierbei die Wirkung des aktiven Filterteils von ca. 35 dB bei 30 kHz (vergleiche Abb. 4 blaue und rote Kurven).

#### 4. Zusammenfassung

Die Messungen demonstrieren eindeutig, dass das Konzept des aktiven Hybridfilters auf eine reale Anwendung in einem HV Elektrofahrzeug (400 V / 80 kW) angewendet und ausgelegt werden kann. Dies stellt eine Neuerung für die EMV Filtertechnik im automobilen Bereich dar. Die hierbei erreichte Gesamtfilterwirkung von knapp 50 dB wurde in einem Volumen von ca. 0.13 dm<sup>3</sup> realisiert. Hervorzuheben ist hierbei auch, dass die simulatorische Auslegung des Filters, wie auch die messtechnische Erfassung der Filterwirkung in der Impedanzumgebung des Fahrzeugs durchgeführt wurde und somit eine realistische Bewertung stattfinden kann. Weiterhin ermöglicht die aktive Lösung neben ihrer Integrierbarkeit in die Leistungselektronik auch eine einfache schaltungstechnische Anpassung an geänderte Fahrzeugparameter, wie zum Beispiel Impedanzverhältnisse der Störquelle und –senke.

#### Literaturangaben

- [1] A. Nasiri, „Different Topologies of Active EMI Ripple Filters for Automotive DCDC Converters,“ in Vehicle Power and Propulsion, 2005
- [2] W. Chen, W. Zhang, X. Yang, Z. Sheng und Z. Wang, „An Experimental Study of Common- and Differential-Mode Active EMI Filter Compensation Characteristics“, in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. **51**, no. 3, 2009.
- [3] C. Waldera, M. Obholz, A. Ruta, B. Arndt, P. Olbrich, H. Reindl, H. Hirsch, „Aktive EMI-Filter zur Reduktion von CM-Störimpulsen auf den HV-Leitungen von Elektrofahrzeugen“, GMM-Fachtagung, 2017
- [4] B. Arndt, P. Olbrich, H. Reindl, C. Waldera, „Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen“, In: emv: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Düsseldorf, 2018, S. 432-438



# **Zeit- und frequenzbereichsbasierte Bestimmung der Grundfrequenz von Störsignalen zur Anwendung in der aktiven Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten Signalen**

M. Sc. Tobias Dörlemann, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund

M. Sc. Andreas Bendicks, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund

## **1 Einleitung und Motivation**

Zur Dämpfung stationärer Störsignale leistungselektronischer Systeme werden meist passive Filterschaltungen eingesetzt. Mit der Motivation, das hohe Gewicht, das große Bauvolumen und die damit einhergehenden Kosten dieser passiven Filterschaltungen einsparen zu können, wurden aktive Kompensationsverfahren wie die aktive Filterung [1, 2] entwickelt. Hierbei wird ein Störsignal mit einer Verzögerungszeit behaftet gemessen, rückgeführt und dem Störsignal destruktiv überlagert. Aufgrund der unvermeidbaren Verzögerungszeit durch die Messung und Rückführung der Störung, die die Unterdrückung des Störsignals einschränkt, wurde mit dem Konzept der aktiven Störunterdrückung der Ansatz der synthetischen Erzeugung geeigneter Gegenstörsignale etabliert [3, 4]. Durch geeignete Anpassung des synthetisierten Gegenstörsignals kann im Idealfall eine vollständige Unterdrückung der Störung resultieren. Im Falle eines periodischen Störsignals ist sein zeitlicher Werteverlauf vorhersagbar. Dadurch wird die Synthese eines geeigneten Gegenstörsignals ermöglicht. Dieses Gegenstörsignal muss zu jedem Zeitpunkt exakt auf die Störung abgestimmt sein. Dazu ist die zeitliche Synchronität zwischen Stör- und Gegenstörsignal entscheidend. Bisherige Realisierungskonzepte für getaktete leistungselektronische Systeme erreichen die notwendige dauerhafte Synchronität von Stör- und Gegenstörsignalen durch die Erzeugung der Ansteuerungssignale für die Leistungselektronik und der Gegenstörung durch ein gemeinsam verwendetes digitales System [3, 4]. Durch nur einen gemeinsamen Taktgenerator ist ein fester zeitlicher Bezug zwischen dem Ansteuerungssignal, dem Störsignal und dem Gegenstörsignal gegeben. Hieraus resultieren jedoch erhebliche Einschränkungen. Das Gegenstörsystem muss zusammen mit der Ansteuerung der Leistungselektronik entwickelt werden. Eine Nachrüstlösung mit einem unabhängigen zweiten Taktgeber führt aufgrund von unvermeidbaren Toleranzen zwischen den Taktgebern früher oder später zu Problemen. Das Gegenstörsignal muss in festen zeitlichen Abständen nachsynchronisiert werden. Eine PLL könnte diese Aufgabe übernehmen, hier sind jedoch sehr hohe Echtzeitanforderungen durch die Hardware zu erfüllen. Wünschenswert ist eine offline-Bestimmung des Gegenstörungssignal für eine gesamte Periodendauer, was eine längere Berechnungszeit erfordert. Damit auch nach der Berechnung des Synthesesignals die Synchronität noch sichergestellt werden kann, sind Verfahren notwendig, welche insbesondere die Periodendauer der Störung sehr genau bestimmen können.

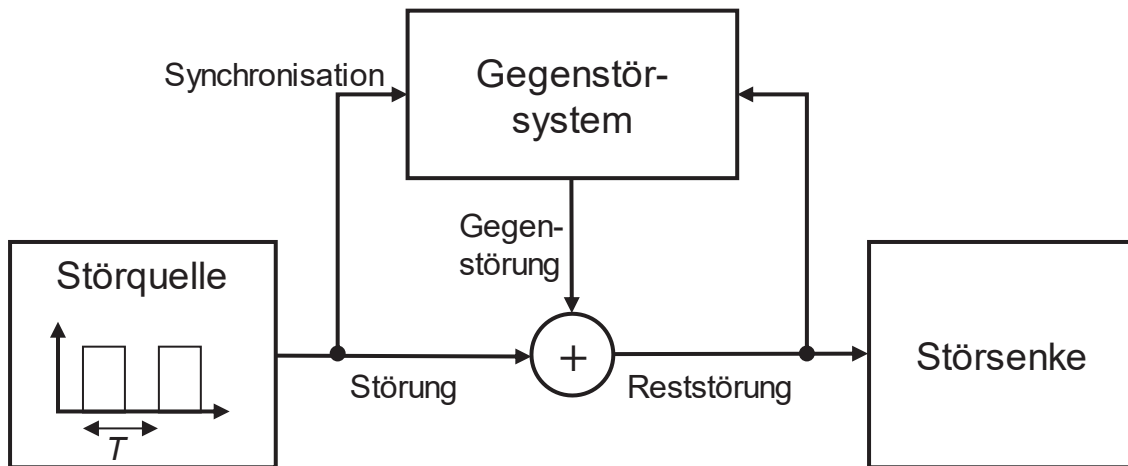


Abbildung 1: Synchronisation des Gegenstörsignals auf das Störsignal

Genauere Verfahren zur Bestimmung der Periodendauer wurden vor allem im Bereich der Power Quality in der Energieversorgung [5, 6, 7] sowie in der Akustik [z.B. 8, 9, 10] entwickelt. Die dabei betrachteten Frequenzen liegen meist im Bereich der Netzfrequenz (50 Hz) oder im Frequenzbereich der menschlichen Hörwahrnehmung (ungefähr 20 Hz bis 20 kHz). Die Genauigkeitsanforderungen sind sehr unterschiedlich. Viele Arbeiten unterscheiden dabei grundsätzlich zwischen einer Identifikation im Zeit- oder im Frequenzbereich. Während im Frequenzbereich meist die Fourier-Transformation oder schmalbandige Filter eingesetzt werden, gibt es sehr unterschiedliche Ansätze für den Zeitbereich. Die besondere Herausforderung einer Identifikation im Zeitbereich ist, dass im Falle von komplexeren Zeitbereichssignalen nur selten genau ein charakteristisches Ereignis pro Periodendauer vorliegt. So kann beispielsweise ein Störsignal, das aus zahlreichen Frequenzkomponenten besteht, eine Anzahl an Nulldurchgängen pro (Grund-) Periodendauer enthalten, die in keinem direkten Verhältnis zur Grundfrequenz dieses Signals steht [8]. In [8] werden verschiedene Zeitbereichsverfahren für die Bestimmung der Grundfrequenz in der Akustik genannt. Dabei werden Verfahren im Phasenraum, korrelationsbasierte Verfahren und ereignisbasierte Verfahren unterschieden. In [9] werden mehrere Phasenregelschleifen (Phase Locked Loops, PLL) genutzt, um die Grundfrequenz eines Tonsignals abzuschätzen. Zu der Anwendbarkeit der Verfahren im Rahmen der aktiven Gegenkopplung in der EMV gibt es bislang keine Untersuchungen.

In diesem Beitrag werden erste analytische Betrachtungen entwickelt, die es erlauben, Genauigkeitsanforderungen für die Bestimmung der Periodendauer eines Störsignals zur Synthese eines geeigneten Gegenstörsignals formulieren zu können.

## 2 Bedeutung der Identifikation der Grundfrequenz für die aktive Störunterdrückung

Ein periodisches Störsignal  $y_{\text{Stör}}(t)$  mit der Grundfrequenz  $f_{\text{Stör}}$  lässt sich im allgemeinen als Fourier-Reihe darstellen. In Gleichung (1) wird die Amplituden-Phasen-Form gezeigt. Hier ist erkennbar, dass jede Frequenzkomponente des Störsignals durch eine Amplitude  $a_n$ , eine Frequenz  $nf_{\text{Stör}}$  und eine Phase  $\varphi_n$  charakterisiert ist.

$$y_{\text{Stör}}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(2\pi n f_{\text{Stör}} t + \varphi_n) \quad (1)$$

Um ein periodisches Störsignal mithilfe eines synthetisierten Gegenstörsignals aktiv zu unterdrücken, muss dem Störsignal zu jedem Zeitpunkt ein Gegenstörsignal mit gleichem Momentanwert, aber umgekehrtem Vorzeichen überlagert werden. Folglich muss das in Gleichung (2) dargestellte Gegenstörsignal  $y_{\text{Anti}}(t)$  die gleichen Frequenzkomponenten  $nf_{\text{Stör}}$  mit den gleichen Amplituden  $a_n$  und Phasen  $\varphi_n$ , aber umgekehrtem Vorzeichen aufweisen.

$$y_{\text{Anti}}(t) = -y_{\text{Stör}}(t) = -\left(\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(2\pi n f_{\text{Stör}} t + \varphi_n)\right) \quad (2)$$

Bei Betrachtung der Gleichungen (1) und (2) wird deutlich, dass nach der präzisen Bestimmung der Grundfrequenz  $f_{\text{Stör}}$  auch alle höheren Frequenzkomponenten  $nf_{\text{Stör}}$  des Störsignals gegeben sind. Daher ist die präzise Bestimmung der Grundfrequenz des Störsignals entscheidend für die genaue Synthese des gesamten Gegenstörsignals. Grundsätzlich ist davon auszugehen, dass die Frequenzen, Amplituden und Phasen des Störsignals stets mit einem Fehler behaftet identifiziert werden. Während Amplituden- und Phasenfehler zwischen Störung und Gegenstörung zu einem stationären Reststörsignal führen und beispielsweise mithilfe adaptiver Verfahren relativ einfach kompensiert werden können, verursachen Frequenzfehler zwischen Störung und Gegenstörung eine Schwebung. Die Amplitude der Störung verdoppelt sich damit periodisch mit der Schwebefrequenz. Verstärkungen durch Frequenzfehler müssen durch eine genaue Synchronisation unbedingt vermieden werden. Die Anforderungen an die Geschwindigkeit und Genauigkeit einer Frequenzmessung werden nachfolgend diskutiert.

## 3 Einfluss eines Frequenzfehlers auf die erzielbare Störunterdrückung

Um grundsätzlich einschätzen zu können, wie genau die Grundfrequenz des Störsignals bestimmt werden muss, wird im Folgenden die Auswirkung eines Frequenzfehlers zwischen einem sinusförmigen Stör- und Gegenstörsignal auf die erzielbare Störunterdrückung untersucht.

Dazu werden das betrachtete Störsignal in Gleichung (3) und das Gegenstörsignal in Gleichung (4) definiert.

$$y_{\text{Stör}}(t) = A_{\text{Stör}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{Stör}} t + \varphi_{\text{Stör}}) \quad (3)$$

$$y_{\text{Anti}}(t) = A_{\text{Anti}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{Anti}} t + \varphi_{\text{Anti}}) \quad (4)$$

Um eine destruktive Interferenz zwischen Stör- und Gegenstörsignal zu erzielen, müssen für die Parameter des Gegenstörsignals die in Gleichung (5) dargestellten, idealen Zusammenhänge gelten.

$$\begin{aligned} A_{\text{Anti}} &= -A_{\text{Stör}} \\ f_{\text{Anti}} &= f_{\text{Stör}} \\ \varphi_{\text{Anti}} &= \varphi_{\text{Stör}} \end{aligned} \quad (5)$$

Um den Einfluss eines relativen Frequenzfehlers  $\varepsilon_f$  zwischen Stör- und Gegenstörsignal untersuchen zu können, werden im Folgenden die in Gleichung (6) dargestellten Parameter des Gegenstörsignals angenommen. Amplituden- und Phasenfehler zwischen Stör- und Gegenstörsignal werden im Folgenden nicht betrachtet.

$$\begin{aligned} A_{\text{Anti}} &= -A_{\text{Stör}} \\ f_{\text{Anti}} &= f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f) \\ \varphi_{\text{Anti}} &= \varphi_{\text{Stör}} \end{aligned} \quad (6)$$

Entsprechend ergibt sich das mit einem relativen Frequenzfehler  $\varepsilon_f$  behaftete Gegenstörsignal wie in Gleichung (7) dargestellt.

$$y_{\text{Anti}}(t) = -A_{\text{Stör}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f)t + \varphi_{\text{Stör}}) \quad (7)$$

Nach Überlagerung des Störsignals aus Gleichung (3) mit dem Gegenstörsignal aus Gleichung (7) resultiert das Reststörsignal in Gleichung (8).

$$y_{\text{Rest}}(t) = A_{\text{Stör}} \cdot (\sin(2\pi f_{\text{Stör}}t + \varphi_{\text{Stör}}) - \sin(2\pi f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f)t + \varphi_{\text{Stör}})) \quad (8)$$

Die relative Reststörung, also die Reststörung bezogen auf die Amplitude des Störsignals, beschreibt die momentane Störunterdrückung und ist in Gleichung (9) dargestellt.

$$y_{\text{Rest,rel}}(t) = \frac{y_{\text{Rest}}(t)}{A_{\text{Stör}}} = \sin(2\pi f_{\text{Stör}}t + \varphi_{\text{Stör}}) - \sin(2\pi f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f)t + \varphi_{\text{Stör}}) \quad (9)$$

Nach Umformung und Anwendung eines Additionstheorems, sowie der Annahme  $\varphi_{\text{Stör}} = 0$  ergibt sich schließlich der Ausdruck in Gleichung (10).

$$y_{\text{Rest,rel}}(t) = \frac{y_{\text{Rest}}(t)}{A_{\text{Stör}}} = \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_{\text{Stör}}(2 \pm \varepsilon_f)}{2} \cdot t\right) \cdot 2 \sin\left(\mp 2\pi \cdot \frac{f_{\text{Stör}}\varepsilon_f}{2} \cdot t\right) \quad (10)$$

Bei Betrachtung von Gleichung (10) und Abbildung 2 wird deutlich, dass es sich bei dem relativen Reststörsignal um eine Schwebung handelt. Die Einhüllende der Schwebung  $y_{\text{Rest,rel,Einh}}(\varepsilon_f, t)$  ist in Gleichung (11) zusammengefasst und schwingt mit der halben absoluten Fehlerfrequenz  $f_{\text{Stör}} \cdot \varepsilon_f/2$ , während der höherfrequente Anteil mit dem Mittelwert von Stör- und fehlerbehafteter Gegenstörfrequenz schwingt.

$$y_{\text{Rest,rel,Einh}}(\varepsilon_f, t) = 2 \sin\left(\mp 2\pi \cdot \frac{f_{\text{Stör}}\varepsilon_f}{2} \cdot t\right) \quad (11)$$

Bereits aufgrund kleiner relativer Frequenzfehler  $\varepsilon_f$  zwischen Stör- und Gegenstörsignal entsteht folglich ein amplitudenmoduliertes Reststörsignal, das im Laufe der Zeit die

doppelte Störsignalamplitude annimmt. Je kleiner der absolute Frequenzfehler  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f$  zwischen Störung und Gegenstörung ist, desto größer ist die Periodendauer der Einhüllenden des Reststörsignals, desto später kommt es zu einer relevanten konstruktiven Überlagerung zwischen Störung und der frequenzfehlerbehafteten Gegenstörung.

Um die konstruktive Überlagerung klein zu halten, müssen der Frequenzfehler des Gegenstörsignals möglichst klein sein und die Phase des Gegenstörsignal regelmäßig angepasst werden. Je stärker das Störsignal unterdrückt werden soll, desto früher muss das Gegenstörsignal korrigiert werden. Dabei muss mindestens der aus dem vorhandenen Frequenzfehler mit zunehmender Zeit resultierende Phasenfehler korrigiert werden. Eine gleichzeitige Korrektur dieses Phasenfehlers und des Frequenzfehlers ist jedoch vorzuziehen. Entsprechend wichtig ist es, für spätere Implementierungen abschätzen zu können, wie klein der relative Frequenzfehler  $\epsilon_f$  des Gegenstörsignals sein muss, um es innerhalb realistischer Zeiträume anpassen zu können.

Dazu wird nachfolgend untersucht, welche Werte die in Abbildung 2 dargestellte auf- und wieder abklingende relative Reststörung innerhalb verschiedener Zeiträume für verschiedene relative Frequenzfehler  $\epsilon_f$  erreicht. Die relative Reststörung – wie in Gleichung (10) dargestellt – beschreibt das Verhältnis des momentanen Reststörsignals zur Störsignalamplitude. Ist sein Betrag kleiner als 1 ( $< 0$  dB), so wird das Störsignal unterdrückt. Ist sein Betrag größer als 1 ( $> 0$  dB), so interferieren Stör- und Gegenstörsignal konstruktiv. Mit dem Betrag der Einhüllenden der relativen Reststörung ist eine geeignete Größe zur Bewertung der momentanen Störunterdrückung gegeben.

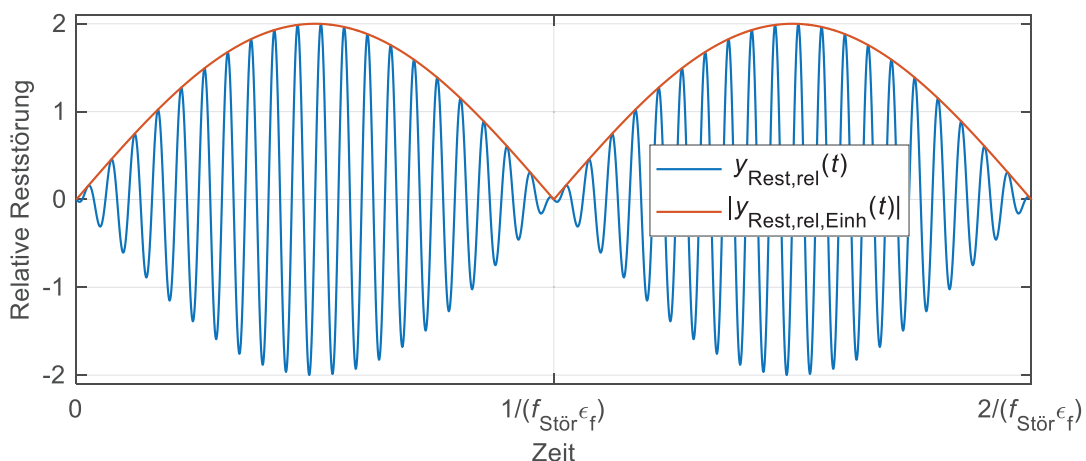


Abbildung 2: Darstellung der Amplitudenmodulation der relativen Reststörung aufgrund eines Frequenzfehlers zwischen Störung und Gegenstörung.

Abbildung 3 stellt den betraglichen Momentanwert der Einhüllenden der auf- und wieder abklingenden relativen Reststörung in dB dar. Entscheidend für die erzielbare Störunterdrückung ist einerseits der relative Frequenzfehler  $\epsilon_f$  des Gegenstörsignals, andererseits der Zeitpunkt, zu dem die relative Reststörung betrachtet wird. Dieser Zeitpunkt ist in Abbildung 3 als Vielfaches der Periodendauer der Störung dargestellt. Es ist deutlich erkennbar, dass aus einem größeren relativen Frequenzfehler zwischen Störung und Gegenstörung eine kürzere Periodendauer der Einhüllenden der Reststörung resultiert. Die sich periodisch wiederholenden Zeiträume der konstruktiven und destruktiven Interferenz treten entsprechend häufiger auf. In Abbildung 3 sind die Wechsel zwischen konstruktiver und destruktiver Interferenz anhand der Farbwechsel für spätere Zeitpunkte erkennbar. Aufgrund der logarithmischen Achsenskalierung und der begrenzten Anzahl an Datenpunkten ergibt sich die Verzerrung dieser Linienstrukturen.

Je größer der Frequenzfehler zwischen Stör- und Gegenstörsignal, desto frühzeitiger muss das Gegenstörsignal angepasst werden, um eine geforderte Störunterdrückung sicherzustellen. Ist hingegen eine Anpassung des Gegenstörsignals innerhalb weniger Störperioden möglich, so können auch größere relative Frequenzfehler früh genug korrigiert werden. Ist das Gegenstörsignal beispielsweise mit einem relativen Frequenzfehler von 1 ppm ( $\epsilon_f = 10^{-6}$ ) behaftet und eine Störunterdrückung von mindestens  $-50$  dB gefordert, so muss das Gegenstörsignal nach spätestens 500 Störperioden korrigiert werden.

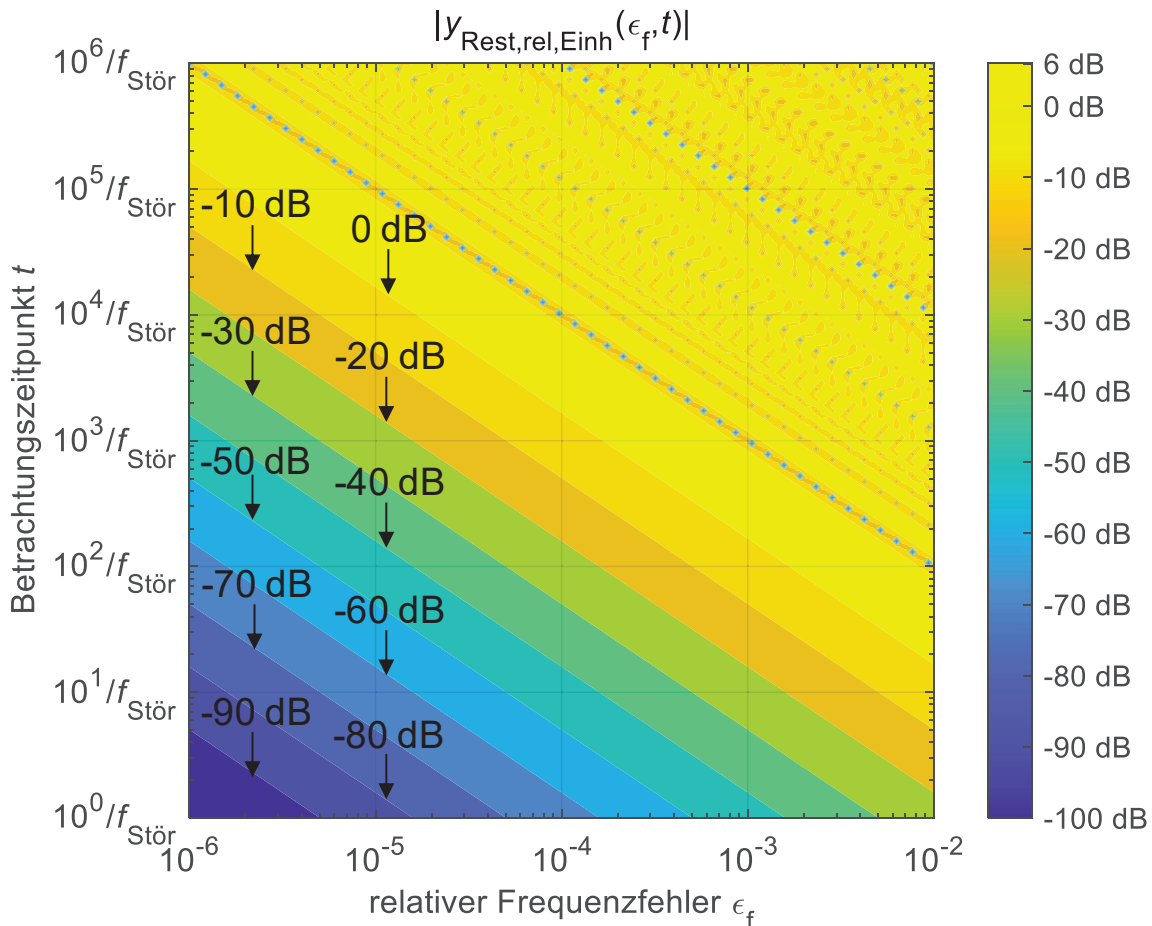


Abbildung 3: Darstellung des Betrages der Einhüllenden der relativen Reststörung in dB für verschiedene relative Frequenzfehler und verschiedene betrachtete Zeitpunkte.

Ein gleich großer relativer Frequenzfehler  $\epsilon_f$  führt bei einer höheren Störsignalfrequenz zu einem größeren absoluten Frequenzfehler  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f$  und damit zu einer schneller aufklingenden relativen Reststörung. Während ein relativer Frequenzfehler von  $\epsilon_f = 10^{-6}$  bei einer Störsignalfrequenz  $f_{\text{Stör}} = 100$  kHz zu einem absoluten Frequenzfehler von  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f = 100$  mHz führt, beträgt der absolute Frequenzfehler bei einer Störsignalfrequenz  $f_{\text{Stör}} = 2$  MHz bereits  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f = 2$  Hz. Während bei  $f_{\text{Stör}} = 100$  kHz mit einem relativen Frequenzfehler des Gegenstörsignals  $\epsilon_f = 10^{-6}$  auch noch nach circa 5 ms eine Störunterdrückung von  $-50$  dB erreicht werden kann, ist dies bei  $f_{\text{Stör}} = 2$  MHz nur bis circa  $250$   $\mu$ s möglich. Entsprechend muss der relative Frequenzfehler eines höherfrequenten Gegenstörsignals kleiner sein, oder das höherfrequente Gegenstörsignal muss entsprechend frühzeitiger korrigiert werden, um die gleiche Störunterdrückung zu erzielen.



#### 4 Betrachtung eines trapezförmigen Störsignals

Wie bereits in Kapitel 2 beschrieben, lassen sich periodische Störsignale als Fourier-Reihen darstellen. Ist die Grundfrequenz eines periodischen Störsignals bekannt, so ergeben sich die höheren Frequenzkomponenten als Vielfache dieser Grundfrequenz. Ist die Information über die Grundfrequenz mit einem Frequenzfehler  $\varepsilon_f$  behaftet, so erhöht sich der relative Frequenzfehler entsprechend für die höheren Harmonischen des Störsignals. Entsprechend wichtig ist die genaue Bestimmung der Grundfrequenz des Störsignals. Um den Einfluss eines relativen Frequenzfehlers der Grundfrequenz auf die erzielbare Störunterdrückung höherer Harmonischer des Störsignals bewerten zu können, wird im Folgenden ein periodisches trapezförmiges Störsignal betrachtet. Dieses wird nach [11] über seine Amplitude  $A$ , seine Periodendauer  $T$ , seine Pulsbreite  $\tau$  sowie über seine Anstiegszeit  $\tau_r$  definiert. Nach [11] ergibt sich die Amplitude  $a_n$  der Frequenzkomponente  $nf_{\text{Stör}}$  aus Gleichung (1) für einen trapezförmigen Puls gemäß (12).

$$a_n = 2A \frac{\tau}{T} \left| \frac{\sin\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right)}{\frac{n\pi\tau}{T}} \right| \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{n\pi\tau_r}{T}\right)}{\frac{n\pi\tau_r}{T}} \right|, n > 0 \quad (12)$$

Der Betrag der Einhüllenden jeder einzelnen Harmonischen der Grundfrequenz  $f_{\text{Stör}}$  der resultierenden Reststörung bei Überlagerung mit einem Gegenstörsignal mit fehlerbehafteter Grundfrequenz (aber mit korrekter Anfangsphase und Amplitude) ergibt sich nach (13).

$$|y_{\text{Rest,Einh}}(t, nf_{\text{Stör}})| = \left| 2a_n \cdot \sin\left(\mp 2\pi \cdot \frac{nf_{\text{Stör}}\varepsilon_f}{2} \cdot t\right) \right| \quad (13)$$

Für ein trapezförmiges Störsignal mit einer Grundfrequenz von 100 kHz, einer Amplitude von 48 V, einer Pulsbreite von 23% und einer Anstiegs- und Abfallzeit von 5 ns ergibt sich so für die ersten 100 Harmonischen der Grundfrequenz das in Abbildung 4 dargestellte, blaue Störspektrum. Wird die Grundfrequenz dieses Störsignals nun beispielsweise mit einem relativen Frequenzfehler von  $\varepsilon_f = 10^{-5}$  bestimmt, so resultiert nach Überlagerung von Stör- und Gegenstörsignal das in Abbildung 4 für verschiedene Zeitpunkte dargestellte und mit (13) berechnete, rote Reststörspektrum. Wie oben, links in Abbildung 4 zu erkennen ist, wirkt sich der relative Frequenzfehler der Grundfrequenz nach 10 Periodendauern so aus, dass die Störunterdrückung für höhere Frequenzen abnimmt. Nach einhundert Periodendauern werden weiterhin alle betrachteten Harmonischen gedämpft, wobei die Reduktion aller betrachteten Frequenzkomponenten weniger stark ausgeprägt ist als nach 10 Periodendauern. Nach eintausend Periodendauern kommt es zur Verstärkung einiger Harmonischer, während höhere Harmonische wieder unterdrückt werden. Nach zehntausend Perioden wird selbst die Grundfrequenz des Störpulses kaum noch unterdrückt, während einzelne höhere Harmonische nahezu vollständig unterdrückt werden.

Da jede Frequenzkomponente der Gegenstörung mit einem anderen absoluten Frequenzfehler  $nf_{\text{Stör}}\varepsilon_f$  behaftet ist, sind auch die Zeitpunkte der Minima und Maxima jeder Frequenzkomponente  $nf_{\text{Stör}}$  der resultierenden Reststörung verschieden. Entsprechend orientiert sich der Zeitpunkt, bis zu dem das Gegenstörsignal angepasst werden muss, an der höchsten Frequenzkomponente, die zuverlässig unterdrückt werden soll und an der für diese Frequenzkomponente geforderten Unterdrückung.

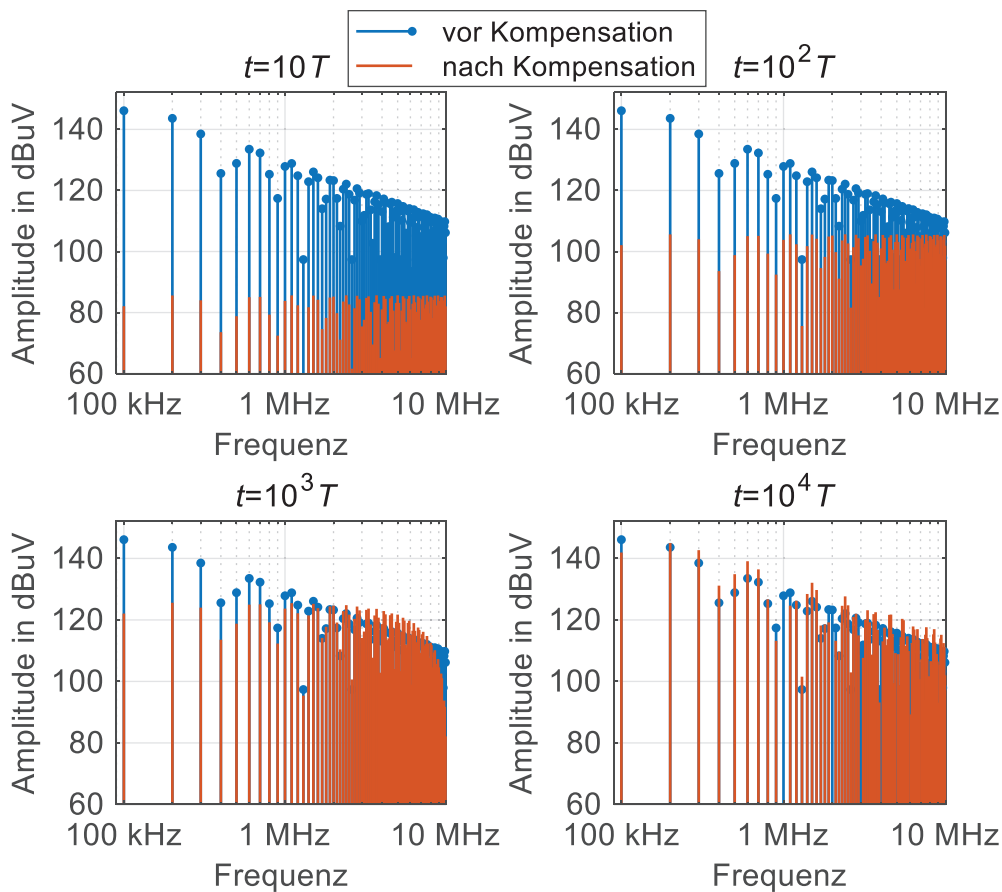


Abbildung 4: Vergleich der Betragsspektren für die Harmonischen des Trapezsignals (relativer Frequenzfehler der Grundfrequenz: 10 ppm)

## 5 Zusammenfassung

Die kontrollierte und synchrone Überlagerung von Stör- und Gegenstörsignalen ist eine Grundvoraussetzung für die erfolgreiche aktive Unterdrückung stationärer Störsignale. Um ein geeignetes Gegenstörsignal erzeugen zu können, ist die genaue Identifikation des Störsignals erforderlich. Um grundlegende Genauigkeitsanforderungen an die Identifikation der Grundfrequenz eines Störsignals zur Synthese eines geeigneten Gegenstörsignals formulieren zu können, wurde im Rahmen des vorliegenden Beitrages die erzielbare Störunterdrückung bei Vorhandensein eines Frequenzfehlers zwischen Stör- und Gegenstörsignal analytisch betrachtet. Die vorgestellten Ergebnisse stellen damit eine wichtige Basis für die zukünftige Untersuchung von möglichen Realisierungskonzepten dar.

## Literatur

- [1] Y.-C. Son, S.-K. Sul: „Generalization of Active Filters for EMI Reduction and Harmonics Compensation” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 2, pp. 545-551, March-April 2006
- [2] N. K. Poon, J. C. P. Liu, C. K. Tse, M. H. Pong: „Techniques for Input Ripple Current Cancellation: Classification and Implementation” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 1144-1152, Nov. 2000
- [3] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltheinharmonischen von leistungselektronischen Systemen“ EMV Düsseldorf, Deutschland, 2018
- [4] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „Active EMI Reduction of Stationary Clocked Systems by Adapted Harmonics Cancellation“ IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, no. 4, pp. 998-1006, Aug. 2019
- [5] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra: “A review of active filters for power quality improvement” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, 1999
- [6] M. El-Haborouk, M. K. Darwish, P. Mehta: „Active power filters: a review” IEE Proceedings – Electric Power Applications, vol. 147, no.5, pp. 403-413, 2000
- [7] R. W. De Doncker and A. J. A. Vandepuut, "A two-dimensional FFT algorithm for three-phase inverter-fed systems" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 181-188, Jan. 1992
- [8] D. Gerhard: “Pitch Extraction and Fundamental Frequency: History and Current Techniques” Technical Report TR-CS 2003-06, 2003
- [9] P. A. Pelle: "A Robust Pitch Extraction System Based on Phase Locked Loops" 2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings, Toulouse, 2006, pp. I-I.
- [10] M. Staudacher, V. Steixner, A. Griessner, C. Zierhofer: „Fast fundamental frequency determination via adaptive autocorrelation“ EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing, 2016
- [11] C. R. Paul: “Introduction to Electromagnetic Compatibility” 2. Auflage, Hoboken, New Jersey, Wiley, 2006



---

# Numerische Methoden



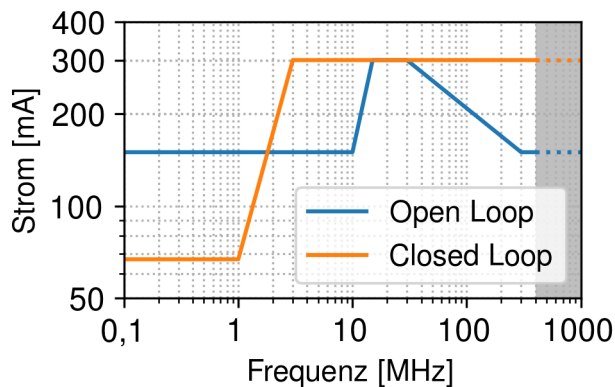
# Störfestigkeitsanalyse von Automobilsensoren durch Projektion der Anregung auf Eigenmoden

M.Sc. Jan Benz, Robert-Bosch-GmbH, AE/EMC3

Dr. sc.-techn. Jan Hansen, Robert-Bosch-GmbH, AE/EMC1

## 1 Einleitung

Mit der zunehmenden Automatisierung und Elektrifizierung des Automobils steigt die Anzahl der elektrischen Komponenten hoher Leistung (Inverter, DCDC-Wandler, etc.). Gleichzeitig werden neue präzise und hochfrequente Sensorsysteme benötigt. Dies führt zu immer strengeren Anforderungen an die Störfestigkeit dieser Sensoren. Schon heute kontrollieren Dutzende Sensoren Komfortfunktionen, Funktionen des Antriebsstranges sowie sicherheitsrelevante Funktionen (ABS, ESP, Airbag etc.).



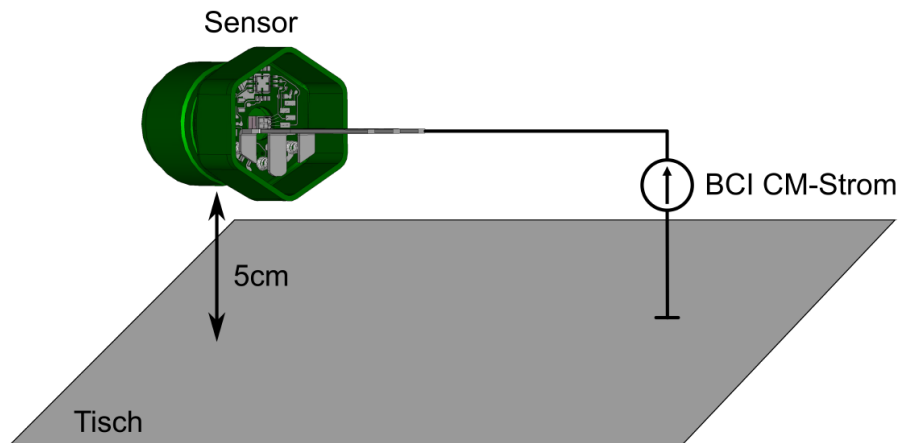
**Bild 1:** Beispielhafte Störfestigkeitslevel für Automobilsensoren im BCI-Verfahren

Aufgrund der breitbandigen Störpegel wird das System auch mit sämtlichen Resonanzfrequenzen des Sensors angeregt. Im eingeschwingenen Fall bestimmt die periodische Anregung und Dämpfung der Resonanz die Amplitude und damit die am Sensor auftretende Spannungsüberhöhung. So lassen sich Ausfälle sicherheitskritischer Kfz-Sensoren in der BCI Prüfung meist auf Resonanzen mit hoher Amplitude zurückführen.

Eine Möglichkeit zur Analyse solch kritischer Resonanzfrequenzen stellt die Eigenmodenanalyse dar. Die Eigenmoden geben dabei Aufschluss über die Frequenz und die räumliche Verteilung der Schwingung. Die resonanten Elemente der Struktur können somit für jede Resonanz bestimmt werden.

Um die Störfestigkeit der Sensoren im Spektrum niederfrequenter Leistungselektronik (Inverter 10 kHz) bis hin zu hochfrequenten Kommunikationssysteme (5G) zu gewährleisten, werden breitbandige Störfestigkeitstests wie das BCI-Verfahren (Bulk Current Injection) oder RIA-Verfahren (Radiated Immunity Antenna) eingesetzt.

Das BCI-Verfahren für Sensoren ist schematisch in Bild 2 dargestellt. Der Sensor wird isoliert in einem Abstand von 5 cm zur leitenden Tischplatte platziert. Der über eine Stromzange eingepreßte CM-Strom (Common Mode) fließt über den Sensor und dessen parasitäre Kapazität zum Tisch ab.



**Bild 2:** Schematische Darstellung der äußeren Anregung im BCI-Verfahren

Das Systemverhalten bei einer äußeren Anregung wird dabei jedoch nicht betrachtet. Eine Aussage über die, für die Störfestigkeit relevante, Amplitude der Resonanz ist somit nicht möglich. Dies schränkt eine effektive Analyse und Optimierung der Störfestigkeit mittels der Eigenmodenanalyse stark ein.

In diesem Beitrag wird daher eine Methode vorgestellt, welche die Eigenmodenanalyse auf Netzwerkebene um eine Projektion der Systemanregung auf die Eigenmoden erweitert. Dadurch kann die Kopplung zwischen äußerer Anregung (z.B. der Strom im BCI-Verfahren) und Eigenmode bestimmt werden. Diese Kopplung korreliert dabei direkt mit der Amplitude der zur Eigenmode assoziierten Resonanz. So können Layoutvarianten bezüglich der Anregung von Eigenmoden bewertet und optimiert werden. Eine effektive Verbesserung der Immunität des Sensors durch Reduktion der Anregung und damit der Resonanzamplitude ist somit möglich.

Der Beitrag beginnt mit der Theorie und dem Stand der Technik zur Eigenmodenanalyse. Mithilfe der in [7] gezeigten Methode werden die 3D-Strukturen des Sensors durch ein physikalisch äquivalentes Ersatzschaltbild (ESB) dargestellt und das Eigenwertproblem auf Netzwerkebene aufgestellt. Anschließend wird gezeigt, wie die Lösungen des Eigenwertproblems mit dem Systemverhalten im Störfestigkeitstest (am Beispiel von BCI) verknüpft werden können.

Zur Demonstration der Methode wird eine bekannte, kritische Resonanzstelle des Drucksensors aus Bild 2 analysiert und optimiert. Abschließend werden die Ergebnisse zusammengefasst und ein Ausblick auf zukünftige Erweiterungen der Eigenmodenanalyse gegeben.



## 2 Stand der Technik

Die makroskopischen Maxwell-Gleichungen können im Zeitbereich sowie, mittels der Fourier-Transformation  $\mathcal{F}$ , im Frequenzbereich zu

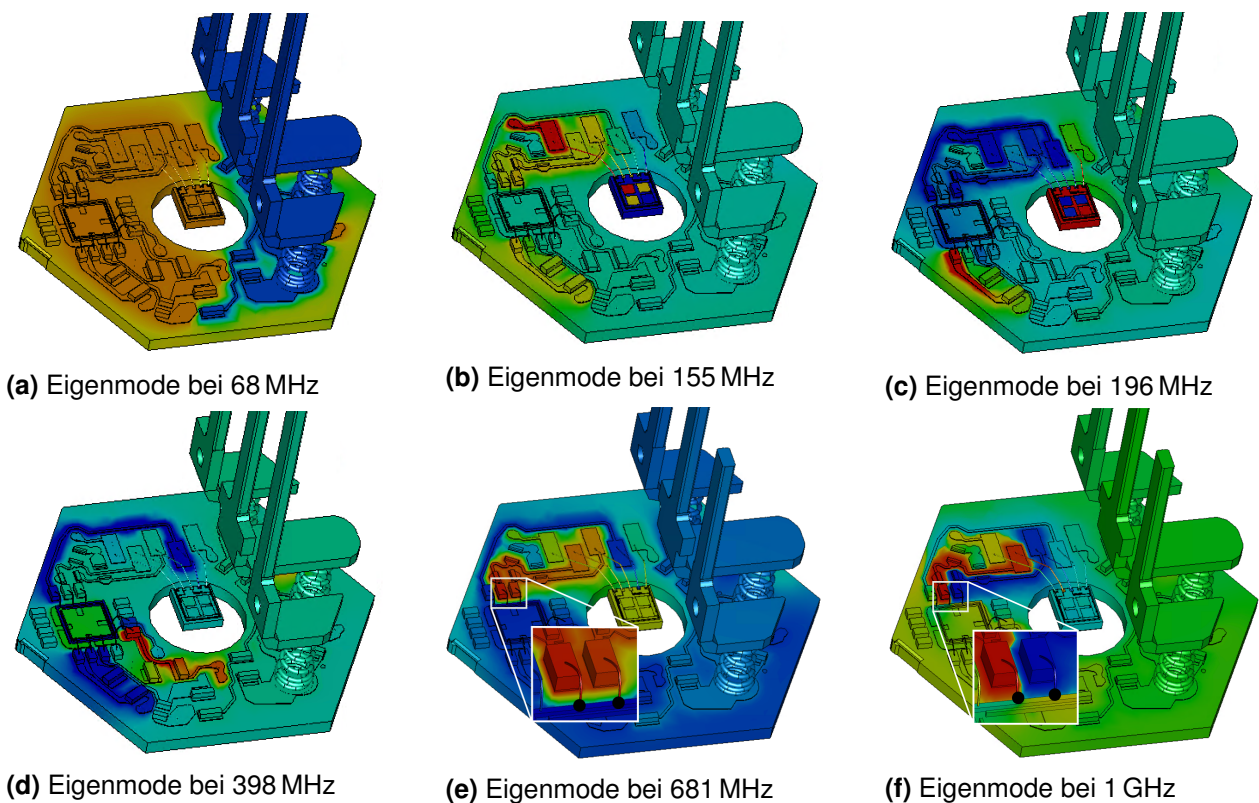
$$\nabla \times \mathbf{E} = -\partial_t \mathbf{B} \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B}, \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + \partial_t \mathbf{D} \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + j\omega \mathbf{D} \quad (2)$$

angegeben werden [5]. Hier beschreiben  $\mu$  und  $\epsilon$  die tensorielle Permeabilität bzw. Permittivität.  $\mathbf{E}$  und  $\mathbf{H}$  sind die elektrische und magnetische Feldstärke. Die zusätzlichen Felder  $\mathbf{B}$  und  $\mathbf{D}$  beschreiben die entsprechenden Flussdichten. Da für verlustlose Strukturen die Stromdichte  $\mathbf{j}$  null ist, stellt die homogene Lösung der Maxwell-Gleichungen das Eigenwertproblem

$$\nabla \times (\boldsymbol{\mu}^{-1} \nabla \times \mathbf{E}) - \omega^2 \epsilon \mathbf{E} = 0 \quad (3)$$

dar. Die Lösung des Eigenwertproblems, bestehend aus den Eigenfrequenzen  $\omega_i$  und den Eigenlösungen  $\mathbf{E}_i$ , beschreiben die Frequenz und die räumliche Verteilung der Eigenmode. Zur Visualisierung empfiehlt es sich mittels der Lorenz Eichung [7], das elektrische Potential  $\phi$  darzustellen.



**Bild 3:** Potentialverteilung der Eigenmoden des untersuchten Drucksensors

Die numerische Berechnung des Eigenwertproblems aus (3) und die Darstellung der Eigenmoden erfolgt in *CST Studio Suite* [2].

Bild 3 zeigt die Potentialverteilung der Eigenmoden des Drucksensors aus Bild 2 bis 1 GHz. Die Farbsättigung visualisiert den Wert des elektrischen Potentials und ermöglicht

das räumliche Lokalisieren der Resonanz. So lässt sich erkennen, dass die Eigenmoden in den Bildern 3e und 3f an der Verbindung zwischen MEMS (mikroelektromechanische Systeme) und ASIC (anwendungsspezifische integrierte Schaltung) auftreten. Bereits kleine differentielle Spannungen in diesem Bereich (vergrößerter Ausschnitt in den Bildern 3e und 3f) des Sensors können dessen Funktion stören [4]. Während die Mode in Bild 3e hauptsächlich eine CM-Spannung bewirkt, führt die Mode in Bild 3f zur kritischen differentiellen Spannung.

Über die Eigenmodenanalyse lassen sich somit resonante Bereiche einer elektrischen Schaltung schnell auffindig machen. Neben Frequenz und Ort der Resonanz lässt sich allerdings keine Aussage zur Resonanzamplitude bei äußerer Anregung (Beispiel: BCI Strom) treffen. So ist zwar zu erkennen, dass die Mode in Bild 3f eine differentielle Spannung am ASIC bewirkt, jedoch ist unklar, wie stark diese Mode angeregt wird. Ohne eine Aussage über die Anregung der Mode und damit über die Resonanzamplitude, können mögliche Abhilfemaßnahmen durch Layoutänderungen nicht gefunden bzw. bewertet werden. Eine sinnvolle Störfestigkeitsanalyse ist somit allein mit der Eigenmodenanalyse schwierig.

### 3 Methode

Im folgenden Kapitel wird die Eigenmodenanalyse erweitert. Zur einfacheren Analyse soll zunächst das Eigenwertproblem auf Netzwerkebene aufgestellt werden. Dazu werden die 3D-Strukturen des Sensors in einem physikalisch äquivalenten Ersatzschaltbild, bestehend aus R, L, C Elementen, abgebildet. Anschließend werden die Lösungen des Eigenwertproblems mit der bekannten Knotenpotentialanalyse verknüpft, um eine Kopplung zwischen Eigenmoden und der äußeren Anregung zu erhalten.

#### 3.1 Generierung physikalischer Ersatzschaltbilder

Zur Generierung physikalisch äquivalenter elektrischer Ersatzschaltbilder wird das Verfahren aus [7] - [8] verwendet. Dabei werden elektrische Netzwerke, bestehend aus parasitären Kapazitäten und partiellen Induktivitäten zwischen benutzerdefinierten Knoten in der 3D-Struktur berechnet. Kapazitäten werden dabei innerhalb der elektrostatischen Näherung extrahiert. Partielle Induktivitäten und deren Verkopplungen werden mit der Darwin Näherung unter Zuhilfenahme der Lorenz Eichung berechnet. Laufzeit- und Abstrahlungseffekte werden nicht berücksichtigt, können aber aufgrund der elektrischen Größe der Sensoren bis 1 GHz vernachlässigt werden.

Diskrete elektrische Komponenten (Filter, Abschlussimpedanzen, etc.) sowie die äußere Anregung  $\vec{I}_s$  werden anschließend dem Schaltungsmodell des Sensors hinzugefügt.

#### 3.2 Erweiterung der Eigenmodenanalyse

Unter der Annahme eines LTI-Systems lässt sich das Schaltungsmodell des Sensors mithilfe der Knotenpotentialanalyse als inhomogenes System zu

$$\begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ -s \end{bmatrix} \mathbf{L}^{-1} + \mathbf{G} + s\mathbf{C} \vec{\phi} = -\vec{I}_s \quad (4)$$

angeben [7]. Die Induktivitätsmatrix  $\mathbf{L}^{-1}$ , die Leitwertmatrix  $\mathbf{G}$  und die Kapazitätsmatrix  $\mathbf{C}$  verknüpfen über die komplexe Frequenz  $s = j\omega$  den Knotenpotentialvektor  $\vec{\phi}$  mit der äußeren Anregung  $\vec{I}_s$ . Die homogene und ungedämpfte Lösung stellt ein Eigenwertproblem 1.Ordnung dar,

$$[\mathbf{L}^{-1} - \lambda_i \mathbf{C}] \vec{\phi}_i = 0, \quad (5)$$

mit den Eigenwerten  $\lambda_i = \omega_i^2$  und den Eigenvektoren  $\vec{\phi}_i$ .

	Eigenfrequenzen der Eigenmode					
	1	2	3	4	5	6
<b>3D</b>	68 MHz	155 MHz	196 MHz	430 MHz	681 MHz	1,09 GHz
<b>Schaltung</b>	61 MHz	152 MHz	197 MHz	445 MHz	705 MHz	1,07 GHz

**Tabelle 1:** Vergleich der Eigenfrequenzen für das 3D- und Schaltungsmodell des Sensors.

Tabelle 1 stellt die, für den 3D- und Schaltungsansatz berechneten, Eigenfrequenzen der Eigenmoden aus Bild 3 dar. Die hohe Korrelation der Eigenfrequenzen validiert den Ansatz über das Schaltungsmodell.

Unter der Voraussetzung, dass (4) und (5) die gleiche Anzahl Netzwerkknöten besitzen (Serienwiderstände werden aus diesem Grund vernachlässigt) kann gezeigt werden [3], dass sich der Knotenpotentialvektor  $\vec{\phi}$  aus (4) durch Superposition bezüglich der Eigenvektoren  $\vec{\phi}_i$  aus (5) darstellen lässt [6]. Es gilt

$$\vec{\phi} = [\vec{\phi}_1, \vec{\phi}_2, \dots, \vec{\phi}_N] \vec{z} = \mathbf{\Phi} \vec{z}. \quad (6)$$

Der Vektor  $\vec{z}$  gibt die Gewichtung der Eigenvektoren an.  $\mathbf{\Phi}$  ist die Abbildungsmatrix von der Eigenvektorbasis auf die Knotenpotentiale. Durch Einsetzen von (6) wird (4) in eine modale Potentialanalyse transformiert

$$\left[ \frac{1}{s} \mathbf{\Phi}^T \mathbf{L}^{-1} \mathbf{\Phi} + \mathbf{\Phi}^T \mathbf{G} \mathbf{\Phi} + s \mathbf{\Phi}^T \mathbf{C} \mathbf{\Phi} \right] \vec{z} = -\mathbf{\Phi}^T \vec{I}_s. \quad (7)$$

Die Eigenvektorbasis kann dabei so gewählt werden, dass  $\mathbf{\Phi}^T \mathbf{C} \mathbf{\Phi}$  und  $\mathbf{\Phi}^T \mathbf{L}^{-1} \mathbf{\Phi}$  diagonal werden [3]. Unter der Voraussetzung einer schwachen Kopplung der Eigenmoden wird im Folgenden zudem angenommen, dass auch  $\mathbf{\Phi}^T \mathbf{G} \mathbf{\Phi}$  diagonal wird [3]. Das Gleichungssystem aus (7) wird entkoppelt und die Eigenmoden können isoliert betrachtet werden. Für die  $i$ -te Mode gilt

$$\left[ \frac{1}{s} \vec{\phi}_i^T \mathbf{L}^{-1} \vec{\phi}_i + \vec{\phi}_i^T \mathbf{G} \vec{\phi}_i + s \vec{\phi}_i^T \mathbf{C} \vec{\phi}_i \right] z_i = -\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s. \quad (8)$$

Die Leistung  $\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$  gibt die Kopplung zwischen der äußeren Anregung und der Eigenmode an und stellt eine Projektion der Anregung auf die Eigenmoden dar. Für den Resonanzfall  $\frac{1}{s} \vec{\phi}_i^T \mathbf{L}^{-1} \vec{\phi}_i = s \vec{\phi}_i^T \mathbf{C} \vec{\phi}_i$  gilt

$$\vec{\phi}_i^T \mathbf{G} \vec{\phi}_i z_i = -\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s \text{ bzw. } z_i = -\frac{\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s}{\vec{\phi}_i^T \mathbf{G} \vec{\phi}_i}. \quad (9)$$

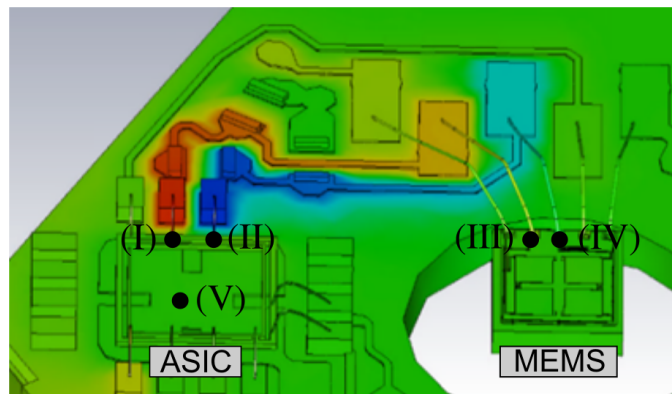
Der modenabhängige Energietransfer  $\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$  korreliert dabei direkt mit der Gewichtung  $z_i$  der Eigenmode. Über (6) bestimmt diese die Amplitude im Resonanzfall.

Die Erweiterung der Eigenmodenanalyse ermöglicht somit nun eine Aussage über das Systemverhalten bei einer äußeren Anregung. Neben den erwähnten Vorteilen der Eigenmodenanalyse kann nun auch die Amplitude der Resonanzen betrachtet werden.

Zudem erhält man neben der Dämpfung und Frequenz der Resonanzen über die Projektion der äußeren Anregung auf die Eigenmoden eine weitere Größe zur Analyse kritischer Resonanzstellen. So kann eine reduzierte Resonanzamplitude bzw. eine höhere Immunität der Sensoren unabhängig von der Resonanzfrequenz und der Güte der Resonanz durch einen geringeren Energietransfer ( $\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$ ) erreicht werden.

#### 4 Anwendung in der Sensorik

Die vorgestellte, erweiterte Eigenmodenanalyse soll im Folgenden beispielhaft für die, bereits als kritisch eingestufte, Eigenmode in Bild 3f durchgeführt werden. Bild 4 zeigt den relevanten Bereich. Dazu wird zunächst die 3D-Struktur des Sensors mithilfe der in Abschnitt 3.1 vorgestellten Methode in ein physikalisch äquivalentes Ersatzschaltbild transformiert. Das reduzierte Ersatzschaltbild ist in Bild 5 dargestellt. Die BCI typische CM-Anregung aus Bild 2 ist durch die Stromquelle  $I_s$  abgebildet.



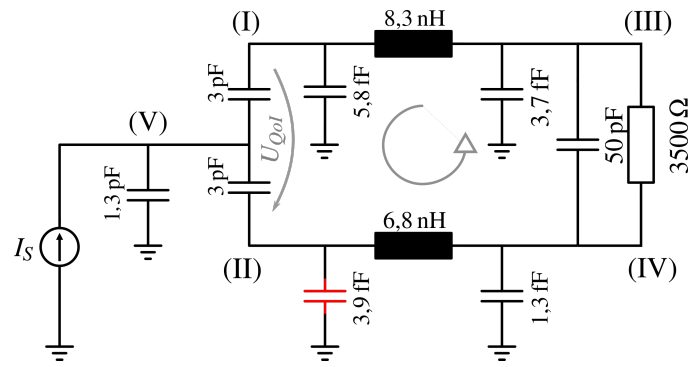
**Bild 4:** Potentialverteilung Eigenmode bei 1 GHz in CST [2]

Anschließend wird das Eigenwertproblem aus (5) aufgestellt und die Eigenfrequenzen und Eigenvektoren der Schaltung ermittelt. Sämtliche Berechnungen auf Netzwerkebene werden dabei mit Matlab durchgeführt. Die entsprechende Eigenmode besitzt eine Eigenfrequenz von 1 GHz und den Eigenvektor

$$\vec{\phi}_{1GHz} = \begin{pmatrix} 0,998 \\ -1 \\ -0,135 \\ -0,0074 \\ -0,001 \end{pmatrix} V \quad (10)$$

Mithilfe von (8) kann für die Eigenmode bei 1 GHz und einer Anregung von 1 A der Energietransfer in die Mode zu 1 mW bestimmt werden. Die sich ergebende Resonanzamplitude für die differentielle Spannung  $U_{QoI} = U_I - U_{II}$  ist in Bild 6b dargestellt.

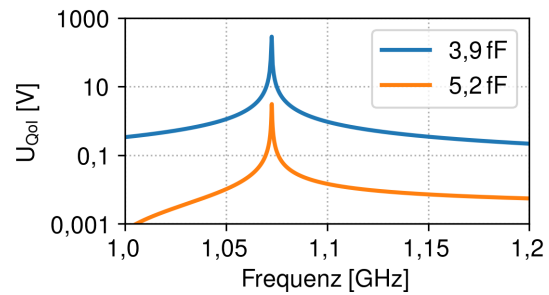
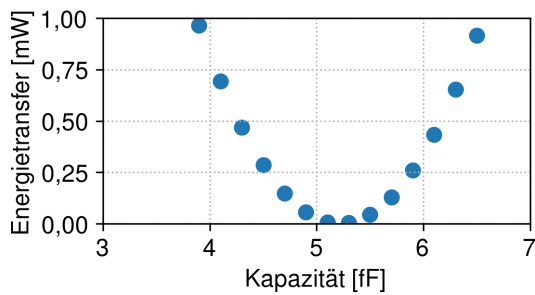
Um nun die Störfestigkeit des Sensors zu erhöhen, muss die Amplitude der Resonanz reduziert werden. Statt die Dämpfung der Resonanz durch zusätzliche Widerstände zu



**Bild 5:** Reduziertes Ersatzschaltbild der relevanten Strukturen der Eigenmode aus Bild 4

erhöhen, soll nun die Anregung der Eigenmode durch Änderung der Layoutparasiten reduziert werden. Dazu werden die parasitären Elemente der Schaltung in einem Parametersweep variiert. Für jede Schaltungsvariante wird das Eigenwertproblem gelöst und der Energietransfer  $\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$  sowie die differentielle Spannung  $U_{QoI}$  berechnet.

Der Energietransfer in Abhängigkeit der rot gefärbten (vgl. Bild 5), parasitären Kapazität ist beispielhaft in Bild 6a dargestellt.



**(a)** Energietransfer in Abhängigkeit der Kapazität

**(b)** differentielle Resonanzamplitude

**Bild 6:** Änderung des Energietransfers bei Variation der parasitären Kapazität und die damit verbundene Reduktion der Resonanzamplitude

Eine Variation dieser parasitären Kapazität führt zu einem stark veränderten Energietransfer zwischen äußerer Anregung und Eigenmode und damit zu einer stark reduzierten Resonanzamplitude. Güte und Frequenz der Resonanz bleiben dabei unverändert. Ein Optimum lässt sich bei einer Kapazität von 5,2 fF feststellen. Im Gegensatz zur ursprünglichen Schaltung reduziert sich der Energietransfer in die Mode von 1 mW auf 10  $\mu$ W. Die damit verbundene Reduktion der Resonanzamplitude ist in Bild 6 ersichtlich. Physikalisch kann die Änderung der Kapazität als Symmetrisierung der Schaltung bzgl. der äußeren Anregung interpretiert werden.

Das Beispiel zeigt, wie die erweiterte Eigenmodenanalyse genutzt werden kann, um kritische Resonanzen zu analysieren und zu optimieren. Im Gegensatz zur Dämpfung und Verschiebung der Resonanz ermöglicht die Reduktion der Anregung oft durch minimale Änderungen des Layouts erhebliche Verbesserungen kritischer Resonanzstellen.

## 5 Zusammenfassung

Die im Umfang dieser Arbeit vorgestellte Methode erweitert die Eigenmodenanalyse um eine Projektion der äußeren Anregung auf die Eigenmoden. Durch die Kombination der Knotenpotentialanalyse mit der Eigenmodenanalyse kann der Energietransfer zwischen äußerer Anregung und Eigenmode betrachtet werden. Zur Erhöhung der Immunität eines Sensors erhält man damit neben der bekannten Verschiebung der Resonanzfrequenz und der Dämpfung der Amplitude (Güte) als drittes wirkungsvolles Mittel die Reduktion der Kopplung zwischen Eigenmode und äußerer Anregung.

In zukünftigen Arbeiten sollen die Informationen der Eigenmodenanalyse dazu genutzt werden, um den im Umfang dieser Arbeit berechnete Energietransfer zwischen äußerer Anregung und Resonanz durch einen Kopplungspfad darzustellen. Durch Verknüpfung der Information aus der erweiterten Eigenmodenanalyse mit einer 3D-Sensitivitätsanalyse soll zudem eine systematische Optimierung der Anregung der Eigenmoden und damit der Immunität der Sensoren ermöglicht werden.

## Literatur

- [1] *Road vehicles – Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy part 4: Harness excitation methods*
- [2] *CST Studio Suite*. [www.cst.com](http://www.cst.com), 2019
- [3] BAI, Zhaojun ; DEMMEL, James ; DONGARRA, Jack ; RUHE, Axel ; VORST, Henk van d.: *Templates for the Solution of Algebraic Eigenvalue Problems: A Practical Guide*. Philadelphia : SIAM, 2000
- [4] BENZ, Jan ; HANSEN, Jan ; FREI, Stephan: Simulation and Measurement of Narrowband Susceptibilities of Automotive Sensors. In: *EMC Europe 2019*, 2019, S. 1088–1093
- [5] JACKSON, John D.: *Classical Electrodynamics*. Wiley, 1998
- [6] TISSEUR, Françoise ; MEERBERGEN, Karl: The quadratic eigenvalue problem. In: *SIAM Review* 43 (2001), Nr. 2, S. 235–286
- [7] TRAUB, Felix: *Automated Construction of Equivalent Electrical Circuit Models for Electromagnetic Components and Systems*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2014
- [8] TRAUB, Felix ; HANSEN, Jan ; ACKERMANN, Wolfgang ; WEILAND, Thomas: Generation of physical equivalent circuits using 3D simulations. In: *2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2012, S. 486–491

# Effiziente Berechnung der Einkopplung durch elektrisch große Aperturen in elektrisch lange Leiter im Inneren von Hohlraumresonatoren

Dipl.-Phys. Jörg Petzold, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick,  
Otto-von-Guericke-Universität, Institut für Medizintechnik  
Lehrstuhl für EMV, Magdeburg, Deutschland, joerg.petzold@ovgu.de

## 1 Einleitung

Die ungewollte Einkopplung elektromagnetischer Felder durch Aperturen in Gehäuse und anschließend in innere Strukturen wird aufgrund steigender Taktraten zukünftig immer häufiger auftreten. Es ist daher unerlässlich, effiziente Berechnungsverfahren zu entwickeln, da übliche numerische Verfahren eine hohe Anzahl von Unbekannten benötigen. Vorteilhaft sind hier analytische Verfahren, die allerdings häufig auf die Behandlung elektrisch kleiner Aperturen und Leiter beschränkt sind [1, 2]. In dieser Arbeit wird dieser analytische Ansatz für einfache elektrisch große Aperturen und erstmalig unter der Berücksichtigung elektrisch großer Beladungen der Hohlraumresonators verallgemeinert. Da im Inneren des Resonators eine starke Rückwirkung des abgestrahlten Feldes auf die erzeugenden Quellen vorliegt muss dabei auch die Rückwirkung der gestrahlten Felder auf die Quellen berücksichtigt werden [3, 4]. Dazu wird das Problem mit Hilfe eines Regularisierungsansatzes in eine Nah- und eine Fernwechselwirkung zerlegt. Die Wirkung der Apertur wird durch einen äquivalenten magnetischen Strom modelliert und so auf das Problem vieler gekoppelter, elektrisch kleiner Aperturen zurückgeführt [5]. Das Ergebnis ist eine Koppel-Matrix aller elektrisch kleinen Elemente, deren Einträge analytisch, und damit sehr effizient, bestimmt werden können. Das Verfahren, im Folgenden Method of Small Scatterer (MSS) genannt, wird am Beispiel einer spezifischen Geometrie (siehe Abb. 2c) erläutert und durch einen Vergleich mit numerischen Ergebnissen verifiziert. Es folgt eine Übersicht der Bedeutung der verwendeten Indizes.

w: Leiter	s: Schlitz	f: Freiraum	c: Resonator
h: Halbraum	i: einfallend	e: elektrisch	m: magnetisch
$\Im$ : Imaginärteil	$\Re_r$ : regularisierter Realteil	$\Re_s$ : irregulärer Realteil	

## 2 Leiter im Freiraum

Ausgangspunkt ist die Integro-Differentialgleichung

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) \int_0^{L_w} G_f^{\mathbf{A}_e}(z, z') J_{e,z}(z') dz' = -j\omega\epsilon E_z^i(z) \quad (1)$$

für einen elektrisch langen geraden Leiter im Freiraum. Dabei ist  $k$  die Wellenzahl,  $L_w$  die Länge des Leiters,  $G_f^{\mathbf{A}_e}$  die Greensche Funktion für das Vektorpotential einer elektrischen Quelle  $\mathbf{A}_e$  im Freiraum,  $J_{e,z}$  die unbekannte elektrische Stromdichte und  $E_z^i$  das bekannte, anregende zum Leiter tangential elektrische Feld. Die MSS löst (1), indem sie die

Greensche Funktion im Rahmen der Dünndraht-Näherung [6, S. 127]

$$G_f^{\mathbf{A}_e} = \frac{e^{-jk\sqrt{(z-z')^2+a^2}}}{4\pi\sqrt{(z-z')^2+a^2}}. \quad (2)$$

in drei Terme

$$G_f^{\mathbf{A}} = \underbrace{\frac{1}{4\pi R}}_{G_{f,\mathfrak{R}_s}^{\mathbf{A}}} + \underbrace{\frac{\cos(-kR) - 1}{4\pi R}}_{G_{f,\mathfrak{R}_r}^{\mathbf{A}}} + j \underbrace{\frac{\sin(-kR)}{4\pi R}}_{G_{f,\mathfrak{S}}^{\mathbf{A}}}. \quad (3)$$

zerlegt. In der Abb. 1 sind die Verläufe der einzelnen Summanden in Abhängigkeit des Abstands  $z - z'$  dargestellt. In [7, 5] wird, unter Ausnutzung dieser unterschiedlichen Verläufe und der Diskretisierung des Leiters in elektrisch kleine Elemente, (1) in eine Matrixgleichung

$$[[g]^{-1} + [G_{f,\mathfrak{S}}^{\mathbf{E}_e}] + [G_{f,\mathfrak{R}_r}^{\mathbf{E}_e}]]\bar{p} = \bar{E}^i \quad (4)$$

überführt, deren Herleitung hier nicht weiter erläutert wird. Die Lösung von (4) liefert ein Ensemble elektrischer Dipolmomente  $\bar{p}$ , das die Streuung elektromagnetischer Felder an dem Leiter repräsentiert. Neben der Tatsache, dass alle Matrixelemente analytisch und damit sehr schnell bestimmt werden, erlaubt die MSS auch eine physikalische Interpretation der einzelnen Summanden von (4). So repräsentiert  $[g]^{-1}$  die quasi-statische Wechselwirkung der einzelnen Dipolelemente. Dabei werden alle Feldeffekte vernachlässigt. Der Einfluss der Abstrahlung auf die Quellen wird erst durch  $[G_{f,\mathfrak{S}}^{\mathbf{E}_e}]$  abgebildet, während  $[G_{f,\mathfrak{R}_r}^{\mathbf{E}_e}]$  Nahfeldeffekte berücksichtigt. Dieser Zerlegungsansatz erlaubt außerdem eine einfache Übertragung auf vom Freiraum abweichende Umgebungen.

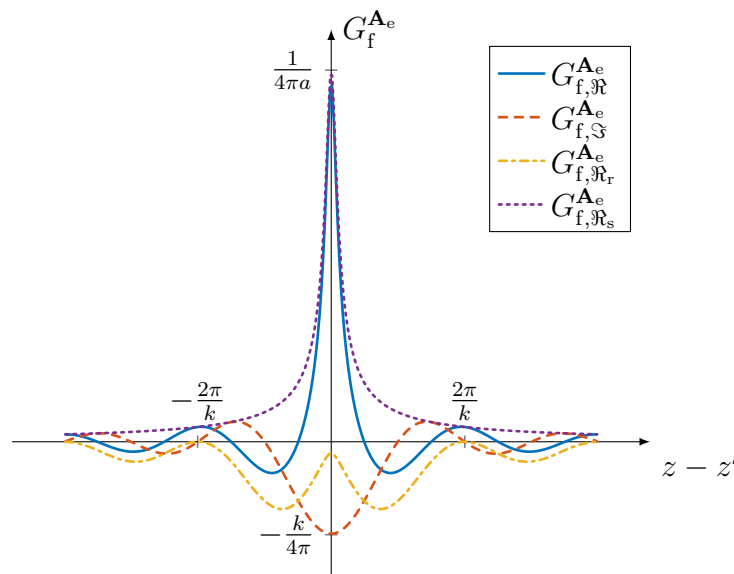


Abbildung 1: Verschiedene Anteile der Greenschen Funktion für das Vektorpotential eines langen, dünnen Drahtes und die Approximation durch deren 1. Taylor-Glied  $\mathfrak{R}_s$ , sowie der regularisierte Anteil  $\mathfrak{R}_r$ .



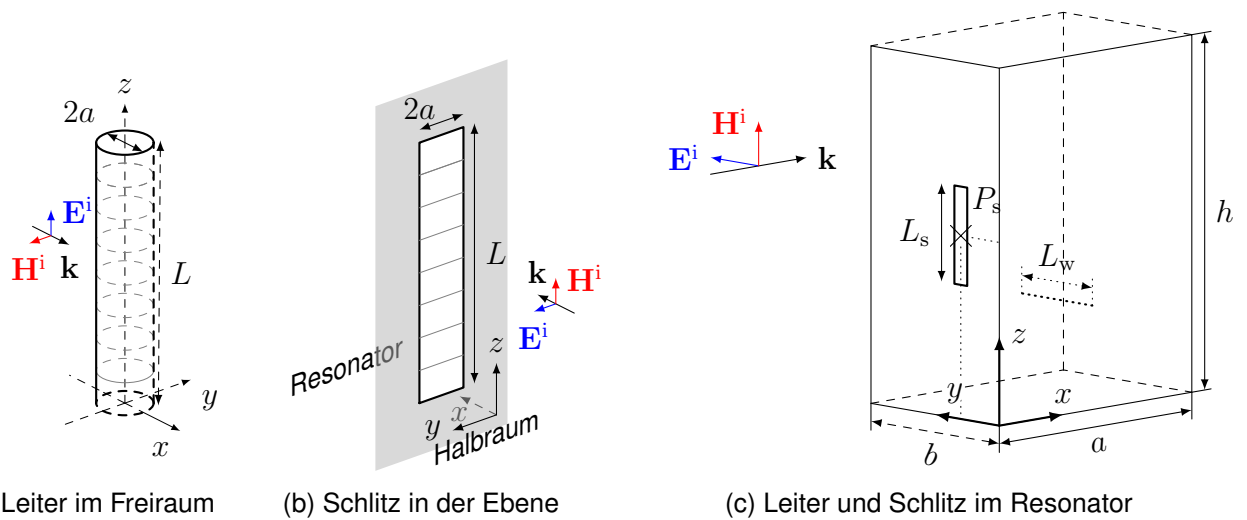


Abbildung 2: Geometrie der untersuchten Konfiguration

### 3 Leiter im Resonator

In [7] wird für eine Geometrie, wie sie in Abb. 2c dargestellt ist, die Integro-Differentialgleichung

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2 \right) \int_0^{L_w} (G_{c,w}^{A_e})_{yy}(y, y') J_{e,y}(y') dy' = -j\omega\varepsilon E_y^i(y) \quad (5)$$

für einen geraden, dünnen Leiter in einem Resonator aufgestellt. Dabei ist  $(G_c^{A_e})_{yy}$  die  $yy$ -Komponente der dyadischen Greenschen Funktion des Resonators. Nach mehreren Zwischenschritten, die [7] und [5] zu entnehmen sind, kann (5) analog zu den Ausführungen in Abschnitt 2 in eine Matrixgleichung

$$[[g]^{-1} + [G_{c,r}^{E_e}] + [G_{c,\mathfrak{R}_r}^{E_e}]] \bar{p} = \bar{E}^i, \quad (6)$$

überführt werden, deren Einträge analytisch bestimmt werden können. Dabei ist festzuhalten, dass (6) und (4) den selben Nahwechselwirkungsterm, nämlich  $[g]^{-1}$  enthalten und sich lediglich die Feldwechselwirkungsterme unterscheiden.

### 4 Schlitz im Resonator

Auch für einen Schlitz in einer leitenden Ebene lässt sich eine Integro-Differentialgleichung aufstellen. Ausgangspunkt ist auch hier die Randbedingung der Felder. Für eine Geometrie, wie in Abb. 2c, lauten diese

$$H_z^0 + H_z^h = H_z^c \quad (7)$$

und die zugehörigen Integralgleichungen

$$\begin{aligned}
2j\omega\mu H_z^i + \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \int_0^{L_s} G_h^{\mathbf{A}_m}(z, z') J_z^m(z') dz' \\
= - \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \int_0^{L_s} (G_c^{\mathbf{A}_m})_{zz}(z, z') J_z^m(z') dz'.
\end{aligned} \tag{8}$$

Dabei ist  $H_z^0 = H_z^i + H_z^r = 2H_z^i$  das magnetische Feld, das im Halbraum ohne Schlitz existieren würde,  $J_z^m$  die magnetische Stromdichte im Schlitz und  $(G_c^{\mathbf{A}_m})_{zz}$  die  $zz$ -Komponente der dyadischen Greenschen Funktion des Vektorpotentials magnetischer Quellen im Resonator. In [5] wird (8) mit Hilfe der MSS gelöst und ähnlich zu den Ausführungen im Abschnitt 2 in eine Matrixgleichung

$$\bar{m} = \left[ [G_h^{\mathbf{H}_m}] + [G_c^{\mathbf{H}_m}] \right]^{-1} 2\bar{H}^i \tag{9}$$

mit

$$\frac{1}{2} [G_h^{\mathbf{H}_m}] = [g]^{-1} + [G_{f,\mathfrak{S}}^{\mathbf{H}_m}] + [G_{f,\mathfrak{R}_r}^{\mathbf{H}_m}] \tag{10}$$

für die Wechselwirkung mit dem Halbraum und den zusätzlichen Termen

$$[G_c^{\mathbf{H}_m}] = [g]^{-1} + [G_{c,r}^{\mathbf{H}_m}] + [G_{c,\mathfrak{R}_r}^{\mathbf{H}_m}], \tag{11}$$

für die Wechselwirkung im Resonator der den Schlitz repräsentierenden, magnetischen Dipolmomente  $\bar{m}$  überführt.

## 5 Kopplung von Schlitz und Leiter

In den vorhergehenden Abschnitten wurde die MSS sowohl für die Bestimmung der Streuung am Schlitz als auch am Leiter im Resonator angewandt. Die Validierung der Ergebnisse ist in [5] und [7] zu finden. Für die in Abb. 2c dargestellte Geometrie muss auch die Kopplung beider Geometrien und die jeweilige Wechselwirkung auf die äquivalenten elektrischen und magnetischen Dipolmomente berücksichtigt werden. Dazu dienen erneut die Randbedingungen an den Strukturen als Ausgangspunkt. Diese sind hier

$$\text{am Schlitz} \quad H_z^0 + H_z^{h,s} = H_z^{c,s} + H_z^{c,w} \tag{12a}$$

$$\text{und am Leiter} \quad E_y = 0 = E_y^{c,s} + E_y^{c,w}, \tag{12b}$$

wobei  $H_z^{c,w}$  das magnetische Feld, das durch den Leiter erzeugt wird, am Ort des Schlitzes und  $E_y^{c,s}$  das elektrische Feld, das durch den Schlitz erzeugt wird, am Ort des Leiters sind. Diese sind bestimmt durch

$$H_z^{c,w}(z) = \int_0^{L_w} (G_c^{\mathbf{H}_e})_{zy} J_{e,y}(y') dy', \tag{13a}$$

$$E_y^{c,s}(y) = \int_0^{L_s} (G_c^{\mathbf{E}_m})_{yz} J_{m,z}(z') dz'. \tag{13b}$$

Dabei sind  $(G_c^{\mathbf{H}_e})_{zy}$  die  $zy$ -Komponente der Greenschen Funktion für das magnetische Feld einer elektrischen Quelle und  $(G_c^{\mathbf{E}_m})_{yz}$  die  $yz$ -Komponente der Greenschen Funktion des elektrischen Feldes einer magnetischen Quelle im Resonator. Ausgehend von (12) lässt sich ein System gekoppelter Integro-Differentialgleichungen

$$\begin{aligned} 2j\omega\mu H_z^i(z) + \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) \int_0^{L_s} \left(\overline{\overline{G}}_h^{\mathbf{A}_m}\right)_{zz}(z, z') J_z^m(z') dz' \\ = - \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) \int_0^{L_s} \left(\overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{A}_m}\right)_{zz}(z, z') J_z^m(z') dz' + j\omega\mu H_z^{c,w}(z) \end{aligned} \quad (14a)$$

und

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2\right) \int_0^{L_w} \left(\overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{A}_e}\right)_{yy}(y, y') J_{e,y}(y') dy' = -j\omega\varepsilon E_y^{c,s}(y) \quad (14b)$$

aufstellen. Die MSS lässt sich analog zu den Ausführungen in den Abschnitten 3 und 4 auf (14) anwenden, wobei durch (13) die zusätzliche Kopplung der Elemente des Schlitzes und des Leiters berücksichtigt wird. Das Ergebnis ist das Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} -\bar{H}_z^i \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [G_s] & [G_{s,w}] \\ [G_{w,s}] & [G_w] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{m}_z \\ \bar{p}_y \end{bmatrix}, \quad (15)$$

wobei  $[G_s]$  und  $[G_w]$  Untermatrizen sind, die die Wechselwirkung des Schlitzes und Leiters mit sich selbst abbilden und den Gesamtmatrizen in (9) und (6) entsprechen, während die antidiagonalen Untermatrizen die Kopplungen der beider Strukturen beschreiben.

## 6 Ergebnisse

Um die MSS für die hier betrachtete Geometrie zu validieren, wurde ein Szenario mit den in Tab. 1 aufgelisteten Parametern sowohl mit der MSS als auch mit einer kommerziellen Implementierung [8] der Momentenmethode [9] berechnet. Als Anregung diente eine senkrecht zur geschlitzten Resonatorfront einfallende ebene Welle, deren magnetisches Feld parallel zum Schlitz verlief und eine Amplitude von  $\eta^{-1} \frac{V}{m}$  aufwies. Für die untersuchten Frequenzbereiche waren im Rahmen der MSS lediglich 20 unbekannte Dipolmomente nötig. In der Abb. 3 sind die Ergebnisse für den erzeugten Strom in der Mitte des Leiters dargestellt und mit der Referenz verglichen. Dazu wurden die Dipolmomente  $\bar{p}$  mit

$$j\omega\varepsilon\bar{p} = \bar{J}\Delta l \quad (16)$$

als elementweise konstante Ströme  $\bar{J}$  repräsentiert. Dabei ist  $\Delta l$  die Länge eines Leitersegments. Es ist eine sehr gute Übereinstimmung zu erkennen. Sind die äquivalenten Dipole des Schlitzes und des Leiters bekannt, können mit Hilfe der Gleichungen

$$\mathbf{H} = j\overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{H}_m} \omega\mu\mathbf{m} \quad (17a)$$

$$\mathbf{E} = j\overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{E}_m} \omega\mu\mathbf{m} \quad (17b)$$

$$\text{mit } \overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{H}_m} = \frac{1}{j\omega\mu} \nabla\nabla \cdot \overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{A}_m} - j\omega\varepsilon\overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{A}_m} \quad (17c)$$

$$\text{und } \overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{E}_m} = -\nabla \times \overline{\overline{G}}_c^{\mathbf{A}_m}. \quad (17d)$$

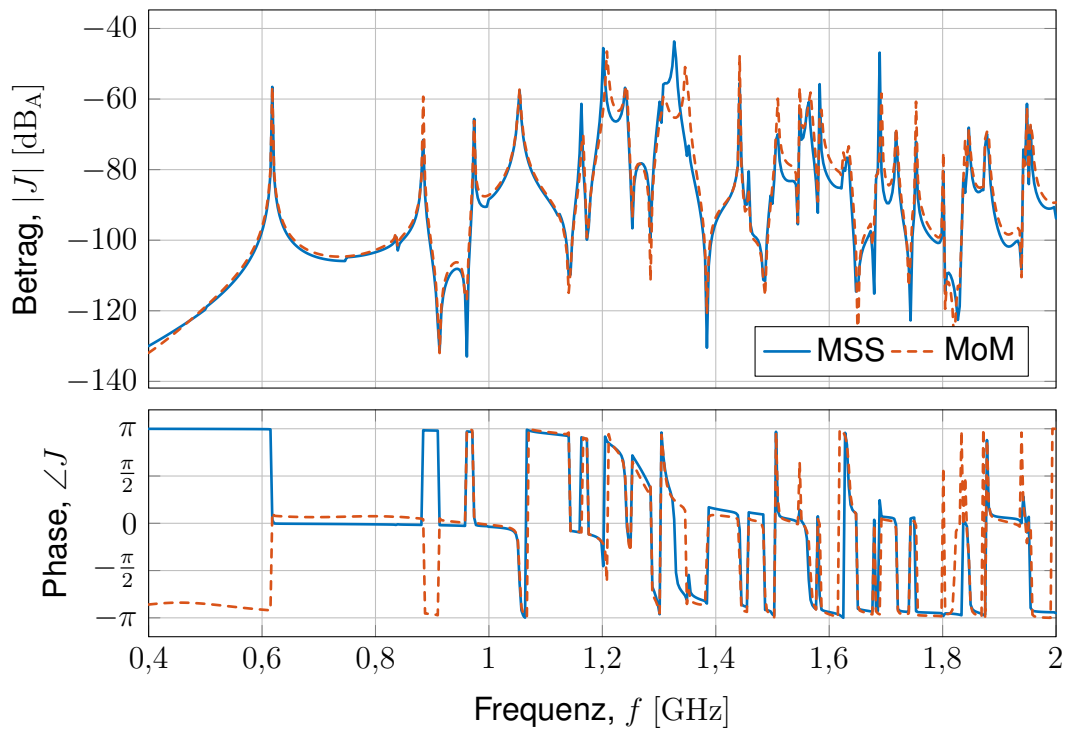
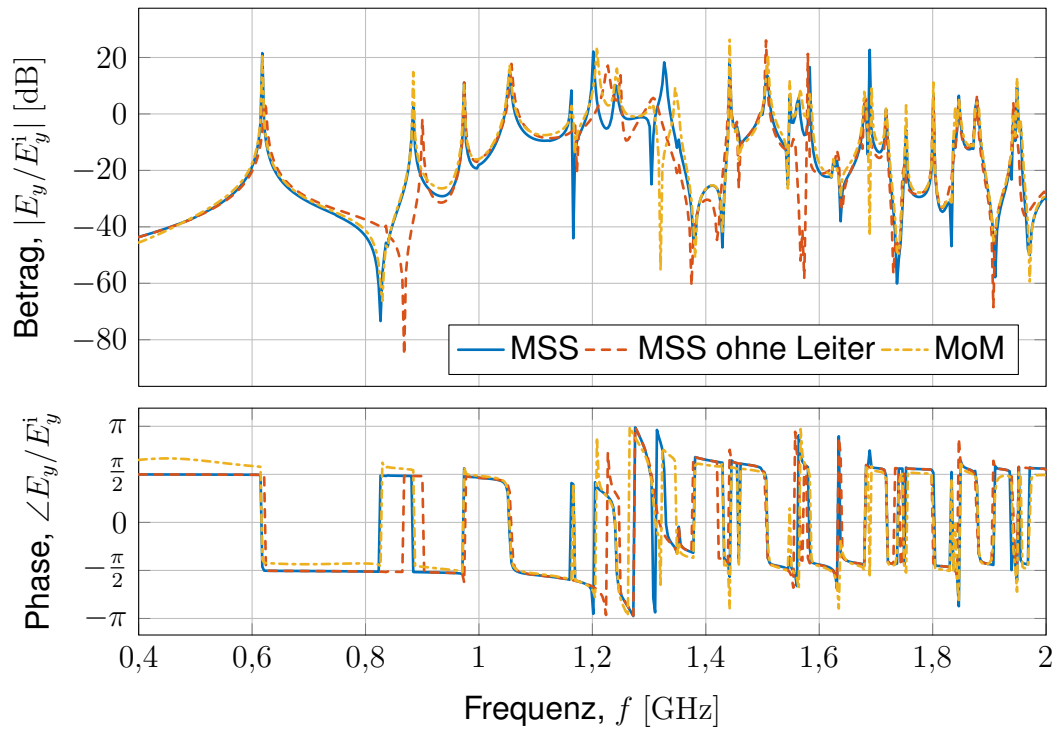


Abbildung 3: Einkoppelter Strom in der Mitte eines elektrisch langen Leiters im Inneren eines Resonators bei einer Anregung mittels eines elektrisch langen Schlitzes in der Resonatorwand (vgl. Abb. 2c und Tab. 1) [10].

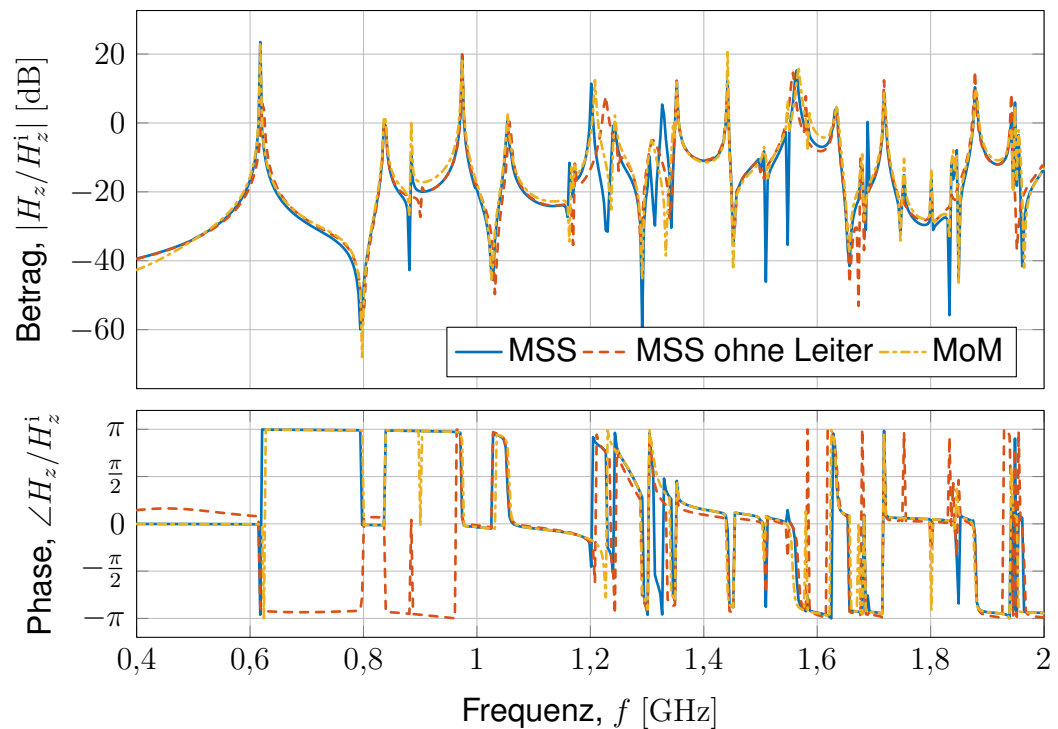
Tabelle 1: Geometrische Parameter des geschlitzten Resonators mit Beladung (vgl. Abb. 2c).

Parameter Werte in cm		Parameter Werte in cm	
$(a, b, h)$	(30, 20, 40)	$L_s; a_s$	11; 0,05
$P_{i,1}$	(9, 14, 32)	$P_{w,1}$	(17 2,5 11)
$P_{i,2}$	(23, 14, 22)	$P_{w,2}$	(17 13,5 11)
$P_s$	(0, 8, 20.5)	$L_w; a_w$	11, 0,01

schnell und einfach die Felder als Summe der Felder der einzelnen Dipole an jedem Ort im Resonator bestimmt werden. In den Abb. 4 sind die Ergebnisse der MSS für zwei willkürliche Orte der Referenz gegenüber gestellt. Insgesamt ergibt sich eine gute Übereinstimmung. Lediglich nahe der Resonanzfrequenz des Leiters kommt es zu Phasenunterschieden der beiden Verfahren, die zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz führen. Die Ursache ist Gegenstand aktueller Forschungsbemühungen. Zusätzlich sind die Felder dargestellt, die sich ohne einen Leiter im Inneren des Resonators ergeben, um den Einfluss des Selben auf die Feldverteilung im Inneren herauszustellen.



(a) Normalisiertes elektrisches Feld bei  $P_{i,1}$



(b) Normalisiertes magnetisches Feld bei  $P_{i,2}$

Abbildung 4: Normalisierte Felder im Inneren eines mit einem elektrisch langen Draht beladenen Resonators, erzeugt durch eine auf einen elektrisch langen Schlitz einfallende ebene Welle. (a)  $y$ -Komponente des elektrischen Feldes bei  $P_{i,1}$  und (b)  $z$ -Komponente des magnetischen Feldes bei  $P_{i,2}$  [10].

## 7 Zusammenfassung

Mit der MSS wurde ein neuartiges effizientes Verfahren zur Beschreibung der Streuung elektromagnetischer Wellen an einfachen, elektrisch großen Leiter- und Aperturgeometrien genutzt, um effizient die erzeugten gekoppelten Streuquellen und Streufelder mehrere Strukturen im Inneren von quaderförmigen Hohlraumresonatoren zu berechnen. Der Ansatz der Zerlegung der Greenschen Funktion in Fern- und Nahwirkungsanteile erlaubte eine vergleichsweise einfache Anwendung der MSS für unterschiedliche Regionen der Feldausbreitung. Dabei erfolgte die Bestimmung aller Matrixeinträge analytisch und damit sehr schnell. Ein Vergleich mit der Momentenmethode erlaubte die Validierung der MSS. Die nahe der Leiter- und Schlitzresonanz auftretenden Abweichungen sind Gegenstand aktueller Forschungsarbeiten.

## Literatur

- [1] SOLIN, John R.: Formula for the Field Excited in a Rectangular Cavity With a Small Aperture. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 53 (2011), Nr. 1, S. 82–90. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2010.2053711>. – DOI 10.1109/TEMC.2010.2053711. – ISSN 0018–9375
- [2] COLLIN, R. E.: Small aperture coupling between dissimilar regions. In: *Electromagnetics* 2 (1982), Nr. 1, S. 1–24
- [3] TKACHENKO, Sergey ; NITSCH, Jürgen ; AL-HAMID, Moawia: High-Frequency Electromagnetic Field Coupling to Small Antennae in a Rectangular Resonator. In: *International Journal of Antennas and Propagation* 2012 (2012), S. 1–6. <http://dx.doi.org/10.1155/2012/897074>. – DOI 10.1155/2012/897074. – ISSN 1687–5869
- [4] PETZOLD, Jörg ; PANNICKE, Enrico ; TKACHENKO, Sergey ; VICK, Ralf: External scattering by rectangular cavities with small apertures. In: *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC 2015*, 2015, S. 68–73
- [5] PETZOLD, Jorg ; TKACHENKO, Sergey ; VICK, Ralf: Scattering by an Electrically Large Slot in a Rectangular Cavity. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (2019), S. 1. <http://dx.doi.org/10.1109/TAP.2019.2894258>. – DOI 10.1109/TAP.2019.2894258. – ISSN 0018–926X
- [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] PETZOLD, Jörg ; VICK, Ralf: Effiziente Berechnung der Streuung an elektrisch großen Leitern im Freiraum und Resonator. In: GARBE, Heyno (Hrsg.): *emv – Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*. Düsseldorf : VDE-Verlag, 2018
- [8] HYPERWORKS: *FEKO*. <https://altairhyperworks.com/product/FEKO>. Version: 2017
- [9] HARRINGTON, Roger F.: *Field computation by moment methods*. Piscataway and NJ : IEEE Press, 1993 (IEEE Press series on electromagnetic waves). – ISBN 9780470544631
- [10] PETZOLD, Jörg: *Analytische Beschreibung der Kopplung elektromagnetischer Felder durch Aperturen in Resonatoren*, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, eingereichte Dissertation, 2019

# Numerische Simulation der Einkopplung transienter elektromagnetischer Felder in nichtlinear-abgeschlossene Leitungsnetzwerke mit einem SPICE-Netzwerksimulator

Dr.-Ing. Mathias Magdowski, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV  
Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV

## 1 Einleitung

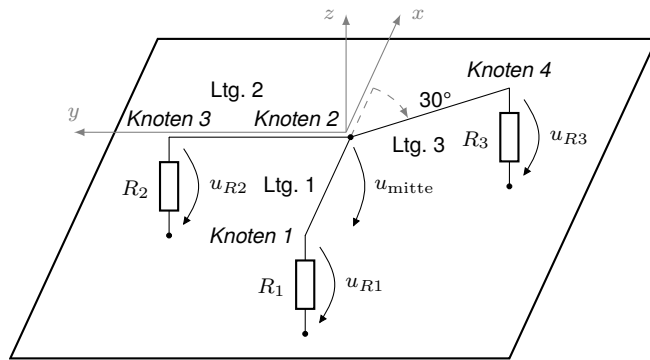
Die Einkopplung externer elektromagnetischer Felder in Versorgungs-, Verbindungs- und Kommunikationskabel bestimmt maßgeblich die gestrahlte Störfestigkeit der daran angeschlossenen Systeme und Baugruppen. Kabelbäume können dabei als Leitungsnetzwerke modelliert werden [1], [2], auf denen durch Feldeinkopplung angeregte Strom- und Spannungswellen entlang der Einzelleitungen propagieren und an Knotenpunkten sowie Abschlüssen transmittiert bzw. reflektiert werden.

Häufig sind Leitungsenden mit nichtlinearen Halbleiterbauelementen abgeschlossen, z. B. als Überspannungsschutz. Deren Berücksichtigung erfordert eine Simulation im Zeitbereich [3]. Dabei können die als verlustarm angenommenen Leitungen als Kette von  $L$ - $C$ -Gliedern modelliert werden. Das einfallende Feld einer ebenen Welle wird entsprechend der Agrawal-Formulierung als verteilte Spannungsquellen entlang der Leitung und als konzentrierte Spannungsquellen an den Leitungsenden wirksam.

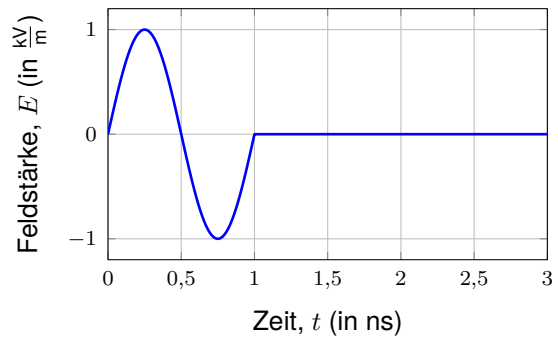
In diesem Beitrag wird ein numerisches Simulationsverfahren für die transiente Feldeinkopplung pulsförmiger ebener Wellen in Leitungsnetzwerke mit nichtlinearen Abschlüssen vorgestellt, das auf einem üblichen SPICE-kompatiblen Netzwerksimulator [4] basiert. Gegenüber ähnlichen vorhandenen Verfahren [5] sind somit viele weitere Halbleiterbauelementmodelle nutzbar. Weiterhin soll durch diesen Ansatz die Effizienz und numerische Stabilität des Simulationsverfahrens erhöht werden.

## 2 Simulationsmodell

Als Simulationsmodell dient ein Leitungsnetzwerk aus mehreren Einfachleitungen über einer perfekt leitfähigen Ebene. Ein Beispiel aus drei Leitungen ist in Bild 1a gezeigt. Das Verfahren ließe sich mit entsprechenden Modifikationen auch für Doppel- oder Mehrfachleitungen nutzen bzw. an Freiraumbedingungen anpassen. Die Analyse der Feldeinkopplung basiert auf klassischer Leitungstheorie mit den damit verbundenen üblichen Einschränkungen (kein Gleichtaktstrom, Dünndrahtnäherung, elektrisch kleine Querabmessungen der Leitungen, Quasi-TEM-Mode für Strom- und Spannungswellen). Als Zeitfunktion des anregenden Feldes wird ein einzelner Sinuspuls (siehe Bild 1b) angenommen. Andere Pulsformen (z. B. trapezförmige oder doppelt-exponentielle Pulse) sind ebenfalls verwendbar.



(a) Modell des untersuchten Netzwerks



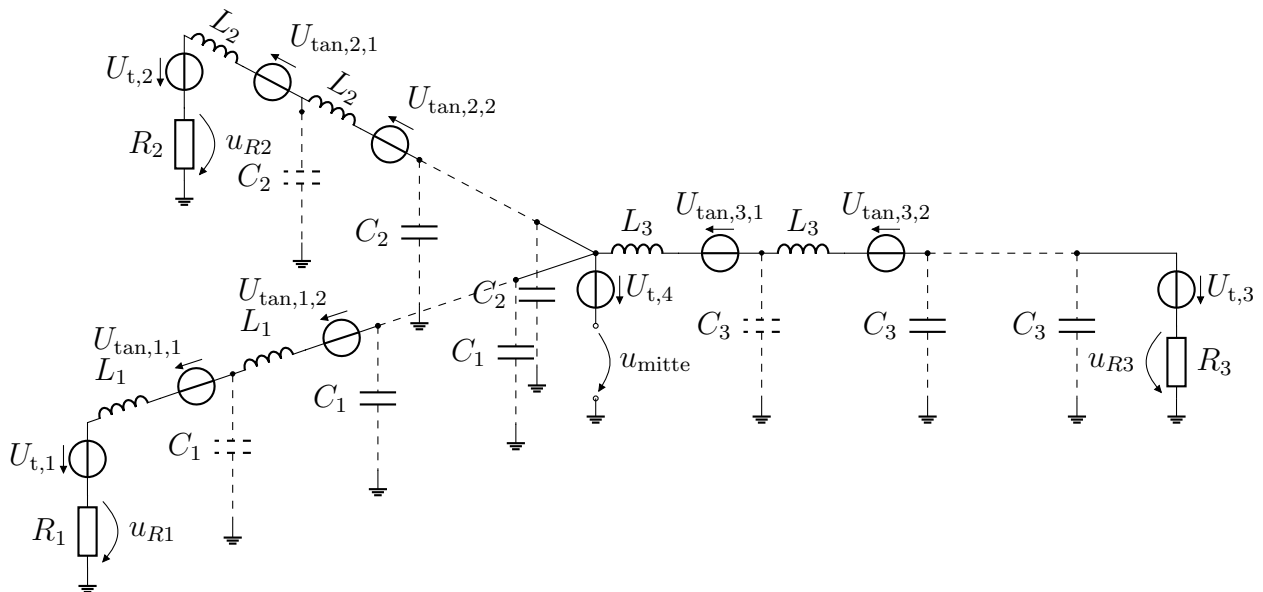
(b) Einzelner Sinuspuls als Zeitfunktion der anregenden ebenen Welle

**Bild 1:** Beispielhaft untersuchtes Netzwerk aus drei Einfachleitungen über einer perfekt-leitfähigen Masseebene in der  $x$ - $y$ -Ebene. Die Leitungen treffen in einem Verbindungsknoten aufeinander, der nicht mit der Masseebene verbunden ist. Der Koordinatenursprung liegt unterhalb dieses Knotens in der Masseebene.

## 2.1 Leitungsmodell

## 2.2 Ersatzschaltbild

Das Leitungsnetzwerk lässt sich durch ein äquivalentes Ersatzschaltbild darstellen (siehe Bild 2). Dazu wird jede Leitung in elektrisch kurze Zellen mit jeweils einer Längsinduktivität und Querkapazität [5, Gleichung (3) und (4)] aufgeteilt. Das anregende Feld wird durch konzentrierte Quellen an den Leitungsenden und als verteilte Quellen in jeder der Leitungszellen wirksam.



**Bild 2:** Äquivalentes Ersatzschaltbild des beispielhaft untersuchten Leitungsnetzwerks aus drei Einfachleitungen über einer perfekt-leitfähigen Masseebene. Die einfallende ebene Welle wird entsprechend der Agrawal-Formulierung der Leitungsgleichungen durch verteilte Quellen entlang der Leitungen und durch konzentrierte Quellen an den Leitungsenden berücksichtigt.



## 2.3 Strategie für die Netzwerksimulation

Bei der transienten Simulation müssen diese Quellen  $U_{tan,m,n}$  an der  $n$ -ten Position der  $m$ -ten Leitung sowie die Quellen  $U_{t,o}$  am  $o$ -ten Abschluss bzw. Knotenpunkt des Netzwerks mit der je nach Einfallrichtung und Polarisierung skalierten und zeitlich verschobenen Zeitfunktion des Feldes beaufschlagt werden [5, Gleichung (1), (5) und (6)]. Dazu können die Quellen z. B. in einer Numeriksoftware wie MATLAB sehr einfach berechnet und direkt in einem ebenfalls in MATLAB programmierten Netzwerksimulator auf Basis der modifizierten Knotenspannungsanalyse zur Simulation des Leitungsersatzschaltbildes benutzt werden [5]. Nachteilig ist dabei die komplexe Umsetzung nichtlinearer Lasten. Eine ideale Diode entsprechend der Shockley-Gleichung lässt sich noch vergleichsweise einfach berücksichtigen. Praktischere Dioden- und Transistormodelle, die mehr Halbleiterphysikalische Eigenschaften beinhalten, sind jedoch deutlich komplexer in der Umsetzung.

Die in diesem Beitrag vorgestellte Idee ist es, stattdessen einen vorhandenen SPICE-basierten Netzwerksimulator [4] zu nutzen. Vorteilhaft ist dann die Nutzbarkeit der großen Fülle an vorhandenen und teilweise proprietären Halbleiterbauelementbibliotheken sowie die Möglichkeit der automatischen Zeitschrittwahl zur besseren Effizienz und Konvergenz der numerischen Lösung. Zur Beschreibung des Ersatzschaltbildes des Leitungsnetzwerkes werden Netzlisten mit einer entsprechenden Syntax benutzt [6]. Das folgende Beispiel zeigt eine solche Netzliste:

```
* Leitungsnetzwerk
R1 1 0 210.194
B1 2 1 V=10*sin(6.283e9*(time-2.889e-11))*(u(time-2.889e-11)-u(time-1.029e-9))
B2 4 3 V=10*sin(6.283e9*(time-6.960e-10))*(u(time-6.960e-10)-u(time-1.696e-9))
R2 5 0 442.284
D1 5 0 standarddiode
.model standarddiode D(Is=1e-6,N=1)
B3 6 5 V=10*sin(6.283e9*(time-6.960e-10))*(u(time-6.960e-10)-u(time-1.696e-9))
R3 7 0 117.268
B4 8 7 V=10*sin(6.283e9*(time-1.418e-9))*(u(time-1.418e-9)-u(time-2.418e-9))
L1 2 9 2.07743e-09
B5 10 9 V=2.963e-3*(8.660e2*sin(6.283e9*(time-2.471e-12))*(u(time-2.471e-12)-...
C1 10 0 4.70203e-14
...
L404 812 813 2.32835e-09
B408 8 813 V=2.963e-3*(7.5e2*sin(6.283e9*(time-1.387e-9))*(u(time-1.387e-9)-...
C404 8 0 4.23284e-14
* Auswahl der darzustellenden Spannungen
.save V(1) V(5) V(3) V(3) V(3) V(7)
* Analyse
.tran 1.995e-08
* Ende
.end
```

Die mit R, L oder C beginnenden Zeilen repräsentieren die durchnummerierten Abschlusswiderstände der Leitungen bzw. die Induktivitäten und Kapazitäten jeder Leitungszelle. Die

dahinter stehenden Zahlen geben die Nummern der Netzwerkknoten für die zugrundeliegende modifizierte Knotenspannungsanalyse an. Die Feldeinkopplung wird durch ebenso nummerierte B-Quellen (sogenannte "Arbitrary Behavioral Voltage or Current Sources") dargestellt. Diese Quellen haben den Vorteil, sehr viele Freiheiten in der mathematischen Beschreibung der Zeitfunktionen zu bieten. Somit kann bei jeder Quelle die ihrer räumlichen Position entsprechende Amplitude und Zeitverschiebung angegeben werden.

Diese Netzlisten werden anhand der Simulationsparameter wie der Abmessungen und Abschlüsse des Leitungsnetzwerk sowie der Einfallsrichtung und Zeitfunktion der ebenen Wellen automatisiert aus MATLAB heraus erstellt. Mit der Netzliste kann dann die Simulation in LTspice direkt gestartet werden, auf Wunsch auch automatisch aus MATLAB heraus. Die Ergebnisse lassen sich dann direkt in LTspice grafisch darstellen bzw. ebenso automatisiert in MATLAB importieren und dort weiterverarbeiten. Die Numeriksoftware MATLAB dient somit als übergeordnetes Programmiergerüst für die komfortable und effiziente Simulation der transienten Einkopplung.

### 3 Darstellung und Diskussion beispielhafter Ergebnisse

#### 3.1 Parameter des Leitungsnetzwerks und der einfallenden ebenen Welle

Die Leitungslängen des beispielhaft untersuchten Netzwerks aus drei Einfachleitungen über einer Masseebene betragen 40 cm; 30 cm und 50 cm. Die exakten Anfangs- und Endkoordinaten jeder Leitung sind in [2, Gleichung (24) und (25)] gegeben. Die Leitungen befinden sich alle in einer Höhe von 1 cm über der Masseebene, besitzen aber unterschiedliche Radien von 0,6 mm; 0,5 mm und 0,4 mm und damit entsprechend verschiedene charakteristische Impedanzen von 210,2 Ω; 221,1 Ω und 234,5 Ω.

Die Abschlusswiderstände wurden analog zu den Untersuchungen in [2], [5] so gewählt, dass signifikante Reflexionen am Anfang von Leitung 2 (Abschluss mit doppelter Wellenimpedanz) sowie am Ende von Leitung 3 (Abschluss mit halber Wellenimpedanz) auftreten, der Anfang von Leitung 1 jedoch reflexionsfrei abgeschlossen ist.

$$R_1 = 210,2 \Omega \qquad R_2 = 442,2 \Omega \qquad R_3 = 117,3 \Omega \qquad (1)$$

Die partiellen Kapazitäten und Induktivitäten [5, Gleichung (3) und (4)] jeder Leitung in Bild 2 haben entsprechend der Querabmessungen der Leitungen folgende Werte. Dabei wurden die Leitungen jeweils in 135; 101 und 168 Zellen aufgeteilt.

$$C_1 = 47,02 \text{ fF} \qquad C_2 = 44,80 \text{ fF} \qquad C_3 = 42,33 \text{ fF} \qquad (2)$$

$$L_1 = 2,077 \text{ nH} \qquad L_2 = 2,191 \text{ nH} \qquad L_3 = 2,328 \text{ nH} \qquad (3)$$

Für die anregende ebene Welle wurden drei unterschiedliche Einfallsrichtungen untersucht, bei denen das Leitungsnetzwerk jeweils aus Richtung einer Leitung angeregt wird. Deren genaue Definition in Kugelkoordinaten und kartesischen Koordinaten ist in [5, Gleichung (14) bis (16)] zu finden. Die Pulsamplitude von  $1 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$  des Sinuspulses nach Bild 1b wurde gewählt, damit die eingekoppelte Spannung groß genug ist, um Dioden an den Leitungsenden auch oberhalb der Durchbruchspannung zu betreiben.

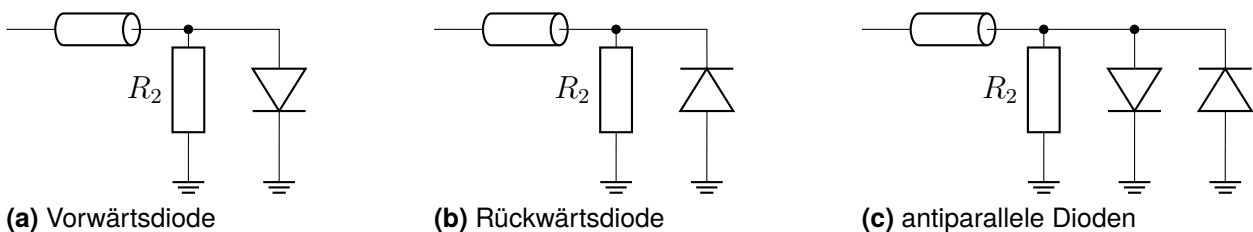
### 3.2 Lineare Abschlüsse

Die simulierten eingekoppelten Spannungen an den Leitungsenden und dem zentralen Verbindungsknoten in Abhängigkeit der Zeit sind in Bild 4 für verschiedene Einfallsrichtungen der anregenden ebenen Welle dargestellt. Dabei werden die Simulationsergebnisse mit der LTspice-basierten Methode mit den Ergebnissen des selbst-entwickelten Netzwerksimulators aus [5] verglichen, wobei generell eine gute Übereinstimmung festgestellt werden kann. Die Ergebnisse des selbst-entwickelten Netzwerksimulators wurden bereits in [5] mit Frequenzbereichssimulationen auf Basis der BLT-Gleichungen [1], [2] mit anschließender inverser Fouriertransformation validiert.

Die Simulationen in LTspice sowie im selbst-entwickelten Netzwerksimulator dauern jeweils nur wenige Sekunden. Jedoch schafft es LTspice in der gleichen Rechenzeit etwa die zehnfache Anzahl an Zeitschritten zu berechnen, so dass der Zeitverlauf gerade im Bereich der Pulsflanken entsprechend feiner aufgelöst ist. Klar in den Zeitverläufen zu erkennen sind die Laufzeiten von jeweils 1,33 ns; 1 ns und 1,66 ns entlang der Leitungen sowie die Reflexionen an den fehlangepassten Lastwiderständen  $R_2$  und  $R_3$  sowie dem zentralen Verbindungsknoten der Leitungen.

### 3.3 Nichtlineare Abschlüsse

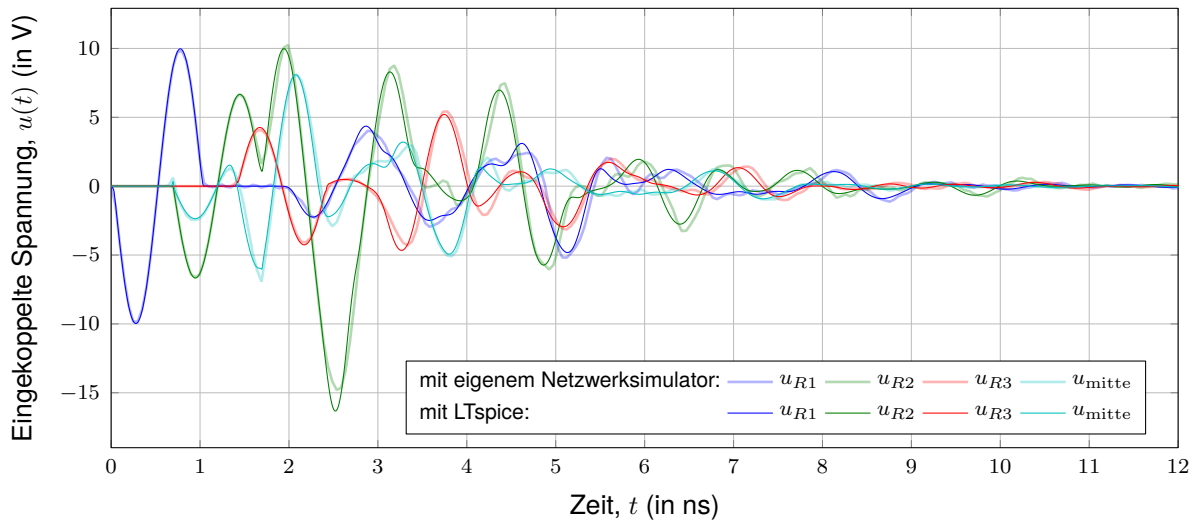
Um das Verhalten des Leitungsnetzwerks mit nichtlinearen Abschlüssen zu untersuchen, wurden drei verschiedene Konfigurationen von Dioden parallel zum Abschlusswiderstand  $R_2$  simuliert, die in Bild 3 gezeigt sind.



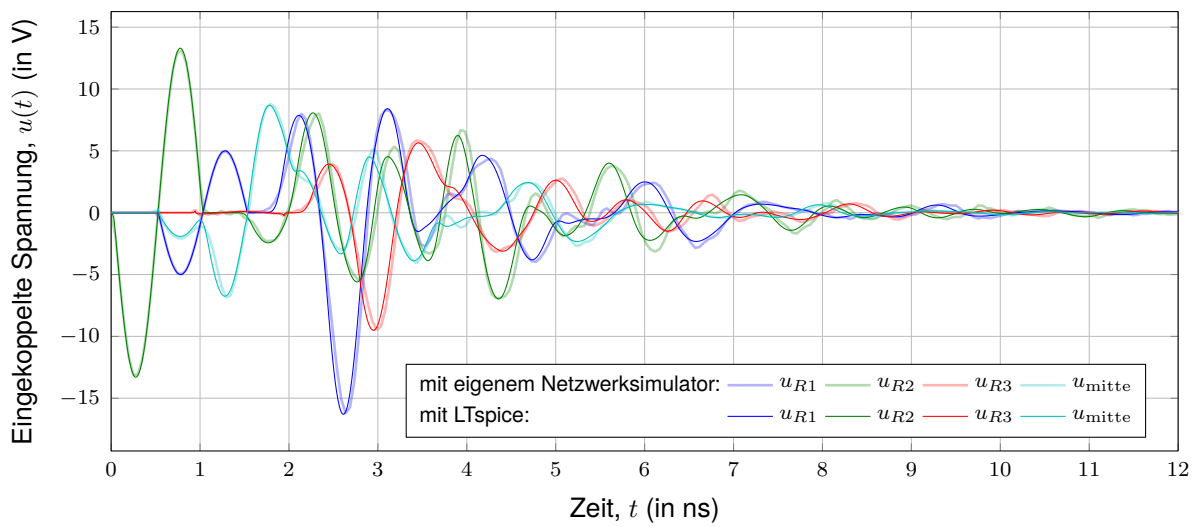
**Bild 3:** Unterschiedliche nichtlineare Abschlüsse parallel zum Lastwiderstand  $R_2$  am Anfang der Leitung 2

Die entsprechenden Simulationsergebnisse sind in Bild 5 dargestellt. Die Spannung am Widerstand  $R_2$  wird entsprechend der parallelgeschalteten Diode(n) auf ca.  $\pm 0,3$  V begrenzt. Gleichzeitig nimmt jedoch die maximal eingekoppelte Spannungsamplitude an den anderen Abschlusswiderständen  $R_1$  und  $R_3$  sowie am zentralen Verbindungsknoten gegenüber der Konfiguration mit rein linearen Abschlüssen zu. Durch die verstärkte Fehlanpassung an der Diode bzw. den Dioden, klingen die Reflexionen des einmalig eingekoppelten Pulses auch langsamer ab.

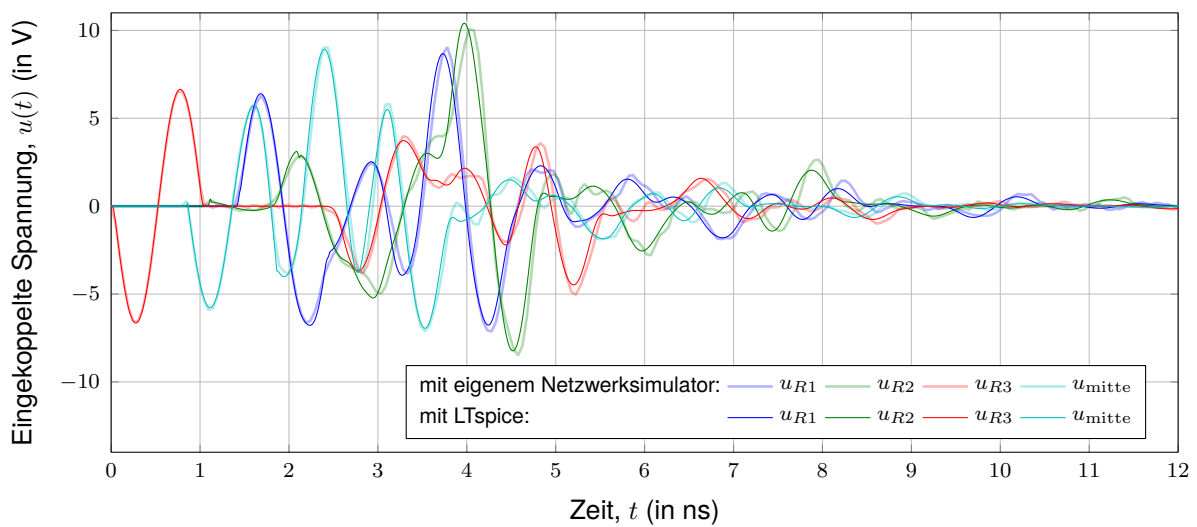
Die Rechenzeit des selbst-entwickelten Netzwerksimulators steigt bei diesen Beispielen aufgrund der in jedem Zeitschritt nötigen Nachführung des Arbeitspunktes der Dioden auf einige Minuten an. Die Simulation in LTspice benötigt weiterhin nur wenige Sekunden und zeigt gegenüber der bisherigen Lösung auch weniger numerische Ungenauigkeiten (siehe [5, Bild 6]), insbesondere an den Kommutierungspunkten der Dioden.



(a) Anregung aus der Richtung von Leitung 1

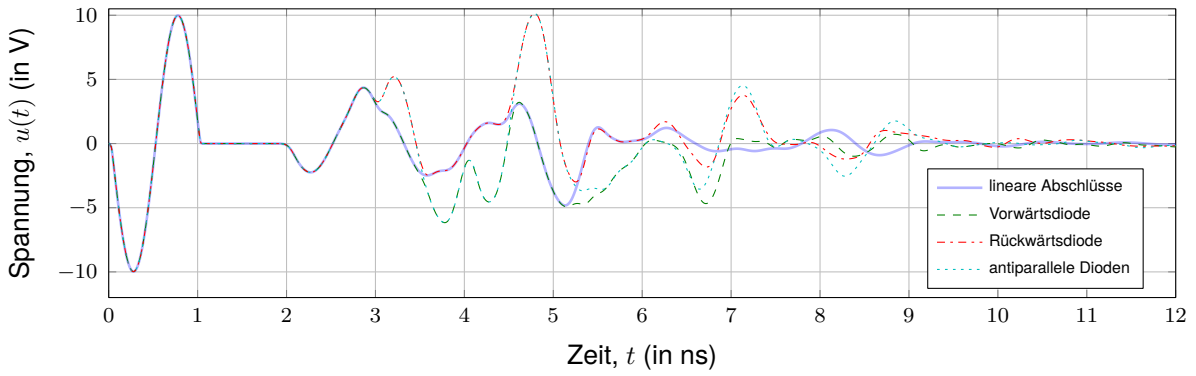


(b) Anregung aus der Richtung von Leitung 2

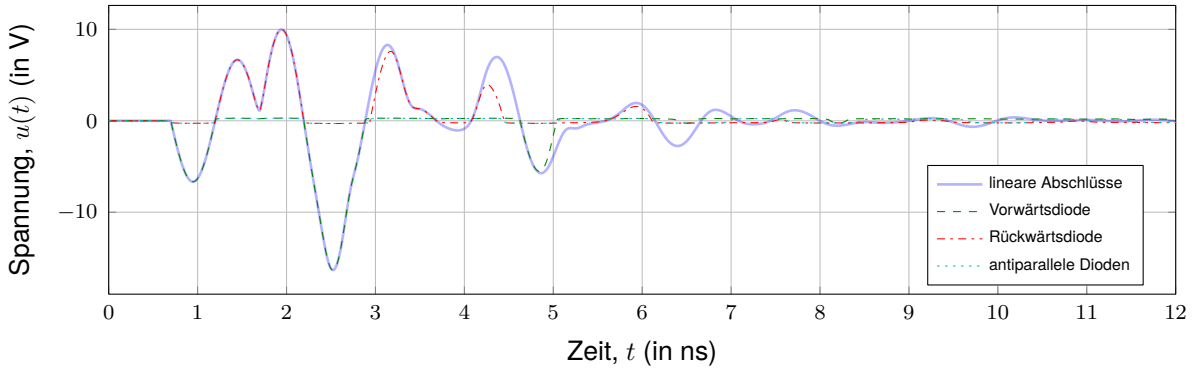


(c) Anregung aus der Richtung von Leitung 3

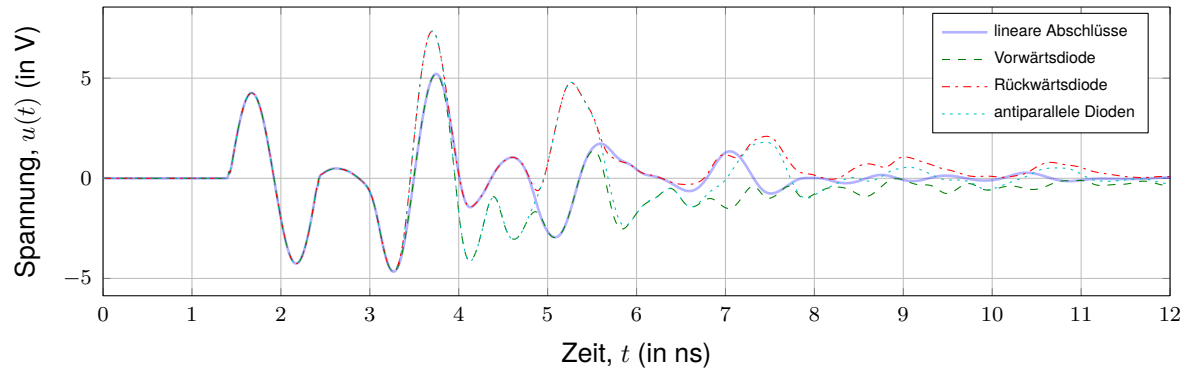
**Bild 4:** Simulierte Spannungen an den Leitungsenden des linear abgeschlossenen Netzwerks für unterschiedliche Richtungen der einfallenden ebenen Welle



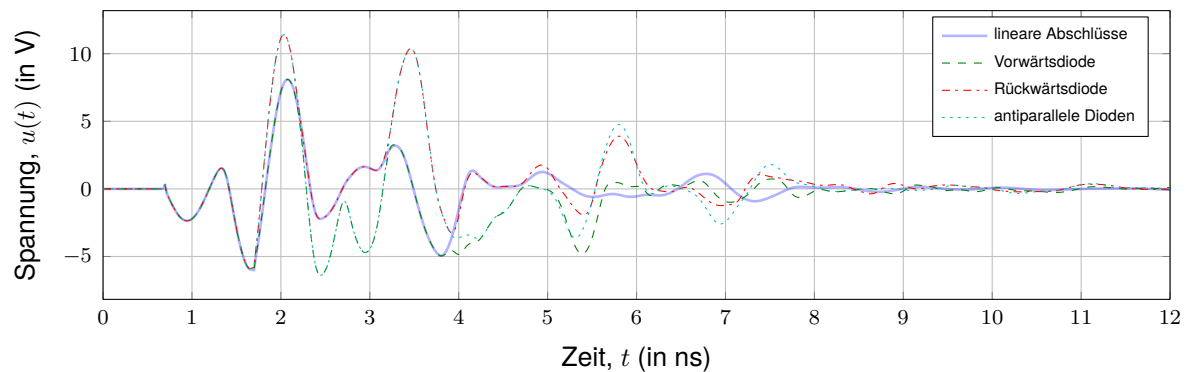
(a) Eingekoppelte Spannung  $u_{R1}$  am Anfang von Leitung 1



(b) Eingekoppelte Spannung  $u_{R2}$  am Anfang von Leitung 2



(c) Eingekoppelte Spannung  $u_{R3}$  am Ende von Leitung 3



(d) Eingekoppelte Spannung  $u_{\text{mitte}}$  am Knotenpunkt

**Bild 5:** Simulierte Spannungen an den Leitungsenden des Netzwerks für unterschiedliche nichtlineare Abschlüsse parallel zum Lastwiderstand  $R_2$  am Anfang der Leitung 2. Die einfallende ebene Welle trifft das Netzwerk aus Richtung der Leitung 1.

## 4 Zusammenfassung

Die Einkopplung ebener Wellen in ein linear sowie ein nichtlinear abgeschlossenes Leitungsnetzwerk aus Einfachleitungen über eine Masseebene wurde im Zeitbereich simuliert. Im linearen Fall stimmen die Simulationsergebnisse mit denen einer existierenden Frequenzbereichslösung auf Basis der BLT-Gleichungen mit anschließender inverser Fouriertransformation überein. Im nichtlinearen Fall konnte gezeigt werden, dass ein Überspannungsschutzelement an einem Leitungsende zwar dort die eingekoppelte Spannung effektiv begrenzt, durch zusätzliche Fehlanpassungen jedoch möglicherweise kurzzeitig höhere Spannungsamplituden an den anderen ungeschützten Leitungsenden des Netzwerks erreicht werden. Außerdem wird ein einmalig eingekoppelter Feldpuls länger entlang des Netzwerks hin- und her reflektiert.

Die Berechnung läuft direkt in einem kommerziellen SPICE-basierten Netzwerksimulator und ist damit sehr effizient sowie numerisch stabil. Als weitere Anwendung der vorgestellten Methode ist die Untersuchung der Feldeinkopplung von inhomogenen Nahfeldern in Leitungsnetzwerke denkbar. Außerdem lassen sich aufgrund der gegenüber vorherigen Ansätzen deutlich gesenkten Rechenzeit auch statistische Probleme analysieren, z. B. die Einkopplung von stochastischen Feldern, wie sie in Modenverwirbelungskammer oder elektrisch großen Resonatoren mit komplexer Geometrie auftreten.

## Literatur

- [1] R. Perez, Hrsg., *Handbook of Electromagnetic Compatibility*, 1. Aufl. London: Academic Press, Jan. 1995, ISBN: 0-12-550710-0.
- [2] M. Magdowski und R. Vick, "Numerical simulation of the stochastic electromagnetic field coupling to transmission line networks", in *Proceedings of the Joint IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and EMC Europe*, IEEE Catalog Number: CFP15EMC-USB, Dresden, Deutschland, Aug. 2015, S. 818–823, ISBN: 978-1-4799-6615-8. DOI: 10.1109/ISEMC.2015.7256269.
- [3] T. Lapohos, J. LoVetri und J. Seregelyi, "External field coupling to MTL networks with nonlinear junctions: Numerical modeling and experimental validation", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Jg. 42, Nr. 1, S. 16–28, Feb. 2000, ISSN: 0018-9375. DOI: 10.1109/15.831701.
- [4] M. Engelhardt, *Ltspice xvii*, <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>, Analog Devices, Norwood, MA, USA, 2019.
- [5] M. Magdowski und R. Vick, "Transient simulation of the plane wave coupling to nonlinearly loaded transmission line networks", in *Proceedings of the Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Sapporo, Japan: IEICE & IEEE, Juni 2019, S. 383–386, ISBN: 978-4-8855-2322-9. DOI: 10.23919/EMCTokyo.2019.8893805.
- [6] T. Quarles, A. R. Newton, D. O. Pederson und A. Sangiovanni-Vincentelli, *Spice3 version 3f3 user's manual*, [http://www.gianlucafiori.org/appunti/Spice\\_3f3\\_Users\\_Manual.pdf](http://www.gianlucafiori.org/appunti/Spice_3f3_Users_Manual.pdf), University of California, Department of Electrical Engineering und Computer Sciences, 94720, Berkeley, CA, USA, Mai 1993.

# Makromodellierung linearer, passiver, elektromagnetischer Systeme basierend auf modalen Netzwerken

M. Sc. Sebastian Südekum, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone

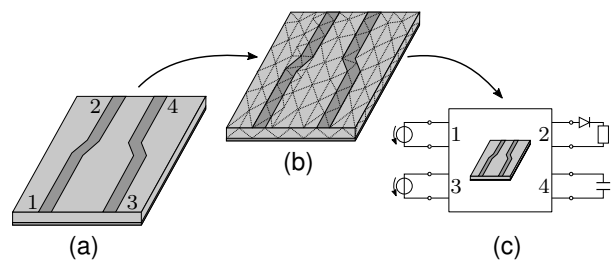
Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

## 1 Einleitung

Während der EMV-konformen Entwicklung von elektrischen Systemen sind elektromagnetische Simulationen zu einem unverzichtbaren Werkzeug geworden. Die konventionelle messtechnische Untersuchung ist aufgrund der steigenden Komponentendichte und Systemkomplexität in vielen Fällen zu teuer und zeitaufwändig. Potentielle Störbeeinflussungen, wie z.B. Feldeinkopplung in Leitungen, Fehlanpassung einer Antenne oder die Abstrahlung einer Platine, können mit Hilfe von Simulationen identifiziert und minimiert werden. Für gewöhnlich müssen hierbei zu Beginn die Geometrie und die Portkonfiguration des Systems definiert werden. Auf Grundlage der anschließenden elektromagnetischen Simulation des Portverhaltens wird ein äquivalentes Makromodell aufgestellt (siehe Abb. 1). Die dem Entwickler zugänglichste Form eines Makromodells ist ein elektrisches Netzwerk, da dieses unter Anwendung eines beliebigen Schaltungssimulators, wie z.B. LTspice [1], weiterführende Frequenz- oder Zeitbereichsanalysen unter Einbeziehung der elektronischen Beschaltung direkt ermöglicht.

Im Allgemeinen muss für eine beliebige Anordnung das Problem durch eine numerische Feldberechnungsmethode behandelt werden. Neben zahlreichen Ansätzen hat sich aufgrund seiner allgemeinen Anwendbarkeit und Effizienz der Vector-Fitting-Algorithmus zur Makromodellierung etabliert [2]. Ausgehend von einem numerischen Modell und einer fixen Portkonfiguration werden die einzelnen Übertragungsfunktionen der Impedanz-, Admittanz- oder Streumatrix iterativ interpoliert, wobei die notwendige Lage und Anzahl der Stützstellen und Systempole unbekannt sind. Die resultierende Systemapproximation kann nach Erreichen eines Konvergenzkriteriums in ein geeignetes Ersatzschaltbild überführt werden. Aufgrund der vielen Freiheitsgrade innerhalb des Algorithmus (Lage und Anzahl von Stützstellen und Pole), sowie das Fehlen eines eindeutigen Fehlerkriteriums, ist der numerische Aufwand kaum abschätzbar. Ändert sich die Anzahl und/oder Lage der Ports, muss der gesamte Algorithmus wiederholt werden. Dabei steigt der numerische Aufwand signifikant mit der Anzahl der Ports.

In diesem Beitrag präsentieren wir einen neuartigen Ansatz zur Makromodellierung für lineare und passive elektromagnetische Systeme basierend auf modalen Netzwerken, dessen numerischer Aufwand unabhängig der Portanzahl ist. Ausgangspunkt ist zunächst wie bei der üblichen Anwendung des Vector-Fittings (VF) die durch eine numerische Methode (Finite-Differenzen oder Momentenmethode) resultierende diskrete elektromagnetische Darstellung des Systems. Mit Hilfe der Eigenvektoren des quasistatischen, verlustlosen Systems resultiert die exakte Lösung der Portadmittanz- bzw. -impedanzmatrix. Alle vorhergehenden modalen Ansätze, wie z.B. aus [3] und [4], beschränken sich auf einen bestimmten Problemtyp und weisen bei zunehmenden Verlusten (Abstrahlung, Dispersion, Dissipation) Abweichungen auf, sodass unser Ansatz als Verallgemeinerung verstanden werden kann. Das Verhalten jedes Modes kann als Ersatzschaltbild dargestellt und der Einfluss des Ports lediglich durch



**Abb. 1:** Vorgehensweise bei Simulation: (a) Problemdefinition, (b) Diskretisierung und numerische Feldberechnung, (c) Einbettung von Makromodell in Schaltungsebene und Simulation

modale Koppelfaktoren, die als Transformatornetzwerk umsetzbar sind, berücksichtigt werden. Die Verluste im System verursachen eine Kopplung der Moden untereinander, was sich wiederum auch im Ersatzschaltbild widerspiegelt. Für die praktische Umsetzbarkeit genügt es, dass nur die modalen Netzwerke mit ihren Kopplungen vollständig modelliert werden müssen, dessen Resonanzfrequenzen sich innerhalb der betrachteten Frequenzbandbreite befinden. Alle subresonanten Moden können als Netzwerk gekoppelter Induktivitäten bzw. Kapazitäten zusammengefasst werden. Das vorgestellte Netzwerkmodell beinhaltet nur konzentrierte Elemente und kann in jede SPICE-basierende Simulationsumgebung mit beliebiger Beschaltung implementiert werden. Die Flexibilität und Genauigkeit des Modells wird anhand eines Beispiels im Zeitbereich demonstriert.

## 2 Modales Systemverhalten

Ein elektromagnetisches System kann durch Anwendung einer numerischen Methode, wie z.B. der Finite-Differenzen-Methode (FDM) oder Momentenmethode (MoM), für die Bandbreite  $f_{\max}$  (Frequenz  $f$ ) und einer entsprechenden Diskretisierung stets durch die Matrixgleichung

$$[\mathbf{Y}(\omega)](\mathbf{U}) = (\mathbf{I}_0) \quad \text{oder} \quad [\mathbf{Z}(\omega)](\mathbf{I}) = (\mathbf{U}_0) \quad (1)$$

beschrieben werden, die auf der Spannungs- ( $\mathbf{U}$ ) bzw. Strombeziehung ( $\mathbf{I}$ ) bei einer Anregung ( $\mathbf{I}_0$ ) oder ( $\mathbf{U}_0$ ) beruht. Die im Allgemeinen komplexe, frequenzabhängige  $N \times N$  Admittanz- $[\mathbf{Y}(\omega)]$  bzw. Impedanzmatrix  $[\mathbf{Z}(\omega)]$  charakterisiert das resistive und reaktive Systemverhalten vollständig im Rahmen der numerischen Methode. Die Dimension  $N$  korrespondiert mit der Vernetzungseinheit. Je nach Anwendung und Genauigkeitsanforderung kann die Systemgleichung (1) ein ein-, zwei- oder dreidimensionales Feldproblem repräsentieren. Bei der üblichen Vorgehensweise, um mittels Vector-Fitting (VF) ein Makromodell des Systems zu erhalten, muss Gl. (1) für jede Frequenzstützstelle über Inversion gelöst werden. Dies muss für alle  $P$  Ports, also  $P \times P$  mal, durchgeführt werden. Durch Kenntnis des modalen Systemverhalten kann dieser teils sehr große rechnerische Aufwand aber umgangen werden. Im Folgenden wird ohne Einschränkung der Allgemeinheit nur die Admittanzform aus (1) betrachtet, wobei die Ergebnisse für die Impedanzform stets über das Dualitätsprinzip abgeleitet werden können.

### 2.1 Formulierung des Eigenwertproblems

Die vollständige Systembeschreibung aus (1) kann stets in den statischen kapazitiven, induktiven und verbleibenden frequenzabhängigen Anteil zerlegt werden:

$$[\mathbf{Y}(\omega)] = j\omega[\mathbf{C}] + \frac{1}{j\omega}[\mathbf{S}_L] + [\mathbf{Y}_R(\omega)]. \quad (2)$$

$[\mathbf{C}]$  und  $[\mathbf{S}_L]$  sind dabei die frequenzunabhängige Kapazitätsmatrix und die Matrix der reziproken Induktivitäten des quasistatischen, verlustlosen Systems. Sämtliche Verluste, wie Abstrahlung, Dispersion oder Dissipation, werden durch die frequenzabhängige Residualmatrix  $[\mathbf{Y}_R(\omega)]$  berücksichtigt. Vernachlässigt man zunächst diese Verluste ( $[\mathbf{Y}_R(\omega)] = [\mathbf{0}]$ ) und setzt den anregenden Term ( $\mathbf{I}_0$ ) zu null, erhalten wir das Eigenwertproblem

$$[\mathbf{S}_L](\mathbf{u}_n) = \omega_n^2[\mathbf{C}](\mathbf{u}_n) \quad (3)$$

mit den reellen Eigenwerten  $\omega_n^2$  und den reellen und frequenzunabhängigen Eigenvektoren ( $\mathbf{u}_n$ ). Physikalisch kann man ( $\mathbf{u}_n$ ) auch als modale Spannungsverteilung des quasistatischen



und verlustlosen Systems, die die Resonanzfrequenzen  $\omega_n$  besitzen, auffassen. Unter Annahme symmetrischer Matrizen  $[\mathbf{C}]$  und  $[\mathbf{S}_L]$ , erfüllen die Eigenvektoren die Orthogonalitätsrelation

$$(\mathbf{u}_m)^T [\mathbf{C}] (\mathbf{u}_n) = C_n \delta_{nm} \quad (4)$$

mit dem Kronecker-Delta  $\delta_{nm}$  [5]. Die Eigenvektoren  $(\mathbf{u}_n)$  sind dimensionslos, sodass der Faktor  $C_n$  die Einheit einer Kapazität besitzt. Zur Lösung des Eigenwertproblems (3) können die Algorithmen gängiger Programme, wie z.B. Matlab [6], verwendet werden.

## 2.2 Allgemeine Modale Lösung

Neben der physikalischen Anschauung bilden die Eigenvektoren  $(\mathbf{u}_n)$ , mathematisch betrachtet, einen  $N$ -dimensionalen Vektorraum [5]. Somit kann zur Lösung der Matrixgleichung (1) die gesuchte Spannungsverteilung ausgedrückt werden durch

$$(\mathbf{U}) = \sum_{n=1}^N A_n (\mathbf{u}_n) \quad (5)$$

mit den unbekanntenen Amplituden  $A_n$ . Setzt man die Entwicklung (5) in Gl. (1) mit der Zerlegung (2) ein und wendet das Eigenwertproblem (3) an, erhält man

$$\sum_{n=1}^N A_n ((\omega_n^2 - \omega^2) [\mathbf{C}] + j\omega [\mathbf{Y}_R(\omega)]) (\mathbf{u}_n) = j\omega (\mathbf{I}_0). \quad (6)$$

Multipliziert man den Eigenvektor  $(\mathbf{u}_m)^T$  mit Gl. (6) von links, resultiert mit (4) der Ausdruck

$$A_m (\omega_m^2 - \omega^2) C_m + j\omega \sum_{n=1}^N A_n \underbrace{(\mathbf{u}_m)^T [\mathbf{Y}_R(\omega)] (\mathbf{u}_n)}_{Y_{R,mn}(\omega)} = j\omega \underbrace{(\mathbf{u}_m)^T (\mathbf{I}_0)}_{I_{um}}. \quad (7)$$

Aufgrund der Residualmatrix  $[\mathbf{Y}_R(\omega)]$  sind, nicht wie in [4], die Entwicklungskoeffizienten  $A_n$  nicht hieraus berechenbar. Stattdessen können sie basierend auf Gl. (7) indirekt durch das folgende lineare Gleichungssystem bestimmt werden:

$$([\mathbf{Y}_M(\omega)] + [\mathbf{Y}_C(\omega)]) (\mathbf{A}) = (\mathbf{I}_u) \quad (8)$$

$$[\mathbf{Y}_M(\omega)] = \begin{cases} \frac{C_n(\omega_n^2 - \omega^2) + j\omega Y_{R,mn}(\omega)}{j\omega} & , m = n \\ 0 & , m \neq n \end{cases}_{(1,1)}^{(N,N)} \quad [\mathbf{Y}_C(\omega)] = \begin{cases} 0 & , m = n \\ Y_{R,mn}(\omega) & , m \neq n \end{cases}_{(1,1)}^{(N,N)} \quad (9)$$

Die Vektoren  $(\mathbf{A})$  und  $(\mathbf{I}_u)$  bestehen aus den gesuchten Koeffizienten  $A_n$  bzw.  $I_{um}$ . Ohne Einschränkung der Allgemeinheit wird angenommen, dass die Spannung an Port  $i$  sich direkt aus der Superposition aller Eigenvektoren ergibt, welche wiederum mit der Lösung des Gleichungssystems (8) und den Rechenregeln von Matrizen [7] wie folgt ausgedrückt werden kann:

$$\begin{aligned} U_i &= \sum_{n=1}^N A_n u_{n,i} = (\mathbf{A})^T (\mathbf{u}^i) \\ &= (\mathbf{I}_u)^T ([\mathbf{Y}_M(\omega)] + [\mathbf{Y}_C(\omega)])^{-1} (\mathbf{u}^i) \quad , \text{ mit } (\mathbf{u}^i) = (u_{1,i}, \dots, u_{N,i}) \end{aligned} \quad (10)$$

Wird Port  $j$  mit dem Strom  $I_0$  angeregt, erhält man mit der Definition des Vektors  $(\mathbf{I}_u)$  die Lösung der Portimpedanz, ausgedrückt durch die Eigenvektoren des quasistatischen, verlustlosen Systems

$$Z_{ij} = \frac{U_i}{I_0} = (\mathbf{u}^j)^T ([\mathbf{Y}_M(\omega)] + [\mathbf{Y}_C(\omega)])^{-1} (\mathbf{u}^i). \quad (11)$$

Für insgesamt  $P$  Ports ergibt sich die allgemeine Portimpedanzmatrix

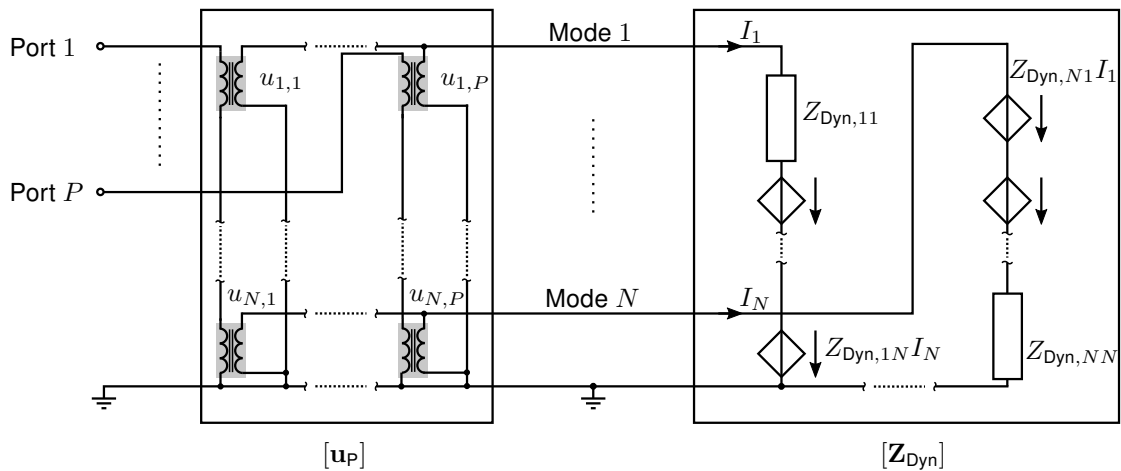
$$[\mathbf{Z}_P] = [\mathbf{u}_P]^T [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}(\omega)] [\mathbf{u}_P] \quad (12)$$

$$[\mathbf{u}_P] = [(\mathbf{u}^1), (\mathbf{u}^2), \dots, (\mathbf{u}^P)] \quad \text{und} \quad [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}(\omega)] = ([\mathbf{Y}_M(\omega)] + [\mathbf{Y}_C(\omega)])^{-1}. \quad (13)$$

Der Einfluss der Ports wird hierbei nur durch die reellwertige, frequenzunabhängige Matrix  $[\mathbf{u}_P]$  berücksichtigt. Das dynamische Verhalten des Systems spiegelt sich in der frequenzabhängigen Dynamikmatrix  $[\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}(\omega)]$  aus (13) wider. Hierbei wird anschaulich das Verhalten der Eigenvektoren (Moden) durch die Matrizen  $[\mathbf{Y}_M]$  und  $[\mathbf{Y}_C]$  aus (9) charakterisiert. Während die Diagonalmatrix  $[\mathbf{Y}_M]$  das Eigenverhalten (Eigenadmittanz) jedes Modes repräsentiert, berücksichtigt die Matrix  $[\mathbf{Y}_C]$  die gegenseitige Beeinflussung (Koppeladmittanz) der Moden untereinander. Wie in (9) zu sehen ist, verschwindet diese Matrix bei Abwesenheit von Verlusten.

### 3 Modale Netzwerksynthese

Die exakte modale Lösung der Portimpedanz aus Gl. (12) zeigt, dass die Kopplung der Moden für ein beliebiges lineares, passives elektromagnetisches System auch durch ein entsprechendes Netzwerkmodell abgebildet werden muss. Die reelle Matrix  $[\mathbf{u}_P]$ , die den Porteinfluss berücksichtigt, kann als Matrix modaler Gewichtungsfaktoren aufgefasst werden. Diese sind schaltungstechnisch als Transformatorennetzwerk umsetzbar (siehe Abb. 2). Der eigentliche Modellierungsaufwand beschränkt sich schließlich auf die Netzwerksynthese der modalen Dynamikmatrix  $[\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}(\omega)]$ , die als Übertragungsfunktion mit  $N$  Ports interpretiert werden kann. Diese Impedanzmatrix lässt sich allgemein durch das Ersatzschaltbild aus Abb. 2 darstellen.



**Abb. 2:** Allgemeines modales Ersatzschaltbild eines linearen, passiven elektromagnetischen Systems unter Berücksichtigung der Modenkopplung

#### 3.1 Partialbruchdarstellung der Dynamikmatrix

Aufgrund des frequenzabhängigen Terms  $Y_{R,mn}(\omega)$  in (9) ist es für ein allgemeines System nicht möglich eine exakte Netzwerkdarstellung für die Eigen- und die Koppeladmittanz eines Modes abzuleiten. Aus diesem Grund nutzen wir den VF-Algorithmus [2], um näherungsweise eine geeignete Partialbruchdarstellung eines Matrixelements  $Z_{\text{Dyn},mn}$  der Dynamikmatrix  $[\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]$  zu erhalten:

$$Z_{\text{Dyn},mn}(s) \approx d_{mn} + sh_{mn} + \sum_{p=1}^{P_{mn}} \frac{r_{mn,p}}{s - s_p} \quad , \text{ mit } s = \sigma + j\omega. \quad (14)$$

Formal wird hierfür die Laplace-Variable  $s$  eingeführt. Mit Hilfe des VF-Algorithmus werden unter Vorgabe einer Polordnung  $P_{mn}$  und Systempole  $s_p$  das Residuum  $r_{mn,p}$ , der konstante und proportionale Term  $d_{mn}$  bzw.  $h_{mn}$  für eine Approximation der Übertragungsfunktion  $Z_{\text{Dyn},mn}(s)$  bestimmt. Im Gegensatz zur üblichen iterativen Anwendung vom VF auf ein „Blackbox-System“ kann der physikalische Einblick, der durch die Kenntnis des quasistatischen, verlustlosen Systemverhaltens aus dem Eigenwertproblem (3) gewonnen wird, ausgenutzt werden. Es kann davon ausgegangen werden, dass im Bereich der Resonanzfrequenz  $\omega_n$  des quasistatischen und verlustlosen Systems das Verhalten durch den Mode  $n$  dominiert wird und  $Y_{R,nn}(\omega) \approx Y_{R,nn}(\omega_n)$  gilt. Somit kann aus der Eigenadmittanz  $Y_{M,nn}$  des Modes  $n$  aus (9) das  $n$ . komplexe Polpaar der Dynamikmatrix  $[Z_{\text{Dyn}}(\omega)]$  bestimmt werden (Nullstelle von  $Y_{M,nn}$ ):

$$s_{n,1/2} = -\frac{Y_{R,nn}(\omega_n)}{2C_n} \pm j \sqrt{\omega_n^2 - \frac{Y_{R,nn}(\omega_n)^2}{4C_n^2}}. \quad (15)$$

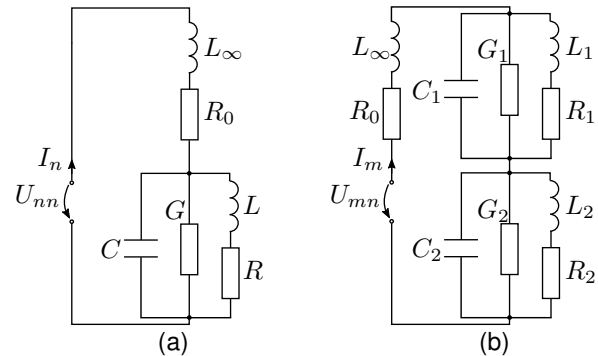
Das Hauptdiagonalelement  $Z_{\text{Dyn},nn}$ , also das Eigenverhalten von Mode  $n$ , kann sehr gut durch das eine Polpaar  $s_{n,1/2}$  aus (15) charakterisiert werden. Für das Nebendiagonalelement, also die Kopplung zwischen Mode  $n$  und  $m$ , können die Polpaare  $s_{n,1/2}$  und  $s_{m,1/2}$  für die Approximation genutzt werden. Somit ist die Polordnung für das VF bereits im Vorfeld festgelegt:

$$P_{nn} = 2 \quad (\text{Hauptdiagonale}) \quad \text{und} \quad P_{mn} = 4 \quad (\text{Nebendiagonale}). \quad (16)$$

Mit diesen physikalisch motivierten Startwerten für  $s_{n,1/2}$  aus (15) und  $P_{mn}$  aus (16) resultieren die unbekannt Residuen  $r_{mn,p}$  und Koeffizienten  $h_{mn}$  und  $d_{mn}$ . Als Stützstellen können die Elemente der Dynamikmatrix  $[Z_{\text{Dyn}}(\omega_n)]$  an den Resonanzfrequenzen  $\omega_n$  genutzt werden, die ohnehin für die Polbestimmung in (15) benötigt werden. Somit liefert VF innerhalb einer einzigen Iteration ein genaues und robustes Ergebnis. Des Weiteren sichert der VF-Algorithmus die Passivität des Modells [2]. Mit der Approximation (14) für die Dynamikmatrix  $[Z_{\text{Dyn}}]$  kann unter Berücksichtigung der Polordnung  $P_{mn}$  aus (16) jedes Matrixelement  $Z_{\text{Dyn},mn}(s)$ , wie in Abb. 3 dargestellt ist, als Ersatzschaltbild modelliert werden [8]. Trennt man das Residuum  $r_p = r_{p,r} + j r_{p,i}$  und den Pol  $s_p = \alpha_p + j \beta_p$  in Real- und Imaginärteil auf und vernachlässigt den Index  $p$ , ergeben sich aus [8] die Netzwerkparameter

$$\begin{aligned} R_0 &= d & G &= \frac{-\alpha r_r + \beta r_i}{2r_r^2} \\ C &= \frac{1}{2r_r} & R &= \left( \frac{-(\alpha^2 + \beta^2)}{2(\alpha r_r + \beta r_i)} - G \right)^{-1} \\ L_\infty &= h & L &= -\frac{r_r}{\alpha r_r + \beta r_i} R \end{aligned} \quad (17)$$

Im Gegensatz zur direkten Umsetzung des Ersatzschaltbildes 3(a) für die Hauptdiagonalelemente kann die modale Kopplung im Gesamtmodell (Abb. 2) mit gesteuerten Quellen umgesetzt werden. Je nach Netzwerksimulator muss möglicherweise das Netzwerk 3(b) als Hilfsnetzwerk implementiert werden.



**Abb. 3:** Ersatzschaltbild des (a) Hauptdiagonalelementes ( $P_{nn} = 2$ ) und (b) Nebendiagonalelementes ( $P_{mn} = 4$ ) der Dynamikmatrix  $[Z_{\text{Dyn}}]$  für das Gesamtmodell aus Abb. 2

### 3.2 Modellreduktion durch Näherung der subresonanten Moden

Die Gesamtanzahl der Moden  $N$ , die aus dem Eigenwertproblem (3) resultiert, entspricht der Anzahl der Unbekannten des Ausgangsproblems (1) und skaliert mit der Diskretisierungsfein-

heit für die untersuchte Geometrie. Typischerweise wird diese basierend auf der Maximalfrequenz  $\omega_{\max}$  so gewählt, dass die Spannungs- bzw. Stromverteilung ausreichend gut aufgelöst wird. Deshalb sind die meisten für die Lösung (12) notwendigen  $N$  Moden innerhalb der Bandbreite nicht resonant, d.h.  $\omega_{n>N_0} \gg \omega_{\max}$ .  $N_0$  bezeichnet dabei die innerhalb der Bandbreite  $\omega_{\max}$  resonanten Moden. Diese Unterteilung in innerhalb der Bandbreite resonanten Moden mit  $\omega_n \leq \omega_{\max}$  (Index B) und subresonanten Moden mit  $\omega_n > \omega_{\max}$  (Index S) erlaubt die Umformulierung der exakten modalen Lösung (12) in

$$[\mathbf{Z}_P] = \begin{bmatrix} [\mathbf{u}_P]_B \\ [\mathbf{u}_P]_S \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{B,B} & [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{B,S} \\ [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{S,B} & [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{S,S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\mathbf{u}_P]_B \\ [\mathbf{u}_P]_S \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\text{, mit } (\mathbf{u}^i)_B^T = (u_1^i \cdots u_{N_0}^i) \quad \text{und} \quad (\mathbf{u}^i)_S^T = (u_{N_0+1}^i \cdots u_N^i) . \quad (19)$$

Die Teilmatrizen  $[\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{B/S,B/S}$  ergeben sich direkt aus dieser Unterteilung. So wie es zum einen durch die resonanten Netzwerke aus Abb. 3 und zum anderen durch das physikalische Verhalten veranschaulicht wird, kann für das gesamte Systemverhalten die Beeinflussung zweier Moden, dessen Resonanzfrequenzen  $\omega_n$  und  $\omega_m$  stark verschieden sind, vernachlässigt werden. Weiterhin ist auch in erster Näherung innerhalb der Bandbreite  $\omega_{\max}$  neben dem vollständigen dynamischen Verhalten aller resonanten Moden lediglich das quasistatische Eigenverhalten der subresonanten Moden relevant. Somit ergibt sich die Näherung

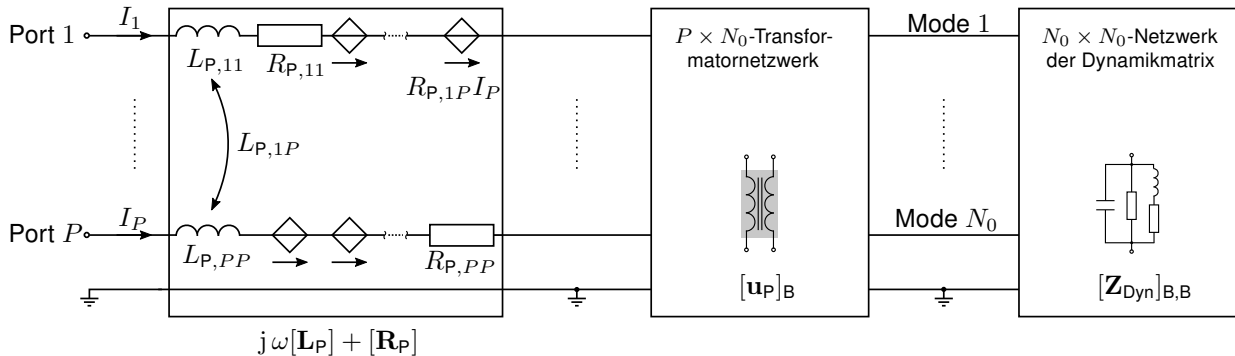
$$[\mathbf{Z}_P] \approx \begin{bmatrix} [\mathbf{u}_P]_B \\ [\mathbf{u}_P]_S \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{B,B} & [\mathbf{0}] \\ [\mathbf{0}] & [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{S,S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\mathbf{u}_P]_B \\ [\mathbf{u}_P]_S \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\text{, mit } [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{S,S} \approx \text{diag} \left\{ j\omega \frac{1}{C_n \omega_n^2} + \frac{1}{Y_{R,nn}(0)} \right\}_{n=N_0+1}^N = j\omega [\mathbf{L}_S] + [\mathbf{R}_S] . \quad (21)$$

Schließlich erhält man mit der Induktivitäts- und Widerstandsmatrix der subresonanten Moden  $[\mathbf{L}_S]$  bzw.  $[\mathbf{R}_S]$  den Ausdruck für die Portimpedanz

$$[\mathbf{Z}_P] \approx j\omega \underbrace{[\mathbf{u}_P]_S^T [\mathbf{L}_S] [\mathbf{u}_P]_S}_{[\mathbf{L}_P]} + \underbrace{[\mathbf{u}_P]_S^T [\mathbf{R}_S] [\mathbf{u}_P]_S}_{[\mathbf{R}_P]} + [\mathbf{u}_P]_B^T [\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{B,B} [\mathbf{u}_P]_B , \quad (22)$$

wobei die  $P \times P$  Matrizen  $[\mathbf{L}_P]$  und  $[\mathbf{R}_P]$  die Beiträge aller subresonanten Moden zur Portinduktivitäts- bzw. Portwiderstandsmatrix zusammenfassen, welche sich für eine gegebene Geometrie einmalig durch das Lösen des Eigenwertproblems (3) ergeben. Somit ist die Netzwerksynthese nur noch für die reduzierte  $N_0 \times N_0$  Dynamikmatrix  $[\mathbf{Z}_{\text{Dyn}}]_{B,B}$  durchzuführen. Die benötigte Anzahl der Moden  $N_0$  bezieht sich auf die Bandbreite  $\omega_{\max}$  und kann bereits im Vorfeld nach Lösen des Eigenwertproblems (3) bestimmt werden. Der Term  $j\omega [\mathbf{L}_P] + [\mathbf{R}_P]$  kann auch als



**Abb. 4:** Reduziertes modales Ersatzschaltbild eines linearen, passiven elektromagnetischen Systems unter Berücksichtigung der innerhalb der Bandbreite resonanten Moden mit den Teilnetzwerken aus Abb. 2 und 3

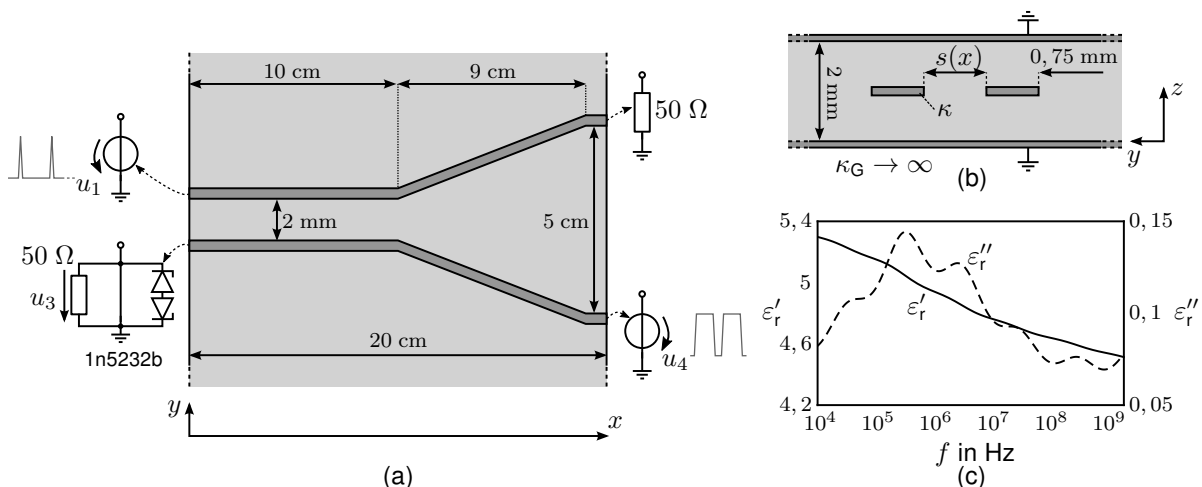
Netzwerk dargestellt werden, sodass das allgemeine Modell aus Abb. 2 modifiziert werden muss. Durch das resultierende Netzwerk aus Abb. 4 wird die Komplexität des Makromodells für das untersuchte System auf ein Minimum reduziert.

#### 4 Validierungsbeispiel im Zeitbereich

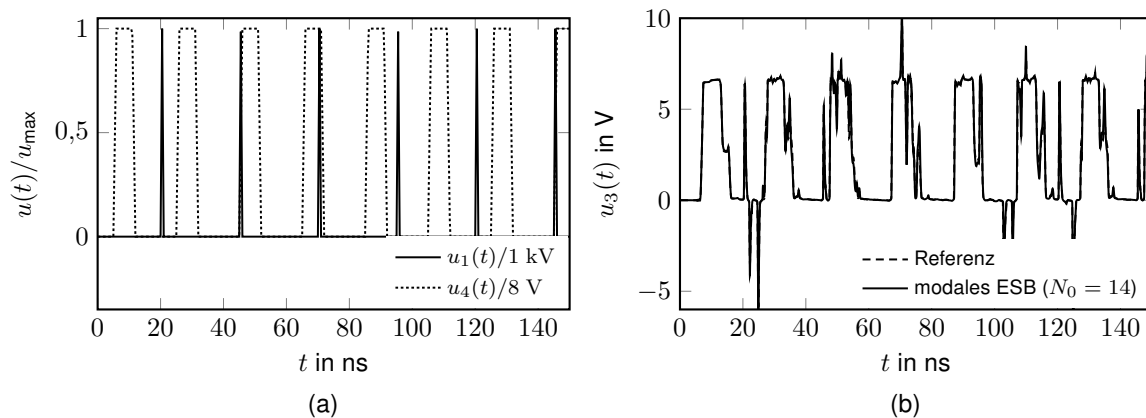
Es wird ein inhomogenes Streifenleitungspaar aus Kupfer ( $\kappa = 5,7 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ), welches im Dielektrikum FR-4 eingebettet ist, betrachtet (Abb. 5). Das Übertragungsverhalten dieser Verbindungsstruktur kann in sehr guter Näherung durch die Leitungstheorie mit

$$\begin{aligned} \frac{d(\mathbf{U}(x))}{dx} &= -([\mathbf{R}'(x, \omega)] + j\omega[\mathbf{L}'(x, \omega)])(\mathbf{I}(x)) \\ \frac{d(\mathbf{I}(x))}{dx} &= -([\mathbf{G}'(x, \omega)] + j\omega[\mathbf{C}'(x, \omega)])(\mathbf{U}(x)) + (\mathbf{I}_0(x)) \end{aligned} \quad (23)$$

beschrieben werden, wobei  $(\mathbf{U}(x))$  und  $(\mathbf{I}(x))$  die analytischen Spannungs- und Stromverteilungen sind [9].  $[\mathbf{L}'(x, \omega)]$  und  $[\mathbf{C}'(x, \omega)]$  sind dabei die orts- und frequenzabhängige längenbezogene Induktivitäts- und Kapazitätsmatrix der Streifenleitung. Die Verluste aufgrund des starken Skin-Effekts und des dispersiven Dielektrikums (siehe Abb. 5) werden durch die ebenfalls orts- und frequenzabhängige Widerstands- und Leitwertmatrix  $[\mathbf{R}'(x, \omega)]$  und  $[\mathbf{G}'(x, \omega)]$  berücksichtigt [9]. Mittels der Finite-Differenzen-Methode kann die diskrete Admittanzdarstellung (1) des kontinuierlichen Systems (23) aufgestellt werden [10], um schließlich das modale Netzwerkmodell aus Abb. 4 zu erhalten. Für eine festgelegte Bandbreite von  $f_{\max} = 2 \text{ GHz}$  resultiert eine notwendige Modenzahl von  $N_0 = 14$ . Um schließlich das Netzwerkmodell zu validieren, soll das Übersprechen zwischen den beiden Leitungen im Zeitbereich simuliert werden. Eine Nadelpulssequenz  $u_1(t)$  (Anstieg-/Fallzeit 1 ns, Periodendauer 25 ns) ist das Störsignal, während die andere Leitung, die nichtlinear an Port 3 abgeschlossen ist, durch ein Taktsignal  $u_4(t)$  (Anstieg-/Fallzeit 1 ns, Haltezeit 5 ns, Periodendauer 20 ns) angeregt wird (Abb. 6(a)). Als Referenz dient eine kommerzielle Vollwellensimulation, die eine 3D-Simulation mit anschließender Makromodellierung über das Vector-Fitting und eine Modellordnungsreduktion beinhaltet [11]. Wie Abb. 6(b) zeigt, liefern die SPICE-Simulation mit unserem Netzwerkmodell und die Referenzsimulation nahezu identische Ergebnisse. In dem transienten Verlauf  $u_3(t)$  ist sowohl das Übersprechen der Nadelpulssequenz als auch der Einfluss der Zener-Diode zu erkennen.



**Abb. 5:** Ungleichförmiges Streifenleitungspaar: (a) Draufsicht, (b) Querschnittsansicht, (c) Frequenzcharakteristik der komplexen rel. Permittivität von FR-4 [12]



**Abb. 6:** (a) Stör- und Taktsignal  $u_1(t)$  bzw.  $u_4(t)$  und (b) Resultierende Spannung  $u_3(t)$  an dem nichtlinear abgeschlossenen Port 3

## 5 Abschluss

In diesem Beitrag wird eine neuartige, allgemeine modale Netzwerkmodellierung linearer, passiver, elektromagnetischer Systeme vorgestellt. Der Aufwand ist, anders als bei bisherigen gängigen Methoden, weitestgehend unabhängig von der Anzahl und Positionen der Ports, was gerade vorteilhaft für eine EMV-Analyse ist. Hierbei wird erstmalig unter Nutzung der Eigenvektoren (Moden) des quasistatischen, verlustlosen Systems die exakte modale Lösung der Portimpedanz- bzw. Portadmittanzmatrix des allgemeinen verlustbehafteten Systems entwickelt. Diese Lösung zeigt, dass aufgrund der Verluste im System (Strahlung, Dispersion, Dissipation) die Moden gekoppelt sind. Somit stellt unsere Methode eine Verallgemeinerung der bisherigen modalen Netzwerksynthese dar, die auf Systeme mit geringen Verlusten beschränkt war. Aufgrund der SPICE-Kompatibilität ermöglicht dieses Netzwerkmodell eine effiziente Simulation bei beliebiger Beschaltung (aktiv/passiv, linear/nichtlinear) im Zeit- und Frequenzbereich.

## Literatur

- [1] Linear Technology: *LTspice IV*. Online, 2019. – [www.linear.com](http://www.linear.com)
- [2] Grivet-Talocia, S. ; Gustavsen, B. ; Chang, Kai (Hrsg.): *Passive Macromodeling - Theory and Applications*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 2016
- [3] Südekum, S. ; Mantzke, A. ; Leone, M.: Efficient Modal Network Model for Nonuniform Transmission Lines Including Field Coupling. In: *IEEE TEMC* (2016)
- [4] Bednarz, C. ; Lange, C. ; Südekum, S. ; Leone, M.: Broadband Circuit Model for Wire-Interconnection Structures Based on a MoM-Eigenvalue Approach. In: *IEEE TEMC* (2017)
- [5] Kato, T.: *Perturbation Theory for Linear Operators*. Springer, 1995
- [6] MathWorks: *MATLAB*. Online, 2019. – [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)
- [7] Gantmacher, F.R.: *The Theory of Matrices*. Chelsea Publishing Company New York, N.Y., 1959
- [8] Antonini, G.: SPICE Equivalent Circuits of Frequency-Domain Responses. In: *IEEE TEMC* (2003)
- [9] Hoffmann, R.K.: *Handbook of Microwave Integrated Circuits*. Artech House, Inc., 1987
- [10] Südekum, S. ; Leone, M.: Improved Per-Unit-Length Parameter Definition for Non-Uniform and Lossy Multiconductor Transmission Lines. In: *International Symposium on EMC*, 2018
- [11] Computer Simulation Technology (CST): *CST Microwave Studio*. Online, 2019. – [www.cst.com](http://www.cst.com)
- [12] Djordjevic, A.R. ; Biljic, R.M. ; Likar-Smiljanic, V.D. ; Sarkar, T.K.: Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time Domain Causality. In: *IEEE TEMC* (2001)

---

## Leitungsgeführte Störungen





# **Bewertung der Sensitivität eines hybriden Gleichtaktfilters für Traktionsinverter gegenüber Variationen der Betriebsparameter**

M.Sc. Denis Müller, Universität Stuttgart, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart  
Dipl.-Ing. Michael Beltle, Universität Stuttgart, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart  
Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart

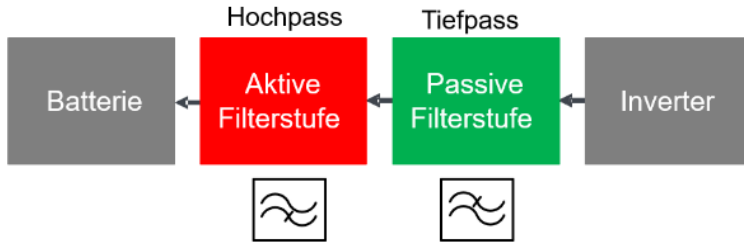
## **1 Einleitung**

In der Leistungselektronik wird für die Miniaturisierung von Baugruppen viel Aufwand betrieben. Neue Halbleitertechnologien wie Siliziumcarbid unterstützen diesen Trend. Um den benötigten Bauraum der Leistungselektronik weiter reduzieren zu können, stellen hybride EMV – Filter eine Möglichkeit zur Verkleinerung der Filterbaugruppen und damit des Gesamtvolumens der Komponente dar [1]. Durch die Kombination von konventionellen passiven Filtern mit aktiven Elementen zur Störreduzierung lässt sich deutlich an Bauraum bei induktiven Filterkomponenten einsparen. Die Filterdämpfung der aktiven Filter ist jedoch, ebenso wie bei konventionellen EMV – Filtern, von der Quell bzw. Senkenimpedanz abhängig [2]. Diese Impedanzen können sich im Betrieb sowohl durch verschiedene Einbausituationen als auch unterschiedliche Betriebspunkte verändern. Im Hinblick auf mögliche Anwendungen aktiver und hybrider EMV – Filter ist eine Sensitivitätsuntersuchung auf solche schwankenden Betriebsparameter bzw. Einflüsse durch unterschiedliche Einbausituationen notwendig. Deren Analyse wird an einem Traktionsinverter im CISPR 25 Komponententest durchgeführt. Ein eigens entwickeltes, hybrides Gleichtaktfiler fungiert dabei als Prüfling. Nach einer kurzen Vorstellung der entwickelten Hardware des Hybridfilters werden anschließend die Auswirkungen von unterschiedlichen Zuleitungslängen, Ausgangsströmen, Batteriespannungen und Schaltfrequenzen auf die Filterdämpfung des Hybridfilters gezeigt. Die Auswahl der betrachteten Parameter unterliegt dabei keinem Anspruch auf Vollständigkeit, sondern bildet lediglich einen Ausschnitt aus möglichen Variationen ab und soll eine Vorgehensweise zu deren Bewertung aufzeigen.

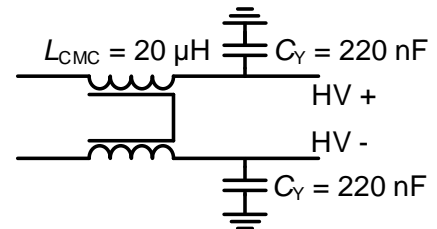
## **2 Verwendetes hybrides Gleichtaktfiler in Analogtechnik**

Zur Realisierung von hybriden EMV – Filtern existieren eine Vielzahl an Möglichkeiten. Um die notwendige, breitbandige Filterwirkung bis in den hohen MHz – Bereich zu erreichen, wird zusätzlich zur aktiven Filterstufe eine passive Filterstufe benötigt [3]-[7]. Die passive Filterstufe kann dabei auf Frequenzbereiche oberhalb 1 MHz dimensioniert werden, während die aktive Filterstufe ihre maximale Filterdämpfung unterhalb 1 MHz aufweist. Aktive Filter lassen sich grundsätzlich sowohl bezüglich der Regelstruktur (Feedback / Feedforward) als auch der Art von Ein- bzw. Auskopplung (Strom / Spannung) unterteilen [8]. Für die vorliegenden Untersuchungen wurde ein Hybridfilter mit analoger, aktiver Filterstufe nach dem Prinzip der spannungsgesteuerten Störstromunterdrückung in Feedbacktopologie aufgebaut. Die detaillierte Auslegung wird in [5] beschrieben.

Der Filter besteht aus einer passiven LC-Filterstufe und einer nachgeschalteten, aktiven Filterstufe. Das Blockschaltbild der Anordnung zeigt Bild 1. Für die passive Filterstufe, in Bild 2 dargestellt, werden 220 nF  $C_Y$ -Kondensatoren und eine nanokristalline Gleichtaktrossel mit einer Windungszahl von  $n = 1$  und einer Kernpermeabilität von  $\mu_r = 30.000$  verwendet. Das Maximum der Dämpfung des Hybridfilters soll bei ca. 1 MHz erreicht werden.

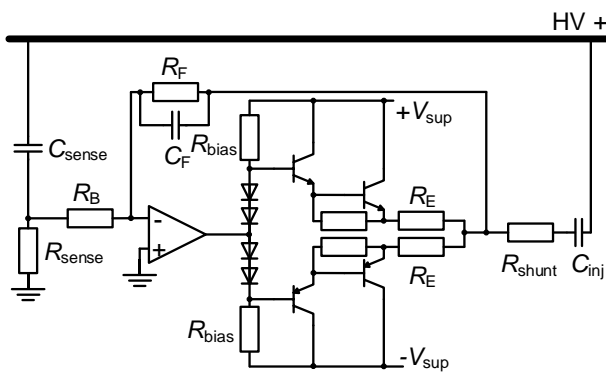


**Bild 1:** Blockschaltbild des Hybridfilters

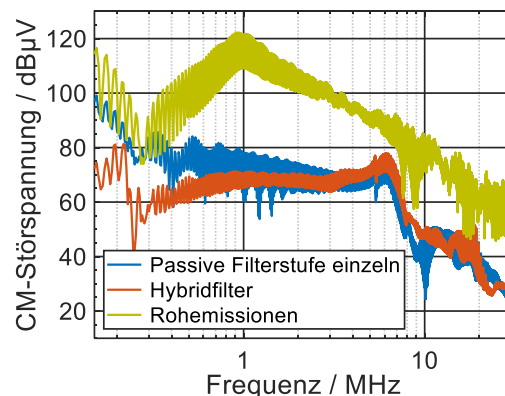


**Bild 2:** Passive Filterstufe

Das Schaltbild der aktiven Filterstufe zeigt Bild 3. Um die Übersichtlichkeit zu wahren wird nur die aktive Filterschaltung für die „HV+“ - Leitung dargestellt, die gleiche Anordnung findet sich ebenfalls für den „HV-“ Pfad. Das Eingangssignal wird über den Hochpass ( $f_g = 18$  kHz) aus  $C_{Sense}$  und  $R_{Sense}$  von der Hochvoltleitung abgegriffen und einem invertierenden Vorverstärker zugeführt. Dieser realisiert die notwendige Phasendrehung von  $180^\circ$  und sorgt für eine Spannungsverstärkung des Kompensationssignals. Durch den Hochpass erreichen die ersten Harmonischen der Taktfrequenz  $f_c$  des Inverters den Verstärker nur mit reduzierter Amplitude und verhindern so ein ungewolltes Übersteuern. Um die kurzzeitig notwendigen Stromspitzen von mehreren Ampere liefern zu können, wird ein komplementärer Gegentaktverstärker nachgeschaltet. Dieser ist mit Leistungs-Bipolartransistoren in Darlingtonschaltung aufgebaut und ermöglicht Spitzenströme von über 10 A. Das erzeugte Kompensationssignal wird über die Injektionskapazität  $C_{inj}$  als Kompensationsstrom auf die HV-Leitung eingespeist. Um die Stabilität der Regelschleife zu erhöhen, wird mithilfe von  $R_F$  und  $C_F$  eine Polstellenkompensation durchgeführt.



**Bild 3:** Schaltbild der aktiven Stufe von HV+



**Bild 4:** Gleichtakt-Störspannung an der LISN, Vergleich mit passivem, hybridem und keinem Filter

Zur Verifikation des Designs wird der Hybridfilter im CISPR 25 Komponententest an einem 300 V – Traktionsinverter vermessen. Der Inverter wird mit einer Nullmomentenmodulation, d.h. die Worst-Case Gleichaktanregung mit 50% Duty-Cycle, an einer Motor-Ersatzlast betrieben.

Detailliert wird auf den Messaufbau im folgenden Kapitel eingegangen. Die Messung der leitungsgebundenen Gleichtaktstörungen an der Netznachbildung findet sich in Bild 4. Im Vergleich mit den Rohemissionen ohne jegliche Filtermaßnahmen (in Gelb) zeigt die passive Stufe des Hybridfilters (in Blau) ab etwa 500 kHz eine signifikante Filterwirkung mit einem Maximum bei 1 MHz. Unterhalb von 300 kHz erreicht die passive Filterstufe maximal 20 dB Dämpfung. Beim Zuschalten der aktiven Filterstufe (in Rot) zeigt sich eine deutliche Erhöhung der Filterdämpfung unterhalb von 500 kHz. Bis auf zwei Spektrallinien bei 200 kHz werden in diesem Bereich Dämpfungswerte von weiteren 20 dB erreicht. Somit steigert der aktive Filterteil im unteren Frequenzbereich die Filterdämpfung erheblich.

Mit den bisher angestellten Messungen wurde die Filterwirkung jedoch nur für den Komponententest im Worst-Case Szenario für einen Gleichtaktfilter charakterisiert. Wie bei passiven Filtern spielen Quellen- und Senkenimpedanz jedoch auch bei Hybridfiltern eine entscheidende Rolle für die erreichbare Filterdämpfung [8]. Zusätzlich muss beachtet werden, dass der aktive Filterteil für einen bestimmten Betriebsfall bzw. Betriebsbereich ausgelegt wird. In der späteren Anwendung im Fahrzeug können Einbausituation und Betriebsparameter jedoch von den im Komponententest geprüften Bedingungen abweichen. Auf die erweiterte Qualifikation des entworfenen Filters und damit die Bestimmung der wesentlichen Einflussparameter auf die Filterdämpfung soll im Folgenden genauer eingegangen werden.

### 3 Messung des Einflusses verschiedener Parameter auf die Filterwirkung

Als Parameter werden Betriebsparameter des Traktionsinverters, dessen Teil der hybride EMV-Filter darstellt, und äußere Einflüsse betrachtet. Diese Einflüsse können sich durch die Einbausituation im Fahrzeug, wie bspw. die Kabellängen, oder durch dynamische Änderungen am System wie Variation der Invertertaktfrequenz oder Absinken der Batteriespannung als Folge von sinkendem State-of-Charge (SoC) ergeben. Tabelle 1 zeigt eine Übersicht der betrachteten Parameter und deren Zuordnung zum System.

Inverterparameter		Äußere Parameter	
Parameter	Bereich	Parameter	Bereich
Modulationsgrad $\text{mod}$	0 - 15%	Batteriespannung $V_{DC}$	240 - 330 V
Taktfrequenz $f_c$	10 - 30 kHz	HV-Kabellänge $l_{HV\text{Kabel}}$	1,25 - 3 m
Versorgungsspannung $V_{Sup}$	12 - 15 V	Motorkabellänge $l_{MK}$	0,5 m & 1 m
		Impedanz $Z_{LISN}$	+ ind. / kap.

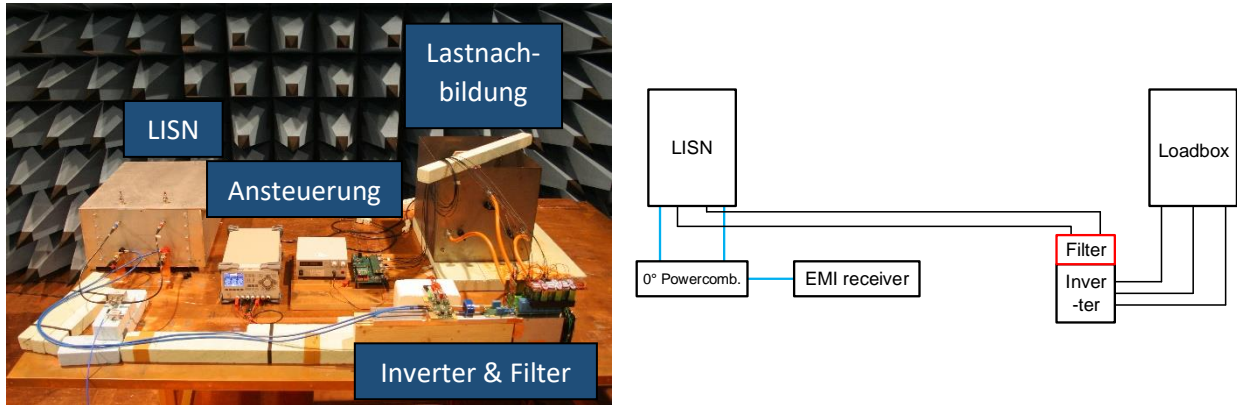
**Tabelle 1:** Zuordnung und Wertebereich der untersuchten Einflussparameter

Als Inverterparameter werden in dieser Untersuchung der Modulationsgrad, d.h. die Amplitude des am Phasenabgang erzeugten sinusförmigen Stroms [9], die Taktfrequenz der Ansteuerung der Leistungshalbleiter  $f_c$  und die Versorgungsspannung der aktiven Filterstufe  $V_{Sup}$  betrachtet. Äußere Parameter stellen wiederum die Batteriespannung  $V_{DC}$ , die Kabellänge der DC-Leitungen  $l_{HV\text{Kabel}}$ , die Zuleitungslänge der Phasenleitungen zum Motor  $l_{MK}$  und die Impedanz  $Z_{LISN}$  der Netznachbildung bzw. im Fahrzeug der Batterie dar.

#### 3.1 Messaufbau

Der Messaufbau ist angelehnt an den in der CISPR25 spezifizierten Komponententest für Hochvoltkomponenten. Bild 5 zeigt den Versuchsaufbau in der Absorberhalle. Der Inverter ist mit ungeschirmten Kabeln mit der Hochspannungs-Netznachbildung verbunden. An den DC-Klemmen des Inverters ist das hybride EMV-Filter angebracht.

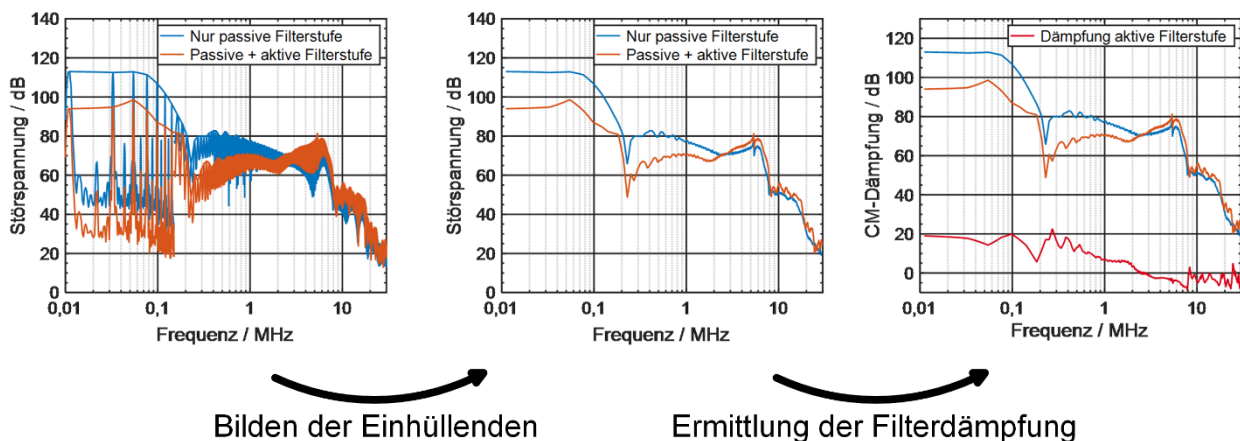
Die Lastmaschinen-Nachbildung ist mittels geschirmter Leitungen mit den Phasenabgängen des Inverters verbunden. Die Ansteuerung ist auf einer eigens entwickelten FPGA-Plattform realisiert, die Leistungshalbleiter werden über Lichtwellenleiter galvanisch getrennt angesteuert. Zur Versorgung der aktiven Filterstufe wird ein lineargeregeltes Labornetzteil verwendet. Gleich- und Gegentaktkomponente werden mittels Richtkopplern separiert und über einen Zeitbereichsmessempfänger aufgezeichnet.



**Bild 5:** Versuchsaufbau mit Hybridfilter in Anlehnung an CISPR 25 Komponententest & Blockschaltbild der Versuchsanordnung

### 3.2 Vorgehen

Die Parametervariationen werden am Messaufbau durchgeführt. Einerseits durch Änderung der Betriebsparameter, andererseits durch Veränderungen am Messaufbau können die in Tabelle 1 dargestellten Parameter variiert werden. Aus den Messungen der Störspannungen von rein passivem und hybridem Filter können deren Einhüllende ermittelt werden. Durch den Vergleich der Störspannung mit passiver Filterstufe und derer mit hybrider Filterstufe, d.h. zugeschaltetem aktivem Filter, lässt sich die Dämpfung der aktiven Filterstufe bestimmen. Das Vorgehen ist in Bild 6 dargestellt.

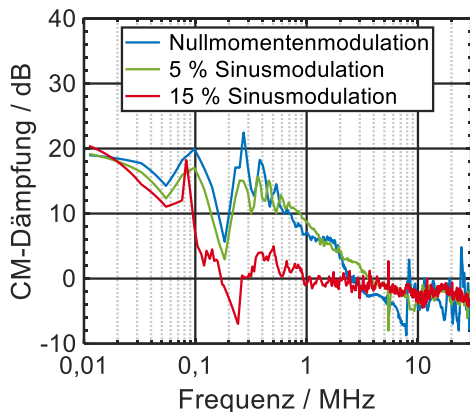


**Bild 6:** Ermittlung der Filterdämpfung für die Sensitivätsbetrachtung

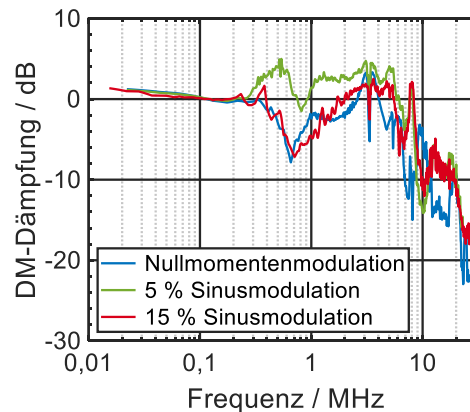
Zur Auswertung der Sensitivität werden die ermittelten Dämpfungsverläufe immer auf den, für die Auslegung des Hybridfilters betrachteten Betriebsfall bezogen. Im Folgenden werden Inverterparameter bzw. äußere Einflussparameter separat betrachtet und keine verschiedenen Parametervariationen überlagert. Als Standardbetriebsfall gilt der Komponententest, wie in 3.1 beschrieben, bei einer DC-Spannung von  $V_{DC} = 300V$ , Nullmomentenmodulation mit 50% Duty-Cycle und  $f_c = 10$  kHz Taktfrequenz.

### 3.2.1 Einfluss der Inverterparameter

In der ersten Messreihe wird der Einfluss der Inverterparameter untersucht. In Bild 7 und Bild 8 ist der Einfluss des Modulationsgrades auf die Gleichtakt- bzw. Gegentaktfilterdämpfung der aktiven Filterstufe zu sehen. Bei der Nullmomentenmodulation fließt außer den Schaltverlusten der Leistungshalbleiter und Umladeströmen parasitärer Elemente kein nennenswerter Strom von der DC- zur AC-Seite. Deshalb überwiegt in diesem Betriebspunkt der Gleichtaktanteil und es ist nur eine unwesentliche Gegentakt-dämpfung in Bild 8 zu erkennen. Oberhalb von 5 MHz führt das aktive Filter aufgrund der unzureichenden Phasengenauigkeit zu einer Erhöhung des Störpegels was sowohl im CM als auch im DM als negative Filterdämpfung wiederzufinden ist. Bei einer leichten Erhöhung der Modulation auf 5% der maximalen Stromamplitude bleibt die CM-Dämpfung weitgehend gleich, die DM-Dämpfung erhöht sich jedoch durch den zunehmenden Anteil an Gegentaktstörungen. Bei 15% Modulationsgrad ist ein Einbrechen sowohl der CM- als auch der DM-Dämpfung zu erkennen. Bei weiteren Messungen konnte dieser Effekt auf ein Übersteuern der Verstärkerstufen, begründet in zu hohem Gegentaktanteil, zurückgeführt werden. Für das aktuelle Design der aktiven Filterstufe lässt sich festhalten, dass die Dämpfung vor allem im Bereich oberhalb von 150 kHz stark vom Modulationsgrad beeinflusst wird. Die Grenzfrequenz bricht damit deutlich ein von 3 MHz auf unter 200 kHz.

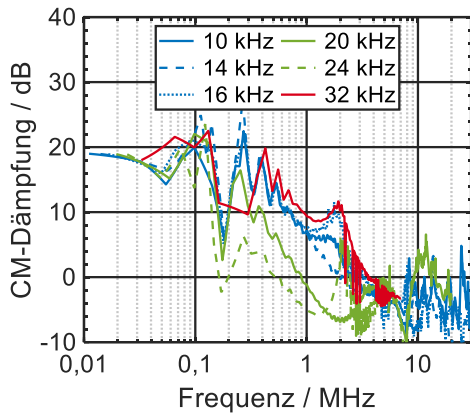


**Bild 7:** Vergleich der Gleichtakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig vom Modulationsgrad

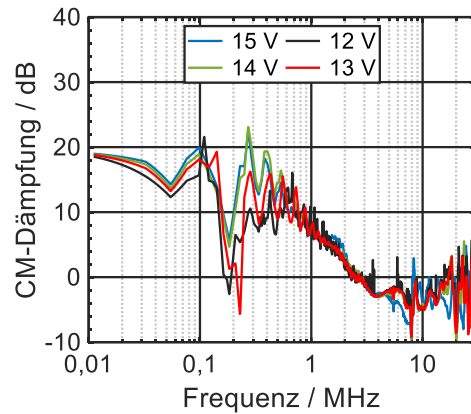


**Bild 8:** Vergleich der Gegentakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig vom Modulationsgrad

Den Einfluss der Invertertaktfrequenz  $f_c$  zeigt Bild 9. Durch die Erhöhung von  $f_c$  wird zunächst kein negativer Effekt auf die CM-Dämpfung festgestellt. Steigt die Taktfrequenz über 20 kHz ist ein starker Einbruch der CM-Dämpfung oberhalb von 150 kHz und ein Verschieben der Grenzfrequenz auf unter 1 MHz festzustellen. Steigt die Taktfrequenz weiter an, auf über 30 kHz, erreicht die CM-Dämpfung wieder den Ausgangswert bei  $f_c = 10$  kHz und sogar marginal höhere Dämpfung. Bild 10 zeigt die CM-Dämpfung bei Variation der Versorgungsspannung  $V_{sup}$  des aktiven Filters. Bei abnehmender Versorgungsspannung zeigt sich ein geringes Abnehmen der Filterdämpfung über den gesamten, wirksamen Frequenzbereich. Die Grenzfrequenz verschiebt sich jedoch nicht. Zwischen 14 V und 15 V ist noch kein Einfluss auf die CM-Dämpfung ersichtlich. Dies ist in der Auslegung auf 14 V Versorgungsspannung begründet, da eine Erhöhung der über diesen Punkt hinaus keine Erhöhung der Filterdämpfung als Resultat hat. Der aktive Filter reagiert diesem Parameter gegenüber schwach sensitiv.



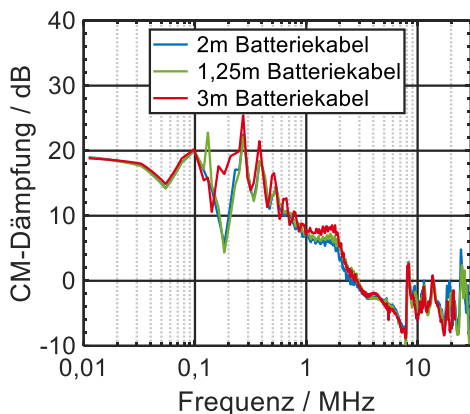
**Bild 9:** Vergleich der Gleichtakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig von  $f_c$



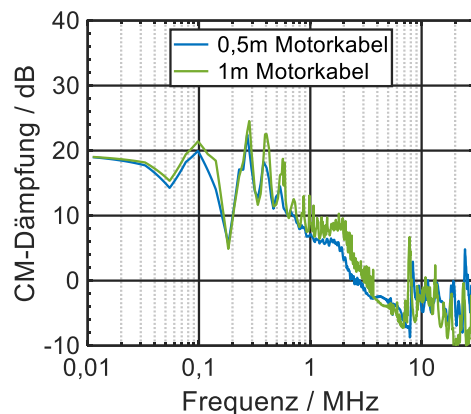
**Bild 10:** Vergleich der Gleichtakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig von  $V_{Sup}$

### 3.2.2 Einfluss der äußeren Parameter

Im Folgenden sollen die äußeren Einflussparameter durch die Einbausituation im Fahrzeug untersucht werden. Zur Nachbildung dieser Einflüsse wurden die untersuchten Parameter am Aufbau variiert um die Sensitivität zu ermitteln. Als erste Parameter werden die Kabellänge der Batterieleitungen und der Motorleitungen betrachtet. Die CM-Dämpfung in Bild 11 bzw. Bild 12 weist im untersuchten Bereich keinerlei Einflüsse der Kabellänge auf die Filterwirkung auf. Somit besteht keine Sensitivität gegenüber diesem Parameter. Längere Motorkabel haben sogar einen leicht positiven Einfluss auf die Filterdämpfung der aktiven Filterstufe oberhalb von 1 MHz. Bei Verwendung von geschirmten Batterieleitungen sollte eine gesonderte Betrachtung angestellt werden, da sich die Leitungsbeläge wesentlich von den hier verwendeten, ungeschirmten Leitungen unterscheiden.



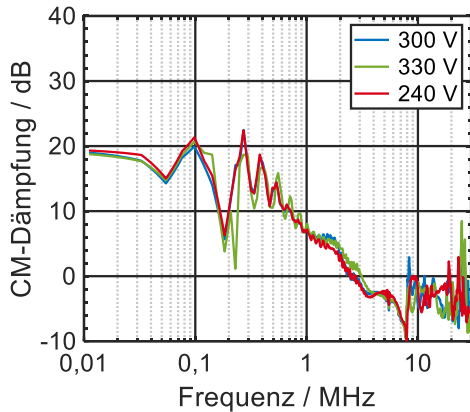
**Bild 11:** Vergleich der Gleichtakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig von der Länge der Batteriekabel



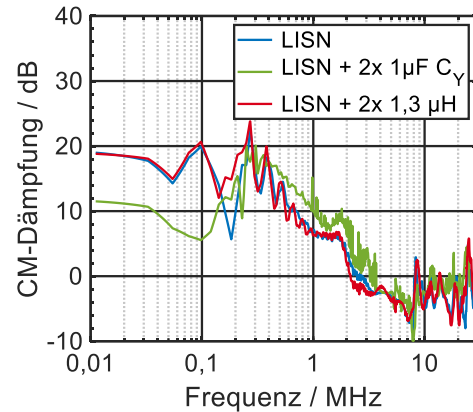
**Bild 12:** Vergleich der Gleichtakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig von der Länge der Motorkabel

Die Varianz der Batteriespannung im Fahrzeug wurde durch ein Erhöhen und Absenken (+10% / -20%) [10] der Versorgungsspannung  $V_{DC}$  nachgebildet. In diesem Spannungsband lassen sich keinerlei Auswirkungen auf die CM-Dämpfung erkennen, was den in Bild 13 zu findenden Messungen zu entnehmen ist. Bild 14 zeigt den Vergleich der CM-Dämpfung für eine veränderte Impedanz der Netznachbildung. Betrachtet werden eine erhöhte Impedanz durch Einbringen einer Induktivität in jede DC-Leitung und eine verringerte Impedanz, realisiert mit einer zusätzlichen Kapazität gegen den Massetisch.

Durch Einfügen eines Kondensators, und somit einer Verringerung der Impedanz an den Klemmen, sinkt die CM-Dämpfung unterhalb 150 kHz um auf 12 dB im Maximum ab. In diesem Bereich besteht somit eine starke Sensitivität auf die Impedanz der Netznachbildung bzw. Batterie im Fahrzeug. Die Erhöhung der Impedanz durch Einfügen einer Induktivität zeigt lediglich für zwei Harmonische zwischen 150 kHz und 200 kHz eine größere, positive Auswirkung.



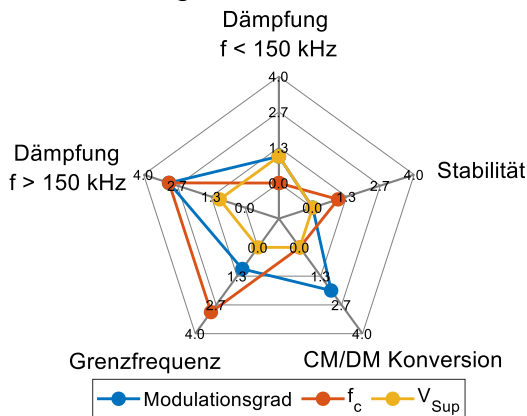
**Bild 13:** Vergleich der Gleichtakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig von der Batteriespannung



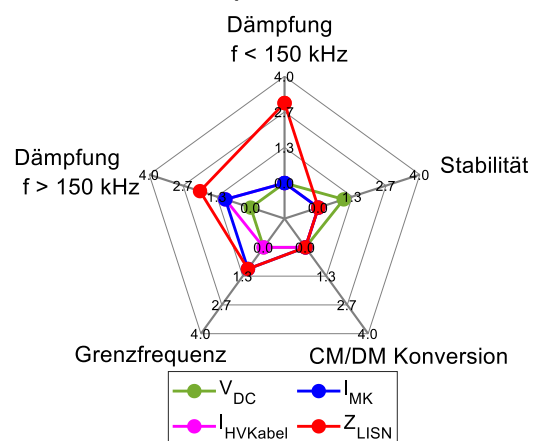
**Bild 14:** Vergleich der Gleichtakt-Filterdämpfung der aktiven Stufe abhängig von der Impedanz der LISN

### 3.3 Bewertung der Abhängigkeiten

Die vorangegangenen Untersuchungen lassen sich anschaulich mit Hilfe eines Netzdiagramms darstellen. Die gewonnenen Erkenntnisse werden für Inverterparameter und äußere Parameter in einem separaten Diagramm zusammengefasst, wobei eine Skalierung von 0 – „nicht sensitiv“ bis 4 – „sehr stark sensitiv“ vorgenommen wurde. Die Unterteilung wurde dabei anhand einer, über mehrere harmonische gleichbleibenden, Änderung der Dämpfung im Bereich von 3 – 5 dB für „leicht sensitiv“, 6 – 10 dB für „mittel sensitiv“, 10 – 15 dB für „stark sensitiv“ und über 16 dB für „sehr stark sensitiv“ definiert. Betrachtet für die Inverterparameter zeigt Bild 15, dass vor allem der Modulationsgrad und die Taktfrequenz  $f_c$  sich stark auf das Filterverhalten auswirken. Dieser Effekt sollte bei der Auslegung eines hybriden Gleichtaktfilters demnach genau betrachtet werden. Der Vergleich der äußeren Parameter in Bild 16 stellt heraus, dass der größte Einfluss auf die Filterdämpfung unterhalb 150 kHz durch die Impedanz der Batterieseite verursacht wird. Die übrigen Parameter weisen nur moderate Einflüsse auf, durch angemessene Dimensionierung des aktiven Filters lässt sich dieser Effekt kompensieren.



**Bild 15:** Übersicht der Sensitivität des Hybridfilters gegenüber den Inverterparametern



**Bild 16:** Übersicht der Sensitivität des Hybridfilters gegenüber den äußeren Parametern

## 4 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorgestellte Arbeit zeigt eine Möglichkeit zur Sensitivitätsbetrachtung der Einflussparameter auf ein hybrides Gleichtaktfilter auf. Anhand einer Messreihe können grundlegende Einflüsse auf die Filterdämpfung dargestellt werden. Im Rahmen der betrachteten Parameter kann gezeigt werden, dass das untersuchte Hybridfilter unter Variationen stabil funktioniert. Die Erhöhung des Modulationsgrades zeigt, dass die vorgestellte Filtertopologie durch die Erfassung von CM und DM Anteilen der Störspannung anfällig für Veränderungen der Gegentaktkomponente reagiert. Durch Anpassung des Auskoppelpfad (Sense) lässt sich diese Problematik jedoch beheben. Gegenüber weiteren Inverterparametern bzw. äußeren Einflussparametern wird die Sensitivität ermittelt und somit starke und weniger starke Einflussparameter identifiziert. Mit der Darstellung als Netzdiagramm lässt sich übersichtlich zeigen, welche Parameter bei der Entwicklung genau betrachtet werden sollten und welche Parameter für den späteren Betrieb eine eher untergeordnete Rolle spielen.

Mit Hilfe der identifizierten Parameter kann im nächsten Schritt die Dimensionierung der aktiven Filterstufe überarbeitet und robuster gegenüber kritischen Parametern ausgelegt werden.

### Literatur

- [1] D. Shin, S. Kim, G. Jeong, J. Park, K. Han und J. Kim: Analysis and Design Guide of Active EMI Filter in a Compact Package for Reduction of Common-Mode Conducted Emissions, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 57, No. 4, August 2015, pp. 660-671, DOI: 10.1109/TEMC.2015.2401001
- [2] W. Chen, W. Zhang, X. Yang, Z. Sheng and Z. Wang: An Experimental Study of Common- and Differential-Mode Active EMI Filter Compensation Characteristics, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 51, No. 3, August 2009, pp. 683-691, DOI: 10.1109/TEMC.2009.2021258
- [3] S. Wang, Y. Mailliet, F. Wang, D. Boroyevich und R. Burgos: Investigation of Hybrid EMI Filters for Common-Mode EMI Suppression in a Motor Drive System, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 4, April 2010, pp. 1034-1045, DOI: 10.1109/TPEL.2009.2033601
- [4] R. Goswami, S. Wang, E. Solodovnik und K. Karimi: Differential Mode Active EMI Filter Design for a Boost Power Factor Correction AC/DC Converter, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 7, No. 1, March 2019, pp. 576-590, DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2839734
- [5] D. Müller, K. Spanos, M. Beltle und S. Tenbohlen: Design of a Hybrid Common – Mode EMI Filter for Traction Inverters in Electrical Vehicles, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), Nürnberg, 2019, pp. 638-642
- [6] B. Arndt, P. Olbrich, H. Reindl und C. Waldera: Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), Düsseldorf, 2018, pp. 432-438
- [7] A. Amaducci: Design of a Wide Bandwidth Active Filter for Common Mode EMI suppression in Automotive Systems, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI), Washington DC, USA, 2017, pp. 612-618, DOI: 10.1109/IEMC.2017.8077941
- [8] Y. Song und S. Sul: Generalization of Active Filters for EMI Reduction and Harmonics Compensation, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 2, March/April 2006, pp. 545-551, DOI: 10.1109/TIA.2006.870030
- [9] P. Hillenbrand, S. Tenbohlen, C. Keller und K. Spanos: Understanding Conducted Emissions from a Automotive Inverter Using a Common-Mode Model, IEEE and EMC Europe Joint Conference, Dresden, 2015, pp. 685-690, DOI: 10.1109/IEMC.2015.7256246
- [10] B.G. Kim, F.P. Tredeau und Z.M. Salameh: Performance Evaluation of Lithium Polymer Batteries for Use in Electric Vehicles, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), China, 2008, DOI: 10.1109/VPPC.2008.4677513



# Phasenrichtige HF-Störstrommessung und HF-Stromeinspeisung mit kalibrierten Impedanzzangen

M. Sc. Martin Harm, M. Sc. Oliver Kerfin

Technische Universität Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit

## 1 Einleitung

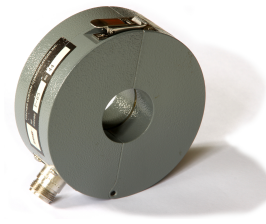
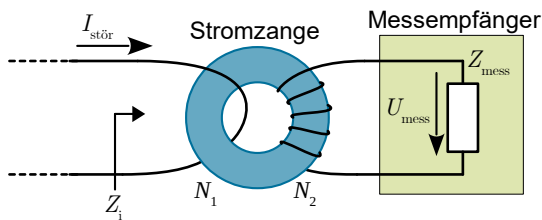
Der Einsatz schnell schaltender Wide-Bandgap-Halbleiter mit dem Ziel der Effizienzsteigerung leistungselektronischer Systeme erfordert präzise EMV-Messtechnik. Nicht nur um sicherzustellen, dass die Grenzwerte eingehalten werden, sondern auch zur Unterstützung des Designprozesses im Sinne einer ganzheitlichen Effizienzoptimierung, die auch EMV-Maßnahmen wie Filter und Schirmungen mit einbezieht. Eine solche Optimierung erfordert eine umfangreiche Modellierung des Gesamtsystems und dazu die möglichst genaue Kenntnis der Hochfrequenzeigenschaften der beteiligten Komponenten unter realen Randbedingungen. Am Institut für EMV wird dazu an einem kontaktlosen Messverfahren geforscht, das auf der Verwendung so genannter Impedanzzangen basiert, die zusammen mit dem dazugehörigen Kalibrierverfahren in [1] präsentiert wurden. Die Impedanzzange ist eine spezielle Form der Stromzange, die nur eine einzige oder sehr wenige Sekundärwindungen besitzt. Idealerweise wird so die Impedanz des Systems unter Test (SUT) direkt auf den Anschluss der Impedanzzange abgebildet. Dies ermöglicht die rückführbare 3-Term-Kalibrierung der Zange unter Verwendung dreier Kalibrierstandards mit Hilfe von Reflexionsmessungen, wodurch das komplexe Übertragungsverhalten der Impedanzzange ermittelt werden kann [1]. Dieses Verfahren ermöglicht breitbandige kontaktlose Impedanzmessungen [1] und kontaktlose vektorielle Netzwerkanalyse [2, 5].

In diesem Beitrag geht es darum, inwiefern dieses Verfahren auch zur Hochfrequenzstörstrommessung und Hochfrequenzstromeinspeisung verwendet werden kann, ob sich dadurch Vorteile gegenüber den klassischen Methoden ergeben und welche Probleme dabei auftreten.

In der klassischen EMV kommen für Störstrommessungen üblicherweise spezielle Stromzangen zum Einsatz, die eine transformatorische Kopplung zwischen Messobjekt und Messsystem bewirken. Sie bestehen aus einem Ringkern aus magnetischem Material, durch den die zu vermessende Leitung geführt wird. In Abbildung 1a ist die Messsituation schematisch dargestellt, dabei ist die durch die Zange geführte Leitung als Primärseite definiert und besitzt somit nur eine einzige Windung  $N_1 = 1$ . Die Sekundärseite ist die auf den Ringkern gewickelte Wicklung mit der Wicklungszahl  $N_2$ . In Abbildung 1b ist beispielhaft die kommerzielle Stromzange F-65 der Firma FCC abgebildet, die wie die meisten Stromzangen klappbar ausgeführt ist und ein metallisches Schirmgehäuse besitzt.

Der zu messende Strom  $I_{\text{stör}}$  bewirkt einen Spannungsabfall  $U_{\text{mess}}$  über dem Widerstand des an die Stromzange angeschlossenen Messgeräts, üblicherweise ein Funkstörmessempfänger mit  $50 \Omega$ . Der Zusammenhang der gemessenen Spannung und des gesuchten Stroms wird als Transferimpedanz

$$Z_T = \frac{U_{\text{mess}}}{I_{\text{stör}}} \quad (1)$$



(a)

(b)

**Bild 1:** (a) Schematische Darstellung eines Stromzangenmessaufbaus mit den wichtigsten Kenngrößen (b) Modell F-65 von FCC

bezeichnet. Die frequenzabhängige Transferimpedanz ist das Ergebnis der in einem speziellen Aufbau durchgeführten Kalibrierung der Stromzange und wird üblicherweise als Korrekturkurve vom Hersteller zu Verfügung gestellt. In der Praxis wird die Transferimpedanz nur betragsmäßig und meist in der Einheit  $\text{dB}\Omega$  angegeben. Klassische EMV-Stromzangen und deren Kalibrierung sind in der einschlägigen Literatur vielfach thematisiert. Für eine grundlegende Betrachtung sei vor allem [4] genannt.

Zur kontaktlosen Einspeisung eines Störstromes, der so genannten *Bulk Current Injection* (BCI), werden spezielle BCI-Zangen verwendet, die prinzipiell genauso wie die oben beschriebenen Stromzangen aufgebaut sind. Jedoch kann hier aufgrund spezieller Auslegung eine hohe Speiseleistung verwendet werden. Bei der BCI-Methode wird eine zusätzliche Monitorstromzange benötigt, um den tatsächlich eingespeisten Strom zu bestimmen und damit die Signalquelle einzuregeln, da die Impedanz des Testsystems in der Regel unbekannt ist.

## 2 Verwendung von Impedanzzangen zur Störstrommessung und Stromeinspeisung

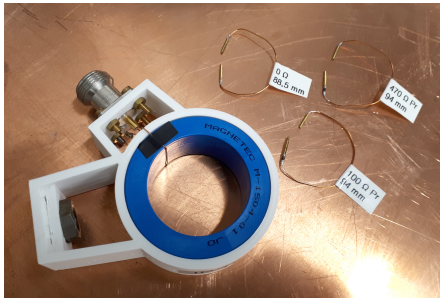
Für die in dieser Veröffentlichung gezeigten Messergebnisse wird eine eigens konstruierte Impedanzzange mit der internen Bezeichnung IP15 verwendet. Diese Zange ist in Abbildung 2a dargestellt. Sie besteht aus einem nanokristallinen Ringkern (Nr. M-1504-01) der Firma Magnetec mit einer Anfangspermeabilität von  $\mu_r = 4000$ . Dieser Kern ist in einer Kunststoffhalterung fixiert, an der auch der Anschluss in N-Technik angebracht ist. Die Zange besitzt eine einzige Sekundärwindung und ist ungeschirmt. Diese Impedanzzange ist für Messungen im Frequenzbereich von 100 kHz bis 100 MHz geeignet.

Die Kalibrierung der Impedanzzange liefert als Ergebnis die vollständige Zweitorstrommatrix  $S$ , die die an den Toren auslaufenden Wellen  $b_{1,2}$  mit den einlaufenden Wellen  $a_{1,2}$  verknüpft:

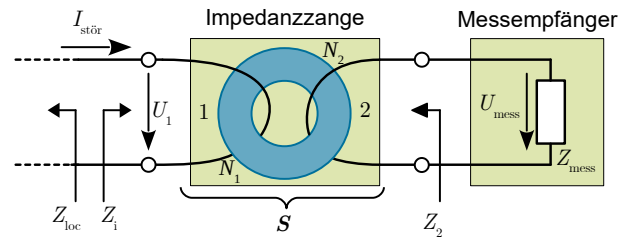
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}}_S \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Die Bezugsimpedanz  $Z_0$  der Streuparameter wird dabei sinnvollerweise zu  $50 \Omega$  gewählt. In diesem Fall wurde die IP15 mit einem Vektoriellen Netzwerkanalysator (Keysight ENA 5080) und einem Set aus drei Kalibrierschleifen mit  $0$ ,  $100$  und  $470 \Omega$  kalibriert. Die Impe-

danzen der Kalibrierschleifen wurden dazu analytisch berechnet. Für detaillierte Informationen bezüglich des Kalibriervorgangs sei auf [1] verwiesen.



(a)



(b)

**Bild 2:** (a) Impedanzzange IP15 mit den zugehörigen Kalibrierschleifen und (b) Schematische Zweitordarstellung der Messsituation

## 2.1 Ermittlung der Transferimpedanz von Impedanzzangen

Analog zu EMV-Stromzangen kann auch für Impedanzzangen eine Transferimpedanz ermittelt werden. Diese lässt sich wie im Folgenden dargestellt direkt aus den durch die Kalibrierung bekannten Streuparametern der Impedanzzange berechnen. Dazu wird die in Abbildung 2b dargestellte Messanordnung herangezogen.

Der zu messende Strom  $I_{\text{stör}}$  fließt durch die Impedanzzange, wodurch über deren Einfügeimpedanz  $Z_i$  die Spannung  $U_1$  abfällt. Somit ergibt sich die in Tor 1 der Impedanzzange einlaufende Welle  $a_1$  zu

$$a_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{U_1}{\sqrt{Z_0}} + I_{\text{stör}} \sqrt{Z_0} \right) \quad (3)$$

Die aus Tor 2 der Impedanzzange auslaufende Welle ist dann gemäß den Gleichungen (2) und (3)

$$b_2 = \underbrace{S_{22}}_{=0} a_2 + S_{21} \frac{1}{2} \left( \frac{U_1}{\sqrt{Z_0}} + I_{\text{stör}} \sqrt{Z_0} \right) \quad (4)$$

Wird die Impedanzzange reflexionsfrei an das Messgerät angeschlossen, was in der Praxis angenommen werden kann, dann existiert keine in Tor 2 einlaufende Welle, sodass  $a_2 = 0$  gilt. Damit fällt zunächst, wie bereits angedeutet, der erste Term in Gleichung (4) weg. Zusätzlich kann die Einfügeimpedanz der Impedanzzange direkt über

$$Z_i = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (5)$$

ausgedrückt werden, so dass

$$b_2 = \frac{S_{21} \sqrt{Z_0} I_{\text{stör}}}{1 - S_{11}} \quad (6)$$

folgt. Die Welle  $b_2$  kann auch direkt aus Strom und Spannung an Tor 2 berechnet werden und vereinfacht sich mit  $I_2 = -U_{\text{mess}}/Z_{\text{mess}}$  zu

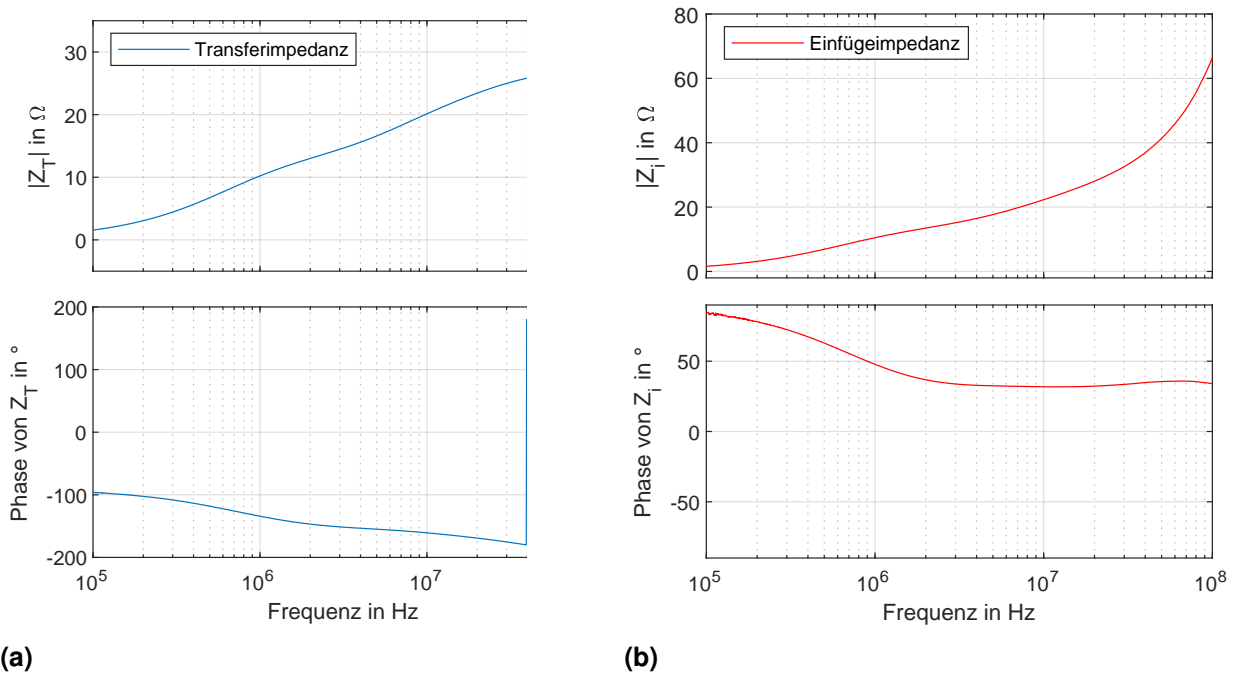
$$b_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{\text{mess}}}{\sqrt{Z_0}} - I_2 \sqrt{Z_0} \right) = \frac{U_{\text{mess}}}{\sqrt{Z_0}} \quad (7)$$

Gleichsetzen der Gleichungen (6) und (7) und Umstellen nach  $Z_T$  liefert dann

$$Z_T = \frac{U_{\text{Mess}}}{I_{\text{stör}}} = \frac{S_{21} Z_0}{1 - S_{11}} \quad (8)$$

als Transferimpedanz der Impedanzzange. Die so berechnete Transferimpedanz liegt als komplexe Größe vor, ihr Betrag entspricht der für Stromzangen angegebenen Größe. Durch die Kenntnis der komplexen Transferimpedanz ist ein Rückschluss auf die tatsächliche Phasenlage des Stroms im SUT möglich.

In den Abbildungen 3b und 3a ist die sich aus der Kalibrierung ergebende Transferimpedanz bzw. Einfügeimpedanz der Impedanzzange IP15 dargestellt. Die Transferimpedanz



**Bild 3:** (a) Transferimpedanz und (b) Einfügeimpedanz der Impedanzzange IP15 aus der Kalibrierung

## 2.2 Korrektur des Einflusses der Einfügeimpedanz

Die Einfügeimpedanz der Impedanzzange kann, wie bereits in Abschnitt 2.1 gezeigt, über Gleichung (5) direkt aus den Streuparametern der Zange berechnet werden. Bei klassischen Stromzangen wird das Windungsverhältnis so gewählt, dass die Einfügeimpedanz  $1 \Omega$  nicht übersteigt. Dies ist bei Impedanzzangen nicht möglich. Hier beträgt die Einfügeimpedanz aufgrund des Übertragungsverhältnisses von 1:1 theoretisch  $50 \Omega$ , in der Praxis ist die Größe natürlich frequenzabhängig wie in Abbildung 3b zu sehen ist. Die Einfügeimpedanz der IP15 steigt von ca.  $1,6 \Omega$  bei  $100 \text{ kHz}$  auf  $66,5 \Omega$  bei  $100 \text{ MHz}$ .

Der mit der Impedanzzange gemessene Störstrom ist dann zwar der Strom, der tatsächlich auf der Leitung fließt, jedoch ist dieser aufgrund der zusätzlich eingebrachten Impedanz verfälscht. Dies gilt natürlich auch für Messungen mit klassischen Stromzangen, wobei dabei davon ausgegangen wird, dass die Einfügeimpedanz von  $1 \Omega$  keinen relevanten Einfluss auf den Störstrom hat. Die Abweichung des so gemessenen Stroms vom eigentlich gewünschten Messergebnis hängt natürlich maßgeblich von der Impedanz des

zu messenden Systems ab. Je kleiner dessen Impedanz ist, desto stärker wirkt sich eine zusätzliche Impedanz im Stromkreis aus.

Da die Funktionsweise der Impedanzzange gerade auf dem Übersetzungsverhältnis von 1:1 basiert, besteht hier keine Möglichkeit einer Verkleinerung der Einfügeimpedanz durch Änderung des Windungsverhältnisses. Im Folgenden wird ein Ansatz zur rechnerischen Korrektur der Einfügeimpedanz vorgestellt.

Mit Hilfe der Impedanzzange kann die so genannte lokale Impedanz  $Z_{loc}$  des Testobjekts gemessen werden [1]. Diese Impedanz ist die sich aus Sicht der Messzange ergebende Gesamtimpedanz des Testobjekts. Ohne Impedanzzange ergibt sich damit der Störstrom zu

$$I_{stör} = \frac{U_{stör}}{Z_{loc}} \quad (9)$$

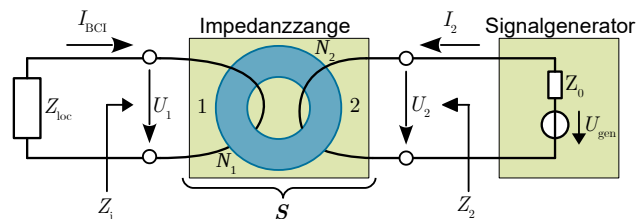
Wird nun die Impedanzzange in den Stromkreis eingebracht, so liegt deren Einfügeimpedanz in Reihe zu  $Z_{loc}$  und es fließt der beeinflusste Störstrom  $I'_{stör}$ . Über

$$I_{stör} = I'_{stör} \frac{Z_{loc}}{Z_{loc} + Z_i} \quad (10)$$

lässt sich dann aus dem Strom  $I'_{stör}$  und den Impedanzen der gesuchte Strom  $I_{stör}$  berechnen. Hierbei werden allerdings Störspannungsquelle und Impedanz des Stromkreises als konzentrierte Elemente angenommen, was für höhere Frequenzen fraglich ist. Zusätzlich wird vorausgesetzt, dass die Störquelle eine Spannungsquellencharakteristik besitzt und selbst nicht von der Impedanz des Stromkreises abhängt.

### 2.3 Stromeinspeisung

Prinzipiell ist mittels einer kalibrierten Impedanzzange die Einspeisung eines definierten Stroms ohne zusätzliche Monitorzange möglich. Die entsprechende Anordnung aus Signalgenerator, Impedanzzange und Testobjekt ist in Abbildung 4 dargestellt. Im folgenden wird der sich aus einer an Tor 2 der Zange anliegenden Spannung  $U_2$  ergebende Strom  $I_{BCI}$  im SUT berechnet.



**Bild 4:** Schematische Darstellung der Anordnung zur Stromeinspeisung mittels Impedanzzange

Die Berechnung des Faktors  $I_{BCI}/U_2$  ist komplizierter als die Berechnung der Transferimpedanz, da auf der Seite des SUTs keine Reflexionsfreiheit herrscht  $Z_{loc} \neq Z_0$ . Nach [3] ergibt sich mit der lokalen Impedanz  $Z_{loc}$  die aus Tor 1 auslaufende Welle zu

$$b_1 = a_2 \frac{S_{12}(Z_{loc} + Z_0)}{Z_{loc} + Z_0 - S_{11}(Z_{loc} - Z_0)} \quad (11)$$

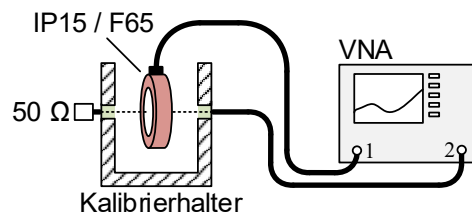
Einsetzen von  $b_1$  und  $a_2$  und Umstellen des Ergebnisses führt dann zu

$$\frac{I_{\text{BCI}}}{U_2} = \frac{S_{12}(Z_2 + Z_0)(Z_{\text{loc}} + Z_0)}{Z_2(Z_{\text{loc}} - Z_0)(Z_{\text{loc}} + Z_0 + S_{11}(Z_{\text{loc}} - Z_0))} \quad (12)$$

mit der resultierenden Eingangsimpedanz  $Z_2$  der in den Stromkreis eingefügten Impedanzzange und der lokalen Impedanz  $Z_{\text{loc}}$  des SUTs. Die Impedanz  $Z_2$  kann direkt am Anschluss der Impedanzzange gemessen werden, während die lokale Impedanz mit Hilfe der Kalibrierdaten der Impedanzzange gemäß [1] gemessen werden kann. Mit dem so bestimmten komplexen Zusammenhang ist prinzipiell eine phasenrichtige Stromeinspeisung möglich.

### 3 Messungen

Zur Überprüfung der im vorigen Abschnitt beschriebenen Berechnungen wird ein Referenzmessaufbau, bestehend aus einer Kalibrierhalterung für Stromzangen, verwendet, siehe Abbildung 5. Die an diesem Aufbau gemessenen Streuparameter werden gestrichen dargestellt.



**Bild 5:** Versuchsanordnung zur Verifikation der vorgestellten Messmethoden

#### 3.1 Strommessung im Referenzaufbau

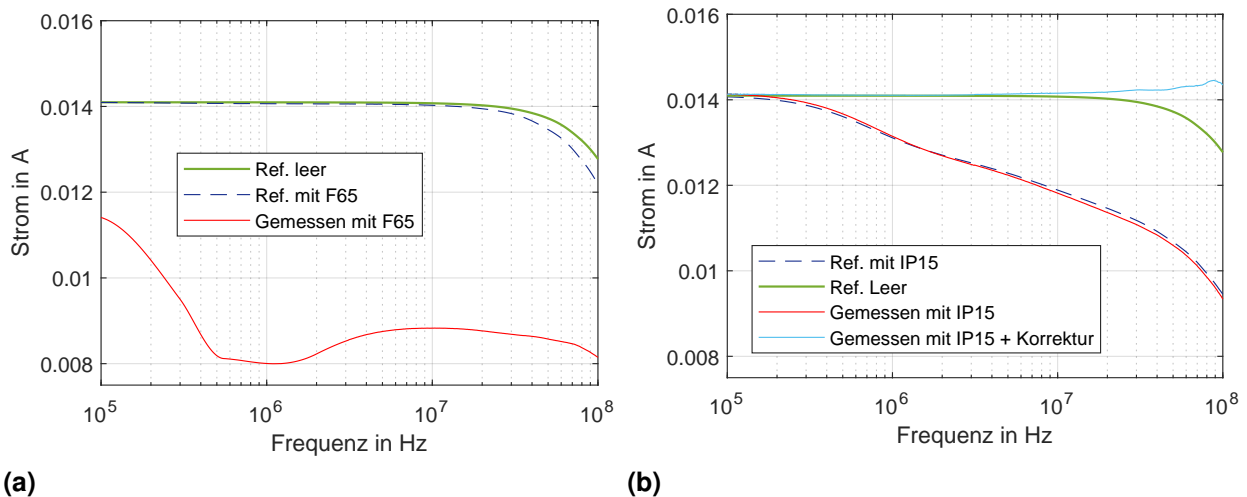
Wird an Tor 2 des Aufbaus ohne eingefügte Messzange ein HF-Signalgenerator, in diesem Falle ein VNA mit einer Sendeleistung von  $P_{\text{tx}} = 10 \text{ dB m}$  angeschlossen, dann kann unter Kenntnis des Reflexionsfaktors  $S_{22}$  über

$$I_{\text{ref}} = \sqrt{\frac{P_{\text{tx}}}{Z_0} \frac{1 - S'_{11}}{1 + S'_{11}}} \quad (13)$$

der tatsächlich im Versuchsaufbau fließende Strom  $I_{\text{ref}}$  berechnet werden. Mit einer Länge des Kalibrierhalters von 100 mm kann bis zu einer Frequenz von ca. 300 MHz von einer gleichförmigen Stromverteilung auf dem Innenleiter ausgegangen werden. Eine Strommesszange hat nun die Aufgabe, genau den Strom  $I_{\text{ref}}$  als Messergebnis zu liefern.

Dieser bekannte Strom wird nun wie in Abbildung 5 angedeutet mit der klassischen Stromzange F65 und der Impedanzzange IP15 vermessen. Die dazugehörigen Messergebnisse sind in den Abbildungen 6a und 6b dargestellt. Der Störstrom wurde über

$$I_{\text{stör}} = \frac{\sqrt{|S'_{21}|^2 P_{\text{tx}} Z_0}}{Z_{\text{T}}} \quad (14)$$



**Bild 6:** (a) Strommessergebnisse mit der F65 und (b) Strommessergebnisse mit der IP15 korrigiert und unkorrigiert

aus der Sendeleistung des VNA und über die jeweilige Transferimpedanz berechnet. Die Transferimpedanz der F65 ist vom Hersteller bereitgestellt.

Die Ergebnisse für die klassische Stromzange zeigen, dass der tatsächlich fließende Strom durch das Einbringen der Zange kaum verfälscht wird. Das Störstrommessergebnis weicht jedoch bis zu 75 % vom Referenzwert ab. Hier ist allerdings zu berücksichtigen, dass die Kalibrierdaten der F65 schon einige Jahre alt sind.

Die Impedanzzange IP15 beeinflusst den tatsächlich fließenden Strom deutlich stärker, dieser weicht bis zu 16 % vom Referenzstrom ab. Dieser verfälschte Strom wird dann allerdings mit einer Genauigkeit von besser als 1 % gemessen. Die Korrektur der Strommesswerte der Impedanzzange gemäß Abschnitt 2.2 führt im Frequenzbereich bis zu 10 MHz tatsächlich zu deutlich besseren Ergebnissen. Bei hohen Frequenzen funktioniert dieses Verfahren erwartungsgemäß nicht mehr.

### 3.2 Stromeinspeisung im Referenzaufbau

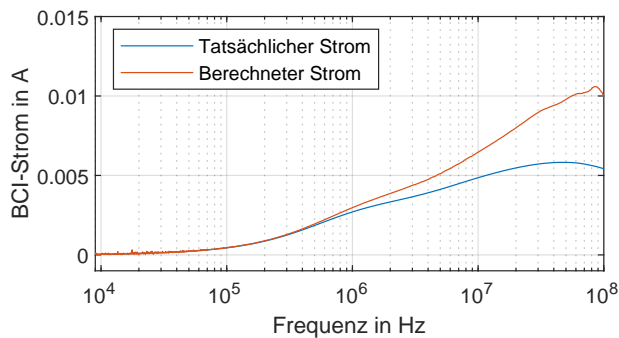
Die oben beschriebene Methode zur Stromeinspeisung mit Hilfe einer Impedanzzange wird ebenso am Aufbau aus Abbildung 5 überprüft. Die an der an Port 1 des VNA angeschlossene Impedanzzange anliegende Spannung  $U_2$  ergibt sich über

$$U_2 = Z_2 \frac{\sqrt{P_{tx} Z_0}}{Z_0 + Z_2} \quad (15)$$

aus der Sendeleistung  $P_{tx} = 10 \text{ dB m}$  des VNAs und der Systemimpedanz  $Z_0 = 50 \Omega$ . Über Gleichung (12) wird dann der injizierte Strom bestimmt. Als Referenz dient der über die an Port 2 des VNA ankommende Leistung berechnete, tatsächlich fließende Strom

$$I_{\text{ref}} = \sqrt{\frac{P_{tx} |S'_{21}|^2}{Z_0}} \quad (16)$$

In Abbildung 7 ist dieser Strom dem über die in Abschnitt 2.3 vorgestellte Methode berechneten eingespeisten Strom gegenübergestellt. Bis ca. 1 MHz stimmen die beiden Kurven gut überein, darüber kommt es zu Abweichungen von bis zu 50 %.



**Bild 7:** Ergebnis der Verwendung der Impedanzzange zur Stromeinspeisung

#### 4 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Veröffentlichung wird erläutert, inwiefern sich kalibrierte Impedanzzangen zur HF-Störstrommessung und Störstromeinspeisung eignen. Es wurde herausgestellt, dass unter der Voraussetzung der Kenntnis der komplexen Streuparameter der Impedanzzange prinzipiell eine phasenrichtige Strommessung sowie Stromeinspeisung möglich ist. Die gezeigten Messergebnisse erster grundlegender Versuche zeigen vor allem für die Störstrommessung gute Ergebnisse, wenn auch mit der Einschränkung der großen Einfügeimpedanz der Impedanzzange. Die Korrektur dieser Ergebnisse mit Hilfe der lokalen Impedanz des Systems funktioniert nur für den unteren Frequenzbereich. Gleiches gilt für die Stromeinspeisung per Impedanzzange. Bei diesen Ergebnissen muss jedoch auch hinterfragt werden ob der verwendete Versuchsaufbau eine ausreichend gute Referenzumgebung darstellt. In der Zukunft werden die hier gezeigten Versuche weiter ausgebaut und vor allem an optimierten Aufbauten validiert.

#### Literatur

- [1] JUNGE, Axel: *Kontaktlose Verfahren zur breitbandigen Messung an Leitungen bei Hochfrequenz: Zugl.: Braunschweig, Techn. Univ., Diss., 2009.* Aachen : Shaker, 2009 (Berichte aus der Elektrotechnik). – ISBN 9783832283803
- [2] KÜLLMER, Alexander: *Kalibrierung von Magnetfeldantennen mittels kontaktloser vektorieller Netzwerkanalyse: Zugl.: Braunschweig, Techn. Univ., Diss., 2016.* Aachen : Shaker, 2016 (Berichte aus der Elektrotechnik). – ISBN 9783844045406
- [3] MICHEL, Hans-Jürgen: *Zweitor-Analyse mit Leistungswellen: Mit zahlreichen Anwendungsbeispielen.* Stuttgart : Teubner, 1981 (Teubner-Studienbücher Elektrotechnik). – ISBN 3519061120
- [4] MILLANTA, L. M.: Fundamentals of the EMC Current Probes. In: *12th International Symposium, Electromagnetic compatibility*, 1997. – ISBN 3952119911, S. 585–590
- [5] OPPERMANN, Lukas ; HARM, Martin ; ENDERS, Achim: Proof-of-concept of a method for Contactless Vector Network Analysis Using impedance probes. In: *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, IEEE, 04.09.2017 - 07.09.2017, S. 1–4. – DOI: 10.1109/EMCEurope.2017.8094664



# Herausforderungen bei der Durchführung von reproduzierbaren BCI-Messungen

Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Bernd Deutschmann, Graz University of Technology  
Institute of Electronics, Austria

Ass. Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler, Graz University of Technology, Institute of  
Electronics, Austria

## 1 Einleitung

Die Charakterisierung der elektromagnetischen Störfestigkeit ist ein wichtiger Qualifizierungsschritt für elektronische Komponenten in Kraftfahrzeugen. Verschiedene Testmethoden können verwendet werden, um die ungestörte Funktionalität des Systems sicherzustellen. Ein dabei angewandtes wichtiges Messverfahren ist die sogenannte „Bulk Current Injection“ Methode, kurz BCI genannt, welche in der ISO 11452-1 [1] beziehungsweise in ISO 11452-4 beschrieben [2]. Sie ist weit verbreitet und wird häufig von vielen Automobilherstellern in ihren EMV-Spezifikationen zur Charakterisierung elektronischer Geräte gefordert. Aus diesem Grund ist es wichtig, dass der durchgeführte Messvorgang zuverlässig ist und unabhängig davon, wo und wann ein Gerät gemessen wird, die Ergebnisse immer reproduzierbar sind [3]. Dies ist leider nicht immer der Fall, da diese Art der Messung häufig zu Problemen bei der genauen Durchführung und Interpretation des Messaufbaus und der Testprozedur führt [4]. Zahlreiche Untersuchungen wurden dazu schon durchgeführt und in Publikationen veröffentlicht [5], [6]. In [7] zum Beispiel wurden die Effekte von Masserückleitungen sowie das Übersprechen im Kabelbaum während des BCI-Tests experimentell untersucht und es zeigte sich, dass die Testergebnisse erheblich von den unterschiedlichen Bedingungen im Kabelbaum abhängen. P. S. Crovetti zeigte in [8], dass über 100MHz der tatsächliche in den Prüfling eingekoppelte Störstrom erheblich vom Störstrom, der während des im Standard beschriebene Kalibrierungsverfahrens eingestellt wird, abweicht. Solche Diskrepanzen können zu unzuverlässigen Ergebnissen bei BCI-Störfestigkeitstests führen. Daher ist bei der Durchführung des BCI-Tests besondere Vorsicht geboten.

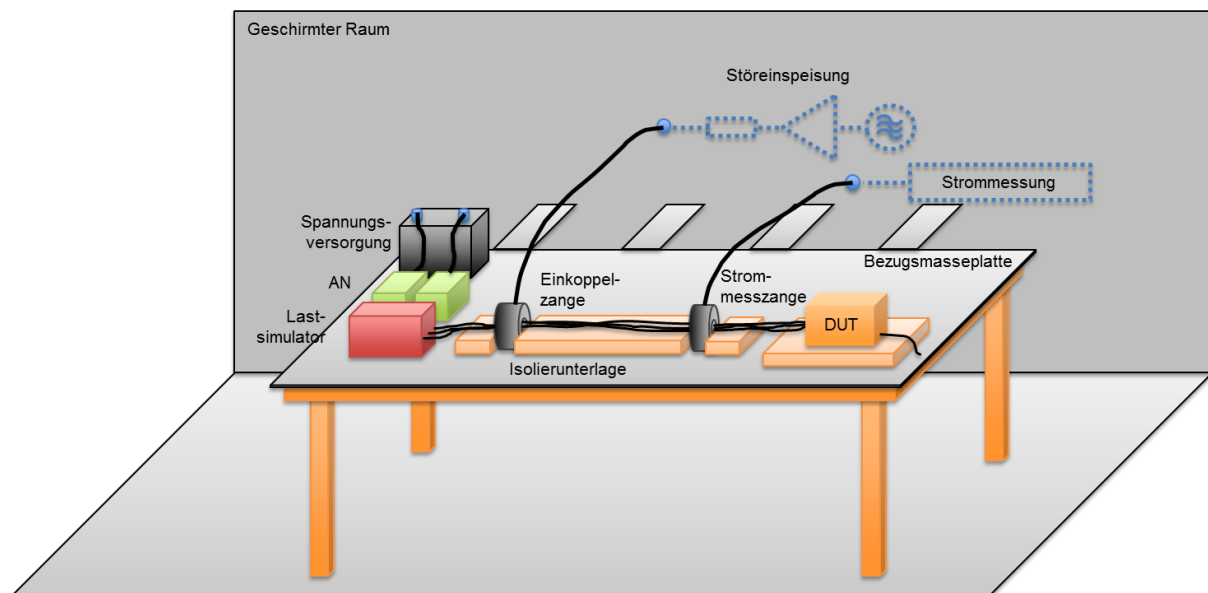
In diesem Beitrag werden die wichtigsten Ergebnisse aus einem Forschungsprojekt zur Untersuchung der Reproduzierbarkeit von BCI-Testergebnissen und im speziellen die Einflüsse von geringen Variationen im Testaufbau gezeigt. Anhand von zahlreichen Messungen wurden die Einflüsse folgender Parameter auf das Testergebnis untersucht und ausgewertet:

- Position der zur Störfestigkeitsprüfung verwendeten Koppelzange
- Ausrichtung des Prüflings
- Position des Kabelbaums innerhalb der Koppelzange
- Einfluss der Verwendung einer Strommesszange
- Impedanz der Netz- und Lastnachbildung
- Impedanz des Prüflings zur Bezugsmasseplatte
- Länge und Lage des Kabelbaums
- Material der isolierenden Unterlage

Ein paar wichtige Testergebnisse daraus werden in den nachfolgenden Kapiteln beschrieben.

## 2 Das BCI-Messverfahren

Der BCI-Test basiert auf einer Störfestigkeitsprüfung bei der mittels einer Koppelzange RF-Störsignale (mit oder ohne Amplitudenmodulation) induktiv in einen Kabelbaum eingekoppelt werden. Das zu prüfende elektronische System (Device under Test – DUT) wird dabei mit seinem dazugehörigen Kabelbaum definierter Länge auf einem Labortisch, auf dem sich eine Bezugsmasseplatte befindet, gelegt. Dabei ist zu beachten, dass sowohl der Prüfling als auch der Kabelbaum die im ISO 11452-4 Standard vorgeschriebenen Abstände in der Höhe und zur Kante der Bezugsmasseplatte einhalten. Die Koppelzange wirkt dabei als Transformator mit einer Primärwicklung und dem Kabelbaum als Sekundärwicklung. Die bei der Kalibrierung ermittelte frequenzabhängige Vorwärtsleistung, die an die Koppelzange angelegt wird, wird dabei als Referenzparameter für den Test verwendet. Diese kann während der Messung im Frequenzbereich von 1MHz bis 400MHz auf dem kalibrierten Wert gehalten werden (substitution method). Im Gegensatz dazu kann aber auch die Vorwärtsleistung beginnend mit einem Startwert solange erhöht werden bis der Prüfling eine Fehlfunktion aufweist, der mitgemessene in den Kabelbaum induzierte Strom das angegebene Prüfniveau erreicht hat oder eine vorher definierte maximale Vorwärtsleistung erreicht wurde (closed loop method). Bild 1 zeigt den schematischen Messaufbau einer dieser beiden Methoden. Je nach Messmethode sind die Abstände zwischen dem Prüfling (im Bild 1 DUT) und der Koppelzange beziehungsweise der Strommesszange vorgegeben. Am Ende des Kabelbaums wird ein Lastsimulator angeschlossen. Dieses Gerät beinhaltet reale und/oder simulierte periphere Lasten, die erforderlich sind um den Prüfling in einen nominalen oder repräsentativen Betriebsmodus zu bringen. An dieser Stelle befinden sich auch die Netznachbildung (AN) zur Nachbildung der Impedanz der Spannungsversorgung des Prüfling, sowie die Spannungsversorgung.



**Bild 1:** Beispiel für einen BCI-Prüfaufbau (closed loop method)

### 3 Grundlegende Untersuchungen zur Störbeaufschlagung des Prüflings durch den BCI-Test

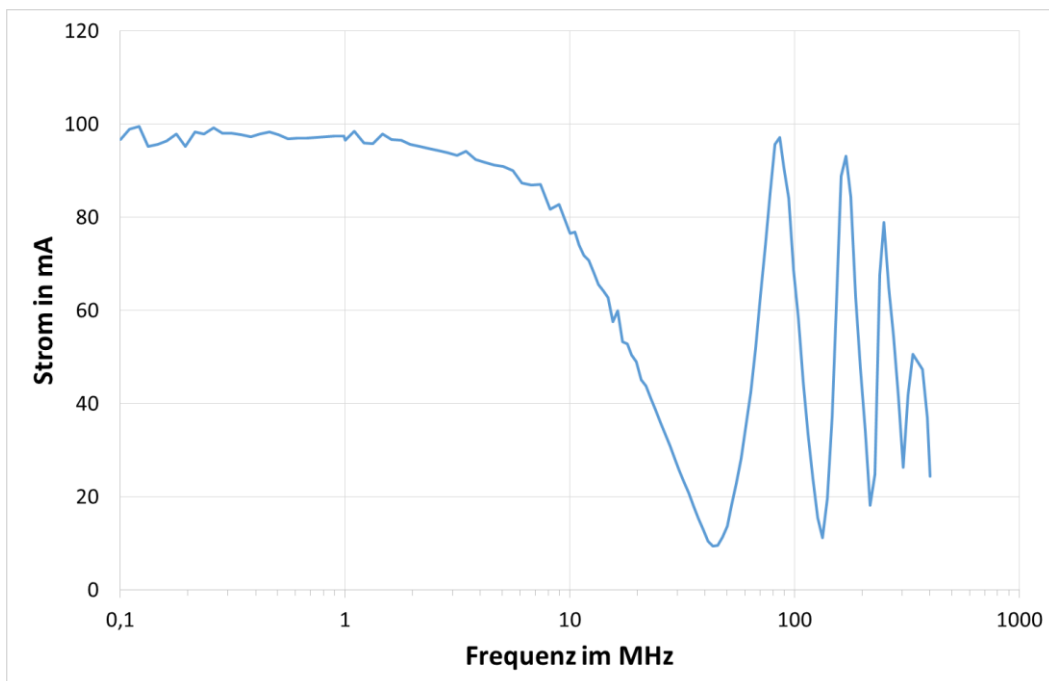
#### 3.1 Nachbildung des Prüflings durch einfache Teststrukturen

In einem ersten Versuch wurde untersucht wie groß der reale Strom ist, welcher bei der Einkopplung von RF-Störsignalen in einen Kabelbaum wirklich in den Prüfling fließt. Die Koppelzange wurde dazu wie im Standard beschrieben in eine Kalibriervorrichtung eingespannt. Die Sekundärwicklung der Koppelzange ist dabei rechts und links mit jeweils 50Ohm abgeschlossen. Die notwendige Vorwärtsleistung in Abhängigkeit von der Frequenz wurde dabei für die Einkopplung eines Störstroms von 100mA ermittelt.

In Anlehnung an die Kalibriervorschrift wurde in einem realen BCI-Messaufbau der Kabelbaum auch an beiden Seiten jeweils über einen 50Ohm Widerstand als Testlast mit der Bezugsmasseplatte des Tisches verbunden. Diese sollen den Prüfling auf der einen Seite und den Lastsimulator auf der anderen Seite des Kabelbaums simulieren.

Die zuvor im Kalibrierverfahren ermittelten Werte für die notwendige Vorwärtsleistung für einen eingekoppelten Strom von 100mA wurden eingestellt. Man könnte nun erwarten, dass auch im Messaufbau die eingestellten 100mA im Kabelbaum fließen.

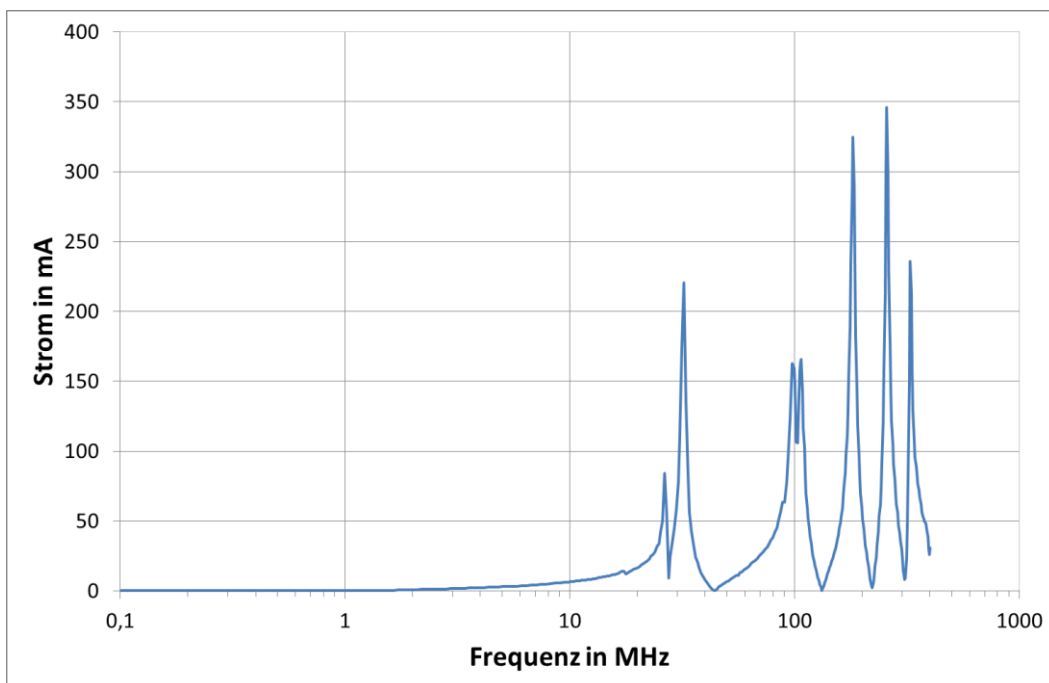
Im Bild 2 ist das Messergebnis des realen Stromflusses in den Prüfling dargestellt. Wie zu sehen ist, weicht der Strom in weiten Bereichen von 100mA ab. Dies ist durch den realen Messaufbau mit der frequenzabhängigen Impedanz des Kabelbaums zusammen mit der Bezugsmasseplatte erklärbar. Deutlich sind einzelne Resonanzen vor allem im oberen Frequenzbereich zu sehen. Es gibt einzelne Frequenzbereiche bei denen fast kein Strom mehr in den Prüfling, der in diesem Fall durch eine 50Ohm Last nachgebildet wurde, eingekoppelt wird.



**Bild 2:** Einkoppelter Strom in den Prüfling (nachgebildet durch einen 50Ohm Widerstand zur Bezugsmasseplatte)

Im nächsten Versuch wurde ein etwas realitätsnäherer Ansatz für die an den Kabelbaum angeschlossene Prüflingsnachbildung gewählt. Der Prüfling wurde durch eine 10x10cm große Kupferplatte, welche eine Leiterplatte mit Groundplane simulieren soll, nachgebildet. Diese wurde in 5cm Höhe entsprechend dem standardisierten Messaufbau isoliert von der Bezugsmasseplatte parallel zu dieser positioniert. Der 50Ohm Widerstand zur Nachbildung des Lastsimulators auf der anderen Seite des Kabelbaums wurde für diesen Versuch nicht verändert.

In Bild 3 ist wiederum das Messergebnis des Stromflusses in den Prüfling gezeigt. Dieses Mal ergibt sich ein umgekehrtes Bild. Im Frequenzbereich bis ca. 10MHz wird fast kein Strom in den Prüfling eingekoppelt. Dafür sind aber speziell im oberen Frequenzbereich zahlreiche Resonanzen zu sehen, bei denen der Strom deutlich über den erwarteten 100mA liegt. Diese Resonanzen hängen in erster Linie von den parasitären Streukapazitäten, die durch die Kupferplatte mit der Bezugsmasseplatte gebildet werden, ab.



**Bild 3:** Einkoppelter Strom in den Prüfling (nachgebildet durch eine 10x10cm große Kupferplatte parallel zur Bezugsmasseplatte)

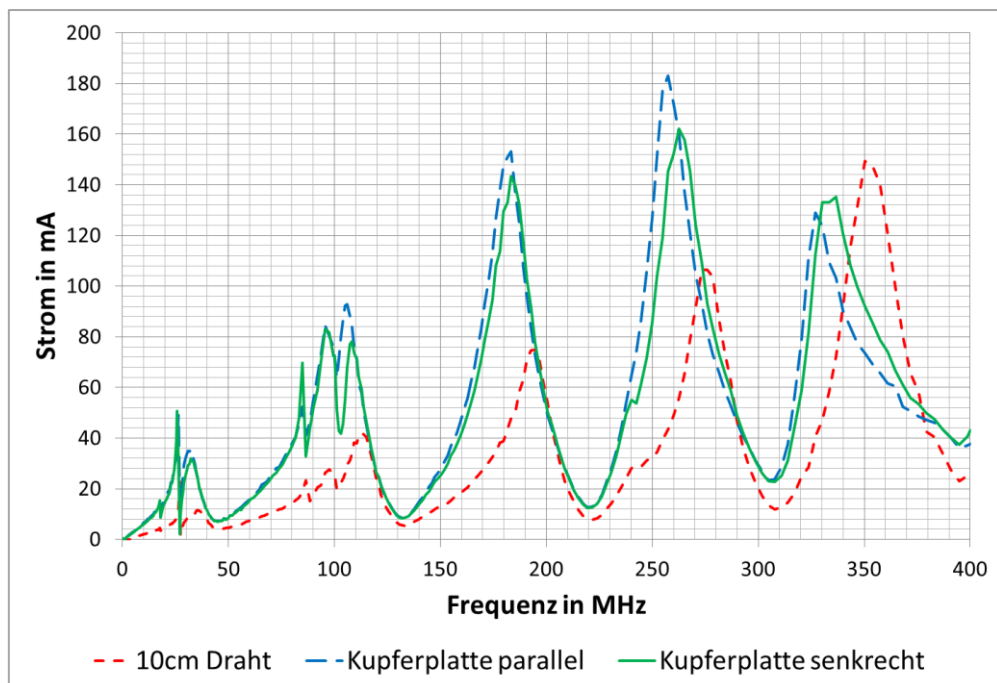
### 3.2 Einfluss der Ausrichtung des Prüflings

Wenn sich also die Größe des Prüflings und dessen Ausrichtung zur Bezugsmasseplatte verändert, werden sich dementsprechend auch die Resonanzen und die in den Prüfling eingekoppelten Ströme verändern.

Die ISO 11452 definiert nur die Positionierung des Prüflings (Höhe über und Abstände zu den Kanten der Bezugsmasseplatte) nicht aber dessen Ausrichtung. Für die Durchführung von reproduzierbaren BCI-Tests ist es daher besonders wichtig, dass der Prüfling immer dieselbe Ausrichtung aufweist. Diese sollte auch in den Testreports dokumentiert werden.

Zur Verdeutlichung der Unterschiede wurde in einem weiteren Versuch der Prüfling (10x10cm große Kupferplatte) senkrecht zur Bezugsmasseplatte positioniert. Dies soll eine andere Gebrauchslage des Prüflings während des Tests darstellen. Die Unterschiede in den Messergebnissen des Stromes sind in Bild 4 dargestellt. Deutlich sind die Verschiebungen der Resonanzstellen und die Unterschiede in der Amplitude des Stromes in den Prüfling erkennbar. Bei 260MHz zum Beispiel beträgt der Unterschied in der Stromamplitude ca. 20mA.

Zusätzlich wurde die Kupferplatte auch durch ein 10cm langes Drahtstück, welches wiederum parallel zur Bezugsmasseplatte positioniert wurde, ersetzt. Dieses dient zur Nachbildung einer einfachen Leiterplatte ohne flächiger Groundplane. Aufgrund der deutlich geringeren Streukapazitäten ergeben sich in diesem Fall sehr große Unterschiede im Vergleich zu den beiden anderen Versuchen. Dies verdeutlicht welchen Einfluss die Ausrichtung des Prüflings auf die Resonanzstellen und somit auf die Störeinwirkung und das finale EMV-Prüfergebnis des Prüflings haben kann.



**Bild 4:** Unterschiede des eingekoppelten Stromes in den Prüfling (nachgebildet durch eine 10x10cm große Kupferplatte parallel und senkrecht zur Bezugsmasseplatte, sowie durch ein 10cm langes Drahtstück)

### 3.3 Einfluss der Position der Kabel innerhalb der Einkoppelzange

In weiteren Versuchen wurde der Einfluss der Position des Kabelbaums innerhalb der Einkoppelzange untersucht. Auch in diesem Fall gibt der Standard keine eindeutige Auskunft darüber wie die einzelnen Leitungen des Kabelbaums genau verlegt werden sollen. Der Kabelbaum wurde für diese Untersuchung durch eine verdrehte Zweidrahtleitung nachgebildet und dabei für jeden Versuch an einem von drei verschiedenen Positionen innerhalb der Einkoppelzange platziert. Im ersten Fall befand sich der Kabelbaum genau in der Mitte der Einkoppelzange (Orientierung 1), in den

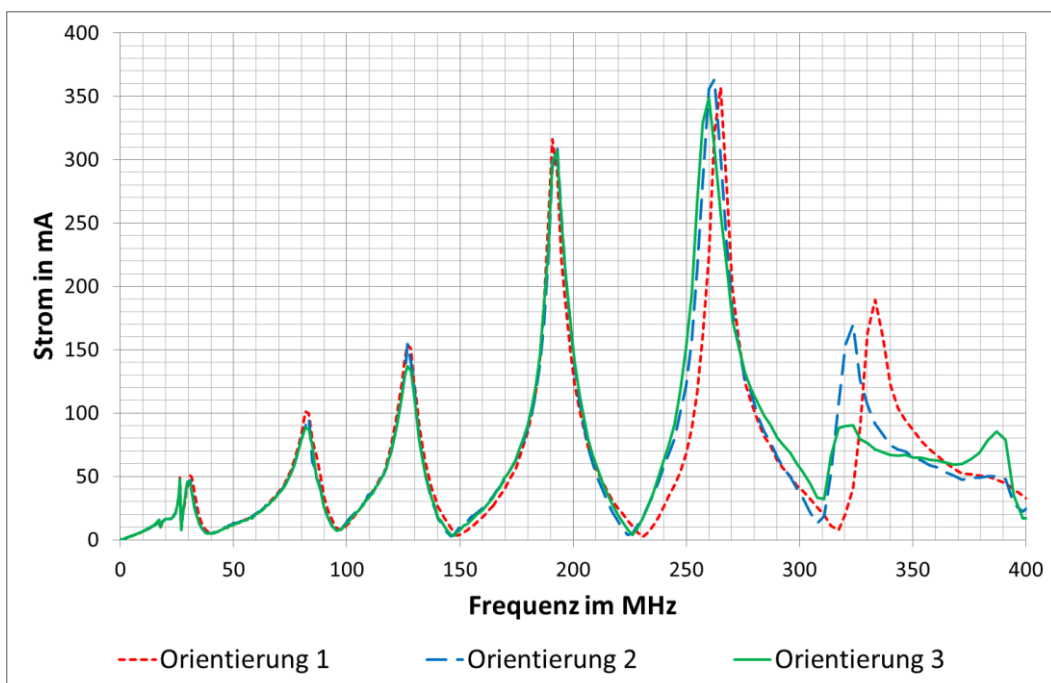
beiden anderen Fällen einmal an der rechten und einmal an der linken Innenseite der Koppelzange (Orientierung 2 und 3). Bild 5 zeigt dazu die verschiedenen Anordnungen.



**Bild 5:** Position des Kabelbaums innerhalb der Einkoppelzange

In Bild 6 sind die Messergebnisse des in den Prüfling eingekoppelten Stromes in Abhängigkeit zu den drei Positionen dargestellt. Im unteren Frequenzbereich hat die Positionierung der Kabel innerhalb der Koppelzange noch keine großen Einflüsse. Bei Frequenzen über 250MHz gibt es aber doch recht große Unterschiede des in den Prüfling eingekoppelten Stromes von bis zu 100mA. Befinden sich die Kabel zentral in der Mitte der Koppelzange (Orientierung 1), so ergeben sich die höchsten Amplituden des eingekoppelten Stromes und somit im realen Fall auch die höchsten Störbeeinflussungen des Prüflings. Befinden sich die Kabel aber am Rande der Innenseite der Koppelzange auf der gegenüberliegenden Seite des Steckers (Orientierung 3), bei dem das Störsignal in die Koppelzange eingekoppelt wird, so ergeben sich die geringsten Störströme in einen Prüfling.

Um den ungünstigsten Fall zu testen, sollten sich die empfindlichen Leitungen des Kabelbaums also in der Mitte der Einkoppelzange befinden.



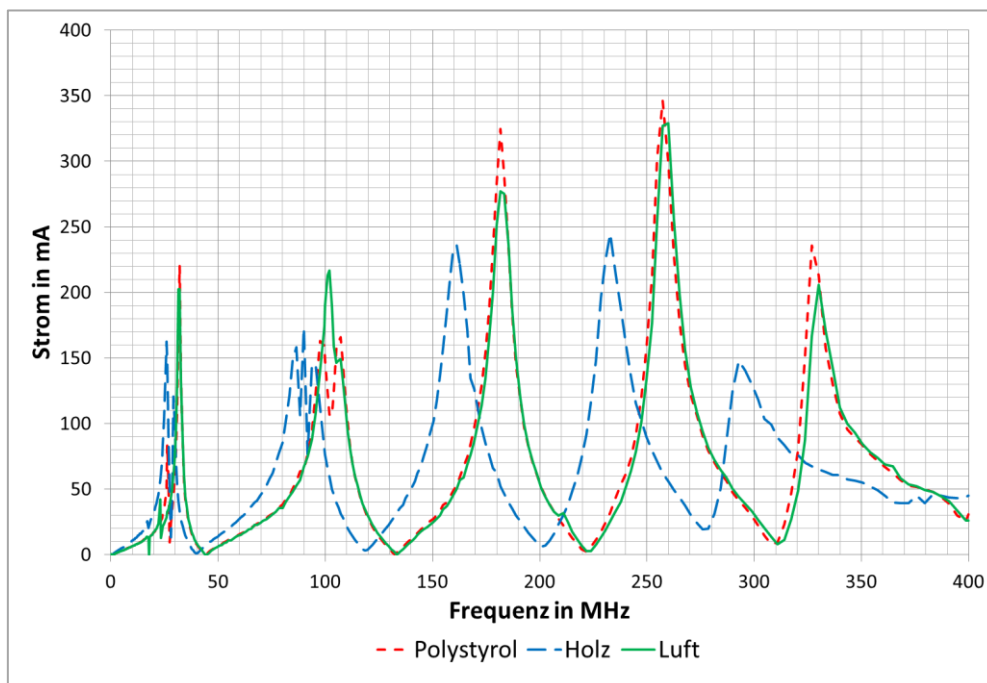
**Bild 6:** Unterschiede des eingekoppelten Stromes in den Prüfling (nachgebildet durch eine 10x10cm große Kupferplatte parallel zur Bezugsmasseplatte) durch den Einfluss der Positionierung des Kabelbaums innerhalb der Einkoppelzange

### 3.4 Einfluss der isolierenden Prüflings- und Kabelbaumunterlage

Gemäß der ISO 11452 werden der Prüfling und der Kabelbaum auf einem nicht leitenden Material mit niedriger relativer Permittivität in einer Höhe von  $50 \pm 5 \text{ mm}$  über der Bezugsmasseplatte des Tisches platziert. Der Standard schreibt hierzu eine Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r \leq 1,4$  des Isoliermaterials vor. Aber welchen Einfluss auf die Störfestigkeitsprüfung hat eigentlich eine Abweichung von diesem Wert? Um dieser Frage auf den Grund zu gehen wurden im folgenden Versuch drei verschiedene Isolierunterlagen verwendet und deren Einfluss auf den in den Prüfling eingekoppelten Strom untersucht.

- Holz (Multiplex beech birch,  $\epsilon_r=2-5$ )
- Polystyrol (Styropor® BASF,  $\epsilon_r=1,03$ )
- Luft ( $\epsilon_r=1$ )

Bild 7 zeigt dazu die entsprechenden Messergebnisse. Im Vergleich zu Luft als idealer Isolierstoff unterscheiden sich die eingespeisten Stromamplituden und Resonanzfrequenzen bei Verwendung einer Unterlage aus Polystyrol nicht wesentlich. Es gibt jedoch einen großen Unterschied, wenn ein Holzaufbau als Unterlage verwendet wird. Wie in Bild 7 zu sehen ist, verschieben sich die Resonanzfrequenzen sehr stark und auch die eingekoppelten Stromamplituden sind signifikant niedriger. Würde als Beispiel bei Verwendung von Polystyrol im Frequenzbereich um die 230 MHz fast kein Strom in den Prüfling eingekoppelt, so ergäbe sich bei einem Austausch auf Holz als Unterlage ein eingekoppelter Störstrom von ca. 240 mA.



**Bild 7:** Unterschiede des eingekoppelten Stromes in den Prüfling (nachgebildet durch eine 10x10cm große Kupferplatte parallel zur Bezugsmasseplatte) durch den Einfluss der isolierenden Prüflings- und Kabelbaumunterlage

## 4 Zusammenfassung

Die elektromagnetische Störfestigkeitsprüfung von elektronischen Komponenten in Kraftfahrzeugen wird sehr oft basierend auf der im ISO11452-4 Standard beschriebenen Bulk Current Injection Methode durchgeführt. Bei dieser EMV Prüfung gibt es allerdings immer wieder Schwierigkeiten reproduzierbare Testergebnisse von ein und demselben Prüfling zu erlangen, vor allem wenn Tests bei unterschiedlichen EMV-Prüfzentren durchgeführt werden. Dies liegt unter anderem daran, dass es schwierig ist das Testsetup, wie zum Beispiel die Verlegung des Kabelbaumes, reproduzierbar aufzubauen. Zusätzlich sind im Standard einige Parameter des Messaufbaues, welche einen großen Einfluss auf das finale Testergebnis eines Prüflings haben können, nicht ausreichend definiert. Zum Beispiel gibt es keine klaren Vorgaben zur Ausrichtung des Prüflings in Bezug auf die Bezugsmasseplatte oder zur Positionierung des Kabelbaums innerhalb der Einkoppelzange. In einer Messreihe wurde eingehend untersucht welchen Einfluss geringe Variationen im Testaufbau des BCI-Testsetups haben können und warum es bei der Durchführung der BCI-Tests zu unterschiedlichen Messergebnissen kommen kann.

### Literatur

- [1] ISO 11452-1: Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy — Part 1: General principles and terminology
- [2] ISO 11452-4: Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated EM energy, Part 4: Bulk Current Injection
- [3] R. Schertlen, et al., "Einfluss der Bordnetznachbildung auf Störfestigkeitsmessverfahren (z.B. BCI) oberhalb 100 MHz", Proc. Int. Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV 2018), pp. 465-472, Düsseldorf, 20.– 22.02.2018, DOI: <https://doi.org/10.15488/4377>
- [4] S. Razavi, A. Zeichner, S. Frei, "Erhöhung der Korrelation zwischen BCI- und Antennenprüfverfahren durch Bestimmung von Abschlussimpedanzen mittels potenzialfreier Messung mit Stromsensoren", Proc. Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV 2016), pp. 147-156, Düsseldorf, 23.– 25.02.2016, DOI: <https://doi.org/10.15488/5263>
- [5] M. F. Sultan, "Modelling of a Bulk Current Injection Setup for Susceptibility Threshold Measurements", Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 1-8, 1986, DOI: 10.1109/ISEMC.1986.7568237
- [6] P.A. Jennings, R.J. Ball, "Risk assessment for BCI testing", IEE Colloquium on Achieving an Acceptable Confidence Level in EMC Measurements, June 1991, London, UK
- [7] L. Jinlong G. Zeng, J. Shanyi, T. Heqing, M. Shiping, "An experimental analysis of the effects of wiring harness during bulk current injection (BCI) test", Proc. IEEE 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing), 28-31 Oct. 2017, DOI: 10.1109/EMC-B.2017.8260476, Beijing, China
- [8] P. S. Crovetti, F. Fiori, "A critical assessment of the closed-loop Bulk Current Injection immunity test performed in compliance with ISO 11452-4", Proc. 2010 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, DOI: 10.1109/ISEMC.2010.5711267, 25-30 July 2010, Fort Lauderdale, FL, USA



---

Kfz-Technik



# Echtzeit-Spektralanalyse zur Identifikation von Störquellen in Kraftfahrzeugen

Dr.-Ing. Sebastian Koj, IAV GmbH, EMC & Antenna  
Dipl.-Ing. Sven Fisahn, Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover,  
Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik

## 1 Motivation und Gliederung

Der Automobilsektor ist derzeit in seiner vermutlich größten Veränderungsphase seit seinem Bestehen. Die Elektrifizierung des Antriebstranges, automatisiertes bzw. autonomes Fahren und Connectivity – diese Schlüsselworte beschreiben diesen Prozess und bringen eine Vielzahl von Herausforderungen bei der Sicherstellung der EMV im Gesamtfahrzeug mit sich. Um den straffen Entwicklungszeitplan einzuhalten, sind strukturierte Vorgehensweisen bei der Fehlersuche in frühen Entwicklungsstadien notwendig. In diesem Beitrag wird anhand eines realen Beispiels gezeigt, wie mithilfe von sukzessiver messtechnischer Echtzeit-Spektralanalyse eines Einsatzleitfahrzeugs der Berufsfeuerwehr Hannover sporadische Störungen des Sprechfunks, welche nur während der Einsatzfahrt auftraten, behoben werden konnten. Hierzu wird zunächst in Kapitel 2 die Ausgangssituation vorgestellt. Anschließend wird in Kapitel 3 kurz auf klassische EMV Messungen mit einem Oszilloskop (Zeitbereich) und mit einem Spektrumanalysator (Frequenzbereich) eingegangen. In Kapitel 4 wird schließlich mithilfe von Echtzeitanalyse der Antennenfußpunktspannung, der Gleichtaktströme auf dem Bordnetz und des abgestrahlten elektrischen Felds in der Nähe des Fahrzeugs die Störquelle und der Störkoppelweg anhand von sporadisch auftretenden Störmustern identifiziert. Die Analyse dieser Störmuster führt zur schnellen Identifikation der Störquelle samt Koppelpfad und stellt den Neuheitsgehalt dieses Beitrags dar. Der in dieser Arbeit präsentierte Ansatz basiert auf den in [1] präsentierten Messergebnissen.

## 2 Beschreibung der Herausforderung

Bei einem neu beschafften Einsatzleitfahrzeug der Berufsfeuerwehr Hannover sind sporadische Störungen im Sprechfunk festgestellt worden. Für Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BOS) wie Feuerwehren sind zuverlässige Funkkommunikationsdienste von besonderer Bedeutung. Selbst vorübergehende Ausfälle der Funkkommunikation können für die Feuerwehrleute zu lebensbedrohlichen Situationen führen, da viele Tätigkeiten wie beispielsweise die Brandbekämpfung äußerst gefährliche Einsatzsituationen darstellen. Elektromagnetische Störungen der Funksysteme sind hier nicht tolerierbar. Daher müssen nicht nur die Funkkommunikationsgeräte selbst die EMV-Anforderungen hinsichtlich der Störfestigkeit und der Störaussendung erfüllen, sondern auch die mit diesen Geräten ausgestatteten Spezialfahrzeuge, wie das hier betrachtete Einsatzleitfahrzeug.

## 2.1 Allgemeiner Aufbau des Einsatzleitfahrzeugs

Die Feuerwehr setzt mehrere Spezialfahrzeuge ein. Für die operative Führung ist neben den Löschfahrzeugen immer ein Einsatzleitfahrzeug erforderlich. Grundsätzlich handelt es sich bei dem Einsatzleitfahrzeug um ein Basisfahrzeug eines Erstausrüsters (OEM, original equipment manufacturer), das typischerweise die in der CISPR 25 [2] gelisteten Grenzwerte zum Schutz der Funkdienste an den Fahrzeugeigenen Antennen einhält. Ein Fachunternehmen für Fahrzeugausbau hat anschließend dieses Basisfahrzeug modifiziert und mit zusätzlichen Einbauteilen wie dem Lagetisch, mehreren Funkgeräten für die verschiedenen Sprechkreise, sowie zusätzlichen Bürogeräten und IT-Komponenten ausgestattet. Aufgrund dieser weiteren elektrischen Komponenten wird das ursprüngliche Bordnetz durch ein zusätzliches 12-V-Gleichstromnetz ergänzt, das über ein Schütz gekoppelt ist (vgl. Bild 1). Das Schütz schließt nur bei eingeschalteter Zündung oder laufendem Fahrzeugmotor. Mit Ausnahme der Funkausrüstung benötigen viele der zusätzlichen Komponenten nach Industriestandards 230 V Wechselspannung. Daher ist ein Wechselrichter für Wechselstromverbraucher wie dem multifunktionalen Laserdrucker erforderlich, der vom zusätzlichen 12-V-Gleichstromnetz gespeist wird. Der Wechselrichter selbst wird durch ein zusätzliches ferngesteuertes EIN / AUS-Signal eingeschaltet und arbeitet nur bei laufendem Fahrzeugmotor.

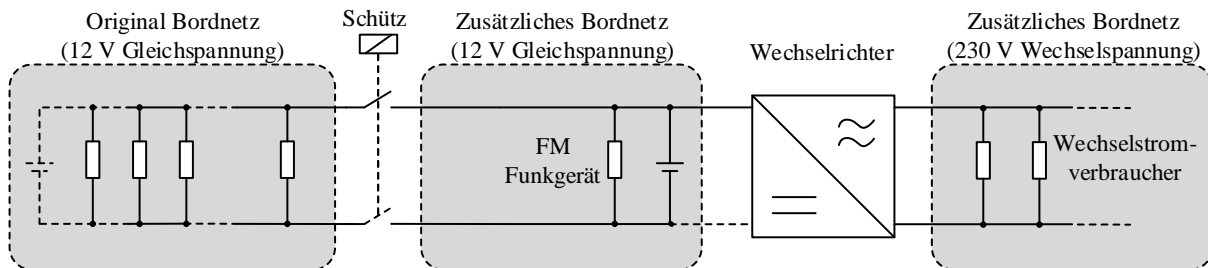


Bild 1: Aufbau des Bordnetzes des Einsatzleitfahrzeuges.

## 2.2 Von den Feuerwehren genutzte Funkdienste

Derzeit nutzen die Feuerwehren in Deutschland zwei verschiedene Funkdienste. Das erste ist ein analoges Funksystem mit Frequenzmodulation (FM), das seit vielen Jahren im Einsatz ist, aber durch das zweite, das digitale Bündelfunksystem TETRA BOS (Terrestrial Trunked Radio), ersetzt werden soll. Das analoge System arbeitet im sogenannten "4-Meter-Band" und im "2-Meter-Band", d. h. im Frequenzbereich von ca. 74 bis 87,5 MHz bzw. 165 bis 174 MHz. Das analoge und das digitale Funksystem basieren auf unterschiedlichen Technologien, so dass sich beide Systeme bei elektromagnetischer Störbeeinflussung unterschiedlich verhalten. Während das digitale Bündelfunksystem oberhalb einer bestimmten Schwelle der elektromagnetischen Beaufschlagung vollständig ausfällt, kann das analoge FM-Funksystem eine ausreichende Sprachübertragung ggf. immer noch bereitstellen. Somit ist das analoge FM-Funksystem nach wie vor ein unverzichtbarer Funkdienst für die deutschen Feuerwehren. Ein zweiter Grund für diesen Zustand ist die Tatsache, dass gerade die freiwilligen Feuerwehren im Gegensatz zu den Berufsfeuerwehren nicht vollständig mit digitalen Bündelfunkgeräten ausgestattet sind. Um bei Katastrophen (z. B. Großbrand, Naturkatastrophen) die Zusammenarbeit und Kooperation zwischen Berufsfeuerwehren und freiwilligen Feuerwehren zu ermöglichen, ist die Verwendung des analogen FM-Funksystems derzeit immer noch erforderlich.

## 2.3 Beschreibung der Funkstörung aus Anwendersicht

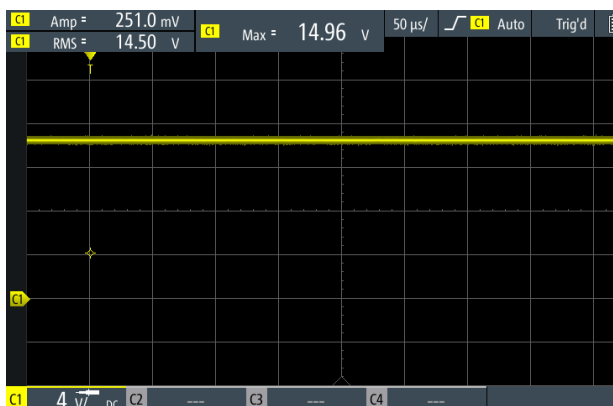
Die Benutzer des Einsatzleitfahrzeugs nehmen bei Übertragungen in den analogen FM-Bändern ein starkes Rauschen wahr. Aus organisatorischen Gründen und aufgrund von Einschränkungen ist die Nutzung dieser Kanäle in einem Kanalplan genau definiert. Somit kann zur Überwindung des skizzierten Problems eine alternative Frequenz nicht zufällig ausgewählt werden. Um ein extrem lautes Rauschsignal am Lautsprecher oder am Headset zu vermeiden, muss der Schwellwert des Rauschunterdrückungskreises („Rauschsperr“) auf einen sehr hohen Wert eingestellt werden. Dies bewirkt, dass die Rauschunterdrückungsschaltung nicht ausreichend zwischen Rauschen und gewünschtem Signal unterscheidet, wodurch wichtige Sprachinformationen verloren gehen können. Das Auftreten des Rauschsignals beruht aus Anwendersicht auf folgenden Kausalzusammenhängen:

- Ein Benutzer beschreibt, dass dieses Problem ständig auftritt.
- Ein zweiter Benutzer gibt an, dass der Funkdienst nur in bestimmten Bereichen des Einsatzgebiets gestört ist.
- Ein weiterer Nutzer behauptet, dass bestimmte Ampeln und öffentliche Verkehrsmittel, z. B. eine spezielle Art von Bussen die Störung verursachen.

Jede Beschreibung für sich betrachtet erscheint grundsätzlich sinnvoll, die Gesamtbeschreibung ist jedoch sehr diffus, sodass eine messtechnische Analyse am Einsatzleitfahrzeug notwendig ist.

## 3 Konventionelle EMV Untersuchungen

Zunächst wird mit einem Oszilloskop die Versorgungsspannung eines gestörten Funkgeräts analysiert. Dieses arbeitet im Gegensatz zu anderen Zusatzgeräten des Einsatzleitfahrzeugs auch bei abgeschaltetem Fahrzeugmotor. (Das Schütz in Bild 1 ist geöffnet und der Umrichter ausgeschaltet.) Die Verwendung des DC-Kopplungsmodus (Gleichspannungskopplung) des Oszilloskops führt zu einer konstanten Spannung von 13,65 V. Bei laufendem Fahrzeugmotor erhöht sich die Spannung auf 14,5 V, wie in Bild 2 dargestellt. Dies ist plausibel, da die Zweitbatterie im zusätzlichen Bordnetz nun ebenfalls über das Schütz mit der Lichtmaschine des laufenden Motors verbunden ist und der Laderegler typischerweise auf Spannungen zwischen 14,5 und 15 V regelt.



**Bild 2:** Spannungsverlauf am Bordnetz, Fahrzeugmotor an, Oszilloskop in DC-Kopplungsmodus. © 2020 IEEE. Reprinted, with permission, from [1].



**Bild 3:** Spannungsverlauf am Bordnetz, Fahrzeugmotor an, Oszilloskop in AC-Kopplungsmodus. © 2020 IEEE. Reprinted, with permission, from [1].

Weiterhin ist ein überlagertes Rauschen zu beobachten, das durch die Abspaltung des Gleichanteils im AC-Kopplungsmodus (Wechselstromkopplung) des Oszilloskops besser aufgelöst werden kann (vgl. Bild 3). Dieses scheinbare Rauschen ist ein periodisches Signal, welches von einem Subsystem oder einer Komponente verursacht wird. Die Vermutung, dass dieses Rauschen die sporadischen Störungen hervorruft, kann damit aber nicht bestätigt werden, weil bei diesen Messungen keine Störungen der Funkdienste aufgetreten sind.

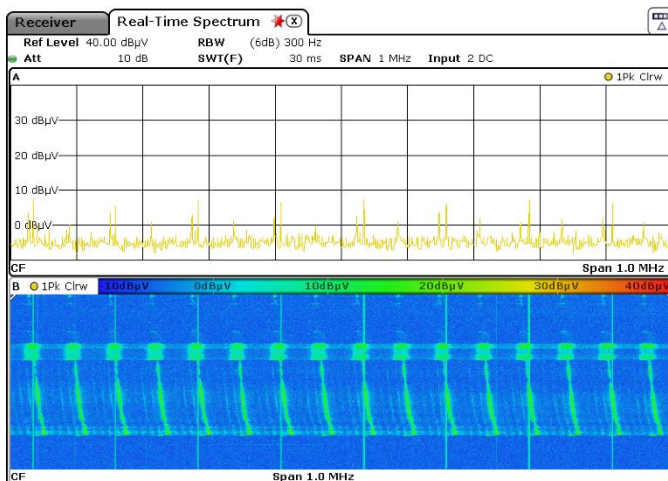
Weiterhin wird das Antennensignal der 4-Meter-Bandantenne mit einem Spektralanalysator im Frequenzbereich von 50 bis 90 MHz gemessen. Da der Kanalabstand der gestörten Sprachübertragung 20 kHz beträgt, sollte eine Auflösungsbandbreite (RBW) von 10 kHz oder 3 kHz verwendet werden, was jedoch Wobbelzeiten von 1 s bzw. 4,5 s bedingt. Folglich wird das Spektrum in Bezug auf die zeitliche Auflösung nicht kontinuierlich gemessen, so dass eine sporadische Störung nicht zuverlässig erfasst werden kann. Selbst eine Erhöhung der Auflösungsbandbreite auf 1 MHz und mit einhergehender Verkürzung der Wobbelzeit bringt keine Verbesserung. Das Hauptergebnis der Messungen im Frequenzbereich ist, dass mögliche Störsignale beobachtet werden, wenn der Fahrzeugmotor im Betrieb ist. Eine akustische Überwachung der Störung mit einem Handfunkgerät zeigt auf, dass der Sprachkanal immer wieder vorübergehend gestört ist. Diese Aussagen liefern ein diffuses Gesamtbild des Problems, obwohl jede Beschreibung für sich betrachtet sinnvoll erscheint.

## 4 Echtzeit-Spektralanalyse

Untersuchungen der Funkstörungen mit konventionellen Zeit- und Frequenzbereichsmessungen zeigen, dass bei eingeschaltetem Motor sowohl im Bordnetz als auch im empfangenen Antennensignal eine Störkomponente feststellbar ist. Da die beobachteten Störeffekte prinzipiell sporadisch auftreten, werden zusätzlich die Echtzeitspektren gemessen, um ein bestimmtes Teilsystem oder Komponente als mögliche verantwortliche Störquelle zu identifizieren bzw. auszuschließen [3]. Eine solche Messung liefert ein Spektrogramm mit einer kontinuierlichen Anzeige des Spektrums über der Zeit (sogenanntes Wasserfalldiagramm), so dass auch sporadische Störsignale zuverlässig erfasst werden können, während herkömmliche Frequenzbereichsmessungen sporadische Signale nur gelegentlich erfassen. Bei allen Echtzeitspektrummessungen dient ein Handfunkgerät als akustisches Überwachungsgerät für die Funkstörungen.

### 4.1 Antennenfußpunktspannung

Bild 4 zeigt ein Echtzeitspektrum des empfangenen Antennensignals im 4-Meter-Band. Die Mittenfrequenz des Spektrums wird auf die Mittenfrequenz des gestörten Sprachkanals eingestellt, wobei der Kanalabstand 20 kHz beträgt. Da während der Messung keine Sprach- und Zustandsnachrichten empfangen werden, treten nur CW-Signale mit einem Frequenzabstand von 125 kHz auf, die vom Funkmeldesystem (FMS) hervorgerufen werden, welches codierte Zustandsnachrichten überträgt. Weiterhin sind driftende Signale mit einem Frequenzabstand von ca. 62 kHz zu beobachten, die durch systematische Abschaltungen mehrerer Teilsysteme als Störsignal durch den Wechselrichter erkannt werden können. Das Echtzeitspektrum zeigt den Einschaltvorgang des Wechselrichters.



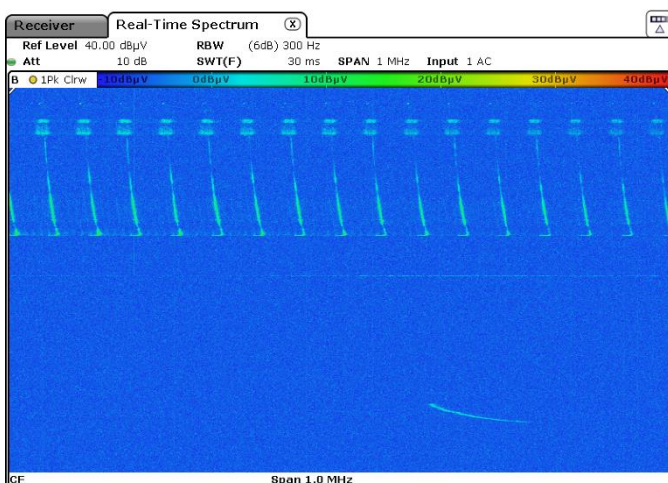
**Bild 4:** Spektrum (oben) und Spektrogramm (unten) des Antennensignals am Eingang des gestörten Funkgeräts im 4-Meter-Band. © 2020 IEEE. Reprinted, with permission, from [1].

Es wird deutlich, dass der Wechselrichter elektromagnetische Störungen verursacht, die hinsichtlich der Frequenz nicht stabil sind und die erheblich driften. Der FM-Funkdienst wird gestört, wenn das driftende Störsignal den Sprachkanal übersteuert. Somit können sowohl das Originalbordnetz als auch der Fahrzeugmotor als Störquellen ausgeschlossen werden. Weiterhin sind auch Intermodulationseffekte mit den CW-Signalen des Funkmeldesystems unplausibel, da der Frequenzabstand des Driftsignals (ca. 62 kHz) mit einem Frequenzabstand von 125 kHz kein ganzzahliges Vielfaches des CW-Signals ist.

Da der Wechselrichter eindeutig als die Störquelle identifiziert wird, besteht die Herausforderung nun darin, den Kopplungsmechanismus (Kopplungspfad) zu identifizieren. Daher werden weitere Echtzeitspektren an verschiedenen Messpunkten gemessen.

## 4.2 Bordnetzanalyse

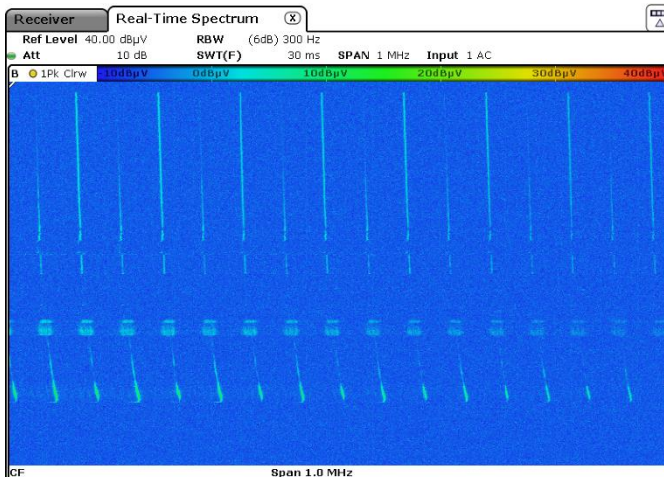
Bild 5 zeigt das Echtzeitspektrum der Versorgungsspannung am 12-V-Bordnetz des gestörten FM-Funkgeräts. Die Driftsignale mit einem Frequenzabstand von ca. 62 kHz



**Bild 5:** Spektrogramm der Versorgungsspannung am 12-V-Bordnetz im 4-Meter-Band. © 2020 IEEE. Reprinted, with permission, from [1].

sind denen in Bild 4 sehr ähnlich, welche bereits als vom Wechselrichter verursachte Störsignale identifiziert sind. Das Aus- und Wiedereinschalten des Wechselrichters bestätigte dies. Eine erste Annahme für einen möglichen Kopplungspfad ist die direkte Kopplung vom Wechselrichter ins FM-Funkgerät über das zusätzliche Gleichstromnetz. Zwei Aspekte widerlegen diese Annahme. Zum einen ist das FM-Funkgerät mit einem integrierten Netzfilter und einem Entkopplungsnetzwerk ausgestattet, so dass eine direkte Einkopplung des Störsignals unterdrückt werden sollte. Darüber hinaus tritt die Störung auch dann auf, wenn das FM-Funkgerät von einer externen 12-V-Batterie gespeist wird, die keine Verbindung zum ursprünglichen Bordnetz bzw. zum zusätzlichen 12-V-Gleichstromnetz hat. Zum anderen wird auch das Handfunkgerät gestört, das als akustisches Überwachungsgerät für die Störeffekte dient. Trotzdem muss das zusätzliche Gleichstromnetz ein wichtiger Bestandteil des Koppelmechanismus sein. Dies führt zu der weiteren Annahme, dass das zusätzliche Gleichstromnetz als parasitärer Strahler dienen könnte, da es eine Antennenstruktur nachbildet. Das zusätzliche Stromversorgungssystem ist im Wesentlichen mit zweiadrigen Kabeln ausgeführt, sodass das beim Auftreten von Gleichtaktströmen feldgeführte Störungen zu erwarten sind.

### 4.3 Gleichtaktströme



**Bild 6:** Spektrogramm des Gleichtaktstroms im 4-Meter-Band gemessen an einem Strang des Bordnetzes. © 2020 IEEE. Reprinted, with permission, from [1].

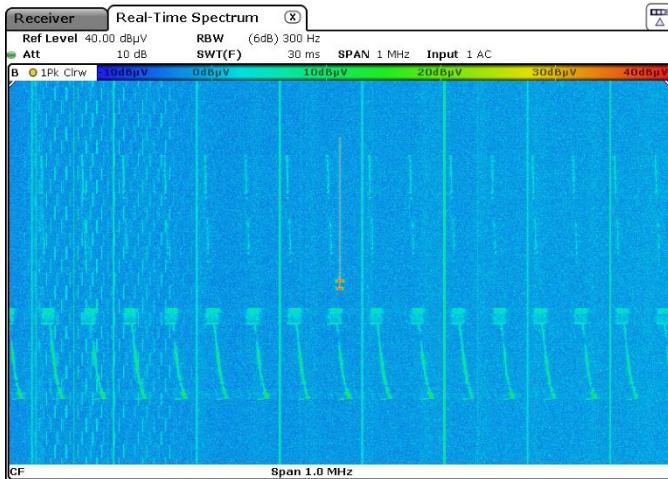
Der Gleichtaktstrom des zusätzlichen Gleichstromnetzes wird ebenfalls untersucht, da unerwünschte oder parasitäre Strahlung angenommen wird und Gleichtaktströme typischerweise für die Strahlungsemissionen verantwortlich sind [4, 5]. Bild 6 zeigt den gemessenen Gleichtaktstrom. Die Driftsignale mit einem Frequenzabstand von ca. 62 kHz sind denjenigen in den Bildern 4 und 5 sehr ähnlich. Diese Driftsignale wurden bereits als vom Wechselrichter hervorgerufene Störsignale identifiziert. Um die Annahme einer parasitären Abstrahlung nachzuweisen, muss geprüft werden ob sich das auf dem Bordnetz gemessene Störspektrum auch außerhalb des unmittelbaren Nahfelds des Fahrzeugs messtechnisch feldgebunden nachweisen lässt.

### 4.4 Feldgeführte Störemissionen

Das Auftreten von Gleichtaktströmen führt zu der Erkenntnis, dass die vom Wechselrichter verursachten leitungsgeführten Störungen vom zusätzlich installierten



Gleichstromnetz abgestrahlt werden müssen. Diese Annahme wird bestätigt, indem das abgestrahlte Feld in einer Entfernung von 10 m gemessen wird, wie im Bild 7 gezeigt. Das Spektrum zeigt auch eine Sprachübertragung (rote Linie in der Mitte des Spektrogramms) sowie die CW-Signale des Funkmeldesystems. Störungen auf FM-Funkdienste können während des Einschaltvorgangs des Wechselrichters festgestellt werden, wenn das driftende Störsignal den Sprachkanal übersteuert. Die abgestrahlten Störungen koppeln direkt in die Empfangsantenne der gestörten Funkgeräte ein. Diese Art der Kupplung wird auch Front-Door-Kopplung genannt [6].



**Bild 7:** Spektrogramm des elektrischen Feldes in 10 m Abstand vom Fahrzeug im 4-Meter-Band.  
© 2020 IEEE. Reprinted, with permission, from [1].

## 5 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wird am Beispiel eines Einsatzleitfahrzeugs der Feuerwehr ein Vorgehen zur strukturierten messtechnischen Störanalyse eines komplexen Systems gezeigt. Es wird verdeutlicht, dass die bewährten Methoden der klassischen Messtechnik – Zeitbereichsmessungen mit einem Oszilloskop am Bordnetz und Frequenzbereichsmessungen mit einem Spektrumanalysator am Antennenfußpunkt – nur bedingt Hilfestellung bei sporadisch auftretenden Störphänomenen liefern. Hingegen ermöglicht eine Echtzeit-Spektralanalyse von verschiedenen Messgrößen, wie der Antennenfußpunktspannung, den Gleichtaktströmen auf den Bordnetz und des abgestrahlten elektrischen Felds in der Nähe des Fahrzeugs, eine schnelle und zuverlässige Identifikation von Störmustern, die zu sporadischen Störeffekten führen. Die Analyse dieser Störmuster führt zur schnellen Identifikation der Störquelle (Wechselrichter) samt Koppelpfad (Abstrahlung über das Bordnetz und die Fahrzeugkarosse) und stellt den Neuheitsgehalt dieses Beitrags dar. Das skizzierte Vorgehen erlaubt in kürzester Zeit eine Aufstellung von Strategien für gezielte Abhilfemaßnahmen bei sporadischen Störeffekten.

## Danksagung

Die Autoren bedanken sich ganz herzlich beim Herrn Jörn Engel und seinen Kollegen von der Berufsfeuerwehr Hannover, sowie bei Felix Burghardt von der Leibniz Universität Hannover für die Unterstützung während der Messkampagne.

## Literatur

- [1] S. Fisahn, S. Koj, H. Garbe: EM Interferences between Power Converters and FM Radio Services on Vehicles of Security Authorities, Proc. 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal and Power Integrity (EMC+SIPI 2018), pp. 427-431, Long Beach, CA, U.S.A., July - August 2018, DOI: 10.1109/EMCSI.2018.8495316
- [2] CISPR 25:2016, Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers
- [3] S. Braun, P. Russer,: Requirements and solutions for emission measurements in time-domain according to international EMC Standards, Symposium on Electromagnetic Compatibility 2012 Asia-Pacific (APEMC), Singapore, Singapore, July, 2012
- [4] S. Fisahn, S. Koj, H. Garbe: Modelling of multi-megawatt wind turbine for EMI and EMS investigations by a topological approach, XXXII International Union of Radio Science General Assembly & Scientific Symposium (URSI 2017 GASS), Montreal, Canada, Aug. 2017
- [5] S. Koj, C. Reschka, S. Fisahn, H. Garbe: Radiated electromagnetic emissions from wind energy conversion systems, 2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI), Washington DC, USA, Aug. 2017
- [6] W. A. Radasky, C. E. Baum, M.W.Wik: Introduction to the special issue on High-Power Electromagnetics (HPEM) and Intentional Electromagnetic Interference (IEMI)", IEEE Transactions on EMC, Vol. 46, Issue 3, Aug. 2004

# Vergleich zwischen drei Störfestigkeitsmessmethoden an KFZ-Unterbaukomponenten

Dr.-Ing. Moawia Al-Hamid, B.Sc. Nitin Aggarwal, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick  
Institut für Medizintechnik, O.-v.-G.-Universität Magdeburg, Deutschland

## 1 Einleitung

Die Störfestigkeit von Kfz-Unterbaukomponenten kann anhand von verschiedenen Messverfahren nach ISO 11452 geprüft werden. Häufig wird die Fernfeldeinkopplung durch Antennen nach [1] über den Kabelbaum der Unterbaukomponente in einer Absorberhalle geprüft. Problematisch sind bei diesem Messverfahren die hohen Kosten für die Anschaffung sowie der Platzbedarf einer Absorberhalle. Alternativ wird für die Prüfung der Störfestigkeit von Kfz-Komponenten gemäß [2] das standardisierte Bulk-Current-Injection (BCI) Messverfahren verwendet, bei der Prüfströme in den Kabelbaum eingekoppelt werden. Das BCI-Messverfahren ist gegenüber der Feldeinkopplung in der Absorberhalle aufgrund der geringeren Beschaffungskosten sowie der Messzeit vorteilhaft. Mit Hilfe dieses Messverfahrens kann der Einfluss von Störungen sowie die Störfestigkeit von Geräten oder Systemen während der Entwicklung schnell und kostengünstig untersucht und bewertet werden [4]. In [5] wurde die Verbesserung der Korrelation zwischen dem BCI- und dem Antennenprüfverfahren für Kfz-Komponenten durch Anpassung von Verstärkerleistung und Position der BCI-Zange diskutiert. In [6] wurden die BCI- und Fernfeldeinkopplungsverfahren verglichen. Das BCI-Messverfahren an Kfz-Komponenten wurde auch mit der kapazitiven Spannungseinkopplung verglichen [7].

Ein zweites Alternativmessverfahren zur Prüfung der Störfestigkeit von Kfz-Komponenten ist der Streifenleiter nach ISO 11452-5 [3]. In [8] wurden die elektrischen Eigenschaften der Streifenleitung und die damit verbundenen Anwendungsgrenzen ermittelt. Die Gleich- und Gegentaktanregung von Kabeln wurde mit der Stripline-Methode und im Absorberraum untersucht und verglichen [9]. Durch die breitbandigen Frequenzbereiche sowie die komplexe Geometrie der Kfz-Komponenten und der zugehörigen Kabelbäume kann die Zuverlässigkeit und Reproduzierbarkeit dieser Prüfverfahren nicht immer sichergestellt werden.

In diesem Beitrag werden die Herausforderungen an die Komplexität und den Aufwand der Kfz-Komponentenmessverfahren betrachtet. Außerdem wird die benötigte Vorwärtsleistung bei den Störfestigkeitstests diskutiert. Folgende Messverfahren wurden betrachtet: Feldeinkopplung in der Absorberhalle der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, BCI-Messverfahren und Streifenleiter.

## 2 Untersuchung eines realen Objektes (Autoradio)

Ein gebrauchtes Autoradio mit dem dazugehörigen Kabelbaum wurde als Prüfling hergenommen. An dem Autoradio wurde der Strom an der Geräteschnittstelle mit Hilfe einer Stromzange bei allen benannten Messverfahren gemessen.

## 2.1 Fernfeldeinkopplung

In [1] wird der Messaufbau und das Verfahren zur Prüfung der Störfestigkeit von elektrischen/elektronischen Unterbaugruppen gegen elektromagnetische Strahlung beschrieben (siehe Abb. 1).

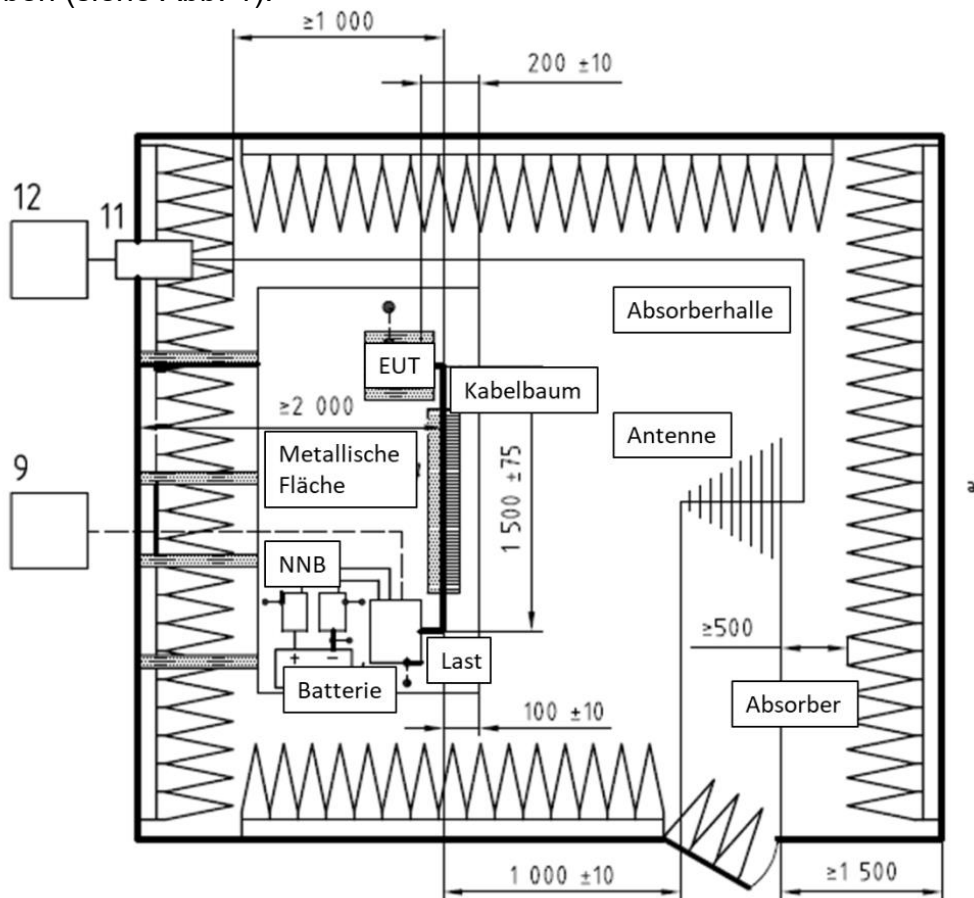
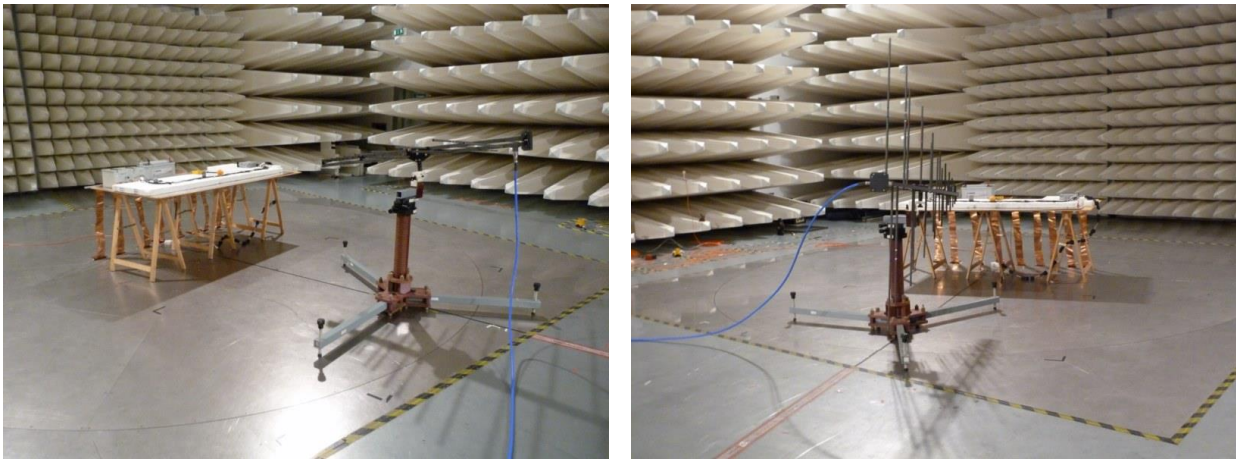


Abb. 1: Messaufbau für die Störfestigkeit nach [1]

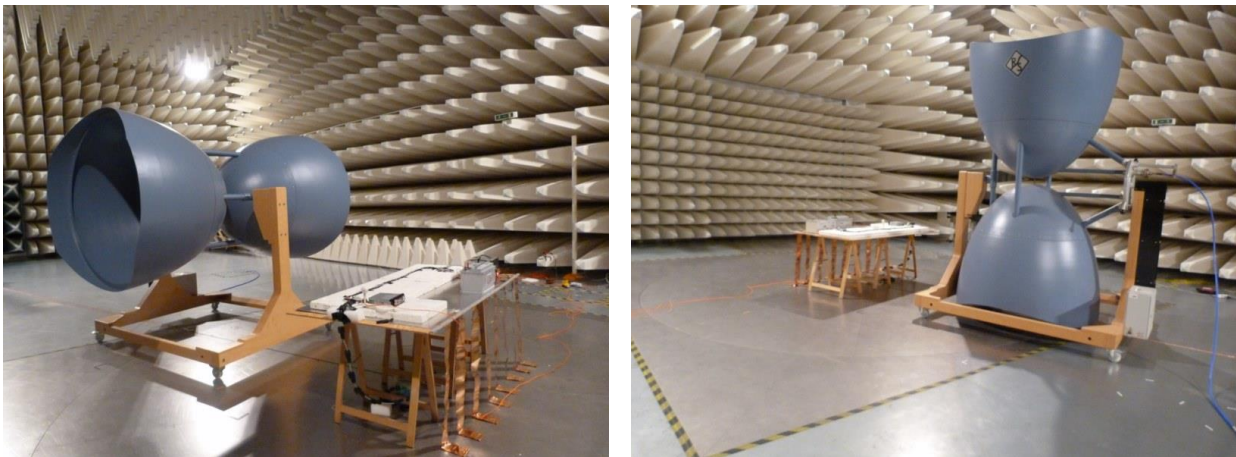
Gemäß [1] soll der Prüfling auf eine metallische Grundplatte (min. 1 m × 2 m) in einer Höhe von  $900\pm 100$  mm über dem Boden installiert werden. Diese Platte soll mit der Bodenplatte verbunden werden. Die Stromversorgungskabel des Prüflings sollen über Netznachbildungen an die Stromversorgung angeschlossen werden. Die Länge des Kabelbaums des Prüflings soll parallel zur Vorderkante der Grundplatte  $1500\pm 75$  mm betragen. Die Gesamtlänge des Verbindungskabels zwischen dem Prüfling und dem Lastsimulator darf 2000 mm nicht überschreiten. Der Abstand zwischen Kabelbaum und Antenne muss  $1000\pm 10$  mm betragen.

Das Autoradio wurde auf einer geerdeten Bezugsplatte platziert und durch eine Autobatterie über zwei Kfz-Netznachbildungen versorgt. Der Prüfling wurde mit Hilfe von zwei Antennen und passenden Verstärkern von 20 MHz bis 1 GHz mit einem Prüflevel von 100 V/m (Testlevel IV) in der 10 m-Absorberhalle der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg bestrahlt. Die Antennen-höhe betrug 110 mm. Für den Frequenzbereich 20 MHz – 100 MHz wurde die Antenne R&S HK5000 und der Verstärker BTA0122-3000 der Firma Bonn Elektronik und für den Frequenzbereich 100 MHz – 1 GHz die Antenne AR AT1080 und der Verstärker AR 1000W1000E verwendet. Das Feld wurde in der Ebene, in der sich der Kabelbaum befindet, kalibriert. Der Strom an der Schnittstelle des Autoradios wurde mit der Stromsonde FCC F-2000 gemessen. Die Stromsonde war mit Hilfe eines dämpfungsarmen Kabels mit dem Empfänger im Messraum verbunden.

Dieses Kabel wurde mit 12 Klappferriten für unterschiedliche Frequenzbereiche entkoppelt. Abb. 2 und Abb. 3 zeigen den Messaufbau für die Prüfung der Störfestigkeit des Autoradios gegen elektromagnetische Felder in horizontaler und vertikaler Polarisation für die beiden Frequenzbereiche.



**Abb. 2:** Messaufbau für die Störfestigkeit des Autoradios nach [1], Frequenzbereich 100 MHz – 1 GHz

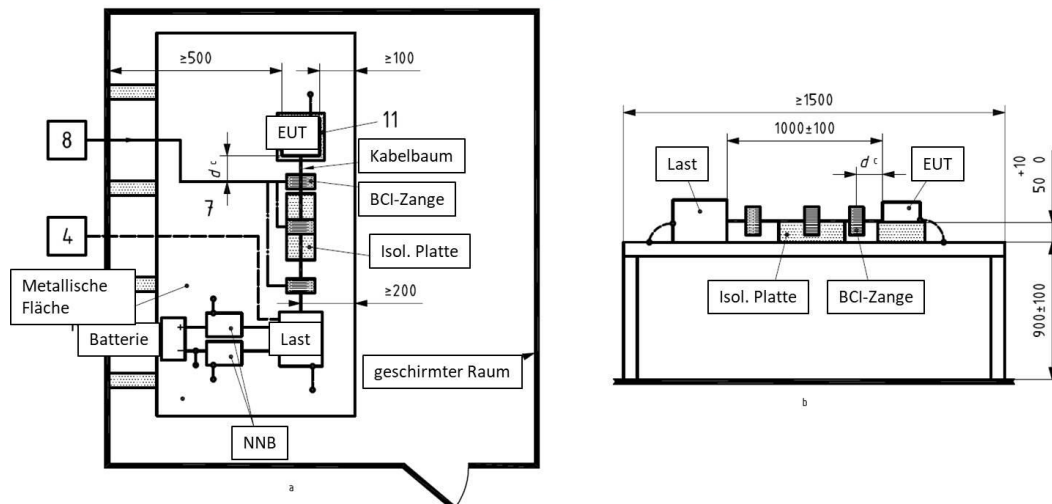


**Abb. 3:** Messaufbau für die Störfestigkeit des Autoradios nach [1], Frequenzbereich 20 MHz – 100 MHz

## 2.2 BCI-Messverfahren

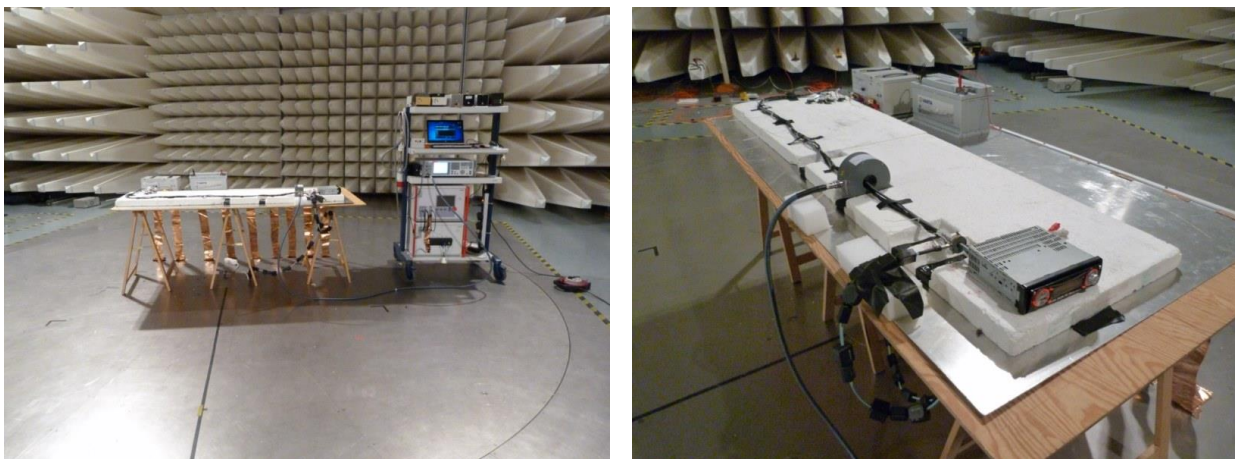
Das BCI-Messverfahren wird häufig verwendet, um die Störfestigkeit elektrischer/elektronischer Systeme gegenüber externen Störungen zu überprüfen. Die Norm ISO 11452-4 [2] legt das BCI-Messverfahren zum Prüfen der Störfestigkeit von Unterbaugruppen in der Automobilindustrie fest. In Abb. 4 ist ein allgemeiner Messaufbau schematisch dargestellt. Gemäß der Norm basiert die BCI-Testmethode auf der Einspeisung hochfrequenter Ströme in den Kabelbaum mit Hilfe einer Koppelzange. Immunitätstests werden durchgeführt, indem der Pegel und die Frequenz des eingespeisten Testsignals variiert werden, auf die das zu testende Gerät mit einer Fehlfunktion reagiert.

Gemäß [2] soll die Mindestgröße der Grundplatte 1000 mm × 1500 mm betragen und in einer Höhe von 900±100 mm über dem Boden positioniert werden. Der Prüfling ist auf einem nichtleitenden Material 50±5 mm über der Grundebene anzuordnen. Die Injektionszange ist in den Abständen 150 mm, 450 mm und 750 mm vom Anschluss des Prüflings anzubringen.



**Abb. 4:** Messaufbau für das BCI-Messverfahren nach [2]

Abb. 5 zeigt den Messaufbau für das BCI-Verfahren am Prüfling Autoradio. Die Stromzange FCC F-140 wurde für die Einspeisung und die Sonde FCC F-2000 für die Strommessung an der Geräteschnittstelle verwendet. Die Einspeisezange wurde mit dem Generator NSG 4070 der Firma Teseq über ein dämpfungsarmes Kabel verbunden. Es wurde der Prüflevel III im Frequenzbereich von 1 MHz – 400 MHz verwendet.



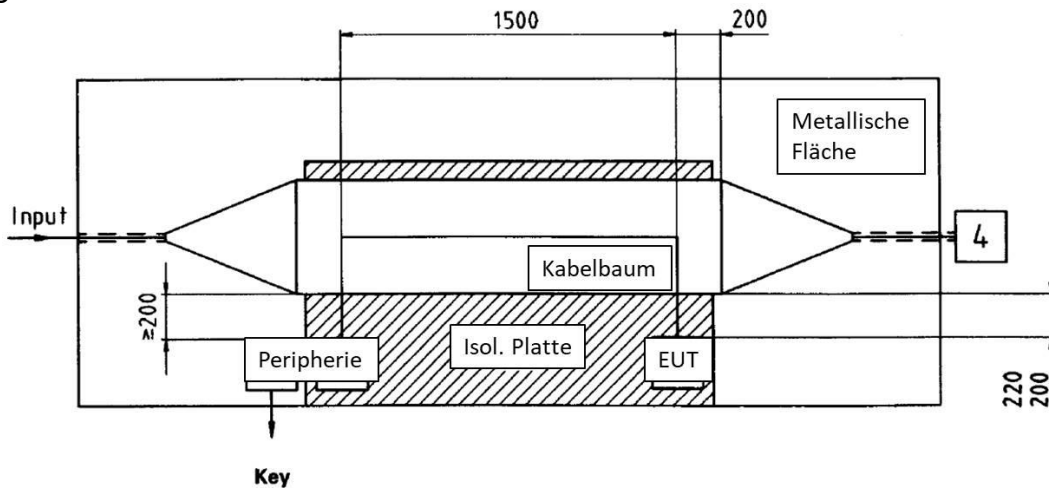
**Abb. 5:** Messaufbau für BCI auf den Kabelbaum des Autoradios nach [2]

### 2.3 Streifenleiter-Messverfahren

Der Streifenleiter bietet die Möglichkeit, Störfestigkeits- und Störaussendungsmessungen durchzuführen. Diese Methode wird in der EMV hauptsächlich im Kfz-Bereich angewendet. Der Aufbau eines Streifenleiters basiert auf den geometrischen Maßen der Leiterstruktur. Abhängig von der Wellenimpedanz des Leiters stehen die Höhe und die Breite des Septums in einem bestimmten Verhältnis. Im Prüfvolumen kann davon ausgegangen werden, dass die Feldstärke über einen gewissen Frequenzbereich homogen ist. Abb. 6 zeigt den Messaufbau für das Streifenleiter-Messverfahren nach der Norm ISO 11452-5 [3].

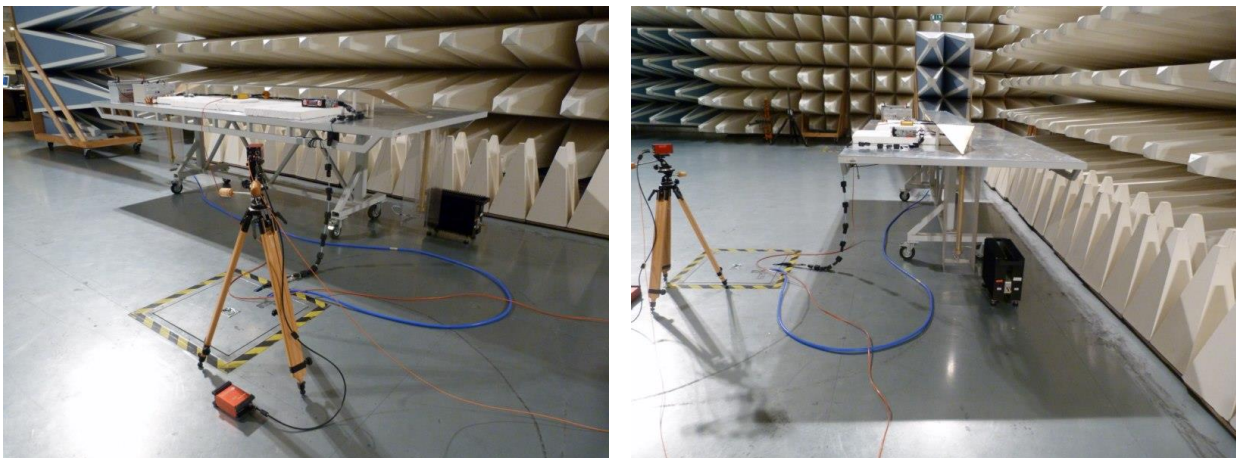
Zur Prüfung der Störfestigkeit des Autoradios wurde der Streifenleiter in der Absorberhalle der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg verwendet. Der Tisch besteht im Wesentlichen aus einer leitenden Grundplatte (Massefläche), dem Septum und zwei

inhomogenen Koaxialleitern, die zur Anpassung der Wellenimpedanzen der zwei Systeme dienen. Die Messgeräte basieren auf einer Wellenimpedanz von  $50 \Omega$ . Der Streifenleiter hingegen hat eine Wellenimpedanz von  $90 \Omega$ , was gewisse Vorteile für die Feldeigenschaften bewirkt.



**Abb. 6:** Messaufbau für das Streifenleiter-Messverfahren nach [3]

Der Verstärker BTA0122-3000 für den Frequenzbereich  $1 \text{ MHz} - 100 \text{ MHz}$  und der Verstärker AR 1000W1000E für den Frequenzbereich  $100 \text{ MHz} - 1 \text{ GHz}$  sowie der Signalgenerator R&S SMB100A und die Feldsonde Narda EMC300 wurden verwendet. Der Kabelbaum wurde im Frequenzbereich von  $1 \text{ MHz} - 1 \text{ GHz}$  mit  $200 \text{ V/m}$  und  $400 \text{ V/m}$  beaufschlagt.



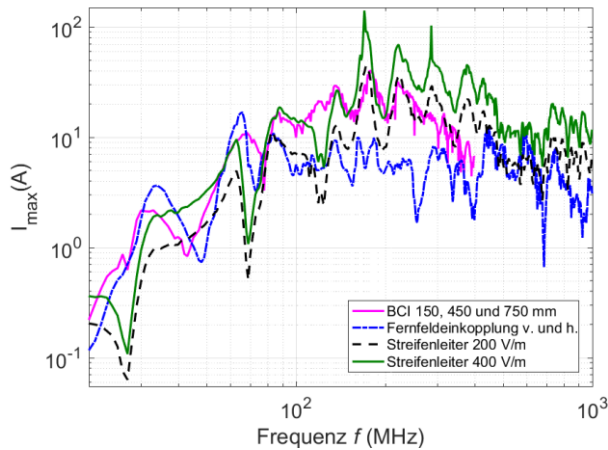
**Abb. 7:** Messaufbau für das Streifenleiter-Messverfahren des Autoradios nach [3]

## 2.4 Vergleich der Messergebnisse

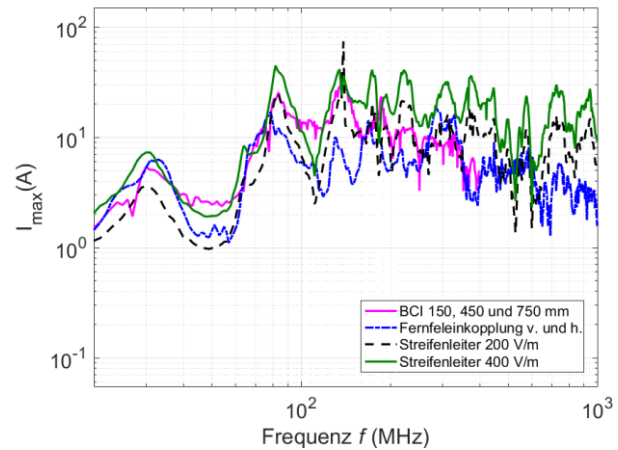
Um die drei vorgestellten Messverfahren miteinander zu vergleichen, wurde der Strom an derselben Stelle der Radio-Schnittstelle für die benannten Frequenzbereiche, gemessen mit Hilfe der gleichen Geräte und Einstellungen, bewertet. Es wurde einmal über alle Leitungen gemessen und zusätzlich über alle Signalleitungen ohne die Stromversorgungsleitungen. Abb. 8 und Abb. 9 zeigen den gemessenen Strom bei den drei Messverfahren für den Frequenzbereich von  $20 \text{ MHz} - 1 \text{ GHz}$  (Ausnahme: BCI-Verfahren bis  $400 \text{ MHz}$ ). Die rosafarbene Linie stellt das Maximum des Stromes von allen 3 Positionen der Einspeisezange dar. Die blaue Kurve zeigt den maximalen Strom aus der vertikalen und horizontalen Polarisierung der Sendeantenne. Den Diagrammen ist zu

entnehmen, dass beim Streifenleitertest fast im gesamten Frequenzbereich die höchste Stromamplitude an der Geräteschnittstelle auftritt. Für 400 V/m Feldstärkepegel ist im höheren Frequenzbereich die Stromstärke doppelt so hoch wie für 200 V/m. Die Kabelbaumresonanzen sind bei allen Verfahren deutlich erkennbar.

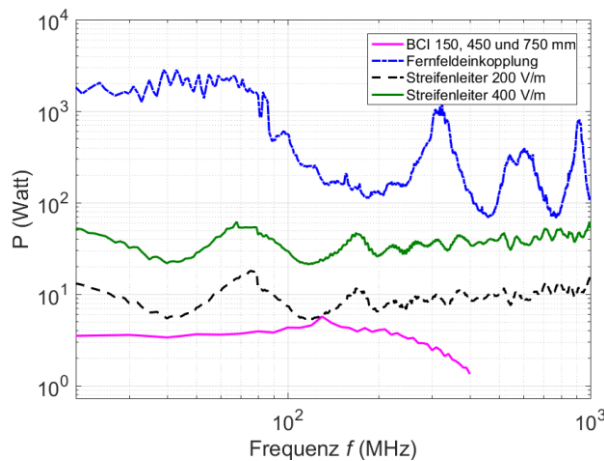
Bei allen drei Verfahren wurde auch die notwendige Wirkleistung am Ausgang des Verstärkers für den jeweiligen Prüfschärfegrad gemessen. Es wurde festgestellt, dass die benötigte Wirkleistung für die Feldeinkopplung bis zu 150 mal höher ist als für den Streifenleiter. Beim BCI-Verfahren muss bis zu 14 mal weniger Leistung als für den Streifenleiter aufgewendet werden, um eine ähnliche Stromamplitude zu erreichen (siehe Abb. 10).



**Abb. 8:** Gemessener Strom an der Geräteschnittstelle des Radios, gesamter Kabelbaum



**Abb. 9:** Gemessener Strom an der Geräteschnittstelle des Radios, nur Signalleitungen



**Abb. 10:** Notwendige Leistung für den jeweiligen Prüfschärfegrad der drei Messverfahren

Vergleicht man die gemessenen Stromstärken von allen drei Verfahren sowie die dafür benötigte Leistung, wird ersichtlich, dass der Prüfling im Streifenleiter am stärksten gestresst wird, und dabei weniger als 60 W Wirkleistung benötigt wird. Dieses Verfahren stellt sich als geeignetes Verfahren für den betrachteten Frequenzbereich heraus, besonders in der Entwicklungsphase der Geräte oder Systeme. Trotzdem verzichten Autohersteller in ihren Werksnormen auf dieses Messverfahren oder geben es als alternatives Messverfahren an.

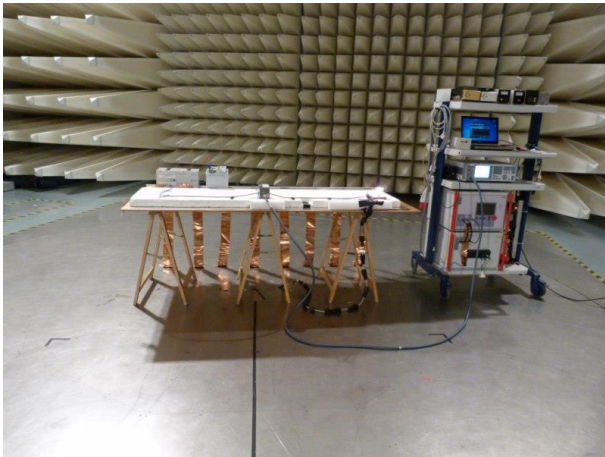
Vergleicht man die Stromverläufe in Abb. 8 und Abb. 9, stellt man fest, dass sie abhängig von den Leitungen sind, die die Strommesszange umschloss. Man kann vermuten, dass



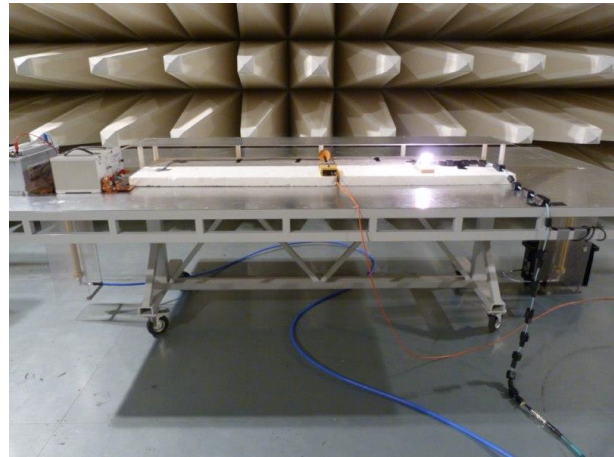
die Stromverläufe nur für diesen Prüfling (Autoradio) gelten und nicht verallgemeinert werden können. Aus diesem Grund wurde zusätzlich ein einfacher passiver Prüfling in Form einer 50 W Leuchte untersucht. Die Zuleitung der Leuchte hatte die gleiche Länge wie der Kabelstrang am Autoradio.

### 3 Untersuchung eines passiven Prüflings (Leuchte)

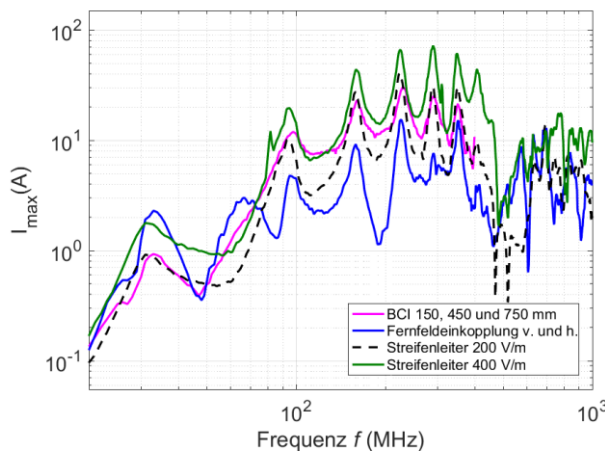
Für eine deutlichere Bewertung der Messergebnisse wurde der Strom an der Leuchte bei allen betrachteten Verfahren gemessen. Dargestellt sind nur die Messaufbauten für das BCI- und das Streifenleiterverfahren (siehe Abb. 11 und 12).



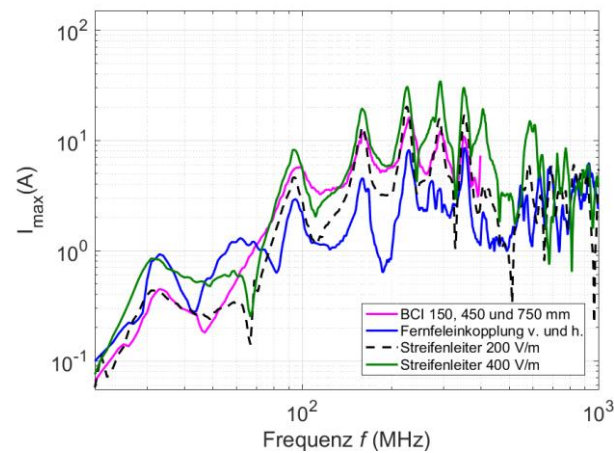
**Abb. 11:** Messaufbau für das BCI-Messverfahren mit der Leuchte nach [2]



**Abb. 12:** Messaufbau für das Streifenleiter-Messverfahren mit der Leuchte nach [3]



**Abb. 13:** Gemessener Strom an der Leuchte, Leitungen „Plus“ & „Minus“



**Abb. 14:** Gemessener Strom an der Leuchte, Leitung „Plus“

Gemessen wurde der Strom einmal auf Plus- und Minusleitung zusammen und einmal nur auf der Plusleitung (siehe Abb. 13 und 14). Die Stromverläufe inklusive der Resonanzen sind ähnlich denen für das Autoradio. Die Amplituden sind etwas niedriger, da die Impedanz der Leuchte höher ist als die Impedanz der Schnittstelleneingänge am Autoradio.

## 4 Zusammenfassung

Die Störfestigkeit eines realen Objektes „Autoradio“ wurde anhand von drei Messverfahren (Fernfeldeinkopplung, BCI und Streifenleiter) geprüft. Der Strom an der Geräteschnittstelle wurde ermittelt. Es wurde festgestellt, dass bei der Einkopplung über den Streifenleiter fast im gesamten Frequenzbereich die höchste Stromamplitude an der Geräteschnittstelle auftritt, während für einen Großteil des Frequenzbereiches die niedrigste Stromstärke bei der Fernfeldeinkopplung registriert wurde. Trotzdem ist die benötigte Leistung dafür bis zu 150 mal höher als für den Streifenleiter. Die benötigte Leistung für das BCI-Verfahren ist bis zu 14 mal geringer als für den Streifenleiter für eine vergleichbare Stromamplitude. Es wird deutlich, dass das Streifenleiter-Verfahren die härtere Prüfung für ein Gerät darstellt, wobei eine Leistung von weniger als 60 W für 400 V/m benötigt wird. Dieses Verfahren ist damit ein geeignetes Messverfahren für Kfz.

Um die Abhängigkeit der Stromamplitude von der Eingangsimpedanz des Prüflings zu ermitteln, wurde zusätzlich ein einfacher passiver Prüfling (ohm'sche Last) untersucht. Es wurden die 3 genannten Verfahren mit den gleichen Leistungspegeln angewandt. Dabei zeigte sich, dass der gemessene Stromstärkepegel für BCI- und Streifenleiter-Verfahren in der gleichen Größenordnung liegt. Abweichend ist auch hier der niedrige Pegel bei der Feldeinkopplung.

## 5 Literatur

- [1] ISO 11452-2: Straßenfahrzeuge - Elektrische Störungen durch schmalbandige gestrahlte elektromagnetische Energie - Prüfverfahren für Komponenten - Teil 2: Absorberraum
- [2] ISO 11452-4: Straßenfahrzeuge - Komponentenprüfungen, Methoden für die Bestimmung elektrischer Störungen durch kurzweilige elektromagnetische Energieabstrahlungen - Teil 4: Methode zur Anregung des Kabelbaumes
- [3] ISO 11452-5: Straßenfahrzeuge - Komponentenprüfverfahren für elektrische Störungen durch schmalbandige gestrahlte elektromagnetische Energie - Teil 5: Streifenleitung
- [4] S. Pignari und F. G. Canavaro, „On the equivalence between radiation and injection in BCI testing“, IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat., Mai 1997, S. 179-182
- [5] S. Razavi, S. Miropolsky und S. Frei, „Verbesserung der Korrelation zwischen dem BCI- und dem Antennenprüfverfahren für Kfz-Komponenten durch Anpassung von Verstärkerleistung und Position der BCI-Zange“, EMV-Konferenz Düsseldorf, März 2014
- [6] 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, August 2008, S. 524-535
- [7] J.-R. K. Kuvedu-Libla, Testmethoden und ihre Komplexität in der Kraftfahrzeugs-technik“, EMV-Konferenz Düsseldorf, Februar 2012
- [8] M. Al-Hamid, R. Vick, M. Krüger, P. Wollmann, „Application Limits of a Stripline for Immunity Tests on Road Vehicle components“, EMC Europe Dresden, August 2015
- [9] P. Reiser, „Untersuchung der Common-Mode und Differential-Mode Abstrahlung von Kabeln mit der Stripline-Methode und im Absorberraum“, EMV-Konferenz Düsseldorf, Februar 2016

# **Einflussparameter und Grenzen der Gleichtaktauslöschung im gegenphasigen Inverterbetrieb**

M. Sc. Jonas Bertelmann, Universität Stuttgart, IEH  
Dipl.-Ing. Michael Beltle, Universität Stuttgart, IEH  
Prof. Dr.-Ing Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart, IEH  
Dipl.-Ing. Roland Eidher, Robert Bosch GmbH, Automotive Electronics

## **1 Einleitung**

Aufgrund der zunehmenden Elektrifizierung verschiedener Komponenten, wie beispielsweise der Lenkung im Automobilbereich, muss in der Entwicklung ein wesentlich größerer Aufwand betrieben werden, um einen störungsfreien, EMV-gerechten Betrieb gewährleisten zu können. Insbesondere bei taktender Leistungselektronik ist mit erheblichen breitbandigen Störemissionen zu rechnen. Im klassischen EMV-Ansatz werden Emissionen mithilfe passiver Filter auf ein Grenzwert konformes Maß reduziert. Als mögliche Alternative wird in [1] eine neue Methode vorgestellt, bei der in mehrphasigen, redundant aufgebauten Invertern mithilfe einer geeigneten Ansteuerung der MOSFETs und einem optimierten, symmetrischen Schaltungsdesign eine Gleichtaktauslöschung ohne passive Filter und damit ohne zusätzlichen Bauteilaufwand erreicht werden kann. Eine Reduzierung der Gleichtaktstörungen von bis zu 40 dB bis in den Frequenzbereich der Mittelwelle ist damit möglich.

In diesem Beitrag werden darauf aufbauend die kritischen Einflussparameter bewertet und die Grenzen der Methode aufgezeigt. Anhand einer Sensitivitätsbetrachtung wird evaluiert, welche Parameter durch geeignete Verfahren kompensiert werden können und welche beim Hardwarelayout des Inverters zwingend zu beachten sind. Zu nennen sind hier beispielsweise die Designanforderungen bzgl. des symmetrischen Aufbaus.

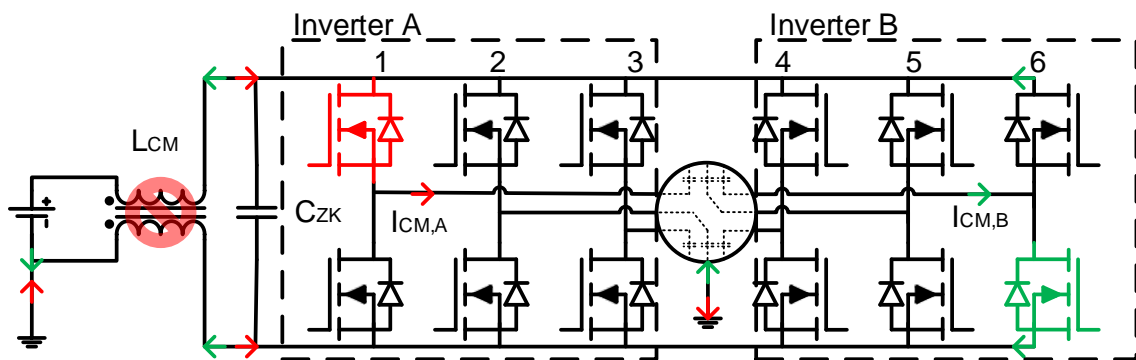
### **1.1 Prinzip des gegenphasigen Inverterbetriebs**

Prinzipbedingt kann das Verfahren des gegenphasigen Taktens nur angewendet werden, wenn zwei Halbleiter zeitgleich angesteuert werden können: Jeweils ein Ventil auf der Highside und der Lowside. Innerhalb eines dreiphasigen Systems ist das aus Betriebsgründen nicht möglich. Im spezifischen Fall des Lenksystems wird aus Sicherheitsgründen jedoch ein redundant ausgelegtes, zweites dreiphasiges System (bestehend aus zweitem Inverter und einer sechsphasiger Maschine) notwendig, das sich dazu eignet.

Im Ersatzschaltbild (ESB) in Bild 1 ist das sechsphasige System, bestehend aus den zwei Invertern A und B sowie der Stator schematisch dargestellt. Es sind nur die parasitären Kapazitäten der Statorwicklungen berücksichtigt, da diese für den Gleichtaktpfad die relevanten Komponenten darstellen: Jeder Schaltvorgang der MOSFETs verursacht eine transiente Spannungsänderung  $du/dt$  auf den Phasen-Abgängen des Inverters und somit auch auf den Statorwicklungen der Drehstrommaschine. Innerhalb des Motors bilden die Kupferwicklungen eine parasitäre Kapazität zum Motorgehäuse aus. Dieses ist galvanisch mit der Fahrzeugkarosserie verbunden. Durch die Spannungsänderungen

über der Kapazität entstehen transiente Stromimpulse mit steilen Flanken, die sich als Gleichtaktstrom über der Fahrzeugkarosserie ausbreitet und sich über die Batterie wieder schließen.

Der rot markierte Highside MOSFET erzeugt durch die Spannungsänderung über der parasitären Kapazität einen Störstrom. Dieser ist im Ersatzschaltbild als  $I_{CM,A}$  rot gekennzeichnet. Wird nun zeitgleich ein zweiter MOSFET (grün markierter Lowside MOSFET in Bild 1) geschaltet, kommt es auf dieser Phase ebenfalls zu einer Spannungsänderung über der parasitären Kapazität. Ist der Gleichtaktpfad ideal symmetrisch aufgebaut und gibt es zwischen den Halbleitern keine Varianz, so ergibt sich daraus ein der Amplitude nach gleicher, aber um  $180^\circ$  phasenverschobener Gleichtaktstrom.



**Bild 1:** Sechsheinisches System mit gegenphasigem Takten und der resultierenden Gleichtaktüberlagerung auf den DC Kabeln und der Karosserie

Bei Betrachtung des EMV-optimierten Betriebsbereichs kann festgehalten werden, dass in den Halbbrücken 4-6 des Inverters alle Schaltvorgänge, Stromrichtungen und Phasenspannungen exakt konträr zu den Halbbrücken 1-3 sind. In der Praxis ist die theoretisch erreichbare vollständige Auslöschung der Gleichtaktstörung auf der Fahrzeugkarosserie und den DC Kabeln aufgrund von unvermeidbaren Designunterschieden im Gleichtaktpfad und Bauteilstreuungen nicht möglich. Im Folgenden wird daher betrachtet, welche wesentlichen Parameter die Störunterdrückung begrenzen.

## 2 Untersuchung von Einflussparametern und Grenzen der Methodik

Zur Untersuchung der Parameter werden unterschiedliche Methoden angewandt. Mithilfe einer SPICE-basierten Schaltungssimulation werden große Parameterstudien durchgeführt und daraus eine Worst-Case Abschätzung abgeleitet. Zur Validierung der Simulationsergebnisse steht ein Messaufbau (Bild 2) in Anlehnung an den CISPR 25 [2] Komponententest zur Verfügung, der das redundante System aus Bild 1 inkl. eines realen sechsheinisigen Motors eines Lenkantriebs abbildet. Aufgrund der hohen Modularität des Prüfstandes können hier sämtliche Parameter variiert und die Auswirkung auf die Emission des Inverters aufgezeigt werden.



**Bild 2:** Komponententest nach CISPR 25 zur Beurteilung der Emission des Inverters

Die Ansteuerung des eigens entwickelten sechsphasigen Inverters erfolgt über ein ebenfalls selbst entwickeltes Field Programmable Gate Array (FPGA) System zur Generierung der Pulsweitenmodulation (PWM). Durch dieses lässt sich jeder Ansteuerkanal einzeln parametrieren. Die Übertragung der PWM Signale von der Steuerung zur Inverterplatine erfolgt galvanisch getrennt über Lichtwellenleiter, sodass externe Störeinkopplungen vermieden werden. Das FPGA System arbeitet mit einem Taktzyklus von 125 MHz; die Schaltflanken lassen sich mit einer Auflösung von 8 ns anpassen.

## 2.1 Quellen für Asymmetrien in der Ansteuerkette

Eine Abweichung des Schaltzeitpunktes von der idealen Auslegung um wenige Nanosekunden hat zur Folge, dass die auszulöschenden Flanken nicht exakt 180° phasenverschoben sind und die Minimierung der Gleichtaktstörung reduziert wird. Die zu betrachtenden Delays liegen in der gesamten Ansteuerkette vom FPGA (Generierung der PWM) bis zum Halbleiter (Bild 3). Untersucht werden hier nicht die absoluten Laufzeiten, sondern die zeitlichen Differenzen zwischen den einzelnen Kanälen, insbesondere denen, die für die EMV-Optimierung gegenphasig betrieben werden.

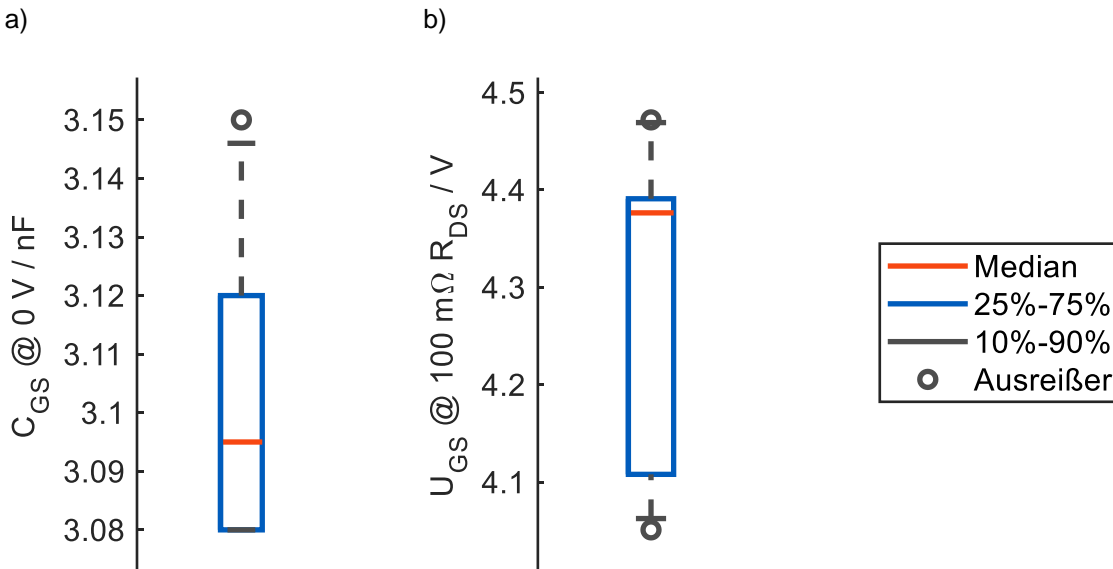


**Bild 3:** Blockschaltbild einer Ansteuerkette für einen Leistungstransistor

Bei der Systemanalyse zeigt sich, dass der FPGA (Xilinx Spartan 6) die PWM noch zeitsynchronisiert ohne Abweichungen ausgibt. Die Varianz der Laufzeiten ergibt sich erst in den nachgeschalteten Komponenten und aus möglichen Signallaufzeiten auf der Leiterplatte. Die Signalausbreitungsgeschwindigkeit beläuft sich bei mit Kupfer beschichteten Platinen auf etwa 5 ns/m. Da das Routing keine signifikanten Längenunterschiede beinhaltet, kann dieser Faktor vernachlässigt werden. Bei Gate Treibern hingegen sind große Varianzen zu erwarten. Im Messaufbau wird der MIC4420 von Microchip eingesetzt, der laut Datenblatt eine Delay Time mit einer Streuung von 18-75 ns aufweist. Auch die im Versuchsaufbau eingesetzten LED Treiber der Lichtwellenleiter weisen eine große Streuung auf (circa 40 ns), werden aber in Serienanwendungen nicht eingesetzt. Für die im Folgenden durchgeführte Laufzeit-Kalibrierung ist die Ursache unbedeutend, da alle Delays im Gesamten beurteilt werden.

## 2.2 Statistische Ermittlung der Streuung von MOSFET Parameter

Zur Abschätzung der Halbleiter-Streuung werden insgesamt 10 baugleiche MOSFETs aus unterschiedlichen Chargen charakterisiert. Statistisch betrachtet werden hierbei bspw. die Streuung der Eingangsimpedanzen und das aktive Schaltverhalten unter induktiver Last im Doppelpulsversuch [4]. Somit können Varianzen der Gate-Source Kapazität und der Thresholdspannung ermittelt werden. In Bild 4a sind die Ergebnisse für die Gate-Source Kapazität der 10 MOSFETs aufgetragen. Die Streuung fällt gering aus und liegt bei 50% der Halbleiter unter 1% vom Mittel. Bild 4b zeigt die statistische Auswertung für die Thresholdspannung. Die 10 vermessenen MOSFETs variieren hier um fast 500 mV und das unabhängig von der Charge.



**Bild 4:** Statistische Auswertung der 10 MOSFETs hinsichtlich a) Gate-Source Kapazität und b) Thresholdspannung

Unter Zuhilfenahme der RC Ladefunktion (1) lassen sich aus den gewonnenen Parametern die Schaltzeitunterschiede zwischen zwei MOSFETs berechnen. Mit Gleichung (2) für unterschiedliche Thresholdspannungen und Gleichung (3) für die Varianz im RC aus Gate-Vorwiderstand und Gate-Source Kapazität. Unter Annahme realistischer Betriebszustände (15 V Treiberspannung, 4 V Thresholdspannung, 100  $\Omega$  Gate-Vorwiderstand) ergeben sich so Delays um 2 ns für die Varianz der Gate Kapazität und 12 ns für die Thresholdspannung.

$$U(t) = \hat{U} * (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (1)$$

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \ln\left(\frac{U_{Gate-Treiber} - u_{Gate-Source}(t_1)}{U_{Gate-Treiber} - u_{Gate-Source}(t_2)}\right) * RC \quad (2)$$

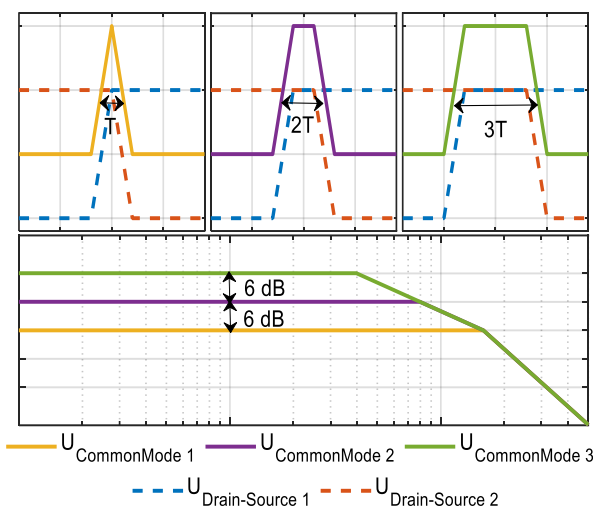
$$\Delta t = t_2 - t_1 = \ln\left(\frac{U_{Gate-Treiber} - u_{Gate-Source}(t)}{U_{Gate-Treiber}}\right) * (R_2 C_2 - R_1 C_1) \quad (3)$$

## 2.3 Auswirkung von zeitlichem Delay auf das Emissionsspektrum

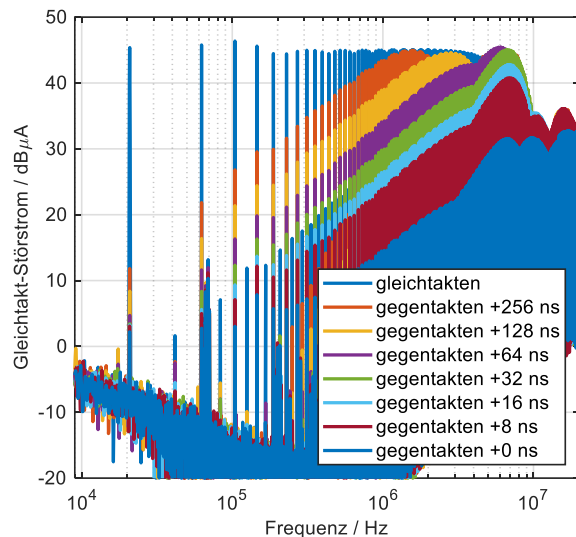
Welche Auswirkungen die zeitlichen Delays zwischen den Ansteuerkreisen auf das Emissionsspektrum im gegenphasigen Inverterbetrieb haben, zeigt Bild 5 auf Basis einer analytischen Berechnung der Fourier-Transformierten und Bild 6 für eine Messung am Prüfaufbau. Bei der analytischen Berechnung werden zwei Schaltflanken angenommen die nicht exakt 180° phasenverschoben sind, sondern ein Delay von  $T$ ,  $2T$  bzw.  $4T$  aufweisen. Die resultierende Gleichtaktstörung ist in gelb, lila und grün dargestellt; sowohl im Zeit- wie auch im Frequenzbereich. Eine Verdopplung des Delays hat eine Emissionserhöhung um 6 dB zur Folge, aber auch eine reduzierte 3 dB Eckfrequenz.

Die gezeigten Einhüllenden im Frequenzbereich lassen sich mithilfe der Anstiegszeit  $\tau$ , der Pulsbreite  $T$  und der Pulsamplitude  $\hat{U}$  beschreiben [5]:

$$X(f) = 2 * \hat{U} * T * si(\pi * f * T) * si(\pi * f * \tau) \quad (4)$$



**Bild 5:** Analytische Berechnung des Störsppektrums bei unterschiedlicher zeitlicher Verzögerung des gegenphasigen Systems (Inverter B)



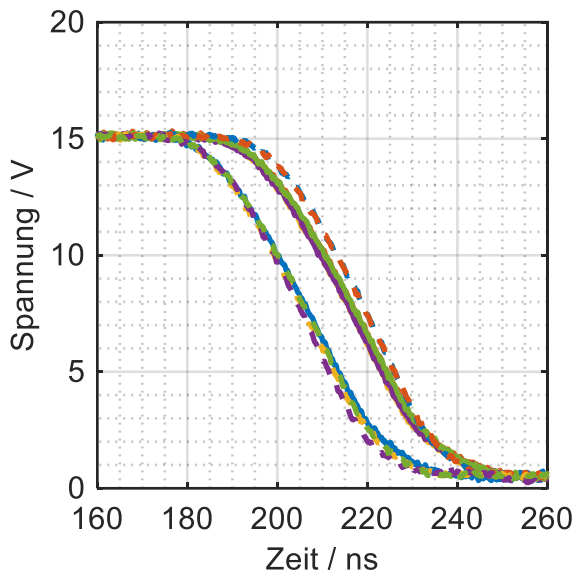
**Bild 6:** Messung der Inverter-Emission bei unterschiedlicher zeitlicher Verzögerung des gegenphasigen Systems (Inverter B)

Für kleine Frequenzen ergibt sich aus der Fourieranalyse eine lineare Abhängigkeit zwischen der Pulsbreite und dem Amplitudenspektrum. Ist der zeitliche Abstand zwischen den Störsignalen größer, ergibt sich somit folgerichtig ein höheres Amplitudenspektrum. Die Messungen mit dem Testinverter zeigen gleiche Ergebnisse. Aufgezeigt in Bild 6 sind die Kurven im Gegenphasigen-Inverterbetrieb mit der jeweiligen Zeitverschiebung und der Gleichphasigen-Inverterbetrieb, bei welchem die beiden Teilinverter A und B (siehe Bild 1) exakt gleich angesteuert werden, dem sogenannten Parallelbetrieb. Aus den gezeigten Ergebnissen lässt sich ableiten, dass eine Kalibrierung des Gegenphasigen-Inverterbetriebes eine weitere Emissionsreduzierung hervorbringt. Die aus dem Hardwareaufbau vorhandenen Delays (Besonders: Treiber-IC und MOSFET Asymmetrie) können durch einen angepassten Schaltzeitpunkt kompensiert werden. Dazu muss jedoch jede Ansteuerkette einzeln betrachtet werden.

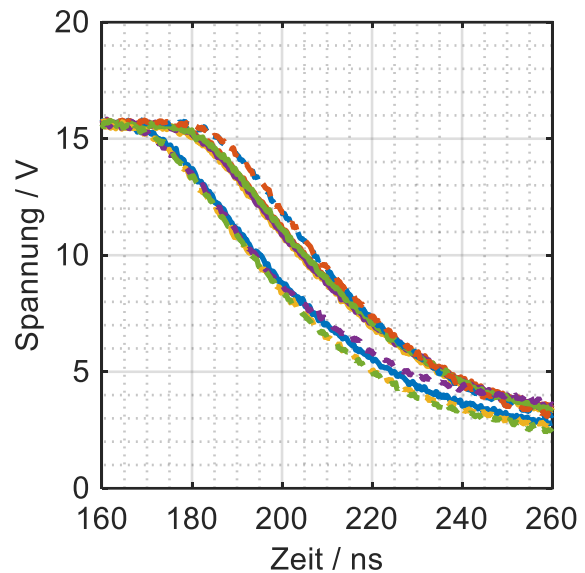
Die Güte dieser Kompensation ist schlussendlich durch die zeitliche Auflösung der PWM technisch begrenzt und liegt beim verwendeten System bei 8 ns.

## 2.4 Asymmetrie in der Schaltflankenform und Amplitude

Für die Bewertung der Schaltflankenform wird der Doppelpulsversuch herangezogen. Die Ergebnisse der 10 MOSFETs für einschaltende Flanken sind in Bild 7 und 8 gezeigt. Getriggert wird auf die Ausgangsspannung des Treiber-ICs. Zu erkennen ist, dass die Flankenformen sehr ähnlich verlaufen und die Flanken lediglich zeitlich verschoben sind. Das zeitliche Delay resultiert aus den in Kapitel 2.3 diskutierten Streuungen der MOSFET Parameter. Es ist festzuhalten, dass unter gleichen Impedanzverhältnissen die resultierenden Spannungsformen einer Schalthandlung eine äußerst geringe Streuung aufweisen.



**Bild 7:** Vergleich aller MOSFET  $U_{DS}$  Einschaltflanken im Doppelpulsversuch ohne Laststrom

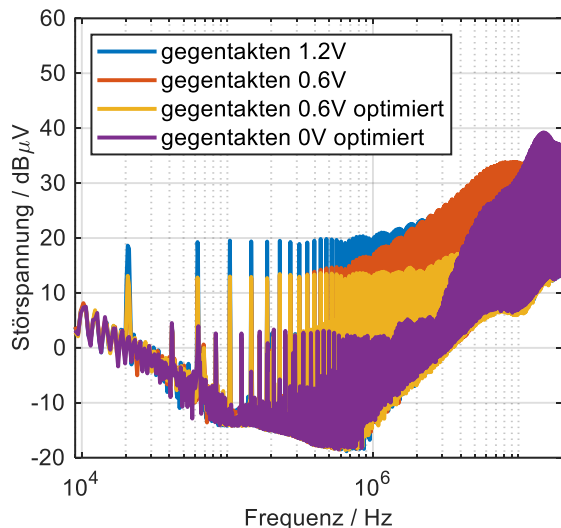


**Bild 8:** Vergleich aller MOSFET  $U_{DS}$  Einschaltflanken im Doppelpulsversuch mit 30 A Laststrom

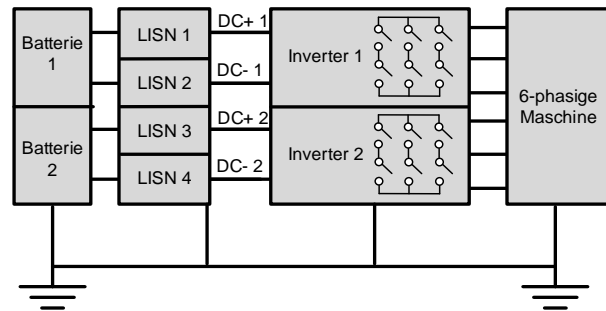
Des Weiteren ist zu betrachten, wie sich eine unterschiedliche Spannungsamplitude auf die Auslöschung auswirkt. Dazu wird im Prüfaufbau eine vollständige Redundanz durch eine zweite, getrennte Fahrzeugbatterie hergestellt und die Teilinverter mit unterschiedlicher Zwischenkreisspannung betrieben (vgl. Bild 10).

Im Fall des lila gezeichneten Spektrums in Bild 9 wurde eine Optimierung der Emission vorgenommen, indem die Schaltzeitpunkte der Halbleiter angepasst wurden, wie im vorherigen Kapitel diskutiert. Dazu wird das Spektrum kontinuierlich gemessen und mit dem FPGA System die Schaltzeitpunkte der einzelnen Halbleiter iterativ angepasst. Darauffolgend wird lediglich die Zwischenkreisspannung des Inverters B reduziert, sodass sich das gelbe Spektrum ergibt. Die rote Kurve zeigt die Emission ohne die angepassten Schaltzeitpunkte. Dies macht deutlich, dass die durchgeführte Kompensation keine unterschiedlichen Spannungsniveaus ausgleichen kann, sondern lediglich die zeitlichen Asymmetrien.





**Bild 9:** LISN Emissionsspektrum bei Varianz der Zwischenkreisspannung



**Bild 10:** Aufbau für vollständig getrennte Systeme mit separater Spannungsversorgung

## 2.5 Asymmetrie im Gleichtaktfad

Aus der Schaltflankenform resultiert über Gleichung (5) direkt der Gleichtaktstörstrom. Es ist zu erkennen, dass neben der Spannungsform und Amplitude auch die parasitäre Motorkapazität einen linearen Einfluss hat. Bei dem bisher untersuchten System ist diese hoch symmetrisch. Dies ist für die Funktionalität der Methode auch essentiell, denn eine Asymmetrie an dieser Stelle kann nicht wieder kompensiert werden, denn es handelt sich hier nicht um einen zeitlichen Fehler, sondern ist vielmehr als konstanter Fehler der Amplitude, bzw. der Schaltflanke, zu verstehen.

$$i_{CM}(t) = C_{par.Motorkapazität} * \frac{dU}{dt} \quad (5)$$

Die Komplexität des gesamten Gleichtaktpfades ist stark davon abhängig, ob es sich um ein teilweise redundantes System mit gemeinsamen Zwischenkreis und einfacher DC Zuleitung handelt oder um ein komplett redundantes System von der Fahrzeugbatterie bis zur Statorwicklung. Das in Bild 1 gezeigte ESB beschreibt den einfachen Fall. In Bild 10 ist im Blockschaltbild das komplett redundante System abgebildet. Asymmetrien die durch unterschiedliche Laufzeiten entstehen, lassen sich wie in Kapitel 2.3 erläutert kompensieren. Alle weiteren Asymmetrien, die Einfluss auf die Flankenform oder die Amplitude haben, können nicht kompensiert werden. Daher ist beim Gleichtaktpfad auf besondere Symmetrie zu achten, um die Methode erfolgreich zu implementieren.

## 3 Zusammenfassung und Ausblick

Umsetzungen von mehrphasigen Invertern hat es in der Vergangenheit bereits gegeben. Beispielsweise wurden mit solchen Systemen die Auswirkungen auf den Drehmoment-Rippel untersucht, vor allem für Automatisierungssysteme. Neuartig ist der in diesem Beitrag beschriebene Ansatz, mehrphasige Inverter hinsichtlich ihres Potentials für eine bessere elektromagnetische Verträglichkeit zu untersuchen. Erste Ergebnisse zeigen, dass dieses Potential zur Minimierung der Gleichtaktstörung hoch ist. Insbesondere zeigt die Sensitivitätsanalyse dieses Beitrags, welche relevanten Parameter für eine

erfolgreiche Minimierung im Detail zu berücksichtigen sind. Dabei ist wesentlich, dass der Gleichtaktpfad hoch symmetrisch auszulegen ist, da lediglich zeitliche Differenzen der gegenphasig betriebenen Halbbrücken durch die Ansteuerung ausgeglichen werden können, nicht jedoch Unterschiede in den Amplitudenwerten der Gleichtaktströme der einzelnen Zweige.

Zukünftige Untersuchungen werden betrachten, inwiefern ein Kalibrierverfahren automatisiert durchzuführen ist, um das zeitliche Delay durch Bauteilstreuungen auszugleichen. Auch wird untersucht, ob das System einmalig angelern werden muss oder im laufenden Betrieb eine Nachführung vorzusehen ist. Die Auswirkungen zusätzlicher passiver Filter für den höheren Frequenzbereich auf die gezeigte Methode werden betrachtet, da hierdurch weitere Asymmetrien im Gleichtaktpfad entstehen können.

## Literatur

- [1] J. Bertelmann et al.: Minimierung der Gleichtaktstörung in elektrischen Lenkungssystemen durch gegenphasiges Takten der Leistungshalbleiter. In: *VDE GMM-Fachbericht 93 AmE* (2019), S. 71 – 75
- [2] CISPR 25:2016: Fahrzeuge, Boote und von Verbrennungsmotoren angetriebene Geräte – Funkstöreigenschaften - Grenzwerte und Messverfahren für den Schutz von an Bord befindlichen Empfängern
- [3] P. Hillenbrand et al.: Einfluss der Kabelschirmung der Batterie und Motorkabel eines Traktionsinverters auf die Störspannung an der Bordnetznachbildung, *EMV 2016*, S. 481 – 488
- [4] B. Wittig: Verbesserung des Schalt- und Betriebsverhaltens von Leistungs-MOSFETs mit niedriger Spannungsfestigkeit und hoher Stromtragfähigkeit durch Optimierung der Treiberschaltung. Diss. 2012
- [5] A. Schwab, W. Kürner: Elektromagnetische Verträglichkeit, 6. Auflage, Springer, Karlsruhe, 2010

---

# Analyse komplexer Systeme I



# Breitband-Netzwerkdarstellung für die Kopplung von Leitungsstrukturen in geschlossenen Hohlräumen

M.Sc. Christoph Lange, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone

Otto-von-Guricke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

## 1 Einleitung

Elektronische Baugruppen, die mit hohen Frequenzen arbeiten, werden häufig in Gehäusen mit metallischen Wänden untergebracht. Wenn die Abmessungen des Gehäuses im Bereich der Wellenlänge liegen, muss die Anregung von Hohlraummoden berücksichtigt werden. Ein praktisch relevantes Beispiel sind moderne Computer- und Serversysteme, die bei GHz-Frequenzen arbeiten. Um die Interferenz der Komponenten innerhalb des Hohlraums abzuschätzen, müssen zeitaufwendige Simulationen oder Messungen verwendet werden. Da aus der Frequenzbereichsantwort abgeleitete Modelle nicht unbedingt stabil sind, muss zusätzliche Arbeit geleistet werden, um Analysen im Zeitbereich durchzuführen.

Analytisch kann dieses Problem mit der dyadischen Greenschen Funktion behandelt werden, wobei die Anwendung auf Hohlräume mit einfacher Geometrie beschränkt ist. In [1] und [2] wird diese Methode verwendet, um zuerst die elektrischen Felder in einem Hohlraum zu berechnen, um dann mithilfe der Leitungstheorie die Einkopplung in die Leitung zu berechnen.

Für beliebige Geometrien des Gehäuses müssen numerische Feldberechnungsmethoden verwendet werden. Die Momentenmethode bietet sich an, wenn nur metallische Oberflächen vorhanden sind. Bei unterschiedlichen Materialien ist ein allgemeinerer Ansatz wie die Finite-Elemente-Methode erforderlich. Numerische Berechnungen können sehr zeitaufwändig sein, insbesondere wenn eine sehr dünne Struktur wie eine Leitung in einem großen Gehäuse betrachtet wird.

In diesem Beitrag wird eine kürzlich veröffentlichtes Breitband-Mehrtor-Ersatzschaltbild für die Kopplung von elektrisch kleinen Stromsonden in Metallgehäusen beliebiger Form [3] erweitert, um auch Leitungen miteinzubeziehen. Unter der Annahme, dass die Einschränkungen der Leitungstheorie eingehalten werden, kann die Stromverteilung der Leitung als analytischer Ausdruck angegeben werden. Wird die Leitung an einem Port angeregt während der andere Port offen ist, erhält man einen Ausdruck, mit dem die Impedanzmatrix des Systems aufgestellt oder ein Netzwerkmodell abgeleitet werden kann. Der Strom wird in einen stationären und einen modalen Teil entwickelt und die Kopplung mit dem Feld innerhalb des Hohlraums berechnet. Dieses Feld wird durch eine elektrisch kurze Stromsonde verursacht und kann in Form von Eigenmoden des Gehäuses dargestellt werden. Die resultierende Netzwerkmodell enthält die Kopplung zwischen  $M$  Leitungsmoden und  $N$  Hohlraummoden.

Der vorgestellte Ansatz wird durch zwei Beispielanordnungen validiert. Die erste ist ein rechteckiges Gehäuse und die zweite ein vereinfachtes Modell eines bestückten Computergehäuses. Die Frequenz- und Zeitbereichsantworten werden unter Verwendung kommerzieller numerischer Software als Referenz verglichen.

## 2 Netzwerkmodell

### 2.1 Modale Darstellung der Stromverteilung auf der Leitung

Zunächst wird eine Leitung in  $x$ -Richtung mit der Länge  $L$  und offenen Rändern betrachtet, welche durch den Strom  $I_j$  an der Stelle  $x = x_j$  angeregt wird. Die Spannung  $U$  auf der

Leitung ist gegeben durch [4]

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} U(x) + k^2 U(x) = -j\omega L' \delta(x - x_j) I_j, \quad (1)$$

wobei  $k$  die Wellenzahl und  $L'$  die längenbezogene Induktivität ist. Wie in [4] gezeigt, kann die Spannung durch die folgende Modalsumme dargestellt werden

$$U(x) = j\omega L' I_j \sum_{m=1}^{\infty} \frac{U_m(x_j) U_m(x)}{k_m^2 - k^2}. \quad (2)$$

Die Eigenfunktionen  $U_m$  und Eigenwerte  $k_m$  erhält man durch Lösen der folgenden Gleichung mit offenen Randbedingungen

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} U_m(x) + k_m^2 U_m(x) = 0 \quad \text{mit} \quad U_m(x) = \sqrt{\frac{2}{L}} \cos(k_m x) \quad \text{und} \quad k_m = \frac{m\pi}{L}. \quad (3)$$

Durch Anwendung der Leitungstheorie kann der Strom durch Ableiten berechnet werden [4]

$$I(x) = \frac{2I_j}{L} \sum_{m=1}^{\infty} k_m \frac{\cos(k_m x_j) \sin(k_m x)}{k_m^2 - k^2}. \quad (4)$$

Dieser Ausdruck enthält eine unendliche Summe von Eigenmoden, die sehr langsam konvergiert, insbesondere wenn sich die Stromquelle am Leitungsanfang bzw. -ende befindet. Im Fall von  $x_j = 0$  und  $x_j = L$  erhält man keinen Beitrag aus den  $\sin$  Ausdrücken. Das Konvergenzverhalten kann, wie in [4] beschrieben, verbessert werden. Beschränkt man sich auf eine maximale Frequenz  $f_{\max}$ , kann die Summe bis zu  $m = M$  Termen ausgewertet werden und angenommen werden, dass alle höheren Moden mit  $k_m^2 - k^2 \approx k_n^2$  subresonant sind. Die Anzahl der Moden ergibt sich aus den Eigenwerten mit  $f_M = \frac{m c_0}{2L} < f_{\max}$  mit der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$ . Die Summe (4) kann dann in zwei Teile aufgeteilt werden, d.h.

$$I(x) = \frac{2I_j}{L} \sum_{m=1}^M k_m \frac{\cos(k_m x_j) \sin(k_m x)}{k_m^2 - k^2} + \frac{2I_j}{L} \sum_{m=M+1}^{\infty} \frac{\cos(k_m x_j) \sin(k_m x)}{k_m}. \quad (5)$$

Alle subresonanten Moden werden durch den stationären Strom  $I_0$  ausgedrückt [4] und man erhält nach dem Zusammenfassen

$$I(x) = I_0(x, x_j) + \frac{2I_j k^2}{L} \sum_{m=1}^M \frac{\cos(k_m x_j) \sin(k_m x)}{k_m (k_m^2 - k^2)} \quad \text{mit} \quad I_0(x, x_j) = \begin{cases} -I_j \frac{x}{L} & x_j > x \\ I_j (1 - \frac{x}{L}) & x_j \leq x. \end{cases} \quad (6)$$

## 2.2 Transferimpedanz zwischen elektrisch kleinen Stromsonden in geschlossenen Metallgehusen

Nach dem in [3] vorgestellten Ansatz wird die Transferimpedanz zwischen zwei Stromsonden  $i$  und  $j$  als Integral der elektrischen Feldstärke  $\mathbf{E}$  und der Stromdichte  $\mathbf{J}$  über das gesamte Volumen  $V$  definiert

$$Z_{ij} = -\frac{1}{I_i I_j^*} \langle \mathbf{E}_i, \mathbf{J}_j^* \rangle = -\frac{1}{I_i I_j^*} \int_V \mathbf{E}_i \cdot \mathbf{J}_j^* dV, \quad (7)$$

wobei \* eine komplex konjugierte Größe bezeichnet. Das elektrische Feld wird durch einen vollständigen Satz an quellfreien  $\mathbf{E}_n$  und rotationsfreien  $\mathbf{F}_n$  Eigenfunktionen dargestellt [5]

$$\mathbf{E} = \sum_{n=1}^{\infty} e_n \mathbf{E}_n + \sum_{n=1}^{\infty} f_n \mathbf{F}_n. \quad (8)$$

Unter der Voraussetzung, dass die Eigenmoden orthogonal und normiert auf den Faktor  $K$  sind, können die Amplituden der Moden mit der Helmholtz-Gleichung berechnet werden [3]

$$e_n = -\frac{j\omega\mu}{K_{E,n}(k_n^2 - k^2)} \langle \mathbf{J}, \mathbf{E}_n \rangle \quad \text{und} \quad f_n = -\frac{1}{j\omega\varepsilon} \frac{\langle \mathbf{J}, \mathbf{F}_n \rangle}{K_{F,n}}. \quad (9)$$

Im Fall von dünnen Stromsonden und Leitungen können wir die Dünndrahtnäherung für die Stromdichte  $\mathbf{J}_j = I_j \mathbf{S}_j$  anwenden. Durch Anwendung dieser Vereinfachung auf (7) erhält man mit der modalen Darstellung des elektrischen Feldes

$$Z_{ij} = j\omega\mu \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{S}_i, \mathbf{E}_n \rangle \langle \mathbf{S}_j, \mathbf{E}_n \rangle}{K_{E,n}(k_n^2 - k^2)} + \frac{1}{j\omega\varepsilon} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{S}_i, \mathbf{F}_n \rangle \langle \mathbf{S}_j, \mathbf{F}_n \rangle}{K_{F,n}}. \quad (10)$$

Es wird erneut eine Konvergenzbeschleunigung für die erste Summe in (10) durchgeführt, indem die Summe für eine maximale Frequenz  $f_{\max}$  nach  $n = N$  Termen aufgeteilt wird und  $k_n^2 - k^2 \approx k_n^2$  für alle höheren Moden angenommen wird

$$Z_{ij} \approx j\omega\mu \sum_{n=1}^N \frac{\langle \mathbf{S}_i, \mathbf{E}_n \rangle \langle \mathbf{S}_j, \mathbf{E}_n \rangle}{K_{E,n}(k_n^2 - k^2)} + j\omega\mu \sum_{n=N+1}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{S}_i, \mathbf{E}_n \rangle \langle \mathbf{S}_j, \mathbf{E}_n \rangle}{K_{E,n}k_n^2} + \frac{1}{j\omega\varepsilon} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{S}_i, \mathbf{F}_n \rangle \langle \mathbf{S}_j, \mathbf{F}_n \rangle}{K_{F,n}}. \quad (11)$$

Die Anzahl der benötigten Moden  $N$  wird anhand der Eigenwerte berechnet  $f_N = \frac{k_N c_0}{2\pi} < f_{\max}$ . Unter der Annahme, dass  $j$  einen Leitungsport darstellt und  $i$  der Port einer elektrisch kurzen Stromsonde ist, wird die Stromformfunktion  $S_j$  der Leitung durch normieren von (6) auf den Portstrom  $I_j$  berechnet. Bei Anregung der Leitung am Anfang oder Ende, erhält man exakt den gleichen Ausdruck für den stationären Anteil der Stromfunktion wie für eine elektrisch kleine Stromsonde  $S_i(x) = 1 - \frac{x}{L_i}$ . Dies wird erwartet, da eine Leitung bei niedrigen Frequenzen mit offenen Anschlüssen eine elektrisch kurze Stromsonde mit einer linearen Stromverteilung entspricht.

Nach dem Einfügen der Stromfunktionen in (11) erhält man als Ausdruck für die Transferimpedanz zwischen dem Leitungsport  $j$  und dem Port  $i$  einer Stromsonde

$$\begin{aligned} Z_{ij} = & j\omega\mu \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{K_{E,n}(k_n^2 - k^2)} + j\omega\mu \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E}{K_{E,n}(k_n^2 - k^2)} \sum_{m=1}^M \frac{k_m^2 \nu_{n,m,j}^{TL,E}}{k_m^2 - k^2} \\ & + j\omega\mu \sum_{n=N+1}^{\infty} \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{K_{E,n}k_n^2} + j\omega\mu \sum_{n=N+1}^{\infty} \frac{\nu_{n,i}^E}{K_{E,n}k_n^2} \sum_{m=1}^M \frac{k_m^2 \nu_{n,m,j}^{TL,E}}{k_m^2 - k^2} \\ & + \frac{1}{j\omega\varepsilon} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\nu_{n,i}^F \nu_{n,j}^F}{K_{F,n}} + \frac{1}{j\omega\varepsilon} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\nu_{n,i}^F}{K_{F,n}} \sum_{m=1}^M \frac{k_m^2 \nu_{n,m,j}^{TL,F}}{k_m^2 - k^2}. \end{aligned} \quad (12)$$

Die Integrale werden durch dimensionslose Koppelfaktoren  $\nu$  dargestellt. Für die lineare Stromverteilung auf Leitung und Stromsonde lauten diese

$$\nu_{n,i}^E = \int_{L_i} \mathbf{E}_n(x_i + x, y_i, z_i) \cdot \mathbf{e}_x \left(1 - \frac{x}{L_i}\right) dx, \quad (13)$$

wobei sich ein äquivalenter Ausdruck  $\nu_{n,i}^F$  für die rotationsfreien Moden ergibt. Das Integral über den Sinusanteil des Leitungsstroms wird durch

$$\nu_{n,m,j}^{TL,E} = \frac{2}{L_j k_m} \cos(k_m x_j) \int_{L_j} \mathbf{E}_n(x_i + x, y_j, z_j) \cdot \mathbf{e}_x \sin(k_m x) dx \quad (14)$$

ausgedrückt. Es sind jetzt noch vier Terme in (12) vorhanden, die die Auswertung einer unendlichen Summe erfordern. Wie im Folgenden gezeigt, können diese Terme als konzentrierte Schaltungselemente interpretiert oder unter bestimmten Umständen vernachlässigt werden. Nach der in [3] gezeigten Konvergenzbeschleunigung können wir die reduzierte quasistatische Induktivität  $\tilde{L}_{ij}$  und Kapazität  $C_{ij}$  als Summe über alle Eigenmoden extrahieren

$$\tilde{L}_{ij} = \mu \sum_{n=N+1}^{\infty} \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{K_{E,n} k_n^2} = L_{ij} - \mu \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{K_{E,n} k_n^2} \quad \text{und} \quad \frac{1}{C_{ij}} = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\nu_{n,i}^F \nu_{n,j}^F}{K_{F,n}}. \quad (15)$$

Wenn wir den vierten Term in (12) untersuchen, sehen wir, dass die Summe für kleine Frequenzen klein wird, da sie proportional zu  $\omega^2$  ist. Im Vergleich zur quasistatischen Induktivität können wir den Beitrag dieses Terms vernachlässigen. Wenn die Frequenz im Bereich der Resonanzfrequenzen der Leitung liegt ( $k^2 \approx k_m^2$ ), wird der Ausdruck sehr groß. Wenn wir dies mit dem zweiten Term in (12) vergleichen, sehen wir dasselbe Verhalten, aber gewichtet mit dem Faktor  $k_n^2 - k^2$  anstelle von  $k_n^2$ . Bei Hohlraumresonanzen in der Nähe der Übertragungsleitungsresonanzen dominiert der zweite Term in (12) immer über dem vierten Term.

Die gleiche Argumentation gilt für den sechsten Term in (12) mit der Summe, die auch für kleine Frequenzen proportional zu  $\omega^2$  ist und daher im Vergleich zur statischen Kapazität vernachlässigbar ist. In der Nähe der Leitungsresonanzen kann der Beitrag dieses Terms gegenüber dem zweiten Term in (12) vernachlässigt werden, wenn Hohlraumresonanzen in der Nähe der Leitungsresonanzen vorliegen.

Durch die Einführung modaler Schaltelemente für den Hohlraum und die Leitung

$$C_n = \varepsilon K_{E,n} \quad , \quad L_n = \mu \frac{1}{K_{E,n} k_n^2} \quad \text{und} \quad C_m = \varepsilon \frac{1}{k_m} \quad , \quad L_m = \mu \frac{1}{k_m}, \quad (16)$$

kann die Transferimpedanz durch ein Netzwerkmodell ausgedrückt werden

$$Z_{ij} = j\omega \tilde{L}_{ij} + \frac{1}{j\omega C_{ij}} + \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{\frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n} - \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E}{\frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n} \sum_{m=1}^M \frac{\nu_{n,m,j}^{TL,E}}{\frac{1}{j\omega L_m} + j\omega C_m} j\omega C_m. \quad (17)$$

Um den letzten Term in (17) als SPICE-kompatibles [6] Ersatzschaltbild darzustellen, interpretieren wir den Bruch in der dritten Summe als Spannungsabfall  $U_m$ , der durch den Strom  $I_0$  verursacht wird und auf die modale Kapazität angewandt und mit dem Koppelfaktor gewichtet wird. Man erhält eine äquivalente Stromquelle für jeden Hohlraummode

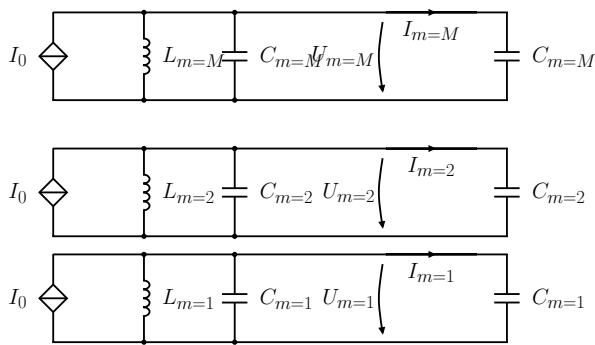
$$I_n = - \sum_{m=1}^M j\omega C_m \nu_{n,m,j}^{TL,E} U_m \quad \text{mit} \quad U_m = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_m} + j\omega C_m} I_0. \quad (18)$$

Die Umsetzung der modalen Stromquellen in SPICE ist in den Abbildungen 1 und 2 dargestellt. Die Transferimpedanz kann dann durch ein Foster-Ersatzschaltbild [7] dargestellt werden

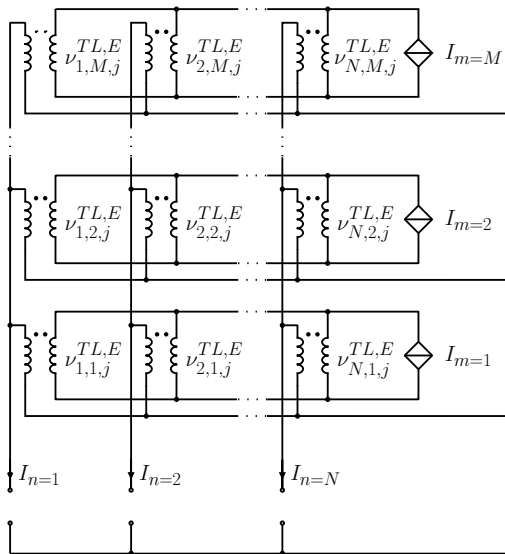
$$Z_{ij} = j\omega \tilde{L}_{ij} + \frac{1}{j\omega C_{ij}} + \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{\frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n} + \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E}{\frac{1}{j\omega L_n} + j\omega C_n} \frac{I_n}{I_0} \quad (19)$$

Da  $Z_{ij}$  unabhängig von  $I_0$  ist, kann dieser beliebig gewählt werden, zum Beispiel  $I_0 = 1$  A. Das resultierende Ersatzschaltbild für die Kopplung zwischen Stromsonde (Port 1) und Leitung (Port 2) bei offenem zweiten Leitungsport ist in Abb. 3 dargestellt.

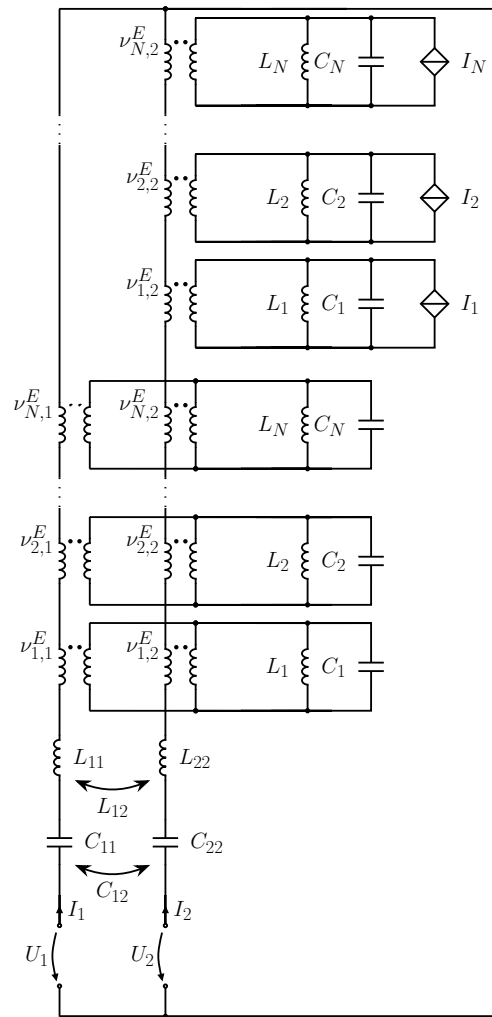




**Bild 1:** Ersatzschaltbilddarstellung der modalen Ströme  $I_m$



**Bild 2:** Verbindungsnetzwerk zwischen den modalen Strömen  $I_m$  der Leitung und den Stromquellen des  $n$ -ten Modes  $I_n$



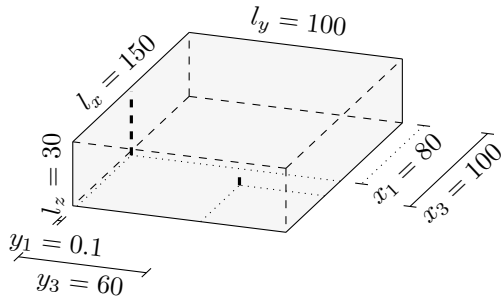
**Bild 3:** Foster Netzwerkmodell für die Transferimpedanz zwischen Monopolantenne (Port 1) und Leitung (Port 2)

### 3 Beispiele

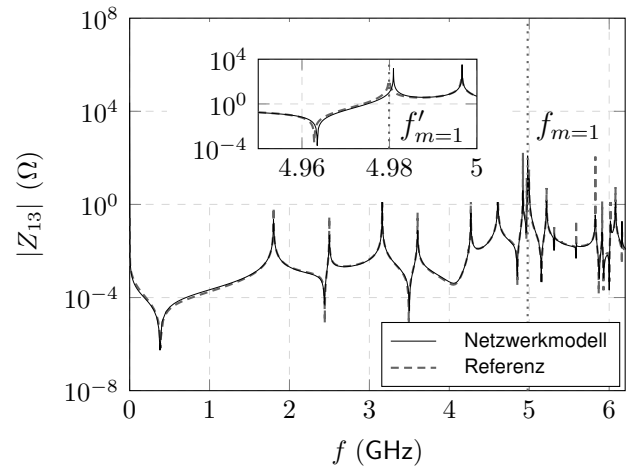
Zwei Beispiele werden ausgewählt, um die Gültigkeit der vorgestellten Methode zu untersuchen. Ein rechteckiges Gehäuse ermöglicht es, analytische Lösungen für die Eigenmoden zu verwenden. Dieses einfache Beispiel wird gewählt, um die Gültigkeit der Näherungen der Leitungstheorie zu untersuchen. Das zweite anspruchsvollere Beispiel mit unregelmäßiger Gehäuseform wird für die Frequenz- und Zeitbereichsanalyse in Betracht gezogen.

#### 3.1 Rechteckiges Gehäuse

Als erstes wird ein rechteckiges Gehäuse mit perfekt leitenden Wänden (Abb. 4) und den Abmessungen  $150 \times 100 \times 30\text{mm}$  betrachtet. Eine Leitung befindet sich bei  $x_1 = 80\text{mm}$  und  $y_1 = 0.1\text{mm}$  und verläuft parallel zur Wand. In solch geringer Entfernung ist die Feldverteilung in der Nähe der Leitung durch die Leitungstheorie gut beschrieben. Die Leitung hat die Länge  $L = 30\text{mm}$ , den Radius  $r = 0.01\text{mm}$  und ist durch Koaxialports mit den Radien  $r_p = 3r$  abgeschlossen. Eine elektrisch kurze Stromsonde der Länge  $L = 0.2\text{mm}$  und Radius  $r = 0.01\text{mm}$  wird bei  $x_3 = 100\text{mm}$  und  $y_3 = 60\text{mm}$  platziert und durch eine koaxiale Öffnung abgeschlossen. Als ersten Schritt zum Berechnen der Transferimpedanz (19) müssen die normierten Ei-



**Bild 4:** Rechteckiges Gehäuse mit perfekt leitenden Wänden, einer Leitung mit den Ports 1 und 2 (offen) und Stromsonde (Port 3)

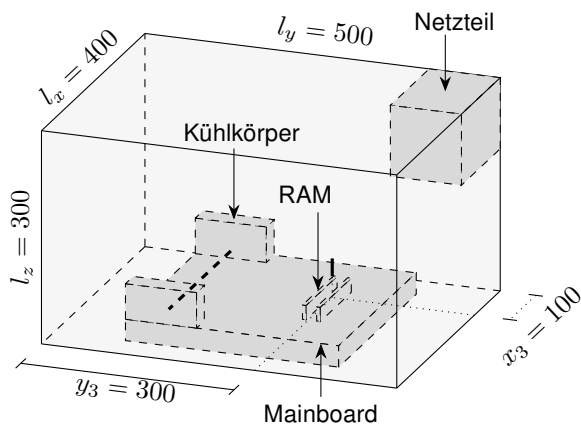


**Bild 5:** Transferimpedanz zwischen dem Leitungsport 1 und der Monopolantenne (Port 3), während Port 2 offen ist (Leitungsresonanzen gepunktet)

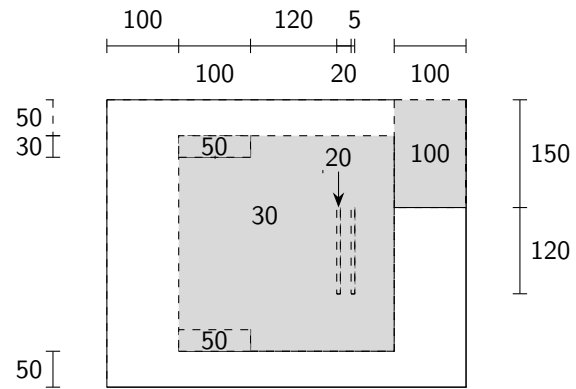
genmoden  $\mathbf{E}_n$  des Hohlraums berechnet werden. In diesem Fall können wir analytische Lösungen verwenden [8]. Die Anzahl der notwendigen Moden wird durch die maximale Frequenz mit  $f_N = \frac{k_N c_0}{2\pi} < f_{\max}$  bestimmt. Für das erste Beispiel wurde  $f_{\max} = 6.2$  GHz gewählt, was mindestens  $N = 30$  Moden und analog  $M = 2$  für die Leitung erfordert. Die Koeffizienten  $\nu$  werden durch Lösen der Integrale (13) und (14) erhalten. Die quasistatische Induktivität  $L_{ij}$  und die statische Kapazität  $C_{ij}$  werden wie in [3] gezeigt unter Verwendung der numerischen Methoden [9] berechnet. Der Frequenzgang der Transferimpedanz zwischen dem Leitungsport 1 und der Stromsonde (Port 3) ist in Abb. 5 dargestellt. Die Referenzlösung wurde unter Verwendung einer kommerziellen Software [9] berechnet. Der zweite Port 2 der Leitung bleibt offen. Wie zu sehen ist, stimmt das Netzwerkmodell sehr gut mit der numerischen Vollwellen-Referenzsimulation überein. Die erste Leitungsresonanz liegt bei  $f_{m=1} = \frac{c_0}{2L} = 4.9965$  GHz, was der 10. Resonanz des Hohlraums  $f_{n=10}$  entspricht. Wie in der Vergrößerung in Abb. 5 gezeigt, ist die tatsächliche Resonanzfrequenz der Leitung niedriger und liegt nicht mit der entsprechenden Hohlraumresonanz übereinander. Dies ist auf den vernachlässigten Einfluss der Hohlraumwände auf die Übertragungsleitung zurückzuführen. Insbesondere die Koaxialverbindungen durch die Hohlraumwand am Anfang und Ende der Leitung führen zu einer Nicht-TEM-Feldverteilung. In [10] werden die vertikalen Verbindungen als Monopolantennen über Grund mit der charakteristischen Impedanz  $Z_C^V$  betrachtet. Dies kann auf die horizontalen Verbindungen der Länge  $h$  am Anfang und Ende der Leitung angewendet werden, die nun die neue Länge  $\hat{L} = L - 2h$  hat. Mit der charakteristischen Impedanz der Leitung  $Z_C^H$  können Kettenparameter-Matrizen für die Verbinder und die Leitung aufgestellt werden, um die Gesamteingangsimpedanz zu bestimmen, die bei Resonanz 0 sein muss. Dies führt zu einer veränderten Resonanzfrequenz der Leitung

$$k'_m \approx \frac{m\pi}{L + 2h \left( \frac{Z_C^H}{Z_C^V} - 1 \right)}. \quad (20)$$

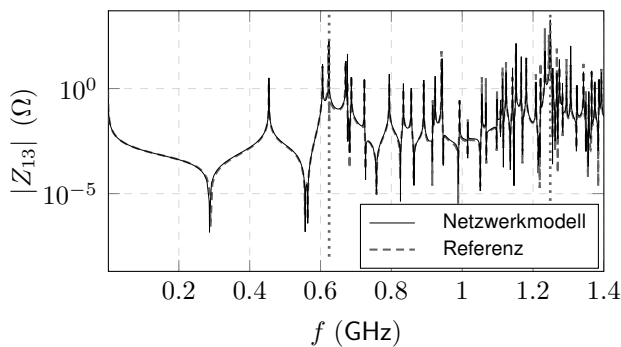
Die beiden Wände an den Enden der Übertragungsleitung stellen eine zusätzliche kapazitive Last an den Ports dar, die als zusätzliche Leitungslänge  $\Delta L = 2h \left( \frac{Z_C^H}{Z_C^V} - 1 \right)$  interpretiert werden kann. Die Position der angepassten Resonanzfrequenz  $f'_{m=1} = 4.9808$  GHz ist in der Vergrößerung (Abb. 5) dargestellt.



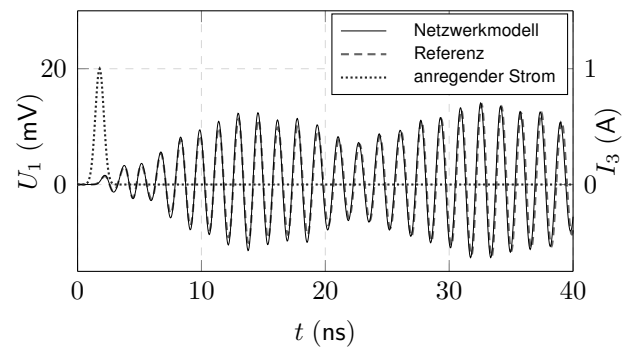
**Bild 6:** Modell des Computergehäuses mit perfekt leitenden Wänden und inneren Aufbauten



**Bild 7:** Abmessungen (in mm) des Computergehäuses mit Höhen der Komponenten



**Bild 8:** Transferimpedanz zwischen dem Leitungsort 1 und der Monopolantenne (Port 3), während Port 2 offen ist (Bild 6)



**Bild 9:** Einkoppelte Spannung an Leitungsort 1, verursacht durch die Impulsanregung mit Stromamplitude  $I_3 = 1$  A an Port 3

### 3.2 Computergehäuse - Frequenzbereich

Als zweites Beispiel wird ein komplexerer Aufbau gewählt, welcher einem typischen Computergehäuse ähnelt (Abb. 6). Das Modell mit den Außenabmessungen  $400 \times 500 \times 300$  mm enthält perfekt leitende Boxen, die Mainboard, Netzteil, Speicher (RAM) und Kühlkörper darstellen. Die Abmessungen der internen Komponenten sind in Abb. 7 angegeben. Zwischen zwei Kühlkörpern befindet sich am Abstand  $h = 0.1$  mm des Mainboards eine Leitung mit der Länge  $L = 240$  mm und dem Radius  $r = 0.01$  mm. Koaxiale Ports mit  $r_p = 3r$  werden für die Verbindung verwendet, wobei Port 2 offen bleibt. Auf dem Mainboard befindet sich eine in  $z$ -Richtung weisende, elektrisch kurze Stromsonde mit der Länge  $L = 10$  mm und dem Radius  $r = 0.01$  mm bei  $x_3 = 100$  mm,  $y_3 = 300$  mm.

Die Berechnung mithilfe des Netzwerkmodells erfolgt wie oben beschrieben. Die Ergebnisse sind in Abb. 8 zusammen mit der Referenz dargestellt. Für eine Frequenz von 1.4 GHz wurden insgesamt  $N = 50$  Hohlraummoden und  $M = 3$  Leitungsmoden verwendet. Im Vergleich zur numerischen Referenz [9] zeigt das vorgestellte Modell eine sehr gute Übereinstimmung. Aufgrund der feinen Vernetzung um die Leitung ist der Berechnungsaufwand der Referenzsimulation sehr hoch. Im Vergleich dazu ist die Berechnung der Eigenfunktionen um den Faktor 20 schneller. Wenn die Erregung (Übertragungsleitungen oder Stromsonden) geändert wird, kann die Eigenmodenlösung der Anordnung beibehalten werden, da sie unabhängig von der Erregung ist. Dies reduziert die Rechenzeit des vorgestellten Modells drastisch.

### 3.3 Computergehäuse - Zeitbereich

Zur Validierung im Zeitbereich wird Port 3 mit einem breitbandigen Gaußpuls mit Halbwertbreite 0.8 ns angeregt. Die mithilfe des Netzwerkmodells berechnete eingekoppelte Spannung in Leitungsport 1 ist in Bild 9 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei der Zeitantwort die erste Leitungsresonanz  $f_{m=1} = 0.622$  GHz den größten Einfluss hat. Die Referenz wurde aus der Vollwellenlösung berechnet, wobei die in [3] vorgestellte Vorgehensweise verwendet wurde. Im Vergleich mit der Referenz liefert das Netzwerkmodell auch für transiente Analysen sehr gute Übereinstimmung.

## 4 Zusammenfassung

Ein zuvor vorgestelltes Netzwerkmodell für elektrisch kleine Stromsonden in beliebigen metallischen Gehäusen wurde um einfache Leitungsstrukturen erweitert. In einem ersten Ansatz wird die Stromverteilung einer offenen Leitung durch Eigenfunktionen ausgedrückt und mit der modalen Darstellung des elektrischen Feldes des Hohlraums kombiniert. Durch die Extraktion von quasistatischen Elementen zur Konvergenzbeschleunigung können alle Vorteile des Vorgängermodells ausgenutzt werden. Unter Berücksichtigung der Einschränkungen der Leitungstheorie können analytische Ausdrücke zusammen mit der vorgestellten Methode verwendet werden, um die vollständige Impedanzmatrix des Systems zu erhalten. Alternativ kann der Ausdruck für die Transferimpedanz durch ein inhärent stabiles Foster-Ersatzschaltbild mit begrenzter Ordnung dargestellt werden, welches direkt in eine SPICE-Systemanalyse eingebettet werden kann. Die vorgestellte Methode wurde im Frequenz- und Zeitbereich validiert, wobei im Vergleich zur kommerziellen Software nur ein Bruchteil der Rechenzeit benötigt wurde.

## Literatur

- [1] A. Boutar, A. Reineix, C. Guiffaut und G. Andrieu, "An efficient analytical method for electromagnetic field to transmission line coupling into a rectangular enclosure excited by an internal source", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Bd. 57, Nr. 3, S. 565–573, 2015.
- [2] G. Spadacini, S. A. Pignari und F. Marliani, "Closed-form transmission line model for radiated susceptibility in metallic enclosures", *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, Bd. 47, Nr. 4, S. 701–708, 2005.
- [3] C. Lange und M. Leone, "Broadband circuit model for electromagnetic-interference analysis in metallic enclosures", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Bd. 60, Nr. 2, S. 368–375, 2017.
- [4] M. Leone und A. Mantzke, "A foster-type field-to-transmission line coupling model for broadband simulation", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Bd. 56, Nr. 6, S. 1630–1637, 2014.
- [5] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*. John Wiley und Sons, 2001.
- [6] *LTSpice VII*. Adresse: [www.linear.com](http://www.linear.com).
- [7] R. M. Foster, "A reactance theorem", *Bell Labs Technical Journal*, Bd. 3, Nr. 2, S. 259–267, 1924.
- [8] S. Ramo, J. R. Whinnery und T. Van Duzer, *Fields and waves in communication electronics*. John Wiley & Sons, 1994.
- [9] *Computer Simulation Technology (CST)*, 2019. Adresse: [www.cst.de](http://www.cst.de).
- [10] S. A. Pignari und D. Bellan, "Incorporating vertical risers in the transmission line equations with external sources", Bd. 3, S. 974–979, 2004.

# Modales Netzwerkmodell für 3D-Verbindungsstrukturen basierend auf der quasistatischen Feldintegralgleichung

M.Sc. Christian Bednarz, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

## 1 Einleitung

Verbindungsstrukturen sind ein essentieller Bestandteil elektronischer Geräte, z.B. auf Leiterplatten, in Übertragungsleitungen und Bussystemen. Aufgrund hoher Schaltfrequenzen und steiler Schaltflanken können auch kleine Strukturen elektrisch groß sein und ein komplexes Hochfrequenzverhalten einschließlich Abstrahlung aufweisen, das während der Entwicklung berücksichtigt werden muss.

Vor kurzem wurde ein breitbandiges Foster-Netzwerkmodell für beliebig geformte Dünndrahtstrukturen mit moderaten Verlusten vorgestellt [1, 2, 3]. In diesem Beitrag stellen wir einen erweiterten Ansatz vor, der metallische Oberflächen sowie die Anbindung von Drähten an diese einschließt.

Basierend auf der quasistatischen Momentenmethode (MoM) wird über die Lösung des entsprechenden Eigenwertproblems eine Admittanzdarstellung für leitende Strukturen abgeleitet. Für die bei üblichen MoM-Formulierungen unsymmetrischen Systemmatrizen wird die Eigenschaft der Biorthogonalität ausgenutzt und das damit verbundene adjungierte Eigenwertproblem zusätzlich gelöst. Somit muss nicht wie in [1] das Galerkin-Verfahren verwendet werden, wodurch alternative Testfunktionen genutzt werden können. Eine Reduktion der Modellordnung wird durch Extraktion statischer Kapazitäten und Induktivitäten erreicht, wodurch die Größe des Modells minimiert wird. Moderate Strahlungsverluste werden durch modale Widerstände im Netzwerk berücksichtigt. Darüber hinaus lässt sich die Einkopplung von externen Feldern sowohl im Frequenz- als auch im Zeitbereich durch zusätzliche modale Quellen einfach mit einbeziehen. Ausgehend von einer vorgegebenen Bandbreite kann die erforderliche Modellordnung direkt abgeschätzt werden. Die Stabilität für Zeitbereichssimulationen mit beliebigen, nichtlinearen Lasten ist stets garantiert.

Abschließend wird das Modell anhand eines Beispiels im Frequenz- und Zeitbereich validiert.

## 2 Netzwerkmodell

Die Anwendung der Momentenmethode führt im Allgemeinen zu einer Matrixgleichung der Form [4]

$$\mathbf{U} = [\mathbf{Z}] \mathbf{I}, \quad (1)$$

wobei  $\mathbf{U}$  und  $\mathbf{I}$  die Vektoren aller eingepprägten Spannungen über die einzelnen Basisfunktionen bzw. der entsprechenden Ströme und Oberflächenstromdichten darstellen und  $[\mathbf{Z}]$  der Impedanzmatrix entspricht. Diese Matrix kann wie folgt zerlegt werden [1, 2, 3]:

$$[\mathbf{Z}] = j\omega[\mathbf{L}] + \frac{1}{j\omega}[\mathbf{S}] + [\tilde{\mathbf{Z}}(\omega)]. \quad (2)$$

Dabei ist  $[\mathbf{L}]$  die Matrix der quasistatischen Induktivitäten,  $[\mathbf{S}]$  die Matrix der Kehrwerte der statischen Kapazitäten und  $[\tilde{\mathbf{Z}}(\omega)]$  der frequenzabhängige residuale Anteil. Der Stromvektor in (1) kann durch Linearkombination aller  $N$  Eigenvektoren  $\Psi_n$  als [5]

$$\mathbf{I} = \sum_{n=1}^N A_n \Psi_n \quad (3)$$

mit den zunächst unbekanntenen Konstanten  $A_n$  dargestellt werden. Diese Eigenvektoren ergeben sich durch Lösung des Eigenwertproblems [1]

$$\lambda_n [\mathbf{L}] \Psi_n = [\mathbf{S}] \Psi_n, \quad (4)$$

wobei  $\lambda_n = \omega_n^2$  den  $n$ -ten Eigenwert und  $\omega_n$  die dazugehörige Eigenkreisfrequenz darstellt. Das Einsetzen von (2) und (3) in (1) sowie die Anwendung von (4) liefern

$$j\omega \mathbf{U} = \sum_{n=1}^N A_n \left( (\omega_n^2 - \omega^2) [\mathbf{L}] + j\omega [\tilde{\mathbf{Z}}(\omega)] \right) \Psi_n. \quad (5)$$

Aufgrund der im Allgemeinen unsymmetrischen Matrizen sind die Eigenvektoren nicht orthogonal hinsichtlich des mit  $[\mathbf{L}]$  gewichteten Skalarprodukts, wie es in [1] der Fall war:

$$\Psi_m^T [\mathbf{L}] \Psi_n \neq L_m \delta_{mn}. \quad (6)$$

Stattdessen kann eine Biorthogonalitätsrelation für die Bestimmung der Konstanten herangezogen werden. Zu diesem Zweck wird das zu (4) adjungierte Eigenwertproblem

$$\mu_n [\mathbf{L}]^H \Phi_n = [\mathbf{S}]^H \Phi_n \quad (7)$$

gelöst, wobei  $\mu_n$  und  $\Phi_n$  die entsprechenden Eigenwerte und -vektoren bezeichnen.  $[\mathbf{L}]^H$  und  $[\mathbf{S}]^H$  sind die adjungierten Systemmatrizen. Im Allgemeinen sind beide Sätze von Eigenwerten konjugiert komplex zueinander ( $\lambda_n = \mu_n^*$ ) [6]. Da  $[\mathbf{L}]$  und  $[\mathbf{S}]$  rein reell sind und es sich um ein reaktives System handelt, können auch nur reelle Eigenwerte ( $\mu_n = \omega_n^2$ ) und Eigenvektoren auftreten. Dadurch vereinfacht sich (7) zu

$$\omega_n^2 [\mathbf{L}]^T \Phi_n = [\mathbf{S}]^T \Phi_n. \quad (8)$$

Mit (4) und (8) kann einfach gezeigt werden, dass

$$(\omega_n^2 - \omega_m^2) \Phi_m^T [\mathbf{L}] \Psi_n = 0 \quad (9)$$

gilt [6]. Folglich ist die Biorthogonalität zweier dualer Eigenvektoren, die zu verschiedenen Eigenwerten ( $\omega_n \neq \omega_m$ ) gehören, immer garantiert. Weisen Eigenwerte Vielfachheiten größer als eins auf, so ist dies für Eigenvektoren innerhalb des korrespondierenden Unterraums nicht automatisch gegeben. Um dennoch eine orthogonale Basis zu erhalten, muss jeder der betroffenen Eigenräume orthogonalisiert werden. Eine simple Methode für diesen Zweck stellt beispielsweise das Gram-Schmidt-Verfahren dar [7]. Dessen sukzessive Anwendung auf die beiden Eigenvektorsätze ( $\Psi_n, \Phi_n$ ) liefert deren biorthogonalisierte Varianten ( $\tilde{\Psi}_n, \tilde{\Phi}_n$ ). Für praktische Anwendungen ist es ratsam, eine stabilisierte Version des Verfahrens zu implementieren. Die modifizierten Eigenvektoren erfüllen nun die Bedingung

$$\tilde{\Phi}_m^T [\mathbf{L}] \tilde{\Psi}_n = L_m \delta_{mn}. \quad (10)$$

$\delta_{mn}$  bezeichnet das Kronecker-Delta und  $L_m$  einen normierungsabhängigen skalaren Faktor mit der Dimension einer Induktivität. Der Stromvektor (3) wird nun durch  $\Psi_n$  ausgedrückt:

$$\mathbf{I} = \sum_{n=1}^N A_n \tilde{\Psi}_n. \quad (11)$$

Es werden die gleichen Umformungen wie bei (5) durchgeführt und von links mit  $\tilde{\Phi}_m^T$  multipliziert, was

$$j\omega \tilde{\Phi}_m^T \mathbf{U} = \sum_{n=1}^N A_n \left( (\omega_n^2 - \omega^2) \tilde{\Phi}_m^T [\mathbf{L}] \tilde{\Psi}_n + j\omega \tilde{\Phi}_m^T [\tilde{\mathbf{Z}}(\omega)] \tilde{\Psi}_n \right) \quad (12)$$

liefert. Durch (10) verschwindet der linke Term für  $n \neq m$ . Wie in [8] untersucht wurde, gilt dies im Allgemeinen nicht für das rechte Skalarprodukt, da die resonanten Moden miteinander gekoppelt sind. Sowohl diese Eigenschaft als auch die Frequenzabhängigkeit von  $\tilde{\mathbf{Z}}(\omega)$  stellen sich als hinderlich bei der Netzwerksynthese heraus. Im Folgenden gehen wir davon aus, dass die modalen Kopplungen und das frequenzabhängige Verhalten vernachlässigt werden können, was für ein System mit geringen Verlusten erfüllt ist [8]. Das Skalarprodukt wird näherungsweise bei der entsprechenden Resonanzkreisfrequenz  $\omega_m$  ausgewertet und man erhält

$$\tilde{\Phi}_m^T [\tilde{\mathbf{Z}}(\omega_m)] \tilde{\Psi}_n \approx Z_m^r \delta_{mn} \quad (13)$$

mit der residualen Impedanz  $Z_m^r = R_m + jX_m$  und ihrem Real- und Imaginärteil  $R_m$  bzw.  $X_m$ . Durch Verwendung von (10) und (13) können nun die Konstanten  $A_m$  bestimmt und in (11) eingesetzt werden, wodurch sich die Spektraldarstellung des Stromvektors

$$\mathbf{I} = j\omega \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{\Phi}_n^T \mathbf{U}}{(\omega_n^2 - \omega^2)L_n + j\omega(R_n + jX_n)} \tilde{\Psi}_n \quad (14)$$

ergibt. Um eine Admittanzdarstellung aufstellen zu können, müssen Ports definiert werden. Zu diesem Zweck wird eine Spannung  $U_i$  an alle zu einem Port  $i$  gehörenden Basisfunktionen angelegt. Durch Einführung eines dimensionslosen Vektors  $\mathbf{p}_i$ , welcher an den Positionen jener Basisfunktionen den Wert eins und sonst null besitzt, kann der anregende Spannungsvektor umgeschrieben werden zu

$$\mathbf{U} = U_i \mathbf{p}_i. \quad (15)$$

Der gesamte Strom  $I_j$  an einem beliebigen Port  $j$  kann durch Verwendung dieses Vektors als

$$I_j = \mathbf{I}^T \mathbf{p}_j \quad (16)$$

ausgedrückt werden. Die Definitionen (15) und (16) liefern mit (14) die Admittanzdarstellung

$$Y_{ij} = \frac{I_j}{U_i} = \sum_{n=1}^N \frac{\nu_n^i \eta_n^j}{j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} + R_n + jX_n} \quad (17)$$

mit den Netzwerkparametern

$$L_n = \tilde{\Phi}_n^T [\mathbf{L}] \tilde{\Psi}_n, \quad \nu_n^i = \tilde{\Psi}_n^T \mathbf{p}_i, \quad (18)$$

$$C_n = \frac{1}{\omega_n^2 L_n}, \quad \eta_n^i = \tilde{\Phi}_n^T \mathbf{p}_i, \quad (19)$$

$$R_n = \Re \left\{ \tilde{\Phi}_n^T [\tilde{\mathbf{Z}}(\omega_n)] \tilde{\Psi}_n \right\}, \quad X_n = \Im \left\{ \tilde{\Phi}_n^T [\tilde{\mathbf{Z}}(\omega_n)] \tilde{\Psi}_n \right\}. \quad (20)$$

Dabei repräsentieren  $L_n$ ,  $C_n$  und  $R_n$  modale Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände. Weiterhin werden  $\nu_n^i$  und  $\eta_n^i$  als Kopplungsfaktoren von idealen, unsymmetrischen Transformatoren aufgefasst. Die modale Reaktanz  $X_n$  kann nicht direkt als Netzwerkelement dargestellt werden. Da diese hauptsächlich bei Resonanz Einfluss besitzt, wird sie näherungsweise mit  $L_n$  verrechnet. Die korrigierte modale Induktivität  $L'_n$  wird definiert als

$$L'_n \approx L_n + \frac{X_n}{\omega_n}. \quad (21)$$

Man erhält dadurch für die Admittanzparameter den kompakten Zusammenhang

$$Y_{ij} = \sum_{n=1}^N \frac{\nu_n^i \eta_n^j}{j\omega L'_n + \frac{1}{j\omega C_n} + R_n}. \quad (22)$$

## 2.1 Modellreduktion

Wie in [1, 9] beschrieben wird, konvergiert die Summe (22) sehr langsam. Um eine zufriedenstellende Konvergenz mit einer geringeren Anzahl an Moden  $M \ll N$  zu erreichen, werden die subresonanten Schwingkreise mit  $\omega_n \gg \omega_{\max}$  als rein kapazitiv genähert und zu einer einzelnen Kapazität  $C_{ij}^0$  mit

$$C_{ij}^0 = \sum_{n=M+1}^N \nu_n^i \eta_n^j C_n \quad (23)$$

zusammengefasst, wobei  $\omega_{\max}$  die vorgegebene Bandbreite bezeichnet. Weiterhin werden die  $N_0$  Schwingkreise mit der  $N_0$ -fachen Eigenkreisfrequenz  $\omega_n = 0$ , die ein rein induktives Verhalten ausweisen, zu einer einzelnen Induktivität  $L_{ij}^0$  mit

$$L_{ij}^0 = \left( \sum_{n=1}^{N_0} \frac{\nu_n^i \eta_n^j}{L'_n} \right)^{-1} \quad (24)$$

reduziert. Dies liefert die verkürzte Admittanzdarstellung

$$Y_{ij} \approx j\omega C_{ij}^0 + \frac{1}{j\omega L_{ij}^0} + \sum_{n=N_0+1}^M \frac{\nu_n^i \eta_n^j}{j\omega L'_n + \frac{1}{j\omega C_n} + R_n}. \quad (25)$$

Die reduzierte Modellordnung  $M$  sollte so festgelegt werden, dass alle im betrachteten Frequenzbereich resonanten Moden mit  $\omega_n < \omega_{\max}$  berücksichtigt werden.

## 2.2 Feldeinkopplung

Die Einkopplung einfallender Felder kann wie in [1] gehandhabt werden. An jeder Basisfunktion wird die durch das Feld hervorgerufene Spannung angelegt. Die Gesamtheit aller Spannungen bildet den Vektor  $\mathbf{U}^{\text{inc}}$ , welcher zum allgemeinen Anregungsvektor (15) hinzuaddiert wird, wodurch man

$$\mathbf{U} = U_i \mathbf{p}_i + \mathbf{U}^{\text{inc}} \quad (26)$$

erhält. Der modifizierte Vektor wird in (14) eingesetzt. Für den gesamten Portstrom  $I_j$  ergibt sich mit (16)

$$I_j = j\omega \sum_{n=1}^N \frac{(U_i \eta_n^i + U_n^{\text{inc}}) \nu_n^j}{(\omega_n^2 - \omega^2) L_n + j\omega(R_n + jX_n)}, \quad (27)$$

wobei  $U_n^{\text{inc}}$  modale Spannungsquellen mit

$$U_n^{\text{inc}} = \tilde{\Phi}_n^T \mathbf{U}^{\text{inc}} \quad (28)$$

repräsentieren. Wie bereits zuvor wird die Konvergenz durch Extraktion der konstanten Induktivitäten und Kapazitäten beschleunigt, was zu

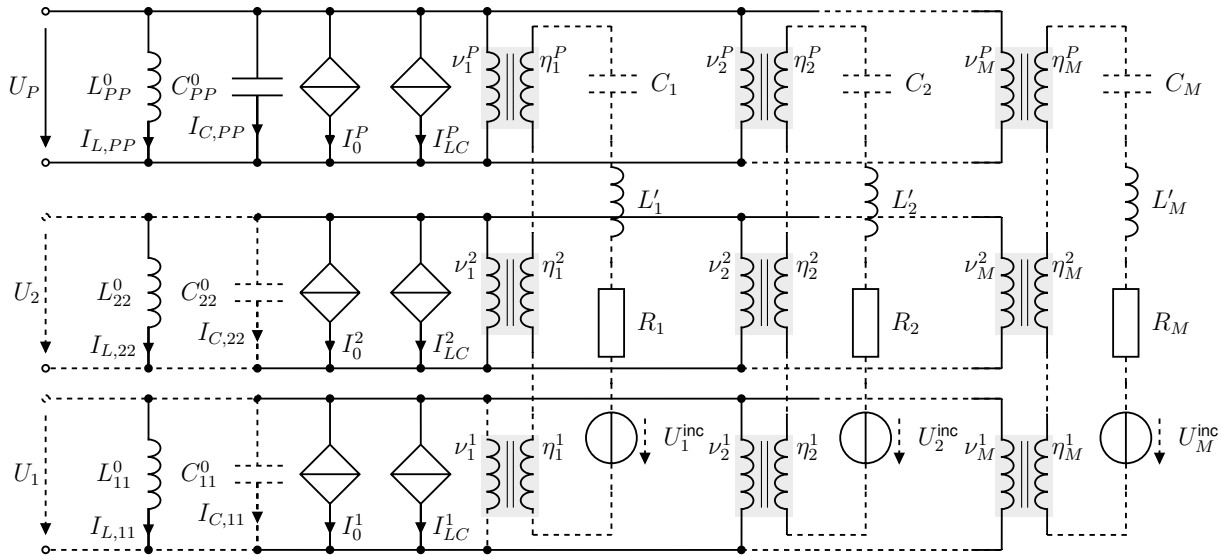
$$I_j = \frac{1}{j\omega L_{ij}^0} U_i + j\omega C_{ij}^0 U_i + I_j^0 + j\omega \sum_{n=N_0+1}^M \frac{(U_i \eta_n^i + U_n^{\text{inc}}) \nu_n^j}{(\omega_n^2 - \omega^2) L_n + j\omega(R_n + jX_n)} \quad (29)$$



mit den Portstromquellen  $I_j^0$ , welche sich nach

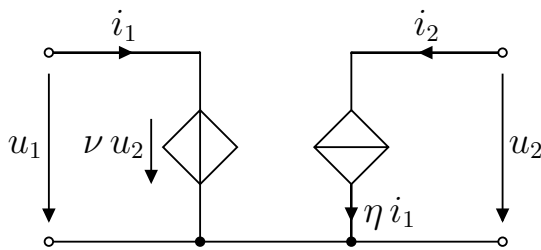
$$I_j^0 = \frac{1}{j\omega} \sum_{n=1}^{N_0} \frac{\nu_n^j U_n^{\text{inc}}}{L'_n} + j\omega \sum_{n=M+1}^N \nu_n^j C_n U_n^{\text{inc}} \quad (30)$$

ergeben, führt. Das daraus resultierende vollständige Netzwerkmodell ist in Abb. 1 für  $P$  Ports und  $M$  Moden dargestellt.



**Bild 1:** Konvergenzbeschleunigtes Netzwerkmodell für  $P$  Ports und  $M$  Moden mit Berücksichtigung von Abstrahlungsverlusten und einfallenden Feldern

Wie man erkennen kann, sind die idealen Transformatoren nicht reziprok, da die Kopplungsfaktoren ( $\nu$ ,  $\eta$ ) von der Betriebsrichtung abhängen.



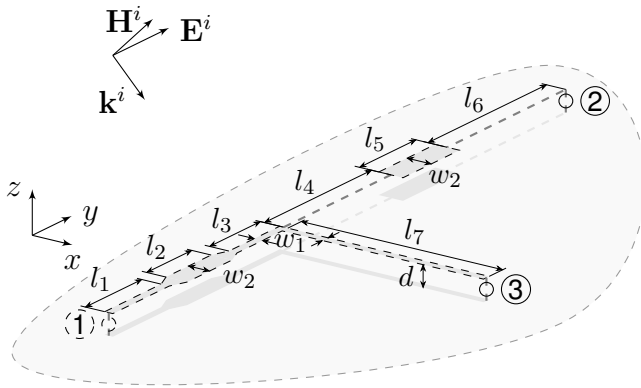
**Bild 2:** Schaltungsrealisierung eines unsymmetrischen idealen Transformators

Deren Implementation für Schaltungssimulationsprogramme kann, wie in Abb. 2 gezeigt, mit gesteuerten Quellen realisiert werden. Des Weiteren können die gekoppelten Kapazitäten nicht direkt in gebräuchlichen Simulatoren implementiert werden. Aus diesem Grund werden stromgesteuerte Stromquellen  $I_{LC}^i$  eingesetzt (Abb. 1). Diese Quellen können auch gleichzeitig zur Realisierung der induktiven Kopplungen herangezogen werden, wodurch man für den eingepägten Strom am Port  $i$  erhält:

$$I_{LC}^i = \sum_{m=1, m \neq i}^P \left( \frac{C_{mi}^0}{C_{mm}^0} I_{C,mm} + \frac{L_{mm}^0}{L_{mi}^0} I_{L,mm} \right) \quad (31)$$

### 3 Beispiel

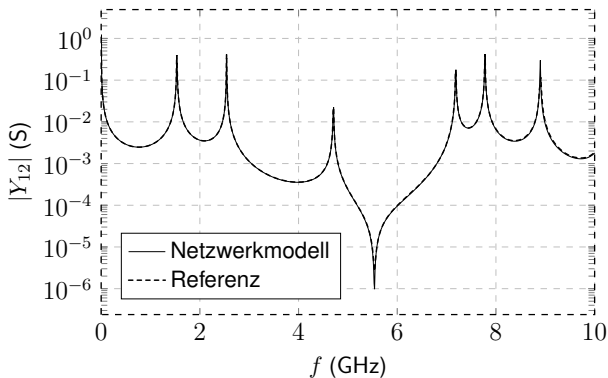
Die Gültigkeit und die Anwendbarkeit des vorgestellten Netzwerkmodells sollen anhand einer verzweigten Verbindungsstruktur, bestehend aus Drähten und Streifenleitungen über einer idealen elektrischen Masseebene (Abb. 3), sowohl im Frequenz- als auch im Zeitbereich demonstriert werden.



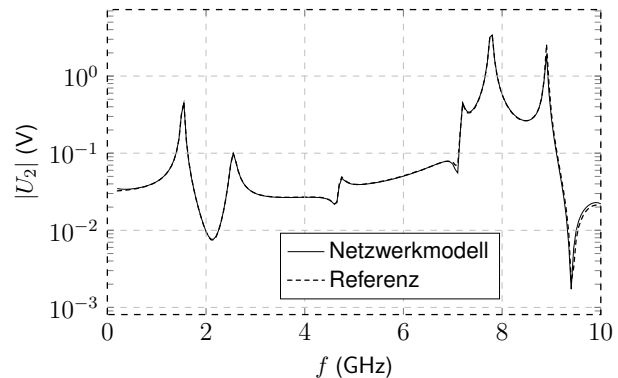
**Bild 3:** Verbindungsnetzwerk mit Drähten und Streifenleitern über idealer Masseebene

Das umgebende Medium sei Luft ( $\epsilon = \epsilon_0, \mu = \mu_0$ ). Der Abstand zwischen den Leitern und der Masseebene beträgt  $d = 1$  mm. Der erste Zweig stellt einen Streifenleiter mit variabler Breite dar. Die äußeren Bereiche mit  $w_1 = 1$  mm haben die Längen  $l_1 = 10$  mm und  $l_3 = 9$  mm. Der mittlere Bereich mit der Länge  $l_2 = 8$  mm ist doppelt so breit ( $w_2 = 2w_1$ ), wobei die Breite zwischen den Bereichen linear entlang einer Strecke der Länge 2 mm wächst bzw. sinkt. Den zweiten Zweig bildet ein Streifenleiter mit Länge  $l_7 = 25$  mm und Breite  $w_1$ . Der dritte Zweig besteht

aus zwei Dünndrähten mit Radius  $a = 1 \mu\text{m}$  und Längen  $l_4 = 19$  mm bzw.  $l_6 = 20$  mm, zwischen denen sich ein Streifenleiter mit Breite  $w_2$  und Länge  $l_5 = 10$  mm befindet. Jeder Zweig ist am Ende über elektrisch kurze Drähte, an welchen die Anordnung angeregt wird, mit der Masseebene verbunden. Für eine Bandbreite von  $f_{\text{max}} = 10$  GHz werden  $M = 12$  Schwingkreise verwendet. In der Referenzsimulation wurden etwa 260 Basisfunktionen benötigt. Zuerst wird der Admittanzparameter  $Y_{12}$  mit dem vorgestellten Modell (Abb. 1) ermittelt und mit dem Ergebnis der 3D-Vollwellenlösung mithilfe der Momentenmethode [10, 4] in Abb. 4 verglichen. Wie man sieht, wird eine sehr gute Übereinstimmung erreicht. Zur Aufstellung unseres



**Bild 4:** Admittanzparameter  $Y_{12}$  der Beispielstruktur (Abb. 3).



**Bild 5:** Betrag der eingekoppelten Spannung am Port 2 (Abb. 3)

Modells muss die Systemmatrix  $M = 12 + 1$ -mal berechnet werden, wobei der zusätzliche Term für die quasistatischen Matrizen steht. Im Gegensatz dazu wird das Vollwellenproblem (Inversion von Gl. (1)) je nach benötigter Auflösung mehrere hundert Mal gelöst, um auch die scharfen Resonanzen erfassen zu können. Sogar die Verwendung eines Fitting-Verfahrens, wie beispielsweise das Vector Fitting [11], würde wenigstens den gleichen Rechenaufwand erfordern, wobei Konvergenz und Passivität nicht garantiert sind.

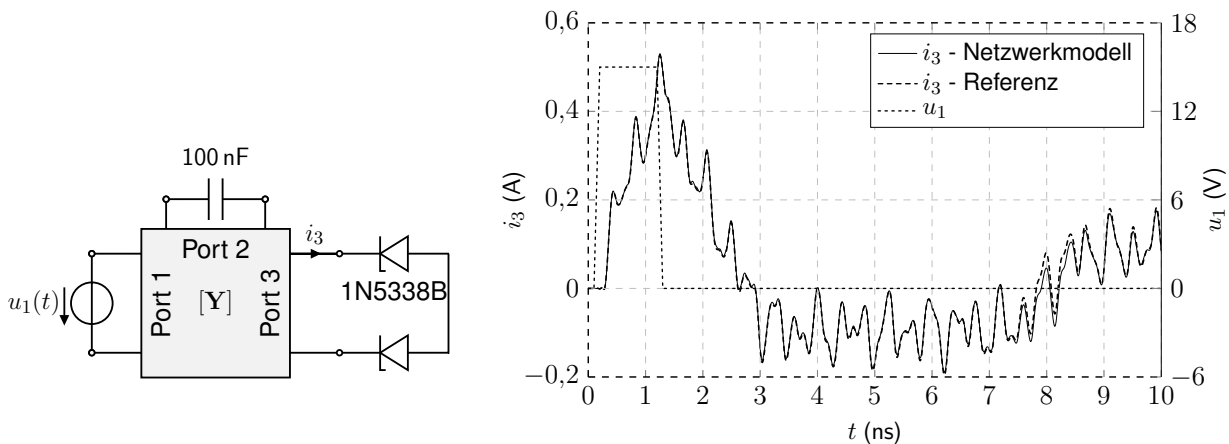
Als Beispiel für die Einkopplung eines einfallenden Feldes auf die Verbindungsstruktur wird wie in Abb. 3 angedeutet eine ebene Welle angesetzt. Die Welle ist gegeben durch den Wellenvektor  $\mathbf{k}_i = k_0/\sqrt{2}(\mathbf{e}_x - \mathbf{e}_z)$  und den elektrischen Feldstärkevektor  $\mathbf{E}_i = E_0\mathbf{e}_y$  mit der Wellenzahl des Freiraums  $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ , den kartesischen Einheitsvektoren  $\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y$  und  $\mathbf{e}_z$  sowie dem Betrag der Feldstärke  $E_0 = 1$  kV/m. Durch Verwendung dieser Größen ist die elektrische

Feldstärke an einem beliebigen Raumpunkt  $\mathbf{r}$  gegeben durch

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = E_0 \mathbf{e}_y e^{-j\mathbf{k}_i \cdot \mathbf{r}}. \quad (32)$$

Für die Analyse im Frequenzbereich werden die Ports mit Ohm'schen Widerständen  $R = 5 \Omega$  abgeschlossen. Die eingekoppelte Spannung wird am Port 2 sowohl mit der Vollwellenlösung als auch mit unserem Netzwerkmodell berechnet (Abb. 5). Man erkennt, dass unsere Methode eine sehr gute Übereinstimmung mit der Referenzsimulation liefert.

Abschließend soll die Vielseitigkeit des Modells anhand einer Zeitbereichssimulation gezeigt werden. Die dafür verwendete nichtlineare Beschaltung der Ports ist in Abb. 6 dargestellt. Die



**Bild 6:** Beschaltung für die Zeitbereichssimulation mit dem Beispielnetzwerk (Abb. 3).

**Bild 7:** Zeitbereichsantwort des Stromes  $i_3$  am Port 3 (vgl. Abb. 6).

Anordnung wird an Port 1 mit einem trapezförmigen Spannungspuls mit Anstiegs- und Abfallzeit  $t_r = 0,1 \text{ ns}$ , Haltezeit  $t_h = 1 \text{ ns}$  und Amplitude  $15 \text{ V}$  angeregt. Nach [12] lässt sich die Bandbreite eines solchen Pulses grob mit  $f_{\max} \approx 1/t_r = 10 \text{ GHz}$  abschätzen, welche durch das zuvor aufgestellte Modell abgedeckt wird. Der zweite Port ist mit einer Kapazität  $C = 100 \text{ nF}$  abgeschlossen. An Port 3 wird eine nichtlineare Last in Form von spannungsbegrenzenden Zener-Dioden 1N5338B angeschlossen. Die Stromantwort  $i_3$  an diesem Port wird mithilfe der Vollwellenlösung sowie dem entsprechenden Foster-Netzwerkmodell bestimmt (Abb. 7). Für die Schaltungssimulation des Modells wurde ein verbreitetes SPICE-basiertes Programm verwendet [13]. Für die Referenzlösung ist ein nachträgliches Anwenden eines Vector Fittings in Kombination mit einem Model-Order-Reduction-Verfahren (MOR) [14] sowie das Erzwingen der Passivität erforderlich. Auch hier wird eine sehr gute Übereinstimmung erreicht. Die Dauer der SPICE-Simulation im Zeitbereich hängt stark vom Anregungssignal und der daraus resultierenden Anzahl an Zeitschritten ab. In diesem Fall dauerte die Simulation mit automatisch gewählten Zeitschritten nur wenige Sekunden.

## 4 Zusammenfassung

In diesem Artikel haben wir einen Ansatz zur erheblichen Verbesserung der Anwendbarkeit des Foster-Netzwerkmodells für Verbindungsstrukturen vorgestellt, indem die zuvor notwendige Beschränkung auf Dünndrähte und symmetrische Systemmatrizen aufgehoben wurde. Dies kann erreicht werden, indem die allgemein gültige Biorthogonalität von Eigenvektoren aus adjungierten Eigenwertproblemen ausgenutzt wird, während die Vorteile des Modells beibehalten

werden. Eine minimale Modellordnung wird durch Extraktion von gekoppelten Portinduktivitäten und -kapazitäten ermöglicht. Strahlungsverluste werden durch modale Widerstände und modifizierte Induktivitäten berücksichtigt. Zusätzlich kann der Einfluss einfallender Felder durch zusätzliche modale Spannungsquellen erfasst werden. Sobald die beiden Eigenwertprobleme gelöst und die Strahlungsimpedanzen berechnet wurden, sind alle Schaltelemente bekannt und können automatisch in eine SPICE-Netzliste exportiert werden.

Die Gültigkeit wurde durch Vergleich der Ergebnisse mit rechenintensiven Vollwellensimulationen gezeigt.

## Literatur

- [1] BEDNARZ, Christian ; LANGE, Christoph ; SÜDEKUM, Sebastian ; LEONE, Marco: Broadband Circuit Model for Wire-Interconnection Structures Based on a MoM-Eigenvalue Approach. In: *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility* accepted for publication (2017)
- [2] BEDNARZ, C. ; LEONE, M.: MoM-based foster-type circuit model for lossy wire-interconnection structures. In: *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2017. – ISSN 2325–0364, S. 1–6
- [3] BEDNARZ, C. ; LEONE, M.: Equivalent circuit model for radiating lossy wire-interconnection structures including external field coupling. In: *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2017, S. 704–707
- [4] DAVIDSON, David B.: *Computational electromagnetics for RF and microwave engineering*. Cambridge University Press, 2010
- [5] GANTMACHER, Feliks R.: *The theory of matrices*. Chelsea, 1960
- [6] ZHEDANOV, Alexei: Biorthogonal Rational Functions and the Generalized Eigenvalue Problem. In: *Journal of Approximation Theory* 101 (1999), Nr. 2, 303 - 329. <http://dx.doi.org/https://doi.org/10.1006/jath.1999.3339>. – DOI <https://doi.org/10.1006/jath.1999.3339>. – ISSN 0021–9045
- [7] ARFKEN, George B. ; WEBER, Hans J. ; HARRIS, Frank E.: *Mathematical Methods for Physicists: A Comprehensive Guide*. Academic Press, 2013
- [8] SÜDEKUM, S. ; LEONE, M.: Modal Network Synthesis for Arbitrary Interconnection Structures Including Radiation. In: *2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2019. – ISSN null, S. 0216–0221
- [9] BEDNARZ, C. ; SCHREIBER, H. ; LEONE, M.: Efficient Multiport Equivalent Circuit for Skin and Proximity Effect in Parallel Conductors With Arbitrary Cross Sections. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 60 (2018), Dec, Nr. 6, S. 2053–2056. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2018.2789998>. – DOI 10.1109/TEMC.2018.2789998. – ISSN 0018–9375
- [10] HWU, S. U. ; WILTON, D. R. ; RAO, S. M.: Electromagnetic scattering and radiation by arbitrary conducting wire/surface configurations. In: *1988 IEEE AP-S. International Symposium, Antennas and Propagation*, 1988, S. 890–893 vol.2
- [11] GUSTAVSEN, Bjorn ; SEMLYEN, Adam: Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. In: *IEEE Trans. on power delivery* 14 (1999), Nr. 3, S. 1052–1061
- [12] PAUL, Clayton R.: *Introduction to electromagnetic compatibility*. Bd. 184. John Wiley & Sons, 2006
- [13] LINEAR TECHNOLOGY: *LTspice VII*. [www.linear.com](http://www.linear.com). Version:2016
- [14] COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY (CST): *Microwave Studio*. [www.cst.de](http://www.cst.de). Version:2019

# Entwicklung von Direct Power Injection Platinen zur Bestimmung der Beeinträchtigung von Mikrocontrollern aufgrund von IEMI bis 1 GHz in Leiterbahnstrukturen

M. Sc. Felix Burghardt, Leibniz Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik

Johannes Bohse, Hochschule Hannover

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

## 1 Einleitung

Die Bestimmung des Risikos eines Systems vor bewusst hervorgerufenen elektromagnetischen Beeinflussungen (engl.: intentional electromagnetic interferences, kurz: IEMI) ist eine anspruchsvolle Aufgabe, da das Risiko individuell für jede Untersuchung entsprechend dem gewählten Szenario ermittelt werden muss. Zudem wächst nach Radasky, Baum und Wik [1] die Bedrohung für solche Attacken, weshalb eine intensivere Auseinandersetzung mit dem IEMI Risiko angestrebt werden muss.

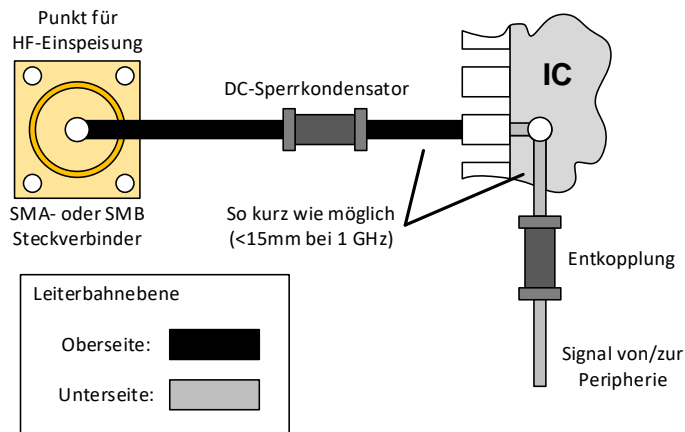
Von der Vielzahl an möglichen IEMI-Szenarien ist eines die Bestimmung der Störfestigkeit von Mikrocontrollern gegenüber leitungsgeführter Störsignale. Um eine solche Untersuchung jedoch durchführen zu können, ist eine Prüfplatine notwendig, welche in dieser Arbeit vorgestellt wird.

Die Entscheidung für dieses Szenario ist wie folgt begründet: Durch Untersuchungen von Nitsch et al. [2] ist bekannt, dass elektromagnetische Signale mit einer Frequenz zwischen 100 MHz und 1 GHz Leiterbahnstrukturen anregen. Da Mikrocontroller sehr kleine Strukturgrößen aufweisen (für gewöhnlich nur wenige Zentimeter), sind die im Inneren entstehenden Ströme bzw. Spannungen, welche durch eingekoppelte elektromagnetische Felder unter 1 GHz verursacht werden, vernachlässigbar [3]. Bei der Wahl eines entsprechenden Szenarios kann somit ein Mikrocontroller als eine Einheit angesehen werden, die lediglich durch anliegende Ströme und Spannungsdifferenzen an den Anschlusspins des Mikrocontrollers gestört werden kann.

Diese Arbeit beschreibt den Aufbau solcher Mikrocontroller-Prüfplatinen. Die vorgestellte Platine kommt mit 2 Layern aus und kann mit einfachen Mitteln sowie mit geringem konstruktiven Aufwand nachgebaut werden. Dazu wird zum einem das Augenmerk auf die Einspeisung des Störsignals in den Mikrocontroller gelegt und der Einfluss verschiedener passiver Bauelemente aufgezeigt. Anschließend wird die Herangehensweise erläutert, mit der die verschiedenen Betriebszustände der Pins ermittelt werden und wie die entsprechende Peripherie auszulegen ist. Zusätzlich wird auf den Schaltungsentwurf eingegangen, welcher die Peripherie vor den Störsignalen schützt. Ein weiteres Gebiet der Arbeit ist die Detektierung der Störungen des Mikrocontrollers, welche durch die Störsignale ausgelöst werden sollen. Der Mikrocontroller wird dabei über eine Lichtwellenleiteranordnung mit einem weiteren Mikrocontroller verbunden, welcher den Prüfling permanent überwacht.

## 2 Normativer Aufbau

In den Normen DIN EN 62132-4 [4] sowie DIN EN 62215-3 [5] ist ein Prüfaufbau sowie verschiedene Prüfprozeduren beschrieben, mit denen leitungsgeführte Störfestigkeitsuntersuchungen mit kontinuierlichen als auch transienten Signalen durchgeführt werden können (Direct Power Injection, kurz: DPI).



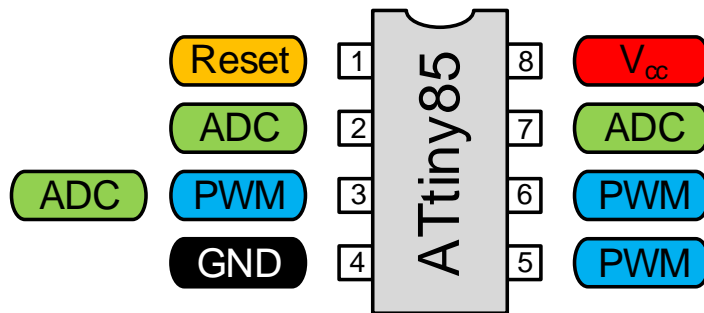
**Bild 1:** Schematischer Aufbau von DPI (basierend auf DIN EN 62132-4)

Bild 1 zeigt den grundlegenden Aufbau einer DPI-Prüfumgebung. Auf einer Platine wird mittels eines SMA- bzw. SMB-Steckverbinders das Signal der Störquelle eingespeist. Anschließend erfolgt die Übertragung des Signals auf der Platine. Damit keine Impedanzsprünge und den dadurch einhergehenden Reflexionen auf der Leiterbahn auftreten, muss diese einen Wellenwiderstand von  $50 \Omega$  aufweisen, da dieser Wert dem Wellenwiderstand der Signalquelle und weiterer Komponenten des Prüfaufbaus entspricht. Die Störsignaleinkopplung in den Pin des Mikrocontrollers erfolgt anschließend mittels eines DC-Sperrkondensators. Um die notwendigen Elemente, bspw. die Spannungsversorgung, vor dem Störsignal zu schützen ist nach DIN EN 62132-4 eine Entkopplungsdrossel mit einer Impedanz von  $Z_L = 400 \Omega$  vorgesehen.

## 3 Prüfling

Das in dieser Arbeit vorgestellte Platinendesign orientiert sich an dem Mikrocontroller ATtiny85 der Firma Microchip. Der Prüfling besitzt acht Pins, von denen sechs als Ein- und Ausgänge programmierbar sind. Darüber hinaus kann der Mikrocontroller mittels eines internen ADCs analoge Signale in digitale umwandeln und über verschiedene Kommunikationsschnittstellen mit anderen Mikrocontroller kommunizieren [6].

In Bild 2 ist die Pinbelegung des ATtiny85 abgebildet, welche für diese Arbeit relevant ist. Der rot markierte Pin 8 ( $V_{CC}$ ) sowie Pin 4 (GND) sind für den Betrieb des Mikrocontrollers essenziell und müssen mit der Spannungsversorgung verbunden sein. Pin 1 (Reset) ist für den Reset des Mikrocontrollers erforderlich und wird auch als solcher in dieser Arbeit ausschließlich verwendet. Die verbleibenden Pins 2, 3, 5, 6 und 7 können als digitale Ein- oder als Ausgänge geschaltet werden. Zudem besteht die Möglichkeit ein



**Bild 2:** Pinbelegung des ATtiny85 (Auswahl)

pulsweitenmoduliertes Signal (PWM) zu erzeugen und dieses an den Pins 3, 5 und 6 auszugeben. Darüber hinaus können Pin 2, 3 und 7 analoge Signale aufnehmen.

Durch die Vielseitigkeit dieser Mikrocontroller können verschiedene Aspekte moderner Schaltungen, bspw. Verarbeitung digitaler sowie analoger Eingabesignale, Erzeugung von PWM-Ausgaben, Kommunikation mit anderen Mikrocontrollern per I<sup>2</sup>C bzw. SPI, realisiert werden. Die Tatsache, dass die Anzahl der Pins sehr gering ist (womit der Untersuchungsaufwand reduziert wird) hat den Entschluss gefestigt diesen Mikrocontroller zu untersuchen.

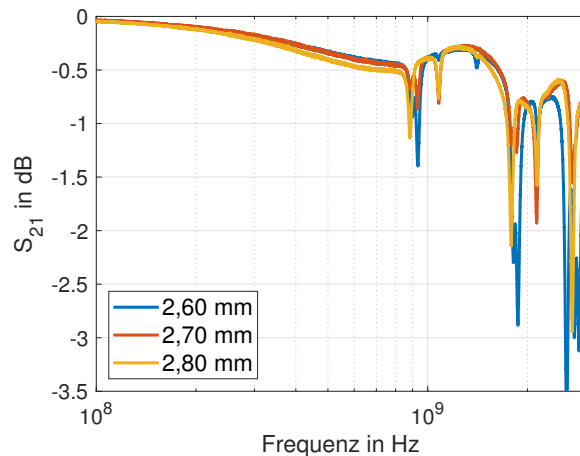
#### 4 Hochfrequentes Verhalten diskreter Bauelemente

Da Leiterbahnen und diskrete passive Bauelemente ein frequenzabhängiges Verhalten aufweisen, wurden deren parasitären Eigenschaften bei der Auslegung der Testplatinen berücksichtigt.

Nach Bild 1 muss die Leiterbahn zwischen dem Einspeisepunkt und dem DC-Sperrkondensator eine Impedanz von 50 Ω aufweisen um einen Impedanzsprung und die dadurch einhergehenden Reflexionen auf der Leiterbahn zu vermeiden. Ob eine Leiterbahn den Anforderungen entspricht, kann mittels eines Netzwerkanalysators überprüft werden. Dazu wird der S<sub>21</sub>-Frequenzgang einer Streifenleitung ermittelt. Liegt der Frequenzgang bei konstanten 0 dB und treten keine Resonanzen auf, so ist auch die Impedanz der Leitung konstant. Da die Impedanz des Netzwerkanalysators 50 Ω beträgt, erschließt sich daraus, dass eine solche Streifenleitung ebenfalls eine Impedanz von 50 Ω aufweist.

In dieser Arbeit wird eine 50 Ω-Leiterbahn auf Basis einer doppelseitigen mit Kupfer beschichteten Epoxyd-Platine hergestellt. Die Leiterbahn wird dabei aus dem Substrat freigefräst. Ein Überblick des S<sub>21</sub>-Frequenzgangs von 60 mm langen Streifenleitungen mit unterschiedlichen Leitungsbreiten ist in Bild 3 dargestellt.

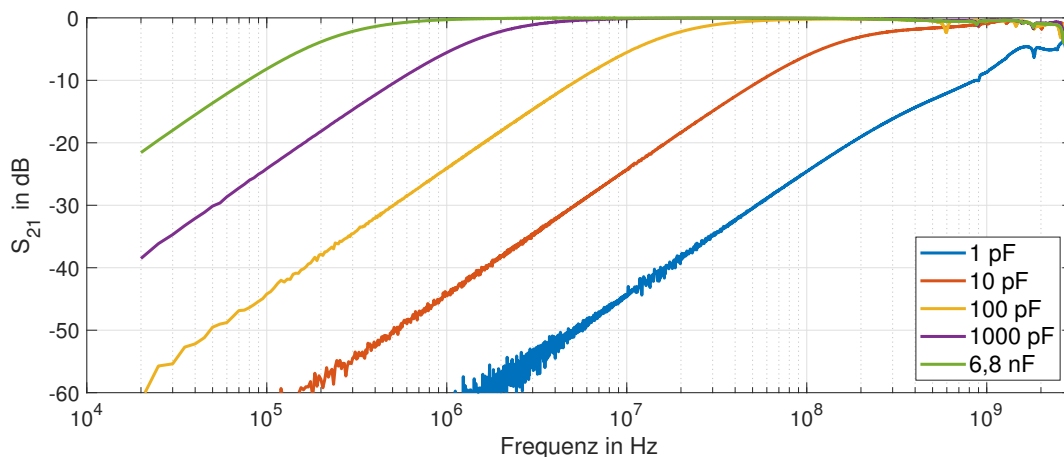
Dem Bild ist zu entnehmen, dass bei dem gewählten Platinenmaterial bis 1 GHz eine Leiterbahnbreite von 2,70 mm die geringste Dämpfung aufweist. Da die Norm DIN EN 62132-4



**Bild 3:**  $S_{21}$ -Frequenzgänge von drei unterschiedlich breiten Streifenleitungen

eine maximale Dämpfung von 3 dB gestattet, ist die maximale Abweichung von 0,86 dB vertretbar.

Das Störsignal wird mittels eines DC-Sperrkondensators auf den Anschlusspin des Mikrocontrollers eingekoppelt. Da die Norm DIN EN 62215-3 je nach Pin-Typ verschiedenste Werte von Koppelkondensatoren empfiehlt (von 1 pF bis 1 nF) und die Norm DIN EN 62132-4 einen Wert von 6,8 nF vorschreibt, ist in Bild 4 das Übertragungsverhalten dieser Kondensatoren gegenübergestellt. Die Messungen wurden an SMD-Kondensatoren (Bauform: 1206) durchgeführt.



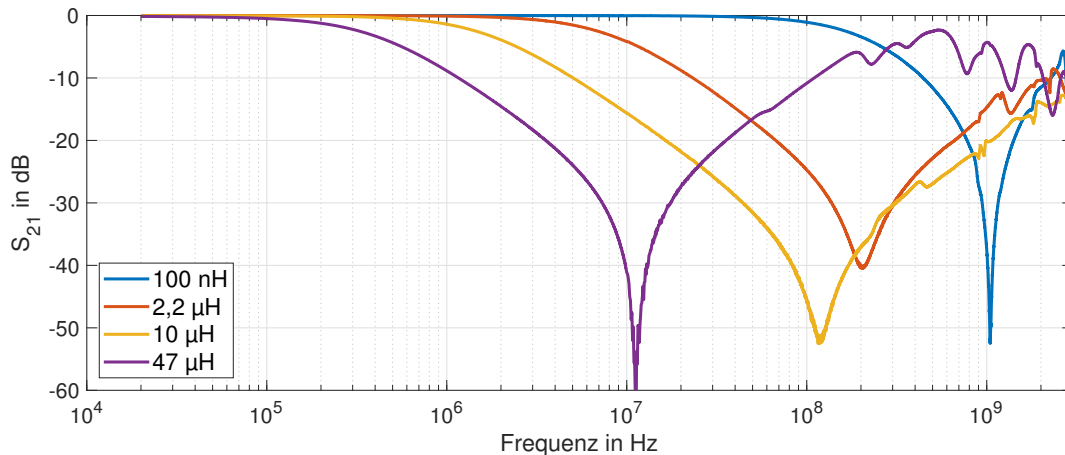
**Bild 4:**  $S_{21}$ -Frequenzgänge verschiedener Kondensatoren

Es ist deutlich zu erkennen, dass Kondensatoren mit einer geringen Kapazität niedrige Frequenzen stärker dämpfen als Kondensatoren mit einer höheren Kapazität. Die 3 dB-Grenzfrequenz des 1 nF-Kondensators liegt bei 1,6 MHz, die des 6,8 nF-Kondensators bei 240 kHz. Die passende Kondensatorwahl für die DPI-Platine hängt somit von dem verwendeten Störsignal ab. Besitzt dieses Störsignal nur hohe Frequenzanteile, dann können DC-Sperrkondensatoren mit einer kleineren Kapazität verwendet werden. In Anbetracht dessen, dass die DPI-Platine für Signale welche ein breites Frequenzspektrum aufweisen (und nur Frequenzanteile bis maximal 1 GHz besitzen) ausgelegt wird, erübrigt



sich die Wahl von zu kleinen Kondensatoren. Daher werden 6,8 nF-Kondensatoren als DC-Sperrkondensatoren verwendet, welche auch die Norm DIN EN 62132-4 empfiehlt.

Damit ein Störsignal nicht die peripheren Schaltungen, welche für die Funktion des Mikrocontrollers essentiell sind, beeinträchtigt, müssen diese von der Zuleitung entkoppelt werden. Die Normen DIN EN 62132-4 und DIN EN 62215-3 verweisen dabei auf ein Bauteil, welches eine Impedanz  $>400 \Omega$  besitzen soll. Da die Dämpfung von Widerständen  $>400 \Omega$  den Strom bei 5 V Betriebsspannung auf weniger als 12,5 mA begrenzen und die Impedanz einer Induktivität frequenzabhängig ist, sind diese Bauelemente nicht für alle Anwendungsfälle geeignet. Bild 5 zeigt das Übertragungsverhalten realer Induktivitäten.



**Bild 5:**  $S_{21}$ -Frequenzgänge verschiedener Induktivitäten

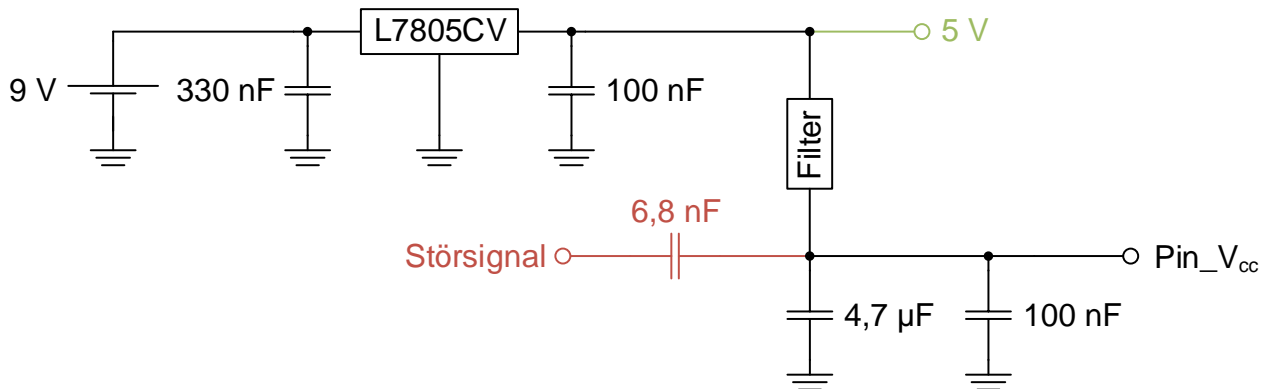
Die Verringerung der Dämpfungen aller Induktivitäten bei höheren Frequenzen, wird durch die parasitären Kapazitäten verursacht. Dieses schmalbandige Bandsperr-Verhalten verhindert den Einsatz von Induktivitäten als reine Tiefpassglieder. Davon ausgehend wird stattdessen, zum Schutz der peripheren Schaltungen auf der DPI-Platine, eine Kombination von Kondensatoren und Induktivitäten verwendet, um eine breitbandige Bandsperrung zu erhalten. Die 20 dB-Frequenzgrenzen der in dieser Arbeit verwendeten Bandsperrung liegt zwischen 3 MHz und 1,8 GHz. Durch diese Wahl wird ein ausreichend breites Frequenzspektrum gedämpft.

## 5 Peripherie-Schaltungen

Bei den auf der DPI-Platine aufgebrachten peripheren Schaltungen muss die Anzahl an verwendeten Bauelementen so gering wie möglich ausfallen. Jedes zusätzliche Bauteil kann sonst durch das Störsignal beeinträchtigt werden und dadurch die Messung beeinflussen. Aus diesem Grund dürfen nur Schaltungen bzw. Bauelemente welche essentiell notwendig sind auf die DPI-Platine aufgebracht werden. Neben der Spannungsversorgung erfolgt im Folgenden auch die Beschreibung der Schaltungen zur Bereitstellung von Messsignalen und für die Kommunikation.

Die Energieversorgung stellt eine 9 V-Block Batterie zur Verfügung. Da die Betriebsspannung des ATtiny85 5 V beträgt, wird die Versorgungsspannung mit dem Linearregler

L7805CV auf 5 V stabilisiert. Zur Spannungsstabilisierung sind vom Hersteller zwei Kondensatoren vorgesehen. Es ist Praxis, den  $V_{cc}$ -Eingang eines Mikrocontrollers vor Spannungsschwankungen ebenfalls mit Kondensatoren zu stabilisieren. Aus diesem Grund werden die beiden  $4,7 \mu\text{F}$  und  $100 \text{ nF}$  Kondensatoren und der  $V_{cc}$ -Eingang als eine Einheit angesehen. Bild 6 veranschaulicht die Peripherie, welche die 5 V Betriebsspannung für den Mikrocontroller und alle weiteren Peripherien zur Verfügung stellt. Das Störsignal wird über den  $6,8 \text{ nF}$  DC-Sperrkondensator in die Schaltung eingekoppelt.



**Bild 6:** Schaltplan der Peripherie „Spannungsversorgung“

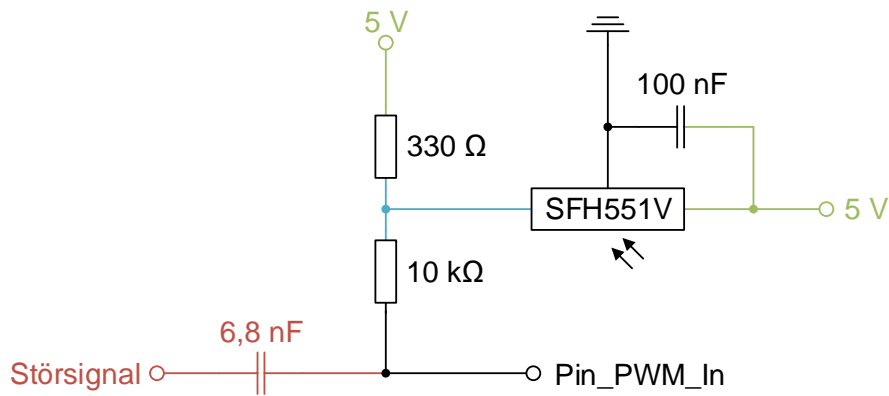
Der Reset-Pin wird laut dem Datenblatt [6] mit einem  $10 \text{ k}\Omega$  Pull-Up Widerstand auf 5 V angehoben. Gleichzeitig schützt der Widerstand die Spannungsversorgung vor Störsignalen. Da die Verbindung vom GND-Pin zur Masse niederohmig ausgelegt sein muss, wird dieser über eine Filterschaltung mit Masse verbunden. Als analoges Messsignal empfiehlt es sich einen Spannungsteiler mit zwei hochohmigen Widerständen ( $10 \text{ k}\Omega$ ) zu bilden.

Die Kommunikation des ATtiny85 mit dem Benutzer erfolgt mittels einer optischen Übertragung. Als Sender dient eine LED mit nachgeschaltetem  $1 \text{ k}\Omega$  Widerstand. Dieser großzügig ausgelegte Vorwiderstand schützt zugleich die LED vor den Störsignalen. Als optischer Empfänger wird das Bauelement „SFH551V“ verwendet, welches ab einem gewissen Helligkeitswert das Ausgangspotential gegen Masse zieht (invertierender Schmitt-Trigger). Bild 7 zeigt den Aufbau dieser Peripherie.

Damit die Signale automatisiert ausgewertet werden können, erfolgt die Auswertung durch einen Mikrocontroller, welcher an einen Computer angeschlossen ist. Der Mikrocontroller dient dabei als I/O-Schnittstelle und ist durch die optische Kommunikation mit der DPI-Prüfplatine galvanisch getrennt. Da die Schnittstelle nicht mit den Störsignalen der DPI-Prüfplatine in Kontakt tritt, bedarf es keiner besonderen Anforderung an das Platinendesign.

## 6 Variationen von DPI-Prüfplatinen

Die Pins 2, 3, 5, 6 und 7 des ATtiny85 können unterschiedliche Funktionen wahrnehmen. Da je nach Pin-Modi andere Schaltkreise im Inneren des Mikrocontrollers zur Anwendung



**Bild 7:** Schaltplan der Peripherie „Empfänger“

kommen, kann das Verhalten dieses Pins bei einem Störsignal unterschiedlich sein. Aus diesem Grund bedarf es verschiedener Konfigurationen der DPI-Prüfplatine. Tabelle 1 zeigt eine Auflistung unterschiedlicher DPI-Prüfplatinen, welche alle Funktionen der Pins abdecken.

**Tabelle 1:** Auflistung von DPI-Prüfplatinen

Konfiguration	Pin	Arduino Befehl	Verschaltung
A	2	analogRead	Analoger Eingang
	3	analogRead	Analoger Eingang
	5	digitalRead	Empfänger
	6	analogWrite	Sender
	7	analogRead	Analoger Eingang
B	2	digitalRead	Empfänger
	3	analogWrite	Sender
	5	analogWrite	Sender
	6	analogWrite	Sender
	7	digitalRead	Empfänger
C	2	digitalWrite	Sender
	3	digitalRead	Empfänger
	5	digitalRead	Empfänger
	6	digitalRead	Empfänger
	7	digitalWrite	Sender

Zur Überprüfung aller Pins sind somit drei unterschiedliche DPI-Prüfplatinen erforderlich.

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass die Normen noch einige Besonderheiten zu dem Aufbau einer DPI-Prüfplatine vorschreiben. Zu einem gilt eine strikte Trennung der beiden Platinenebenen. So soll sich auf einer Ebene nur der Signalpfad der Störungsübertragung befinden, auf der anderen die peripheren Schaltungen. Zudem muss im Umkreis von 1 cm immer eine Verbindung zwischen den beiden Masseflächen hergestellt sein. Da ein IC-Sockel eine nicht zu vernachlässigende Induktivität besitzt (nach Norm

DIN EN 62132-4 ca. 10 nH), ist darüber hinaus eine Verwendung bei Störsignalen hoher Frequenzen nicht ratsam.

## 7 Zusammenfassung

Die Anforderungen an einer Mikrocontroller-Prüfplatine für leitungsgeführte Störgrößen sind durch die Normen DIN EN 62132-4 [4] sowie DIN EN 62215-3 [5] definiert. Die Realisierung einer solchen Platine bedarf einer Auslegung, welche in dieser Arbeit anhand des Mikrocontrollers ATtiny85 gezeigt wurde. Zunächst erfolgte eine Analyse des Prüflings und dessen Anforderungen an eine Prüfplatine. In Hinblick auf das hochfrequente Verhalten passiver Bauelemente wurden verschiedene Peripherieschaltungen vorgestellt, welche sowohl mit dem Prüfling in Kontakt stehen, als auch unempfindlich gegenüber den Störsignalen sind. Abschließend erfolgte die Vorstellung unterschiedlicher Prüfplatinen-Konfigurationen um den unterschiedlichen Verwendungsmöglichkeiten mancher Pins gerecht zu werden.

## Literatur

1. RADASKY, William A; BAUM, Carl E; WIK, Manuem W. Introduction to the special issue on high-power electromagnetics (HPEM) and intentional electromagnetic interference (IEMI). *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2004, Jg. 46, Nr. 3, S. 314–321. Abgerufen unter DOI: 10.1109/TEMC.2004.831899.
2. NITSCH, Daniel; FRIEDHOFF, Hans; MAACK, Jörg; SABATH, Frank; CAMP, Michael; GARBE, Heyno. UWB and EMP susceptibility of modern microprocessor boards. In: *EMC Europe 2000 Brügge*. 2000, S. 345–350. ISBN 9076019142.
3. CAMP, Michael. *Empfindlichkeit elektronischer Schaltungen gegen transiente elektromagnetische Feldimpulse*. Shaker, 2004. ISBN 3-8322-3504-3. Dissertation.
4. DIN EN 62132-4:2006. *Integrierte Schaltungen - Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit im Frequenzbereich von 150 kHz bis 1 GHz - Teil 4: Verfahren direkter Einspeisung der HF-Leistung (IEC 62132-4:2006)*. 2006-10. Abgerufen unter DOI: 10.31030/9759826.
5. DIN EN 62215-3:2014. *Integrierte Schaltungen - Messung der Störfestigkeit gegen Impulse - Teil 3: Asynchrones Transienteneinspeisungs-Verfahren (IEC 62215-3:2013)*. 2014-04.
6. ATMEL CORPORATION. *Atmel ATtiny25, ATtiny45, ATtiny85 Datasheet* [online]. 2013-08 [aufgerufen am 2019-11-01]. Abgerufen unter: [http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-2586-AVR-8-bit-Microcontroller-ATtiny25-ATtiny45-ATtiny85\\_Datasheet.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-2586-AVR-8-bit-Microcontroller-ATtiny25-ATtiny45-ATtiny85_Datasheet.pdf).

---

Feldanalyse



# Methoden zur Untersuchung von Einflussparametern im Messaufbau von gestrahlten Emissionsmessungen im Komponententest nach CISPR 25

M.Sc. Jan Schabel, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik –  
Universität Stuttgart

Dipl.-Ing. Michael Beltle, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik –  
Universität Stuttgart

Dr. Martin Kull, mk-messtechnik GmbH

Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Institut für Energieübertragung und  
Hochspannungstechnik – Universität Stuttgart

Dr. Michael Zerrer, mk-messtechnik GmbH

## 1 Einleitung

Seit der Einführung der Norm CISPR 25 im Jahr 1995 hat die Komplexität der Steuergeräte und Kabelbäume signifikant zugenommen. Gleichzeitig steigt die Vernetzung der Steuergeräte untereinander, wodurch oft mehrere gleiche oder unterschiedliche Bus-Systeme in ein und demselben Steuergerät vorhanden sind.

Für die Messung der gestrahlten Emissionen einer Fahrzeugkomponente wird diese über eine Leitung (Prüfkabelbaum) mit einer Lastnachbildung verbunden [1]. Ein Steuergerät kann aber nur dann richtig getestet werden, wenn alle für den Betrieb notwendigen Informationen vorhanden sind. Bei Prüflingen mit Bus-System muss daher auch eine aktive Kommunikation auf dem Bus möglich sein. Da weder diese Busleitung beliebig verlängerbar ist, noch die komplette Peripherie in die Absorberkammer gestellt werden kann, muss mit optischen Übertragungsstrecken gearbeitet werden. Mit Hilfe der Übertragungsstrecke kann der Prüfling (DUT) im Inneren der Absorberkammer mit seiner Peripherie, welche sich außerhalb befindet, verbunden werden. Sollen nun die Emissionen eines Steuergerätes gemessen werden, wird für jedes zu prüfende Bus-System eine dieser Übertragungsstrecken benötigt. Dafür muss der Kabelbaum so angepasst werden, dass auf der Seite der Lastnachbildung alle benötigten Transceiver angeschlossen werden können. Dabei ist eine Vielzahl an möglichen Aufbauvarianten denkbar, welche potentiell mit unterschiedlichen Messergebnissen einhergehen, zusätzlich hat bei größeren Aufbauten auch die Positionierung der einzelnen Geräte einen teils unbekanntem Einfluss. Durch Vergleichsmessungen sollen daher verschiedene Messaufbauten, in Bezug auf die gestrahlten Emissionen, untersucht werden.

Ziel dieser Arbeit ist es eine Messmethode zu finden, mit welcher der Einfluss verschiedener Messaufbauten auf die gestrahlten Emissionen zuverlässig erkennbar wird.

Voraussetzungen an die Verfahren sind:

- Eine ausreichende Bandbreite, damit Resonanzstellen und der Dämpfungsverlauf über den gesamten Frequenzbereich bewertet werden können.
- Die Reproduzierbarkeit der Signalanregung, um eine gesicherte Vergleichbarkeit zu erreichen.
- Eine hohe Dynamik, um Varianten des Versuchsaufbaus ausreichend genau beurteilen zu können.

## 2 Messmethoden

Nachfolgend werden drei Messmethoden vorgestellt: Die Messung der Emissionen eines realen Prüflings, die breitbandige Anregung des Kabelbaums mit einem Impuls und die Messung des Übertragungsverhaltens vom Kabelbaum zur Messantenne mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (VNA).

### 2.1 Messung mit einem realen Prüfling

Zunächst werden Messungen an einem realen Prüfling durchgeführt. Aufgrund der zunehmenden Verbreitung wird als Bus-System Automotive-Ethernet nach dem Standard 100BASE-T1 ausgewählt. Dabei werden Übertragungsraten bis zu 100 Mbit/s über ein ungeschirmtes, verdrehtes Adernpaar realisiert. Als Prüfling und Last wird je ein Transceiver verwendet. Als PHY (engl. Physical Layer) findet ein „NXP TJA1100“ Verwendung. In Bild 1 ist der prinzipielle Aufbau eines Medienkonverters zu sehen. Das serielle Automotive-Ethernet Signal wird zunächst gefiltert [2] bevor es im PHY decodiert wird. Anschließend erfolgt eine elektrisch-optische Umsetzung (O/E), um das Signal mittels Lichtwellenleiter übertragen zu können.

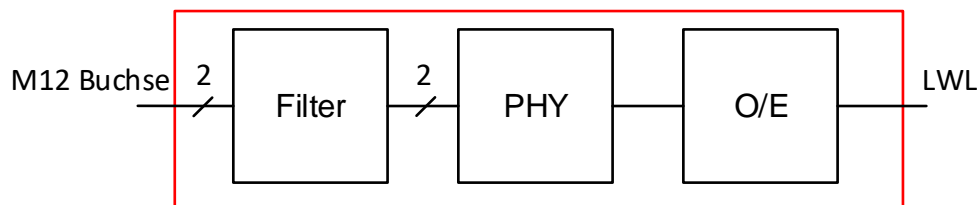


Bild 1: Prinzipaufbau eines Automotive-Ethernet Medien-Konverters

Die verwendete Übertragungsstrecke wird für diesen Fall auf hohe und reproduzierbare Emissionen optimiert. Über Lichtwellenleiter werden beide Konverter mit zwei weiteren Konvertern außerhalb der Absorberkammer verbunden. Diese sind jeweils mit einem PC verbunden. Über die Verbindung der beiden PCs wird eine konstante Auslastung des Ethernet-Links garantiert.

Der Messaufbau ist in Bild 2 zu sehen. Der Prüfkabelbaum besteht aus einer 1700 mm langen, ungeschirmten, verdrehten Leitung vom Typ „KROCAR 64996795“. Die genannte Leitung wird auch in realen Fahrzeugen verwendet. Der Medien-Konverter auf der rechten Seite (DUT) ist geerdet während der Linke (Lastnachbildung) nicht mit der Massefläche verbunden ist. Diese Konfiguration ist bei den später aufgeführten Messungen mit dem VNA wiederzufinden.

Die Messung wird im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz durchgeführt. Die Einstellungen des superheterodyn Messempfängers sind:

- Schrittweite: 50 kHz
- Bandbreite: 120 kHz
- Verweildauer: 5 ms

Über den gesamten Frequenzbereich wird eine Hybridantenne verwendet, um Messungengenauigkeiten durch einen Antennenwechsel zu vermeiden.



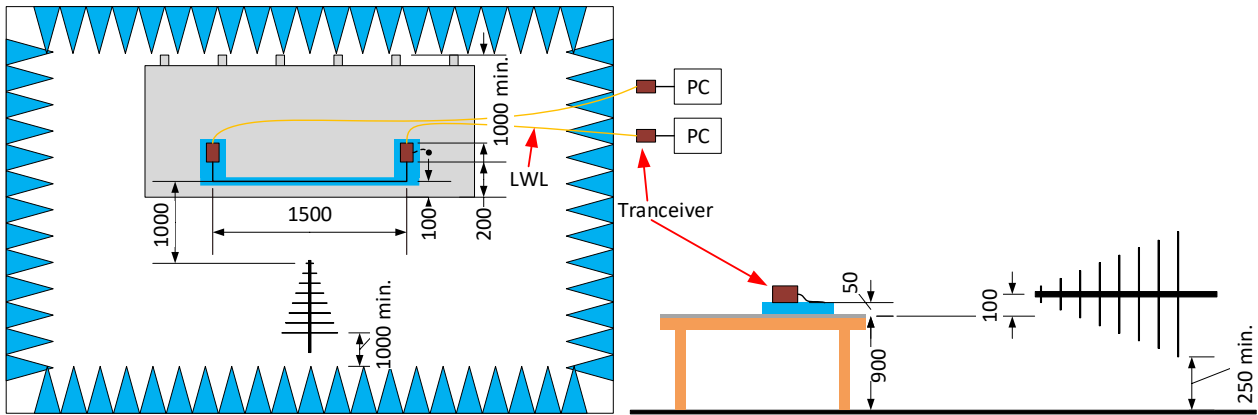


Bild 2: Messaufbau: Komponententest gemäß CISPR 25, für einen realen Prüfling zur Ermittlung der gestrahlten Emissionen

Bild 3 zeigt die gemessene Störfeldstärke des realen Prüflings. In blau ist die Messkurve des Mittelwertdetektors dargestellt, die Messwerte des Spitzenwertdetektors sind orange gefärbt. Es ist zu erkennen, dass nur vereinzelt einige schmalbandige Emissionen aus dem Rauschen hervorkommen. In der Kurve des Mittelwertes ist bei ca. 33,3 MHz die Trägerfrequenz des Nutzsignals zu erkennen, bei 66,6 MHz ist dessen erste Harmonische zu sehen. Bei 50 MHz ist die erste Harmonische eines internen Taktsignals des Medienkonverters zu sehen. Die Harmonischen dieser 25 MHz Grundschwingung setzen sich über den gesamten Frequenzbereich fort.

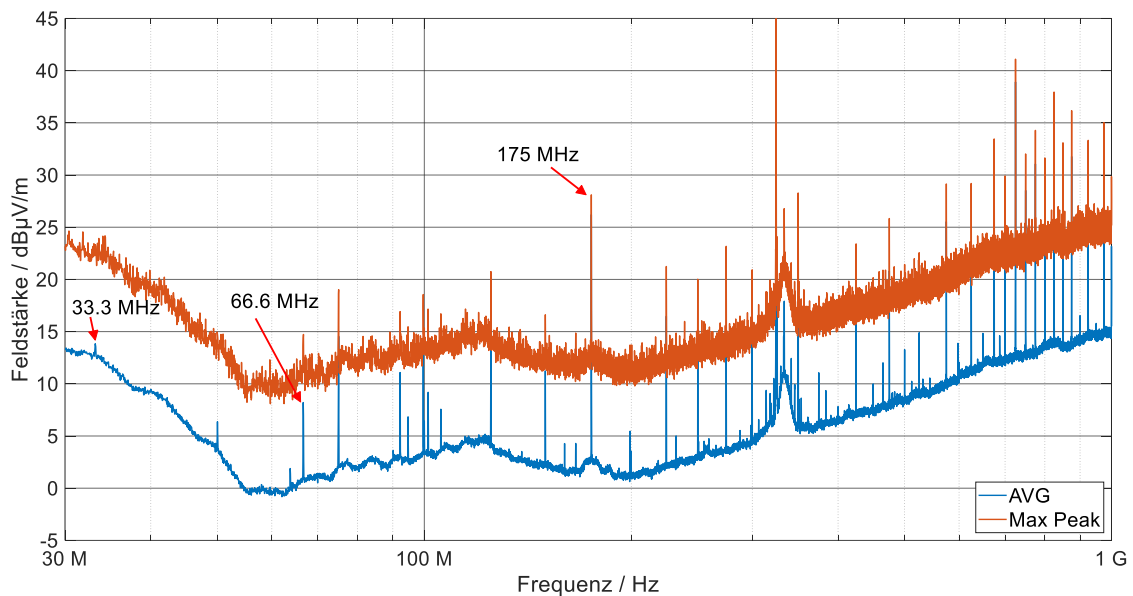


Bild 3: Emissionen des realen Prüflings (modifizierter Medienkonverter „TJA 1100 MAX M12“) im CISPR 25 Komponententest

Aufgrund der zu geringen Anzahl an Störfrequenzen bei dieser Messmethode wird nach einer anderen Messmethode gesucht, um allgemeine Aussagen über den Einfluss des Messaufbaus auf die abgestrahlten Emissionen zu erlangen. Es werden im Weiteren die Anregung mit einem breitbandigen Impuls und ein Frequenzsweep mit einem VNA untersucht.

## 2.2 Breitbandige Anregung des Kabelbaums durch einen schnellen Impuls

Um den Kabelbaum breitbandig anzuregen, kann ein schneller Impuls verwendet werden. Dieser wird durch einen Impulsgenerator (Kabelpulser) erzeugt. Dabei wird ein kurzes Stück eines Koaxialkabels mit der doppelten Impulsspannung aufgeladen und über einen prellfreien, koaxial aufgebauten Schalter mit dem Ausgang verbunden. An diesem entsteht eine Wanderwelle. Die Zeitdauer des Impulses hängt von der Länge des aufgeladenen Kabelstücks ab. Bild 4 und Bild 5 zeigen den Impuls direkt am Ausgang des Impulsgenerators im Zeitbereich und im Frequenzbereich. Dazu wird im  $50 \Omega$  System gemessen, bei einer Impulsspannung von 5 V. Der Impuls hat eine Anstiegszeit (10%-90%) von unter 100 ps, eine Breite (50%-50%) von 200 ps und erreicht damit eine Eckfrequenz von ca. 1,5 GHz. Im genutzten Frequenzbereich bis 1 GHz ergibt sich eine maximale Abweichung von 1 dB.

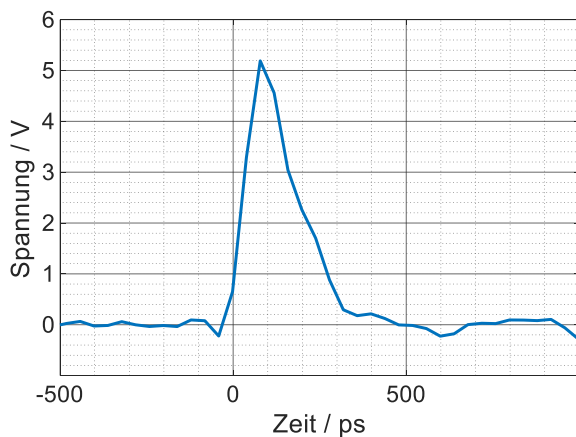


Bild 4: Zeitbereichssignal des Impulses

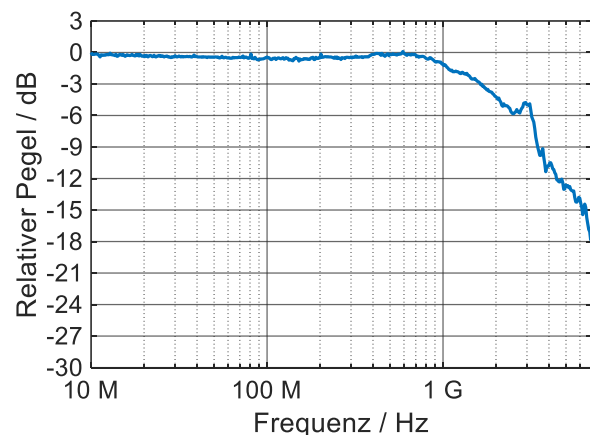


Bild 5: Frequenzgang des Impulses

Der Messaufbau mit dem Impulsgenerator ist in Bild 6 schematisch dargestellt. Am Ausgang des Impulsgenerators ist zuerst ein 3 dB Dämpfungsglied angeschlossen. Bei Messaufbauten ohne galvanische Verbindung zur Massefläche dient dieses dazu, die durch den Impuls entstandene Ladung auf dem Prüfkabel abzubauen. Nach dem Dämpfungsglied wird ein Einspeiseadapter angeschlossen, welcher als Adaption auf den verwendeten M12-Stecker dient. Der Impuls wird als Gleichtaktsignal (CM) auf beide Leiter gegeben und hat eine Wiederholfrequenz von 100 Hz. Der Impulsgenerator ist mit der Massefläche verbunden. Für die größtmögliche Vergleichbarkeit mit der Messung des realen Prüflings, wird dieselbe Leitung verwendet. Am anderen Ende ist die Leitung an einem geschirmten Gehäuse angeschlossen, in welchem sich als Abschluss die gleiche Platine befindet, welche auch im realen Prüfling verbaut ist.

Die Messung wird im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz durchgeführt. Aufgrund der Impulsanregung kann nur der Peak-Detektor verwendet werden. Als Verweildauer wird 15 ms gewählt, damit in jedem Messintervall mindestens ein Impuls erfasst wird.

Die weiteren Einstellungen des superheterodyn Messempfängers sind:

- Schrittweite: 50 kHz
- Bandbreite: 120 kHz

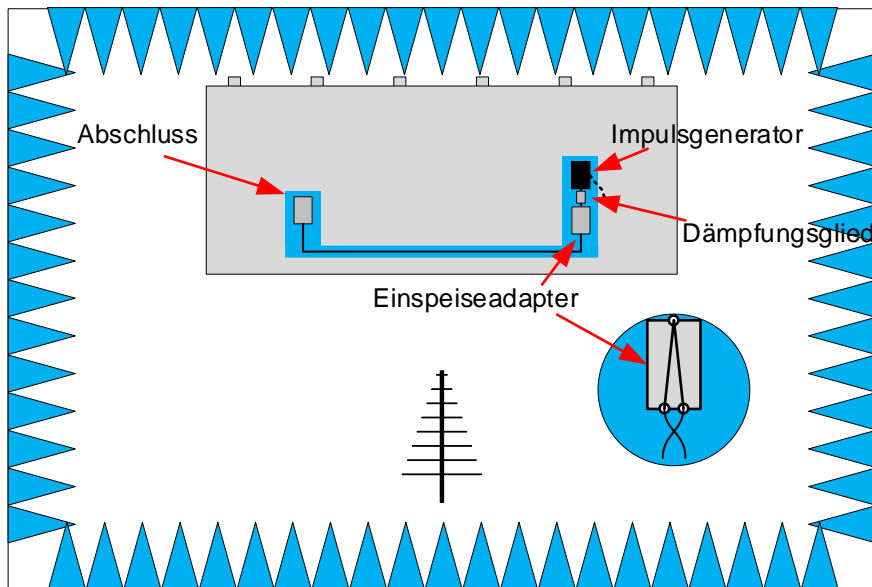


Bild 6: Messaufbau mit Impulsanregung zur breitbandigen Bestimmung der gestrahlten Emissionen

Bild 7 zeigt die gemessenen Emissionen mit dem beschriebenen Aufbau. Durch die breitbandige Anregung sind hier die Resonanzen des Setups gut zu erkennen. Fast über den gesamten Frequenzbereich ist der gemessene Pegel über dem Rauschen des Messempfängers. So ist zum Beispiel eine Resonanz bei 179 MHz zu sehen. Bei dieser Frequenz entspricht die Wellenlänge genau der Länge des Kabels. Bei dieser Frequenz ist auch in Bild 3, bei der Messung des realen Prüflings eine schmalbandige Emission mit hohem Pegel zu erkennen. Zum Vergleich ist auch die Messung des realen Prüflings mit dargestellt.

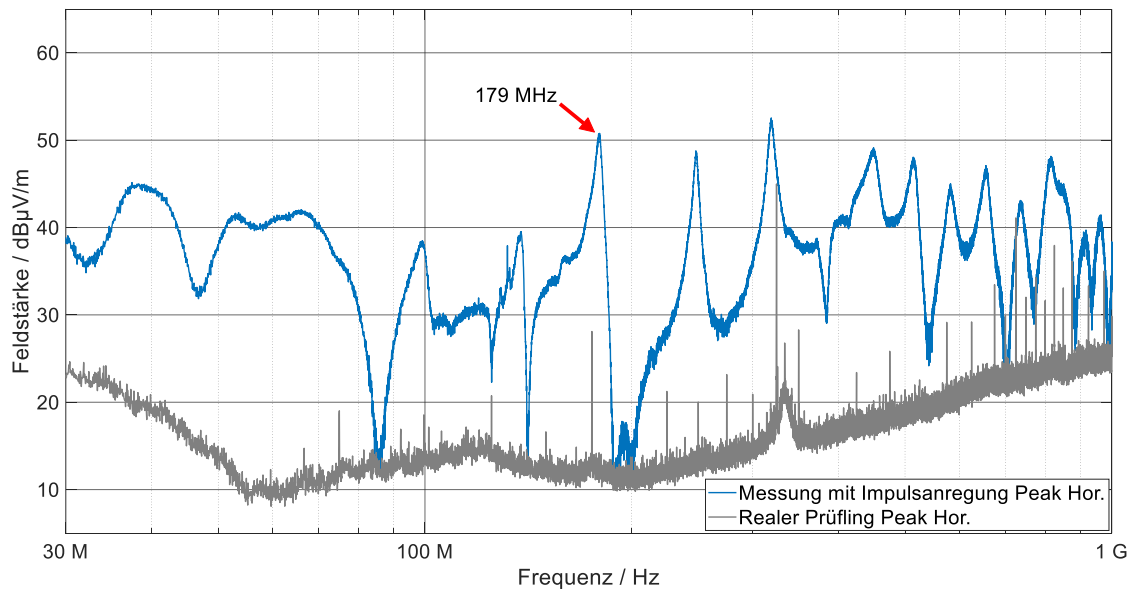


Bild 7: Gestrahlte Emissionen des Messaufbaus mit breitbandiger Impulsanregung

Die Anregung mit dem Impulsgenerator hat den Vorteil, dass auch ein potentialfreier Messaufbau möglich ist. Durch Änderung der Impulsspannung kann die abgestrahlte Feldstärke frei gewählt werden. Dies ermöglicht es den gesamten Dynamikbereich des Messempfängers auszunutzen.

Für die Untersuchung der Reproduzierbarkeit wird an unterschiedlichen Tagen die Messung mit dem in Bild 6 gezeigten Aufbau durchgeführt, mit dem Unterschied, dass der Impulsgenerator nicht geerdet ist. Dafür wird jeweils der Messaufbau auf dem Tisch neu aufgebaut und die Antenne und der Tisch neu positioniert. Außerdem wurde der Frequenzbereich auf 3 GHz erweitert.

In Bild 8 sind vier dieser Messungen zu sehen. Drei der dargestellten Verläufe zeigen keine relevanten Unterschiede. Lediglich die „Messung 1“ zeigt Abweichungen von bis zu 4,5 dB bei 110 MHz. Dies zeigt, dass bei sorgfältigem Aufbau eine gute Reproduzierbarkeit erreicht werden kann. Allerdings ist auch trotz der Foto-Dokumentation im Nachhinein nicht erkennbar, wodurch die Unterschiede von „Messung 1“ zu den anderen Messungen zustande kamen. Im Frequenzbereich über 1 GHz, wenn die Leitungslänge mehreren Wellenlängen entspricht gibt es aber auch zwischen den anderen Messungen Unterschiede [3].

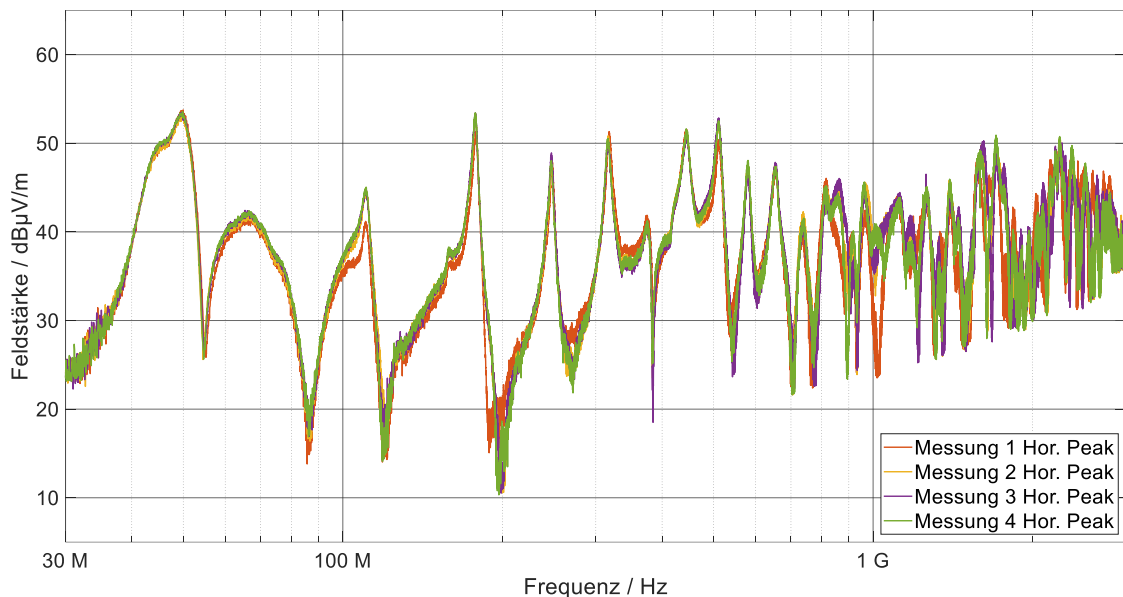


Bild 8: Bewertung der Reproduzierbarkeit der gestrahlten Emissionen des Aufbaus (bei breitbandiger Anregung)

### 2.3 Messung mit dem Netzwerkanalysator

Die Anregung des Kabelbaums kann auch durch einen Frequenzsweep mittels Netzwerkanalysator geschehen. Dabei sind zwei Messmethoden denkbar. Zum einen die Messung von herkömmlichen Streuparametern oder die Messung als Mixed-Mode-Streuparameter.

Der Aufbau für die herkömmlichen Streuparameter (Bild 9 a)) ähnelt dem mit dem Impulsgenerator. Der Prüfkabelbaum wird auf einer Seite abgeschlossen (Platine des realen Prüflings). Auf der anderen Seite wird der Einspeiseadapter angeschlossen, an welchem einer der VNA-Ports angeschlossen ist. Der andere Port ist mit der Antenne verbunden. Die Leitung an welcher der VNA angeschlossen ist, sieht somit eine differentielle Impedanz von ca.  $0 \Omega$  und eine CM-Impedanz von  $50 \Omega$ .

Für die Messung der Mixed-Mode-Streuparameter (Bild 9 b)) wird eine Seite des Prüfkabelbaums abgeschlossen (Platine des realen Prüflings). Auf der anderen Seite werden beide Leiter der verdrehten Leitung auf je eine N-Buchse gelegt. Diese bilden die

Ports zwei und drei für die Messung der S-Parameter. Port 1 ist wieder die Antenne. Da für die Messung ein 2-Port VNA verwendet wird, bleibt der jeweils nicht verwendete Port mit  $50 \Omega$  abgeschlossen und die S-Matrix wird aus drei Messungen zusammengesetzt. Bei diesem Messaufbau ergibt sich eine differentielle Impedanz von  $100 \Omega$  und eine CM-Impedanz von  $50 \Omega$ . Aus den so ermittelten 3-Port S-Parametern werden die Mixed-Mode-Parameter [4] bestimmt.

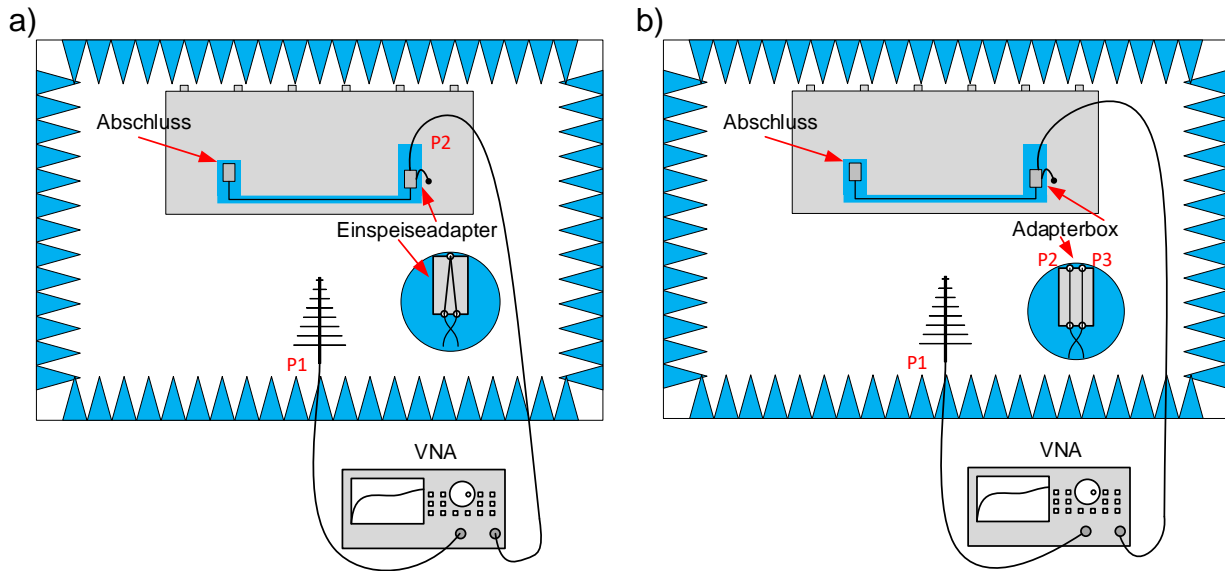


Bild 9: a) Messaufbau für S-Parameter mit CM-Adapter b) Messaufbau für Mixed-Mode-Parameter

Beiden Methoden ist gemein, dass durch den VNA zwingend immer eine galvanische Verbindung zwischen Prüfkabel und Masse vorhanden ist.

Bild 10 zeigt den  $S_{12}$ -Parameter der herkömmlichen Messung mit dem CM-Einspeiseadapter und die Messung des  $S_{1C2}$ -Parameters (CM-Anregung der Leitung). Zudem ist die Kurve der Messung mit Impulsanregung aus Bild 7 mit aufgeführt.

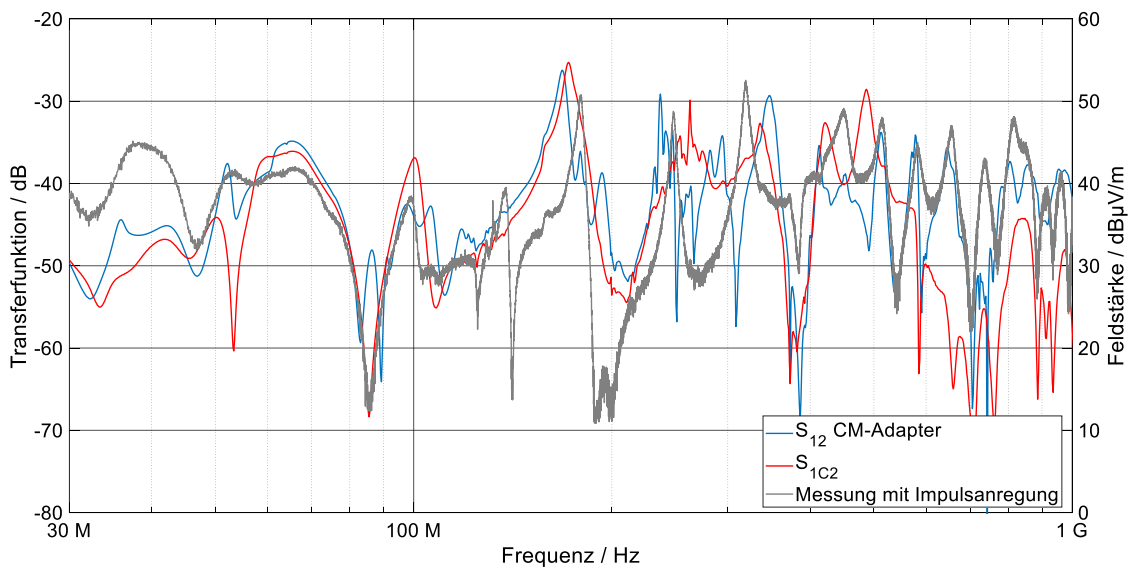


Bild 10: CM Streuparameter

Der Vergleich der beiden Kurven zueinander lässt nur eine grobe Übereinstimmung erkennen. So sind bis ca. 200 MHz die gleichen Resonanzen erkennbar, aber zum Teil in der Frequenz verschoben oder mit starken Abweichungen im Pegel. Ein Vergleich mit der Messung mit Impulsanregung liefert die gleichen Schlüsse. Diese Abweichungen kommen zum Teil durch die anderen Impedanzverhältnisse zwischen den Messaufbauten.

Reproduzierbare Messungen sind bei beiden Methoden nur schwer oder gar nicht zu erreichen. Ein Beispiel dafür ist die Position des geschirmten Messkabels (Typ RG214) auf dem Tisch. Eine Veränderung der Position um wenige Zentimeter führt zu einer Abweichung von mehreren dB in der Messung. Statistische Auswertungen [5], zur Erhöhung der Robustheit gegenüber solchen Einflüssen, können hier nicht angewandt werden.

### **3 Zusammenfassung und Ausblick**

Im Rahmen der durchgeführten Untersuchungen werden verschiedene Methoden betrachtet, mit denen der Einfluss des Messaufbaus auf die gestrahlten Emissionen bestimmt werden kann. Bei der Messung eines realen Prüflings treten nur schmalbandige Emissionen auf. Dadurch kann eine Bewertung über den gesamten Frequenzbereich nicht durchgeführt werden. Im Weiteren wird die Messung des Übertragungsverhaltens mit einem VNA untersucht. Die Vorteile dieser Methode sind einerseits die hohe Dynamik und die Möglichkeit, Gleich- und Gegentaktemissionen getrennt untersuchen zu können. Als Nachteil stellt sich heraus, dass dieses Messverfahren eine schlechte Reproduzierbarkeit aufweist und potentialfreie Messaufbauten nicht realisierbar sind. Die am besten geeignete Methode, ist die Anregung des Prüfkabelbaums mit einem schnellen Impuls. Hiermit lässt sich sowohl die gewünschte Bandbreite, als auch die nötige Reproduzierbarkeit realisieren.

Zukünftig sollen die Einflussparameter immer größer werdender Messaufbauten auf die gestrahlten Emissionen bei Komponententests nach CISPR 25 untersucht werden. So soll unter anderem herausgefunden werden, wie sich die Integration mehrerer Transceiver in ein Gehäuse auf die Emissionen auswirkt. Durch diese Maßnahme könnte eine große Platzersparnis erreicht werden.

### **4 Literaturangaben**

- [1] Fahrzeuge, Boote und von Verbrennungsmotoren angetriebene Geräte - Funkstöreigenschaften - Grenzwerte und Messverfahren für den Schutz von an Bord befindlichen Empfängern, DIN EN 55025:2017+AC:2017
- [2] S. Buntz, B. Körber und D. Bollati: IEEE 100BASE-T1 System Implementation Specification, Version 1.0, OPEN Alliance (2017), S. 11 – 12
- [3] A. Kriz und W. Müllner: Analysis of the CISPR 25 Component Test Setup (2003), S. 2, doi: 10.1109/ICSMC2.2003.1428236
- [4] A. Huynh, M. Karlsson und S. Gong, „Mixed-mode S-parameters and Conversion Techniques“ in “Advanced Microwave Circuits and Systems”, IntechOpen, 2010, doi: 10.5772/183
- [5] M. Zerrer: Bewertung der elektromagnetischen Verträglichkeit von Einbauorten für Steuergeräte in Kraftfahrzeugen mit Hilfe der Transferfunktion, Sierke Verlag (2012), S. 35 – 37

# Geometrische Unsicherheitsbetrachtung von rundkoaxialen TEM-Zellen

M. Sc. Hoang Duc Pham, Leibniz Universität Hannover, Deutschland  
Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover, Deutschland

## 1 Einleitung

Ein wesentliches Arbeitsgebiet in der EMV ist neben der Ermittlung der Störaussendung von elektrischen und elektronischen Geräten auch die Bestimmung der Störfestigkeit gegenüber elektromagnetischen Feldern. Um die Reproduzierbarkeit der EMV-Untersuchungen gewährleisten zu können, sollten die Felder in einem bestimmten Feldtyp vorliegen. Als Feldtyp wird dabei der transversal elektromagnetische Mode (TEM-Mode) gewählt. In der Vergangenheit bestand die Herausforderung darin, den TEM-Mode auf einem Freifeld zu erzeugen. Um Feldtests auch in einer Laborumgebung unter Fernfeldbedingungen gewährleisten zu können, wurde das Feld einer Zweileiteranordnung näher untersucht. In der Arbeit von Schelkunoff [5] wurde gezeigt, dass das Feld bei Leitungsanordnungen mit zweifach berandetem Querschnitt sich zunächst immer im TEM-Mode ausbreitet. Erst bei höheren Frequenzen treten Hohlleitermoden (TM- und TE-Mode) auf. TEM-Zellen haben sich seit Jahren als Mittel zur Darstellung von TEM-Feldern in der EMV-Messtechnik bewährt. Die TEM-Zelle bietet die Möglichkeit, in einer abgeschlossenen Messumgebung die Störfestigkeit oder Störaussendung von elektrischen und elektronischen Mess- oder Prüfkörpern unter Fernfeldbedingungen zu erfassen. Die Frage nach der Messunsicherheit von TEM-Wellenleitern stellt sich in der neueren Zeit wieder, seit mit der Erstellung der Norm zum Thema „Kalibration von Feldsensoren“ (IEC 61000-4-26 – Field Probe Calibration) begonnen wurde. Bei der Nutzung eines Kalibriernormals müssen gemäß GUM [1] auch die Unsicherheiten des Normals angegeben werden.

In diesem Beitrag wird der Unsicherheitsbeitrag der Geometrie des TEM-Wellenleiters untersucht. Als mathematischer Ansatz werden die verallgemeinerten Leitungsgleichungen (engl. generalized telegraphist equations, GTEs) verwendet [6]. Die GTEs eignen sich besonders gut für die Untersuchung an TEM-Wellenleitern, da nicht nur das gesamte Feld, sondern auch das Kopplungsverhalten des TEM-Mode zu den höheren Moden beschrieben wird. In vielen Anwendungen ist die tatsächliche Geometrie der Anordnung nicht ideal bzw. nicht genau bekannt. Daher soll die Randkontur des TEM-Wellenleiters gestört werden und der Einfluss auf die Feldverteilung bestimmt werden. Damit der TEM-Wellenleiter für die Kalibrierung von Feldsonden verwendet werden kann, muss zusätzlich das Resonanzverhalten untersucht werden. Die Anregung von höheren Hohlleitermoden führt zu Resonanzeffekten in der TEM-Zelle. An den Resonanzfrequenzen kommt es zu starken Feldstärkeüberhöhungen, welche die TEM-Zelle als Kalibriernormal unbrauchbar machen. Die erste Resonanzfrequenz grenzt somit den nutzbaren Frequenzbereich der TEM-Zelle ein.

In den Arbeiten von Shafii [8] und Koch [2] wurden bereits die GTEs für rundkoaxiale Wellenleiter und verschiedene TEM-Zellen hergeleitet. In der Arbeit von Koch beschränkte sich die Berechnung auf die Kopplung zum ersten höheren  $TM_{01}$ -Mode in der rundkoaxialen TEM-Zelle. Eine vollständige numerische Implementierung blieb allerdings aus.

## 2 Verallgemeinerte Leitungsgleichungen

Für die Erzeugung und Darstellung von Kalibrierfeldern wird vorausgesetzt, dass alle wichtigen Größen des Systems kalibriert und damit rückgeführt sind. Die Felder sollen aus physikalischen Gesetzen abgeleitet werden – in diesem Fall den Maxwell-Gleichungen. Da es sich bei den Maxwell-Gleichungen um einen Satz von gekoppelten partiellen Differentialgleichungen handelt, können sie nur selten auf die Problemstellung direkt angewendet werden. Daher wird als mathematischer Lösungsansatz die GTEs verwendet. Dabei handelt es sich um eine modale Darstellung der transversalen Feldkomponenten des E- und H-Feldes [7]

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_\perp &= \sum_n^\infty V_n^{\text{TE}} \mathbf{e}_n^{\text{TE}} + V_n^{\text{TM}} \mathbf{e}_n^{\text{TM}} + V^{\text{TEM}} \mathbf{e}^{\text{TEM}} \\ \mathbf{H}_\perp &= \sum_n^\infty I_n^{\text{TE}} \mathbf{h}_n^{\text{TE}} + I_n^{\text{TM}} \mathbf{h}_n^{\text{TM}} + I^{\text{TEM}} \mathbf{h}^{\text{TEM}}.\end{aligned}\quad (1)$$

Die Vektorfelder mit dem Index TM und TE entsprechen den Eigenlösungen des TM- und TE-Mode, während das Vektorfeld mit dem Index TEM zu der Eigenlösung des TEM-Mode gehört. Die transversalen Eigenvektoren lassen sich aus den Wellenfunktionen  $\Pi^{\text{TM}}$  für den TM-Mode

$$\mathbf{e}_n^{\text{TM}} = -\nabla_\perp \Pi_n^{\text{TM}}, \quad \mathbf{h}_n^{\text{TM}} = -\mathbf{e}_z \times \nabla_\perp \Pi_n^{\text{TM}} \quad (2)$$

und  $\Pi^{\text{TE}}$  für den TE-Mode

$$\mathbf{e}_n^{\text{TE}} = \mathbf{e}_z \times \nabla_\perp \Pi_n^{\text{TE}}, \quad \mathbf{h}_n^{\text{TE}} = -\nabla_\perp \Pi_n^{\text{TE}} \quad (3)$$

bestimmen [9]. Die Wellenfunktionen erfüllen die folgenden Differentialgleichungen und Randbedingungen auf dem Rand  $\partial\mathcal{S}(z)$

$$\begin{aligned}(\Delta_\perp + k_{\perp,\text{TM}}^2) \Pi^{\text{TM}} &= 0 \quad \text{mit} \quad \Pi^{\text{TM}}|_{\partial\mathcal{S}(z)} = 0 \\ (\Delta_\perp + k_{\perp,\text{TE}}^2) \Pi^{\text{TE}} &= 0 \quad \text{mit} \quad \frac{\partial \Pi^{\text{TE}}}{\partial \mathbf{n}} \Big|_{\partial\mathcal{S}(z)} = 0.\end{aligned}\quad (4)$$

Zur Bestimmung der GTEs wird die modale Darstellung der transversalen Felder (1) in die Maxwell-Gleichungen eingesetzt und für die Basiskoeffizienten ergibt sich ein Satz von Differentialgleichungen 1. Ordnung [4] vom Leitungstyp:

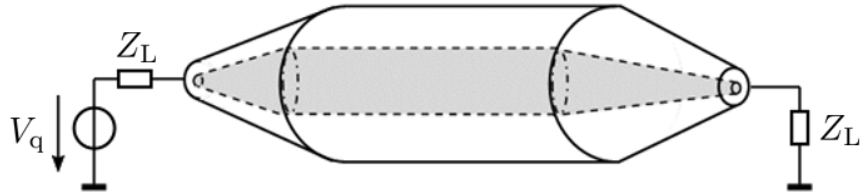
$$\begin{aligned}\frac{dV_n}{dz} &= -\gamma_n(z) Z_n(z) I_n + \sum_{m=1}^\infty C_{nm}(z) V_m(z) \\ \frac{dI_n}{dz} &= -\frac{\gamma_n(z)}{Z_n(z)} I_n - \sum_{m=1}^\infty C_{mn}(z) I_m(z)\end{aligned}\quad (5)$$

wobei für die Koppelkoeffizienten  $C_{nm}$  folgendes gilt:

$$C_{nm} = \int_S \mathbf{e}_n \frac{\partial \mathbf{e}_m}{\partial z} dS. \quad (6)$$

Diese allgemeine Darstellung der Kopplungskoeffizienten stellte Reiter vor [4].





**Bild 1:** Leitungsmodell der rundkoaxialen TEM-Zelle.

## 2.1 Rundkoaxiale TEM-Zelle

Zur Berechnung der Kopplungskoeffizienten (6) muss die Geometrie der rundkoaxialen TEM-Zelle parametrisiert werden. Die Innen- und Außenleiter werden durch folgende Ortsvektoren beschrieben:

$$\mathbf{r}_i = \begin{bmatrix} r_i(\zeta(z, \eta)) \cos(\phi) \\ r_i(\zeta(z, \eta)) \sin(\phi) \\ z \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r}_a = \begin{bmatrix} r_a(\zeta(z, \eta)) \cos(\phi) \\ r_a(\zeta(z, \eta)) \sin(\phi) \\ z \end{bmatrix}, \quad \begin{matrix} 0 < \phi \leq 2\pi \\ 0 \leq z \leq L_{\text{TEM}} \end{matrix} \quad (7)$$

Für ein konstantes  $z$  entspricht dies der Parameterdarstellung der Randkurven  $\partial S_i$  und  $\partial S_a$ . Der Radius  $r$  ist eine Funktion von  $z$  und einem Parameter  $\eta$

$$r_{i,a}(\zeta(z, \eta)) = R_{i,a} \cdot (1 + \zeta(z, \eta)), \quad (8)$$

dabei beschreibt  $R_{i,a}$  den idealen Radius der TEM-Zelle und die Funktion  $\zeta$  die irreguläre Störung. Die nach außen weisenden Normalenvektoren auf der Leiterberandung  $\partial S$  ergeben sich zu

$$\mathbf{n}_i = \frac{-1}{\sqrt{1 + \frac{\partial r_i}{\partial z}}} \begin{bmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \\ -\frac{\partial r_i}{\partial z} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n}_a = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\partial r_a}{\partial z}}} \begin{bmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \\ -\frac{\partial r_a}{\partial z} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Der lokale Steigungswinkel für den Innen- und Außenleiter wird wie folgt ausgedrückt

$$\tan(\psi_i) = \frac{dr_i}{dz}, \quad \tan(\psi_a) = \frac{dr_a}{dz}. \quad (10)$$

Weiterhin wird angenommen, dass die Störungen der Randkontur beliebig sind, jedoch der Leitungswellenwiderstand der TEM-Zelle weiterhin konstant bleibt. Somit tritt keine Reflexion des TEM-Mode auf und es lassen sich für alle Kopplungen vereinfachte Beziehungen finden. Für eine ausführliche Behandlung der Kopplungsintegrale wird auf [2] verwiesen. Somit lautet das zu lösende Gleichungssystem wie folgt

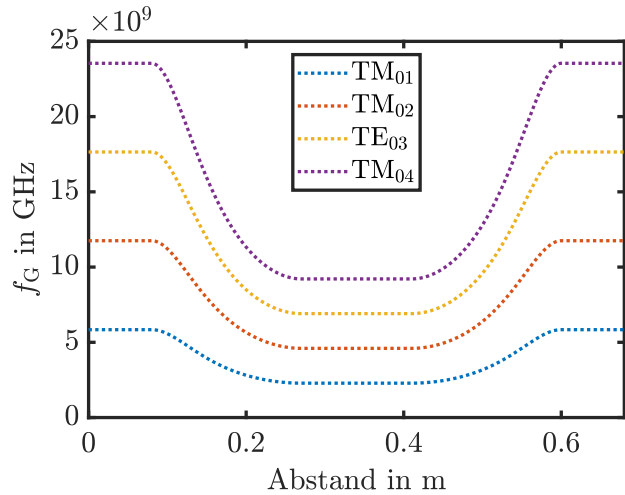
$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{C}} & j\underline{\mathbf{Z}} \\ j\underline{\mathbf{A}} & -\underline{\mathbf{C}}^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Die Vektoren  $\mathbf{V}$  und  $\mathbf{I}$  sowie die Matrizen  $\underline{\mathbf{C}}$ ,  $\underline{\mathbf{Z}}$  und  $\underline{\mathbf{A}}$  sind im Anhang B dargestellt.

### 3 Simulation und Diskussion der Ergebnisse

Variable	Wert	Variable	Wert
$R_{i,1}$	0,020 m	$f$	1 GHz
$R_{a,1}$	0,045 m	$V_q$	1 V
$R_{i,2}$	0,045 m	$Z_L$	50 $\Omega$
$R_{a,2}$	0,115 m	$N$	80
$L_c$	0,08 m	$\epsilon_{rel}$	$10^{-3}$
$L_t$	0,19 m	$\epsilon_{abs}$	$10^{-3}$
$L_m$	0,14 m	$\delta$	$10^{-2}$
$L_{TEM}$	0,68 m		

**Tabelle 1:** Geometrische Abmessungen der TEM-Zelle und Simulationsparameter.



**Bild 2:** Grenzfrequenzen  $f_G$  der ersten vier  $TM_{0n}$ -Moden entlang der TEM-Zelle.

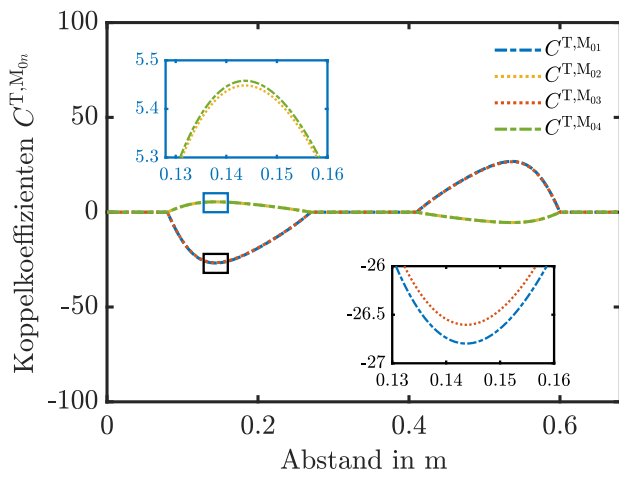
Im folgenden Abschnitt werden die GTEs (5) für die rundkoaxiale TEM-Zelle numerisch gelöst. Dazu wird der in MatLab integrierte *bvp5c* Solver verwendet [3]. Die für die Simulation verwendeten geometrische Abmessungen der TEM-Zelle sind der linken und die Parameter für den *bvp5c* Solver sind der rechten Spalte der Tabelle 1 zu entnehmen ( $N$ : Mesh,  $\epsilon_{rel}$ : relative Fehlertoleranz,  $\epsilon_{abs}$ : absolute Fehlertoleranz). Bei der Bestimmung der Kopplungsintegrale (6) zeigt sich, dass nur die  $TM_{0n}$ -Moden direkt mit dem TEM-Mode ver koppelt sind [2]. Daher wird sich bei der Berechnung der GTEs (5) auf die ersten vier  $TM_{0n}$ -Moden beschränkt. In Abbildung 2 sind die Grenzfrequenzen  $f_G$  der höheren Feldmoden entlang der idealen TEM-Zelle dargestellt. Bei einer Frequenz  $f$  von 1 GHz sind alle angeregten  $TM_{0n}$ -Moden unterhalb der Grenzfrequenz  $f_G$  und daher nicht ausbreitungsfähig.

Da es sich um ein Anfangsrandwertproblem handelt, werden zusätzlich Randbedingungen benötigt, um das Gleichungssystem zu lösen. Für den TEM-Mode ergeben sich folgende Randbedingungen (siehe Abbildung 1)

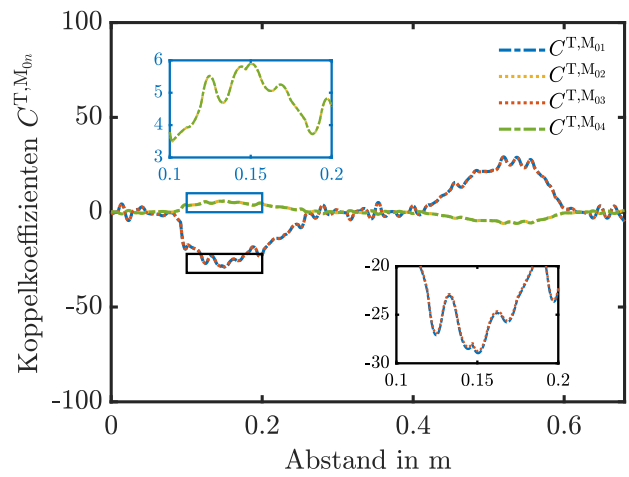
$$V^{\text{TEM}}(0) = V_q - I^{\text{TEM}}(0) Z_L, \quad V^{\text{TEM}}(L_{\text{TEM}}) = I^{\text{TEM}}(L_{\text{TEM}}) Z_L. \quad (12)$$

Die Basiskoeffizienten ( $V, I$ ) der Hohlleitermoden sind über den Feldwellenwiderstand miteinander verknüpft [2]. Da bei der Berechnung des Gleichungssystem nur die ersten vier  $TM_{0n}$ -Moden berücksichtigt werden, müssen nur 16 Koppelkoeffizienten und 4 Reflexionskoeffizienten berechnet werden (siehe B). Da trotz der irregulären Störung ein konstanter Leitungswellenwiderstand angenommen wird, gibt es keine Reflexionen des TEM-Modes und daher ist der Reflexionskoeffizient des TEM-Modes null. Für die irreguläre Störung der Randkontur wurde eine Gleichverteilung angenommen mit einer maximalen Amplitude  $\delta$  (siehe Tabelle 1).

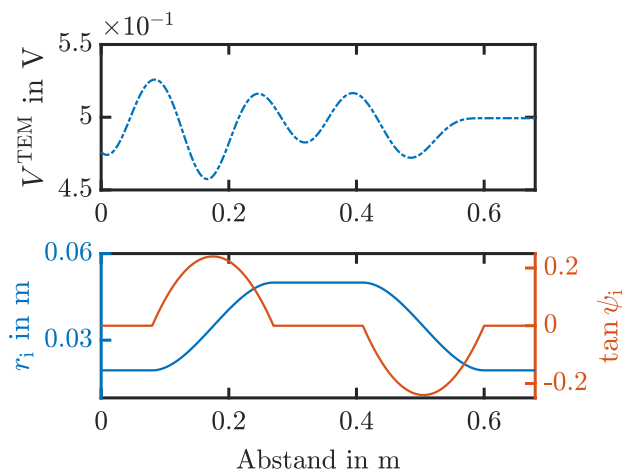
In der Abbildung 3 und 4 sind die Koppelkoeffizienten  $C^{T, M_{0n}}$  für die ideale und nicht ideale TEM-Zelle gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass der TEM-Mode stärker mit  $TM_{0n}$ -Moden koppelt, welche einen ungeraden Index  $n$  aufweisen. Weiterhin wird deutlich, dass der Einfluss des Taperings die Kopplung stärker beeinflusst als die Störung der Randkontur.



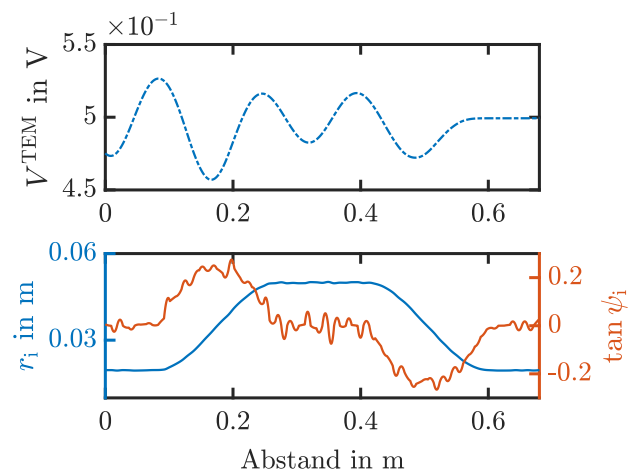
**Bild 3:** Koppelkoeffizient  $C^{T,M_{0n}}$  entlang der idealen TEM-Zelle.



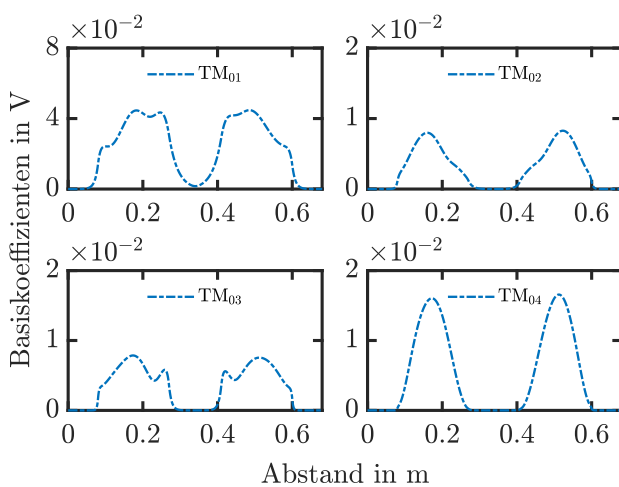
**Bild 4:** Koppelkoeffizient  $C^{T,M_{0n}}$  entlang der nicht idealen TEM-Zelle.



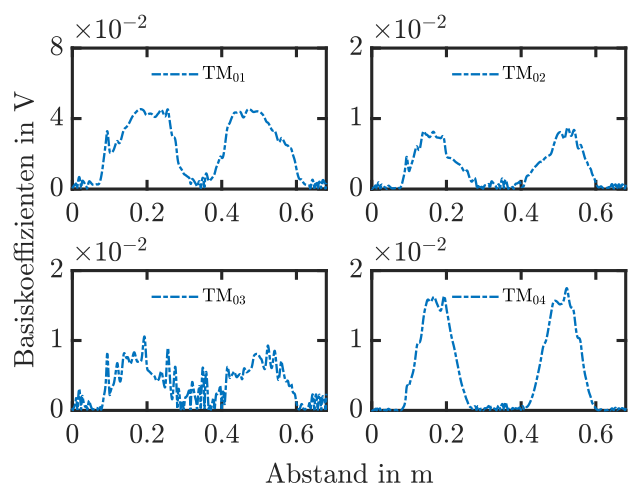
**Bild 5:** Basiskoeffizient  $V^{TEM}$  des TEM-Modes und der Radius  $r_i$  sowie Steigungswinkel  $\tan(\psi_i)$  entlang der idealen TEM-Zelle.



**Bild 6:** Basiskoeffizient  $V^{TEM}$  des TEM-Modes und der Radius  $r_i$  sowie Steigungswinkel  $\tan(\psi_i)$  entlang der nicht idealen TEM-Zelle



**Bild 7:** Basiskoeffizient  $V^{TM_{0n}}$  der  $TM_{0n}$ -Moden entlang der idealen TEM-Zelle.

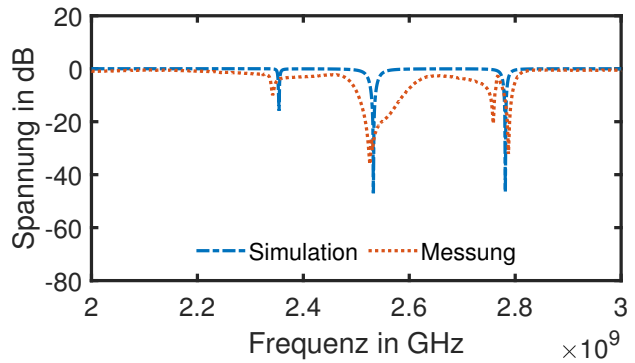


**Bild 8:** Basiskoeffizient  $V^{TM_{0n}}$  der  $TM_{0n}$ -Moden entlang der nicht idealen TEM-Zelle.

### Korrelationskoeffizienten

$K_{\text{TM}_{01}}$	0.9937
$K_{\text{TM}_{02}}$	0.9894
$K_{\text{TM}_{03}}$	0.8886
$K_{\text{TM}_{04}}$	0.9969
$K_{2,\mathbf{E}_\perp}$	0.9992

**Tabelle 2:** Korrelationskoeffizienten  $K$  der Basiskoeffizienten  $V^{\text{TM}}$  sowie der 2-dimensionale Korrelationsfaktor  $K_2$  des Feldes  $\mathbf{E}_\perp$  in der Zellenmitte.



**Bild 9:** Verlauf der Ausgangsspannung der TEM-Zelle unter Berücksichtigung des ersten TM-Modes sowie eine Vergleichsmessung der  $S_{21}$ -Parameter (Agilent N5222A PNA).

In den Abbildungen 5 bis 8 sind die Lösungen des Gleichungssystem (5) für die ideale und nicht ideale TEM-Zelle gegenübergestellt. Für eine übersichtliche und kompakte Darstellung werden nur die Spannungskoeffizienten  $V$  abgebildet. Da keine Reflexionen des TEM-Modes auftreten, hat die Störung der Randkontur auf den Basiskoeffizienten  $V^{\text{TEM}}$  keinen Einfluss. Der Verlauf des Spannungskoeffizienten  $V^{\text{TEM}}$  ist bei beiden Simulationen gleich. Die Basiskoeffizienten der  $\text{TM}_{0n}$ -Moden laufen in den coaxialen Zuleitungen der TEM-Zelle schnell gegen null, da die Feldmoden bei einer Frequenz von  $f = 1 \text{ GHz}$  nicht ausbreitungsfähig sind (siehe Abbildung 2). Allerdings wirken sich die geometrischen Störungen auf die Basiskoeffizienten  $V^{\text{TM}_{0n}}$  aus (siehe Abbildung 7 und 8). Besonders starken Einfluss hat die Störung der Randkontur auf den Basiskoeffizienten des  $\text{TM}_{03}$ -Mode. Mithilfe der Wellenfunktionen und den Basiskoeffizienten lassen sich die Felder in den einzelnen Querschnitten berechnen. Anhand des Verlaufs der Basiskoeffizienten wird deutlich, dass keine nennenswerten Spannungsamplituden der höheren  $\text{TM}_{0n}$ -Moden in der Zellenmitte auftreten. Dies wird auch an den Korrelationskoeffizienten deutlich (siehe Tabelle 2). Der Verlauf der Ausgangsspannung am zweiten Port der TEM-Zelle ist in der Abbildung 9 dargestellt. Die TEM-Zelle wurde mit einer Spannung  $V_q = 1 \text{ V}$  gespeist. Neben den Simulationsergebnissen der GTEs wurden ebenfalls die  $S_{21}$ -Parameter der TEM-Zelle gemessen. In der Messung sind neben den berechneten Resonanzen der  $\text{TM}_{0n}$ -Moden noch weitere Resonanzen anderer Moden zu erkennen, welche bei der Berechnung in (5) und (15) nicht berücksichtigt wurden.

## 4 Zusammenfassung

Im diesem Beitrag wurden die GTEs verwendet, um das Kopplungsverhalten des TEM-Modes zu höheren Hohlleitermoden zu untersuchen. Dabei wurde speziell die Auswirkung von irregulären Störungen der Randkontur des TEM-Wellenleiters auf die Kopplung des TEM-Modes zu höheren Moden betrachtet. Die GTEs wurden numerisch gelöst und erste Simulationsergebnisse vorgestellt. Bei der irregulären Störung handelt es sich um eine Gleichverteilung. Das Verhältnis der Randkonturen der TEM-Zelle wurde modelliert, sodass der Leitungswellenwiderstand weiterhin konstant bleibt. Daraus ergibt sich, dass der TEM-Mode weiterhin nur direkt mit den  $\text{TM}_{0n}$ -Moden koppelt. Die Anregung zu höheren Moden ( $\text{TM}_{mn}$  und  $\text{TE}_{mn}$ ,  $m, n \in \mathbb{N}$ ) erfolgt nur durch die Kopplung der angeregten  $\text{TM}_{0n}$ -Moden. In welchem Maß die Störungen die Feldverteilungen und die Resonanzfrequenzen der TEM-Zelle beeinflussen, wurde in diesem Beitrag nicht näher untersucht.

## A Normierung der Eigenvektoren

Die Spannungs- und Stromkoeffizienten der höheren Hohlleitermoden entsprechen keinen realen Spannungen und Ströme, da die Wellenfunktionen  $\Pi$  Helmholtz-Gleichungen und nicht Laplace-Gleichungen erfüllen. Der Spannungsbegriff kann an dieser Stelle nicht verwendet werden. Einen Sonderfall bildet der TEM-Mode, bei dem weiterhin ein Potential existiert. Da es nicht möglich ist, sich auf messbare Spannungen und Ströme zur Festlegung der Koeffizienten zu stützen, wird eine andere physikalische Größe verwendet, die transportierte Leistung eines Modes. Die transportierte Leistung einer Leitung lässt sich mit

$$P = \frac{1}{2} V \cdot I^* \quad (13)$$

berechnen. Um für die Spannungs- und Stromkoeffizienten auf einen äquivalenten Ausdruck zu kommen, wird die Leistungsdichte eines Modes über den Querschnitt  $S$  des Wellenleiters integriert. Somit ergibt sich

$$S_z = \frac{1}{2} V \cdot I^* \underbrace{\int_S \mathbf{e} \times \mathbf{h}^* dS}_1. \quad (14)$$

## B Gleichungssystem der verallgemeinerten Leitungsgleichungen

Das vollständige Gleichungssystem der GTEs für die ersten vier  $TM_{0n}$ -Moden für die rundkoaxiale TEM-Zelle

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{C}} & j\underline{\mathbf{Z}} \\ j\underline{\mathbf{A}} & -\underline{\mathbf{C}}^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

mit

$$\underline{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} R^{\text{TEM}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C^{\text{TM}_{01}, \text{TEM}} & R^{\text{TM}_{01}} & C^{\text{TM}_{01}, \text{TM}_{02}} & C^{\text{TM}_{01}, \text{TM}_{03}} & C^{\text{TM}_{01}, \text{TM}_{04}} \\ C^{\text{TM}_{02}, \text{TEM}} & C^{\text{TM}_{02}, \text{TM}_{01}} & R^{\text{TM}_{02}} & C^{\text{TM}_{02}, \text{TM}_{03}} & C^{\text{TM}_{02}, \text{TM}_{04}} \\ C^{\text{TM}_{03}, \text{TEM}} & C^{\text{TM}_{03}, \text{TM}_{01}} & C^{\text{TM}_{03}, \text{TM}_{02}} & R^{\text{TM}_{03}} & C^{\text{TM}_{03}, \text{TM}_{04}} \\ C^{\text{TM}_{04}, \text{TEM}} & C^{\text{TM}_{04}, \text{TM}_{01}} & C^{\text{TM}_{04}, \text{TM}_{02}} & C^{\text{TM}_{04}, \text{TM}_{03}} & R^{\text{TM}_{04}} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V^{\text{TEM}} \\ V^{\text{TM}_{01}} \\ V^{\text{TM}_{02}} \\ V^{\text{TM}_{03}} \\ V^{\text{TM}_{04}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I^{\text{TEM}} \\ I^{\text{TM}_{01}} \\ I^{\text{TM}_{02}} \\ I^{\text{TM}_{03}} \\ I^{\text{TM}_{04}} \end{bmatrix}, \quad \underline{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \gamma^{\text{TEM}} Z^{\text{TEM}} \\ \gamma^{\text{TM}_{01}} Z^{\text{TM}_{01}} \\ \gamma^{\text{TM}_{02}} Z^{\text{TM}_{02}} \\ \gamma^{\text{TM}_{03}} Z^{\text{TM}_{03}} \\ \gamma^{\text{TM}_{04}} Z^{\text{TM}_{04}} \end{bmatrix} \circ \underline{\mathbf{I}}_5, \quad \underline{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \frac{\gamma^{\text{TEM}}}{Z^{\text{TEM}}} \\ \frac{\gamma^{\text{TM}_{01}}}{Z^{\text{TM}_{01}}} \\ \frac{\gamma^{\text{TM}_{02}}}{Z^{\text{TM}_{02}}} \\ \frac{\gamma^{\text{TM}_{03}}}{Z^{\text{TM}_{03}}} \\ \frac{\gamma^{\text{TM}_{04}}}{Z^{\text{TM}_{04}}} \end{bmatrix} \circ \underline{\mathbf{I}}_5.$$

Der Term  $\gamma$  ist die Ausbreitungskonstante und  $Z$  der Feldwellenwiderstand des jeweiligen

Modes und lässt sich wie folgt bestimmen

$$\gamma = \begin{cases} \gamma = -\omega^2 \varepsilon \mu \\ \sqrt{k_{\perp, \text{TM}}^2 - \omega^2 \varepsilon \mu} \\ \sqrt{k_{\perp, \text{TE}}^2 - \omega^2 \varepsilon \mu} \end{cases}, \quad Z = \begin{cases} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} & \text{für TEM-Mode} \\ \frac{\gamma_{\text{TM}}}{j\omega\varepsilon} & \text{für TM-Mode} \\ \frac{j\omega\mu}{\gamma_{\text{TE}}} & \text{für TE-Mode} \end{cases} . \quad (16)$$

## Literatur

- [1] *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement.* : *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement*, 1995. (ISO/IEC Guide 98-3:2008) . <https://www.iso.org/standard/50461.html>
- [2] KOCH, M.: *Analytische Feldberechnung in TEM-Zellen*, Diss., 1999
- [3] THE MATHWORKS INC. (Hrsg.): *MATLAB version 9.7.0.1190202 (R2019b)*. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2019
- [4] REITER, G.: Generalized telegraphist's equation for waveguides of varying cross-section. In: *Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering* 106 (1959), 1, Nr. 13S, S. 54–61. <http://dx.doi.org/10.1049/pi-b-2.1959.0008>. – DOI 10.1049/pi-b-2.1959.0008
- [5] SCHELKUNOFF, S. A.: The Electromagnetic Theory of Coaxial Transmission Lines and Cylindrical Shields. In: *Bell System Technical Journal* 13 (1934), 10, Nr. 4, S. 532–579. <http://dx.doi.org/10.1002/j.1538-7305.1934.tb00679.x>. – DOI 10.1002/j.1538-7305.1934.tb00679.x
- [6] SCHELKUNOFF, S. A.: Generalized Telegraphist's Equations for Waveguides. In: *Bell System Technical Journal* 31 (1952), 7, Nr. 4, S. 784–801. <http://dx.doi.org/10.1002/j.1538-7305.1952.tb01406.x>. – DOI 10.1002/j.1538-7305.1952.tb01406.x
- [7] SCHELKUNOFF, S. A.: Conversion of Maxwell's Equations into Generalized Telegraphist's Equations. In: *Bell System Technical Journal* 34 (1955), 9, Nr. 5, S. 995–1043. <http://dx.doi.org/10.1002/j.1538-7305.1955.tb03787.x>. – DOI 10.1002/j.1538-7305.1955.tb03787.x
- [8] SHAFII, J. ; VERNON, R. J.: Mode coupling in coaxial waveguides with varying-radius center and outer conductors. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 43 (1995), 3, Nr. 3, S. 582–591. <http://dx.doi.org/10.1109/22.372104>. – DOI 10.1109/22.372104
- [9] SOLYMAR, L.: Spurious Mode Generation in Nonuniform Waveguide. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 7 (1959), 7, Nr. 3, S. 379–383. <http://dx.doi.org/10.1109/tmtt.1959.1124595>. – DOI 10.1109/tmtt.1959.1124595
- [10] UNGER, H.-G.: Helix Waveguide Theory and Application. In: *Bell System Technical Journal* 37 (1958), 11, Nr. 6, S. 1599–1647. <http://dx.doi.org/10.1002/j.1538-7305.1958.tb01562.x>. – DOI 10.1002/j.1538-7305.1958.tb01562.x

# Rückwirkung von Positioniersystemen auf die Feldverteilung in einer GTEM-Zelle

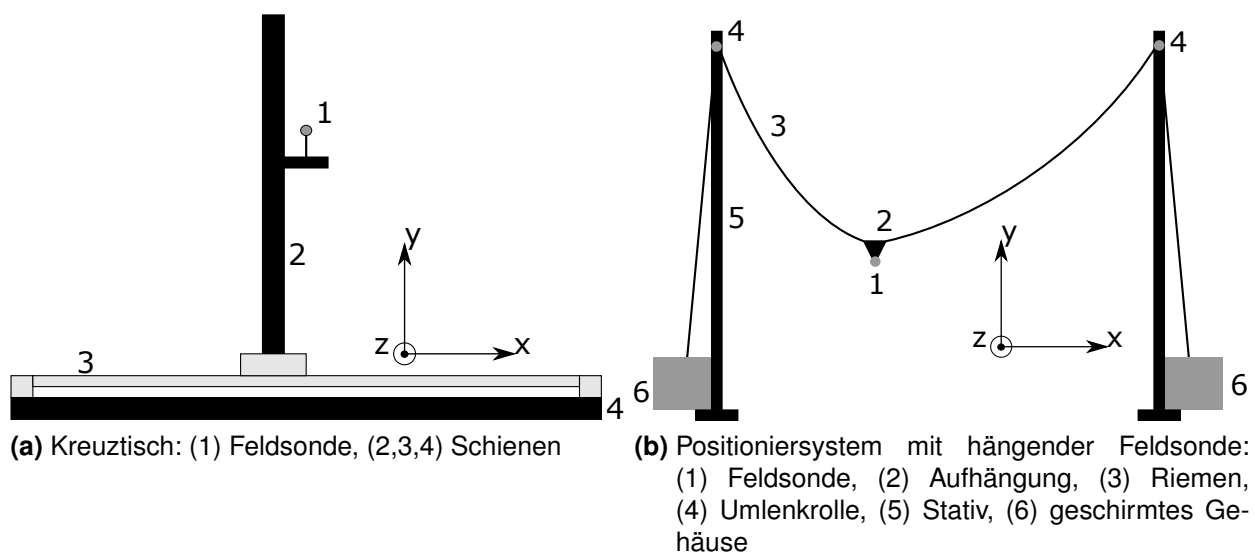
Dipl.-Ing. Max Rosenthal, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Deutschland,  
Dr.-Ing. Ralf Theo Jacobs, Technische Universität Dresden, Deutschland,  
Dipl.-Ing. Konstantin Pasche, Technische Universität Dresden, Deutschland,  
Dipl.-Ing. Eike Suthau, Lumiloop GmbH, Dresden, Deutschland

## 1 Einleitung

Eine GTEM-Zelle (Gigahertz Transverse Electromagnetic Cell) ist eine standardisierte Mess- und Prüfumgebung für elektromagnetische Verträglichkeit (EMV). Sie zeichnet sich durch die Erzeugung homogener elektromagnetischer Felder über ein breites Frequenzspektrum aus [1]. Für die Untersuchung feldgebundener EMV-Probleme ist neben der analytischen und numerischen Betrachtung, die präzise Messung [2] elektromagnetischer Felder von großer Bedeutung. Automatisierte Positioniersysteme für Feldsonden [3, 4] ermöglichen dabei eine Reduzierung der benötigten Messzeit und eine Erhöhung der Reproduzierbarkeit, wobei das verwendete System möglichst keinen Einfluss auf das Feld haben sollte. In dieser Arbeit werden die Rückwirkungen von zwei verschiedenartigen Positioniersystemen auf das zu messende Feld in einer GTEM-Zelle untersucht und aufgezeigt. Dazu werden ein automatisierter Kreuztisch und ein Positioniersystem mit einer hängenden Feldsonde in die Zelle eingesetzt.

## 2 Systemüberblick

Die betrachteten Positioniersysteme sind in Abb. 1 dargestellt. Die Messungen werden jeweils mit einer  $E$ -Feldsonde durchgeführt, die über Lichtwellenleiter gespeist wird. Der Kreuztisch besteht aus einem Schienenrahmen, der mit Schrittmotoren versehen ist, um



**Bild 1:** Schematische Darstellung der Positioniersysteme

die Sonde über Schienen im Raum zu positionieren. Die Schienen sind aus einem Nature-Fibre-Composite (NFC) gefertigt und haben im Querschnitt jeweils eine Abmessung von  $45 \text{ mm} \times 45 \text{ mm}$ . NFC besteht aus etwa 30% Polypropylen und 70% Holzfaser und hat eine relative Dielektrizitätskonstante von etwa 4,4. Metallische Komponenten wie Steuerleitungen und Taster an den Schienenenden befinden sich weitestgehend außerhalb des Arbeitsvolumens. Die Abmessungen des Kreuztisches betragen  $1 \text{ m} \times 1 \text{ m} \times 1 \text{ m}$ .

Bei dem System mit hängender Feldsonde ist die Sonde an zwei Riemen aufgehängt, deren Längen ihre Position in der  $z$ -Ebene bestimmt. Die Riemen werden jeweils über eine auf einem Stativ angebrachte Umlenkrolle zu einer Antriebseinheit am Fußpunkt des Stativs geführt. Jede Einheit enthält dabei eine Aufwickelspule, einen Motor, einen Akku, einen Prozessor, eine Digitalkamera und einen optischen Kommunikationsanschluss. Das System ist wiederum auf Schienen montiert, wodurch die Positionierung in  $z$ -Richtung ermöglicht wird. Der Lichtwellenleiter zur Speisung der Sonde ist in diesem Fall in einem der Riemen eingebettet. Durch kodierte Positionsmarkierungen auf den Riemen und Schienen wird eine initialisierungsfreie direkte Positionssteuerung ermöglicht. Eine alternative Positionsermittlung wird in [4] beschrieben. Aufgrund der modularen Aufbauweise ist der Positionierer mit hängender Feldsonde auf verschiedene Prüfvolumina skalierbar.

### 3 Rückwirkung der Positioniersysteme auf das Feld

Zur Ermittlung des Einflusses der Positioniersysteme wird das Feld an  $N = 121$  Messpunkten, die in einem Raster von  $11 \times 11$  äquidistant angeordneten Punkten mit einem Abstand von  $20 \text{ mm}$  in einer Transversalebene liegen, aufgenommen. Messungen werden dabei im Frequenzbereich von 30 MHz bis 6 GHz in Schritten von 2 MHz durchgeführt. Als Referenz dient eine weitere Messung ohne automatisiertes Positioniersystem, die mit Hilfe einer in der gleichen Transversalebene eingefügten dünnen Platte aus Rohacell durchgeführt wird, an der die Feldsonde an den  $N$  Messpunkten angebracht wird. Rohacell [5] besitzt eine relative Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  von etwa 1,1 und hat damit Eigenschaften ähnlich Vakuum. Zur Bewertung der Feldverteilung werden die gemittelte und maximale Abweichung der primären elektrischen Feldkomponente relativ zur manuellen Referenzmessung ohne automatisiertes Positioniersystem, sowie die Kriterien für den gleichförmigen Bereich und für den dominanten TEM-Mode der Norm IEC-61000-4-20 [6] herangezogen. Zur Verdeutlichung der Feldverteilung werden die gemessenen Feldstärken in Abhängigkeit des Ortes aufgetragen. Die für den TEM-Mode erwünschte primäre elektrische Feldkomponente ist im Arbeitsvolumen der GTEM-Zelle sowohl senkrecht zur Ausbreitungsrichtung als auch senkrecht zum Septum gerichtet. Die unerwünschten sekundären elektrischen Feldkomponenten treten senkrecht zu den primären Komponenten auf. Nach Norm spricht man in der Zelle von einer TEM-Welle, wenn die Feldstärken an 75% der Messpunkte die in Tabelle 1 aufgelisteten Bedingungen erfüllen. Die aufgeführten gelockerten Bedingungen dürfen dabei für maximal 5% der abgetasteten Frequenzen angewendet werden.

Der Messaufbau ist in Abb. 2 dargestellt. Die Messungen wurden in einer GTEM-Zelle mit einer maximalen Septumshöhe von  $1,75 \text{ m}$  durchgeführt, wobei das beschriebene Messraster im Arbeitsvolumen bei einer Septumshöhe von  $h = 1,0 \text{ m}$  platziert wurde. Der Mittelpunkt des Rasters lag dabei in der Transversalebene auf halber Septumshöhe.

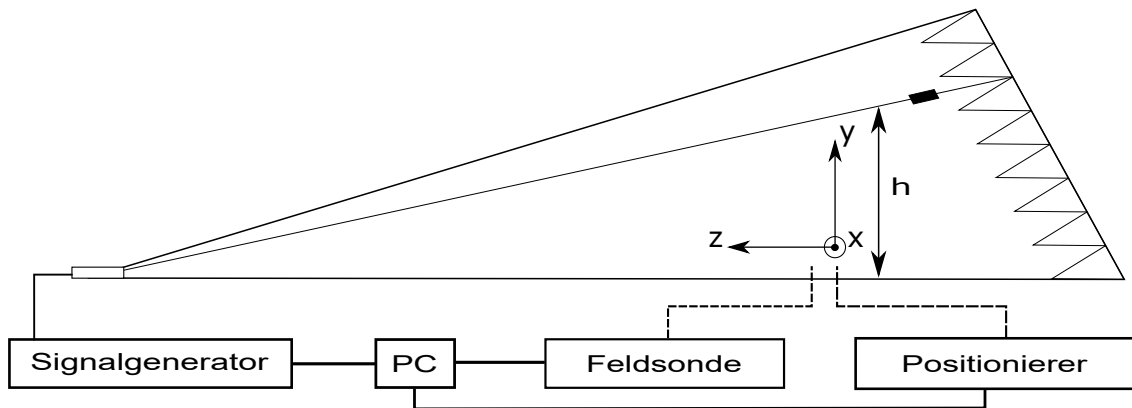
Abb. 3c zeigt die Messung ohne Positioniersystem zu einer zweiten Referenzmessung mit Rohacellhalterung. Zwischen Abb. 3c und der Messung mit hängender Feldsonde in Abb. 3b sind keine signifikanten Unterschiede durch das Einbringen des Positioniersystems festzustellen. Die ansteigende maximale Abweichung  $\Delta E_{max}$  oberhalb von 3 GHz ist



**Tabelle 1:** Bedingungen für gleichförmigen Bereich und dominanten TEM-Mode nach IEC 61000-4-20.

	75% der Messpunkte erfüllen
Bedingung für gleichförmigen Bereich	$E_{\text{prim,min}} \leq E_{\text{prim,i}} \leq E_{\text{prim,min}} + 6 \text{ dB}$
gelockerte Bedingung für gleichförmigen Bereich	$E_{\text{prim,min}} \leq E_{\text{prim,i}} \leq E_{\text{prim,min}} + 6 \text{ dB}$
Bedingung für dominanten TEM-Mode	$E_{\text{sek}} \leq E_{\text{prim}} - 6 \text{ dB}$
gelockerte Bedingung für dominanten TEM-Mode	$E_{\text{sek}} \leq E_{\text{prim}} - 6 \text{ dB}$

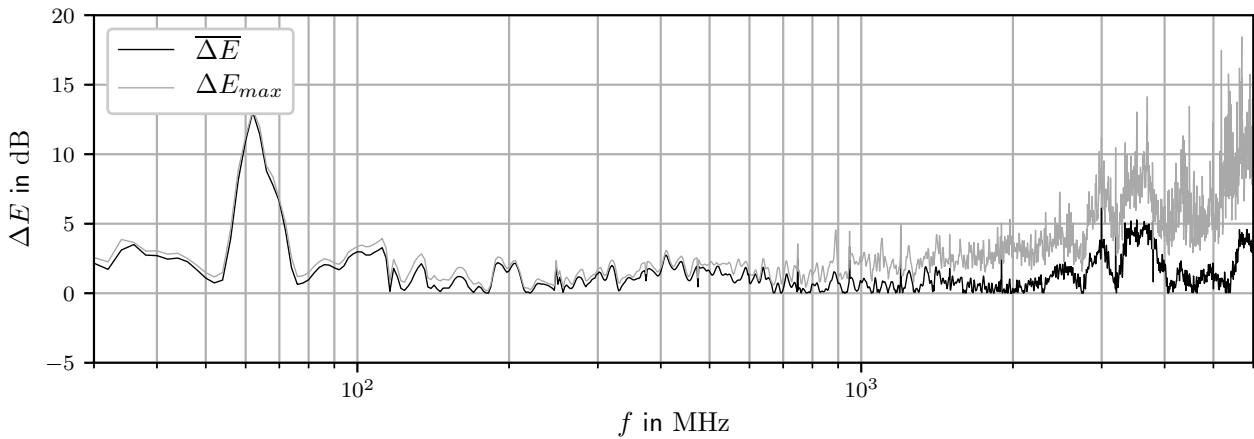
$E_{\text{prim,i}}$ : Betrag der Feldstärke am Messpunkt  $i$ ;  $E_{\text{prim,min}}$ : Betrag der minimal auftretenden Feldstärke  
 $E_{\text{prim}}$ ,  $E_{\text{sek}}$ : Beträge der gemittelten Feldstärken; alle Feldstärkeangaben in  $\text{dB } \mu\text{V}$



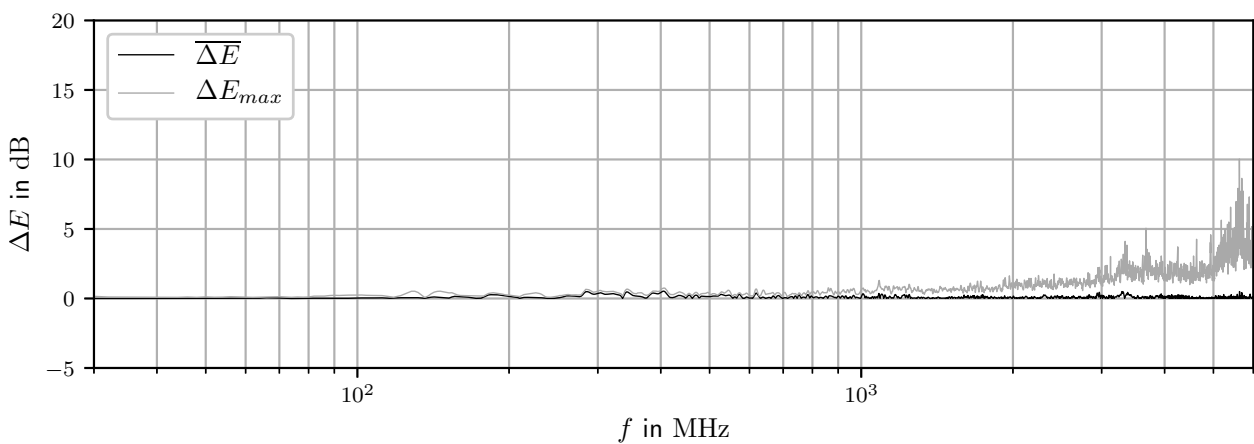
**Bild 2:** Messaufbau

auf die gemessenen Feldstärken nahe der maximalen Auflösung der verwendeten Feldsonde zurückzuführen. Deutliche Unterschiede zeigen sich bei der mittleren und maximalen Abweichung durch das Einbringen des Kreuztisches in das Prüfvolumen in Abb. 3a. Das Kriterium für den dominanten TEM-Mode in Abb. 4a, 5a, 6a wird unabhängig vom Positioniersystem oberhalb 300 MHz erfüllt und nur in einem schmalen Band im unteren Frequenzbereich verletzt. Alle Messungen zeigen deutliche Abweichungen der sekundären Feldkomponenten im Bereich von 120 MHz bis 160 MHz, die jedoch auf leichte geometrische Unebenheiten der verwendeten GTEM-Zelle zurückzuführen sind. Die Messwerte bei Verwendung des Kreuztisches in Abb. 4a zeigen die Verletzungen des Kriteriums für den dominanten TEM-Mode bis zu einer Frequenz von etwa 300 MHz. Diese können den mechanischen Komponenten des Kreuztisches zugeschrieben werden, die in das Prüfvolumen hineinragen und dadurch das Feld beeinflussen. Das Kriterium für den gleichförmigen Bereich in Abb. 4b, 5b, 6b wird jeweils bis zu einer Frequenz von 3 GHz erfüllt. Die Messwerte ohne Positioniersystem und mit hängender Feldsonde lassen keine merklichen Abweichungen erkennen. Abb. 7a verdeutlicht, dass trotz Verletzung des Kriteriums für den dominanten TEM-Mode die Homogenität des elektrischen Feldes in allen Anordnungen gegeben ist. Zwischen den Anordnungen sind keine Unterschiede in den Intensitäten der Feldstärke festzustellen. Die Homogenität in Abb. 7b ist für mehr als 75% der Messpunkte gegeben. Es zeichnen sich sichtbare Unterschiede in den Intensitäten der Feldstärke bei der Messung mit Kreuztisch ab. In Abb. 7c ist die Homogenität in keiner der Messanordnungen gegeben. Auch hier zeichnen sich sichtbare Unterschiede in der Intensität der Feldstärke bei der Messung mit Kreuztisch ab. Die gemessenen Feldstärken bei der Anordnung mit Rohacell und mit hängender Feldsonde liegen bei einem Großteil der Messpunkten unterhalb von  $1 \text{ V/m}$ . Der bereits beschriebene Effekt, dass die Feldsonde

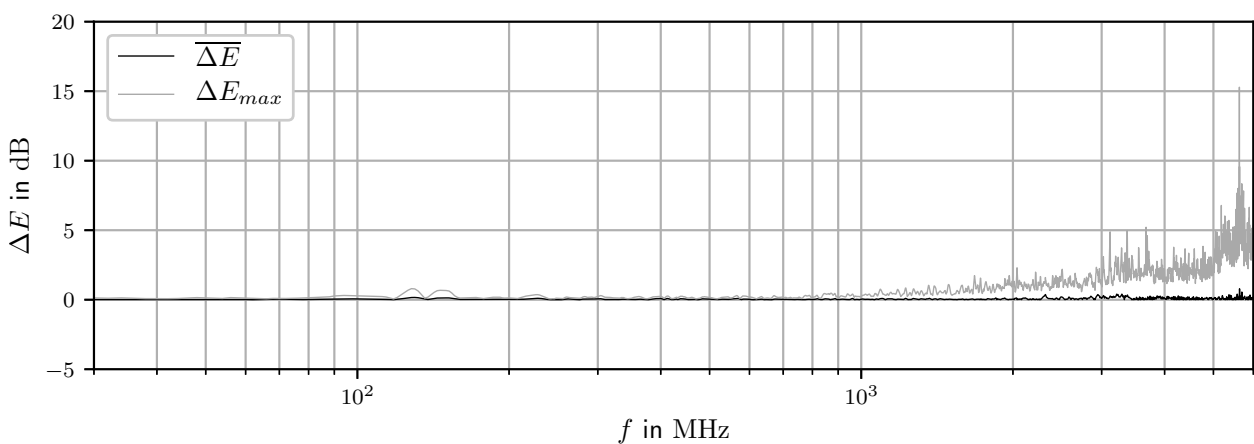
nahe ihrer maximalen Auflösung misst, wird hier noch einmal verdeutlicht. Höhere Leistung und Rauschunterdrückungsverfahren können angewendet werden, um diesen Effekt zu reduzieren.



(a) mit Kreutztisch

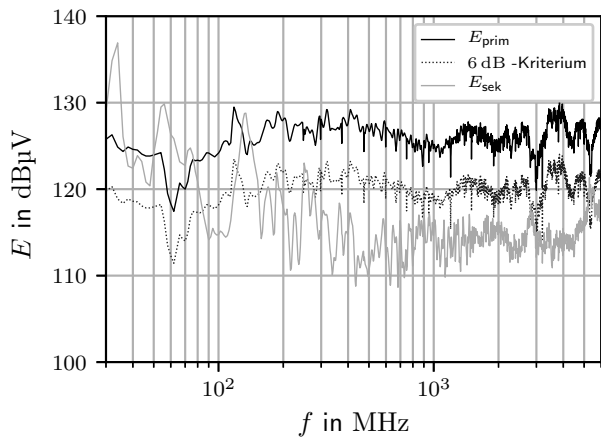


(b) mit Positioniersystem mit hängender Feldsonde

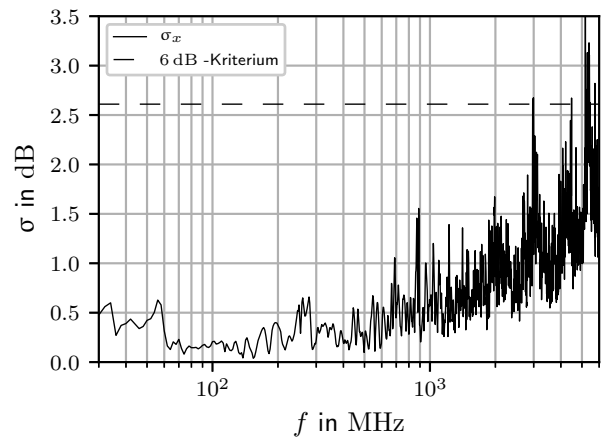


(c) ohne automatisiertes Positioniersystem

**Bild 3:** Relative Abweichung der elektrischen Feldstärke bezogen auf eine Referenzmessung

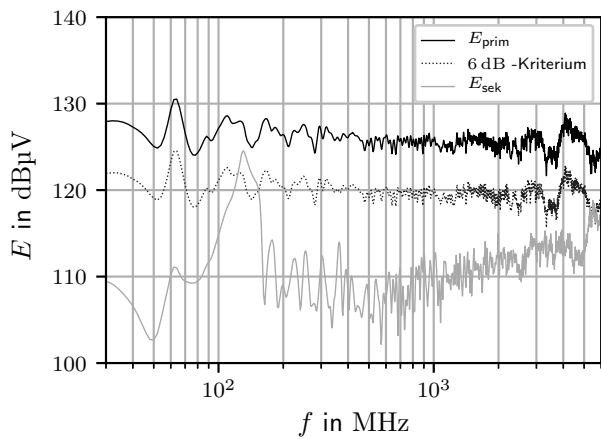


(a) Gemessene Feldstärken

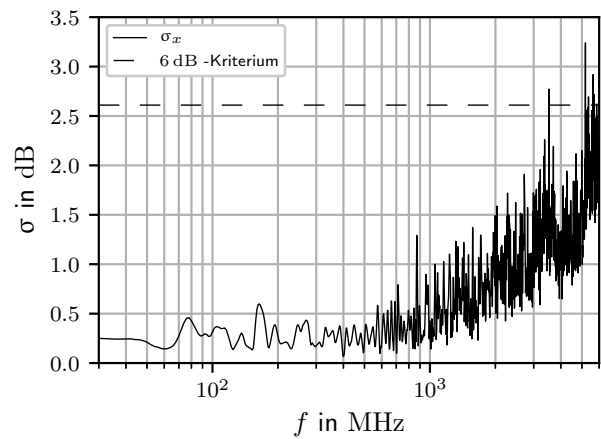


(b) Standardabweichung

**Bild 4:** Gemessene Feldstärken und Standardabweichung mit Kreuztisch

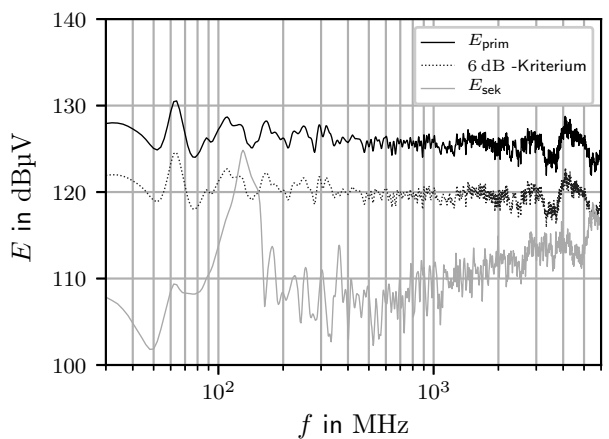


(a) Gemessene Feldstärken

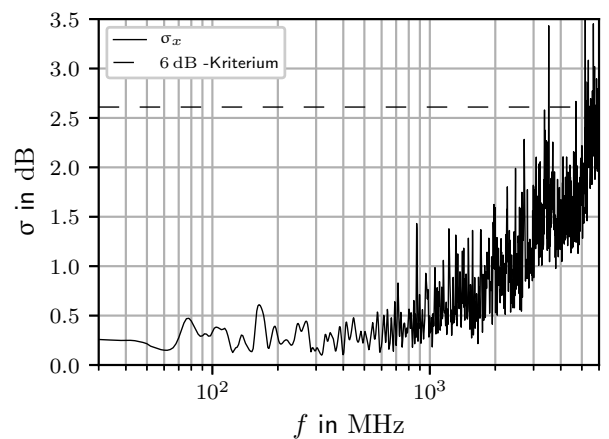


(b) Standardabweichung

**Bild 5:** Gemessene Feldstärken und Standardabweichung mit Positioniersystem mit hängender Feldsonde

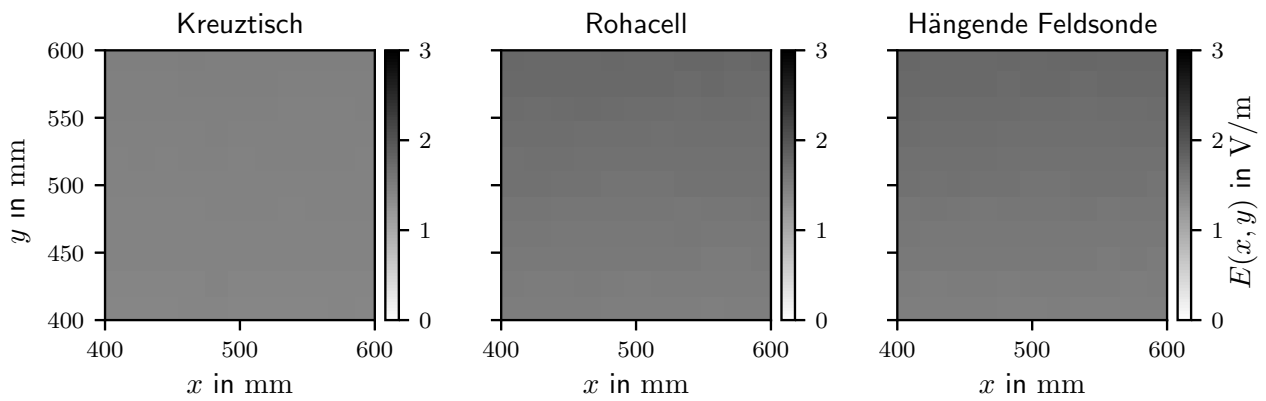


(a) Gemessene Feldstärken

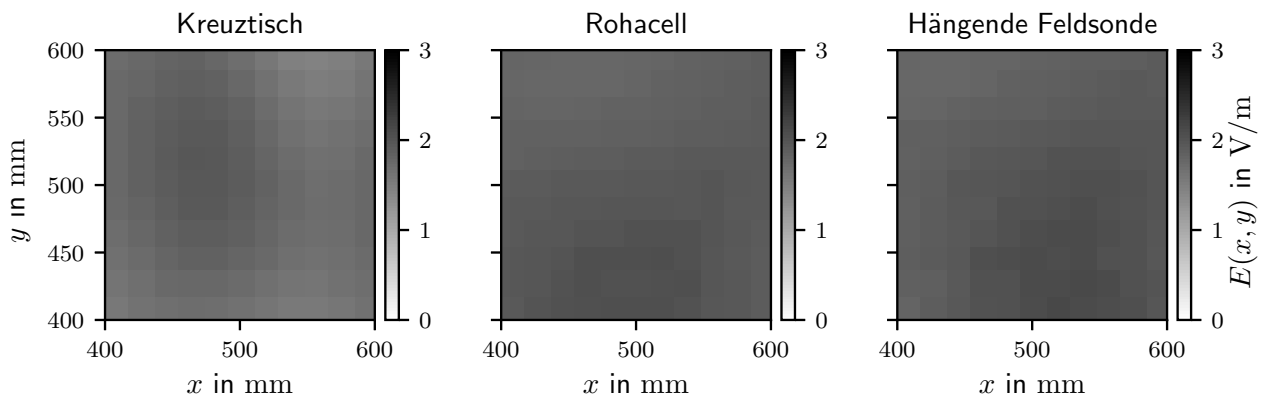


(b) Standardabweichung

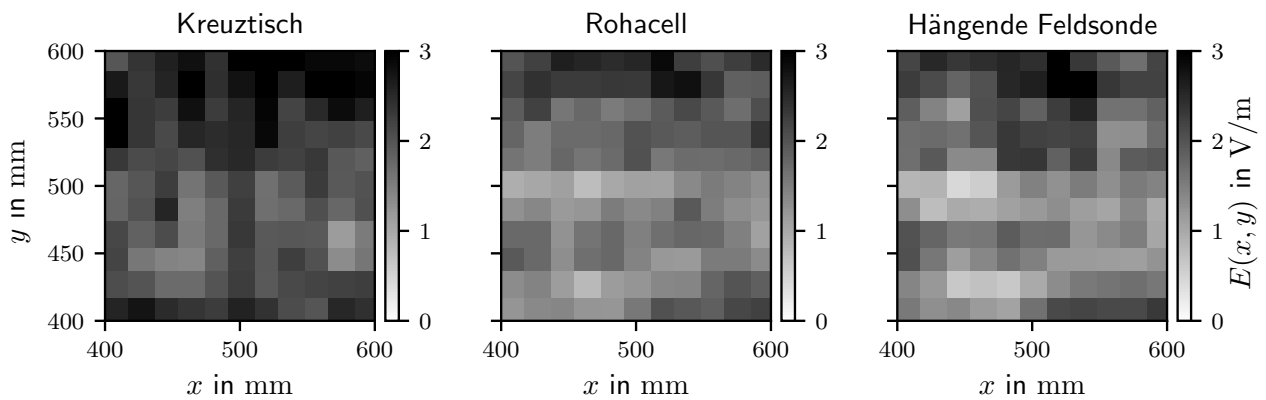
**Bild 6:** Gemessene Feldstärke und Standardabweichung ohne automatisiertes Positioniersystem



(a) 80 MHz



(b) 1 GHz



(c) 6 GHz

**Bild 7:** Örtliche Auflösung der gemessenen primären Feldstärken

## 4 Zusammenfassung

Durch die Verwendung automatisierter Positioniersysteme können die Messzeiten reduziert und die Reproduzierbarkeit einer Messung erhöht werden. Dies eröffnet die Möglichkeit die Auflösung in der vermessenen Ebene zu erhöhen. Für die statistischen Auswertungsmethoden der IEC-61000-4-20 bei der Beurteilung von gleichförmigen Bereich und dominanten TEM-Mode führt dies zu aussagekräftigeren Bewertungen des Feldes. Für unterschiedliche Positioniersysteme konnte in hoher Auflösung nachgewiesen werden, in welchen Frequenzbereichen Verletzungen der Norm auftreten. Bei der Verwendung des Positioniersystems mit hängender Feldsonde konnte keine Veränderung zur Referenzmessung ohne automatisiertes Positioniersystem festgestellt werden. Bei dem verwendeten Kreuztisch waren Veränderungen der gemessenen Feldkomponenten erkennbar, welche auf die Anwesenheit mechanischer Komponenten im Arbeitsvolumen zurückgeführt werden kann.

## Literatur

- [1] C. Groh, J. P. Karst, M. Koch and H. Garbe, "TEM waveguides for EMC measurements", in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 41, no. 4, pp. 440-445, Nov. 1999. doi: 10.1109/15.809846
- [2] K. Haake and J. L. ter Haseborg, "Precise investigation of field homogeneity inside a GTEM cell", 2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe, Hamburg, 2008, pp. 1-4. doi: 10.1109/EMCEUROPE.2008.4786927
- [3] K. A. Haake and J. L. ter Haseborg, "A New Type of Robot System for High-Resolution Field Mapping", in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 50, no. 3, pp. 747-751, Aug. 2008. doi: 10.1109/TEMC.2008.924391
- [4] K. Haake and J. L. ter Haseborg, "Development of a Modular Low Cost Robot for Scanning the Electromagnetic Field within Very Large Arbitrary Areas or Volumes", Serbian Journal of Electrical Engineering Vol. 5, no. 1, pp. 49-56, 2008. doi:10.2298/SJEE0801049H
- [5] Evonik Resource Efficiency GmbH, Rohacell HF Product Information, Darmstadt Germany, 2019
- [6] IEC 61000-4-20:2010: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-20: Testing and measurement techniques - Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides, IEC, 2010



# Rekonstruktion von Betrag und Phase von Leiterbahnströmen aus phasenlos gemessenen Nahfelddaten

M.Sc. Robert Jan Nowak, Technische Universität Dortmund, Deutschland

M.Sc. Anika Henke, Technische Universität Dortmund, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, Deutschland

## 1 Einleitung

Zur messtechnischen Untersuchung von feldgebundenen Störemissionen werden im Allgemeinen Antennenmessungen durchgeführt. Diese Messungen sind jedoch mit hohem Aufwand verbunden. So wird beispielsweise eine Absorberkammer oder ein Freifeld als Messumgebung benötigt.

Die Untersuchung des elektromagnetischen Nahfelds von Komponenten könnte demgegenüber eine attraktive Alternative zur Analyse von Störquellen sein. Einerseits ist die Aufnahme von Nahfelddaten nicht an eine besondere Messumgebung gebunden. Andererseits existieren Methoden zur Auswertung, mit denen das Ergebnis einer Antennenmessung prognostiziert werden kann. Near-Field-to-Far-Field-Transformationen stellen dabei einen möglichen Ansatz dar [1]. Ein grundlegend anderer Ansatz ist die Verwendung von Quellenmodellen. Hierbei werden zum einen äquivalente Modelle verwendet, die primär das Fernfeld beschreiben [2], [3]. Auf der anderen Seite werden aber auch Modelle eingesetzt, durch welche die tatsächlichen Quellen in Form der Stromverteilung bestimmt werden. Teilweise basieren diese Stromrekonstruktionsmethoden auf der Momentenmethode [4]. Es ist aber auch möglich mit Dipolen entsprechende Modelle aufzubauen [5], [6].

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Weiterentwicklung und Evaluation der Stromrekonstruktionsmethode basierend auf Dipole. Dazu wird eine Methode vorgestellt, die anhand von phasenlosen elektrischen und magnetischen Nahfelddaten die Stromverteilung auf einer Leiterstruktur bestimmt. Anhand von gemessenen Daten werden Rekonstruktionsergebnisse bestimmt und diskutiert. Es wird gezeigt, wie mithilfe dieser Ergebnisse die betrachtete Struktur durch ihre Impedanzen charakterisiert wird. In einer exemplarischen simulatorischen Untersuchung wird anschaulich dargestellt, wie auf der Basis dieser Informationen eine Entstörungsmaßnahme ausgelegt werden kann.

Die hier präsentierte Rekonstruktionsmethode ist eine Fortsetzung der Arbeiten aus [5]. In [5] wird anlehnt an beispielsweise [2] und [3] die Methodik von [6] weiterentwickelt, um mithilfe eines iterativen Algorithmus phasenlose Nahfelddaten auszuwerten, wobei lediglich simulatorische Daten verwendet werden. Im Gegensatz dazu wird hier das gemessene Nahfeld einer Struktur als Datengrundlage verwendet. Außerdem wird die Methode um das Feldmodell aus [7] erweitert, welches die zusätzliche Auswertung des elektrischen Feldes neben dem magnetischen Feld für die Stromrekonstruktion ermöglicht. Während [7] dies nur auf Basis von Simulationsdaten diskutiert, wird in diesem Beitrag erstmalig der Ansatz für gemessenen Daten genutzt.

Für den hier präsentierten Ansatz werden einige Annahmen getroffen. So wird davon ausgegangen, dass die Lage der Leiter bekannt ist. Darüber hinaus wird angenommen, dass die Ausbreitungseigenschaften sowie die Wellenwiderstände der Leiter bekannt sind.

## 2 Rekonstruktionsmethode für phasenlose Nahfelddaten

Die hier verwendete Rekonstruktionsmethode basiert neben dem Feldmodell auch auf Nebenbedingungen und der Erweiterung um ein iteratives Verfahren zur Auswertung von phasenlosen Nahfelddaten. Diese drei Komponenten werden hier kurz beschrieben.

Bei der Formulierung des Feldmodells werden lediglich die Leiterbahnen als Feldquellen angenommen. Wie in [6] gezeigt werden die Leiterbahnen durch Segmente mit einer homogenen Strombelegung diskretisiert. Dieser Strom wird als Ursache für das vom Segment hervorgerufene Feld angenommen. Die Superposition der verschiedenen Feldquellen führt formal zu den Feldmodellen

$$(a) \quad \mathbf{H} = \Psi_{\text{HI}} \cdot \mathbf{I}_S \quad \text{und} \quad (b) \quad \mathbf{E} = \Psi_{\text{EI}} \cdot \mathbf{I}_S, \quad (1)$$

wobei die Vektoren  $\mathbf{E}$  und  $\mathbf{H}$  die verschiedenen Komponenten des elektrischen und magnetischen Nahfeldes enthalten und im Vektor  $\mathbf{I}_S$  alle Segmentströme gelistet sind. Entsprechend der gewählten Modellansätze zur Beschreibung des Feldes sind die Matrizen  $\Psi_{\text{EI}}$  und  $\Psi_{\text{HI}}$  definiert. Im Weiteren wird das elektrische Feld durch Punktladungsquellen modelliert [7]. Das magnetische Feld wird auf Basis von Hertzischen Dipolen beschrieben [6].

Als grundlegende Nebenbedingung wird von der Strombelegung der Segmente gefordert, dass ihre Verteilung der Leitungstheorie entspricht. Wie in [6] gezeigt wird, werden die Ströme durch hin- und rücklaufenden Stromwellen substituiert, woraus folgende Beschreibung resultiert:

$$\mathbf{I}_S = \Psi_{\text{TL}} \cdot \mathbf{I}_W \quad (2)$$

Der Vektor  $\mathbf{I}_W$  enthält dabei die hin- und rücklaufenden Stromwellen und in der Matrix  $\Psi_{\text{TL}}$  sind die entsprechenden Exponentialausdrücke zur Abbildung der Segmentströme notiert. Zusätzlich sind in  $\mathbf{I}_W$  auch Ströme berücksichtigt, um kurze Leitungsabschnitte wie beispielsweise Vias durch eine homogene Stromverteilung darzustellen.

Grundlegend führt die Kombination der Substitution von (2) in die Feldmodelle von (1) zu Gleichungen, die bei bekannten Felddaten als inverses Problem betrachtet werden können. Zur simultanen Betrachtung von elektrischen und magnetischen Felddaten wird wie in [7] das folgende inverse Problem formuliert:

$$\left[ \frac{1}{\|\mathbf{H}\|_2} \mathbf{H} \quad \frac{1}{\|\mathbf{E}\|_2} \mathbf{E} \right]^T = \left[ \frac{1}{\|\mathbf{H}\|_2} \Psi_{\text{HI}} \quad \frac{1}{\|\mathbf{E}\|_2} \Psi_{\text{EI}} \right]^T \Psi_{\text{TL}} \cdot \mathbf{I}_W \Leftrightarrow \mathbf{F} = \Psi \cdot \mathbf{I}_W \quad (3)$$

Im Weiteren wird das inverse Problem verkürzt mit  $\mathbf{F}$  und  $\Psi$  zur Repräsentation der Felddaten und der Feldbeschreibung notiert.

Bei der Lösung von inversen Problemen ist grundlegend zu beachten, dass mindestens genauso viele oder mehr Felddaten vorliegen, wie Unbekannte respektive Einträge im Vektor  $\mathbf{I}_W$  existieren. Nur dann kann eine eindeutige Lösung für das Problem

$$\hat{\mathbf{I}}_W = \arg \min_{\tilde{\mathbf{I}}_W} \|\Psi \cdot \tilde{\mathbf{I}}_W - \mathbf{F}\|_2 \quad \text{mit} \quad \mathbf{K} \cdot \tilde{\mathbf{I}}_W = 0 \quad (4)$$

gefunden werden. Bei diesem Problem wird angenommen, dass die Felddaten  $\mathbf{F}$  in Betrag und Phase bekannt sind. Außerdem wird eine weitere Nebenbedingung an das Rekonstruktionsergebnis gestellt: Durch die Matrix  $\mathbf{K}$  wird wie in [5] die Kontinuität von Strom und Spannung an den Übergangsstellen zwischen den durch die Leitungstheorie beschriebenen Bereichen gefordert.

Ist die Phaseninformation der Felddaten nicht bekannt, so kann das inverse Problem mit dem iterativen Algorithmus aus [5] gelöst werden. Dieser ist im Folgenden kurz beschrieben und erweitert auf die Formulierung aus (3). Ausgehend von einer initialen Feldverteilung  $\mathbf{F}^{[0]}$  wird iterativ die Lösung von



$$\hat{\mathbf{I}}_W^{[i]} = \arg \min_{\mathbf{I}_W} \|\Psi \cdot \tilde{\mathbf{I}}_W - \mathbf{F}^{[i-1]}\|_2 \text{ mit } \mathbf{K} \cdot \tilde{\mathbf{I}}_W = 0, \quad \forall i \in \mathbb{N}^* \quad (5)$$

bestimmt. Anhand der Lösung  $\hat{\mathbf{I}}_W^{[i]}$  wird mit (1) und (2) eine komplexwertige Feldverteilung abgeschätzt, welche eine rekonstruierte Phaseninformation enthält:

$$\hat{\mathbf{F}}^{[i]} = \Psi \cdot \hat{\mathbf{I}}_W^{[i]} \quad (6)$$

Diese Information wird als Phasenverteilung für eine neue Feldverteilung

$$\mathbf{F}^{[i+1]} = |\mathbf{F}^{[i]}| \circ \exp(j \cdot \arg \hat{\mathbf{F}}^{[i]}) \quad (7)$$

angenommen. Hierbei wird das Hadamard-Produkt verwendet, um die komponentenweise Multiplikation darzustellen. Mit dieser wird im nächsten Iterationsschritt die Lösung von (5) bestimmt.

Für die erste Iteration ( $i = 1$ ) muss die initiale Feldverteilung  $\mathbf{F}^{[0]}$  definiert werden. Wie in [5] wird eine gleichverteilte zufällige Phasenverteilung zwischen  $(-180^\circ, 180^\circ)$  angenommen und diese mit den gemessenen Beträgen der Felddaten  $\mathbf{H}_{\text{mess}}$  und  $\mathbf{E}_{\text{mess}}$  verknüpft:

$$\mathbf{F}^{[0]} = \left[ \begin{array}{c} \frac{1}{\|\mathbf{H}_{\text{mess}}\|_2} \mathbf{H}_{\text{mess}} \\ \frac{1}{\|\mathbf{E}_{\text{mess}}\|_2} \mathbf{E}_{\text{mess}} \end{array} \right] \circ \exp \left( j \cdot [\varphi_k^{[0]}]_{k=1, \dots, M+N} \right), \quad \varphi_k^{[0]} \sim \mathcal{U}(-180^\circ, 180^\circ) \quad (8)$$

Dabei beschreiben  $M$  bzw.  $N$  die Anzahl der magnetischen bzw. elektrischen Felddaten. Um den iterativen Algorithmus abzubrechen, wird anhand von zwei numerischen Kriterien eine Abbruchbedingung definiert. Ähnlich wie in [5] wird zunächst die mittlere relative Änderung der berechneten Lösung des inversen Problems betrachtet:

$$\sigma_{\Delta I}^{[i]} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left| \frac{\hat{I}_k^{[i]} - \hat{I}_k^{[i-1]}}{\hat{I}_k^{[i]}} \right|, \quad \hat{\mathbf{I}}_W^{[i]} = [\hat{I}_k^{[i]}]_{k=1, \dots, K} \quad (9)$$

$K$  ist dabei die Anzahl der Einträge von  $\mathbf{I}_W^{[i]}$ . Daneben wird die mittlere (minimale) Änderung der rekonstruierten Phaseninformation ausgewertet:

$$\sigma_{\Delta \varphi}^{[i]} = \frac{1}{M+N} \sum_{k=1}^{M+N} \min \{ |\Delta \varphi_k^{[i]}|, 2\pi - |\Delta \varphi_k^{[i]}| \}, [\Delta \varphi_k^{[i]}]_{k=1, \dots, M+N} = \arg \hat{\mathbf{F}}^{[i]} - \arg \hat{\mathbf{F}}^{[i-1]} \quad (10)$$

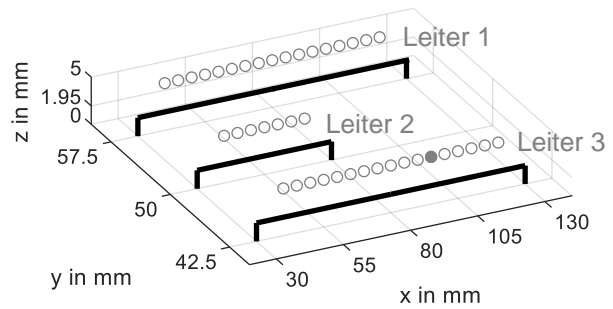
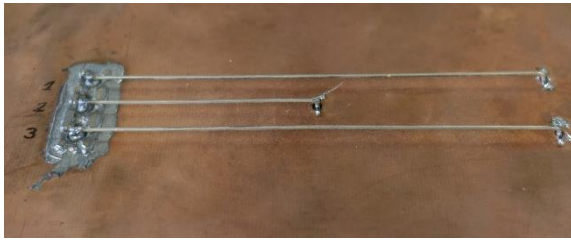
In den Untersuchungen dieses Beitrages wird folgende Abbruchbedingung definiert:

$$\left( \sigma_{\Delta I}^{[i]} < 1\% \right) \wedge \left( \sigma_{\Delta \varphi}^{[i]} < \frac{2\pi}{1000} \right) \quad (11)$$

Anhand der Lösung des inversen Problems kann auch die Spannungsverteilung abgeleitet werden [6]. Hierzu wird lediglich der Wellenwiderstand benötigt, um die hin- und rücklaufenden Stromwellen in Spannungswellen zu übertragen. Wie in [6] gezeigt wird, können somit beispielsweise Terminierungsimpedanzen bestimmt werden.

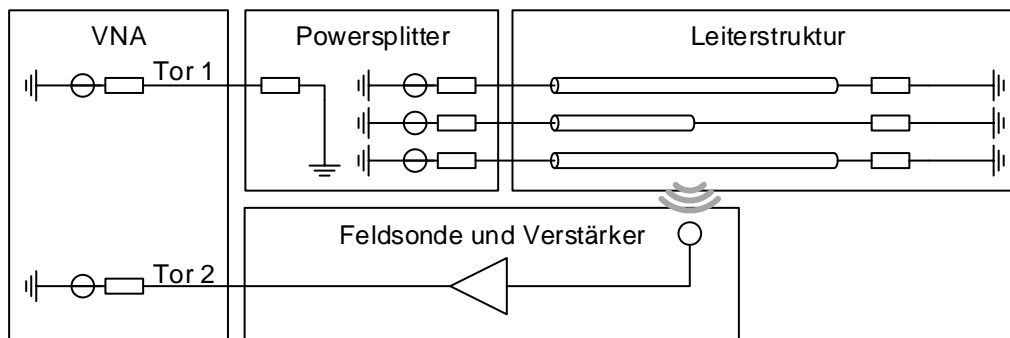
### 3 Anwendung der Rekonstruktionsmethode

In diesem Kapitel wird die Rekonstruktionsmethode auf gemessene Nahfelddaten einer Leiterstruktur angewendet, die auch schon in [6] untersucht wurde. In Abbildung 1 ist diese dargestellt. Die drei verwendeten Leiter bestehen aus versilberten Kupferdrähten mit einem Durchmesser von 0,39 mm. Angeregt werden die Leiter über SMB-Buchsen bei  $x = 30$  mm. Die Leiter sind am anderen Ende jeweils mit  $50 \Omega$  abgeschlossen.



**Abbildung 1:** Betrachtete Leiterstruktur (links) und schematischer Aufbau mit geometrischen Angaben sowie Darstellung der Messpunkte und des Referenzpunktes als ausgefüllter Messpunkt (rechts).

In Abbildung 2 wird der Messaufbau schematisch dargestellt. Zur Anregung der Struktur sowie Messung des elektromagnetischen Nahfeldes wird der Vektornetzwerkanalysator (VNA) Keysight (Agilent) E5071B verwendet. Mithilfe des Powersplitters Mini-Circuits ZA3CS-400-3W-S werden die drei Leiter vom Tor 1 des VNAs phasengleich angeregt. Die Ausgangsleistung des VNAs beträgt dabei 0 dBm. Das Signal der Feldsonde wird verstärkt und am zweiten Tor des VNAs gemessen. Zur Messung des magnetischen Feldes wird die aktive Feldsonde MFA-R 0.2-75 mit integriertem Verstärker der Firma LANGER EMV eingesetzt. Für die Aufnahme des elektrischen Feldes werden die passive Sonde RS-E 10 von RHODE & SCHWARZ sowie der Vorverstärker PA 303 von LANGER EMV verwendet.



**Abbildung 2:** Schematische Darstellung der Anregung der Leiterstruktur sowie der Feldmessung.

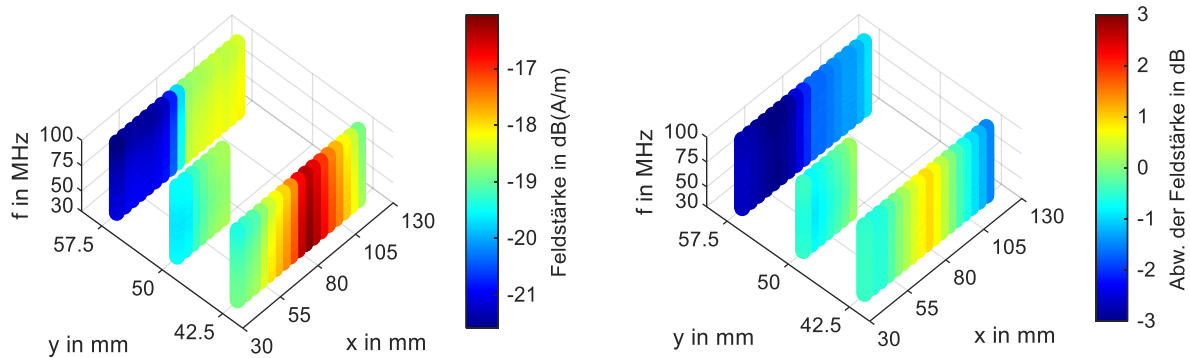
Das Nahfeld wird direkt über den Leitern an 41 Punkten gemessen, die in Abbildung 1 dargestellt sind. Die Messpunkte sind im Abstand von 5 mm äquidistant verteilt und liegen 5 mm über der Massefläche. Es werden jeweils das vertikale elektrische Feld (in  $z$ -Richtung) sowie die horizontale Magnetfeldkomponente (in  $y$ -Richtung) gemessen.

Zur Auswertung der Messdaten wird ein zufälliger Punkt als Referenzpunkt ausgewählt. Dieser ist in Abbildung 1 als ausgefüllter Messpunkt hervorgehoben. Die Messwerte an diesem Punkt werden zur Kalibration des Aufbaus bzw. der Sonden verwendet. Später wird die Phasenlage des gemessenen Magnetfeldes an diesem Punkt als Referenzphase verwendet.

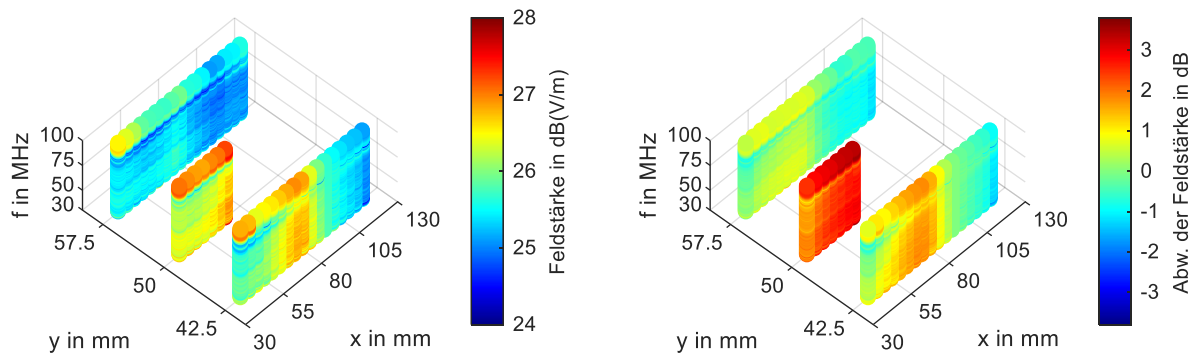
Zur Kalibration wird die Struktur in CONCEPT-II [8] aufgebaut und simuliert. Hierbei wird die Anregung durch Thevenin-Netzwerke approximiert. Mithilfe der simulierten elektrischen und magnetischen Feldstärke am Referenzpunkt wird der Übertragungsfaktor der Feldsonden bestimmt. Daneben wird die simulierte Stromverteilung im Weiteren als Referenz für die rekonstruierte Stromverteilung verwendet.

Die Felddaten werden im Frequenzbereich von 30 MHz bis 100 MHz aufgenommen. In Abbildung 3 und Abbildung 4 ist der Betrag des gemessenen elektrischen und magnetischen Nahfeldes dargestellt. Es wird zudem die Abweichung der Beträge gegenüber den Simulationsdaten angegeben. Hierbei ist grundsätzlich eine geringe Abweichung festzustellen. Auffällige Abweichungen der Felddaten sind beim magnetischen Feld über Leiter

1 und beim elektrischen Feld über Leiter 2 zu verzeichnen. Diese Abweichungen können durch Ungenauigkeiten der Positionierung der Feldsonde bei der Messung sowie Abweichungen zwischen dem realen Messaufbau und dem Simulationsmodell erklärt werden.



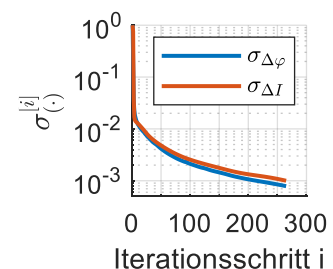
**Abbildung 3:** Betrag der gemessenen magnetischen Felddaten (links) und Abweichung gegenüber den simulierten Nahfelddaten (rechts).



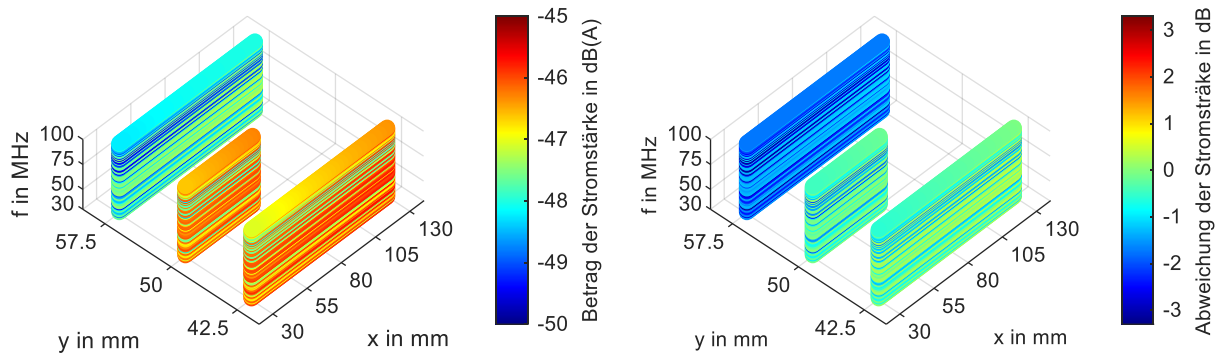
**Abbildung 4:** Betrag der gemessenen elektrischen Felddaten (links) und Abweichung gegenüber den simulierten Nahfelddaten (rechts).

Für die Stromrekonstruktion wird die gemessene Phaseninformation der Felddaten verworfen und eine zufällig gleichverteilte Phasenverteilung angenommen. Das Rekonstruktionsmodell besteht aus 250 horizontalen und 18 vertikalen Segmenten respektive Feldquellen. Durch diese feine Diskretisierung wird das Nahfeld der Anordnung hinreichend gut beschrieben. Wie auch schon in [6] werden für Leiter 1 und 3 jeweils zwei gleich langen Bereiche angenommen, in denen die Stromverteilung durch die Leitungstheorie beschrieben wird.

Zunächst werden die Rekonstruktionsergebnisse über den gesamten betrachteten Frequenzbereich bestimmt und untersucht. Hierbei wird einmalig eine initiale Phasenverteilung angenommen. Daher ist zu beachten, dass die präsentierten Ergebnisse nicht reproduzierbar sind. Die Stromverteilung wird für 71 Frequenzen rekonstruiert. Die Entwicklung der Kriterien der Abbruchbedingung sind in Abbildung 5 gezeigt. Beim 265. Iterationsschritt wird die Abbruchbedingung erfüllt. Die rekonstruierte Stromverteilung ist in Abbildung 6 dargestellt. Wie bei den Felddaten wird die Abweichung gegenüber den Simulationsdaten ebenfalls dargestellt.

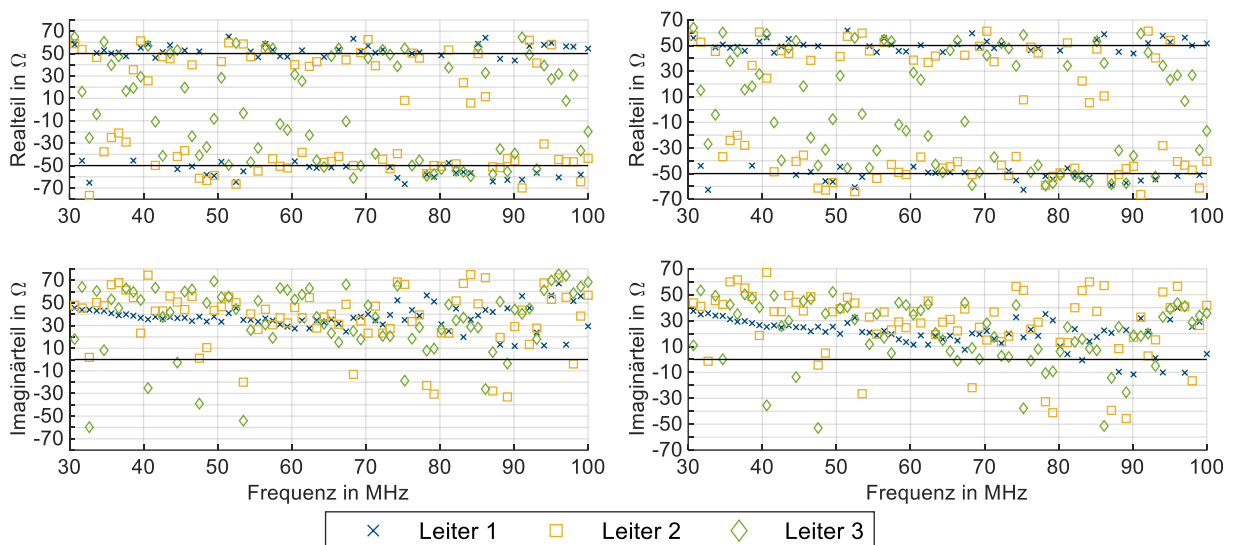


**Abbildung 5:** Entwicklung der Abbruchkriterien.



**Abbildung 6:** Rekonstruierte Stromverteilung auf Basis der gemessenen als phasenlos angenommenen Nahfelddaten (links) und Abweichung gegenüber der simulierten Stromverteilung (rechts).

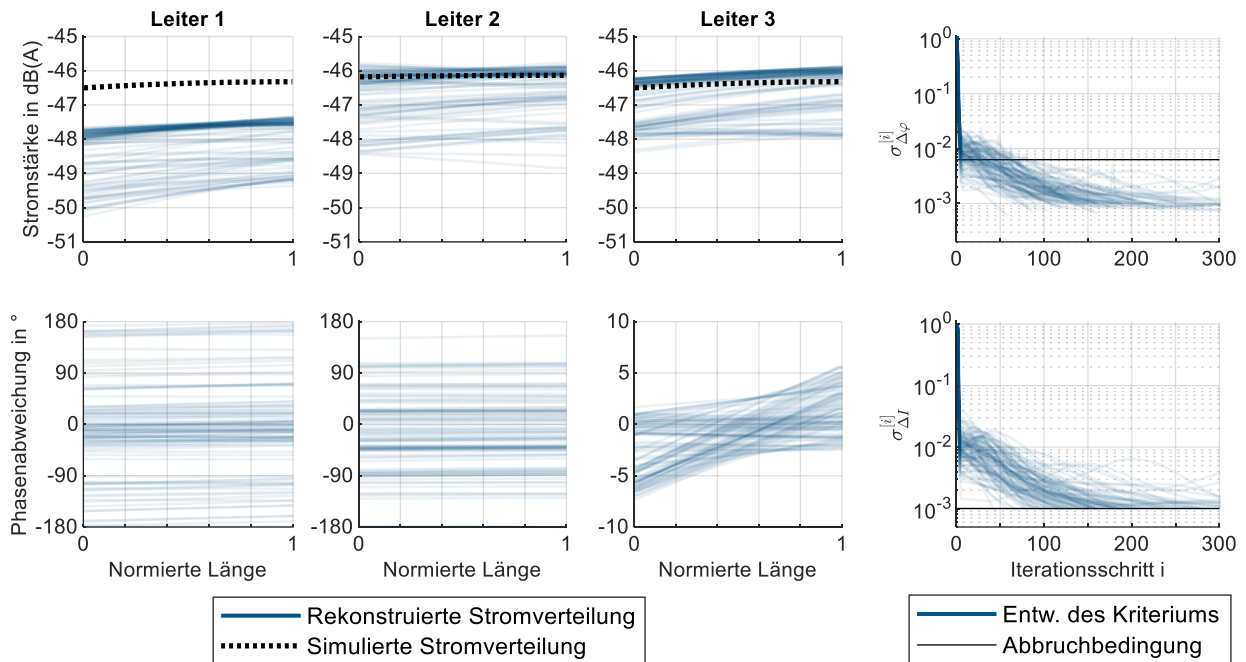
Für Leiter 2 und 3 werden betragsmäßig ähnliche Stromverteilungen bestimmt, die rekonstruierte Stromverteilungen von Leiter 1 sind hingegen um etwa 3 dB geringer. Für Leiter 2 und 3 liegt die Abweichung im Bereich von  $\pm 1$  dB und ist damit sehr gering. Die Abweichung der Stromverteilung von Leiter 1 liegt im Bereich von 1 bis 3 dB. Eine mögliche Erklärung für diese Abweichung ist in den verwendeten Felddaten gegeben: Die gemessenen magnetischen Felddaten über Leiter 1 zeigen eine ähnliche Abweichung. Auf Basis des Rekonstruktionsergebnisses werden auch die Eingangs- und Terminierungsimpedanz der Leiter bestimmt. Diese sind in Abbildung 7 dargestellt. Hierbei wird der Real- und Imaginärteil der Impedanzen über der Frequenz präsentiert.



**Abbildung 7:** Rekonstruierte Eingangsimpedanzen (links) und Terminierungsimpedanzen (rechts) der Leiter dargestellt in Real- und Imaginärteil.

105 der 213 Ergebnisse für die Eingangs- bzw. Terminierungsimpedanz fallen dadurch auf, dass sie einen negativen Realteil beinhalten. Dieses Merkmal zeigt sich bei den verschiedenen Ergebnissen gleichermaßen für die Eingangs- und Terminierungsimpedanz. Jedoch ist anzumerken, dass die Realteile betragsmäßig geringe Abweichungen gegenüber dem erwarteten Widerstand von  $50 \Omega$  aufzeigen. Eine mögliche Erklärung für diese nicht physikalischen Ergebnisse könnte in der rekonstruierten Phaseninformation liegen. Diese könnte einen Fluss der Wirkleistung vom Terminierungsnetzwerk zum Anregungsnetzwerk implizieren. Der Imaginärteil der rekonstruierten Impedanzen zeigt diese Auffälligkeit nicht: Nur vereinzelt beinhalten die rekonstruierten Impedanzen einen negativen Imaginärteil. Eine besondere Auffälligkeit zeigen die rekonstruierten Impedanzwerte gegenüber der rekonstruierten Stromverteilung: Obwohl die Stromverteilung auf Leiter 1 eine

größere Abweichung gegenüber den Referenzdaten zeigt, haben die bestimmten Impedanzen eine geringere Streuung als die Impedanzen von Leiter 2 oder 3. Nach der Untersuchung für den gesamten betrachteten Frequenzbereich werden nun die Nahfelddaten für 100 MHz umfassender ausgewertet. Hierzu werden 100 verschiedene zufällige initiale Phasenverteilungen angenommen und jeweils die Lösungen des iterativen Algorithmus bestimmt. Zudem wird vorgegeben, dass der iterative Algorithmus nach spätestens 300 Iterationsschritten abbricht. In Abbildung 8 werden die verschiedenen Lösungen sowie die Entwicklung der Kriterien der Abbruchbedingung gezeigt. Diese Daten werden für die verschiedenen Lösungen jeweils überlagert transparent dargestellt, um neben dem Datenwerten auch die Häufigkeit einer Lösung anhand der Farbinsintensität darzustellen.



**Abbildung 8:** 100 verschiedene Rekonstruktionsergebnisse für verschiedene initiale Phasenverteilungen bei 100 MHz (links) und die Entwicklung der Abbruchkriterien des iterativen Algorithmus (rechts).

Grundsätzlich ist festzuhalten, dass 91 von 100 Ausführungen des iterativen Algorithmus durch das Erfüllen der Abbruchbedingung terminiert werden. Da die Entwicklung der Kriterien aus (9) und (10) überwiegend eine monoton fallende Tendenz zeigen, ist von einer Konvergenz des iterativen Verfahrens auszugehen. Die verschiedenen bestimmten Stromverteilungen zeigen jedoch, dass der Algorithmus abhängig von den Startwerten in verschiedene Lösungen konvergieren kann.

Der Betrag der bestimmten Ströme zeigt für alle Leiter ein ähnliches Bild: Die Lösungen liegen in einem etwa 2 dB breiten Band und es kommt zu einer Häufung von Lösungen am oberen Rand des Bands. Insbesondere für Leiter 2 und Leiter 3 ist die Übereinstimmung dieser häufig auftretenden Lösungen mit der simulierten Stromverteilung sehr hoch. Bei Leiter 1 liegt das Band der Lösungen etwa 1 dB unterhalb der simulierten Stromverteilung. Insgesamt wird also der Betrag der Stromverteilung gut rekonstruiert.

Die rekonstruierte Phase des Stroms zeigt für die verschiedenen Leiter unterschiedliche Bilder. Während die Ergebnisse für Leiter 3 Abweichungen von nur wenige Grad zeigen, kommt es zu größeren Abweichungen für die anderen Leiter. Die Abweichungen für Leiter 2 begrenzen sich auf etwa  $\pm 90^\circ$ . Hierbei ist jedoch eine leichte Häufung von Rekonstruktionsergebnisse festzustellen, die eine Abweichung als  $\pm 30^\circ$  haben. Zu einer ähnlichen Häufung kommt es auch für die bestimmten Phasenverteilungen von Leiter 1. Jedoch variieren hier die Ergebnisse über den gesamten Definitionsbereich der Phase.

Diese sehr unterschiedlichen Ergebnisse der Phasenverteilung für die verschiedenen Leiter können durch die Wahl der Referenzphase erklärt werden. Da der ausgewählte Referenzpunkt direkt über Leiter 3 liegt (vgl. Abbildung 1), kommt es aufgrund der örtlichen Nähe und der damit einhergehenden starken Kopplung zwischen Feld und Strom zu einem geringen Fehler der Phase. Hingegen ist die Kopplung zwischen Feld am Referenzpunkt und Strom in Leiter 2 schwächer. Die Vorgabe der Phasenlage wird somit dominiert von der zufälligen rekonstruierten Phaseninformation des Feldes direkt über den Leiter. Dies zeichnet sich bei Leiter 3 noch stärker ab. Eine Möglichkeit die rekonstruierte Phaseninformation zu optimieren, besteht in Verwendung der Information, dass die Leiter phasengleich angeregt werden.

#### 4 Diskussion einer Entstörungsmaßnahme

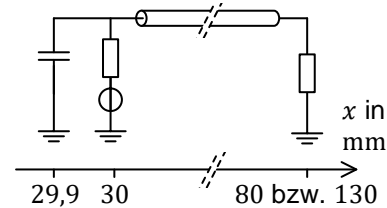
In diesem Kapitel wird anhand der Rekonstruktionsergebnisse exemplarisch eine Maßnahme ausgelegt, welche die Störaussendung der betrachteten Anordnung reduziert. Als Störgröße wird das elektrische Feld in etwa 1 m Abstand in einer Höhe von 10 cm über der idealen Massefläche angenommen. Orientiert an den Koordinaten in Abbildung 1 wird das elektrische Feld am Punkt (0,08 m|1 m|0,1 m) ausgewertet. Ziel der Maßnahme ist die Reduktion der horizontalen und vertikalen elektrischen Feldkomponente. Die Untersuchungen erfolgen mit CONCEPT-II.

Als Maßnahme werden die Anregungsnetzwerke der Leiter um Kapazitäten erweitert, wie in Abbildung 9 gezeigt wird. Diese Kapazitäten sollen die Ströme, die im Originalaufbau über die Leiter fließen, zur Massefläche hin abführen. Entsprechend wird die horizontale elektrische Feldstärke gedämpft, die sich proportional zum Strom auf den Leitern verhält. Es wird aber auch die vertikale elektrische Feldstärke gedämpft. Zum einen kommt es zur Kompensation der Felder, die durch den Strom auf den vertikalen Pfaden des Anregungsnetzwerk und der Kapazität entstehen (bei 30 mm und 29,9 mm in Abbildung 9). Aber auch das Feld des vertikalen Strompfades der Terminierung (bei 80 mm bzw. 130 mm in Abbildung 9) wird reduziert, da dieser Strom geringer wird.

Die Kapazität soll so dimensioniert werden, dass ihre Impedanz mindestens um den Faktor 10 kleiner ist als die Eingangsimpedanz der Leitungen. Um konkrete Werte für die Eingangsimpedanz der Leiter zu erhalten, werden diese als Betragsmittelwert der rekonstruierten Impedanzen abgeschätzt. Diese Werte sind in Tabelle 1 gelistet. Zur Auslegung der Kapazität wird die gemittelte Impedanz von Leiter 3 gewählt, da diese gegenüber den anderen Leitern den geringsten Wert hat. Es folgt damit als notwendige Kapazität

$$|Z_C| = \frac{1}{\omega C} < \frac{Z_{in,mean}}{10} \Leftrightarrow C > \frac{10}{\omega \cdot Z_{in,mean}} \stackrel{f=30 \text{ MHz}}{\approx} 846 \text{ pF}. \quad (12)$$

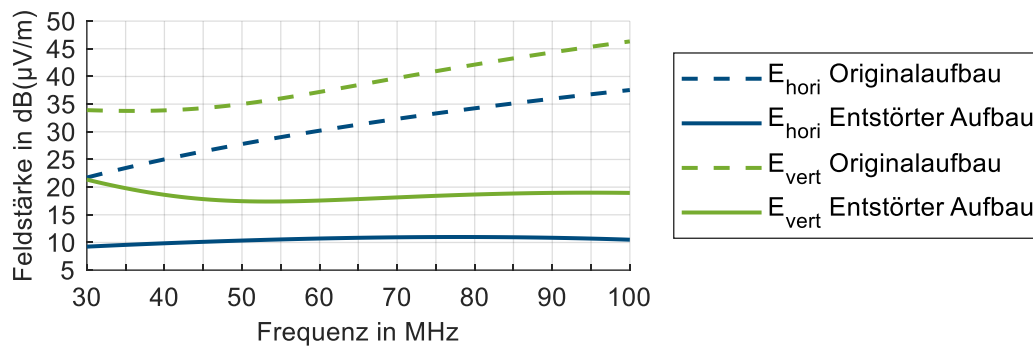
In Abbildung 10 sind die simulierten elektrischen Felder des Originalaufbaus und des entstörten Aufbaus dargestellt. Wie oben beschrieben ist eine Reduktion sowohl für die horizontale als auch vertikale Feldkomponente möglich.



**Abbildung 9:** Schematische Darstellung der hinzugefügten Kapazität als Ableitungspfad.

	Leiter 1	Leiter 2	Leiter 3
Abschätzung Eingangsimpedanz	66,3 Ω	65,2 Ω	62,7 Ω

**Tabelle 1:** Mittelwert der Beträge der bestimmten Eingangsimpedanzen



**Abbildung 10:** Horizontale und vertikale E-Feldkomponente des Originalaufbaus sowie des entstörten Aufbaus.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Es wird eine Rekonstruktionsmethode zur Bestimmung der Stromverteilungen auf Leitern anhand von phasenlosen elektromagnetischen Nahfelddaten vorgestellt. Dieses Verfahren wird verwendet um gemessene elektrische und magnetische Felddaten einer Rundleiterstruktur im Frequenzbereich von 30 MHz bis 100 MHz auszuwerten. Die rekonstruierten Stromverteilungen zeigen eine hohe Übereinstimmung mit Simulationsdaten, die als Referenz angenommen werden. Darüber hinaus werden die Eingangs- und Terminierungsimpedanzen der Leiterstruktur aus den bestimmten Stromverteilungen abgeleitet und diskutiert. Auch hier zeigt sich grundsätzlich eine gute Qualität der Ergebnisse, wobei für den Realteil der Impedanzen teilweise ein falsches Vorzeichen identifiziert wird. In einer detaillierteren Auswertung der Daten zeigt sich zudem, dass die Phase der Leiterbahnströme gut rekonstruiert werden kann. Abschließend werden die Rekonstruktionsergebnisse genutzt, um exemplarisch eine Entstörungsmaßnahme auszulegen. Hierbei zeigt sich das Potential der Informationen, welche mithilfe der Rekonstruktionsmethode gewonnen werden können.

In weiteren Arbeiten kann die Rekonstruktionsmethode noch verbessert werden, um Ergebnisse zu vermeiden, die fälschlicherweise eine Impedanz mit negativen Realteilen annehmen. Neben einer näheren Untersuchung solcher Lösungen ist es sinnvoll, Nebenbedingungen zu definieren, die solche nicht physikalische Lösungen verhindern würde. Daneben gilt es, die Methode weiter zu evaluieren. Hierzu sollten auch komplexere Strukturen analysiert werden.

## Literatur

- [1] V. Volski, B. Ravelo, V. A. E. Vandenbosch und D. Pissort: Investigation on planar near-to-far-field transformations for EMC applications. In *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lissabon (2015)*.
- [2] Y.-F. Shu, X.-C. Wei, R. Yang, E.-X. Liu: An Iterative Approach for EMI Source Reconstruction Based on Phaseless and Single-Plane Near-Field Scanning. In *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 60 (2018), S. 937 – 944, doi: 10.1109/TEMC.2017.2756902.
- [3] J. Zhang und J. Fan: Source Reconstruction for IC Radiated Emissions Based on Magnitude-Only Near-Field Scanning. In *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 59 (2017), S. 557 – 566, doi: 10.1109/TEMC.2016.2638760.

- [4] Q. Huang, L. Li, X. Yan, B. Bae, H. Park, C. Hwang, und J. Fan: MoM-Based Ground Current Reconstruction in RFI Application. In *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 60 (2018), S. 937 – 944, doi: 10.1109/TEM.2018.2791539.
- [5] R. Nowak und S. Frei: Reconstruction of Current Distribution on a Given Conductor Structure Using Frequency Domain Near-Field Data without Phase Information. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC EUROPE, Barcelona* (2019), S. 668 – 673, doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8872074.
- [6] R. Nowak und S. Frei: Reconstruction of Current Distribution and Termination Impedances of PCB-Traces by Magnetic Near-Field Data and Transmission-Line Theory. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC EUROPE, Amsterdam* (2018), S. 579 – 584, doi: 10.1109/EMCEurope.2018.8485103.
- [7] A. Henke, R. Nowak und S. Frei: Potentiale der kombinierten H- und E-Feldmessung für die Bestimmung von Spannungs- und Stromverteilungen in Leiterbahnen. In *EMV Köln* (2020).
- [8] Institut für Theoretische Elektrotechnik, Technische Universität Hamburg-Harburg: CONCEPT-II. Verfügbar unter <http://www.tet.tuhh.de/concept/> (Zugriff am 29.07.2019).



---

Energietechnik

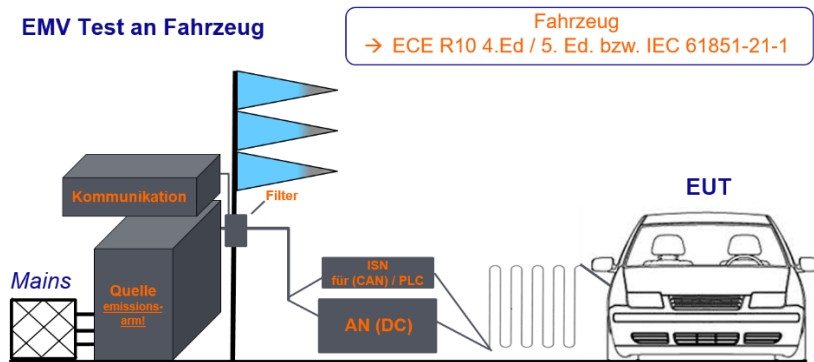


# Herausforderungen bei der Umsetzung von EMV-Prüfungen an Fahrzeugen im Anwendungsfall High Power DC Charging – Prüfung bei 80% Ladeleistung

Dipl.-Ing. Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH, Deutschland  
Dr.-Ing. Sebastian Jeschke, Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH,  
Deutschland

## 1. Einleitung

Die Verbreitung sowie Verfügbarkeit von Elektrofahrzeugen nimmt immer weiter zu. Um die Elektromobilität zum Erfolg zu führen sind mehrere Faktoren wichtig. Zum einen müssen die Elektrofahrzeuge hinsichtlich Ihrer Performance (Leistung, Reichweite, etc.) den Nutzer überzeugen. Darüber hinaus ist die Verfügbarkeit einer „komfortablen“ Lade-Infrastruktur unumgänglich. Hier spielt sowohl die Anzahl der installierten Ladesäulen als auch die verfügbare elektrische Ladeleistung und damit die notwendige Dauer eines ausreichenden Ladevorganges eine große Rolle. Zielsetzung ist es, ein Elektrofahrzeug in möglichst kurzer Zeit wieder aufzuladen. Als zu Grunde liegender Lösungsansatz hat sich hieraus das sogenannte High Power DC Charging [1] mit Ladeleistungen von bis zu 350 kW entwickelt. Diese Technologie bietet die Möglichkeit ein Elektrofahrzeug mit vertretbarem Zeitaufwand zu laden. Die beim High Power DC Laden auftretenden hohen Leistungen, respektive hohen Ströme und Spannungen, stellen jedoch für die Umsetzung einer EMV-Prüfung in eben diesem Betriebsmodus eine Herausforderung an Messequipment sowie Peripherie dar. Im folgenden soll der Anwendungsfall näher betrachtet werden, in dem das Elektrofahrzeug den Prüfling für die EMV-Prüfungen im Ladevorgang darstellt. Basierend auf den Vorgaben der in diesem Fall heranzuziehenden Normen [2], [3] ergibt sich folgender Systemaufbau. Dieser Aufbau stellt die Basis aller folgenden Betrachtungen und Überlegungen dar.



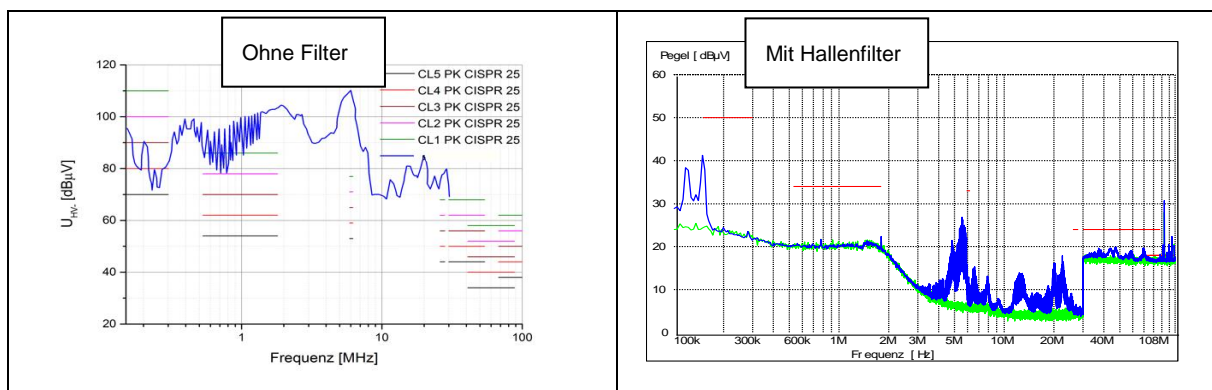
**Abbildung 2:** Prüfaufbau für Elektrofahrzeuge im Ladebetrieb

## 2. Herausforderungen an Laborequipment und Infrastruktur sowie Peripherie im Anwendungsfall High Power DC Charging

Durch die Forderung gemäß [2,3] die Emissionsprüfungen bei etwa 20 % sowie 80 % Ladeleistung durchzuführen, ergibt sich ein Betriebszustand für die Durchführung der Prüfung mit entsprechend hohen Leistungseigenschaften. Für den Maximalwert von 80% Ladeleistung bei 350 kW ergibt sich hieraus ein Betriebspunkt von 280 kW. Dies bedeutet bei einer Systemspannung von  $U=800\text{ V}$  müssen im Ladevorgang Ströme von  $I=350\text{ A}$  von den Messmitteln und der Peripherie bewältigt werden. Der Umgang mit derart hohen Spannungen und Strömen setzt die Nutzung von entsprechend ausgelegtem Equipment sowie Peripherie voraus. Dies gilt sowohl für die Netznachbildungen (AN) als auch die EMV-Filter der Absorberhallen und Messkabinen (siehe Abbildung 2). Diese müssen für die vorhandenen Systemparameter ausgelegt sein. Netznachbildungen für Betriebsströme  $> 200\text{ A}$  sind durchaus verfügbar. Jedoch steigt mit Erhöhung der Stromstärke die Größe und Bauform, der Aufwand hinsichtlich Kontaktierung respektive Anschluss der Leitungen und entsprechend natürlich die Kosten. Ähnliche Herausforderungen bestehen hinsichtlich der benötigten Systemparameter des Hallenfilters, welcher die Quelle zur Bereitstellung der Ladeleistung vom restlichen Prüfaufbau EMV-technisch entkoppelt (Siehe Abbildung 2). Der verwendete Filter muss sowohl im angewandten Frequenzbereich (kHz bis GHz) die notwendige Filterwirkung in Form von  $>100\text{ dB}$  Dämpfung bereitstellen, als auch für die oben beschriebenen Spannungen und Ströme geeignet sein. Mittlerweile sind Hallenfilter, welche alle diese Anforderungen erfüllen am Markt erhältlich. Diese Verfügbarkeit hat sich jedoch erst im Laufe der letzten Jahre durch die neuerliche Nachfrage im Zuge der Verbreitung der Elektromobilität entwickelt.

Die bereits angesprochene Quelle als Nachbildung einer Ladesäule und zur Bereitstellung der notwendigen Ladeleistung für die EMV Prüfung im Ladevorgang

stellt ebenfalls eine Herausforderung bei der Realisierung dar. Zum einen muss die hohe Ladeleistung zur Verfügung gestellt werden können. Solche leistungsstarken DC-Quellen sind durchaus verfügbar, jedoch stellen diese lediglich rein funktional eine adäquate Peripherie in Form einer Nachbildung einer Ladesäule dar. An die verwendete Peripherie für eine EMV Prüfung wird aber darüber hinaus noch die Anforderung gestellt, dass diese selbst störfest und emissionsarm ist. Vor allem der zweite Punkt kann bei Quellen hoher Leistungsklassen ein Problem darstellen. Entsprechend kann ein EMV technisch unauffälliges, heißt emissionsarmes Verhalten einer Quelle in Funktion als Nachbildung einer Ladesäule nur in Kombination mit einem Hallenfilter realisiert werden. Die Notwendigkeit des Einsatzes eines Hallenfilters, aber auch der Nachweis, dass dessen Einsatz zum gewünschten Resultat führt (emissionsarme Quelle) zeigen die folgenden zwei Abbildungen



**Abbildung 3: Leitungsgeführtes Emissionsspektrum einer Hochleistungs-DC-Quelle**

Abbildung 3 zeigt die gemessene, leitungsgeführte Störspannung auf der HV- Leitung einer Hochleistungs-DC-Quelle ohne Hallenfilter (links) sowie unter Verwendung eines Filters (rechts). Ohne Verwendung einer Filterstruktur zeigt die Quelle selbst bereits ein Emissionsspektrum, welches die gängigen Grenzwerte (hier CISPR 25 [4]) mit Spitzenwerte von bis zu 110 dBµV überschreitet. Gemäß der Vorgabe, dass die Quelle als Peripherie im eigentlichen Messaufbau selbst störarm sein muss, ist diese Anforderung nicht erfüllt. Die rechte Abbildung zeigt jedoch, dass die Verwendung eines Hallenfilters zum Erreichen der Zielsetzung beitragen kann. Unter dessen Verwendung kann das Emissionsspektrum der Quelle deutlich reduziert werden, so dass es weit unter den Grenzwerten liegt und die Anforderung einer störarmen Peripherie erfüllt.

Abschließend sei mit Hinblick auf die Herausforderungen bei der Realisierung einer EMV Prüfung bei High Power DC Charging erwähnt, dass die Anschlussleistung für die Quelle/ Ladeeinrichtung von der Infrastruktur des Prüflabors realisiert werden

können muss. Bei einer Ladeleitung von maximal 350 kW muss das Labor somit alleine die Quelle als Ladesäulennachbildung eine Anschlussleistung von > 350 kW zur Verfügung stellen können. In Verbindung mit sonstigen Energieverbrauch in einem EMV Labor durch die übrige Messtechnik ergibt sich ein entsprechend hoher Leistungsbedarf, der anschlusstechnisch realisiert werden muss.

### **3. Untersuchung der Auswirkung der betrachteten Ladeleistung auf die gemessene Störemission**

Im vorangegangenen Kapitel wurden die Herausforderungen bei der Abbildung eines High Power DC Charging Vorgangs im Zusammenhang mit einer EMV Prüfungen hinsichtlich des gesamten Equipments näher erläutert. Darüber hinaus soll die Abhängigkeit und die Auswirkung der eingestellten Ladeleistung auf das Ergebnis der gestrahlten Emissionsprüfung untersucht. Ziel ist, die Frage zu beantworten, ob eine Abhängigkeit zwischen Höhe der Ladeleistung und der Höhe der ausgeprägten Emissionen besteht. Hintergrund ist, dass der Betriebszustand mit 80 % Ladeleistung auf Grund der genannten hohen Ströme und Spannungen in einem EMV-Labor im notwendigen Prüfaufbau meist nicht einfach umgesetzt werden kann. Daher ist zu klären, ob eine Prüfung bei 80 % Ladeleistung weiterführende Ergebnisse hinsichtlich des Emissionsverhaltens hervorbringt oder gegebenenfalls entfallen kann und somit die technische Umsetzung der Prüfung erleichtert wird.

#### **3.1. Grundlegender Messaufbau**

Gemäß den EMV-Prüfanforderungen aus [2] muss für Aussendungsmessungen im Ladebetrieb der Ladestrom auf mindestens 80% des Nominalwerts eingestellt werden. Da es sich um eine Ladung mit einem DC-Strom handelt, sollte sich laut Theorie ein stromabhängiges, statisches Magnetfeld aufbauen, jedoch keine relevanten, vom Strom abhängigen Störungen im zu messenden Frequenzbereich verursachen. Elektromagnetische Störungen sind beim Ladebetrieb von zwei Quellen zu erwarten. Zum einen kann die Ladesäule Emissionen respektive Störungen verursachen. Des weiteren stellt das Fahrzeug eine potentielle Emissionsquelle dar. Die Ladesäule führt die Wandlung der AC-Netzspannung zu DC durch und erzeugt mittels eines DC/DC-Wandlers die geforderte Ladespannung. Dies würde somit, abhängig von der zu generierenden Spannung und des geforderten Stroms, Störungen verursachen. Im Rahmen der UNECE Regelung Nr. 10 Rev.5 wird jedoch nur die Fahrzeugseite und ihre Auswirkungen auf und von der Umwelt betrachtet. Beim DC-Laden wird im

Fahrzeug eine DC-Batterie mit DC-Spannung / -Strom geladen. Es wird keine Spannungsänderung im Fahrzeug durchgeführt. Weiterhin gibt es eine Einheit im Fahrzeug, welche mittels CP (Control Pilot) und im Falle des in Europa gebräuchlichen CCS (Combined Charging System) Standards über PLC (PowerLine Communication) mit der Ladesäule kommuniziert. Da diese Leitungen parallel zum Ladekabel laufen, ist mit einem Übersprechen zu rechnen, jedoch unterhalb von 30 MHz. Um eine Auswirkung der eingestellten Ladeleistung auf den gesamten Frequenzbereich untersuchen zu können, werden sowohl leitungsgeführte Störspannungsmessungen als auch gestrahlte Messungen durchgeführt.

### 3.2. Anwendungsfälle respektive Betriebszustände

Um ausschließen zu können, dass es sich bei den erzielten Ergebnissen und Erkenntnissen hinsichtlich Zusammenhang zwischen Ladeleistung und Emissionsspektrum nicht um einen Einzelfall handelt, werden zwei verschiedene Fahrzeuge respektive Device under Test (DUT) untersucht. Diese beiden Fahrzeuge unterscheiden sich grundlegend vom Fahrzeugtyp her (PKW, LKW) und somit auch vom Aufbau und der Topologie. Des Weiteren findet sich ein Unterschied in der Spannungslage des HV Bordnetzes (400 V, 800 V) und somit bei gleicher Ladeleistung in der Höhe des maximalen Ladestroms. Es kann bereits mit diesen zwei Fahrzeugen ein breites Spektrum von Systemparametern wie Spannungslage, Ladestrom und Fahrzeugtopologie für die Untersuchungen abgedeckt werden. Die folgende Tabelle fasst die Systemparameter der zwei betrachteten DUT zusammen. Darüber hinaus sind die einzelnen Betriebszustände respektive Ladeströme angegeben, für die das Emissionsspektrum zur Untersuchung der möglichen Abhängigkeit ermittelt wird.

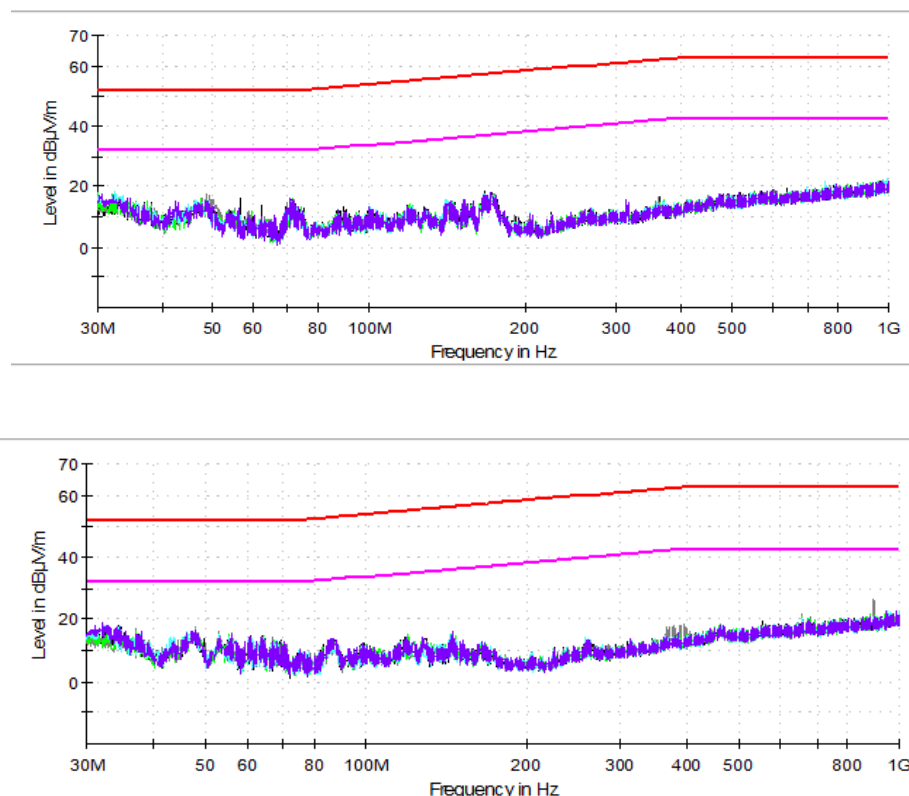
DUT	Bezeichnung	Fahrzeugtyp	Ladespannung	Lade-Nennstrom	Geprüfte Ladeströme
DUT-1	„400V / 125A“	PKW	400V	125A	10A/ 20A/ 40A/ 80A/ 120A
DUT-2	„800V / 200A“	LKW	800V	200A	30A/ 90A/ 160A

**Tabelle 1: Systemparameter der untersuchten Elektrofahrzeuge**

Neben dem eingestellten Ladestrom gelten folgende Randbedingungen sowie Systemparameter für den gewählten Betriebszustand: Zündung AUS, Motor AUS, Parkbremse gezogen, Ladezustand der Batterie (SoC) zwischen 20% und 80%.

### 3.3. Emissionsspektrum in Abhängigkeit der gewählten Ladeleistung

Im folgenden sind die Emissionsspektren der zwei Fahrzeuge im Ladevorgang zu sehen. Hierbei sind lediglich die Ergebnisse bei vertikaler Polarisation der Messantenne gezeigt. Bei horizontaler Polarisation wurden ebenfalls Messungen durchgeführt. Es ergaben sich vergleichbare Ergebnisse. Die folgende Abbildung 4 zeigt die Ergebnisse für DUT-1 in 2 verschiedenen Messpositionen. Bei den Positionen handelt es sich zum einen um die Messung von der linken Seite, zum anderen von der rechten Fahrzeugseite. Diese Unterscheidung berücksichtigt die Tatsache, dass der Ladeanschluss an einer Fahrzeugseite angebracht ist und somit einmal vom Ladeanschluss abgewandt und einmal Antenne zeigt auf Ladeanschluss gemessen wird. Des weiteren sind in den Grafiken alle gemäß Tabelle 1 geprüften Ladeströme gleichsam zum direkten Vergleich dargestellt.

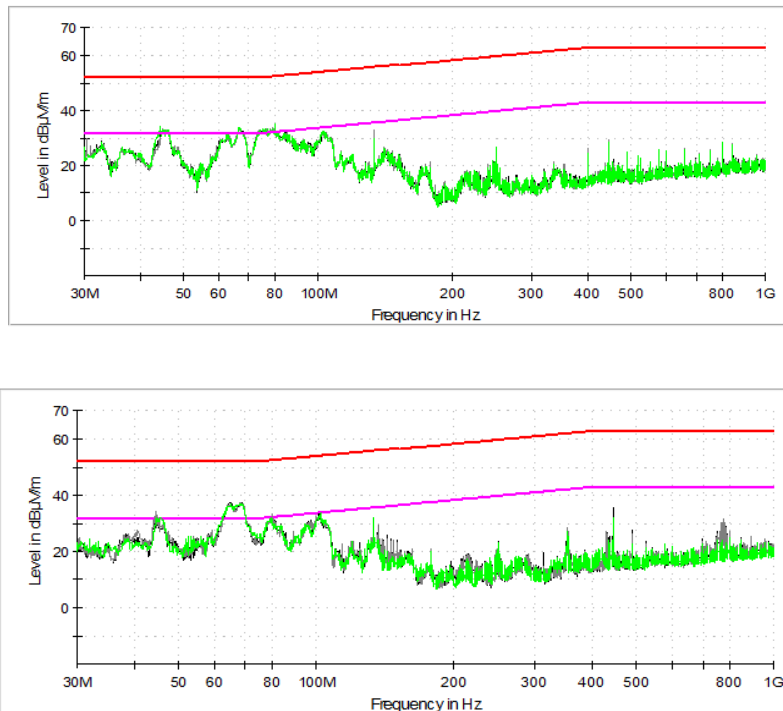


**Abbildung 4: Vergleich gestrahlte Störemissionen aller Ladeströme, DUT-1, Position 1 und 2**

Es ist ersichtlich, dass kein signifikanter Unterschied der Emissionsergebnisse abhängig vom Ladestrom besteht. Die Spektren sind nahezu identisch. Dies gilt für beide Messpositionen. Abbildung 5 zeigt die Emissionsergebnisse im Ladevorgang für das andere Fahrzeug (DUT-2). Es sind wiederum alle gemäß Tabelle 1 zu

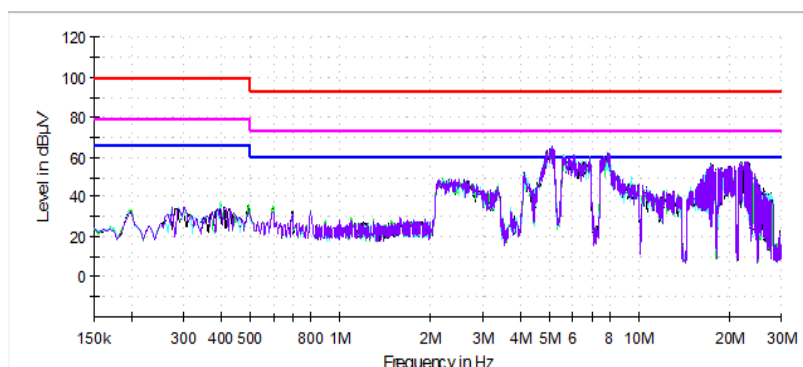


berücksichtigen Ladeströme im direkten Vergleich für die zwei Messpositionen dargestellt.



**Abbildung 5: Vergleich gestrahlte Störemissionen aller Ladeströme, DUT-2, Position 1 und 2**

Die erzielten Ergebnisse für diesen Fahrzeugtyp gleichen von der Aussage her denen des anderen untersuchten Fahrzeugs. Es ist wiederum kein signifikanter Unterschied hinsichtlich des Emissionsspektrums in Abhängigkeit des Ladestroms zu erkennen. Abschließend zeigt Abbildung 6 einen Vergleich des leitungsgeführten Emissionsspektrums aller betrachteten Ladeströme gemäß Tabelle 1 von DUT-1 im Ladevorgang gemessen auf der HV+ Leitung.



**Abbildung 6: Vergleich leitungsgeführte Störemissionen aller Ladeströme, DUT-1, HV+ Leitung**

Für das leitungsgeführte EMV Verhalten ergibt sich hinsichtlich des Emissionsspektrums im Ladevorgang bei Betrachtung verschiedener Ladeströme wiederum das gleiche Bild. Es ist ebenfalls kein signifikanter Einfluss des Ladestroms auf das leitungsgeführte Emissionsergebnis zu verzeichnen.

#### **4. Zusammenfassung**

Die hohen Ladeleistungen sowie daraus resultierend die hohen Spannungen respektive Ströme beim High Power DC Charging stellen eine neuartige Herausforderung an das notwendige Equipment und die Peripherie dar. Ein EMV Prüflabor muss somit zur Abbildung des Betriebszustands 80 % Ladeleistung sein Portfolio hinsichtlich Messmitteln erweitern. Was dies im einzelnen umfasst wurde vorangehend dargestellt.

Des weiteren wurde messtechnisch nachgewiesen, dass während der DC-Ladung einer Batterie im Elektrofahrzeug keine relevante Abhängigkeit des Emissionsverhaltens in Bezug zum Ladestrom für die zwei betrachteten Fahrzeugtypen (PKW /LKW )und sowie Bordnetzspannungen (400V/ 800 V) zu ermitteln ist. Die Unterschiede sind im Vergleich zu den zulässigen Messunsicherheiten als vernachlässigbar zu erachten. Im Falle des High Power DC Charging kann auf den hinsichtlich Umsetzung herausfordernden Betriebszustand 80 % Ladeleistung zur Ermittlung des Emissionsspektrums verzichtet werden. Es besteht kein erweiterter Erkenntnisgewinn gegenüber den Messungen bei 20 % Ladeleistung.

#### **Literaturangaben**

[1] <http://nationale-plattform-elektromobilitaet.de/anwendung/high-power-charging/>

[2] UN ECE R10 Rev.5 Electromagnetic compatibility: 16.10.2014

[3] IEC 61851-21-1: 2017, Electric vehicle conductive charging system - Part 21-1 Electric vehicle on-board charger EMC requirements for conductive connection to AC/DC supply

[4] CISPR 25 ed 4.0, 2016

# Das Verhalten von elektronischen Elektrizitätszählern bei verzerrten Spannungen und nichtlinearen Lasten

Dipl.-Ing. Jörg Kirchhof, Fraunhofer-Institut für Energiewirtschaft und Energiesystemtechnik IEE, Königstor 59, 34119 Kassel, [joerg.kirchhof@iee.fraunhofer.de](mailto:joerg.kirchhof@iee.fraunhofer.de)

## 1 Anforderungen und Eigenschaften von Elektrizitätszählern

Im Rahmen der Einführung von elektronischen Elektrizitätszählern stellt sich die Frage, ob diese Geräte den Anforderungen im Haushaltsnetz gewachsen sind und inwieweit das Messergebnis eines elektronischen Elektrizitätszählers mit der Anzeige herkömmlicher Ferrarisähler übereinstimmt. Vor zehn Jahren wurde über die Beeinflussung von elektronischen Elektrizitätszählern durch Photovoltaik-Wechselrichter berichtet [1]. Untersuchungen der Uni Twente haben ergeben, dass bei vielen getesteten Elektrizitätszählern eine Abweichung der gemessenen Energie im Vergleich zu einem Ferrarisähler auftritt, wenn die Lasten nichtlinear und getaktet sind [2]. Die Unterschiede können beispielsweise vom unterschiedlichem Verhalten im Bereich niedriger Lastströme herrühren [3]. Auch eine unterschiedliche Bewertung von transienten Stromkurvenformen kann eine Ursache sein, da der elektromechanische Ferrarisähler auf kurzzeitige Strom-Impulse aufgrund seiner mechanischen Trägheit anders reagiert, als ein digitales Mess-System. Daneben ist denkbar, dass einige elektronische Elektrizitätszähler bisher noch unentdeckte Schwachstellen aufweisen, die durch die bisherigen Prüfverfahren nicht aufgedeckt wurden. Beispielsweise kann eine Prüfung im Frequenzbereich gemäß IEC 61000-4-19, andere Ergebnisse bezüglich der Störfestigkeit liefern, als ein Prüfverfahren, bei dem eine transiente Kurvenform im Zeitbereich zur Prüfung herangezogen wird. Ziel dieser Untersuchung ist daher, durch verschiedene Prüfungen eine Antwort auf die oben genannte Fragestellung zu geben. Die Ergebnisse sollen nach Abschluss der Untersuchungen auch in die Normung einfließen.

## 2 Eigenschaften von Ferrarisählern

Ferrarisähler sind elektromechanische Messgeräte, bei denen eine Multiplikation von Strom und Spannung durch Erzeugung eines leistungsabhängigen Drehfelds im Mess-System erfolgt. Das Drehfeld bewirkt ein Drehmoment auf die Zählerscheibe. Ein zusätzlicher Bremsmagnet verhindert, dass bei konstantem Drehmoment eine Beschleunigung der Zählerscheibe auftritt. Die Integration der Augenblicksleistung erfolgt über ein Rollenzählwerk, welches von der Zählerscheibe angetrieben wird. Aufgrund des elektromechanischen Aufbaus weist der Zähler eine Reihe von Besonderheiten auf. So bildet die Spannungsfeldspule des Mess-Systems eine große Induktivität, die Spannungsoberschwingungen einen größeren induktiven Widerstand entgegengesetzt, als bei der Grundschwingung. Die Stromfeldspule des Mess-Systems ist dagegen nur aus wenigen Windungen aufgebaut und liefert ein Feld, das auch harmonische Anteile enthält. Der elektromechanische Antrieb besitzt eine Trägheit, die nur bei langsamen Leistungsänderungen dem Verlauf der Leistungsänderung folgen kann. Da das mechanische System mit mechanischer Reibung behaftet ist, gibt es bei Stillstand eine minimale Leistungsgrenze, unterhalb welcher keine Registrierung erfolgt. Ist der Zähler dagegen in Bewegung, so gibt es eine

untere Leistungsgrenze, ab der der Zähler zum Stillstand kommt. Beide Grenzemphindlichkeiten sind unterschiedlich, da Haftreibung (bei Stillstand) größer ist, als Gleitreibung (bei sich bewegender Zählerscheibe).

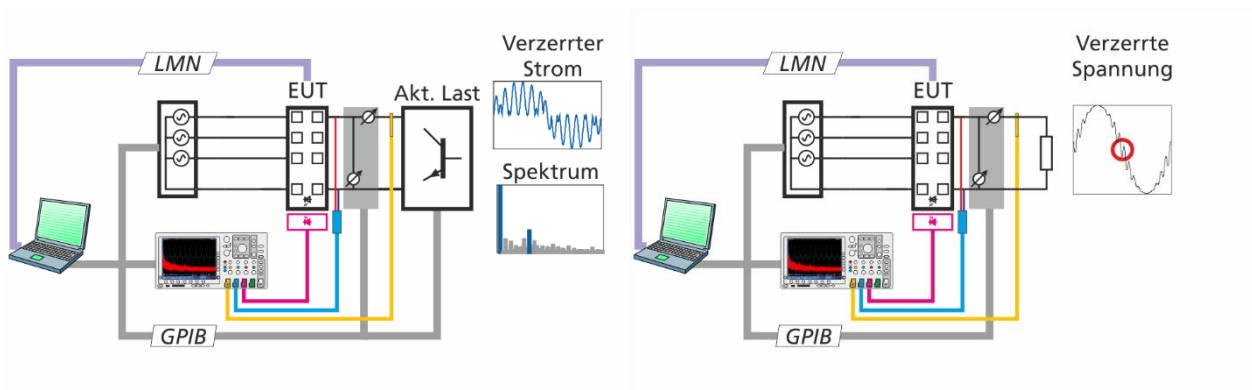
Auf der Zählerscheibe befindet sich eine schwarze oder rote Markierung, mit deren Hilfe die Bewegung der Zählerscheibe und die entsprechende Energiemenge genau erfasst werden kann. Auf dem Zähler ist der zugehörige Proportionalitätsfaktor, z.B. 75 Umdrehungen pro kWh, angegeben.

## 2.1 Erfassung der elektrischen Leistung und Energie

Der zu untersuchende Elektrizitätszähler wird während des gesamten Tests bezüglich der erfassten Energie beobachtet. Beim Ferrariszähler steht eine optische Abtastung der Zählerscheibe zur Verfügung, während beim elektronischen Zähler wahlweise anhand der kalibrierten Blink-LED, aber auch anhand der über die digitale Schnittstelle ausgegebenen Zahlenwerte der aktuelle Messwert ausgelesen wird. Parallel dazu erfolgt eine Aufzeichnung der tatsächlichen Wirk- Blind- oder Scheinleistung mit Hilfe eines Power-Analyzers.

## 2.2 Zur Verfügung stehende Testmöglichkeiten

Bild 1 zeigt zwei mögliche Konfigurationen für den Test. Einerseits steht eine AC-Spannungsquelle mit Arbitärgenerator zur Verfügung, mit deren Hilfe aufgezeichnete oder in einem Kurvengenerator erzeugte transiente Spannungskurvenformen wiedergegeben werden können. Neben realen Lasten kann auch eine mit transienten Stromkurvenformen programmierbare elektronische Last verwendet werden, die netzsynchrone Laststromkurven erzeugt. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass die elektronische Last lediglich Zwei-Quadranten-Betrieb ermöglicht. Bei der Erzeugung von Stromkurven mit einzelnen Harmonischen bedeutet dies, dass Abweichungen und zusätzliche Harmonische auftreten können.

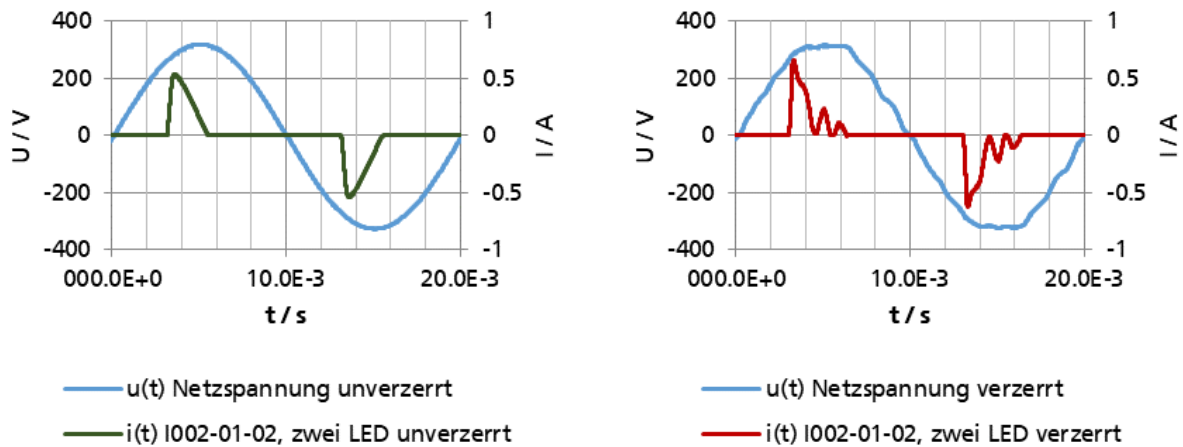


**Bild 1** Zwei mögliche Testkonfigurationen. Links: Betrieb an aktiver Last, rechts: synthetische Netzspannung, z.B. mit mehrfachem Nulldurchgang.

## 3 Untersuchung realer elektronischer Betriebsmittel

Es wurden reale elektronische Lasten wie Schaltnetzteile oder LED-Lampen an verzerrter oder unverzerrter Netzspannung betrieben. Auch Störfestigkeitstests nach IEC 61000-4-19 sind geplant. Ein erstes Ergebnis besteht darin, dass zahlreiche auf dem Markt befind-

liche LED-Lampen bei Betrieb an verzerrter Netzspannung überproportional hohe Stromharmonische erzeugen, im Vergleich zum Betrieb an rein sinusförmiger Netzspannung (siehe Bild 2) [4].



**Bild 2** Spannung und Strom von zwei parallel geschalteten LED gleichen Typs. Links: unverzerrte Spannung, rechts: verzerrte Netzspannung und daraus resultierender Lampenstrom.

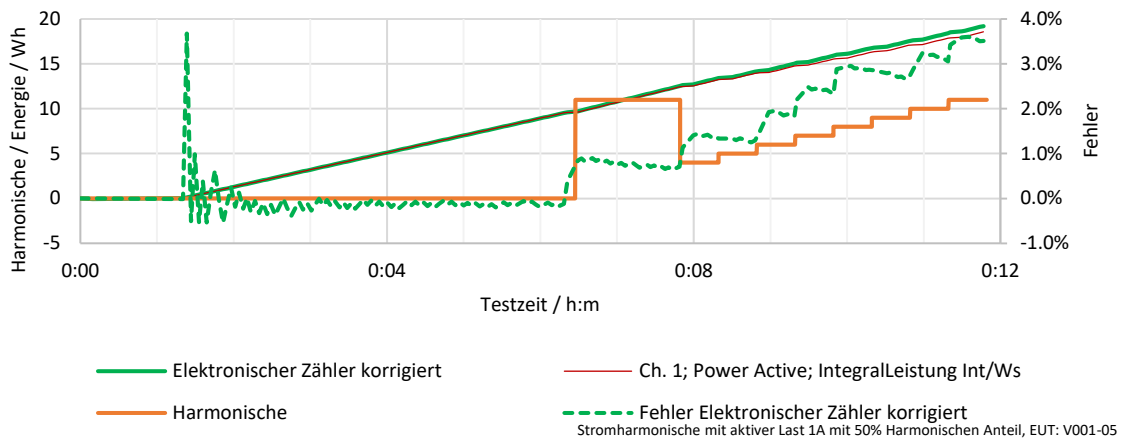
#### 4 Vergleichsmessungen an Elektrizitätszählern

Bei den Vergleichsuntersuchungen wurden mehrere elektronische Elektrizitätszähler unterschiedlicher Hersteller sowie ein Ferrariszähler den Testsignalen ausgesetzt. Die Zähler sind mit einer individuellen EUT-Nummer (EUT = Equipment under Test) versehen. In den folgenden Diagrammen ist jeweils die ab Messbeginn aufintegrierte Energie von Power Analyzer (Referenz), Ferrariszähler und elektronischem Elektrizitätszähler dargestellt. Da die Ausgangsposition der Drehscheibe beim Ferrariszähler aufgrund der geringen Auflösung von z.B. 96 Umdrehungen pro kWh (also ca. 10 Wh pro Umdrehung) zu einem starken Fehler führen kann, wurde bei der Auswertung der hierdurch entstandene „Offset“ des ersten Messpunkts von der gesamten aufgezeichneten Kurve abgezogen. In der Legende ist dies durch den Hinweis „korrigiert“ erkennbar. Bei den elektronischen Zählern ist diese Korrektur in der Regel nicht erforderlich, da aufgrund der feinen Quantisierung (500 bis 10.000 Pulse pro kWh, also 2 Wh bis 0,1 Wh pro Puls) der Energiestufen sich der Messfehler durch angebrochene Energie-Stufen nicht so stark auswirkt und sich im Verlauf des Tests schnell asymptotisch dem tatsächlichen Messfehler annähert. Die Abweichung zwischen Power Analyzer und Zähler ist ebenfalls im Diagramm dargestellt. Bei einigen Grafiken zeigt eine weitere Linie die wirksame Störgröße, z.B. die Nummer der eingespeisten Harmonischen an. Bei den anderen Tests wird die Störgröße in der zweiten Hälfte der Testzeit zugeschaltet. Bei Tests mit zusätzlichem Dimmer bleibt der Dimmer während der gesamten Zeit eingeschaltet und lediglich die Spannungskurvenform ändert sich.

##### 4.1 Verhalten bei Stromharmonischen

Mit Hilfe einer aktiven programmierbaren Last wurden die Zähler mit Strömen beaufschlagt, die aus einer 50-Hz-Komponente sowie einer harmonischen Komponente bestanden. Bild 3 zeigt, dass die Messgenauigkeit des untersuchten Zählers bei einer Stromstärke von 1 A und 50 % Harmonischen Anteil (4. Bis 11. Harmonische) beeinflusst wird.

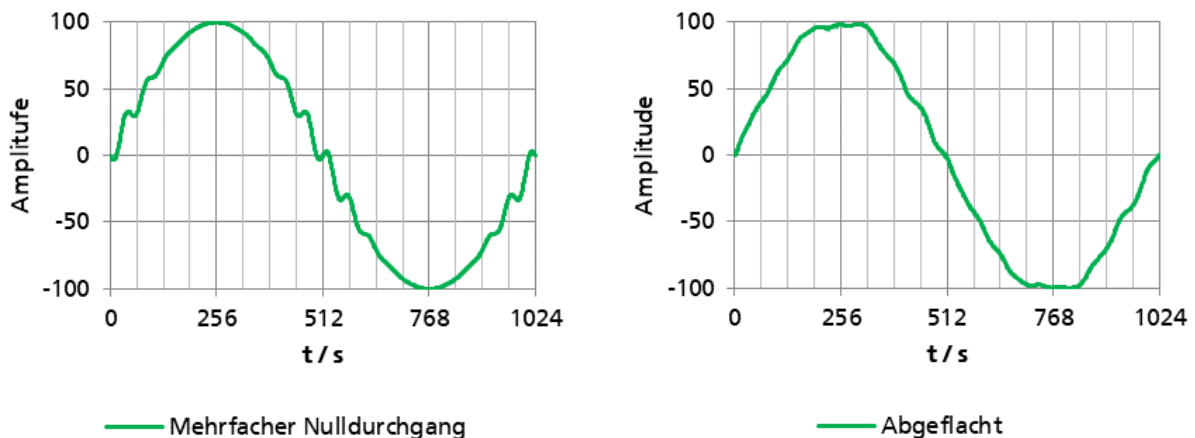
Allerdings traten bei höheren Strömen, z. B. bei 4 A keine merklichen Beeinflussungen statt. Auch bei Ferrariszählern machen sich Oberschwingungen als Fehlerquelle bemerkbar.



**Bild 3** Elektronischer Elektrizitätszähler V001-05 an aktiver Last.

## 4.2 Verhalten bei verzerrten Netzspannungen

Bei den Zähleruntersuchungen zum Einfluss der Netzspannung wurden zwei Kurvenformen erstellt, die besondere Eigenschaften gegenüber einer rein sinusförmigen Kurvenform aufweisen. Die in Bild 4 links dargestellte Kurve verfügt über mehrfache Nulldurchgänge, die die Erkennung der Netzfrequenz und die Synchronisierung des Zählers stören können. Die zweite Kurve mit abgeflachter Kuppe und zusätzlichen Harmonischen wurde aus einer realen Messung importiert.

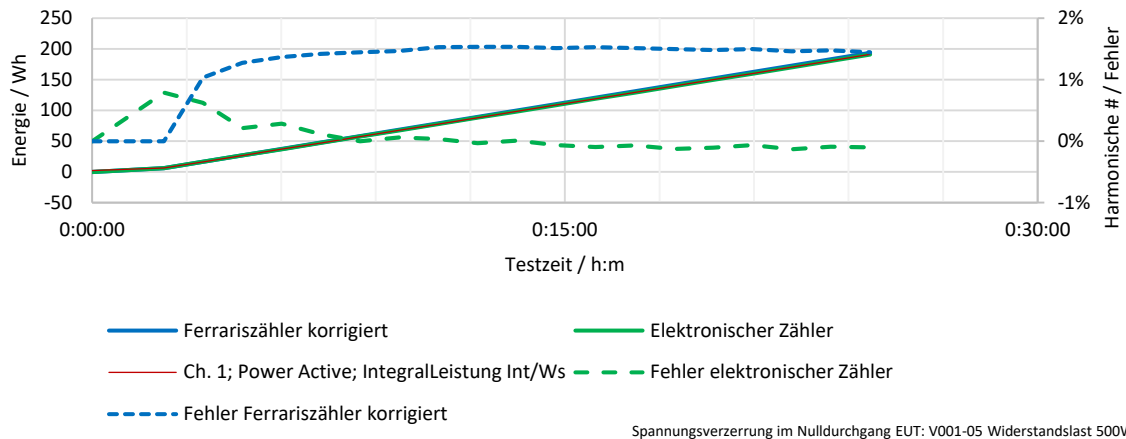


**Bild 4** links: Spannungskurve mit mehrfachem Nulldurchgang, rechts: Spannungskurve mit Abflachung und Oberschwingungen.

### 4.2.1 Mehrfache Nulldurchgänge

Um das Verhalten des Zählers bei mehrfachem Nulldurchgang zu ermitteln, wurde ein 500 W Lastwiderstand als elektrischer Verbraucher angeschlossen. Bild 5 zeigt, dass der

Zähler nicht durch die Kurvenform beeinflusst wurde. Die Zuschaltung erfolgte nach der ersten Hälfte der Messzeit.

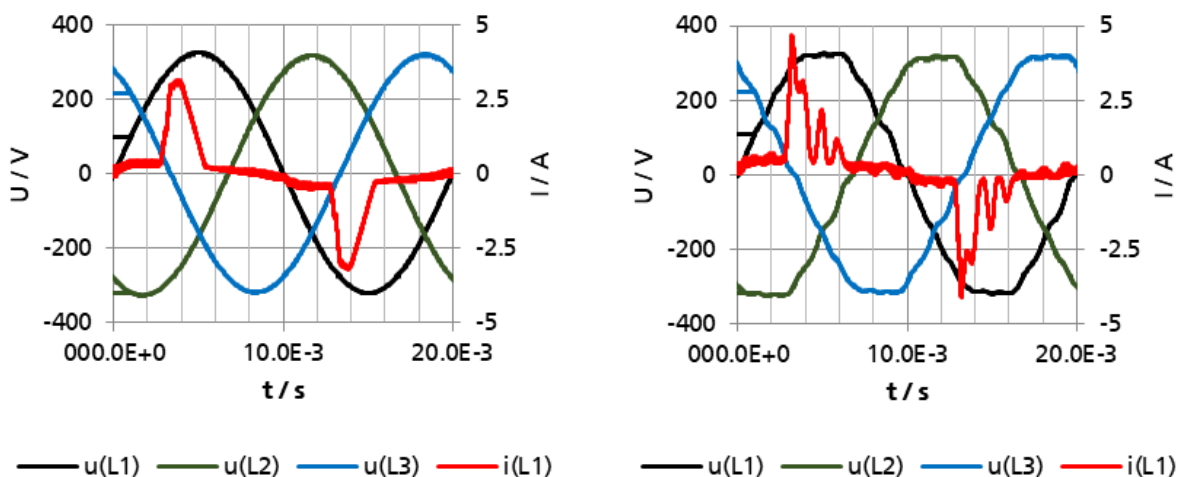


**Bild 5** Vergleich von Ferrariszähler, Power Analyzer und elektronischem Elektrizitätszähler (V001-05) bei einer Spannungskurvenform mit mehrfachem Nulldurchgang.

### 4.3 Verhalten bei realen Lasten

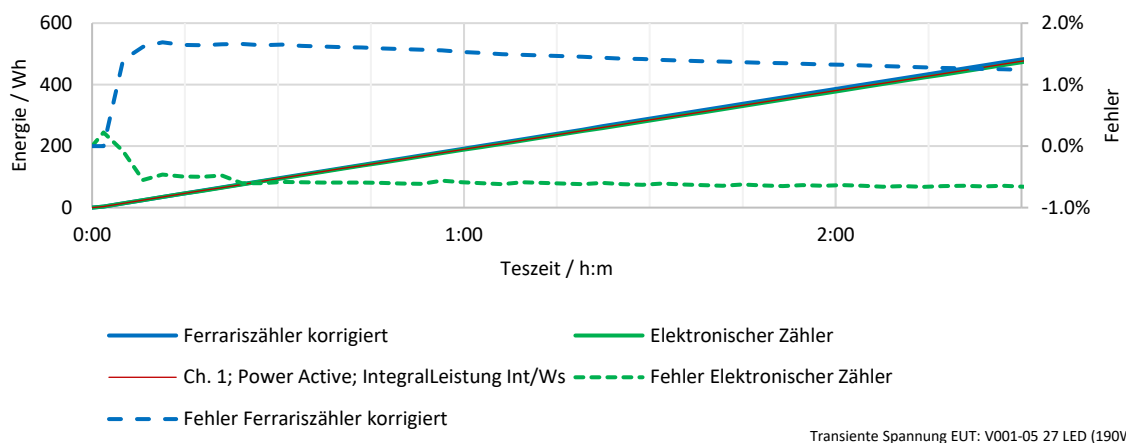
Neben Tests mit aktiver Last und Lastwiderständen wurden auch Untersuchungen an LED-Lampen mit und ohne Dimmer durchgeführt. Im Folgenden werden einige Beispiele gezeigt. Bei einer ersten Versuchsreihe waren 27 LED-Lampen unterschiedlicher Hersteller und mit Leistungsklassen zwischen 4 Watt und 10 Watt als Last parallelgeschaltet. Dabei betrug die elektrische Wirkleistung 190 Watt, während die Scheinleistung bei etwa 270 VA lag. In einer zweiten Phase wurden 8 LED-Lampen wahlweise mit oder ohne Dimmer betrieben. Die Wirkleistungsaufnahme betrug dabei 47 Watt bei einer Scheinleistung von 70 Watt.

#### 4.3.1 LED-Lampen ohne Dimmer

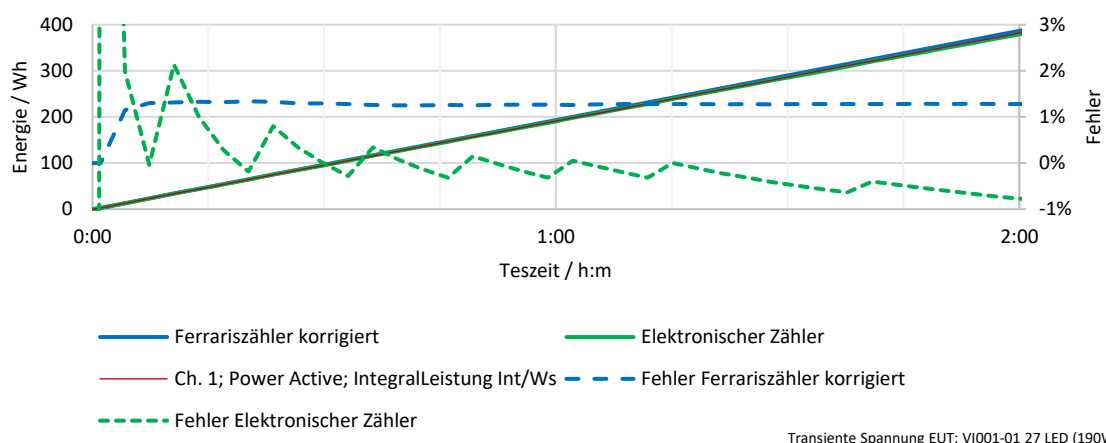


**Bild 6** Laststrom von 27 LED-Lampen bei unverzerrter (links) und verzerrter Netzspannung (rechts).

Bild 6 zeigt, wie sich der von 27 LED-Lampen aufgenommene Strom ändert, je nach Form der Netzspannung. Bei sinusförmiger Netzspannung (Bild 6 links) tritt eine einzelne relativ breite Stromspitze auf, die zusätzlich mit Taktungsresten überlagert ist. Bei verzerrter und welliger Netzspannung (Bild 6 rechts) nehmen die LED-Lampen einen stärker verzerrten Strom mit mehreren Maxima auf. Zusätzlich ist eine Modulation der Taktungsreste zu sehen. Untersuchungen des Laststroms haben gezeigt, dass bei einzelnen LED-Lampen bei geringer Erhöhung des Harmonischenanteils der Netzspannung einzelne Harmonische des Lampenstroms überproportional ansteigen. Die untersuchten Elektrizitätszähler weisen bei derartigen Stromkurven einen Messfehler von etwa 1,3 % bzw. 0,7 % auf (siehe Bild 7 und Bild 8), wobei der Ferrariszähler die etwas höhere Abweichung zeigt, als der im Vergleich getestete elektronische Zähler. Ein Einfluss der verzerrten Netzspannung, die nach Ablauf der halben Prüfzeit zugeschaltet wurde, ist nicht erkennbar.



**Bild 7** Die Zähler wurden während der ersten Hälfte des Tests an der unverzerrten Kurvenform betrieben. Die Umschaltung der Spannungskurvenform hat keine Auswirkungen auf die Messgenauigkeit der Zähler.



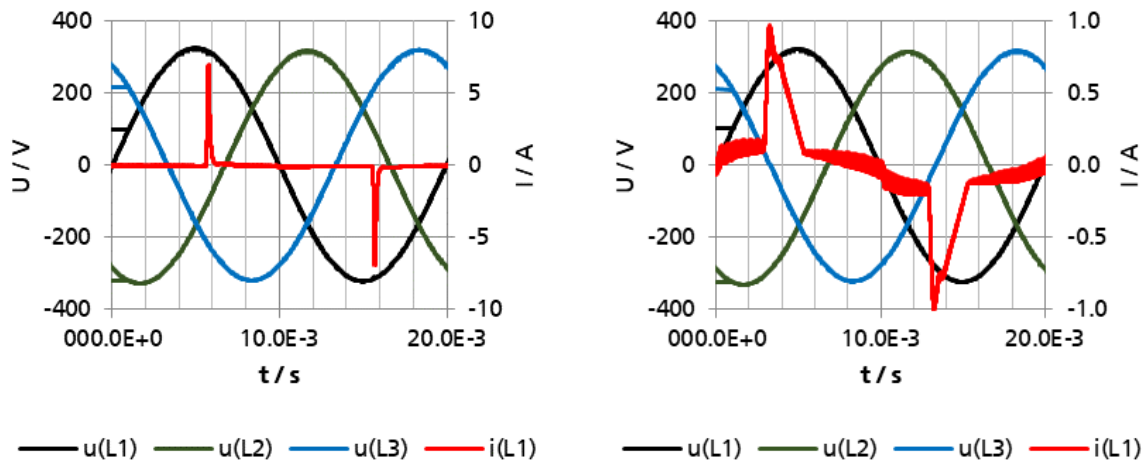
**Bild 8** Eine Wiederholung des gleichen Tests mit dem elektronischen Elektrizitätszähler VI004-01 zeigt, dass auch hier beide Zähler etwa den gleichen Messfehler aufweisen.

### 4.3.2 LED-Lampen mit vorgeschaltetem Dimmer

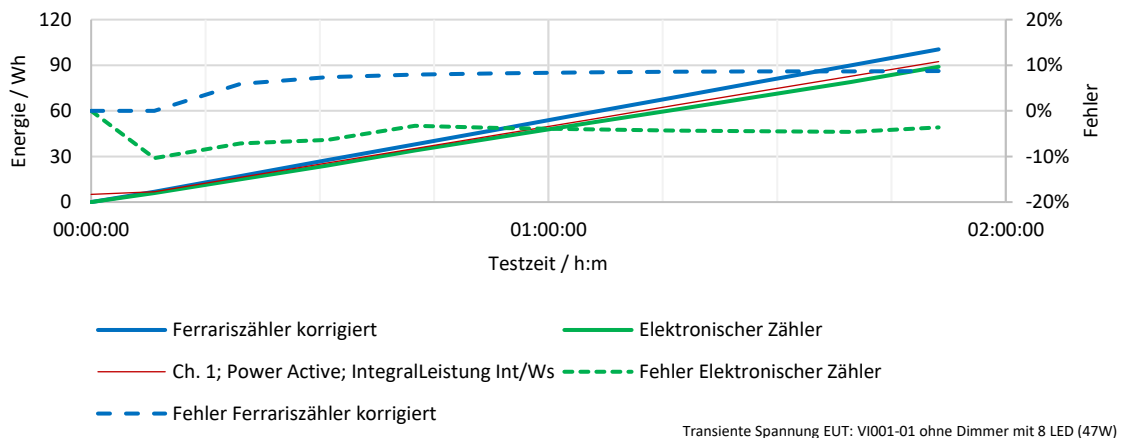
Elektronische Dimmer mit Phasenanschnittsteuerung sind in vielen Haushalten zu finden. Es kann nicht garantiert werden, dass die Bewohner bei Umstellung auf LED-Beleuchtung



auch den Dimmer tauschen. Umgekehrt sind im Handel zahlreiche LED-Lampen verfügbar, die nicht eindeutig gekennzeichnet sind, oder wo zwar „Dimmbar“ auf der Verpackung angegeben ist, jedoch hiermit lediglich die Funktion der Helligkeitssteuerung gemeint ist.

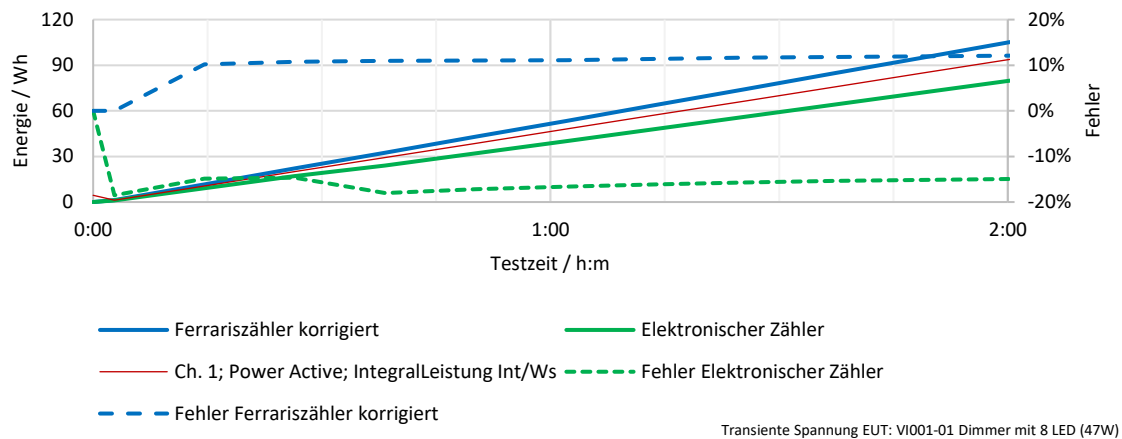


**Bild 9** Stromkurvenform bei Betrieb von 8 LED-Lampen an einem Dimmer (links). Rechts ist die Stromkurvenform ohne Dimmer zu sehen.



**Bild 10** Bei Betrieb ohne Dimmer und einer Leistung von 45 Watt weisen der Ferrariszähler einen Fehler von 9 % und der elektronische Zähler VI001-01 einen Messfehler von ca. 5 % auf.

Nur wenige als dimmbar gekennzeichnete LED-Lampen sind über eine Phasenanschnittsteuerung dimmbar. Aus diesem Grund sind Ströme und Spannungen bei phasenanschnitt gesteuerten LED-Lampen ein Betriebszustand, der zwar nicht vorgesehen, aber in der Realität anzutreffen ist. Ein Elektrizitätszähler sollte auch bei dieser Konstellation ordnungsgemäß messen. In Bild 9 sind die auftretenden Stromkurven bei gedimmten acht Lampen (links) sowie ohne Dimmer (rechts) zu sehen. Es tritt im gedimmten Zustand eine Stromspitze mit einem Spitzenwert von ca. 7 Ampere auf, obwohl die LED-Lampen nur 47 Watt Leistungsaufnahme haben. Ohne Dimmer erreicht die Stromspitze mit 1 A nur ein Siebtel des Stroms. Tests mit den Zählern VI001.01 mit ungedimmten LEDs (siehe Bild 10) und gedimmten LEDs (Bild 11) zeigen, dass sowohl beim Ferrariszähler als auch beim elektronischen Zähler sehr starke Messunsicherheiten auftreten. Bei einer Vergleichsmessung mit Dimmer stieg der Fehler des elektronischen Zählers von 5 % auf 15 %, während der Fehler des Ferrariszählers nur von ca. 9 % auf 11 % anstieg.



**Bild 11** Test mit 8 gedimmten LED Lampen. Der elektronische Zähler hat am Ende des Versuchs einen Fehler von ca. 15 % zugunsten des Kunden erreicht.

## 5 Schlussfolgerungen und Empfehlungen

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass sowohl elektronische, als auch Ferrariszähler bei niedriger Last und transienten Stromkurvenformen große Messfehler aufweisen. Gerade bei stärkerer Nutzung von energiesparender hoch effizienter Elektronik auf der Verbraucherseite ist dies ungünstig.

Die im Test bisher untersuchten Spannungskurvenformen haben vor allem einen Einfluss auf die Stromkurvenform der elektronischen Verbraucher.

Die Untersuchungen des IEE zeigten außerdem, dass bei verzerrter Netzspannung der Anteil an Oberschwingungen und Supraharmonischen bei den untersuchten LED-Lampen überproportional ansteigt. Gemäß den gültigen Normen werden Messungen der Stromharmonischen an perfekter Sinusspannung durchgeführt. Die vorgestellten Ergebnisse zeigen jedoch, dass diese Praxis nicht realistisch ist und zu Ergebnissen führt, die in der Realität nicht erreichbar sind.

## 6 Danksagung

Dieser Beitrag basiert auf Ergebnissen des Verbundprojektes Reactive Power Control II (FKZ 0350003A). Der Autor dankt dem Bundesministerium für Wirtschaft und Energie für die Förderung des Projekts. Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt beim Autor.

## Literatur

- [1] Kirchhof: Grenzwertlücke – Wechselrichter stört Elektrizitätszähler. In: *EMV-Konferenz* (2010)
- [2] Leferink: Conducted Interference on Smart Meters. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity*. (2017), S. 608 – 611
- [3] Masnicki: Some Remarks on the Accuracy of Energy Meters. In: *IEEE International Conference on Environment und Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe* (2018)
- [4] Kirchhof: Beeinflussung von Elektrizitätszählern durch elektronische Lasten und Erzeuger. In: *34. PV-Symposium, Kloster Banz, Bad Staffelstein* (2019). S. 629 – 639

# Injektorkonzepte zur aktiven Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen aller Klemmen eines stationär betriebenen DC/DC-Wandlers

M.Sc. Marvin Rübartsch, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

## 1 Einleitung

Die voranschreitende Elektrifizierung des Kfz erfordert den Einsatz verschiedener leistungselektronischer Konverter, die durch die funktionsbedingten Schaltvorgänge der Leistungstransistoren ein hohes Maß an elektromagnetischen Störungen verursachen können. Um andere elektronische Systeme nicht in ihrer Funktion zu beeinträchtigen, muss die Störaussendung begrenzt werden. Üblicherweise werden dazu passive Filterkomponenten eingesetzt. Diese können für hohe Störungen, Spannungen und Ströme jedoch groß, schwer und teuer werden. Um bauraumreduzierte Systeme zu ermöglichen, haben sich bereits verschiedene aktive Methoden zur Störunterdrückung etabliert [1]. Aktive EMV-Filter wurden z.B. in [2]-[5] vorgestellt. Diese Systeme nutzen das Prinzip der destruktiven Interferenz. Das Gegenstörsignal wird direkt durch Messung und Invertierung der Störungen generiert. Limitierte Verstärkungs-Bandbreiten-Produkte und unvermeidbare Verzögerungszeiten begrenzen hierbei die Filterleistung.

Bei stationär betriebenen Systemen bestehen die Störungen aus diskreten Harmonischen, die sich auf die zugrundeliegende Schaltfrequenz zurückführen lassen. Damit ist es also möglich, ein Gegenstörsignal aus einzelnen Sinuswellen zu synthetisieren. Durch Synchronisation der Ansteuersignale und Einstellen der Amplituden und Phasen der einzelnen Sinussignale ist es beispielsweise möglich, systembedingte Verzögerungszeiten, Phasen- und Betragsgänge zu kompensieren. In diesem Beitrag wird die Methodik der aktiven Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen eingesetzt [6], [7]. Dadurch konnten bereits überzeugende Ergebnisse für einzelne Klemmen eines stationär betriebenen DC/DC-Wandlers erzielt werden. Diese Methode wurde in [8] erweitert, um die aktive Störunterdrückung an allen Klemmen (und damit für das Gesamtsystem) zu ermöglichen. In [8] wurden die Gegenstörsignale zwischen den Leitungen und der Referenzmasse über kapazitive Injektoren eingekoppelt. Diese führen allerdings zu einer Erhöhung der Y-Kapazitäten des Gesamtsystems, die es aufgrund von Sicherheitsvorschriften zu beschränken gilt. Dieses Problem kann beispielsweise durch den Einsatz induktiver Injektoren behoben werden. Im Rahmen dieses Beitrags werden verschiedene Injektoren hinsichtlich ihrer Möglichkeiten und Einschränkungen diskutiert.

Die optimale Auslegung von Injektoren zur Unterdrückung der Störungen an mehreren Klemmen eines Systems ist eine komplexe Aufgabe. Einerseits kann es problematisch sein, dass die Injektoren der Eingangsseite die Störungen auf der Ausgangsseite erhöhen, da die Injektoren über das zu entstörende System miteinander verkoppelt sind. Es könnte auch eine Modenkonzersion auftreten. Diese könnte vorhandene Gleichtaktstörungen (gleichsinnige Störungen auf den Versorgungsleitungen, engl. **Common Mode**, kurz **CM**) in Gegentaktstörungen (gegensinnige Störungen auf den Versorgungsleitungen, engl. **Differential Mode**, kurz **DM**) überführen und umgekehrt. Eine Erhöhung oder Veränderung der Störungen an den anderen Klemmen durch die Injektoren würde eine

erhöhte Leistungsaufnahme für das System zur aktiven Gegenkopplung erfordern, um die zusätzlich generierten Störungen auszulöschen.

Dieser Beitrag stellt zunächst die grundlegende Systemtheorie der verwendeten Methodik dar. Es folgt anschließend eine Diskussion verschiedener Injektorkonzepte an einem Gleichspannungswandler. Verschiedene Injektorkonzepte werden anhand ihrer Verkopplung diskutiert. Ein rein kapazitives Injektorkonzept ist bereits in [8] vorgestellt worden. Daher fokussiert sich dieser Beitrag auf ein induktives Gleich- und Gegentaktinjektorkonzept, um Kapazitäten gegen die Bezugsmasse zu vermeiden. Zuletzt werden die dargestellten Ergebnisse zusammengefasst und ein Ausblick für weitere Untersuchungen des Injektorkonzepts gegeben.

## 2 Aktive Gegenkopplung an mehreren Klemmen eines stationär betriebenen Systems

Zum Verständnis dieses Beitrags wird die systemtheoretische Beschreibung zur aktiven Gegenkopplung an mehreren Klemmen eines stationären Systems skizziert. Die grundlegende Theorie, sowie die genaue Implementierung des Verfahrens ist in [8] ausführlich dargestellt.

Um die aktive Gegenkopplung an allen Klemmen eines Systems zu realisieren, sind Injektoren am Ein- und am Ausgang nötig. Injektoren können über eine kapazitive, induktive oder resistive Kopplung ausgeführt werden. Um die Zusammenhänge für die systemtheoretische Beschreibung zu erläutern, ist in Abbildung 1 das Gesamtsystem dargestellt. Die Störquellen werden hier, angelehnt an den standardisierten Messaufbau der CISPR25 [9], durch **Bordnetznachbildungen (BNN)** abgebildet.

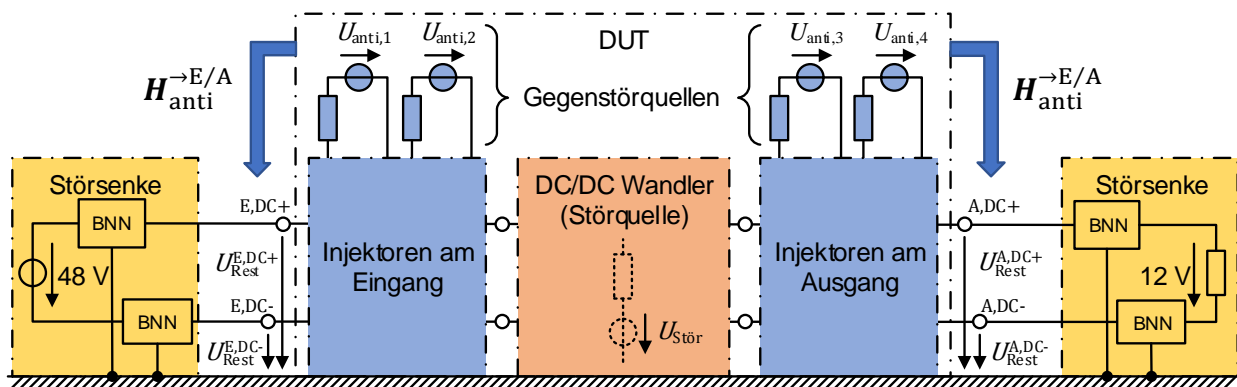


Abbildung 1: Schematische Darstellung des zu entstörenden Gesamtsystems

Zunächst werden die Störungen der zu betrachtenden Störquelle als  $\vec{U}_{Stör}^{E/A}(f)$  an den Ein- und Ausgangsklemmen des DC/DC-Wandlers definiert. Diese Störungen gilt es zu reduzieren, um das Gesamtsystem zu entstören. Um alle vier Klemmen zu entstören, werden vier Gegenstörquellen benötigt. Jede Gegenstörquelle weist ein Übertragungsverhalten auf alle zu betrachtenden Klemmen auf. Dieses Verhalten wird mit der Übertragungsmatrix  $H_{anti}^{E/A}$  abgebildet. Sie beschreibt das Verhalten der Injektoren auf die jeweils zu betrachtenden Klemmen. Somit beschreibt die Übertragungsmatrix in einer Spalte das Übertragungsverhalten eines Injektors auf alle Ein- und Ausgangsklemmen.

Durch Überlagerung der ursprünglichen Störungen mit den Gegenstörsignalen an den Ein- und Ausgangsklemmen kann ein Gleichungssystem aufgestellt werden, das es zu lösen gilt [8].

$$\vec{U}_{\text{Rest}}^{\text{E/A}} = \vec{U}_{\text{Stör}}^{\text{E/A}} + \mathbf{H}_{\text{anti}}^{\rightarrow\text{E/A}} \cdot \vec{U}_{\text{anti}} \quad (1)$$

Idealerweise sollen alle Störungen eliminiert werden ( $\vec{U}_{\text{Rest}}^{\text{E/A}} = 0$ ). Aus dieser Forderung ergibt sich Gleichung (2).

$$\vec{0} = \vec{U}_{\text{Stör}}^{\text{E/A}} + \mathbf{H}_{\text{anti}}^{\rightarrow\text{E/A}} \cdot \vec{U}_{\text{anti}} \quad (2)$$

Gleichung (2) kann direkt zur Berechnung der Gegenstörsignale umgestellt werden:

$$\vec{U}_{\text{anti}} = -\vec{U}_{\text{Stör}}^{\text{E/A}} \cdot \mathbf{H}_{\text{anti}}^{\rightarrow\text{E/A}-1} \quad (3)$$

Um die nötigen Gegenstörsignale zu berechnen, muss die Übertragungsmatrix invertierbar sein. Andernfalls gibt es keine eindeutigen Gegenstörsignale. Ferner hat die Verkopplung der Injektoren einen Einfluss auf die zu berechnenden Gegenstörsignale. Wenn sich ein Injektor stark auf die Klemme eines anderen Injektors auswirkt, muss dieser diesen Einfluss kompensieren. Außerdem könnte das Signal der Injektoren sich auch auf ungewünschte Pfade ausbreiten. Aus diesen zwei Aspekten resultieren größere Gegenstörsignale. Das Gleichungssystem berücksichtigt die Verkopplungen der Injektoren bereits bei der Lösung und kompensiert diese. Das heißt, die Amplituden der Gegenstörsignale können wesentlich größer werden, als es nötig wäre, um die ursprünglichen Störungen zu reduzieren. Dies hätte eine höhere Leistungsaufnahme des Systems zur aktiven Störunterdrückung zur Folge. Daher sollte die gegenseitige Verkopplung von Injektoren möglichst minimal gehalten werden.

### 3 Diskussion von verschiedenen Injektorkonzepten

Im folgenden Teil des Beitrags werden verschiedene Injektorkonzepte anhand ihrer Vor- und Nachteile diskutiert. Zunächst werden die getroffenen Annahmen bei der Betrachtung von verschiedenen Injektorkonzepten an einem DC/DC-Wandler-System erläutert. Injektoren können resistiv, kapazitiv oder induktiv mit dem System verkopplert sein. Resistive Injektoren würden aufgrund der Betriebsströme und –spannungen des Konverters für erhebliche Verluste sorgen, sodass diese in diesem Beitrag nicht weiter betrachtet werden.

#### 3.1 Annahmen

Für den Konverter werden Vereinfachungen getroffen, um die Injektorkonzepte anschaulich diskutieren zu können. Die getroffenen Annahmen beziehen sich auf den Eingang eines Leistungskonverters. Die Betrachtungen für den Ausgang erfolgen analog. Abbildung 2 zeigt schematisch den Aufbau eines DC/DC-Wandlers.

Die X-Impedanz (Impedanz zwischen den Versorgungsleitungen) des Konverters wird durch die Stützkondensatoren beschrieben. Die Stützkondensatoren des DC/DC-Wandlers bilden aufgrund der hohen Kapazitäts- und geringen Induktivitätswerte eine vernachlässigbare Impedanz für niedrige und hohe Frequenzen. Die zumeist kapazitive parasitäre Kopplung des Konverters gegenüber der

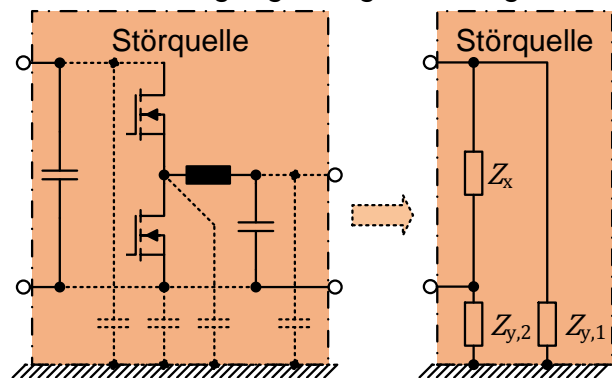


Abbildung 2: Annahmen am Konvertereingang

Referenzmasse wird über Y-Impedanzen beschrieben, welche in der Regel einen hohen Wert aufweisen. Es wird angenommen:

$$Z_x \ll Z_{y,1/2}, \text{ mit } |Z_x| \approx 0 \quad (4)$$

Die Y-Impedanzen des Konverters können für niedrige Frequenzen als sehr hoch angenommen werden. Mit steigender Frequenz sinken die Y-Impedanzen. Da es sich lediglich um eine parasitäre Kopplung mit sehr geringen Kapazitätswerten handelt, können die Impedanzen dennoch zunächst als sehr hoch angenommen werden (5).

$$|Z_{y,1}|, |Z_{y,2}| \rightarrow \infty \quad (5)$$

Die Impedanz einer Bordnetznachbildung nach CISPR 25 [9] gegen Masse beträgt bei 1 MHz etwa 50  $\Omega$ . Ferner stellt die Längsinduktivität der Bordnetznachbildung für hochfrequente Störungen eine hohe Impedanz dar. Die Spannungsquelle am Eingang des Konverters wird mithilfe einer Innenimpedanz  $Z_i$  für hochfrequente Betrachtungen vereinfacht.

### 3.2 Kapazitive Kopplung der Injektoren auf jeder Leitung

Das zunächst zu betrachtende Injektorkonzept sieht für jede Leitung eine separate Entstörung vor. Die Injektoren werden kapazitiv gegen die Referenzmasse ausgeführt. Bei der Auswahl von kapazitiven Injektoren ist zu berücksichtigen, dass diese mit der Betriebsspannung skalieren. Bei gleichem Kapazitätswert sind bei höheren Spannungen größere Kondensatoren notwendig. Das Injektorkonzept ist in Abbildung 3 dargestellt. Da  $Z_x$  vernachlässigbar klein ist, sind die beiden Gegenstörsquellen im Prinzip direkt miteinander verkoppelt, da beide Injektoren auf demselben Potential liegen. Wie im Abschnitt 2

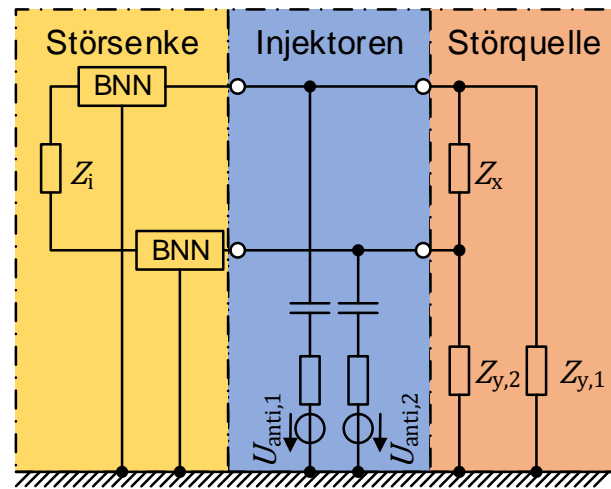


Abbildung 3: Kapazitives Injektorkonzept

beschrieben, können daraus große Gegenstörsignale resultieren. Um eine Entkopplung der Injektoren zu realisieren, muss die Impedanz des Konverters zwischen den Versorgungsleitungen erhöht werden. Dies wurde in [8] mithilfe von Entkopplungsinduktivitäten auf jeder Leitung realisiert. Die Vergrößerung der Impedanz zwischen den Einspeiseknoten der verschiedenen Injektoren vergrößert wird. Die Injektoren werden mit steigender X-Impedanz weiter voneinander entkoppelt. Die Ergebnisse der aktiven Gegenkopplung mit diesem Injektorkonzept und den entsprechenden Entkopplungsinduktivitäten sind in [8] dargestellt. Die Messungen in [8] zeigen an jeder Bordnetznachbildung Reduktionen von etwa 50 dB um 1 MHz und Reduktionen von etwa 40 dB um 30 MHz. Die Kondensatoren zur Einkopplung der Gegenstörsignale bringen gegenüber Masse zusätzliche Y-Kapazitäten in das System ein. Diese gilt es aufgrund von Sicherheitsvorschriften für die maximal zulässigen Ableitströme zu begrenzen. Daher werden im Folgenden induktive Übertrager diskutiert.

### 3.3 Induktive Kopplung der Injektoren auf jeder Leitung

Induktive Übertrager auf jeder Leitung können auch zur Entstörung verwendet werden. Im Gegensatz zu Kondensatoren skalieren Induktivitäten mit dem Betriebsstrom. Für hohe Ströme sind häufig große Elemente nötig, damit es zu keinen Sättigungen im magnetischen Kern und keinen Überhitzungen in den Wicklungen kommt. Das Injektorkonzept ist in Abbildung 4 dargestellt. Analog kann auch hier eine Verkopplung der Injektoren über  $Z_x$  gesehen werden. Um für dieses Injektorkonzept eine Entkopplung zu realisieren, müssten zusätzliche Y-Impedanzen in das System eingebracht werden, die wesentlich kleiner als die X-Impedanz sind. Dies könnte durch zusätzliche Kapazitäten gegen Masse erfolgen, die jedoch größer als die Stützkapazitäten des Konverters sein müssen. Dies würde die Y-Kapazitäten dieses Systems unzulässig erhöhen. Wie im Folgenden gezeigt, kann dieses Problem jedoch durch andere Konfigurationen der induktiven Übertrager vermieden werden.

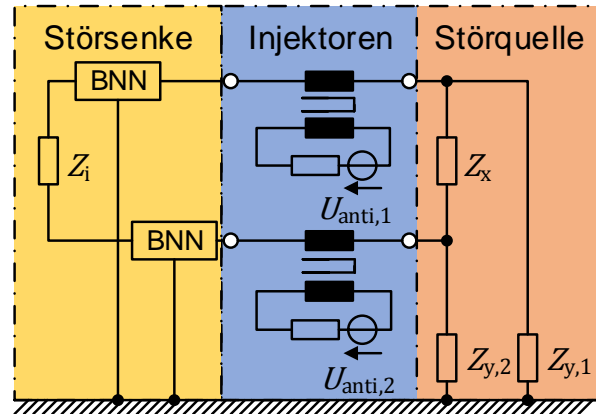


Abbildung 4: Induktives Injektorkonzept

### 3.4 Induktive Gleich- und Gegentaktinjektoren

Um möglichst wenig zusätzliche Y-Kapazitäten in das System einzubringen, soll im Folgenden ein induktives Injektorkonzept für Gleich- und Gegentaktinjektoren untersucht werden. Das Konzept ist in Abbildung 5 dargestellt. Dieses Konzept hat den Vorteil, dass die Injektoren durch die Betrachtung von Gleich- und Gegentaktstörungen voneinander entkoppelt sind. Eine direkte Verkopplung am Eingang ist für dieses Konzept nicht ersichtlich. Dennoch kann eine Verkopplung auf den Ausgang auftreten. Um eine Verkopplung auf den Ausgang zu verringern, können die Y-Impedanzen verkleinert werden. Dies könnte durch das zusätzliche Einbringen von Kapazitäten gegen Masse erfolgen. Bei der Auslegung ist zu beachten, dass der Gegentaktinjektor durch hohe Gleichströme in Sättigung gebracht werden würde. Der Gleichtaktinjektor hingegen weist dieses Problem nicht auf, da sich die magnetischen Flüsse im Kern größtenteils auslöschen würden.

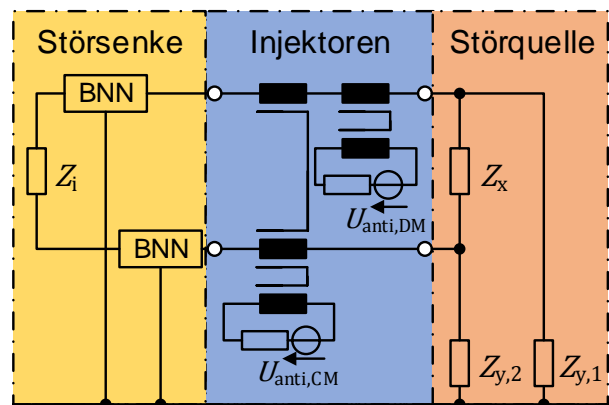


Abbildung 5: Induktive Gleich- und Gegentaktinjektoren

### 3.5 Kapazitive Kopplung des Gegentaktinjektors und Induktive Kopplung des Gleichtaktinjektors

Um die Sättigung des Gegentaktinjektors zu vermeiden, könnte dieser auch kapazitiv zwischen den Versorgungsleitungen ausgeführt werden. Die Betrachtung der Verkopplung der Injektoren würde hier analog erfolgen. Ein weiterer Vorteil des kapazitiven Gegentaktinjektors wäre außerdem die Skalierung der Kapazität über die Betriebsspannung anstatt des Betriebsstroms, sodass Sättigungseffekte für den Gegentaktinjektor vernachlässigt

werden können. Ein Problem ist, dass der eingebrachte Gegentaktinjektor über  $Z_x$  annähernd kurzgeschlossen werden könnte. Dies hätte eine hohe Leistungsaufnahme des Injektors zur Folge, um die an den Störsenken notwendigen Gegenstörsignale zu erzeugen. Um dies zu vermeiden, wird der Gleichtaktinjektor zwischen Gegentaktinjektor und der Störquelle platziert (vgl. Abbildung 6). Aufgrund von Asymmetrien des Gleichtaktübertragers wird ein Teil der Gleichtaktinduktivität auch für den Gegentakt wirken, wodurch der Gegentaktinjektor von der Störquelle zum Teil entkoppelt wird. Dieses Konzept wurde bisher noch nicht praktisch erprobt, kann aber eine Verbesserung des Konzeptes aus 3.4 darstellen.

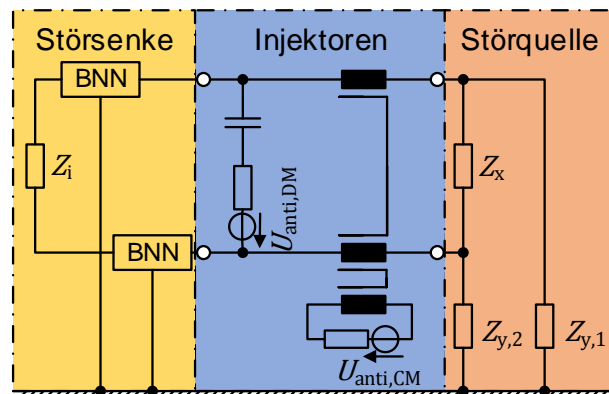


Abbildung 6: Induktiver Gleichtaktinjektor und kapazitiver Gegentaktinjektor

## 4 Demonstration

Im folgenden Kapitel wird der verwendete Testaufbau für das verwendete induktive Gleich- und Gegentaktinjektorkonzept beschrieben. Der verwendete Algorithmus, sowie die erzielten Ergebnisse mit dem Injektorkonzept werden präsentiert.

### 4.1 Testsystem

Um die aktive Gegenkopplung mit dem in Abschnitt 3.4 vorgestellten Injektorkonzept zu analysieren, wird im Folgenden das Testsystem vorgestellt. Als Demonstrator/DUT (Device Under Test) wird ein stationär betriebener DC/DC-Wandler (Evaluation Board GS61009P-EVBHF) verwendet, der beispielsweise genutzt werden kann, um einen Leistungsfluss zwischen dem 12 V- und 48 V-Bordnetz im Fahrzeug zu ermöglichen. Die Schaltfrequenz beträgt 1 MHz. Als Last wird ein 1  $\Omega$  Widerstand verwendet. Dies entspricht bei einer Ausgangsspannung von 12 V einer Transferleistung des Konverters von 144 W. Der Messaufbau orientiert sich am Automobilstandard CISPR25 [9]. Der DC/DC-Wandler wird galvanisch getrennt von dem Tisch (Massefläche) betrieben. Daher entstehen Gleich- und Gegentaktstörungen und es ist jeweils eine Bordnetznachbildung an jeder Leitung notwendig. Der realisierte Testaufbau ist in Abbildung 7 dargestellt. Mithilfe eines Messempfängers erfolgt eine Auswertung der Reststörungen an den Bordnetznachbildungen.

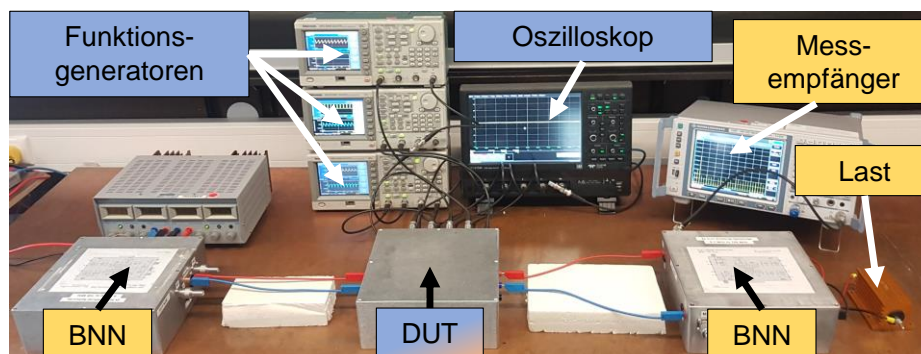
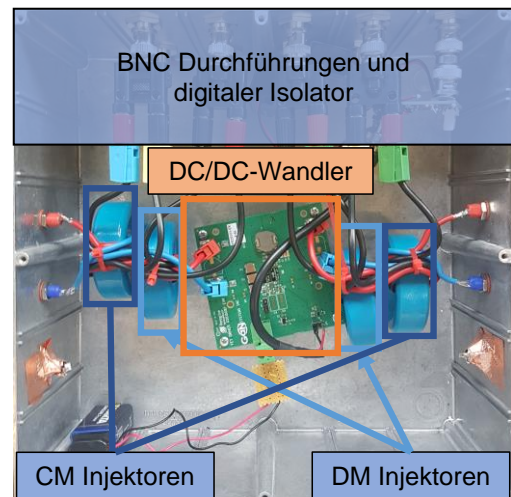


Abbildung 7: Foto des realisierten Testaufbaus



Die Messung der Störungen des DUT erfolgt mit einem Oszilloskop im Zeitbereich. Zur Injektion der Gegenstörsignale werden mehrere Funktionsgeneratoren genutzt. Diese ermöglichen das Stellen von beliebigen Gegenstörsignalen. Außerdem wird das Oszilloskop mit dem Funktionsgenerator, sowie das Ansteuerungssignal mit den Gegenstörsignalen synchronisiert. Um die Messgeräte anzusteuern, wird ein PC mit Matlab genutzt. Dieser führt ebenfalls die notwendigen Berechnungen durch. Das DUT besteht aus einem DC/DC-Wandler und vier Injektoren, welche in einer Aluminiumbox untergebracht sind. Über BNC-Durchführungen in der Aluminiumbox können die Gegenstörsignale der Funktionsgeneratoren direkt auf die entsprechenden Klemmen eingepägt werden. Der Demonstrator ist in Abbildung 8 dargestellt. Als Sensoren zur Messung der Störungen und Charakterisierung des Systems wird der Messabgriff der Bordnetznachbildungen genutzt. Als Gleichaktinjektor wird ein Ferritkern des Materials N30 gleichsinnig mit zwei aufgebrachten Windungen der Versorgungsleitungen DC+ und DC- genutzt. Die Einkopplung des Gegenstörsignals erfolgt über eine weitere Leitung, die auch mit zwei Windungen auf dem Kern in gleichsinniger Richtung wie die Versorgungsleitungen angebracht ist. So ergibt sich eine induktive Kopplung des Injektors, um Gleichtaktstörungen zu reduzieren. Der Gegentaktinjektor unterscheidet sich darin, dass nur die Versorgungsleitung DC+ auf dem Ferritkern aufgebracht wird.



**Abbildung 8:** Foto des DUT mit Gleich- und Gegentaktinjektoren

## 4.2 Algorithmus

Um die Gegenstörsignale zu berechnen, muss das System zunächst charakterisiert werden. Die Berechnung der Gegenstörsignale kann in drei Schritte unterteilt werden [8]:

1. Charakterisierung der Störungen
2. Bestimmung des Übertragungsverhaltens der Injektoren auf die Ein- und Ausgangsklemmen
3. Berechnung der Gegenstörsignale

Das Oszilloskop misst die Störungen des DC/DC-Wandlers im Zeitbereich an den Ein- und Ausgangsklemmen (hier wird der Messabgriff der Bordnetznachbildungen verwendet). Durch Anwenden einer **Fast Fourier Transformation (FFT)** können die gemessenen Störungen in den Frequenzbereich überführt werden und die Störungen können für die Schaltharmonischen in Betrag und Phase ausgewertet werden.

Um das Übertragungsverhalten der Injektoren auf die Ein- und Ausgangsklemmen zu bestimmen, werden Testsignale generiert, die aus einzelnen Sinussignalen bei Vielfachen der Schaltfrequenz bestehen und den zu betrachtenden Frequenzbereich von 1 MHz bis 30 MHz abbilden. An den Ein- und Ausgangsklemmen kann somit mit dem Oszilloskop ausgewertet werden, wie sich die Testsignale auf die Ein- und Ausgangsklemmen abbilden. Daraus kann die Übertragungsmatrix bestimmt werden.

Nach Bestimmung der Störungen und des Übertragungsverhaltens des Systems können schlussendlich die Gegenstörsignale nach Gleichung (3) berechnet werden. Eine ausführlichere Beschreibung der praktischen Implementierung des Verfahrens ist in [8] dargestellt.

### 4.3 Charakterisierung des Systems

Bei der Charakterisierung des Systems können Verkopplungen der Injektoren auf den Ausgang erkannt werden. Die Charakterisierung des Systems ist beispielhaft für die Injektoren der Eingangsseite in Abbildung 9 dargestellt. Dargestellt sind die betragsmäßigen Einträge der Übertragungsfunktion.

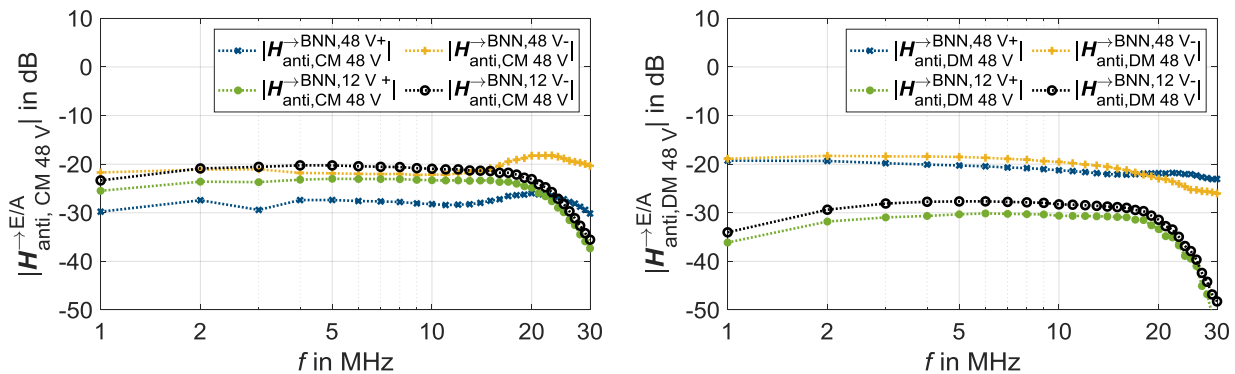


Abbildung 9: Charakterisierung des Systems mit Gleich- und Gegentaktinjektoren

Zunächst wird das Verhalten am Eingang betrachtet (blaue und gelbe Kurve). Das gewünschte Verhalten des Gleichtaktinjektors wäre, dass sich dieser betragsmäßig gleich auf die Bordnetznachbildungen auf der 48 V Eingangsseite auswirkt. Es kann eine Verstimmung des Gleichtaktinjektors durch die Impedanz des Gegentaktinjektors beobachtet werden. Dies hat zur Folge, dass der Gleichtaktinjektor sich schwächer auf die Bordnetznachbildung der DC+ Leitung auf der 48 V Seite auswirkt. Das gewünschte Verhalten des Gegentaktinjektors am Eingang wäre, dass dieser sich betragsmäßig gleich auf die Bordnetznachbildungen der 48 V Seite auswirkt. Im Gegensatz zu dem Gleichtaktinjektor ist hier allerdings die Phase zwischen der 48 V DC+ und DC- Leitung um  $180^\circ$  gedreht, damit ein Gegentaktstrom fließt. Der magnetische Fluss des Gegentaktinjektors in der Gleichtaktinjektorspule kompensiert sich am Eingang, sodass die Impedanzen des Gleichtaktinjektors am Eingang für den Gegentaktinjektor vernachlässigt werden können.

Aus dem Verhalten der Injektoren auf den Ausgang (grüne und schwarze Kurve) kann geschlossen werden, dass die Stützkapazität des Konverters am Ausgang auch eine vernachlässigbare Impedanz darstellt (vgl. Abbildung 2). Dies hat eine direkte Verkopplung der Injektoren über die Stützkapazitäten des Konverters auf den Ausgang zur Folge. Beide Injektoren prägen eine Gleichtaktstörung auf den Ausgang ein. Das bedeutet für den Gegentaktinjektor, dass dieser bereits, durch die Gleichtaktspule am Ausgang, vom Ausgang entkoppelt ist. Durch Erhöhung der Gleichtaktimpedanz am Ausgang kann also der Gegentaktinjektor stärker vom Ausgang entkoppelt werden. Für den Gleichtaktinjektor hingegen wirken auf allen Strompfaden die gleichen Impedanzen. Der Gleichtaktinjektor hat also einen direkten Durchgriff auf den Ausgang. Um diese Verkopplung auf den Ausgang zu minimieren, müssten die Y-Impedanzen verkleinert werden. Die Entkopplung über die parasitären Y-Impedanzen des Konverters kann ab etwa 20 MHz beobachtet werden, da die Y-Impedanzen mit steigender Frequenz betragsmäßig abnehmen. Die Verstimmung des Gleichtaktinjektors am Ausgang ist wesentlich geringer, da der DC-

Stromfluss auf der Ausgangsseite viermal so groß ist, wie der DC-Strom auf der Eingangsseite. Die Impedanz des Injektors sinkt aufgrund von Sättigungseffekten.

#### 4.4 Ergebnisse

Im Folgenden werden die Ergebnisse der aktiven Gegenkopplung mit Gleich- und Gegentaktinjektoren dargestellt. Die gefundenen Gegenstörsignale sind in Abbildung 10 dargestellt. Der Funktionsgenerator hat einen Innenwiderstand von  $50 \Omega$ .

Zur Betrachtung der Leistungsaufnahme wird aufgrund fehlender Anpassung der Funktionsgeneratorausgänge eine Impedanz von  $0 \Omega$  als Worst Case Abschätzung angenommen. Der Leistungsverbrauch des Systems zur aktiven Gegenkopplung beträgt also mit den dargestellten Gegenstörsignalen etwa  $7 \text{ mW}$ . Die reduzierten Störungen mithilfe dieser Gegenstörsignale sind in Abbildung 11 dargestellt. Die eingebrachten Injektoren dämpfen die ursprünglichen Störungen des Konverters passiv.

Bei diesem Versuch der aktiven Störunterdrückung liegt die maximale Reststörung bei etwa  $36 \text{ dB}\mu\text{V}$ . Es wurde eine maximale Reduktion von ca.  $70 \text{ dB}$  erzielt. Der Mittelwert aller Reduktionen beträgt etwa  $50 \text{ dB}$ . Das hier vorgestellte Injektorkonzept liefert überzeugende Ergebnisse zur aktiven Gegenkopplung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen. Außerdem mussten keine zusätzlichen Y-Kapazitäten in das System eingebracht werden.

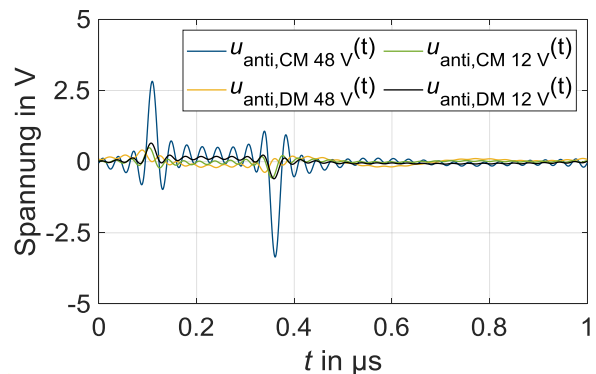


Abbildung 10: Gegenstörsignale für die Gleich- und Gegentaktinjektoren

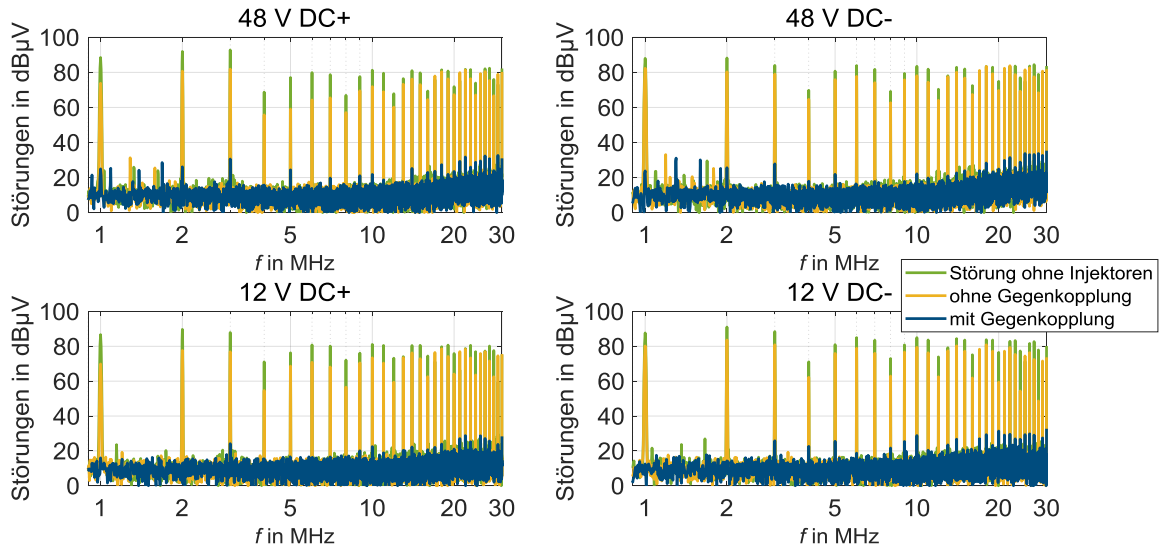


Abbildung 11: Ergebnisse der aktiven Gegenkopplung mit Gleich- und Gegentaktinjektoren

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag wurden verschiedene Injektorkonzepte für die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen diskutiert. Die Vor- und Nachteile von kapazitiven, sowie induktiven Injektorkonzepten wurden herausgestellt. Die ersten Injektorkonzepte sehen eine Entstörung jeder einzelnen Leitung vor. Dies kann

kapazitiv oder induktiv geschehen. Um die Nachteile dieser Konzepte zu umgehen, wurden im Folgenden zwei weitere Injektorkonzepte vorgestellt. Diese Injektorkonzepte sehen eine Betrachtung der Störungen als Gleich- und Gegentaktstörungen vor um die Nutzung von zusätzlichen Kapazitäten gegen Masse zu umgehen. Um eine Änderung oder Erhöhung der Störungen an anderen Klemmen zu minimieren, sollten die Injektoren voneinander entkoppelt werden. Wenn das System nicht oder nur wenig entkoppelt ist, muss das Gegenstörsystem zur Reduktion der Störungen größere Amplituden bei den Gegenstörsignalen aufbringen, da sich die injizierten Signale auch auf die restlichen zu entstörenden Klemmen auswirken und dieser Einfluss wieder kompensiert werden muss. Diese Kompensation hätte einen erhöhten Leistungsverbrauch zur Folge.

Es wurden die Störungen eines DC/DC-Wandlers in einem standardisierten Messaufbau sowohl an den Ein- als auch an den Ausgangsklemmen mit einem rein induktiven Gleich- und Gegentaktinjektorkonzept reduziert. Das verwendete Injektorkonzept zeigt überzeugende Ergebnisse für die verwendete Methodik der aktiven Störunterdrückung. Die an allen Klemmen anliegenden maximalen Reststörungen überschreiten den Pegel von 36 dB $\mu$ V nicht. Die maximal erzielte Reduktion der Störungen liegt bei etwa 70 dB. Außerdem kommt das Injektorkonzept ohne zusätzliche Y-Kapazitäten aus. Y-Kapazitäten würden die Ableitströme gegen Masse erhöhen, welche aufgrund von Sicherheitsvorschriften in der Regel begrenzt werden müssen.

Weitere Untersuchungen können den Gegentaktinjektor betreffen. In der induktiven Auslegung kann es aufgrund der hohen Betriebsströme des DC/DC-Wandlers zu Sättigungseffekten in den Ferritkernen kommen. Um dieses Problem zu lösen, können kapazitive Injektoren eingesetzt werden.

## Literatur

- [1] Y.-C. Son, S.-K. Sul: Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 42, H. 2 (2006), S. 545-551
- [2] S. Feng, W. Sander, T. Wilson: Small-capacitance nondissipative ripple filters for dc supplies. In: *IEEE Trans. Magn.*, Bd. 6, H. 1 (1970) S. 137-142
- [3] J. Walker: Designing practical and effective active EMI filters. In: *Proc. Powercon 11 Conf.*, Dallas, Texas, USA (1984), Paper I-3.
- [4] L. E. LaWhite, M. F. Schlecht: Active filters for 1-MHz power circuits with strict input/output ripple requirements. In: *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. PE-2, H. 4 (1987), S. 828-290
- [5] L. E. LaWhite, M. F. Schlecht: Design of active ripple filters for power circuits operating in the 1-10 MHz range. In: *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 3, H. 3 (1988), S. 310-317
- [6] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: Active EMI reduction of stationary clocked systems by adapted harmonics cancellation. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Bd. 61, H. 4 (2019), S. 998-1006
- [7] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltharmonischen von leistungselektronischen Systemen. In: *EMV Düsseldorf*, Deutschland (2018)
- [8] A. Bendicks, M. Rübartsch, S. Frei: Simultaneous EMI suppression of the input and output terminals of a dc/dc converter by injecting multiple synthesized cancellation signals. In: *Proc. Int. Symp. Electromagn. Compat. Eur.*, Barcelona, Spanien (2019), S. 842-847
- [9] "CISPR25 - Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers", Ed. 4.0, 2015.

# Innovative Überwachung, Status-Anzeige, Fernmeldung sowie Prüfungen von Überspannungsschutzgeräten für Telekommunikations- und Signalverarbeitungs-Netzwerke

Dipl.-Ing. Steffen Pförtner, Phoenix Contact GmbH & Co. KG, Deutschland

Dr.-Ing. Gernot Finis, Phoenix Contact GmbH & Co. KG, Deutschland

Dipl.-Ing. Holger Heckler, Phoenix Contact GmbH & Co. KG, Deutschland

## 1 Einführung

Um Telekommunikations- und signalverarbeitende Netzwerke wirksam gegen menschengemachte und blitzbedingte Überspannungs- und Stoßstromimpulse zu schützen, werden zuverlässige und auf die jeweilige Applikation abgestimmte Überspannungsschutzgeräte (SPDs) benötigt. Die Schutzwirkung von SPDs beruht auf der sicheren Ableitung von Stoßstromimpulsen sowie der Begrenzung der auftretenden Überspannungen. Hierfür stellt das SPD während des Ableitvorganges eine niederohmige Verbindung zum Erdpotential, bez. zwischen den zu schützenden Leitern, her.

Nach einem Ableitvorgang kehrt ein SPD in den hochohmigen Zustand zurück - dies ist der normale Betriebszustand. Während des Normalbetriebs ist der ohmsche Widerstand so hoch, dass möglicherweise auftretende Leckströme in den allermeisten Anwendungsfällen vernachlässigt werden können. Dennoch können Betriebszustände auftreten, bei denen Leckströme einen unerwünschten Einfluss auf Überspannungsschutzgeräte haben können.

Gründe hierfür sind z. B.:

- Alterung von Überspannungsschutzgeräten, z. B. durch Überspannungen nahe oder über der Leistungsgrenze des Gerätes
- Temporäre Überspannungen

In Energieverteilungssystemen sind die Betriebsspannungen und die zu erwartenden Kurzschlussströme in der Regel so hoch, dass es bei unerwünscht hohen Leckströmen, bei Überströmen oder Kurzschlussströmen zu möglicherweise gefährlichen Temperaturerhöhungen kommen kann. Deswegen werden Überspannungsschutzgeräte so konzipiert und geprüft, dass - für diese relevanten Fehlerszenarien - eine unzulässig hohe Erwärmung vermieden wird. Aus diesem Grund wurden in die Produktnorm für Überspannungsschutzgeräte für den Einsatz in Niederspannungsanlagen (IEC 61643-11 [1]) entsprechende Prüfverfahren aufgenommen, bei denen eine unzulässige Erwärmung simuliert wird. Bei diesen Prüfungen müssen Überspannungsschutzgeräte ein sicheres Verhalten zeigen.

Um diese Sicherheits-Anforderungen zu erfüllen sind viele SPDs mit sog. „thermischen Abtrennvorrichtungen“ ausgestattet. Bei der Ableitung von Stoßspannungs- und Stoßstromimpulsen werden thermische Abtrennvorrichtungen von Stoßströmen durchflossen.

Handelsübliche thermische Abtrennvorrichtungen weisen jedoch nur eine geringe Stoßstromtragfähigkeit auf. Abtrennvorrichtungen mit der für Überspannungsschutzgeräte (gem. IEC 61643-11 [1]) erforderlichen Stoßstromtragfähigkeit sind im Handel im Regelfall nicht verfügbar. SPDs, die nach der IEC 61643-11, entwickelt und geprüft werden, sind deshalb im Regelfall mit herstellerspezifischen thermischen Abtrennvorrichtungen ausgerüstet. Je nach Ausführung sind diese Abtrennvorrichtungen in der Lage energiereiche Blitzstoßströme der Kurvenform 10/350 µs zu tragen.

Überspannungsschutzgeräte, die in Telekommunikations- und signalverarbeitenden Netzwerken eingesetzt werden, werden nach IEC 61643-21 [2] entwickelt und geprüft. In diesen Netzwerken sind die Betriebsspannungen und die zu erwartenden Kurzschlussströme in der Regel so gering, dass das Risiko einer unzulässigen Erwärmung gering ist und in vielen Anwendungsfällen vernachlässigt werden kann.

Dennoch gibt es Anwendungsfälle, bei denen Betriebsspannungen und prospektive Fehlerströme so hoch sein können, dass es im Fehlerfall zum Entstehen von möglicherweise gefährlichen Betriebszuständen kommen kann. Ein Beispiel für solch einen Anwendungsfall sind z. B. Stromkreise mit Magnetventilen. Ebenso kann es in der Praxis vorkommen, dass Überspannungsschutzgeräte nach IEC 61643-21 irrtümlicherweise an Stromkreise angeschlossen werden, deren Betriebsspannungen, Betriebsströme oder prospektive Kurzschlussströme zu hoch für das jeweilige nach IEC 61643-21 konstruierte Überspannungsschutzgerät sind. Dies kann zu unzulässigen Betriebszuständen und zu einer unzulässigen Erwärmung führen.

Deswegen kann es sinnvoll sein Überspannungsschutzgeräte, die in Telekommunikations- und signalverarbeitenden Netzwerken eingesetzt werden mit integrierten „Schutzmechanismen“ vor möglicherweise gefährlichen Betriebszuständen zu schützen.

In diesem Beitrag werden neu entwickelte, platzsparende thermische Abtrennvorrichtungen vorgestellt. Diese neu entwickelten thermischen Abtrennvorrichtungen – für den Einsatz in SPDs für Telekommunikations- und signalverarbeitende Netzwerke – weisen verbesserte technische Eigenschaften auf:

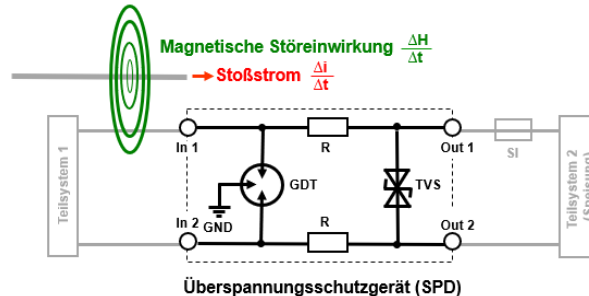
- erhöhte Stoßstromtragfähigkeit
- erhöhte Schaltleistung für Betriebsströme, Überströme und Kurzschlussströme
- thermisch optimiertes Design
- mechanische Statusanzeige
- keine Hilfsenergie zur Überwachung erforderlich
- Sammelfernmeldung mit Hilfe von zusätzlichen Lichtschrankenmodulen

Für Anlagenbetreiber wird es, im Rahmen vorbeugender Wartung, immer wichtiger verlässliche Informationen über den „Gesundheitszustand“ von elektrischen Betriebsmitteln zu bekommen. Das trifft auch für Überspannungsschutzgeräte zu, um sie im Rahmen vorbeugender Wartung zu prüfen und ggf. zu ersetzen. In diesem Beitrag werden verschiedene Ansätze zur "Statusüberwachung" diskutiert:

- SPDs mit integrierter thermischer Überwachung, integrierter Abtrennvorrichtung, lokaler Statusanzeige sowie Fernmeldung.
- Intelligente SPDs mit integrierten Überwachungsfunktionen zum erweiterten Online-Monitoring – mit Netzwerkanbindung und Cloud-basierter Auswertung des "Gesundheitszustandes" sowie Aufzeichnung von Überspannungsimpulsen.
- Anspruchsvolle elektrische Offline-Tests von steckbaren Überspannungsschutzgeräten - mit Hilfe eines vollautomatisierten Hochspannungsprüfgerätes für Überspannungsschutzgeräte.

## 2 Überspannungs-Schutzkomponenten für den Einsatz in SPDs nach IEC 61643-21

Um eine optimale Schutzwirkung eines SPDs zu erreichen, müssen die Schaltungen von Überspannungsschutzgeräten für die jeweilige Anwendung angepasst werden. Betriebsspannungen, Betriebsströme, Frequenzen und die Verwendung zum Schutz von Leitern mit/ohne Bezugspotential haben einen wesentlichen Einfluss auf den Aufbau von Überspannungsschutzgeräten. Überspannungsschutzgeräte nach IEC 61643-21 können aus einer einzigen Schutzstufe, aber auch aus mehreren aufeinander abgestimmten Schutzstufen bestehen. Bild 1 zeigt den Schaltplan eines 2-stufigen Überspannungsschutzgerätes mit Entkopplungs-Widerständen zur energetischen Koordination der Schutzstufen. Das in Bild 1 gezeigte Überspannungsschutzgerät ist z. B. für den Schutz eines ungeerdeten 4...20 mA Analogsignals geeignet.



**Bild 1:** Überspannungsschutzgerät mit zwei Schutzstufen für Signale ohne Bezugspotential

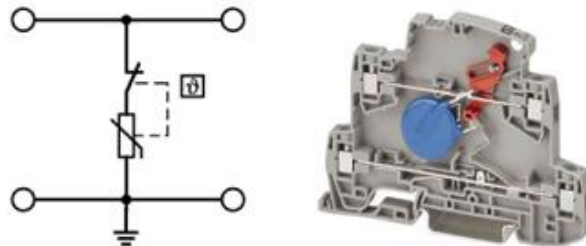
In Überspannungsschutzgeräten zum Schutz von Telekommunikations- und signalverarbeitenden Netzwerken werden typischerweise die folgenden drei Bauelemente eingesetzt:

- Metalloxid-Varistoren (MOVs)
- Suppressordioden (TVSDs)
- Gasgefüllte Überspannungsableiter (ÜsAgs, GDTs)

### 3 Thermische Überwachungs- und Trennvorrichtungen für Überspannungsschutzkomponenten

In Überspannungsschutzgeräten werden zum Schutz vor unzulässigen Betriebszuständen "thermisch aktivierte" Abtrennvorrichtungen eingesetzt. Wird ein thermisch überwachtes Schutzelement durch einen Leckstrom oder Kurzschlussstrom erwärmt, so wird eine spezielle Niedertemperatur-Lötstelle ebenfalls mit erwärmt. Die Wärmeleitung von der "Wärmequelle" zur Lötstelle muss dabei ausreichend hoch sein, um ein schnelles Auslösen der Abtrennvorrichtung zu ermöglichen. Sobald der Schmelzpunkt des Niedertemperaturlots erreicht ist, trennt ein federbelasteter Trennmechanismus die thermisch überwachte Überspannungsschutzkomponente von der Versorgungsspannung.

Metalloxidvaristoren (MOVs) werden häufig zwischen Leitern mit unterschiedlichen Potentialen eingesetzt - z. B. in Stromkreisen mit Magnetventilen. Bild 2 zeigt einen einstufigen SPD mit einem thermisch überwachten MOV.

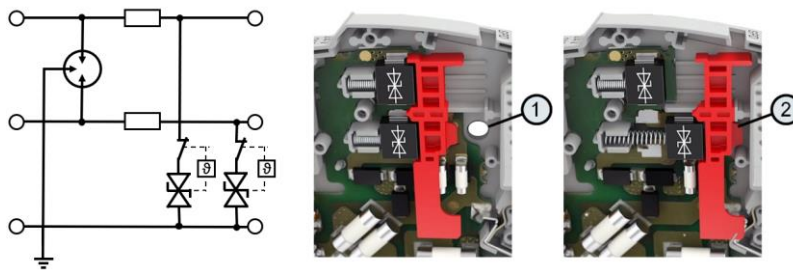


**Bild 2:** Einstufiges SPD mit einem thermisch überwachten Metalloxidvaristor (MOV); thermischer Trennvorrichtung mit Flachfeder; lokaler Statusanzeige; sowie optionaler Fernmeldung

Suppressordioden (TVSD) werden hauptsächlich in SPDs für Anwendungen mit Kleinspannung (ELV) eingesetzt. TVSDs eignen sich aufgrund ihrer relativ geringen Streukapazität für Anwendungen mit hochfrequenten Signalen. Die Stoßstromtragfähigkeit von TVSDs ist jedoch geringer als die von vergleichbaren Metalloxidvaristoren. Bild 3 zeigt das Schaltbild (links) sowie den mechanischen Aufbau eines zweistufigen SPD mit thermisch überwachten Suppressordioden (rechts).

Sobald eine der Dioden unzulässig erwärmt wird, wird sie vom Stromkreis getrennt. Während des Abtrennvorganges werden die Suppressordiode und der Abtrennschieber entlang der Oberfläche der Leiterplatte nach rechts verschoben. Erreicht der Abtrennschieber seine Endposition wird dies auf der Oberseite des SPD mit Hilfe einer roten Statusanzeige angezeigt. Zeitgleich wird eine seitliche Öffnung verschlossen. Hierdurch wird ein optional eingesetzter Infrarot-Lichtstrahl unterbrochen, der zur Überwachung mehrerer nebeneinander angeordneter Überspannungsschutzgeräte eingesetzt werden kann.



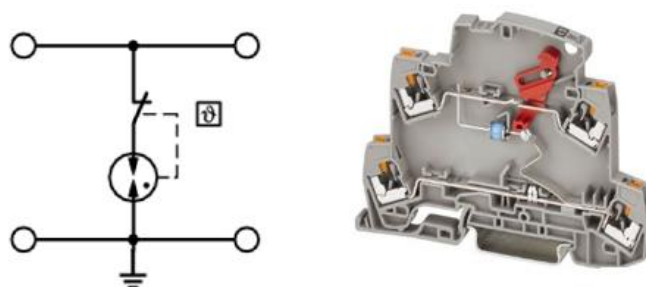


**Bild 3:** Zweistufiges SPD mit thermisch überwachten Suppressordioden (TVSD), thermischer Abtrennvorrichtung mit Druckfeder, lokaler Statusanzeige sowie optionaler optischer Fernmeldung;  
 (1) voll funktionsfähig, eine Lichtschranke kann durch das Modul hindurchscheinen; (2) abgetrennter unterer TVSD, der rote Schieber verschließt die Öffnung für die optische Signalisierung, sodass ein Infrarot-Lichtstrahl unterbrochen wird.

Für die Überwachung mehrerer auf einer Hutschiene installierter SPDs (gleichen Funktionsprinzips) können separate Lichtschrankenmodule verwendet werden. Eine solche Lichtschranke besteht aus einem LED-Sendemodul und einem LED-Empfängermodul. Voll funktionsfähige SPDs blockieren den Infrarot-Lichtstrahl zwischen Sender und Empfängermodul nicht. Ein geschädigtes SPD mit abgetrennter TVSD, bei dem der rote Schieber in seine Endposition geschoben wurde, verschließt die seitliche Öffnung und unterbricht den Lichtstrahl zwischen Sender- und Empfängermodul. Detektiert das Empfängermodul die Unterbrechung des Lichtstrahls, so wird dies durch eine rote LED auf dem Empfängermodul signalisiert und der integrierte Fernmeldekontakt schaltet.

Gasgefüllte Überspannungsableiter (ÜsAgs, GDTs) werden hauptsächlich zwischen Leitern mit sehr geringen Spannungsdifferenzen oder zwischen verschiedenen geerdeten Leitern eingesetzt, die im Wesentlichen auf dem gleichen Spannungsniveau liegen. Aufgrund der relativ niedrigen Lichtbogenbrennspannung von ÜsAgs und des relativ geringen Folgestrom-Löschvermögens ist es nicht zulässig, ÜsAgs zwischen solchen Leitern zu installieren, bei denen der prospektive Kurzschlussstrom höher ist als das Netzfolgestrom-Löschvermögen des jeweiligen ÜsAgs.

Das Stoßstromtragvermögen von ÜsAgs ist im Regelfall wesentlich höher als das Stoßstromtragvermögen von TVSDs oder MOVs vergleichbarer Größe.

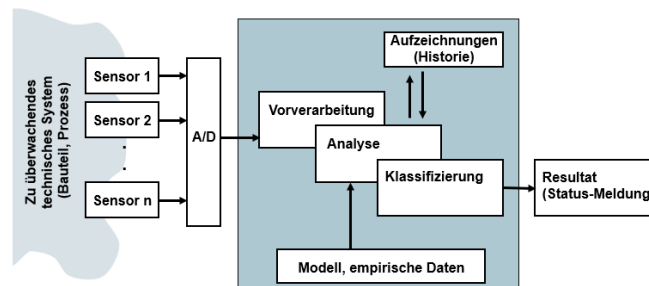


**Bild 4:** Einstufiges SPD mit einem thermisch überwachten GDT; thermischer Trennvorrichtung mit Flachfeder; lokaler Statusanzeige; sowie optionaler optischer Fernmeldung

## 4 Intelligente Überwachung von Überspannungsschutzgeräten

Beim Einsatz von SPDs in Telekommunikations- und signalverarbeitenden Netzwerken ist es im normalen Betrieb nicht möglich, eine elektrische Prüfung der integrierten Überspannungsschutzkomponenten durchzuführen. Um trotzdem eine "Online-Überwachung" von SPDs zu ermöglichen, bieten sich "indirekte"- Methoden zur Bewertung der Funktionsfähigkeit an.

Mikrocontroller-basierte Smart-SPDs sind in der Lage, Stoßströme zu detektieren, Leckströme zu messen und so potentiell auftretende Fehlfunktionen eines SPDs frühzeitig zu detektieren. Bild 5 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen SPDs. Die Auswertung der Sensordaten basiert auf einem Datenmodell zum Alterungsverhalten und auf empirischen Daten der einzelnen Überspannungs-Schutzkomponenten.



**Bild 5:** Struktur eines Smart SPD mit Mikrocontroller-basierter Auswertung

Die "Online-Überwachung" von Suppressordioden wird durch das Einfügen einer zweiten, in Reihe geschalteten, TVSD möglich. Bild 6 zeigt beispielhaft eine Überwachungsschaltung mit parallelem Sensorkreis (2), bestehend aus bidirektionalem Optokoppler und Anbindung an einen Mikrocontroller sowie einen thermisch aktivierten Kurzschlussmechanismus (1). Basierend auf einem Datenmodell der verwendeten Suppressordiode sowie empirischen Messdaten wird das Schalten des Optokopplers ausgewertet. Auf diese Weise lassen sich im normalen Betrieb des SPDs die folgenden Daten ermitteln:

- Anzahl der Ableitvorgänge der TVSD
- Dauer des Stoßstromes
- Detektieren eines Leckstromes
- Abtrennung der TVSD aufgrund einer thermischen Überlastung



**Bild 6:** TVSD mit Auswerteschaltung (links Schaltbild, rechts Platine); (1) TVSD mit thermisch aktiviertem Kurzschlussmechanismus; (2) Optokoppler; (3) TVSD für Auswertung; (4) Mikrocontroller-basierte Auswertung

Gasgefüllte Überspannungsableiter bestehen aus den elektrischen Anschlüssen - Elektroden genannt - und einem teilweise lichtdurchlässigen Keramikgehäuse. Im Moment des Ableitvorganges entsteht ein Lichtbogen innerhalb des ÜsAg, und dieser Lichtbogen bleibt bis zum Ende des Ableitvorganges bestehen. Hierbei wird auch Licht im Bereich des sichtbaren Lichtes ausgesandt. Dieses sichtbare Licht kann mit Hilfe eines Fototransistors, der in der Nähe des ÜsAg platziert ist, erfasst werden. Die Helligkeit und die Dauer des emittierten Lichts hängen von der Amplitude, der Wellenform und der Ladung des Stoßstroms ab.

Basierend auf einem Datenmodell zum Alterungsverhalten und auf Grundlage von empirischen Daten wird ein von einem ÜsAg abgegebener Lichtimpuls durch einen im Überspannungsschutz integrierten Mikroprozessor analysiert. Die Anzahl der Ableitvorgänge, denen der ÜsAg ausgesetzt ist, wird netzausfallsicher im SPD gespeichert.

Zusätzlich sind die ÜsAg mit einem thermisch aktivierten Kurzschlussmechanismus ausgestattet, welcher bei einer unzulässig hohen Bauteiltemperatur die Anschlüsse des ÜsAg kurzschließt. Eine solche unzulässig hohe Temperatur kann z. B. durch unbeabsichtigten Anschluss an eine zu hohe Systemspannung oder durch den Betrieb in Systemen mit Kurzschlussströmen oberhalb des zulässigen Bereiches entstehen. Der thermisch aktivierte Kurzschlussmechanismus ist so dimensioniert, dass er den Nennstrom, für den das jeweilige SPD ausgelegt ist dauerhaft tragen kann. Das folgende Bild 7 zeigt sowohl den Schaltplan (links) als auch eine Umsetzung (rechts) zu einer möglichen "Online-Überwachung" von ÜsAg zur Verwendung in Telekommunikations- und signalverarbeitenden Netzwerken.



**Bild 7:** ÜsAg mit Auswerteschaltung (links Schaltbild, rechts Platine); (1) ÜsAg mit thermisch aktiviertem Kurzschlussmechanismus; (2) Phototransistor; (3) Mikrocontroller-basierte Auswertung

## 5 Elektrische Prüfung von Überspannungsschutzgeräten

Eine umfassende elektrische Prüfung von Überspannungsschutzgeräten, zum Schutz von Telekommunikations- und signalverarbeitenden Netzwerken, ist im normalen Betrieb nicht möglich. Für eine elektrische "Offline-Prüfung" müssen die SPDs vom jeweiligen Netzwerk getrennt werden. Um trotzdem eine einfache und komfortable Prüfung zu ermöglichen, sind am Markt zweiteilige Überspannungsschutzgeräte üblich. Sie bestehen aus einem Basiselement und einem Schutzstecker. Der Schutzstecker enthält die Überspannungs-Schutzkomponenten.

Um eine hohe Anlagenverfügbarkeit zu gewährleisten, müssen Anlagenbetreiber Blitzschutzanlagen regelmäßig überprüfen und warten. Dies wird z. B. von Aufsichtsbehörden, Versicherungen oder Berufsverbänden gefordert. Für die fachgerechte Prüfung von Blitzschutzanlagen sind Fachkenntnisse erforderlich. Aus diesem Grund muss diese Prüfung

von einer Blitzschutzfachkraft durchgeführt werden. Zu dieser Prüfung gehört auch die Inspektion der vorhandenen Überspannungsschutzgeräte.

Bei einer Sichtprüfung ist es jedoch nicht möglich, den Zustand eines SPD richtig und vollständig zu beurteilen. Eine korrekte und vollständige Beurteilung ist nur möglich, wenn elektrische Prüfungen nach den Vorgaben des Herstellers und mit von ihm zur Verfügung gestellten Geräten durchgeführt werden.

Hersteller von Überspannungsschutzgeräten bewerten u. A. die folgenden technischen Eigenschaften, wenn es um die Beurteilung des "Gesundheitszustandes" von Überspannungsschutzkomponenten geht:

- Spannungsfall bei einem Strom von 1 mA (bei spannungsbegrenzenden Komponenten)
- Zündspannung (bei spannungsschaltenden Komponenten)

Nun sind die am Markt verfügbaren Smart-SPDs mit Überwachungsfunktionen ausgestattet, die z. B. Ableitströme, die Anzahl der Überspannungsimpulse, Übertemperatur sowie den Zustand der Schaltvorrichtung erkennen können. Aber auch diese Smart-SPDs sind weder in der Lage, den Spannungsfall bei einem Strom von 1 mA zu bestimmen, noch sind sie in der Lage, Zündspannungen zu messen. Diese technischen Parameter von Überspannungsschutzkomponenten können nur bestimmt werden, wenn das jeweilige Überspannungsschutzgerät von dem jeweiligen zu schützenden Stromkreis getrennt ist.

Für die Bestimmung des Spannungsfalls bei einem Strom von 1 mA oder für die Messung der Zündspannung wird ein geeignetes Hochspannungsprüfgerät benötigt. Das Niveau der für die Prüfungen erforderlichen Prüfspannungen kann das Spannungsniveau von Kleinspannung deutlich übersteigen. Bei der Prüfung von Niederspannungs-SPDs werden Prüfspannungen von bis zu 2000 V (DC) benötigt. Bei der Auswahl eines geeigneten SPD-Prüfgerätes ist es daher wichtig, ein Gerät zu wählen, das nicht nur für den Einsatz im Labor, sondern auch vor Ort ausgelegt ist und Prüfung von Überspannungsschutzgeräten und -komponenten ermöglicht.

Während der elektrischen Prüfung wird die Prüfspannung so gewählt, dass das SPD teilweise leitfähig wird. Die Messwerte werden mit Referenzwerten verglichen. Für die Komponenten von Überspannungsschutzgeräten sind Toleranzbänder festgelegt. Solange ein Messwert im Toleranzband bleibt, kann davon ausgegangen werden, dass die jeweilige Überspannungsschutzkomponente noch voll funktionsfähig ist. Die technischen Eigenschaften von Überspannungsschutz-Komponenten können sich während der Lebensdauer von Überspannungsschutzgeräten verschlechtern. Sind die gemessenen Werte am Rand des jeweils zulässigen Toleranzbandes eines Überspannungsschutzgerätes, so ist dies ein Hinweis auf eine Vorschädigung einer Überspannungs-Schutzkomponente. Die Erkennung von vorgealterten oder vorgeschädigten Komponenten ermöglicht einen Austausch im Rahmen vorbeugender Wartung, noch bevor die Komponente oder das Gerät tatsächlich das Ende seiner Lebensdauer erreicht.

Um SPDs einfach und sicher testen zu können, wird empfohlen, steckbare SPDs zu verwenden. Bild 8 zeigt ein vollautomatisches Hochspannungsprüfgerät, das eine umfassende Prüfung von steckbaren Überspannungsschutzgeräten im Labor und vor Ort ermöglicht. Die Messergebnisse werden automatisch ausgewertet und netzausfallsicher im

Prüfgerät gespeichert. Vorgealterte und vorgeschädigte SPDs werden erkannt, und es wird empfohlen, diese zeitnah zu ersetzen. Zur Dokumentation können die Prüfergebnisse sowie kundenspezifische Bezeichnungen und Beschreibungen auf einen PC übertragen werden. Dies geschieht über eine USB-Schnittstelle und einen USB-Stick.



**Bild 8:** Vollautomatisches Prüfgerät zur sicheren elektrischen Prüfung von steckbaren SPDs

## 6 Cloud-basiertes Monitoring von Smart SPDs

Am Markt verfügbare SPDs sind meistens mit relativ einfachen Überwachungsfunktionen ausgestattet. Darüber hinaus gibt es mehr oder weniger intelligente Schaltungen für die "indirekte" Überwachung von SPDs. Nur sehr wenige am Markt verfügbare SPDs sind mit einem Mikrocontroller zur intelligenten Auswertung des "Gesundheitszustandes" des SPDs ausgestattet. In SPDs integrierte Mikrocontroller können z. B. für folgende Aufgaben eingesetzt werden:

- Zählen von Überspannungsimpulsen und versehen mit Zeit- sowie Datumstempel
- Bestimmung der technischen Parameter: Amplitude, Dauer, Wellenform, Ladung, spezifische Energie, Verschleiß, etc.

Bei heute üblichen SPDs verbleibt der größte Teil der gesammelten Informationen im jeweiligen SPD, da häufig nur einfache Status-Fernmeldungen verwendet werden, die lediglich binäre Informationen für übergeordnete Steuerungen zur Verfügung stellen.

Zu den beliebtesten Schlagworten der heutigen Zeit gehören die Begriffe "Industry 4.0" und "Cloud". In Zukunft werden wir voraussichtlich immer mehr Industrieprodukte sehen, die mit Mikrocontrollern ausgestattet sind und die in der Lage sein werden, mit übergeordneten Steuerungen und mit Cloud-Systemen zu kommunizieren. Diese Art der Integration von „Smarten“ Geräten in Netzwerke wird oft als "Internet der Dinge" (IoT) bezeichnet. Internet der Dinge bedeutet, dass jedes "Objekt" eindeutig identifizierbar ist und industrielle Netzwerke oder sogar bestehende Infrastrukturen nutzen kann.

Bisher werden die Fernmeldekontakte von Überspannungsschutzgeräten nur an digitale Eingangsschaltungen von Steuerungen oder an andere Alarmsysteme angeschlossen. Das bedeutet, dass die zusätzlichen wertvollen Daten und Informationen, die in Smart-SPDs gesammelt werden, in übergeordneten Netzwerken nicht verfügbar sind. In Zukunft ist es sehr wahrscheinlich, dass viele der Sensoren, Aktoren, Steuerungen und anderen Industrieanlagen ebenfalls Teil des Internet der Dinge sein werden und direkt mit einer „Datenwolke“ verbunden werden.

Daher scheint es in Zukunft sehr sinnvoll zu sein, auch Smart-SPDs mit Mikroprozessoren zu haben - die mit anderen Geräten im Internet der Dinge und mit Cloud-basierten Diensten kommunizieren können. Dies ermöglicht eine anspruchsvolle Cloud-basierte Überwachung von Smart SPDs.

## 7 Zusammenfassung

Für einen sicheren und zuverlässigen Betrieb von Überspannungsschutzgeräten sind die folgend aufgeführten Punkte von großer Bedeutung:

- Sicheres Verhalten bei Überlastung - durch leistungsfähige thermische Abtrennvorrichtungen
- Intelligente Überwachungsfunktionen - für die "Online-Überwachung".
- Möglichkeit zur umfassenden elektrischen Prüfung - bei Trennung vom Netz mit anschließendem „Offline-Test“

Die Integration der nächsten Generation von Smart SPDs in das Internet der Dinge (IoT) kann dazu beitragen, den Betrieb und die Wartung von SPDs erheblich zu erleichtern. Die Cloud-basierte Verarbeitung von Daten aus Smart-SPDs kann dazu beitragen, ein „Frühwarnsystem“ für unerwünschte Überspannungen im Stromnetz sowie in Telekommunikations- und Signalverarbeitenden Netzwerken zu schaffen.

## Literatur

- [1] IEC 61643-11:2011 “ Überspannungsschutzgeräte für Niederspannung – Teil 11: Überspannungsschutzgeräte für den Einsatz in Niederspannungsanlagen – Anforderungen und Prüfungen ”, 2011.
- [2] IEC 61643-21:2000 + Corrigendum 2001 + A1:2008, mod. + A2:2012: “Überspannungsschutzgeräte für Niederspannung – Teil 21: Überspannungsschutzgeräte für den Einsatz in Telekommunikations- und signalverarbeitenden Netzwerken – Leistungsanforderungen und Prüfverfahren “, 2012.
- [3] IEC 62305-3:2010 „Blitzschutz – Teil 3: Schutz von baulichen Anlagen und Personen“, 2010
- [4] Gernot Finis, Steffen Pförtner, Thomas Meyer, Andrei Siegel: Überlastschutz und Methoden der Zustandsüberwachung für Überspannungsschutzgeräte für den Schutz von Systemen der Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik, EMV, Düsseldorf, Deutschland, Februar 2012
- [5] G. Finis, S. Pförtner, M. Wetter: Safety-Related Functions and Status Indication for Surge Protective Devices for the Use in MCR Applications. 2017 Asia-Pacific International Conference on Lightning (APL 2017), Krabi, Thailand, Mai 2017.

---

# Analyse komplexer Systeme II





# Charakterisierung der Einflussfaktoren von einem Nahfeld Antennen Test zur EMV-Absicherung von KFZ Kommunikationssystemen

M. Sc. Emanuel Panholzer, Daimler AG Sindelfingen, Deutschland

Dr.-Ing. Martin Aidam, Daimler AG Sindelfingen, Deutschland

Dr.-Ing. Walter Franz, Daimler AG Sindelfingen, Deutschland

Dr.-Ing. Simon Senega, Universität der Bundeswehr München, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Stefan Lindenmeier, Universität der Bundeswehr München, Deutschland

## 1 Abstract

In der Automobilindustrie führt die Verwendung von immer hochbitratigeren Bus- und Kommunikationssystemen bei gleichzeitig steigender Packungsdichte der elektrischen Komponenten im Fahrzeug zu einer Nahfeldverkopplung von elektrischen Systemen. Um diese Verkopplung bereits auf der Komponenten- bzw. Systemebene abzusichern, wird ein Tischaufbau nach der Nahfeld-Antennen Testmethode (NFA-Test) konstruiert (firmeninterne Norm). In dieser Arbeit werden bestimmte geometrische Einflussfaktoren des Tischaufbaus auf die Messergebnisse der NFA-Messung untersucht. Die Messungen erfolgen mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (VNA). Für die Verifizierung der Messergebnisse wird eine 3D Simulation basierend auf der Momentenmethode (MoM) durchgeführt. Abschließend wird repräsentativ eine ermittelte Abhängigkeit mit Hilfe einer Emissionsmessung unter Anwendung eines Automotive Ethernet Steuergerätes für einen Anwendungsfall herangezogen. Diese Emissionsmessung wird mit einem Spektrumanalysator durchgeführt.

## 2 Einführung

Die EMV-Absicherung von elektrischen Komponenten bezüglich der Störemission zu den fahrzeugeigenen Antennen erfolgt auf Komponentenebene gemäß CISPR 25 [1] mit dem Radiated Emission (RE) Test. Für diesen Testaufbau ist der Abstand von der Antenne und dem Leitungssatz mit 1 m standardisiert. Dieser Abstand ist unter Umständen zu groß, um auftretende Nahfeldkoppelmechanismen im KFZ nachzubilden. Demzufolge wurde in der firmeninternen Norm ein Nahfeld Antennen (NFA) Test eingeführt, welcher in [2] vorgestellt und für die Absicherung von einem Ethernet Kommunikationssystem angewendet wurde. Der NFA-Test weist im Vergleich zu dem RE-Test aufgrund der räumlichen Nähe eine signifikantere Verkopplung zwischen dem Leitungssatz und der Antenne auf. Das ist die Voraussetzung für die in [3] vorgestellte Korrelationsmethodik zwischen der Komponenten- und Fahrzeugebene.

Die Charakterisierung der Verkopplung zwischen einem Leitungssatz und einer Antenne erfolgt mit den S-Parametern, welche messtechnisch mittels eines VNA ermittelt werden können. Diese Bestimmung der Transferfunktion für die Absicherung der Störemission im KFZ wurde zum ersten Mal in [4] angewendet. Als Erweiterung dieser Methode wurde die Anpassung der Messtechnik für die Anwendung auf differentielle Bus-/Kommunikationssystemen in [2] und [3] durchgeführt.

Diese Publikation untersucht darauf aufbauend nun im Detail die geometrischen Einflussparameter bezüglich der Verkopplung einer verdrehten Zweidrahtleitung und einer dazu parallel und in unmittelbarer Nähe (Nahfeld) angebrachten Antenne auf Komponentenebene. Um die Untersuchungen von den geometrischen Einflussfaktoren durchführen zu können, wird der in [2] vorgestellte Testaufbau entsprechend erweitert. Mit dieser Erweiterung wird die Leitungs- und Antennenlänge, die Höhe dieser beiden Komponenten über der Massefläche, sowie der Abstand zwischen der Antenne und der Leitung variiert. Weiterhin wird eine Längsverschiebung dieser Komponenten betrachtet.

Zu Beginn wird der als Referenztestaufbau bezeichnete Setup vorgestellt und verifiziert. Darauffolgend werden die Variationen erläutert und durchgeführt und mit dem VNA vermessen, sowie deren Auswirkungen auf die Transferfunktion überprüft. In dem letzten Abschnitt folgt abschließend die Anwendung einer Variation (Leitung-Antennen Abstand) unter Verwendung von einem Automotive Ethernet Steuergerät (100BASE-T1).

### 3 Testaufbau Charakterisierung und Grundlagen

Der Komponententestaufbau soll die elektromagnetische Verkopplung zwischen einer ungeschirmten, verdrehten Zweidrahtleitung (UTP-Leitung: unshielded twisted pair Leitung) und der fahrzeugeigenen Antenne (lokalisiert in der Windschutzscheibe) bereits auf Komponentenebene absichern. Eine Worst Case Situation im KFZ stellt somit eine Leitungsverlegung entlang der A-Säule, bzw. ein Kabelrouting entlang dem Cockpit dar. Diese Verlegungen sind für Vernetzungen der SMPC (Stereo Multi Purpose Camera; A-Säulen Verlegung), oder des Displays (Cockpit Verlegung) realistisch. Mit diesem Wissen kann der Referenztestaufbau definiert werden. Realistisch ist hier ein Abstand von 5 cm zwischen dem Leitungssatz und der Antenne. Weiterhin ist ein Abstand von der Leitung und der Antenne zu der Massefläche (Karosserie im KFZ) von 5 cm zu betrachten. Die Antennenlänge für Frequenzen ab 30 MHz und den FM-Frequenzbereich beträgt 1 m. Für die realistischen Verlegungen im Fahrzeug beträgt die Leitungslänge ca. 3,5 m (Leitungstyp: Dacar 547-D von Leoni), welche somit auch für diesen Komponententestaufbau verwendet wird. Der definierte Hardware Testaufbau und das entsprechende Simulationsmodell sind in Abbildung 1 dargestellt.

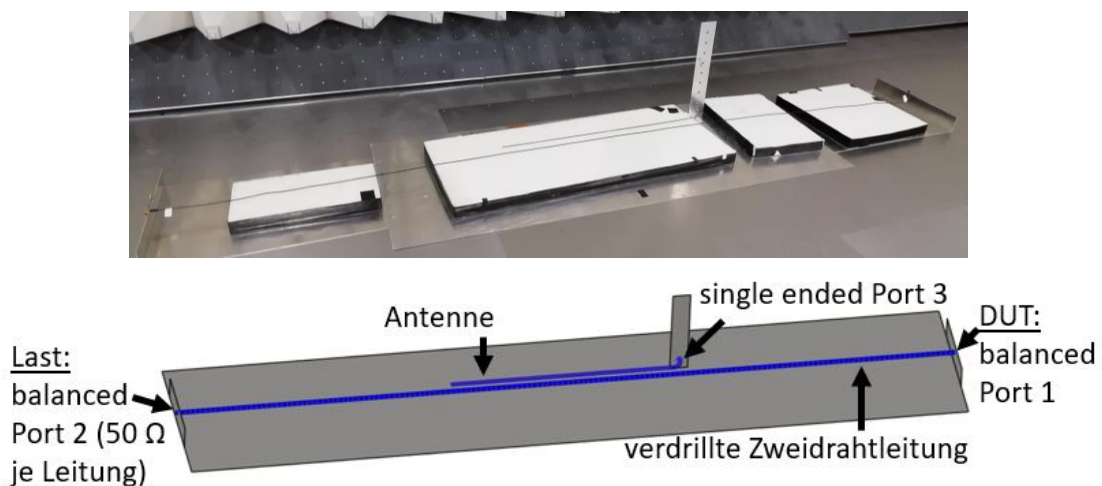


Abbildung 1: Hardware Testaufbau (oben) und Simulationsmodell mit Portbezeichnungen (unten)

Die Signale von einem differentiellen Kommunikationssystem erzeugen jeweils am Eingang (DUT, modaler Port 1) und Ausgang (Last, modaler Port 2) der UTP-Leitung ein Gleich- und Gegentaktsignal an den mixed mode (kurz: modalen) Ports. Das von diesen Signalen induzierte Störsignal kann am Fußpunkt der Antenne gemessen werden, welches als single ended Port (3) bezeichnet wird. Die Ursache für die Störemission an der Antenne, ist in der Regel ein Gleichtaktsignal auf dem Leitungssatz. Ausnahmen sind beispielsweise Nahfeldverkopplungen des Gegentaktsignals bei Entdrillungen in unmittelbarer Nähe der Antenne, welche in dieser Arbeit nicht genauer betrachtet werden. Demzufolge ist der zu untersuchende S-Parameter  $\underline{S}_{SC31}$ . Dieser Parameter stellt die Verkopplung von eines Gleichtaktsignals (C) am modalen Port 1 (DUT Position) zu dem single ended (S) Port 3 (Antennenfußpunkt) dar. Der S-Parameter wird im Folgenden als Transferfunktion bezeichnet. Der VNA vermisst die nodalen S-Parameter ( $\underline{S}_{31n}$  und  $\underline{S}_{32n}$ ) von den einzelnen Leitungen der UTP-Leitung (1n, 2n) und der Antenne (3). Anschließend

kann durch Berechnung der modale S-Parameter ( $\underline{S}_{SC31}$ ; 1 bezeichnet den modalen Port 1 im Gegensatz zu den nodalen Ports 1n und 2n) ermittelt werden. Die Berechnung von dem modalen S-Parameter auf Basis der nodalen S-Parameter erfolgt mit:

$$\underline{S}_{SC31} = \frac{1}{2} (\underline{S}_{31n} + \underline{S}_{32n}) \quad (1)$$

Aufgrund der relativ engen Verdrillung (Verdrillungsabstand der Leitungen von 1,7 mm gemäß Datenblatt) im Gegensatz zu dem Abstand der Leitung und der Antenne (5 cm), wird  $\underline{S}_{31n} \approx \underline{S}_{32n}$  angenommen. In der nachfolgenden Abbildung 2 sind die Messergebnisse der nodalen ( $\underline{S}_{31n}$  und  $\underline{S}_{32n}$ ) und dem modalen S-Parameter ( $\underline{S}_{SC31}$ ) dargestellt. Die Verifizierung der Messung erfolgt durch den Vergleich zum simulierten Ergebnis (Simulationsmodell gemäß Abb. 1) für den S-Parameter  $\underline{S}_{31n}$ . Für die Erläuterung der Verkopplung ist die Ladungsverteilung für drei Frequenzpunkte der Simulation visualisiert.

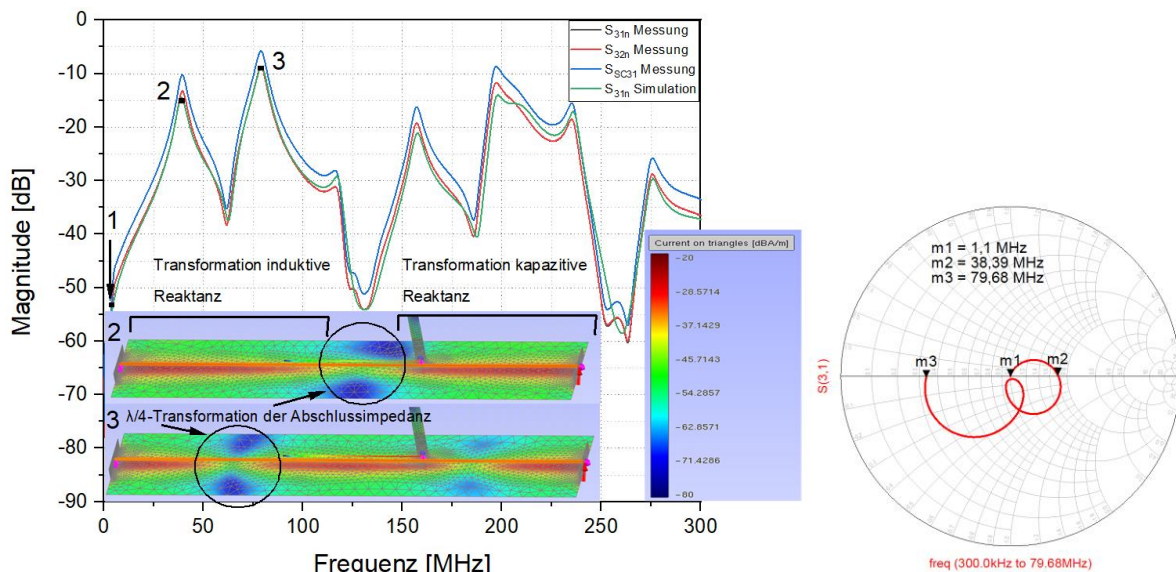


Abbildung 2: Mess- und Simulationsergebnis mit der Ladungsverteilung (links) und dem Smith Chart (rechts) bei 1,1 MHz (m1), 38 MHz (2) und 79 MHz (3)

Die Anschlussimpedanz am VNA, sowie die gewählten SMA Terminierungen an der Last (vergleiche Abb. 1) betragen jeweils 50 Ohm (je Leitung). Als Wellenwiderstand der Leitung über der Massefläche wurde in [3] ein Wert von 289  $\Omega$  gemessen. Mit diesen Portimpedanzen und Wellenwiderstand kann sich eine stehende Welle auf dem Testaufbau ausbilden (frequenzabhängig). Die Grundschiwingung ist für eine Länge (3,5 m) von  $\lambda/2$  gegeben. Mit dem Dielektrikum der Leitung ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit (Gleichtaktsignal)  $v = 2,84 \cdot 10^8$  m/s [3]. Die Resonanzfrequenz berechnet sich mit:

$$f = \frac{v}{\lambda} \quad (2)$$

Es ergibt sich eine berechnete Resonanzfrequenz von 40,6 MHz und den ganzzahligen vielfachen dieser Frequenz. Der gemessene Wert beträgt ca. 38,8 MHz. Diese Abweichung ist unter anderem auf die Verdrillung von der Leitung zurückzuführen. Die Länge der Einzelleitungen ist geringfügig größer als die Länge der verdrillten Leitung (ca. 2 %). Als Erläuterung für das Resonanzverhalten wird die Leitungstransformation herangezogen. Unter der Annahme einer verlustlosen Leitung, wird die Leitungstransformation der Abschlussimpedanz auf dem Testaufbau mit folgender Formel 3 berechnet:

$$\underline{Z}_e = Z_L \frac{\underline{Z}_a \cos(\beta l) + j Z_L \sin(\beta l)}{j \underline{Z}_a \sin(\beta l) + Z_L \cos(\beta l)} = Z_L \frac{\underline{Z}_a + j Z_L \tan(\beta l)}{j \underline{Z}_a \tan(\beta l) + Z_L} \quad (3)$$

Der Koeffizient  $\beta l$  entspricht hierbei der elektrischen Länge der Leitung.  $Z_e$  ist die Eingangsimpedanz der Leitung.  $Z_a$  ist die Abschlussimpedanz, welche hier reell ist (50  $\Omega$ ).  $Z_L$  entspricht dem Leitungswellenwiderstand der Leitung über der Massefläche. Wird vereinfacht nur eine Leitung des Leitungssatzes betrachtet (Annahme  $\underline{S}_{31n} \approx \underline{S}_{32n}$ ), kann dessen Wellenwiderstand wie folgt bestimmt werden:

$$Z_L \approx 60 \cdot \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad (4)$$

Mit einem Leitungsradius von  $r = 0,475$  mm (gemäß Datenblatt Dacar 547-D von Leoni) und einer Leitungshöhe von  $h = 5$  cm über der Massefläche, ergibt sich ein Wert von 321  $\Omega$ . Dieser Wert kann nun in der Gleichung 3 verwendet werden. Gemäß der Formel zeigt sich eine Transformation von einer induktiven Reaktanz im Bereich von 0 bis  $\pi/2$  der elektrischen Länge. Bei der Resonanzfrequenz von 40,6 MHz wird dementsprechend bis zu der Mitte des Testaufbaus eine induktive und ab der Mitte eine kapazitive Reaktanz transformiert (siehe Abb. 2). Die transformierte Reaktanz im Bereich der Antenne bestimmt das Koppelverhalten. Das ist mit den Ladungsverteilungen in Abb. 2 visualisiert. Hier wird das Resonanzverhalten des Testaufbaus visualisiert, wobei in einem Abstand von  $\lambda/4$  (und den ganzzahligen Vielfachen) bei einer bestimmten Frequenz eine geringe Ladungsverteilung zu erkennen ist (Knotenpunkt). Die Verkopplung ist ebenso mit dem Smith-Chart in Abb. 2 verdeutlicht, wobei der Verlauf der Reaktanz von dem S-Parameter  $\underline{S}_{31n}$  dargestellt ist. Es wird die induktive Verkopplung (positive Werte der Reaktanz) für niedrige Frequenzen (Marker m1 bis m2) und die kapazitive Verkopplung (negative Werte der Reaktanz) für höhere Frequenzen (Marker m2 und m3) dargestellt.

Diesem Resonanzverhalten der Leitung, ist das Empfangsverhalten der Antenne (Gesamtlänge mit Anschluss ca. 1,06 m) überlagert. Wird diese als offene Leitung betrachtet, kann die Eingangsimpedanz der Antenne mit

$$Z_e = \frac{Z_L}{j \tan(\beta l)} \quad (5)$$

ermittelt werden. Hierbei entspricht  $\beta l$  der elektrischen Länge der Antenne. Für die Berechnung des Leitungswellenwiderstands der Antenne ( $Z_L$ ) kann erneut Gleichung 4 angewendet werden, wobei ein Antennenradius von  $r = 2$  mm zu berücksichtigen ist. Der berechnete Wert ergibt sich zu 235  $\Omega$ . Die Antenne zeigt somit für eine elektrische Länge von 0 bis  $\pi/2$  eine kapazitive und von  $\pi/2$  bis  $\pi$  eine induktive Reaktanz. Somit wird bei einer Frequenz entsprechend der Länge von  $\lambda/2$  das offene Ende der Monopolantenne zu dem Antennenfußpunkt transformiert. Das hat eine geringe Verkopplung von dem Leitungssatz und der Antenne zur Folge, welches durch die geringen Werte bei den Frequenzen von ca. 134 MHz und den ganzzahligen vielfachen dieser Frequenz (z.B. 268 MHz) dargestellt ist (Abb. 2, Transferfunktionen). Nach dieser Einführung, werden im Folgenden die geometrischen Variationen durchgeführt.

#### 4 Messungen Parametervariation

In diesem Kapitel werden zu Beginn die Grundlagen der Leitungsverkopplung für die Analyse der Messergebnisse dargestellt. Anschließend werden die einzelnen Einflussparameter vermessen und auf deren Auswirkung im Detail untersucht. Gemäß [5] werden die induktiven Leitungsbeläge von einer Leitung über einer ausgedehnten Massefläche wie folgt berechnet:

$$l_{ii} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \left[\frac{\text{H}}{\text{m}}\right] \quad \forall i = i \quad (6)$$

$$l_{ij} = \frac{\mu}{4\pi} \ln\left(1 + \frac{4h^2}{d^2}\right) \left[\frac{\text{H}}{\text{m}}\right] \quad \forall i \neq j \quad (7)$$

Wobei die Indizes  $i$  und  $j$  die Nummerierung der Leiter darstellt. Somit ist der Parameter  $l_{ii}$  und  $l_{ij}$  die Induktivität der Leitung über der Massefläche, bzw. die Induktivität zwischen den Leitern (Leitungssatz und Antenne). Die Ermittlung der Kapazitätsbeläge kann mit der Identität  $l = \mu \epsilon c^{-1}$  erfolgen (TEM-Welle). Für die Berechnung werden die Variablen  $h$  (Höhe der Leitung/Antenne über der Massefläche; 5 cm),  $r$  (Radius Leitung; 0,475 mm) und  $d$  (Distanz Leitung-Antenne; 5 cm) verwendet. Unter Betrachtung der Gleichungen 6 und 7 sind zwei der fünf anzuwendenden Variationsparameter ersichtlich. Es kann sowohl der Abstand  $d$  der Leitungen zu der Antenne, als auch die Höhe  $h$  der Leitung und der Antenne über der Massefläche variiert werden. Weiterhin folgen aus der Gleichung 3 und 5 zwei weitere Variationsparameter. Es werden hierzu die Längen (und somit die elektrische Länge) der Leitung und der Antenne verändert. Als letzter Einflussparameter wird die Position der Antenne entlang (parallel) dem Leitungssatz verschoben (in Richtung der Last). Im Folgenden werden diese Variationen für den Testaufbau durchgeführt und vermessen. Die Auswertung der Messergebnisse erfolgt unter Verwendung der bereits aufgeführten Gleichungen 3, 5, 6 und 7. Da die Berechnung der modalen S-Parameter gemäß Gleichung 1 eine Addition der single ended S-Parameter darstellt und weiterhin  $\underline{S}_{31n} \approx \underline{S}_{32n}$  gilt (rote und schwarze Transferfunktion in Abb. 2 fast identisch), wird für die Berechnung die verdrehte Leitung vereinfacht als eine Leitung betrachtet.

#### 4.1 Antennenabstand

Als erster Parameter wird der Abstand zwischen der Antenne und dem Leitungssatz untersucht. Dieser Parameter kann im realen Fahrzeug durch eine Wahl von einem weiter entfernten Verlegeweg des Leitungssatzes relativ zu der Antenne umgesetzt werden. Die Abstandsvariation erfolgt von 5 cm bis 30 cm in 5 cm Schritten. Die Messergebnisse von den modalen S-Parametern, sind in der folgenden Abbildung 3 dargestellt.

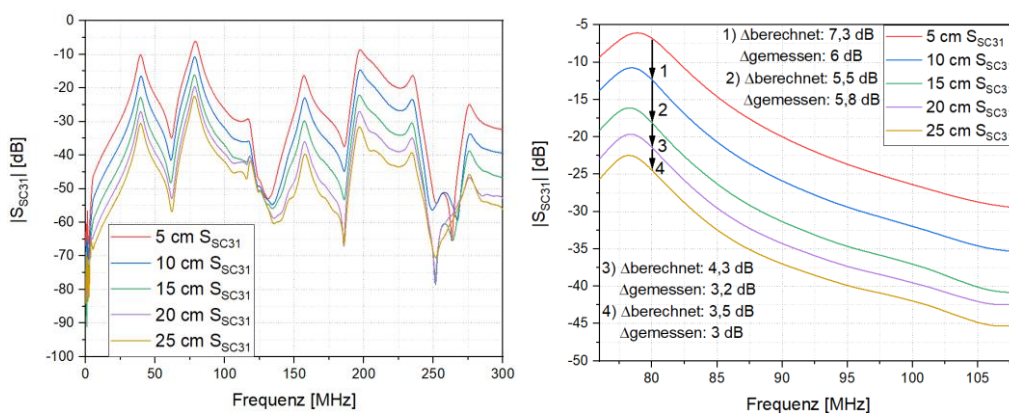


Abbildung 3: Variation Antennen-Leitungsabstand bis DAB- (links) und UKW- (rechts) Frequenzbereich

In der linken Abbildung ist der Frequenzbereich bis 300 MHz dargestellt. Für eine bessere Darstellung der Abhängigkeit, ist der UKW-Frequenzbereich (76 MHz - 108 MHz) vergrößert in der rechten Abbildung visualisiert. Wie auf Basis von Gleichung 7 erwartet (indirekte Proportionalität der Verkopplung und dem Abstand  $d$ ) ist über einen weiten Frequenzbereich eine geringere Verkopplung der Leitung und der Antenne mit steigenden Abstand gegeben. Die unterschiedliche Verkopplung in dB wird mit dem Verhältnis von den Koppellinduktivitäten berechnet (Formel 8).

$$20 \log \left( \frac{l_1}{l_2} \right) = 20 \log \left( \frac{\frac{\mu}{4\pi} \ln \left( 1 + \frac{4 h^2}{d_1^2} \right)}{\frac{\mu}{4\pi} \ln \left( 1 + \frac{4 h^2}{d_2^2} \right)} \right) = 20 \log \left( \frac{\ln \left( 1 + \frac{4 h^2}{d_1^2} \right)}{\ln \left( 1 + \frac{4 h^2}{d_2^2} \right)} \right) \text{ [dB]} \quad (8)$$

Unter Anwendung der Gleichung werden nun die entsprechenden Werte berechnet und mit den gemessenen Werten exemplarisch für eine Frequenz von 80 MHz verglichen (rechte Abbildung). Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den berechneten und den messtechnisch ermittelten Werten (max. Abweichung von 1,3 dB für einen Abstand von 5-10 cm). Diese Abhängigkeit kann somit für den Komponententestaufbau verwendet werden, um die Verkoppelung an die realen Gegebenheiten im KFZ anzupassen. Wird eine genauere Berechnung benötigt, müssen die unterschiedlichen Radien von der Antenne und der Leitung, das Dielektrikum der Leitung, sowie das gesamte vier Leiter System (anstelle des vereinfachten 3 Leiter System) berücksichtigt werden.

## 4.2 Testaufbauhöhe

Im Folgenden wird der zweite Parameter der Gleichung 7 variiert. Hierbei wird gleichzeitig die Höhe der Leitung und der Antenne über der Massefläche verändert. Die Höhe wird von 5 cm auf 25 cm in 5 cm Schritten erhöht. Für diesen Aufbau wurde eine Leitungslänge von 2 m und eine Antennenlänge von 1 m verwendet. Die kürzere Leitung wird Aufgrund von einem stabileren Testaufbau verwendet. Die vermessenen Ergebnisse sind in der folgenden Abbildung 4 dargestellt.

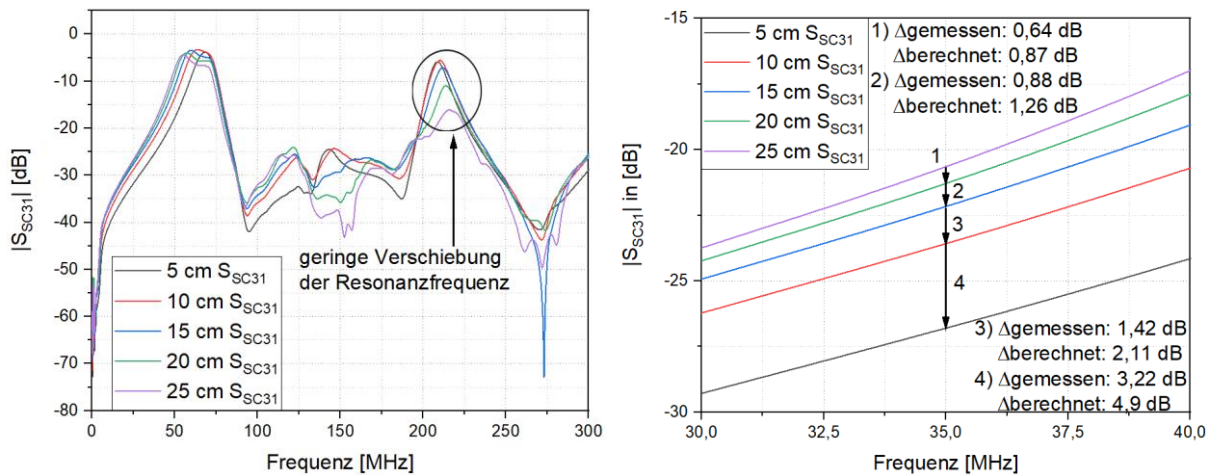


Abbildung 4: Variation Antennen-Leitungshöhe bis DAB- (links) und UKW- (rechts) Frequenzbereich

Wie gemäß Gleichung 7 zu erwarten ist (direkte Proportionalität der induktiven Verkoppelung und der Höhe von dem Testaufbau), steigt die Verkoppelung mit steigender Höhe der Leitung und der Antenne. Dies wird durch die gemessenen und theoretisch berechneten Werten in der rechten Abbildung gezeigt. Die Berechnung erfolgt analog zu Gleichung 8 mit veränderlicher Höhe ( $h_1$  und  $h_2$ ) anstelle von den Abständen ( $d_1$  und  $d_2$ ). Es zeigt sich erneut eine gute Übereinstimmung der gemessenen und berechneten Werte (maximale Abweichung von 1,68 dB für die Höhe von 5-10 cm). Für eine genauere Berechnung müssen erneut die unterschiedlichen Radien der Leitung und der Antenne, das Dielektrikum der Leitung, sowie das 4 Leiter System berücksichtigt werden. Weiterhin zeigt sich in der linken Abbildung über den großen Frequenzbereich eine geringe Verschiebung der Resonanzfrequenzen. Dies ist beispielsweise in dem eingekreisten Bereich ersichtlich. Je höher der Antennenaufbau platziert wird, desto geringer ist die Resonanzfrequenz. Aufgrund der höheren Platzierung von dem Leitungssatz steigt der Anteil an Luft (im Vergleich zu dem Dielektrikum des Leitungssatzes). Demzufolge steigt mit der Höhe des Leitungssatzes die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Gleichtaktsignals. Mit Hilfe einer Messung mit dem Time Domain Reflectometer (TDR) wurde die Ausbreitungsgeschwindigkeit und somit diese Aussage nachgeprüft und sichergestellt.

### 4.3 Leitungs- und Antennenlänge

Im Folgenden werden die Längen der Antenne und der Leitung variiert. Die Leitung wird von 2 m bis 5 m in 1 m Schritten verlängert (rechts). Die Antenne wird mit einer Länge von 1 m und 60 cm realisiert, wobei die Platzierung immer zentral im Leitungssatz (3,5 m) erfolgt (links). Die Messergebnisse sind in der Abbildung 5 dargestellt.

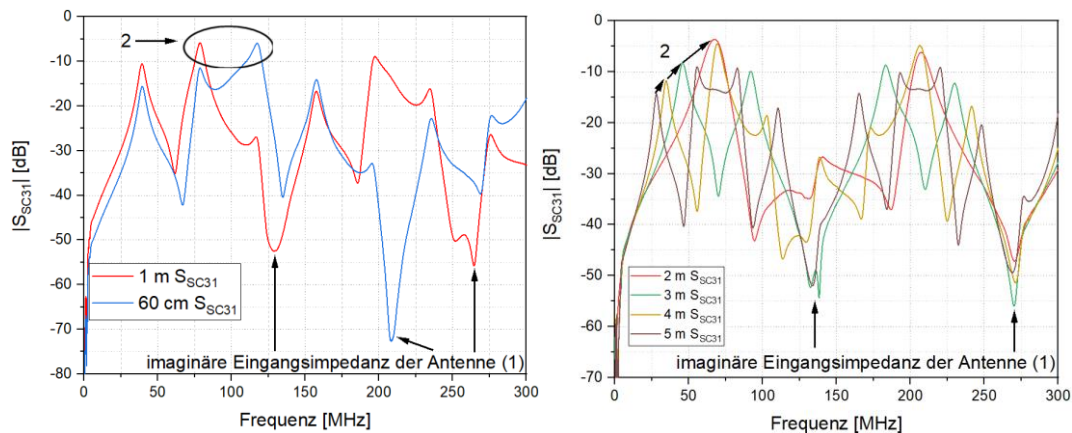


Abbildung 5: Variation der Antennen- (links) und Leitungslänge (rechts)

Gemäß der in Abschnitt 3 erläuterten Leitungstransformation der Antenne und der Leitung, können die Ergebnisse analysiert werden. Die Antenne (links) zeigt bei einer Länge von  $\lambda/2$  eine imaginäre Eingangsimpedanz (siehe Gleichung 5), wodurch nur eine geringe Überkopplung erfolgt (1, links). Die Monopolantenne besitzt jedoch bei einer elektrischen Länge von  $\lambda/4$  ein gutes Empfangsverhalten. Das ist an den hohen Werten für die Transferfunktion bis zu -5 dB bei den Frequenzen 75 MHz (1 m-Antenne) und 120 MHz (60 cm-Antenne) zu erkennen (2, links). Bei der Variation der Leitungslänge bleibt die geringe Überkopplung für die elektrische Länge von  $\lambda/2$  der Antenne gering (1, rechts). Mit der Verringerung der Leitungslänge, verschiebt sich die Resonanzfrequenz der Leitung gemäß Gleichung 3 zu höheren Frequenzen (2, rechts).

### 4.4 Antennenposition

Dieser Abschnitt behandelt die Position der Antenne relativ zum Leitungssatz. Hierbei wird die 1 m lange Antenne entlang dem 3,5 m langen Leitungssatz in Richtung der Last verschoben (vergleiche Abb. 1). Die Verschiebung erfolgt von der Referenzposition (Antenne zentral im Leitungssatz) in vier Schritten mit jeweils 20 cm. Die Messergebnisse sind in der Abbildung 6 dargestellt. Für die Analyse ist die grafische Darstellung der Ladungsverteilung in Abb. 2 und erneut Gleichung 3 heranzuziehen. Aufgrund der Leitungstransformation führt der Abschluss (je  $50 \Omega$ ) zu einer induktiven Reaktanz im Abstand von  $\lambda/4$  von der Last. Wird nun die Antenne näher zu der Last verschoben, ist der Knotenpunkt mit der geringen Ladungsverteilung erst bei höheren Frequenzen in dem Bereich der Antenne transformiert. Das hat eine Verschiebung von dem ersten Minimum der Transferfunktion

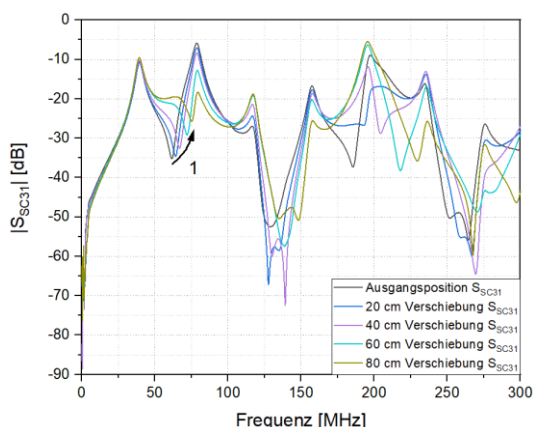


Abbildung 6: Antennenposition

bei ca. 60 MHz (für Referenztestaufbau) zu ca. 75 MHz (80 cm zu der Last verschobene Antenne) zur Folge (1). Für höhere Frequenzen sind mehrere Knotenpunkte vorhanden.

## 5 Anwendung Parametervariation

Um abschließend die Erkenntnisse auf eine reale Anwendung zu übertragen, wird eine Emissionsmessung ausgehend vom Referenztestaufbau durchgeführt.

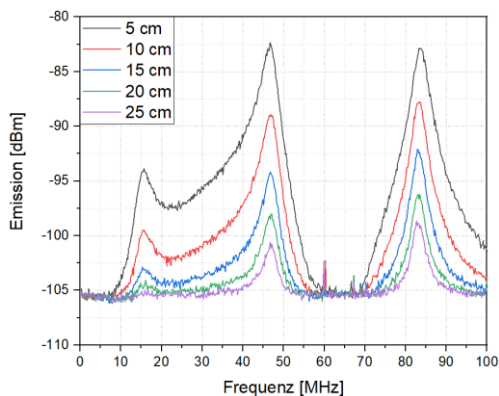


Abbildung 7: Emissionsmessung

Am Fußpunkt der Antenne (single ended Port 3) wird dementsprechend mit einem Spektrumanalysator das Leistungsdichtespektrum vermessen. An der Position des DUTs wird ein Ethernet 100BASE-T1 Steuergerät angebracht, welches eine zufällige Bitfolge sendet. Die Last wurde mit zwei 50  $\Omega$  SMA-Terminierungen beibehalten. Der Abstand vom Leitungssatz und der Antenne wird sequenziell erhöht (äquivalent zu Abb. 3). Die Resonanzen der Emissionsmessung sind im Gegensatz zu der VNA Messung verschoben. Der Grund hierfür liegt an dem eingespeisten

Spektrum (frequenzabhängig) und der von 50  $\Omega$  (für die VNA Messung) verschiedenen Impedanz von dem Ethernet Steuergerät. Für das vermessene Emissionssignal zeigt sich die gleiche Abhängigkeit, wie für die Transferfunktion.

## 6 Schlussfolgerung

In dieser Veröffentlichung wurden die Abhängigkeiten der Verkopplung einer ungeschirmten, verdrehten Zweidrahtleitung und einer im Nahfeld platzierten Antenne aufgrund von geometrischen Testaufbauvariationen analysiert. Die Antennen- und Leitungslänge wurde mit Hilfe der Leitungstransformation analysiert und die Auswirkung der  $\lambda/2$  und  $\lambda/4$ -Resonanzen auf die Transferfunktion dargestellt. Weiterhin wurden die Testaufbauhöhe und der Antennen-Leitungs-Abstand unter Verwendung der induktiven Kopplung berechnet und deren Auswirkung auf die Transferfunktion gezeigt. Als letzter Parameter wurde die Position der Antenne in Bezug auf den Leitungssatz mit der Argumentation der Leitungstransformation von dem Abschluss (zwei mal 50  $\Omega$ ) diskutiert. Weiterhin wird als Anwendungsbeispiel die Abhängigkeit des Abstands Antenne-Leitung für eine Emissionsmessung mit einem Ethernet Steuergerät dargestellt.

## Literatur

- [1] IEC/CISPR 25:8: Vehicles, boats and internal combustion engines–Radio disturbance characteristics–Limits and methods of measurements for the protection of on-board receivers
- [2] Emanuel Panholzer, Martin Aidam, Walter Franz, Simon Senega, Stefan Lindenmeier: Introduction of a near field component level test and application to an automotive communication system. In: *EMC Europe Barcelona* (2019), S. 592 – 597
- [3] Emanuel Panholzer, Matthias Spägele, Helmut Leier, Stefan Lindenmeier: In-car emission prediction for a real communication system based on a component level test. In: *EMC Europe Amsterdam* (2018), S. 72 – 77
- [4] Michael Zerrer, Kurt Feser, Wolfgang Köhler, Martin Aidam: Vergleichbarkeit verschiedener Emissionsverfahren in der Automobil-EMV. In: Internationale Fachmesse und Kongress für EMV, 10.-12., Düsseldorf 2004
- [5] Clayton R. Paul: Introduction to Electromagnetic Compatibility, John Wiley & Sons, 2006, Second Edition



# **Auswirkungen des Impedanzverhaltens eines KFZ-Kraftstoffpumpensystems auf die Störaussendung in der Komponenten Stripline Messung nach DIN EN 55025**

M. Eng. Lukas Schumm, HELLA GmbH & Co. KGaA, Deutschland

## **1 Einleitung**

Bei Anwendungen mit hohen Anforderungen an Lebensdauer und Effizienz werden Motoren häufig als bürstenlose DC Motoren (BLDC) ausgeführt. Das dreiphasige elektrische Drehfeld zur Ansteuerung der BLDC Motoren wird durch Leistungshalbleiter in B6 Brückenordnung erzeugt. Um die Verlustleistung gering zu halten, werden neben geringen ohmschen Verlusten geringe Schaltverluste durch kurze Schaltzeiten erzielt.

Die Integration von Steuergerät und Last in ein Gehäuse zur Reduzierung der elektromagnetischen Störungen wird in [1] beschrieben. Erhöhte Anforderungen an die Reduzierung der EMV-Störungen ergeben sich, wenn der Automobilhersteller einen konstruktiven Freiheitsgrad beibehält und das entsprechende Steuergerät nicht direkt am oder im Aktor platziert. Die elektromagnetischen Störungen im Fahrzeug breiten sich dann verstärkt über die Versorgungsleitungen und die Motorleitungen aus. Die Störaussendung einer Kraftstoffpumpe im Fahrzeug wird in [2] beschrieben. Um den hohen Anforderungen auch bei verwendeten Leitungslängen  $>1\text{m}$  gerecht zu werden, kommen häufig geschirmte Motorleitungen zum Einsatz. Der Einfluss der Schirmung auf Motorleitung und Batterieleitung wird in [3] behandelt.

Die Einhaltung der elektromagnetischen Anforderungen des Gesamtsystems aus Steuergerät, Zuleitung und Aktor obliegt dem Steuergerätehersteller und stellt eine hohe Herausforderung dar. Im Frühstadium der Entwicklung bleibt oft nicht die Zeit, die Auswirkungen des Gesamtsystems auf die EMV ausreichend zu analysieren.

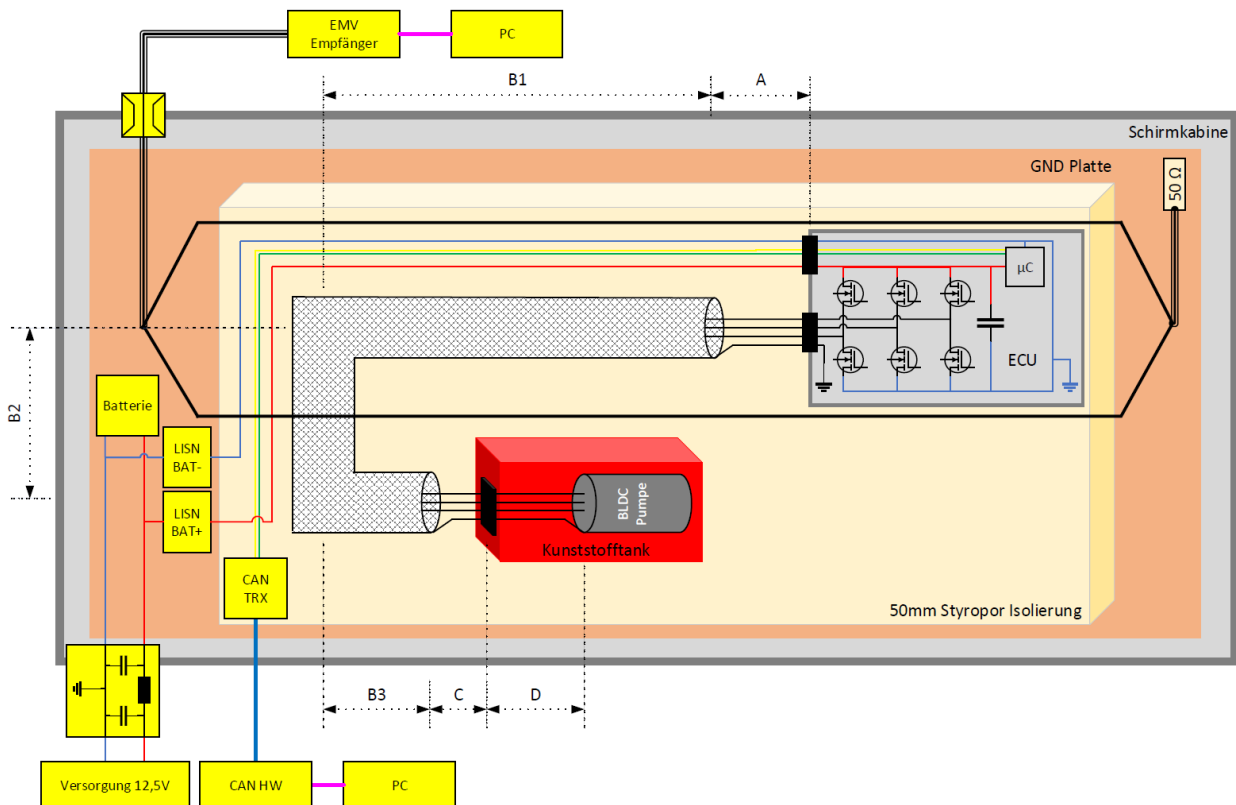
Für die Ansteuerung des Motors wird eine Schaltfrequenz von 16kHz gewählt. Die BLDC Kraftstoffpumpe wird über sechs Stufen angesteuert, wobei immer zwei Gegentaktstufen stromführend sind.

Die folgende Ausarbeitung gibt einen Überblick über die Bestimmung des Impedanzverhaltens eines Kraftstoffpumpensystems und die Auswirkungen auf die Störaussendung mittels Stripline Messung unter Berücksichtigung der DIN EN 55025 [4]. Die Entstehung und die Ausbreitung der Störungen sowie die Transferierung der Erkenntnisse auf das Fahrzeug werden diskutiert.

## **2 Anforderungsanalyse**

Aus den Anforderungen des OEM kann der benötigte EMV Testaufbau extrahiert werden. Bild 1 zeigt den Aufbau des Kraftstoffpumpen Gesamtsystems in der Stripline Umgebung. Der Prüfaufbau für die Stripline Messung ist in der DIN EN 55025 beschrieben. Weil abweichend von der Leitungslänge nach DIN EN 55025 üblicherweise auch eine Leitungslänge von 1500mm parallel zum Septum verwendet werden darf (Abmessung A + B1), ergibt sich eine gesamte Leitungslänge für die Motorleitung (FLR9Y) von 2400mm (Abmessung A+B1+B2+B3+C). Typischerweise können die Hersteller von Motorleitungen

fertigungsbedingt ungeschirmte Leitungslängen zum Steuergerät Steckerkorb von 50mm (Abmessung A) umsetzen.



**Bild 1:** Abmessungen EMV Messaufbau in der Stripline Umgebung

Zum Steckerkorb des Kraftstofftanks sind es ebenfalls 50mm (Abmessung C). Die restlichen 2250mm (Abmessung  $B1+B2+B3$ ) Motorleitung werden durch das Drahtgeflecht geschirmt. Im Kraftstofftank beträgt die Länge der mitgeführten Schirmleitung und der Motorleitung 190mm (Abmessung D).

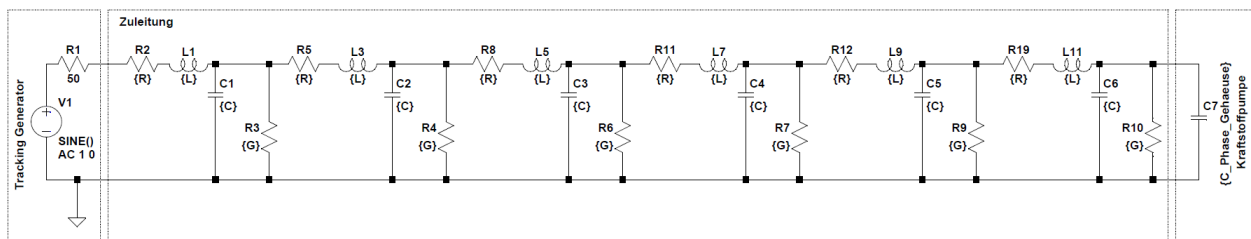
### 3 Elektrische Charakterisierung

Um das Impedanzverhalten des Gesamtsystems besser verstehen zu können werden die Motorleitung und die Kraftstoffpumpe mit Anschlussleitung zunächst getrennt betrachtet. Es wird erwartet, dass Störströme durch Gleichtaktsignale in den Phasen angeregt werden. Die Störströme fließen über den Leitungsschirm zurück zum Steuergerät. Eine Impedanzmessung zwischen einer Phase und dem Leitungsschirm (entspricht der Rückführung des Gehäuseanschlusses der Kraftstoffpumpe) soll Aufschluss über die Störstromcharakteristik geben.

#### 3.1 Ersatzschaltbild Kraftstoffpumpe mit Zuleitung

Üblicherweise ist die Kraftstoffpumpe im Fahrzeug Bestandteil eines Fördertopfes aus Kunststoff. Die Leitungslänge zwischen Kraftstoffpumpe und Fördertopfgehäuse wird aus Abschnitt 2 übernommen (siehe Abmessung D, Bild 1). Die drei Phasen und die Schirmleitung werden in dem Bereich parallel geführt. In [5] werden geschirmte und ungeschirmte Energiekabel modelliert und in Spice simuliert. Empfohlen werden 32 Zellen pro Meter für das Übertragungsnetzwerk, um eine hinreichende Genauigkeit von 1,5% zu

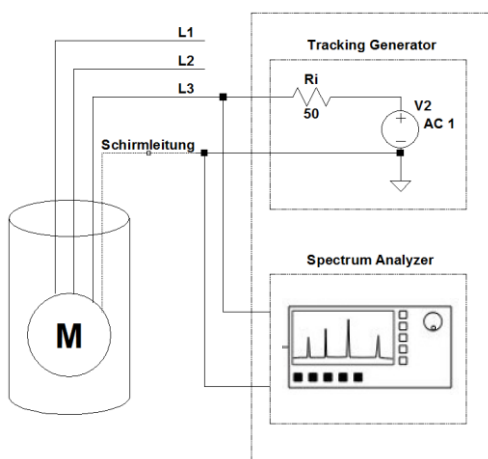
erzielen. Bei 19cm Zuleitung werden 6 Zellen benötigt. Für die Simulation der Kraftstoffpumpe mit Zuleitung werden neben der Kapazität zwischen Phase und Pumpengehäuse  $C_{\text{Phase-Gehaeuse}}$  für jede Zelle die Kapazität zwischen Phase und Schirm  $C$ , die Leitungsinduktivität  $L$ , der Kupferwiderstand  $R$  und der Leitwert  $G$  benötigt (Bild 2).



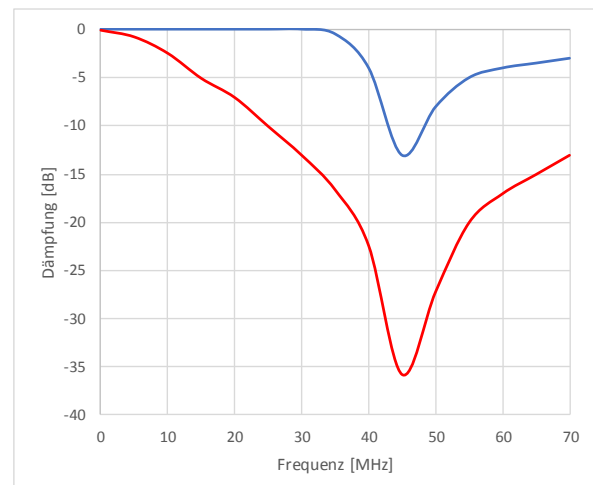
**Bild 2:** Ersatzschaltbild zur simulatorischen Bestimmung des Impedanzverhaltens einer Kraftstoffpumpe mit Schirmleitung [5]

### 3.2 Impedanzverhalten Kraftstoffpumpe

Das Simulationsmodell soll mit dem realen System verglichen werden. Eine Impedanzmessung gemäß Aufbau (Bild 3) durchzuführen, bietet sich an. Die Gegenüberstellung von Simulation und Messung ist in Bild 4 dargestellt.



**Bild 3:** Tracking Generator und Spectrum Analyzer zur messtechnischen Erfassung des Impedanzverlaufs

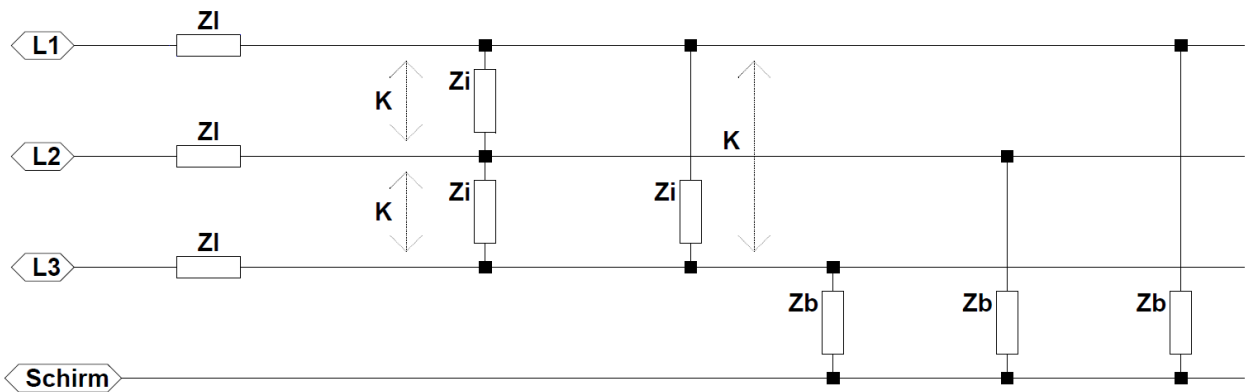


**Bild 4:** Simulierter (rot) und gemessener (blau) Impedanzverlauf der Kraftstoffpumpe mit Schirmleitung

Beide Verläufe haben ihre Resonanzfrequenz bei 43MHz. Die Dämpfung variiert im Vergleich zwischen Simulation und Messung um bis zu 20dB.

### 3.3 Ersatzschaltbild geschirmte Motorleitung

Das Modell aus der Literatur [5] wird auf die geschirmte Motorleitung übertragen (Bild 5). Die Impedanz  $Z_l$  stellt die Leitungsinduktivität und den Kupferwiderstand dar.  $Z_i$  wird genutzt um die Kapazität und den Leitwert (dielektrische Verluste) zu modellieren. Mit  $Z_b$  werden die Kapazität und der Leitwert von jeder Phase zum Schirm modelliert. Der Kopplungskoeffizient wird durch  $K$  dargestellt.

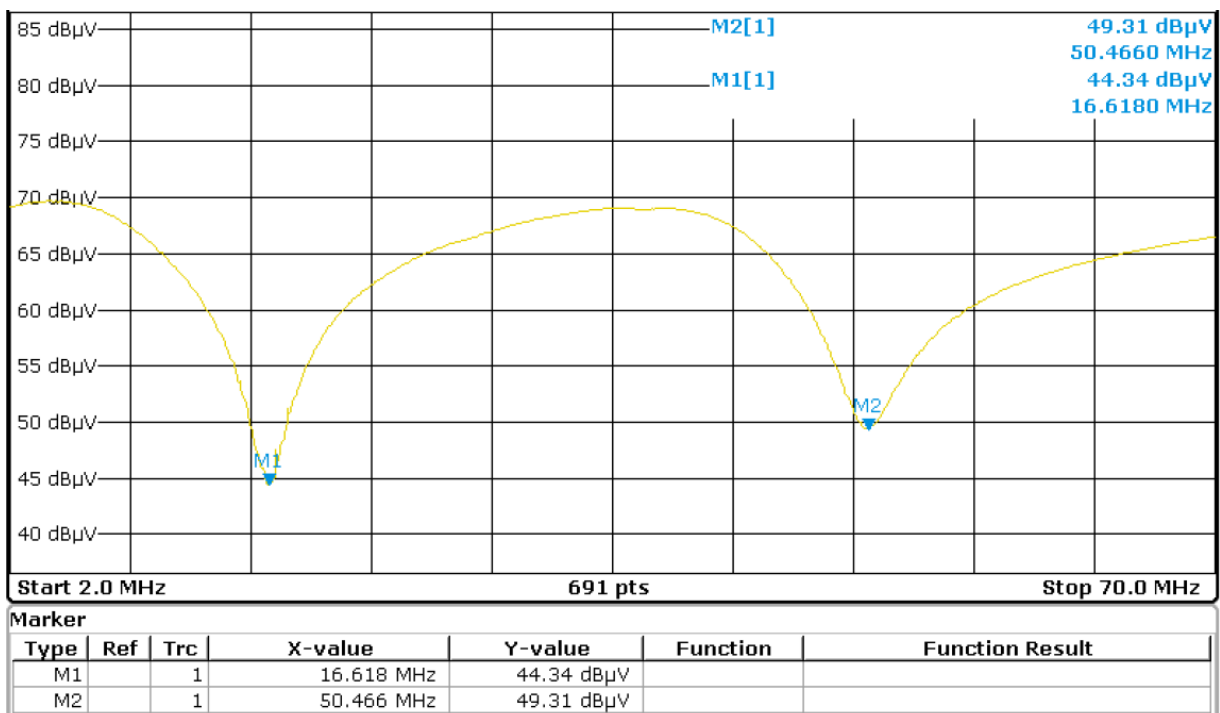


**Bild 5:** Ersatzschaltbild geschirmte Motorleitung mit drei Phasen [5]

Eine Simulation mithilfe eines Übertragungsnetzwerkes wie in Abschnitt 3.2 kann auf die geschirmte Leitung nicht angewendet werden. Es werden keine verlässlichen Ergebnisse erzielt. Es müssen verschiedene Phänomene in Betracht gezogen werden. Diese können in der Simulation nicht berücksichtigt werden.

### 3.4 Impedanzverhalten geschirmte Motorleitung

Die Impedanzmessung aus Bild 3 wird auch auf die Motorleitung angewendet. Bild 6 zeigt den Impedanzverlauf zwischen einer Phase und dem Anschluss zum Geflechschirm.

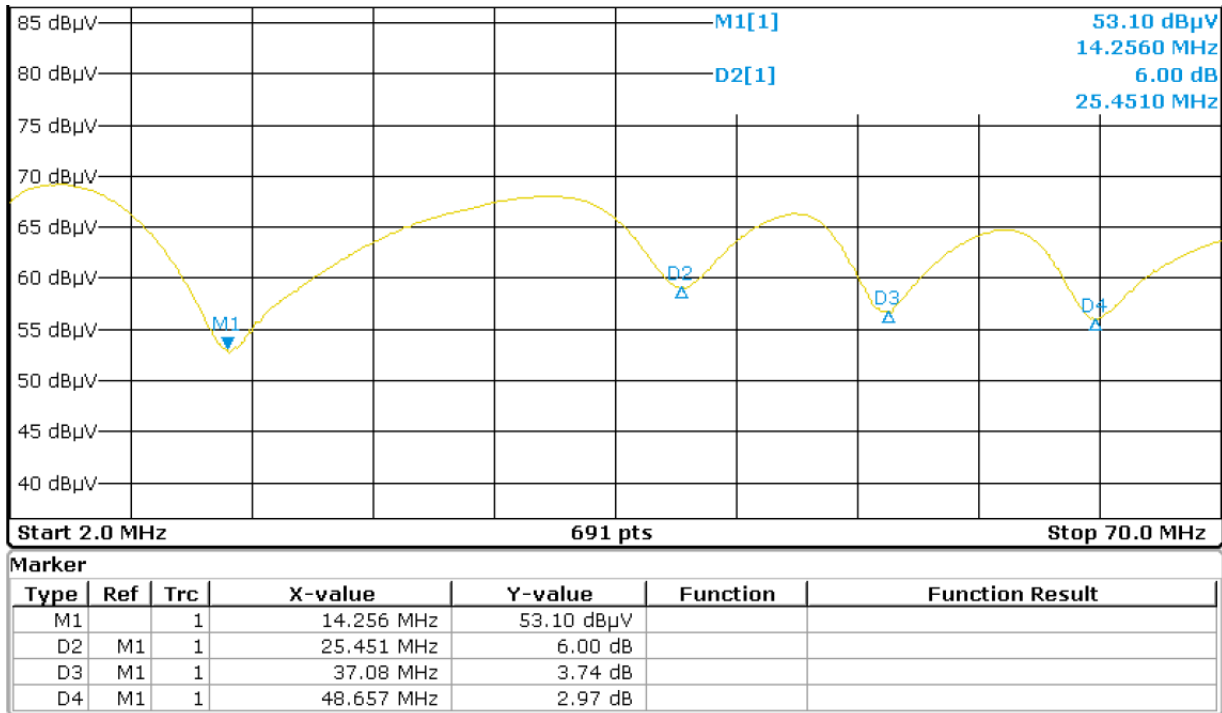


**Bild 6:** Impedanzverlauf geschirmte Motorleitung

Die Motorleitung besitzt zwei Resonanzstellen bei M1=16,6 MHz und bei M2=50,5MHz.

### 3.5 Impedanzmessung des Gesamtsystems

Wird die Motorleitung mit der Zuleitung der Kraftstoffpumpe verbunden, kann das Impedanzverhalten des Gesamtsystems gemessen werden. Bild 7 stellt das Ergebnis der Impedanzmessung über dem Frequenzbereich dar.

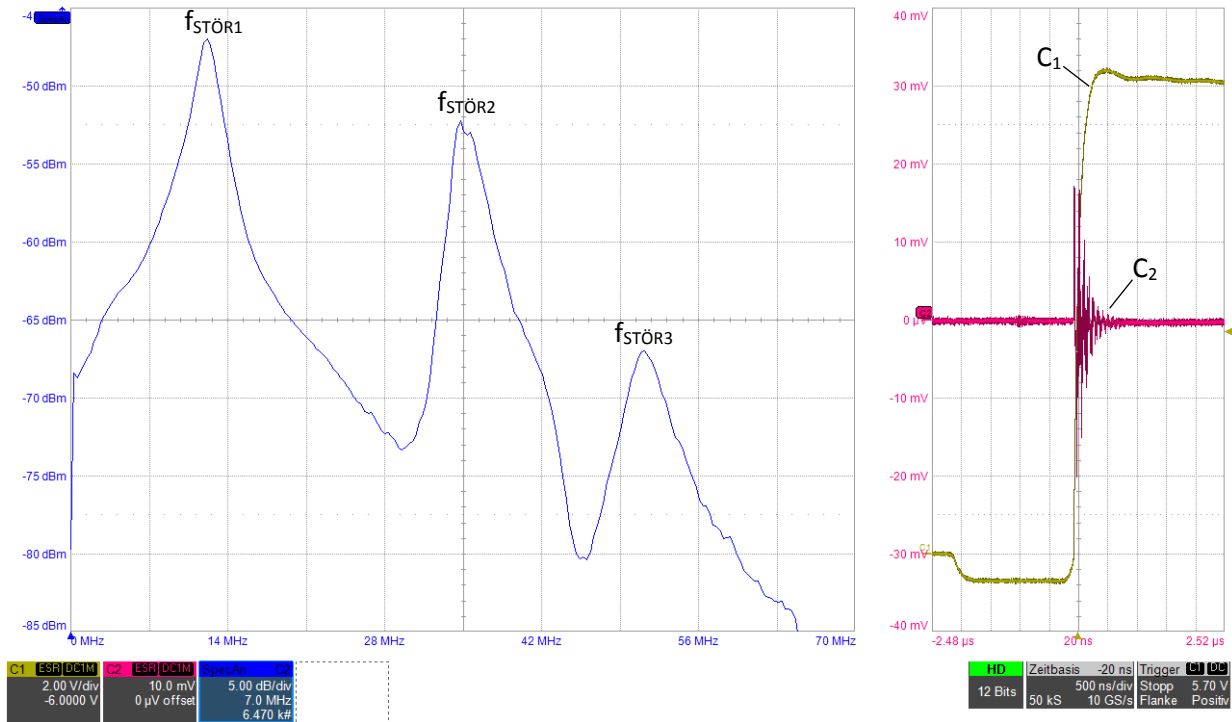


**Bild 7:** Impedanzverhalten des Kraftstoffpumpensystems ohne Steuergerät

Der Impedanzverlauf weist Resonanzstellen bei M1=14,3 MHz, D2=25,5 MHz, D3=37,1 MHz und D4=48,7MHz auf. Resonanzstelle M1 grenzt an den Frequenzbereich der Nahfeldkommunikation (NFC, 13,5MHz bis 13,9MHz), Resonanzstelle D1 an den Frequenzbereich des CB-Funks (26,5MHz bis 29,7MHz). Der OEM definiert fahrzeugspezifische Grenzwerte für diese Frequenzbereiche. Diese Grenzwerte müssen eingehalten werden.

### 4 Systemuntersuchung mit Nahfeldsonde

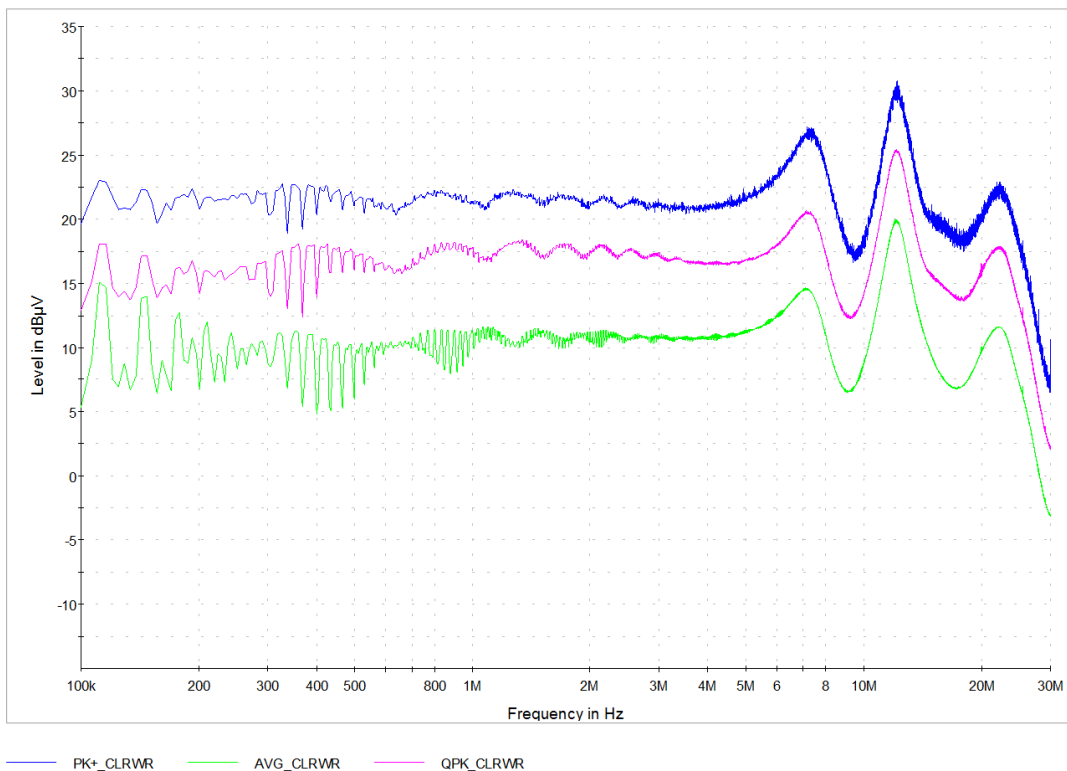
Das Steuergerät wird gemäß Messaufbau (Bild 1) betrieben. Die Schirmung ist im Steuergerät mit Masse verbunden. Am Stecker wird mit der Nahfeldsonde der hochfrequente Störstrom auf dem Leitungsschirm mit dem Oszilloskop gemessen (Bild 8). Im Zeitbereich auf der rechten Seite ist zu sehen, dass der Störstrom (C2, rot) während des Schaltvorgangs mit steigender Flanke (C1, gelb) die stärkste Ausprägung zeigt. Die Darstellung im Frequenzbereich auf der linken Seite lässt dem Störstrom die Frequenzen 12MHz ( $f_{STÖR1}$ ) 35MHz ( $f_{STÖR2}$ ) und 51MHz ( $f_{STÖR3}$ ) zuordnen. Durch die Ausgangskapazitäten im Steuergerät wird die Impedanz und somit die Strömstromcharakteristik beeinflusst. Die Resonanzstellen M1 und D3 verschieben sich leicht im Vergleich zu Bild 7 hin zu niedrigeren Frequenzen. Die Resonanzstelle D2 ist im Störstromspektrum nicht zu sehen. Mit den Erkenntnissen aus der Impedanzmessung kann folgendes festgestellt werden: Resonanzstellen im Impedanzverhalten des Kraftstoffpumpensystems können durch die Ansteuerung (Schaltvorgang mit steigender Flanke) des Motors angeregt werden. Der entsprechende Störstrom fließt über den Leitungsschirm ab.



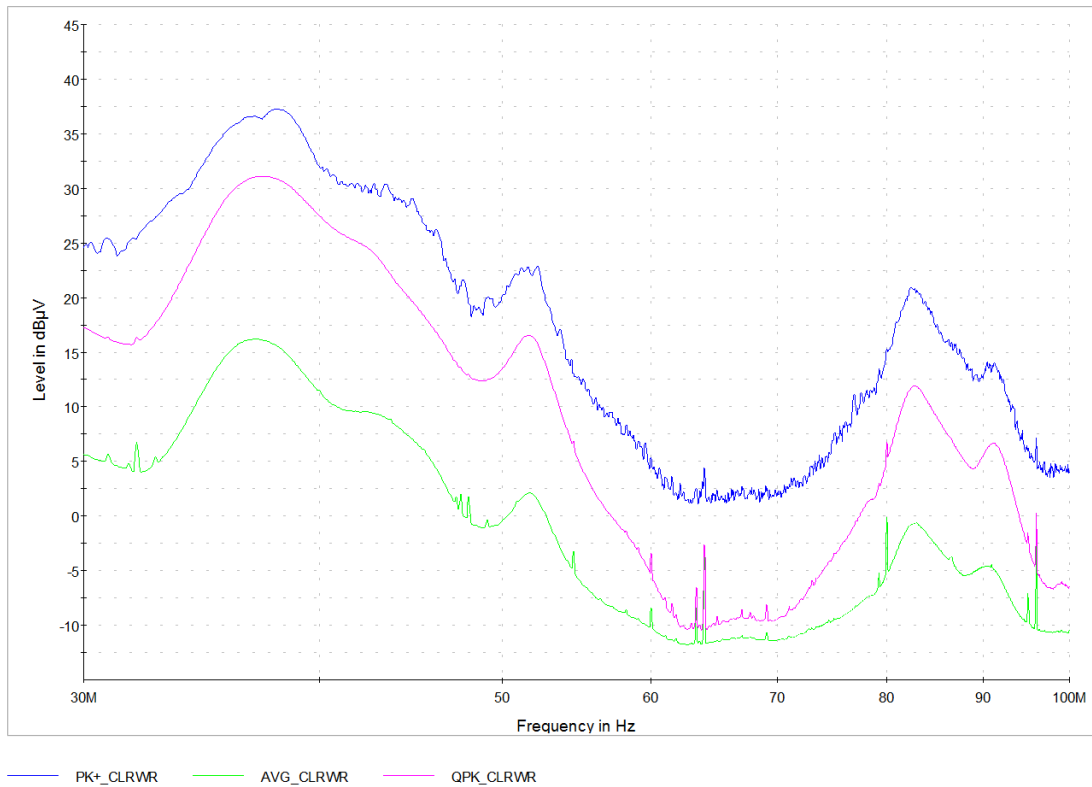
**Bild 8:** Messergebnis im Zeit- und Frequenzbereich des Störstroms (C2, rot) auf dem Leitungsschirm bei Anregung durch die steigende Phasenspannung (C1, gelb)

## 5 Systemuntersuchung in Stripline-Messung

Die Stripline Messung nach DIN EN 55025 mit den in Abschnitt 2 beschriebenen Abweichungen in der Leitungslänge führt zum Ergebnis in Bild 9 und Bild 10.

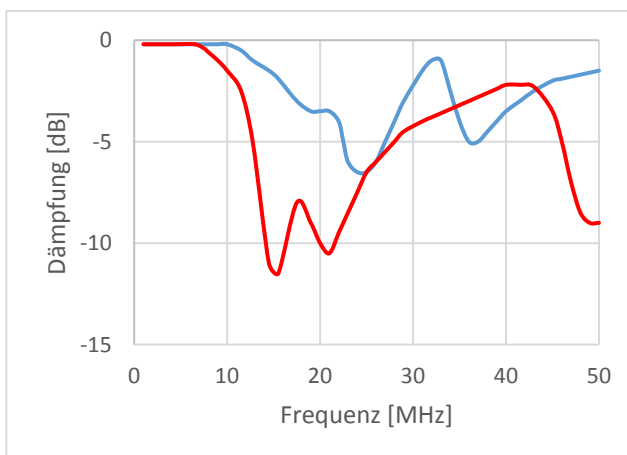


**Bild 9:** Stripline Messung 100kHz bis 30MHz, Bandbreite 9kHz



**Bild 10:** Stripline Messung 30MHz bis 100MHz, Bandbreite 120kHz

Neben den Störpegeln bei 12MHz, 36MHz und 52MHz sind Störungen bei 7MHz und 22MHz zu erkennen. Wird die Messung ohne Steuergerät unter dem Septum durchgeführt, reduziert sich der Störpegel bei 7MHz. Die Resonanzstelle D2 aus Bild 7 wird durch die Ansteuerung auch angeregt, sie fließt aber nicht als Störstrom über den Leitungsschirm ab. Die Voruntersuchungen aus Abschnitt 3 und 4 werden in der Stripline Komponentenmessung abgebildet. Die Stärke der Ausprägung ist abhängig von den Schaltgeschwindigkeiten der Leistungshalbleiter. Mit einer Kabellänge ähnlich einer UKW Antenne sind Störungen in diesem Bereich schwer zu unterdrücken. Diese Störpegel sind in Bild 10 zwischen 80MHz und 95MHz sichtbar.



**Bild 11:** Impedanzverhalten im Serienfahrzeug (blau) und des dazugehörigen EMV Testaufbaus (rot)

Wird das Impedanzverhalten eines Fahrzeugs (Motorleitungslänge kleiner als ein Meter) mit dem dazugehörigen EMV Testaufbau (Länge 1800mm aufgrund anderer Anforderungen im Vergleich zum Aufbau aus Abschnitt 2) verglichen, kann man erkennen, dass eine geringere Leitungslänge Resonanzstellen in Richtung höherer Frequenzen verschiebt (Bild 11).

## 6 Zusammenfassung

Mithilfe der Impedanzmessung ist eine Vorhersage über das EMV Verhalten eines Kraftstoffpumpensystems noch vor dem ersten Schaltungsentwurf möglich. Resonanzstellen im Kraftstoffpumpensystem, welche für das Störverhalten maßgeblich sind, werden unter Vernachlässigung des Steuergeräts charakterisiert. Bei Anregung der Resonanzstellen mittels Blockkommutierung fließen Störströme über den Leitungsschirm ab. Diese sind in der Stripline Messung als erhöhter Störpegel sichtbar. Die Impedanzmessung gibt noch vor der ersten Messung Aufschlüsse darüber, wie das EMV Konzept auszusehen hat. Die benötigten Leistungshalbleiter können zielgerichteter ausgewählt und somit die Kosten genauer abgeschätzt werden. Das Verfahren der Impedanzmessung wird in einem aktuellen Entwicklungsprojekt genutzt um das EMV Verhalten verschiedener Kraftstoffpumpen im Zusammenspiel mit verschiedenen zukünftigen Fahrzeugtypen (unterschiedliche Leitungslängen) zu charakterisieren und vorherzusagen.

## 7 Literatur

- [1] J. Franz, *EMV Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*, Springer 2013
- [2] J. Hippeli, U. Hilger, M. Diebig, S. Frei, *Simulatorische Bestimmung der Störeinkopplung durch leistungselektronische Komponenten in Kfz-Antennensysteme*, EMV Düsseldorf 2010
- [3] P. Hillenbrand, S. Tenbohlen, *Einfluss der Kabelschirmung der Batterie- und Motorkabel eines Traktionsinverters auf die Störspannung an der Bordnetz nachbildung*, EMV Düsseldorf 2016
- [4] DIN EN 55025 *Fahrzeuge, Boote und von Verbrennungsmotoren angetriebene Geräte - Funkstöreigenschaften - Grenzwerte und Messverfahren für den Schutz von an Bord befindlichen Empfängern*, 2008
- [5] Y. Weens, N. Idir, R. Bausière, and J. J. Franchaud, *Modeling and Simulation of Unshielded and Shielded Energy Cables in Frequency and Time Domains*, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 42, NO. 7, JULY 2006



# Modellierung und Messung von Emissionen an Transceiverpins in Automotive-System-ICs, verursacht durch integrierte DC/DC-Wandler

M. Sc. Alexander Schade, Infineon Technologies AG

Dr.-Ing. Frank Klotz, Infineon Technologies AG

Dr.-Ing. Stefan Jahn, Infineon Technologies AG

Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel, Lehrstuhl für Technische Elektronik, Friedrich-Alexander-Universität

## Kurzfassung

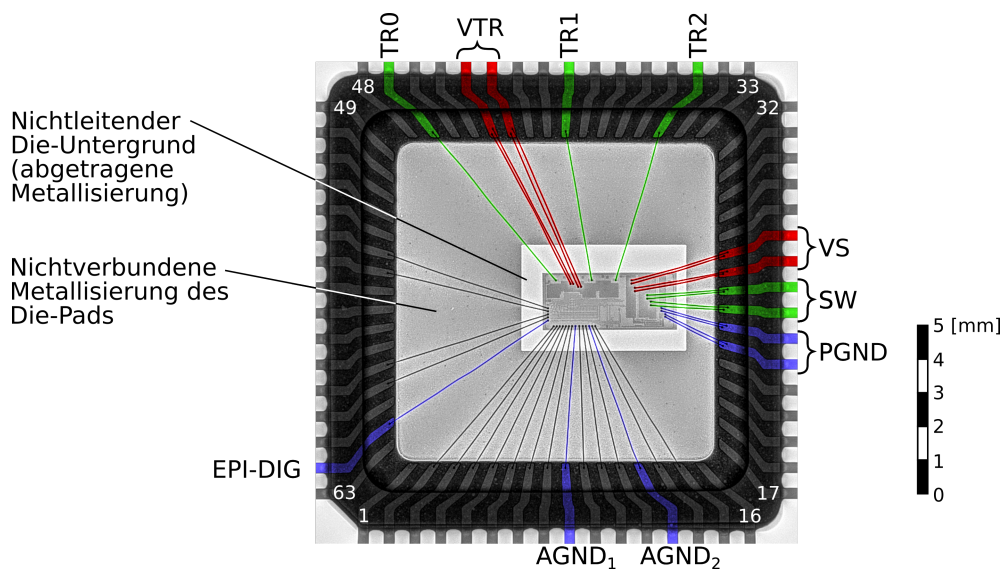
Die Integration von DC/DC-Wandlern mit Transceivern in Automotive-System-ICs führt zu neuen Herausforderungen im Bezug auf die Einhaltung der Emissionsgrenzwerte an den Transceiverpins. An einem Test-IC werden die Emissionen des DC/DC-Wandlers an verschiedenen Transceiverpins ermittelt. Der Substratübertragungspfad wird mit Hilfe eines neuartigen Substratextraktors modelliert, und zur Beschreibung induktiver Bonddrahtkopplungen wird ein HFSS-Packagemodell verwendet. Der Vergleich zwischen Modellvorhersage und Messung zeigt typ. eine Abweichung von unter  $\pm 6$  dB bis 1 GHz.

## 1 Einleitung

DC/DC-Wandler haben in der Automobilelektronik vielfältige Anwendungen. Beispielsweise werden sie für die verlustarme Versorgung von Mikrocontrollern und Sensoren verwendet, und sie liefern eine vorstabilisierte Spannung für LDOs [4, 2]. Oft ist es wünschenswert, diese DC/DC-Wandler, eingeschlossen ihrer Leistungstransistoren, in einer monolithisch integrierten Schaltung mit Transceivern für Bussysteme wie CAN oder LIN zu verbauen. Diese sog. „System Basis Chips“ sind in Hinsicht auf Standby-Energieverbrauch und Platzbedarf einer diskreten Umsetzung überlegen [3]. Darüber hinaus führt die Integration von Steuerungs-, Diagnose- und Schutzfunktionen zu verringerten Kosten, bei gleichzeitig erhöhter Zuverlässigkeit [13].

Für die Schaltungsentwickler entstehen dadurch allerdings auch neue Herausforderungen. Zwar arbeiten DC/DC-Wandler bei verhältnismäßig niedrigen Frequenzen (typ. 300 kHz – 2.2 MHz [4, 5]), allerdings führen die großen, nicht-sinusförmigen Schaltströme und -spannungen zu ausgeprägten Hochfrequenzemissionen. So werden beispielsweise Überkopplungen von sehr hohen Harmonischen von DC/DC-Wandlern im Bereich von mehreren hundert MHz [6] auch an Transceiverpins von „System Basis Chips“ beobachtet.

Da es laut der Spezifikation der Bussysteme meist nicht erlaubt ist, eine nennenswerte Kapazität auf der Busleitung anzubringen [8], lassen sich solche Emissionen kaum extern filtern. Eine Verringerung der DC/DC-Schaltfrequenz ist oft ebenfalls ausgeschlossen, da dies größere externe energiespeichernde Komponenten zur Folge hätte [14]. Die Effektivität der Spread-Spectrum-Modulation [14] in realen Systemen sollte nicht überbewertet werden, denn sie benötigt zum Teil eine Feinabstimmung auf die Empfängerbandbreite, und die Schaltflankensteilheit ist in den meisten Konzeptionen bereits optimiert.



**Abb. 1:** Röntgenbild des von uns entwickelten Test-ICs im Keramikgehäuse. Pins, die für die EMI-Messungen relevant sind, sind farbig gekennzeichnet.

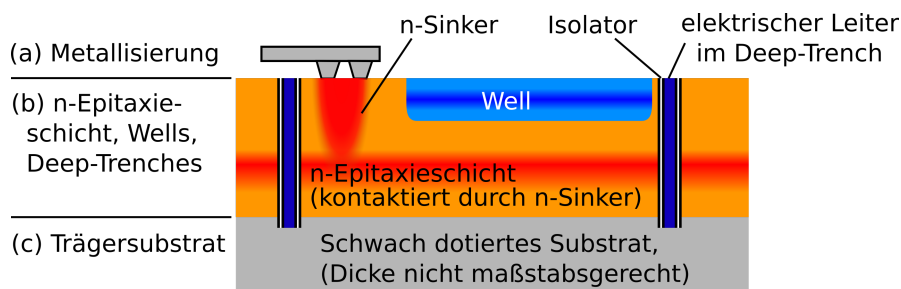
Es ist somit ersichtlich, dass tiefgreifendere Lösungswege, die über spektrale Umformung und externe Filterung hinausgehen, von Interesse sind. Solche Lösungen umzusetzen erfordert, dass beim Entwurf von ICs speziell mit Transceivern möglichst früh in der Projektentwicklung die EMV-Grenzwerte berücksichtigt werden. Eine unumgängliche Voraussetzung dafür ist ein gutes Verständnis relevanter Überkopplungsmechanismen, sowie eine Methodik, die präzise „Ab-initio-Vorhersagen“ liefert. In dieser Arbeit soll unter anderem getestet werden, ob ein neuartiger Substratextraktor [12] dies ermöglicht.

## 2 Aufbau des Test-ICs

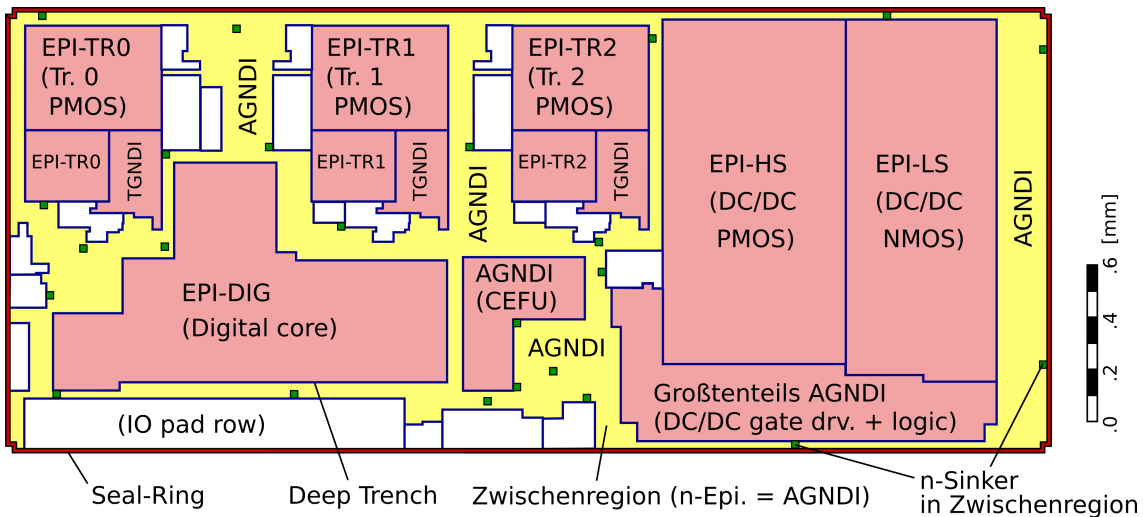
Die Abbildung 1 zeigt den von uns entwickelten Test-IC. Dieser enthält drei Transceivermodule (Pins: TR0, TR1 und TR2) in verschiedenen Abständen zu dem DC/DC-Wandler (Pins: VS, SW und PGND). Die Halbbrücke des DC/DC-Wandlers wird intern mit einer konstanten Frequenz von ca. 3 MHz getaktet. Durch das verwendete Gate-Driver-Modul können Querströme in der Halbbrücke ausgeschlossen werden.

Wir verwenden ein Keramikgehäuse mit 64 Pins ohne Exposed-Pad. Um eine ohmsche oder kapazitive Verbindung der Die-Rückseite mit dem nichtverbundenen metallisierten Die-Pad auszuschließen, wurde die Die-Pad-Metallisierung unterhalb des Dies abgetragen, wie in Abb. 1 gezeigt. Außerdem ist der Kleber, mit welchem der Die befestigt ist, nichtleitend, um zu verhindern, dass unterschiedliche Bereiche der Die-Rückseite kurzgeschlossen werden. Dem liegt die Vermutung zugrunde, dass dies andernfalls in der Modellierung berücksichtigt werden müsste.

In der verwendeten, proprietären BCD-Technologie (Abb. 2) ist die gesamte Chipfläche mit einer niederohmigen n-Epitaxieschicht bedeckt, welche einen p-n-Übergang zum darunterliegenden Trägersubstrat bildet. Diese n-Epitaxieschicht wird von „Deep-Trenches“ (im Folgenden Trenches genannt) in einzelne, voneinander elektrisch isolierte Bereiche zerschnitten, worin ein oder mehrere Halbleiterbauteile platziert sein können. Darüber hinaus



**Abb. 2:** Querschnitt der verwendeten BCD-Technologie. Zwischen der blau gezeichneten Well, der n-Epitaxieschicht und dem Trägersubstrat entsteht ein parasitärer Bipolartransistor.



**Abb. 3:** Voneinander elektrisch isolierte Bereiche der n-Epitaxieschicht (rot, gelb), Trenches (dunkelblaue Linien) sowie die n-Sinker der Zwischenregion (grüne Vierecke) in unserem Test-IC. Die Beschriftung benennt die elektrischen Netze in Übereinstimmung mit Abb. 4.

wird durch ein in den Trenches eingebettetes leitfähiges Füllmaterial ein elektrischer Anschluss des Trägersubstrats erzielt. Die n-Epitaxieschicht ist punktuell und niederohmig durch sog. n-Sinker kontaktiert. Chips dieser BCD-Technologie werden von einem sog. Seal-Ring umrandet, welcher aus elektrischer Sicht als Trench aufgefasst werden kann, der mit einer darüberliegenden niederohmigen metallischen Leiterbahn verbunden ist.

Untersuchungen haben ergeben, dass ein für unsere Zwecke ausreichend gutes Substratmodell erstellt werden kann, wenn man sich lediglich auf das Trägersubstrat, die n-Epitaxieschicht, die Trenches und den Seal-Ring beschränkt und darüberliegende Wells idealisiert. Wie in Abb. 3 gezeigt, befindet sich zwischen den einzelnen Modulen eine Zwischenregion, welche keine Halbleiterbauteile, sondern lediglich Signal- und Power-Routing enthält. Die n-Epitaxieschicht der Zwischenregion wird durch eine große Anzahl von n-Sinkern (grüne Vierecke) elektrisch mit AGNDI verbunden. Der Widerstand der Metallverdrahtung dieser n-Sinker, sowie die lateralen Kapazitäten aller Trenches (Trenchoxidkapazitäten), sind in unserem Modell enthalten. Neben den in Abb. 3 gezeigten Trenches gibt es außerdem eine große Anzahl weiterer Trenchunterteilungen mancher Regionen, die in unserem Substratmodell größtenteils berücksichtigt werden. Alle Trenches sind per Metallverdrahtung elektrisch mit dem Seal-Ring verbunden.

### 3 Vorhersage der Emissionen durch Simulation

Abbildung 4 zeigt, stark vereinfacht, den Schaltplan, den wir für unsere Simulationen verwenden. Die Transceiverausgangsstufe ist im Wesentlichen eine Reihenschaltung aus einem großflächigen MOSFET und einer Diode. Das Gate des MOSFET wird dem Schaltzustand (ON, OFF) entsprechend versorgt. Im OFF-Zustand wird die Spannung der Busleitung durch den externen Pulldown-Widerstand bestimmt. Diese Schaltung entspricht keinem der gängigen Bussysteme, lässt sich allerdings mit LIN vergleichen [8].

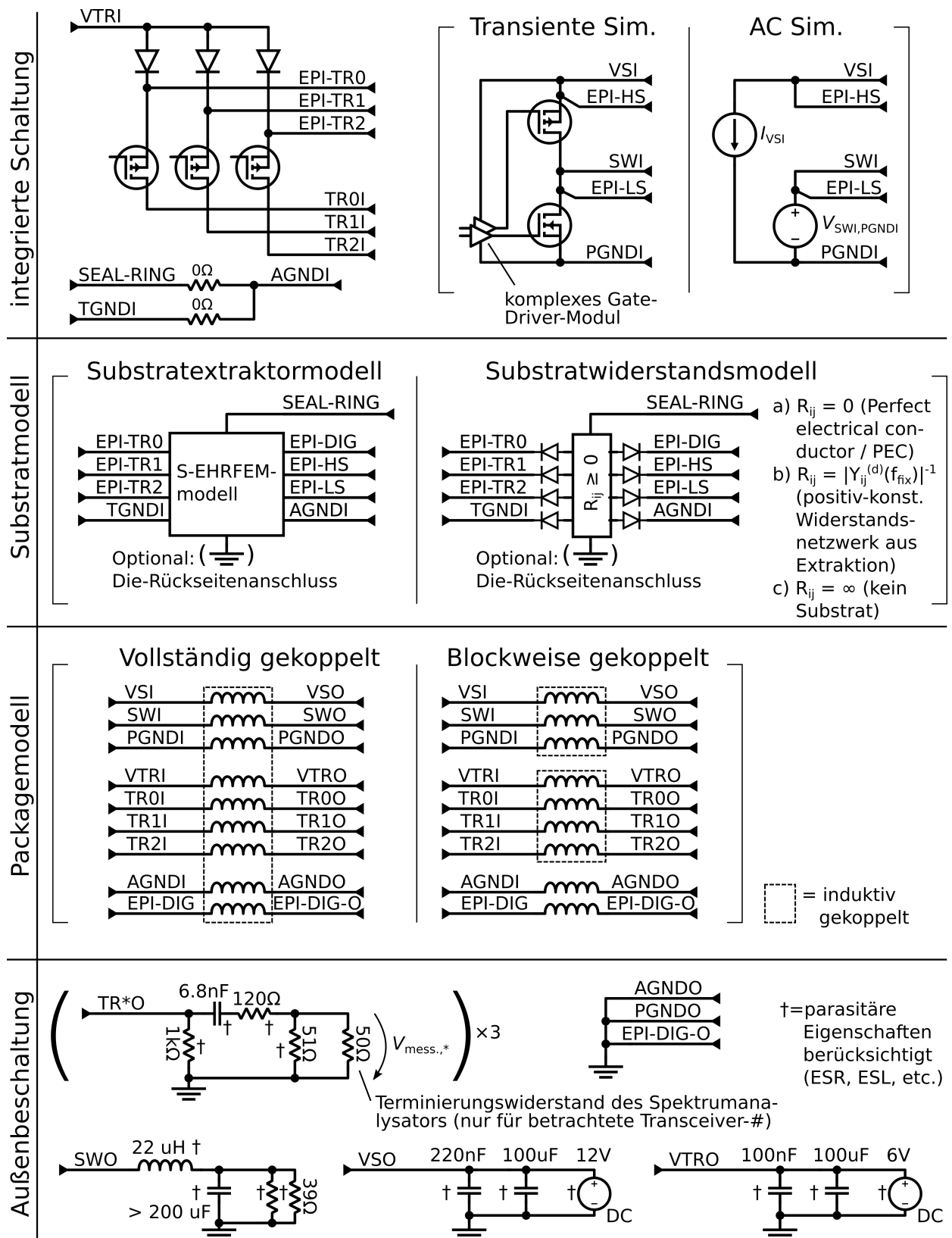
Zuerst führen wir eine transiente Simulation [9] des DC/DC-Wandlers durch, welche lediglich der Gewinnung der Strom- und Spannungstransienten  $I_{VSI}(t)$  (Strom durch den VS-Bonddraht) und  $V_{SWI,PGNDI}(t)$  (Spannung zw. SWI und PGNDI) dient. Die simulierte integrierte Schaltung besteht hier aus der Halbbrücke und dem vollständigen Gate-Driver-Modul, und es wird ein vereinfachtes Substratwiderstandsmodell verwendet. Mittels FFT wird dann jeweils eine Periode von  $I_{VSI}(t)$  und  $V_{SWI,PGNDI}(t)$  im eingeschwungenen Zustand in eine Fourierreihendarstellung überführt.

Anschließend ersetzen wir in einer AC-Simulation die Halbbrücke und das Gate-Driver-Modul durch zeitgesteuerte Quellen, an welchen die eingprägten Ströme und Spannungen aus der transienten Simulation anliegen, wie in Abb. 4 gezeigt. Die Korrektheit dieses Vorgehens folgt aus dem Substitutionstheorem [11], allerdings wird hierdurch eine mögliche Abhängigkeit von  $I_{VSI}$  und  $V_{SWI,PGNDI}$  von der in der AC-Simulation gewählten Substrat- oder Packagemodellvariante vernachlässigt. Durch diese AC-Simulationen werden die Transferfunktionen von  $I_{VSI}$  und  $V_{SWI,PGNDI}$  zum Messpunkt  $V_{mess,*}$  (Abb. 4, unten links) berechnet. Danach wird die Fourierreihe von  $V_{mess,*}(t)$  mittels Superpositionsprinzip und Faltungstheorem aus den Fourierreihendarstellungen von  $I_{VSI}$  und  $V_{SWI,PGNDI}$  und den entsprechenden Transferfunktionen berechnet [7].

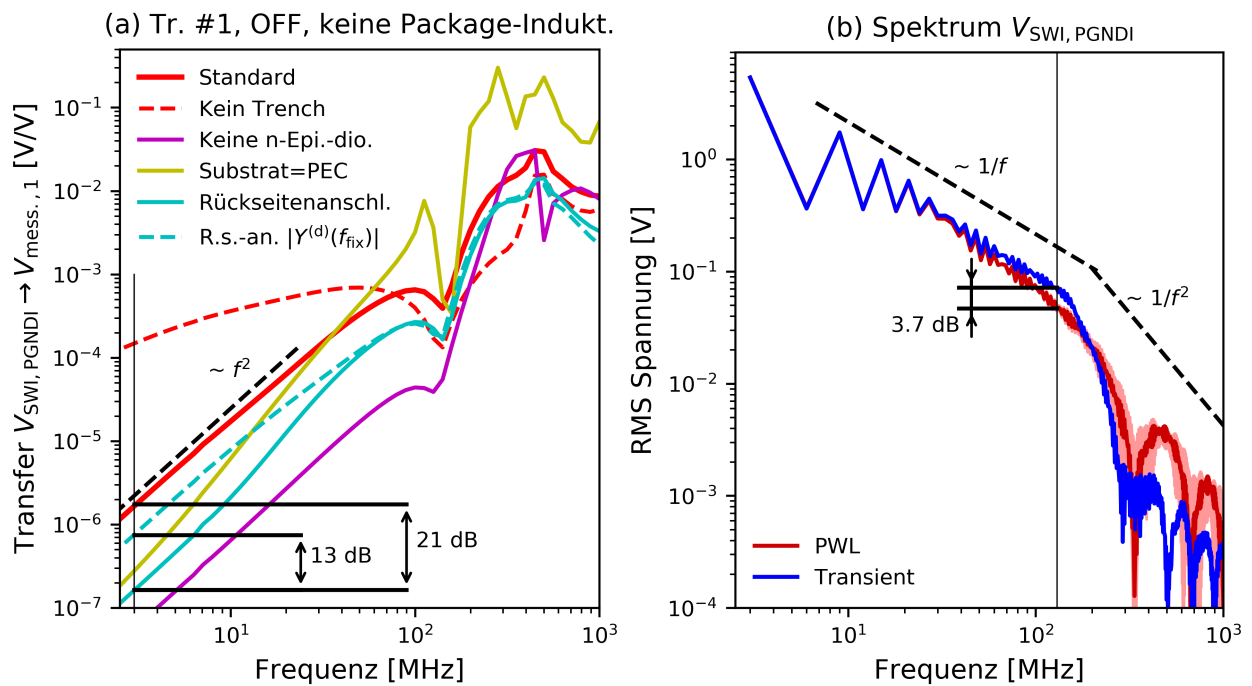
Durch die Verwendung der Kleinsignalnäherung geht die Spannungsabhängigkeit der Substratdiodenkapazität an EPI-LS verloren. Um das Verhalten dieser Diode dennoch bestmöglich nachzubilden, wird anstelle dieser in der AC-Simulation eine „effektive Kapazität“ verwendet, welche wie folgt bestimmt wird: Die beim Umschalten von EPI-LS von 0 V auf 12 V über diese effektive Kapazität fließende Gesamtladung soll unter Kleinsignalnäherung korrekt sein, wobei als korrekte Gesamtladung der zeitintegrierte Strom aus einer transienten Aufladungssimulation der Diodenkapazität angenommen wird.

Als Substratmodell verwenden wir standardmäßig ein mit der S-EHRFEM-Methode [12] erzeugtes elektrisches Netzwerk ohne Die-Rückseitenanschluss<sup>1</sup>. Daneben steht ein vereinfachtes Substratmodell (Substratwiderstandsmodell, Variante b, Abb. 4) zur Verfügung, welches als Vereinfachung des S-EHRFEM-Modells verstanden werden kann. Hier werden alle „Randkapazitäten“ (Diodenkapazität zw. n-Epitaxieschicht und Trägersubstrat) aus einer Y-Matrix-Darstellung des S-EHRFEM-Modells herausgerechnet, und die resultierende komplexwertige Y-Matrix  $Y^{(d)}$  wird bei konstanter Frequenz  $f_{fix} = 100$  MHz ausgewertet. Aus dem komponentenweisen Betrag  $|Y_{ij}^{(d)}(f_{fix})|$  erzeugen wir dann ein Netzwerk aus reellwertig-positiven Widerständen  $R_{ij}$  ohne interne Knoten. Danach fügen wir die „Randkapazitäten“ in Form von Dioden wieder hinzu, wie in Abb. 4 gezeigt.

<sup>1</sup>Den Die-Rückseitenanschluss zu extrahieren erfordert einen abgewandelten Modus von S-EHRFEM.



**Abb. 4:** Stark vereinfachter Schaltplan, der unseren Simulationen zugrunde liegt. Große, eckige Klammern stellen Variationsmöglichkeiten dar. Unsere Standardeinstellungen sind AC-Simulation in Kombination mit dem Substratextraktormodell ohne Die-Rückseitenanschluss und einem vollständig gekoppelten Packagemodell. Mit „Die-Rückseitenanschluss“ wird ein ohmscher Anschluss der Die-Rückseite auf die PCB-Massefläche per Exposed-Pad bezeichnet.



**Abb. 5:** (a) Simulierte Transferfunktionen (Transceiver #1 im OFF-Zustand) von  $V_{SWI,PGNDI}$  zum Messpunkt des Spektrumanalysators  $V_{mess.,1}$  bei blockweise gekoppeltem Pagemodell und (b) RMS-Fourierkoeffizienten von  $V_{SWI,PGNDI}$  aus transienter Simulation sowie einer PWL-Anpassung.

Als Pagemodell verwenden wir frequenzabhängige S-Parameter, die mit Ansys HFSS [1] berechnet werden. Um die Relevanz der induktiven Bonddrahtkopplungen zu untersuchen, ermöglichen wir die teilweise Entkopplung der Bonddrähte in der Simulation (Pagemodell, blockweise gekoppelt, Abb. 4). Dies wird durch mehrfache Instanziierung des Pagemodells erreicht und lässt sich als Löschung von induktiven Kopplungen, welche sich über Grenzen zwischen „Kopplungsgruppen“ erstrecken, interpretieren.

Abb. 5 (b) vergleicht das aus der transienten Simulation gewonnene Spektrum von  $V_{SWI,PGNDI}$  mit dem einer angepassten PWL-Kurvenform (engl. piecewise-linear waveform). Diese PWL-Kurvenform entspricht einer Rechtecksfunktion [10] mit einem Tastverhältnis von 52.2%, einer Anstiegszeit von 3.0 ns und einer Abfallzeit von 15.0 ns bei einem Spannungshub von 12 V. Für Frequenzen  $< 200$  MHz wird eine gute Übereinstimmung, bei einer maximalen Abweichung von 3.7 dB, beobachtet. Durch Variation der PWL-Anstiegszeit um  $\pm 10\%$  erhalten wir eine Kurvenschar, welche als hellroter Bereich dargestellt ist. Dies zeigt die starke Abhängigkeit des Minimums nahe 700 MHz von der Anstiegszeit.

Die rote Kurve in Abb. 5 (a) zeigt eine Transferfunktion vom DC/DC-Wandler zum Messpunkt mit Substrat als alleinigem Kopplungsmechanismus. Wenn man aus dem Substratextraktormodell die Trenchanschlüsse entfernt (rot, gestrichelt), dann ist bei Frequenzen unterhalb 20 MHz ein Anstieg um über eine Größenordnung, sowie qualitativ eine Änderung der Asymptotik zu beobachten. Werden stattdessen die Dioden zwischen n-Epitaxieschicht und Trägersubstrat entfernt (magentafarbene Kurve), so ist ein markanter Abfall unterhalb 150 MHz zu erkennen. Dies zeigt, dass der dominante Substratübertragungspfad unter 150 MHz eine direkte kapazitive Ein- und Auskopplung über diese parasitären Dioden beinhaltet. Die Änderung der Niederfrequenz-Asymptotik dieser Transferfunktion beim Entfernen des Trenchanschlusses ist somit ersichtlich, denn ohne Er-

dung des Trägersubstrats reduziert sich die Reihenschaltung aus ein- und auskoppelnder Kapazität zu einer einzelnen Kapazität, wodurch sich die Filterordnung verringert. Eine erheblich verbesserte Erdung des Trägersubstrats kann durch die Einführung eines Die-Rückseitenanschlusses erreicht werden. Hierfür sagt unsere Simulation eine enorme Verringerung dieser Transferfunktion um bis zu 21 dB voraus (hellblaue Kurve).

In der gelben Kurve in Abb. 5 (a) wurde das Trägersubstrat durch einen perfekten elektrischen Leiter ersetzt. Der Vergleich mit der roten Kurve zeigt, dass weder im Hoch-, noch im Niederfrequenzbereich eine gute Übereinstimmung erzielt wird – die Abweichungen können über 20 dB betragen. Bemerkenswert ist, dass diese PEC-Annäherung die Übertragung, je nach betrachteter Frequenz, sowohl stark überschätzen, als auch stark unterschätzen kann. In der hellblau-gestrichelten Kurve wurde der Fall Die-Rückseitenanschluss mit dem vereinfachten Substratwiderstandsmodell, Variante b simuliert. Abweichungen im Niederfrequenzbereich betragen bis zu 13 dB, was zeigt, dass in einer niedrigdimensionalen Darstellung des Substratwiderstands frequenzabhängige oder komplexwertige Impedanzen auftreten, was nicht vernachlässigt werden kann. Zusammenfassend zeigen diese Ergebnisse, dass das S-EHRFEM-Modell wichtige nichttriviale Effekte beinhaltet und daher eine Modellvereinfachung schwer zu bewerkstelligen ist.

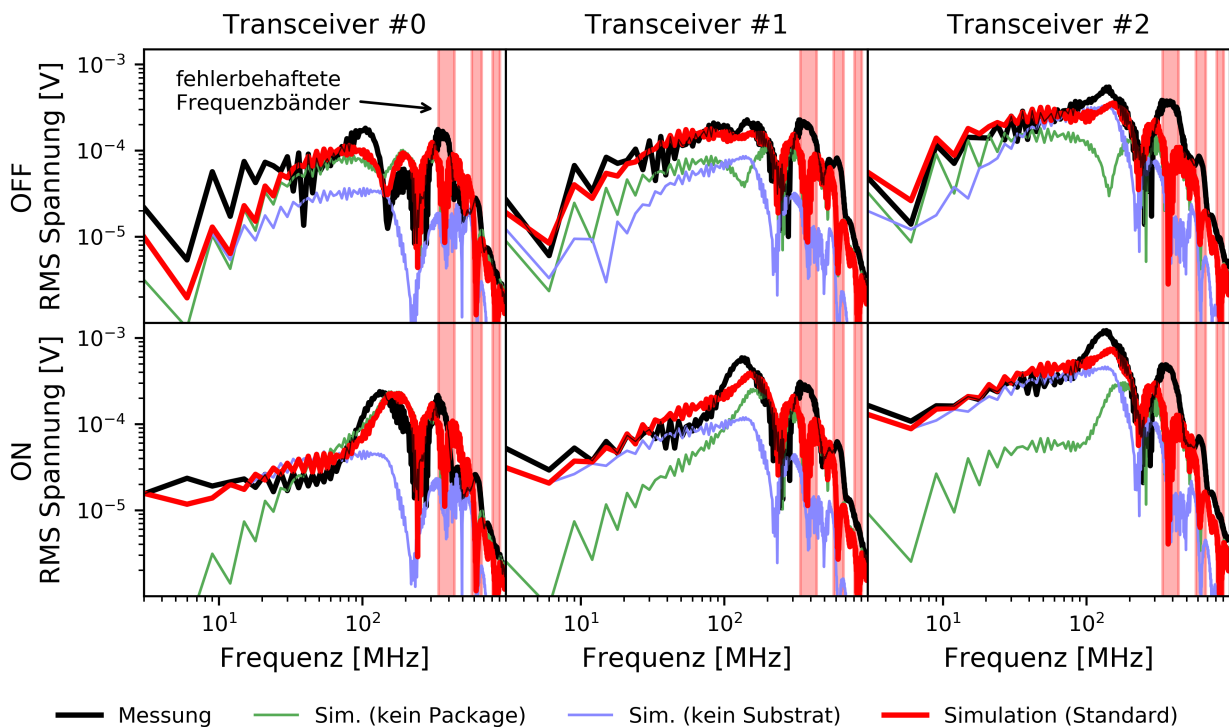
#### 4 Vergleich zwischen Messungen und Simulation

Die Außenbeschaltung auf unserer Messplatine ist identisch zu unserem Simulationschaltplan in Abb. 4. Die spektrale Leistungsdichte von  $V_{\text{mess},*}$  wurde mit einem Spektrumanalysator mit hoher Frequenzauflösung gemessen. Anschließend wurden schmalbandige Fenster aus der spektralen Leistungsdichte, welche zentriert um die höheren harmonischen Frequenzen liegen, ausgeschnitten und die Leistung integriert<sup>2</sup>. Die Grundfrequenz, welche zur Lokalisierung dieser Integrationsfenster nötig ist, wird anhand jedes gemessenen Spektrums nachkalibriert. Nach Umrechnung dieser integrierten Leistung pro Peak in eine RMS-Spannung erhält man eine Größe, welche deckungsgleich mit den RMS-Koeffizienten der Fourierreihe aus der Simulation sein sollte.

Durch diese Vorgehensweise wird ein möglicher Jitter des Taktes sowie ein Drift des internen Oszillators aus den Daten herausgerechnet. Die Reproduzierbarkeit bei späteren Nachmessungen lag typischerweise deutlich unter  $\pm 0.5$  dB bis 1 GHz. Dieses Verfahren wurde erweitert, indem zu jedem gemessenen Spektrum zwei Hintergrundrauschspektren aufgezeichnet wurden: Das erste Spektrum misst das Hintergrundrauschen des Systems in einem statischen Zustand, während das zweite Spektrum zusätzlich die emittierte Leistung aufzeichnet, die sich aus der Funktion des eingeschalteten internen Oszillators und des Takteilers ergibt. Eine geeignete Subtraktion von Messdaten und Hintergrund führt dann zu statistischen und systematischen Fehlermaßen, die zu einem Fehlerbalken summiert werden. Bei Frequenzen unterhalb von 500 MHz waren diese Fehlerbalken allerdings typ.  $< \pm 0.15$  dB, und werden deshalb im Folgenden nicht abgebildet.

Wie man in Abb. 6 sieht, können mit unserer Simulation typischerweise Genauigkeiten besser als  $\pm 6$  dB bis zu 1 GHz erreicht werden, mit Ausnahme von drei fehlerbehafteten

<sup>2</sup>Die Emissionspeaks bis zur Harmonischen #167 sind in etwa gaußförmig mit Nachbarabstand  $> 4\sigma$ , und daher durch Integrationsfenster klar zu trennen.



**Abb. 6:** Überlagerung der Messdaten (schwarz) mit den Simulationsdaten (rot) der drei verschiedenen Transceiver (Spalten), im OFF- oder ON-Zustand (Zeilen). Die grüne Kurve entfernt induktive Bonddrahtkopplungen (blockweise gekoppeltes Packagemodell, Abb. 4), wogegen die blaue Kurve das Substrat entfernt (Substratwiderstandsmodell m.  $R_{ij} = \infty$ , Abb. 4).

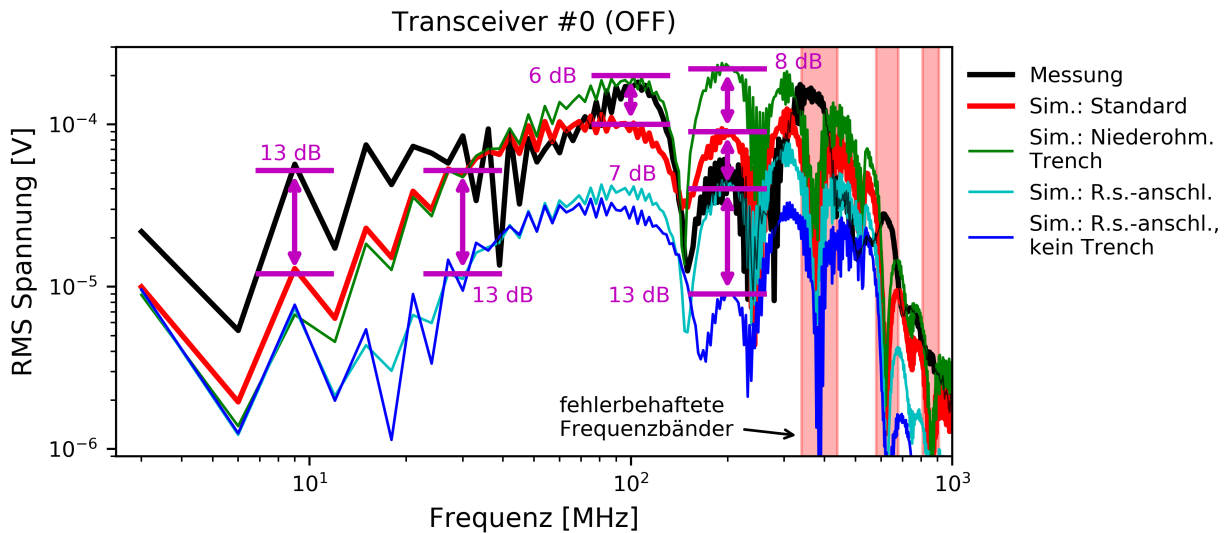
ten Frequenzbändern ( $390 \pm 50$ ) MHz, ( $630 \pm 50$ ) MHz und ( $860 \pm 50$ ) MHz. In diesen Frequenzbändern treten im vorhergesagtem Emissionsspektrum ausgeprägte Minima auf, welche in den Messdaten nicht vorhanden sind. Dies könnte sich durch Vorhersageungenauigkeiten der  $V_{SWI,PGNDI}$ - und  $I_{VSI}$ -Transienten, durch einen experimentellen Jitter der Anstiegszeit von  $V_{SWI,PGNDI}$  oder durch nichtlineare Verzerrungen des kapazitiv eingespeisten Substratstroms erklären lassen. Eine weitere erhöhte Abweichung findet man bei Transceiver #0 (OFF) im niederfrequenten Bereich. Die Abweichung bei 9 MHz beträgt hier ca. 13 dB, wie auch in Abb. 7 zu sehen. Vereinfachungen im Substratmodell, wie die Vernachlässigung von ESD-Strukturen, könnten hierfür verantwortlich sein.

Falls durch das Entfernen der Substratkopplungen in der Simulation (blaue Kurve, Abb. 6) ein starker Rückgang der Emissionen auftritt, sprechen wir von substratdominierten Emissionen. Dies ist z.B. bei Transceiver #0 (OFF) in einem breiten Frequenzbereich von ca. 30 MHz bis 500 MHz gegeben. Falls dagegen ein blockweise gekoppeltes Packagemodell die Emissionen stark reduziert (grüne Kurve), so nennen wir diese induktiv-dominiert. Dies ist beispielsweise bei Transceiver #2 (ON) unterhalb von 180 MHz der Fall.<sup>3</sup>

Abb. 7 zeigt simulierte Emissionskurven an Transceiver #0 (OFF) bei verschiedenen Veränderungen des Systems. Eine Variante des S-EHRFEM-Modells, in welchem das Füllmaterial der Trenches durch einen nahezu perfekten Leiter ersetzt wurde, ist in der grünen Kurve dargestellt. Bei 100 MHz erhöhen sich hier die Emissionen um 6 dB, wodurch sich

<sup>3</sup>Ein dritter Kopplungsmechanismus kommt in unserem Modell nicht vor, denn das Ausschalten sowohl von Substrat-, als auch Bonddrahtkopplungen führte zu einem Absinken der Emissionen weit unter  $0.1 \mu\text{V}$ .





**Abb. 7:** Überlagerung der Messdaten (schwarz) mit Simulationsdaten (rot) im Fall Transceiver #0 (OFF). Die anderen Kurven untersuchen bestimmte Änderungen des Systems in der Simulation.

die Simulationsdaten den Messdaten erheblich annähern. Allerdings werden die Emissionen bei 200 MHz ebenfalls um ca. 8 dB erhöht, was zu einer Verschlechterung der Deckung mit den Messdaten führt. Die starke Abhängigkeit des Simulationsergebnisses vom Trenchinnenwiderstand in diesem Bereich, zusammen mit dem hier erhöhten Fehler, weist darauf hin, dass die Modellierung der Trenches verbessert werden sollte.

Mit Die-Rückseitenanschluss (hellblaue Kurve), wird eine Abnahme der Emissionen um ca. 13 dB bei 30 MHz vorhergesagt, allerdings nur um 7 dB bei 200 MHz. Bemerkenswert ist, dass das Entfernen der Trenchanschlüsse bei Die-Rückseitenanschluss (blaue Kurve) dann eine Verbesserung um weitere 13 dB bei 200 MHz hervorruft. Dies zeigt, dass Die-Rückseiten- und Trenchanschlüsse wichtige, wechselwirkende Einflussfaktoren sind.

## 5 Schlussfolgerungen

Unsere Simulationsmethodik benutzt FEM- und FEM-ähnliche Methoden zur Erzeugung von Package- und Substratmodellen und erreicht für drei Transceiver, jeweils im ON- sowie OFF-Zustand, eine Vorhersagegenauigkeit von typ. besser als  $\pm 6$  dB bis 1 GHz. Da keine angepassten Parameter aus den Messdaten in die Simulation eingeflossen sind, erfüllt diese Methodik die wichtige Anforderung einer „Ab-initio-Vorhersage“. Die Methodik erlaubt die Variation zahlreicher Schlüsselparameter und damit die Beantwortung von „Was-wäre-wenn“-Fragen während früher Planungsphasen eines Projekts. Es ist ohne Probleme möglich, mehrere hundert Varianten auf einem Computercluster innerhalb eines Tages zu simulieren. Ein vollständiges Layout muss dafür nicht vorliegen, sondern es reicht ein Modulfloorplan sowie eine Packagezeichnung aus. Voraussetzung ist allerdings auch eine gewisse Vorerfahrung aus verwandten Chips, sodass die EMV-relevanten Leistungskomponenten ausgewählt werden können.

Unsere Analysen haben gezeigt, dass die Überkopplungen vom DC/DC-Wandler zu den Transceivern über zwei konkurrierende Kopplungsmechanismen, und zwar kapazitive Trägersubstrat- und induktive Bonddrahtkopplungen, entstehen. Des Weiteren wurde gezeigt,

dass sich das Substratmodell nicht trivialisieren lässt: Eine Näherung des Trägersubstrates als perfekter Leiter ist auch im Niederfrequenzbereich nicht angebracht, und Trenchinnenwiderstände können nicht vernachlässigt werden. Zudem muss die Frequenzabhängigkeit oder die Komplexwertigkeit von Impedanzen in einem niedrigdimensionalen Substratwiderstandsmodell berücksichtigt werden.

Zukünftige Arbeiten könnten zum Ziel haben, die Vorhersagegenauigkeit noch weiter zu erhöhen. Beispielsweise könnten sich die Abweichungen von ca. 6 dB nahe 100 MHz durch Modellverbesserung der Trenches reduzieren lassen, und die Abweichungen bei Transceiver #0 (OFF) im niederfrequenten Bereich um 13 dB lassen sich möglicherweise durch das Einfügen der ESD-Strukturen in das Simulationsmodell beheben. In den drei 100 MHz-breiten fehlerbehafteten Frequenzbändern lässt sich vermutlich durch eine geeignete Randomisierung von  $V_{SWL,PGNDI}$  und  $I_{VSI}$  eine starke Verbesserung erreichen.

## Literatur

- [1] *Ansys Electronics Desktop*. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-electronics-desktop/electronics-desktop-features> – 27.11.2019,
- [2] ARBETTER, B. et al.: DC-DC converter design for battery-operated systems. In: *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, 1995
- [3] ENGLISCH, J. et al.: Automotive Silicon Solutions. In: KLINGENSTEIN, Werner (Hrsg.): *Semiconductors – Technical information, technologies and characteristic data, 2nd edition*. Publicis Corporate Publishing, 2004, Kapitel 9.2.2, S. 348–349
- [4] Infineon Technologies AG – TLE9273QC Data Sheet, Rev. 1.5. (2019)
- [5] Infineon Technologies AG – TLF35584 Data Sheet, Rev. 1.0. (2019)
- [6] KLOTZ, F. et al.: Electromagnetic Compatibility – EMC. In: KLINGENSTEIN, Werner (Hrsg.): *Semiconductors – Technical information, technologies and characteristic data, 2nd edition*. Publicis Corporate Publishing, 2004, Kapitel 13.2.2, S. 479–481
- [7] LAUGHTON, M. A. ; WARNE, D. F.: *Electrical Engineer's Reference Book, 16th Edition, Kapitel 13*. Elsevier, 2002
- [8] LIN Consortium: LIN Specification Package, Rev. 2.2A. (2010), S. 125
- [9] NICHOLS, K. G. et al.: Overview of SPICE-like circuit simulation algorithms. In: *IEEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems* (1994)
- [10] OBERDIECK, K. et al.: Verfahren zur simulativen Modellierung der Gleichtaktanregung. In: *Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, 2016
- [11] PARODI, Mauro ; STORAGE, Marco: *Linear and Nonlinear Circuits: Basic & Advanced Concepts, Band 1, Kapitel 6*. Springer International Publishing AG, 2018
- [12] SCHADE, A. et al.: S-EHRFEM – Substrate Extraction using Highly Reduced FEM-meshes for Transient SPICE-simulation with Iterative Linear Solvers. In: *EMC Europe*, 2019
- [13] SHEN, Zheng J.: Automotive Power Semiconductor Devices. In: EMADI, Ali (Hrsg.): *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, 2005, Kapitel 6, S. 266–290
- [14] ZHE LI ; POMMERENKE, D.: EMI specifics of synchronous DC-DC buck converters. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2005

# Charakterisierung zeitvarianter HF-Impedanzen im Hinblick auf die EMV-Modellierung leistungselektronischer Systeme

Oliver Kerfin, M. Sc., Martin Harm, M. Sc.

Technische Universität Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit

## 1 Einleitung

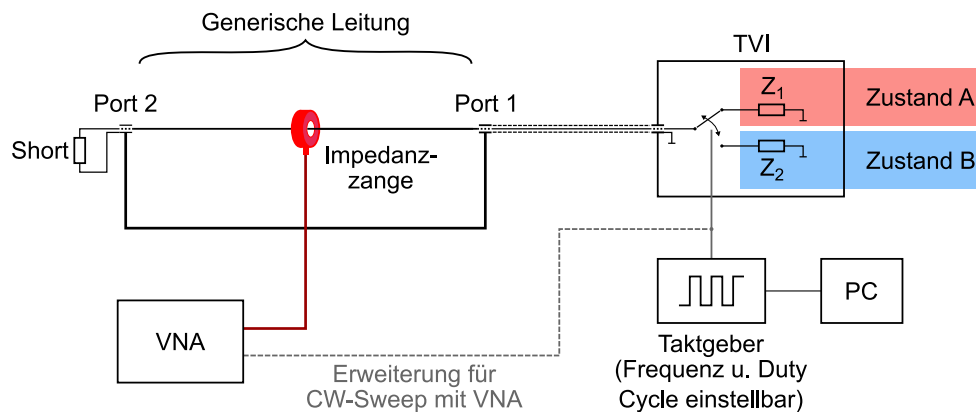
Zukünftige leistungselektronische Systeme werden von dem Einsatz von Wide-Bandgap-Halbleitern wie Siliciumcarbid (SiC) oder Galliumnitrid (GaN) profitieren. Gegenüber Silicium-Halbleitern sind deutlich gesteigerte Taktfrequenzen möglich, was sich positiv auf die Effizienz und den Bauraum der Systeme auswirkt. Aus Sicht der EMV stellen die sehr steilen Schaltflanken, die bei GaN-Leistungshalbleitern mehr als  $100 \text{ kV}/\mu\text{s}$  und  $50 \text{ kA}/\mu\text{s}$  betragen können, jedoch eine besondere Herausforderung dar. Häufig ist eine Modellierung des leistungselektronischen Systems u.a. hinsichtlich seiner HF-Impedanz sinnvoll, um die Leistungselektronik und gegebenenfalls erforderliche EMV-Maßnahmen bereits vor der Realisierung des Gesamtsystems optimal auslegen zu können. Hierdurch können der Designprozess verkürzt und Entwicklungskosten eingespart werden.

In [1] werden beispielsweise die Gleich- und die Gegentaktimpedanz eines im Betrieb befindlichen Umrichter-Motor-Systems durch Einkopplung eines HF-Signals und Messung der resultierenden HF-Spannungen und HF-Ströme charakterisiert. Diese Messdaten werden danach zur Modellierung einer Ersatzimpedanz genutzt. Falls die gemessene HF-Impedanz in dem untersuchten Szenario kaum vom Betriebszustand des Systems abhängt, ist die Nachbildung leicht möglich. Der zeitliche Verlauf der HF-Impedanzen leistungselektronischer Systeme ergibt sich aber durch das periodische Umschalten der Halbleiter und ist daher im Allgemeinen direkt durch den jeweiligen Betriebszustand der Leistungselektronik festgelegt. Es ist zu untersuchen, wie eine Modellierung solcher Systeme auch dann sinnvoll erfolgen kann, wenn sich die EMV-relevanten HF-Eigenschaften bei verschiedenen Betriebszuständen deutlich ändern.

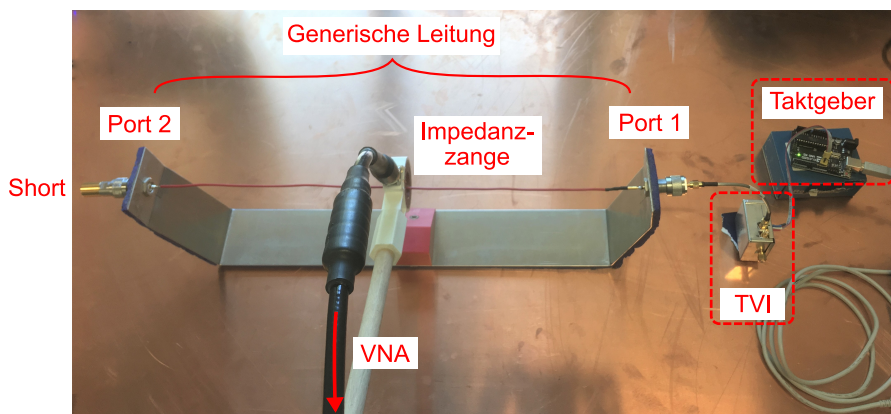
Im Rahmen dieser Veröffentlichung erfolgt eine grundlegende Betrachtung zur Charakterisierung zeitvarianter HF-Impedanzen. Anstelle eines realen leistungselektronischen, zu untersuchenden Systems (*system under test*, SUT) wird hier ein generischer Laboraufbau genutzt, mit dem unterschiedliche Impedanzverläufe mit Taktfrequenzen bis 100 kHz reproduzierbar nachgebildet werden können. Der Laboraufbau wird in Abschnitt 2 dieses Beitrags vorgestellt. Abschnitt 3 veranschaulicht, welchen Einfluss die Zeitvarianz von HF-Impedanzen auf deren Messung mit den in der EMV etablierten Messmethoden besitzt. Ausgehend von diesen Erkenntnissen wird in Abschnitt 4 ein schalttaktsynchronisiertes Messkonzept vorgestellt, mit dessen Hilfe der tatsächliche zeitliche Verlauf der HF-Impedanz von leistungselektronischen Systemen analysiert werden kann. Mit diesem Verfahren aufgenommene Messkurven werden mit Referenzmessungen verglichen, um die Messgenauigkeit zu bewerten. Abschnitt 5 gibt abschließend einen kurzen Ausblick auf zukünftige, weiterführende Untersuchungen zu zeitvarianten HF-Impedanzen und mögliche Erweiterungen des hier vorgestellten Messkonzepts.

## 2 Laboraufbau zur Nachbildung zeitvarianter HF-Impedanzen

Für die grundlegende Betrachtung zur Charakterisierung zeitvarianter HF-Impedanzen dient das in Bild 1 schematisch dargestellte Setup. Bild 2 zeigt den entsprechenden Laboraufbau. Der Impedanzverlauf wird mit einer zeitvarianten Impedanznachbildung (*time-variant impedance*, TVI) vorgegeben und ist dementsprechend im Gegensatz zu der HF-Impedanz einer realen Leistungselektronik genau bekannt. Zentraler Bestandteil der TVI ist ein schneller HF-Schalter HMC641 von Analog Devices. Die TVI schaltet periodisch zwischen Zustand A mit der Impedanz  $Z_1$  und Zustand B mit der Impedanz  $Z_2$  um. Dabei sind die Schaltfrequenz sowie der Duty Cycle von einem PC aus mittels eines Taktgebers im Bereich zwischen 1 Hz und 100 kHz bzw. 0 % und 100 % einstellbar, sodass unterschiedliche Betriebszustände einer Leistungselektronik simuliert werden können. Bei einem Duty Cycle von 0 % verharrt die TVI in Zustand A, ein Duty Cycle von 100 % entspricht dauerhaft dem Zustand B. Die Impedanzen  $Z_1$  und  $Z_2$  werden durch externe Bauteile festgelegt, die über SMA-Steckverbinder mit dem HF-Schalter verbunden sind und bei Bedarf leicht geändert werden können.



**Bild 1:** Setup für die Nachbildung und Untersuchung zeitvarianter HF-Impedanzen



**Bild 2:** Laboraufbau mit TVI, generischer Leitung und Impedanzzange zur Messung der lokalen Impedanz

Die TVI ist an den Port 1 einer generischen Leitungsstruktur angeschlossen. Port 2 der Leitung ist mit einem Short abgeschlossen. Für ausgewählte Betriebszustände wird die lokale HF-Impedanz in der Mitte der Leitung mit einer kalibrierten Impedanzzange in Kombination mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (VNA) ENA5080 von Keysight Technologies gemessen. Die lokale Impedanz ist dabei die Gesamtimpedanz des SUT aus Sicht

der Impedanzzange. Die Grundlagen der Messung lokaler Impedanzen mit Impedanzzangen werden in [2] beschrieben. Für das in Abschnitt 4 vorgestellte schalttakt synchronisierte Messkonzept wird der Laboraufbau zusätzlich um eine Verbindungsleitung zwischen dem Taktgeber für die TVI und dem externen Triggereingang des VNA erweitert.

### 3 Messung zeitvarianter HF-Impedanzen mit einem Frequenzbereichsweep

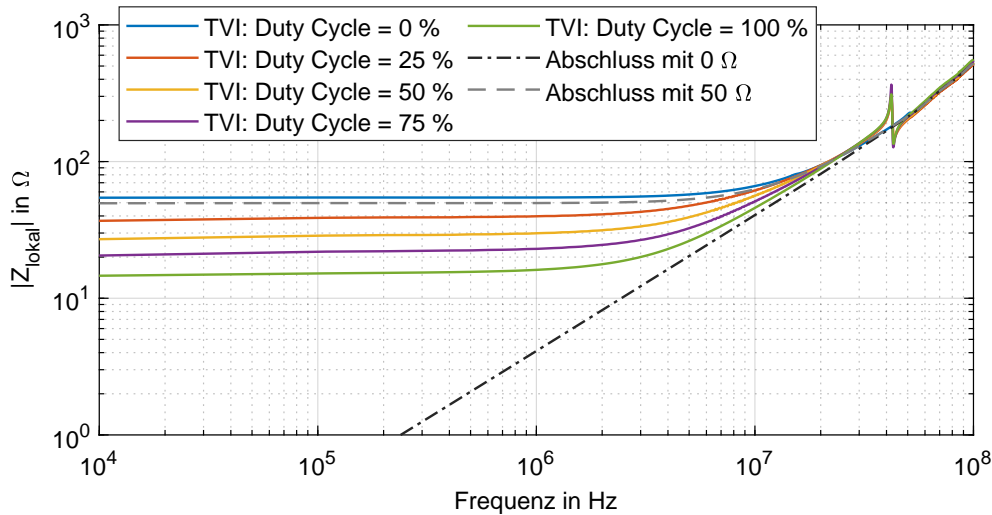
Üblicherweise werden die HF-Eigenschaften eines SUT im Bereich der EMV durch Messungen im Frequenzbereich charakterisiert. Z. B. werden zur Bewertung der Störaussendung des SUT Frequenzbereichsweeps mit Messempfängern durchgeführt, bei denen die Störpegel für die interessierenden Frequenzpunkte nacheinander ermittelt werden. Durch eine entsprechende Messzeit bei dem jeweiligen Frequenzpunkt wird dabei sichergestellt, dass auch nur sporadisch auftretende Peaks im Störspektrum erfasst werden.

Ein naheliegender Ansatz zur Charakterisierung von HF-Impedanzen ist daher ebenfalls deren Messung mit einem Frequenzbereichsweep, wie z. B. auch in [1] oder [3] durchgeführt. Im Rahmen des vorliegenden Beitrags wird die lokale HF-Impedanz in der Mitte der generischen Leitungsstruktur aus Bild 1 und 2 durch einen Frequenzbereichsweep von 10 kHz bis 100 MHz mit dem VNA gemessen. Die eingestellte IF-Bandbreite beträgt für eine gute Messdynamik 100 Hz. Es werden 2000 Frequenzpunkte aufgenommen, wodurch sich die Gesamtdauer des Sweeps zu 19,22 s, entsprechend 9,61 ms je gemessenem Frequenzpunkt, ergibt. An die TVI werden ein  $50\ \Omega$ -Abschluss und ein Short angeschlossen. Durch den internen Aufbau des HF-Schalters ergeben sich die Impedanzen  $Z_1$  für Zustand A sowie  $Z_2$  für Zustand B zu  $54\ \Omega$  bzw.  $14\ \Omega$ . Die TVI wird zunächst mit einer Taktfrequenz von 1 kHz betrieben.

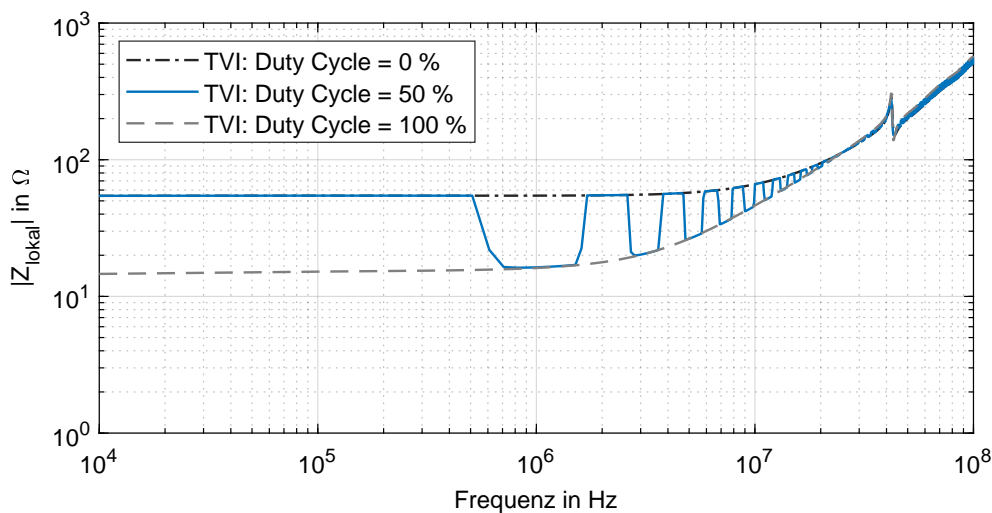
In Bild 3 ist der Betrag der gemessenen lokalen Impedanz für unterschiedliche Duty Cycle von 0 % bis 100 % aufgetragen. Die gestrichelten Linien zeigen ergänzend die gemessene HF-Impedanz bei direktem Abschluss der Leitung an Port 1 mit dem Short bzw. mit dem  $50\ \Omega$ -Abschluss anstelle der TVI. Deutlich sichtbar ist, dass die gemessene HF-Impedanz bei Frequenzen oberhalb von 10 MHz von den Eigenschaften der Leitung dominiert wird. Im unteren Frequenzbereich ergibt sich die gemessene Impedanz in Abhängigkeit des Duty Cycle als ein zeitlicher Mittelwert der Schaltzustände A und B der TVI, da die 1 ms-Periodendauer des Schaltzyklus wesentlich kürzer ist als die Messzeit des VNA je Frequenzpunkt.

Bei niedrigen Taktfrequenzen der TVI, bei denen die Periodendauer des Schaltzyklus wesentlich größer ist als die Messzeit je Frequenzpunkt, treten offensichtliche Probleme bei der Messung auf. Bild 4 zeigt als Extrembeispiel den Betrag der bei einer Schaltfrequenz von 5 Hz an der Leitung gemessenen lokalen Impedanz. Aufgrund der geringen Taktfrequenz wird beim Sweep des VNA kein zeitlicher Mittelwert über die unterschiedlichen Schaltzustände der TVI gebildet, sodass sich Sprünge in der Messkurve ergeben.

An dieser Stelle stellt sich die wesentliche Frage, unter welchen Voraussetzungen der zeitliche Mittelwert des Impedanzverlaufs ausreicht, um eine optimale Auslegung zukünftiger Leistungselektronik in Verbindung mit gegebenenfalls erforderlichen EMV-Maßnahmen zu realisieren. Diese Thematik ist nicht Gegenstand des vorliegenden Beitrags und wird in weiterführenden Untersuchungen ausführlich betrachtet.



**Bild 3:** Betrag der gemessenen lokalen Impedanz in Abhängigkeit des Duty Cycle bei einer TVI-Schaltfrequenz von 1 kHz sowie lokale Impedanz bei Abschluss der Leitung mit 0 Ω bzw. 50 Ω an Port 1



**Bild 4:** Betrag der gemessenen lokalen Impedanz in Abhängigkeit des Duty Cycle bei einer TVI-Schaltfrequenz von 5 Hz

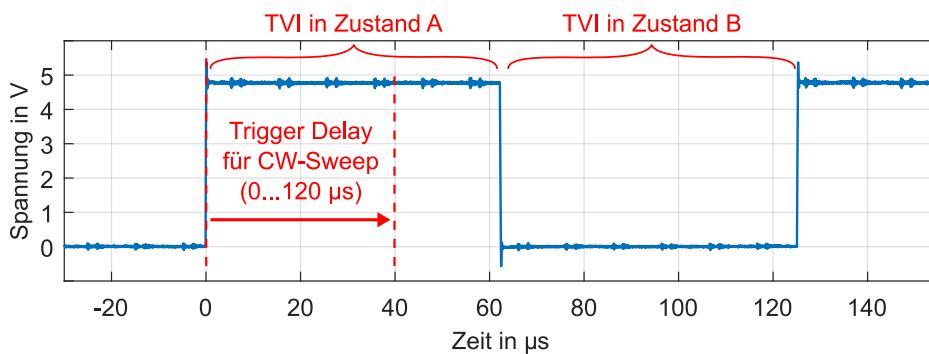
#### 4 Schalttaktsynchronisierte Messmethode zur Charakterisierung zeitvarianter HF-Impedanzen

Im vorigen Abschnitt wurde veranschaulicht, dass sich das Ergebnis eines Frequenzsweeps bei der Messung zeitvarianter HF-Impedanzen als duty-cycle-abhängige Mittelung über die unterschiedlichen Schaltzustände des SUT ergibt. Für die Optimierung leistungselektronischer Systeme kann jedoch zukünftig die Kenntnis des tatsächlichen Impedanzverlaufs ein wertvolles Hilfsmittel sein, z. B. bei der Modellierung. Im Folgenden wird daher eine Messmethode vorgeschlagen, mit der HF-Impedanzen mit dem VNA sowohl in Abhängigkeit der Frequenz als auch der Zeit charakterisiert werden können. Ausgangspunkt hierbei ist eine starke Verkürzung der Messzeit für die einzelnen Frequenzpunkte, um eine Mittelwertbildung über die Schaltzustände des SUT zu vermeiden. Die erste Erprobung des Messverfahrens erfolgt wieder mit dem in Abschnitt 2 beschriebenen Laboraufbau.

## 4.1 Vorstellung des Messverfahrens

Das vorgeschlagene Messverfahren basiert auf schalttaktsynchronisierten CW-Sweeps. Bei einem CW-Sweep misst der VNA die Streuparameter bei einer einzelnen, diskreten Frequenz als Funktion der Zeit. Durch eine Synchronisation des Sweeps mit dem Schalttakt des SUT wird die HF-Impedanz für alle relevanten Messfrequenzen nacheinander sukzessive für verschiedene Zeitpunkte während des Schaltzyklus ermittelt.

Das Taktsignal für die TVI wird gemäß Bild 1 zusätzlich auf den externen Triggereingang des VNA geführt. Das Takt- bzw. Triggersignal ist in Bild 5 dargestellt. Exemplarisch ist für die hier beschriebenen Untersuchungen eine typische Schaltfrequenz herkömmlicher Umrichter mit Silicium-Halbleitern von 8 kHz, entsprechend einer Periodendauer von 125  $\mu\text{s}$ , gewählt. Der Duty Cycle beträgt 50 %.



**Bild 5:** Referenztakt für TVI bzw. Triggersignal für den VNA

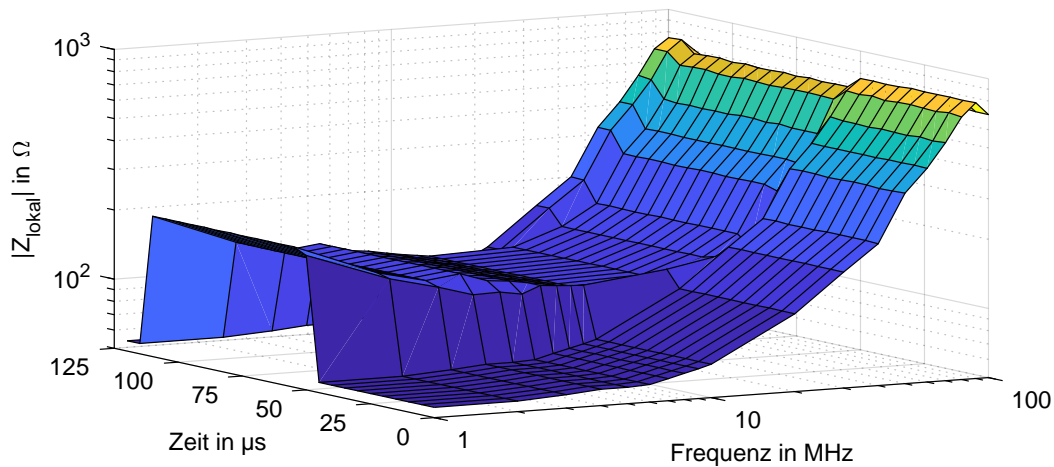
Die Verkürzung der Messdauer für die einzelnen Messpunkte wird durch eine IF-Bandbreite des VNA von 1 MHz erreicht. Dabei ergibt sich bei dem ENA5080 im Frequenzbereich von 1 MHz bis 100 MHz eine minimale Messzeit von ungefähr 5  $\mu\text{s}$  je Messpunkt. Während einer Periode des 8 kHz-Taktsignals sind mit den gewählten Einstellungen somit prinzipiell 25 Einzelmessungen möglich. Die Aufnahme eines einzelnen Messpunkts wird durch die steigende Flanke des Takt- bzw. Triggersignals gestartet. Durch ein in 5  $\mu\text{s}$ -Schritten von 0  $\mu\text{s}$  bis 120  $\mu\text{s}$  einstellbares Trigger Delay wird die lokale Impedanz der generischen Leitung definiert zu unterschiedlichen Zeitpunkten während des Schaltzyklus gemessen, sodass der zeitliche Impedanzverlauf des SUT durch iterative Einzelmessungen bestimmt werden kann.

Die gegenüber dem in Abschnitt 3 beschriebenen Frequenzbereichsweep stark erhöhte IF-Bandbreite verschlechtert die Dynamik des VNA allerdings um 40 dB. Aus diesem Grund erfolgt für jede Kombination aus Messfrequenz und Trigger Delay eine Mittelung über einen schalttaktsynchronisierten CW-Sweep mit 10000 Einzelmessungen, wodurch der Dynamikverlust kompensiert wird [4].

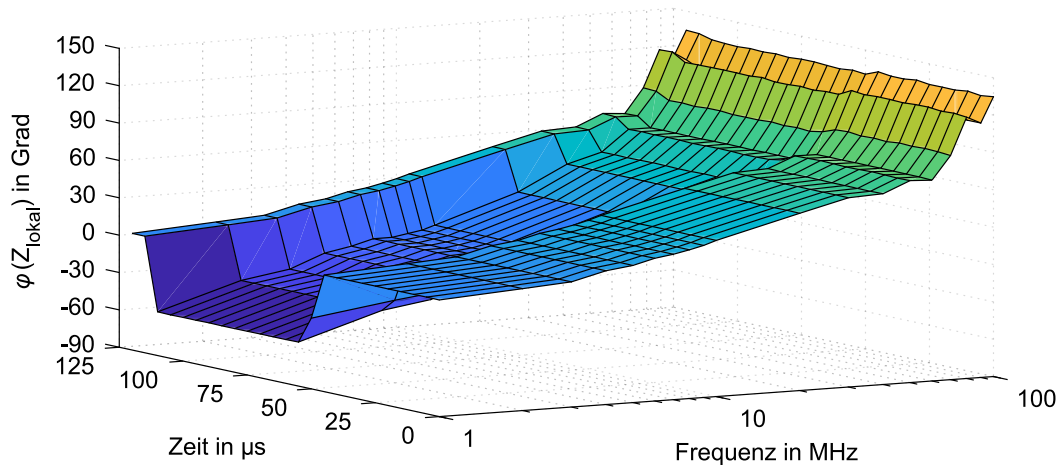
## 4.2 Auswertung der Messergebnisse

Im Folgenden wird die TVI für Zustand A mit einem 50  $\Omega$ -Abschluss sowie für Zustand B mit einer Serienschaltung aus einem 100  $\Omega$ -HF-Widerstand und einem 100 nF-Kondensator abgeschlossen. Durch das gewählte Netzwerk weist die HF-Impedanz für Zustand B eine deutliche, aber bekannte Frequenzabhängigkeit auf.

In Bild 6 und 7 sind der Betrag bzw. die Phase der im Laboraufbau bei der Schaltfrequenz von 8 kHz gemessenen lokalen Impedanz der Leitung in Abhängigkeit der Messfrequenz und der Zeit dargestellt. Deutlich erkennbar in Betrag und Phase ist das Umschalten der TVI zwischen den Zuständen A und B. Die Zustandsänderung der TVI findet sich im Messergebnis nicht genau nach der halben Periodendauer von  $62,5\ \mu\text{s}$  wieder, da die Messung aufgrund eines zusätzlichen und derzeit noch nicht kompensierten VNA-internen Delays ungefähr  $5\ \mu\text{s}$  verspätet ausgelöst wird. Wie bei den Frequenzbereichsweeps in Abschnitt 3 wird die gemessene HF-Impedanz oberhalb von 10 MHz durch die Eigenschaften der generischen Leitung dominiert.



**Bild 6:** Betrag der gemessenen lokalen Impedanz in Abhängigkeit der Messfrequenz und der Zeit bei einer TVI-Schaltfrequenz von 8 kHz



**Bild 7:** Phase der gemessenen lokalen Impedanz in Abhängigkeit der Messfrequenz und der Zeit bei einer TVI-Schaltfrequenz von 8 kHz

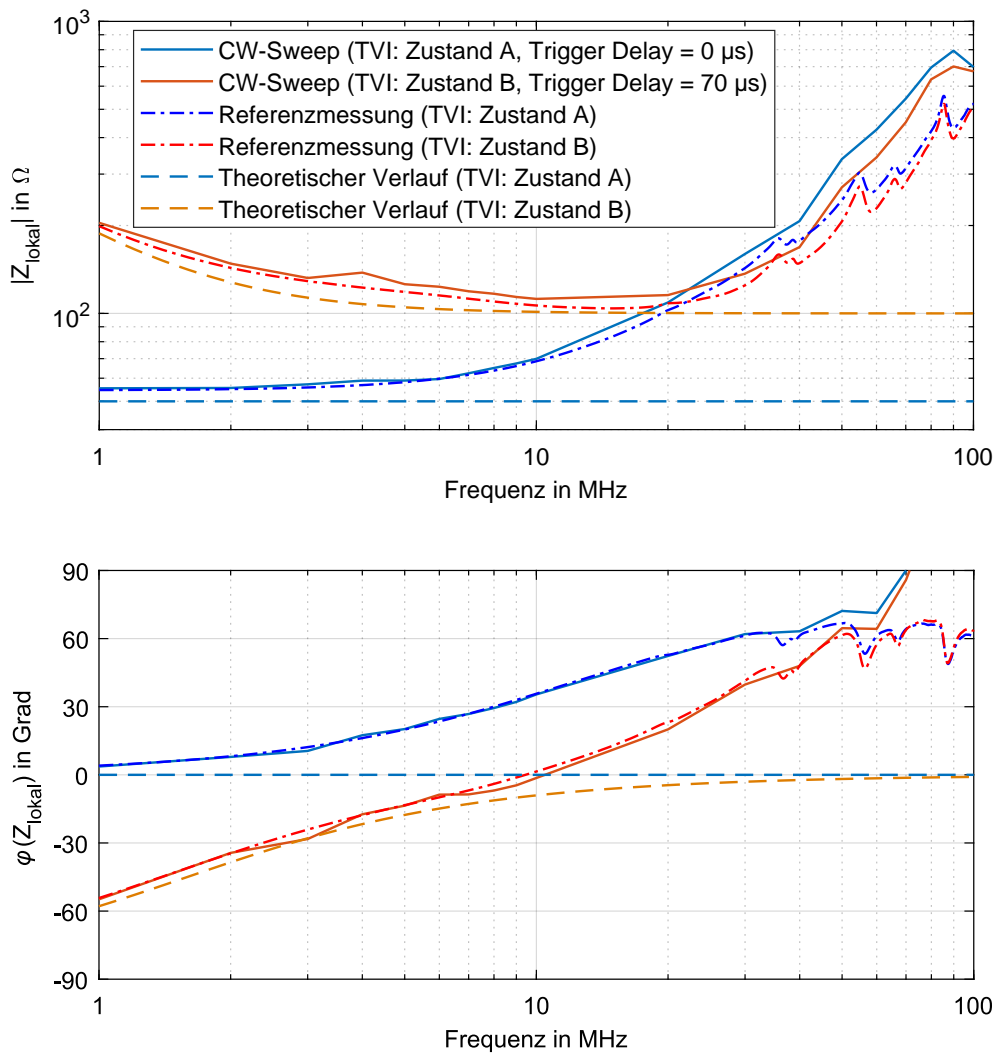
### 4.3 Analyse der Messgenauigkeit

Um die Genauigkeit der vorgeschlagenen Messmethode zu bewerten, werden die Ergebnisse des schalttakt synchronisierten Verfahrens mit Referenzmessungen verglichen. Wie



in Bild 6 und 7 zu erkennen ist, befindet sich die TVI bei einem Trigger Delay von  $0 \mu\text{s}$  bzw.  $70 \mu\text{s}$  in Zustand A bzw. in Zustand B. Die beiden zu diesen Zeitpunkten gemessenen Impedanzverläufe sind in Bild 8 in Abhängigkeit der Frequenz aufgetragen.

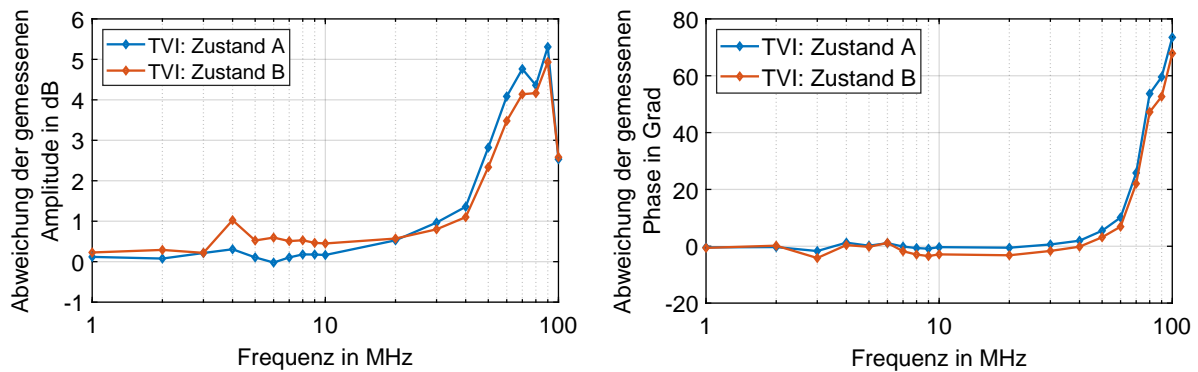
Bei den Referenzmessungen wird die TVI dauerhaft in Zustand A bzw. B geschaltet. In diesen statischen Betriebszuständen wird jeweils ein Frequenzbereichsweep mit dem VNA zur Bestimmung der lokalen Impedanz in der Leitungsmitte durchgeführt. Die entsprechenden Referenzkurven sowie die sich mit den Abschlussimpedanzen  $Z_1$  und  $Z_2$  theoretisch ergebenden Impedanzverläufe sind ebenfalls in Bild 8 dargestellt.



**Bild 8:** Vergleich zwischen der schalttaktsynchronisiert gemessenen lokalen Impedanz und entsprechenden Referenzmessungen

Gegenüber den theoretischen Impedanzverläufen der Zustände A und B ist bei den Messkurven wiederum der deutliche Einfluss der Leitungseigenschaften zu erkennen. Die Ergebnisse des schalttaktsynchronisierten Messverfahrens und der Referenzmessungen stimmen allerdings bis zu einer Frequenz von etwa 50 MHz sehr gut überein. In Bild 9 sind die Abweichungen der Amplituden- und Phasenverläufe gezeigt. Die schalttaktsynchronisiert gemessene Amplitude weicht bei 50 MHz für beide Zustände A und B um weniger als 3 dB von der Referenzmessung ab, die Phase um weniger als  $6^\circ$ . Oberhalb von

70 MHz treten deutliche Ungenauigkeiten insbesondere bei der schalttaktsynchronisierten Messung der Phase auf. Die Ursache hierfür wird in weitergehenden Untersuchungen genauer analysiert.



**Bild 9:** Abweichungen der schalttaktsynchronisiert gemessenen lokalen Impedanz gegenüber entsprechenden Referenzmessungen

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Eine grundlegende Betrachtung zur Charakterisierung zeitvarianter HF-Impedanzen wurde durchgeführt. Das Ergebnis eines Frequenzsweeps zur Messung der Impedanzen ergibt sich als duty-cycle-abhängige Mittelung über die unterschiedlichen Schaltzustände des SUT. Mit der vorgeschlagenen, schalttaktsynchronisierten Messmethode können HF-Impedanzen mit einem VNA sowohl in Abhängigkeit der Frequenz als auch der Zeit charakterisiert werden. In einem Laboraufbau wurde bis zu einer Frequenz von 50 MHz eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den schalttaktsynchronisierten Impedanzmessungen und entsprechenden Referenzmessungen erreicht.

Weiterführende Untersuchungen werden sich insbesondere mit der Frage beschäftigen, in welchen Situationen die Kenntnis des tatsächlichen, zeitabhängigen Verlaufs der HF-Impedanzen den Designprozess zukünftiger Leistungselektronik nachhaltig unterstützen kann. Zudem wird die schalttaktsynchronisierte Messmethode auch an realen leistungselektronischen Systemen erprobt.

## Literatur

- [1] JESCHKE, S. ; MAARLEVELD, M. ; BÄRENFÄNGER, J. ; HIRSCH, H. ; TSIAPENKO, S. ; OBHOLZ, M.: Impedanznachbildungen für aktive Hochvolt Komponenten des Antriebsstrangs bei Störaussendungsmessungen. In: *GMM-Fachbericht 88: EMV in der Kfz-Technik*, 2017
- [2] JUNGE, Axel: *Kontaktlose Verfahren zur breitbandigen Messung an Leitungen bei Hochfrequenz*, Technische Universität Braunschweig, Diss., 2009
- [3] KERFIN, Oliver ; HARM, Martin ; WILLMANN, Benjamin: Reference Setup for RF Impedance Measurements with High DC Bias Currents. In: *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe)*, 2019, S. 997–1002
- [4] KEYSIGHT TECHNOLOGIES: *Understanding and Improving Network Analyzer Dynamic Range (Application Note)*. 2014

---

# Elektrische Maschinen



# Abschätzung der Abstrahlung von Gleichstrommaschinen mit Hilfe leitungsgebundener Messungen und Simulation

M. Sc. Alexander Engeln, Grundlagen der Elektrotechnik, Helmut-Schmidt-Universität, Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg, alexander.engeln@hsu-hh.de  
Prof. Dr.-Ing. Stefan Dickmann, Grundlagen der Elektrotechnik, Helmut-Schmidt-Universität, Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg, stefan.dickmann@hsu-hh.de

## 1 Einleitung

Gleichstrommaschinen senden auf Grund abrupter Stromänderungen (u.a. Funkenbildung) zwischen Kohlebürsten und Kommutator Störemissionen aus. Als Quellen der Abstrahlung kommen der Motor selbst, eventuelle Filterschaltungen und die Zuleitungen von der Stromversorgung in Frage. Die Länge der Zuleitungen befindet sich bei typischen Haushaltgeräten in der Größenordnung der Wellenlänge der Strahlung. Die dominante Störquelle stellen somit die Ströme auf den Zuleitungen dar. Diese lassen sich in Gleich- und Gegentaktkomponenten zerlegen. Die Gleichtaktsignale sind für die Emissionen im Fernfeld von größerer Bedeutung, da deren Anteile konstruktiv interferieren, während die Gegentaktsignale sich größtenteils gegenseitig auslöschen [4].

In dieser Arbeit wird die Gegentakt-Stromverteilung über die Leitungstheorie bestimmt. Anschließend werden die Gleichtaktströme auf der Leitung gemessen. Aus den Strömen werden die Felder berechnet, indem die Leitung als Reihung kleiner Dipol-Segmente simuliert wird. Vorherige Arbeiten haben dieses Prinzip bereits verwendet [6]. In dieser Arbeit wird weitergeführt, dass die Phaseninformation des Gleichtaktsignals entscheidend für die korrekte Vorhersage der Abstrahlung ist.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Entstehung von Gleichtaktsignalen

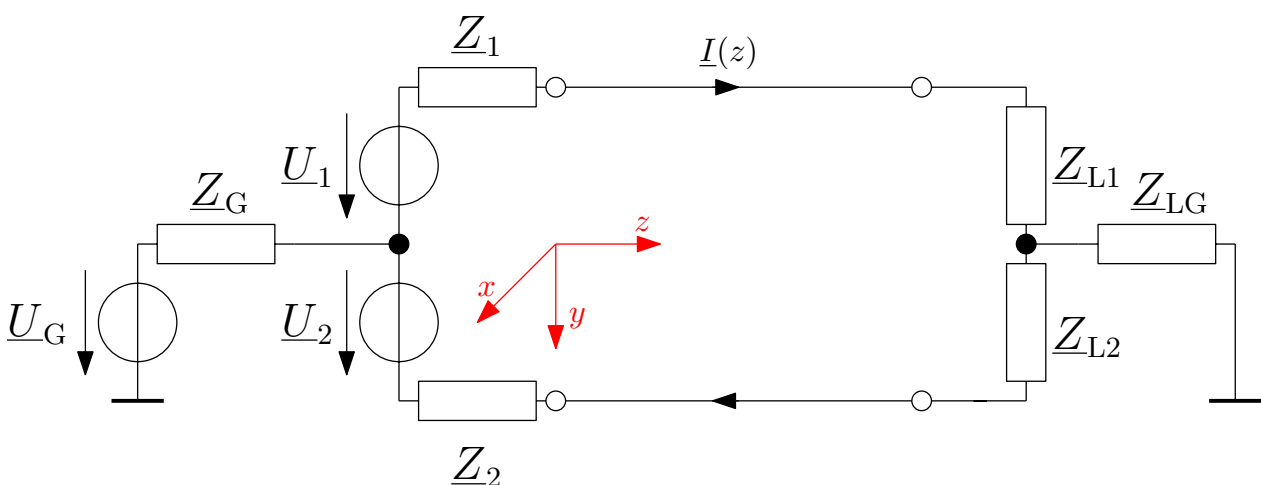


Bild 1: Schaltskizze einer Doppelleitung

In Bild 1 ist dargestellt, welche Quellen und Impedanzen an der Doppelleitung relevant sind [7]. Sowohl die Störquelle (über  $Z_G$ ), als auch die Last (über  $Z_{LG}$ ) können an Masse

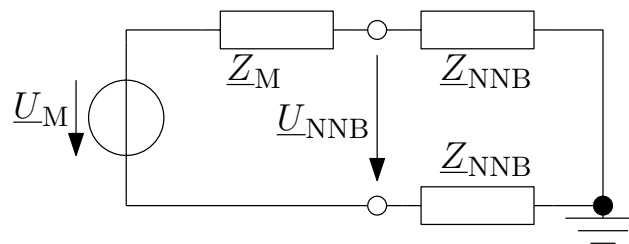
gekoppelt sein. Dies kann z. B. über die kapazitive Kopplung des Motors zum Gehäuse geschehen, sofern dieses geerdet ist, oder im Messaufbau über die Impedanz der Netznachbildung. Liegt eine Kopplung vor, so tritt ein Gleichtaktstrom auf, wenn

- a) Last oder Quelle asymmetrisch sind (z. B.  $\underline{U}_1 \neq \underline{U}_2$ ).
- b) die Doppelleitung asymmetrisch ist.
- c) Störungen in die Quelle direkt eingekoppelt werden ( $\underline{U}_G \neq 0$ ).

## 2.2 Motorcharakterisierung

Der Motor wird als reale Spannungsquelle hinsichtlich Innenimpedanz  $\underline{Z}_M$  und Leerlaufspannung  $\underline{U}_M$  charakterisiert. Die Störspannung wird bei direktem Anschluss der beiden Pole über je eine Netznachbildung an die Gleichstromversorgung gemessen. An der Netznachbildung mit Impedanz  $\underline{Z}_{NNB}$  gegen Erde wird die Spannung  $\underline{U}_{NNB}$  zwischen den Polen des Motors gemessen. Gemäß Spannungsteiler folgt nach Bild 2

$$\underline{U}_M = \frac{2 \underline{Z}_{NNB} + \underline{Z}_M}{2 \underline{Z}_{NNB}} \underline{U}_{NNB}. \quad (1)$$



**Bild 2:** Charakterisierung des Motors

## 2.3 Gegentaktstrom aus der Leitungstheorie [5]

Für die Berechnung des reinen Gegentaktstroms werden

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_M}{2}, \quad \underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = \frac{\underline{Z}_M}{2}, \quad \underline{U}_G = 0, \quad \underline{Z}_{L1} = \underline{Z}_{L2} = \frac{\underline{Z}_L}{2}$$

gesetzt, die Leitung ist symmetrisch.

Der verlustlosen Doppelleitung lässt sich pro Länge ein Induktivitätsbelag  $L'$  und ein Kapazitätsbelag  $C'$  zuordnen. Daraus folgt als geometrieabhängige Kenngröße die Wellenimpedanz der Leitung  $\underline{Z}_C$ . Durch Reflexionen an den Abschlüssen der Leitung bilden sich stehende Wellen aus. Quellenseitig ( $z = 0$ ) beträgt der Reflexionskoeffizient  $\underline{\Gamma}_S$  und lastseitig entsprechend  $\underline{\Gamma}_L$ . Es gilt

$$\underline{Z}_C = \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad \underline{\Gamma}_S = \frac{\underline{Z}_M - \underline{Z}_C}{\underline{Z}_M + \underline{Z}_C}, \quad \underline{\Gamma}_L = \frac{\underline{Z}_L - \underline{Z}_C}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_C}.$$

Abhängig von der Frequenz bzw. Wellenzahl  $\beta = 2\pi \frac{f}{c}$  folgt aus der Leitungstheorie entlang der Leitung der Länge  $l$  die Stromverteilung

$$\underline{I}(z) = \frac{1 - \underline{\Gamma}_L e^{-2j\beta(l-z)}}{1 - \underline{\Gamma}_S \underline{\Gamma}_L e^{-2j\beta l}} \frac{\underline{U}_M}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_M} e^{-j\beta z}. \quad (2)$$

## 2.4 Gleichtaktstrom aus Stromzangen-Messung

Die Gleichtakt-Stromverteilung auf der Doppelleitung wird mit Hilfe einer Stromzange gemessen. Die Stromzange ist im Prinzip ein Transformator, dessen Primärwicklung die zu untersuchende Leitung ist. Fließt durch diese ein Wechselstrom  $\underline{I}$ , so wird im Ferritring ein magnetischer Fluss erzeugt, welcher in der Sekundärwicklung die Spannung  $\underline{U} = \underline{Z}_T \cdot \underline{I}$  induziert. Die Transferimpedanz  $\underline{Z}_T$  wird zuvor in einem Kalibrierhalter mittels eines Netzwerkanalysators (NWA) über den Streuparameter  $\underline{S}_{12}$  [2] bestimmt.

## 2.5 Feldberechnung

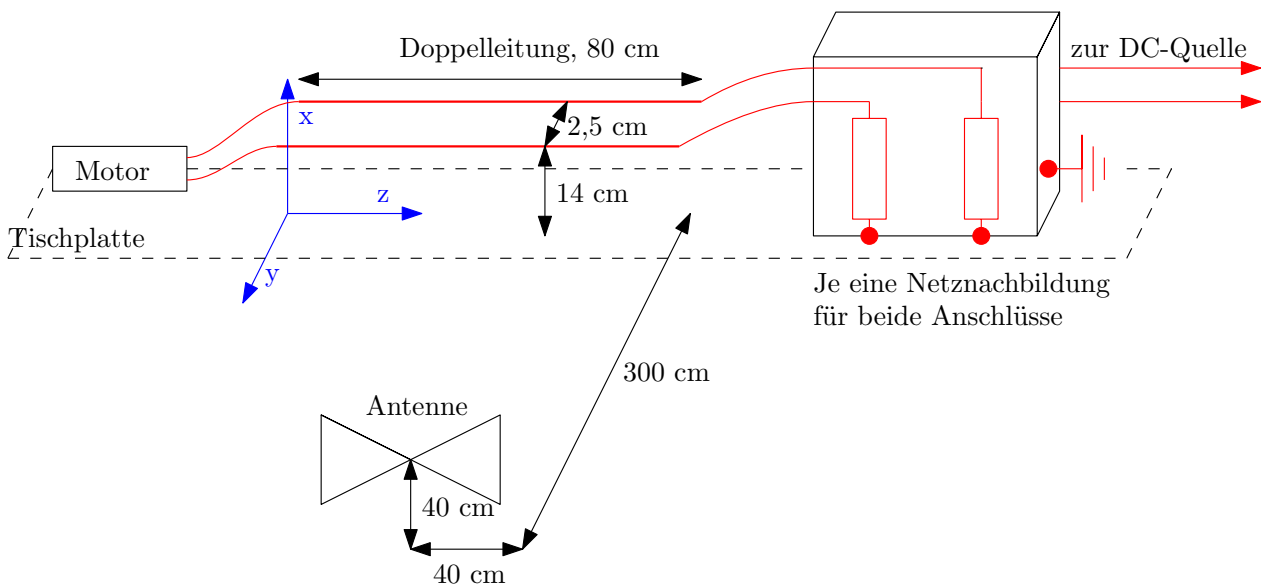
Die Stromverteilung wird nun verwendet, um das elektrische Feld im Beobachtungspunkt zu berechnen. Dazu wird die Leitung in 40 Segmente pro Wellenlänge diskretisiert. Bei einer größeren Anzahl wurde keine Verbesserung festgestellt. Jedes Segment wird als Hertz'scher Dipol [3] der Länge  $\Delta$  und räumlich konstantem Strom  $\underline{I} = \underline{I}(z)$  betrachtet. Im lokalen Kugelkoordinatensystem des Dipols ergibt sich für die Freiraum-Abstrahlung

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \cos \vartheta \frac{\Delta \underline{I}}{2\pi j c \epsilon_0 \beta r^3} (1 + j\beta r) e^{-j\beta r} \vec{e}_r + \sin \vartheta \frac{\Delta \underline{I}}{4\pi j c \epsilon_0 \beta r^3} (1 + j\beta r - (r\beta)^2) e^{-j\beta r} \vec{e}_\vartheta. \quad (3)$$

Der Polarwinkel  $\theta$  bezieht sich auf die  $z$ -Achse in Leitungsrichtung,  $c$  ist die Lichtgeschwindigkeit.

Die Feldstärken aller Segmente werden im Auswertungspunkt auf kartesische Koordinaten projiziert und addiert. Das verwendete Koordinatensystem ist in Bild 3 dargestellt.

## 3 Messverfahren



**Bild 3:** Schematischer Messaufbau

In Bild 3 ist der Messaufbau mit allen Abmessungen dargestellt. Die verwendete biko-nische Antenne wird absichtlich höher (40 cm über dem Tisch) als die Leitung platziert,

damit die gesamte Antenne oberhalb des Tisches liegt. Nach DIN EN 55014-1 [9] liegt der für die EMV relevante Frequenzbereich bei 30 bis 1000 MHz. Als obere Grenzfrequenz wird in diesem Fall 300 MHz angenommen. Ein Vergleich mit vorherigen Arbeiten [8] zeigt, dass höhere Frequenzen bei Gleichstrommaschinen zu vernachlässigen sind. Aus eigenen Messungen an Motoren wird dies ebenfalls bestätigt. Für die Messung der Gleichtaktströme müssen immer beide Leitungen umschlossen werden. Insgesamt werden drei Teilmessungen durchgeführt.

- a) Die in die Antenne eingekoppelte Spannung wird mit einem Spektrumanalysator mit Max-Hold-Detektor aufgezeichnet. Der Average-Detektor kommt hier nicht zum Einsatz, da die Störsignale einer Gleichstrommaschine zufällig und nur für kurze Zeit auftreten. Nach Korrektur mit dem Antennenfaktor erhält man betragsmäßig das  $E$ -Feld. Die Polarisation wird parallel zur Leitung gewählt. Die Stromzange muss zur Vergleichbarkeit dabei im Aufbau verbleiben.
- b) Die Stromverteilung wird betragsmäßig mit einer Stromzange in 5 cm Schritten entlang der Leitung gemessen.
- c) Die Phase der Stromverteilung wird bestimmt. Dazu wird direkt am Motor mit einer Stromzange eine Gleichtaktwelle auf die Doppelleitung gegeben. Die Messstromzange wird an den zweiten Port des NWA angeschlossen und der komplexe  $S_{12}$ -Parameter bestimmt. Wieder wird in 5 cm Schritten gemessen. Daraus lässt sich die relative Phasenverschiebung zwischen den einzelnen Positionen berechnen. Die absolute Phase spielt keine Rolle, da nur der Betrag des Feldes berechnet werden soll.

## 4 Test im 50- $\Omega$ -System

Die Feldberechnung soll an Hand eines Testaufbaus überprüft werden. Dazu wird die Netznachbildung durch einen 50  $\Omega$ -Abschluss ersetzt, der über ein Balun symmetrisch angeschlossen wird. Der Motor wird durch einen Signalgenerator (Innenwiderstand 50  $\Omega$ , Leistung 0 dBm) ersetzt, der in zwei Varianten angeschlossen wird: a) über ein Balun, um Gegentaktströme zu erzeugen, oder b) über ein T-Stück direkt auf beide Leitungen, um Gleichtaktströme zu erzeugen. Die Frequenz wird von 30 MHz bis 300 MHz in Schritten zu 100 kHz durchlaufen. Für die Messung der Gleichtaktphase wird der erste Port des NWA über ein T-Stück direkt an die Doppelleitung angeschlossen.

### 4.1 Validierung der Gegentaktstrom-Simulation

Zunächst wird die Gegentaktstrom-Simulation mit einem Vollwellenlöser [1] verglichen. In Bild 4 werden sowohl die zu erwartenden Felder an der Position der Antenne als auch der Strom durch den Lastwiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz verglichen. Im Vollwellenlöser werden die Verbindungsstücke an den Leitungsenden berücksichtigt. Dies erklärt den Unterschied in der  $y$ -Komponente.

Des Weiteren werden die Stromverteilungen (siehe Gleichung (1)) entlang der Leitung für die maximale Frequenz und die Frequenz im lokalen Maximum (179,175 MHz) verglichen. Die gute Übereinstimmung bestätigt die Berechnung des Feldes über den Dipol-Ansatz in Verbindung mit der Leitungstheorie.

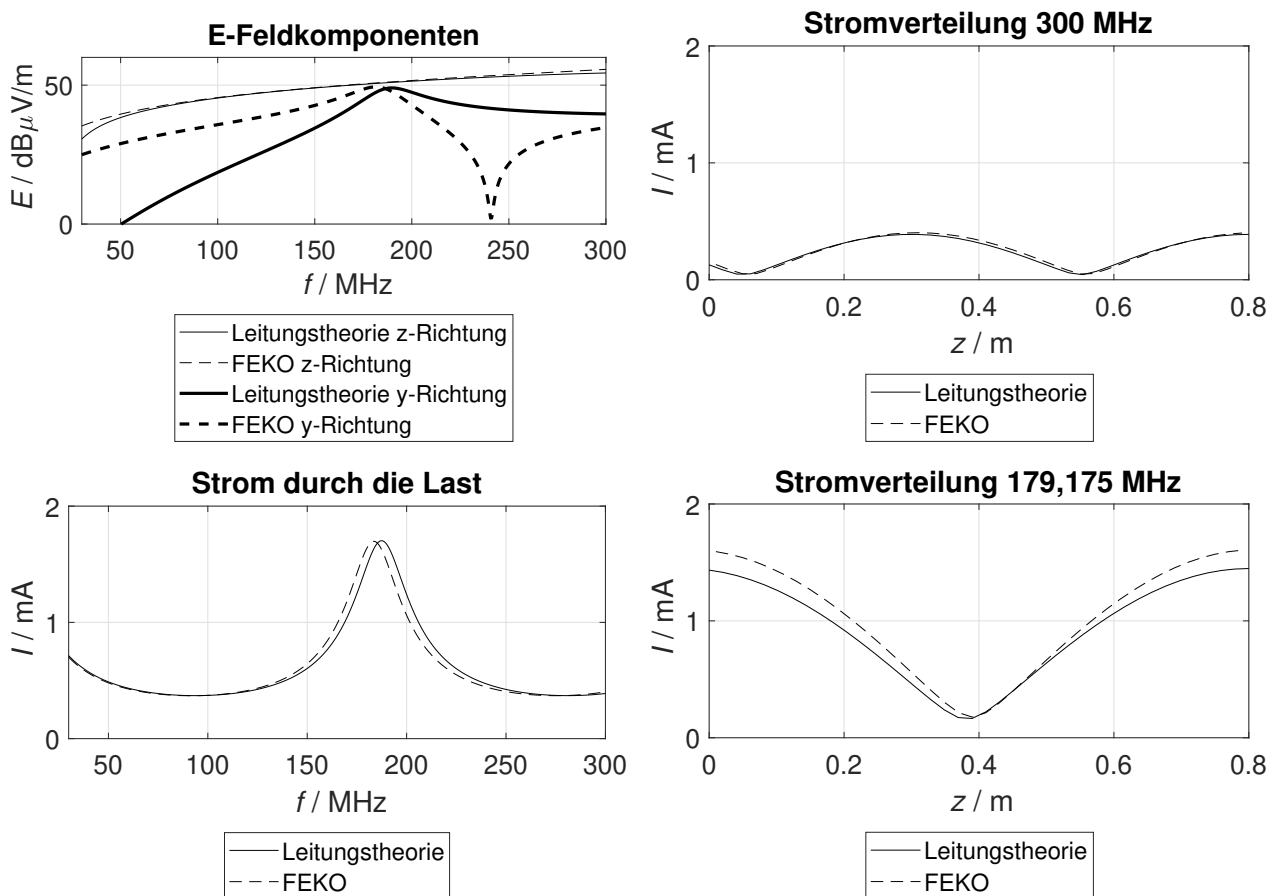


## 4.2 Ergebnisse

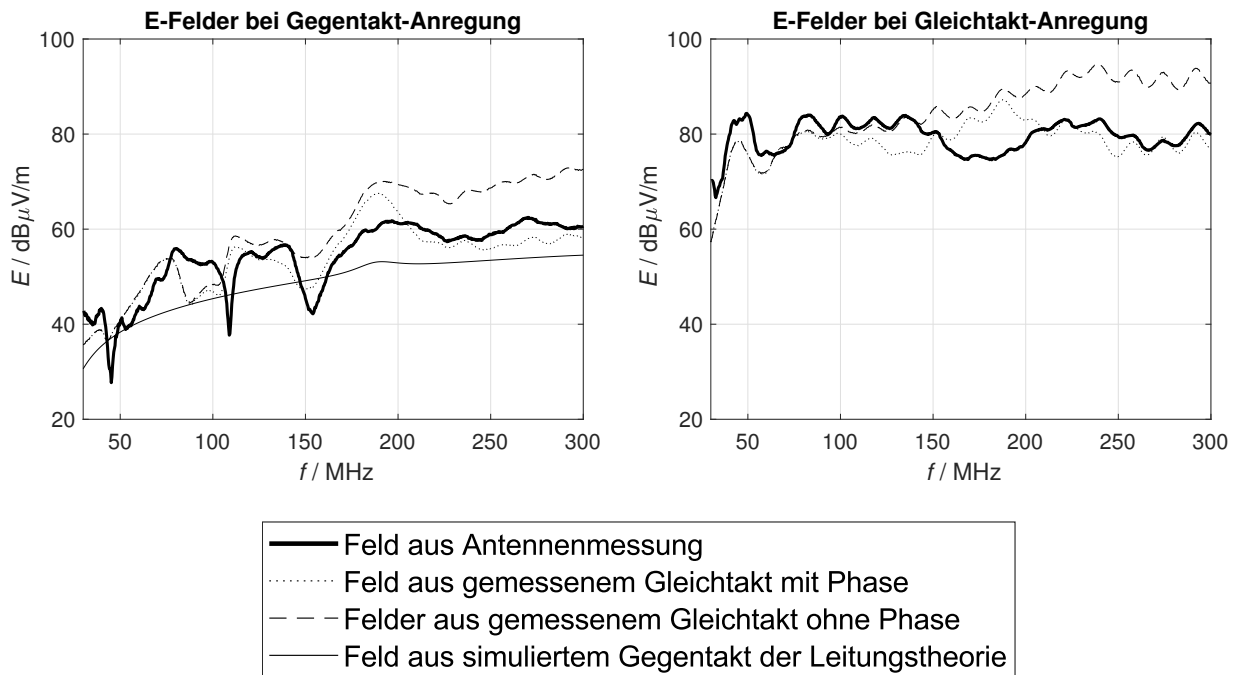
In Bild 5 sind die Ergebnisse für den Testaufbau zu sehen. Die Dämpfung des Balun wurde zuvor in der Simulation berücksichtigt. Bei Gegentakt-Anregung fällt auf, dass das gemessene Feld stärker als die allein aus der Leitungstheorie berechneten Felder ist. Trotz möglichst symmetrischen Aufbaus treten dennoch Gleichtaktströme auf, welche zwar in der Größenordnung einiger  $\mu\text{A}$  liegen, die Abstrahlung jedoch dominieren. Bei der Berechnung des Feldes über den Gleichtaktstrom  $\underline{I}_{\text{CM}}(z)$  werden zwei Varianten unterschieden.

- Nur Beträge:  $\underline{I}(z) = |\underline{I}_{\text{CM}}(z)|$
- Betrag und Phase gemessen:  $\underline{I}(z) = \underline{I}_{\text{CM}}(z)$

Es zeigt sich, dass die Berücksichtigung der Phase für eine wesentlich genauere Vorhersage der Abstrahlung sorgt.



**Bild 4:** Vergleich Leitungstheorie / Vollwellenlöser am Testaufbau



**Bild 5:** E-Feld in 3 Metern horizontaler Entfernung im Testaufbau

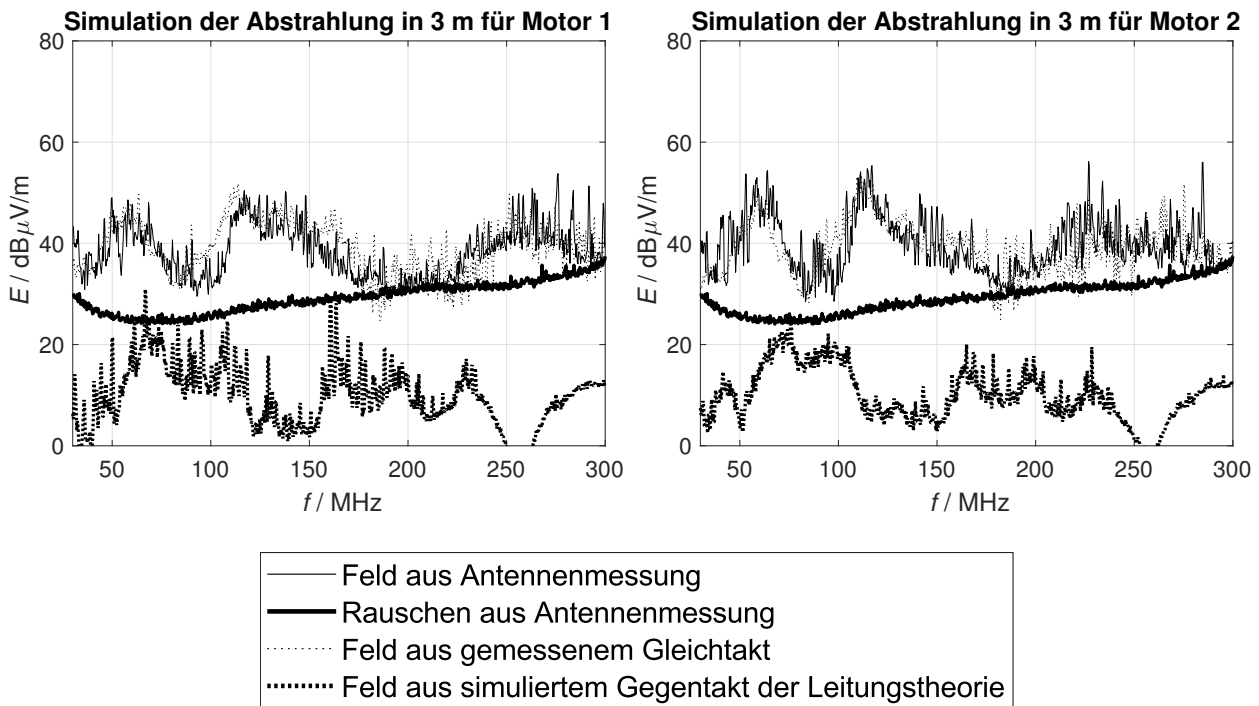
## 5 Messung an Motoren

Die zwei Netznachbildungen (siehe Bild 3) sind über die gemeinsame Erde verbunden, sodass für das Lastnetzwerk  $\underline{Z}_{L1} = \underline{Z}_{L2} = \underline{Z}_{NNB}$ ,  $\underline{Z}_{LG} = 0$  nach Abbildung 1 gilt. Da der Motor selbst keine messbare Verbindung zur Masse aufweist (das Gehäuse ist nicht geerdet), sind  $\underline{U}_G = 0$  und  $\underline{Z}_G$  unbekannt. Der Motor wird mechanisch unbelastet bei 30 V Nennspannung betrieben. Für die Messung muss der Motor erst einige Zeit im Betrieb sein, da durch die innere Reibung durch Erwärmung abnimmt, sodass sich die Leistung im Dauerbetrieb erst nach einiger Zeit einpendelt.

Die Ergebnisse in Bild 6 zeigen, dass der Gleichtaktstrom als Ursache der Abstrahlung dominiert. Nach Validierung des Prinzips im Testaufbau wird der Gleichtaktstrom wieder in Betrag und Phase gemessen. Die daraus vorhergesagte Abstrahlung spiegelt das gemessene Frequenzverhalten des elektrischen Feldes im Rahmen weniger dB wieder.

## 6 Zusammenfassung

Gleichstrommaschinen lassen sich über Messung der Motorstörspannung und Innenimpedanz als reale Quellen auffassen. Auf Grund von Asymmetrien erzeugen sie auf ihren Zuleitungen Gleich- und Gegentaktströme. Für die Abstrahlung sind die Gleichtaktströme dominant. Die durch diese erzeugten Felder wurden mittels Dipol-Diskretisierung berechnet und mit der Messung verglichen. Dabei stellt sich heraus, dass die Phaseninformation der Gleichtaktströme, insbesondere bei hohen Frequenzen, von entscheidender Bedeutung ist. Deren Messung kann über zwei Stromzangen an einem Netzwerkanalysator erfolgen. Dadurch kann vorhergesagt werden, ob die Abstrahlung gegebene Grenzwerte einhalten kann.



**Bild 6:** E-Feld in 3 Metern horizontaler Entfernung für Motoren als Quelle

## Literatur

- [1] ALTAIR: *FEKO, Simulationssoftware*. <https://altairhyperworks.com/product/FEKO>
- [2] INC., Fischer Custom C.: *Current Probe Calibration*. [https://www.fischercc.com/wp-content/uploads/2016/07/Current\\_Probe\\_Calibration\\_PG2014\\_02\\_06\\_2.pdf](https://www.fischercc.com/wp-content/uploads/2016/07/Current_Probe_Calibration_PG2014_02_06_2.pdf). – Aufgerufen am 20.11.2019
- [3] LEUCHTMANN, Pascal: *Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie*. Pearson Studium, 2005. – ISBN 978–3–827–37144–7
- [4] PAUL, C. R. ; BUSH, D. R.: Radiated Emissions From Common-Mode Currents. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* (1987). <http://dx.doi.org/10.1109/ISEMC.1987.7570770>. – DOI 10.1109/ISEMC.1987.7570770
- [5] PAUL, Clayton R.: *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. Wiley - IEEE Press, 2007. – ISBN 978–0–470–13154–1
- [6] SMITH, W. T. ; FRAZIER, R. K.: Prediction of anechoic chamber radiated emissions measurements through use of empirically-derived transfer functions and laboratory common-mode current measurements. In: *IEEE EMC Symposium* (1998). <http://dx.doi.org/10.1109/ISEMC.1998.750122>. – DOI 10.1109/ISEMC.1998.750122
- [7] SUGIURA, A. ; KAMI, Y.: Generation and Propagation of Common-Mode Currents in a Balanced Two-Conductor Line. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* (2012). <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2011.2162523>. – DOI 10.1109/TEMC.2011.2162523
- [8] SURIANO, C. R. ; SURIANO, J. R. ; THIELE, G. ; HOLMES, T. W.: Prediction of radiated emissions from DC motors. In: *IEEE EMC Symposium* (1998). <http://dx.doi.org/10.1109/ISEMC.1998.750300>. – DOI 10.1109/ISEMC.1998.750300
- [9] VDE-VERLAG: *Elektromagnetische Verträglichkeit – Anforderungen an Haushaltgeräte, Elektrowerkzeuge und ähnliche Elektrogeräte - Teil 1: Störaussendung - DIN EN 55014-1 VDE 0875-14-1:2018-08*



# Differentialmessmethode für hochfrequente Wellenströme bei Hochvolt-Antrieben

Sergii Tsiapenko, M. Sc., Universität Duisburg-Essen, Deutschland  
Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, Deutschland

## Einleitung

Die Autoindustrie erlebt einen Wandel von Otto-Motoren hin zu elektrischen Antrieben. Als Ergebnis werden mehr und mehr neue Antriebsvarianten und -topologien erprobt und letztendlich in Fahrzeugen eingesetzt. Die dabei entstehende Vielfalt der Komponenten, für die eine EMV-Konformität nachgewiesen werden muss, nimmt zu.

Obwohl die vierte Ausgabe der CISPR 25 [1] Anforderungen für die Störaussendung von Hochvolt (HV)- und Niedervolt (LV)-Komponenten und erstmalig auch für die Kopplung zwischen beiden Bordnetzteilen definiert, bleiben Lücken, die in der Praxis durchaus zu Problemen führen können. Dazu gehören elektrische Maschinen mit den in ihnen entstehenden hochfrequenten Antriebswellenströmen, welche auf Mikro-Durchschläge und Kontaktentladungen in den Lagern zurückzuführen sind. Es sind mehrere Publikationen über diese Phänomene erschienen [2-5], die aber nicht zur Definition geeigneter Messmethoden geführt haben.

Die messtechnische Erfassung der Störaussendung auf der mechanischen Welle kann entweder berührungslos mit einer Stromzange oder mittels Kontaktierung über einen Shunt erfolgen. Beide Messmittel müssen für eine reproduzierbare Messung im Bereich der Welle montiert werden [6]. Das beschränkte Raumangebot, Sicherheitsaspekte und die Größenunterschiede zwischen Maschine und Messwertaufnehmer beschränken die Nutzung dieser Messmittel erheblich.

Um diese Probleme bei der Messung zu vermeiden wird in diesem Beitrag eine Differentialmessmethode für hochfrequente Wellenströme vorgestellt. Diese eignet sich für den Einsatz im Aufbau nach CISPR 25.

## Konzept

Für die Entwicklung der Messmethode wird eine Asynchronmaschine aus einem bestehenden Antriebssatz als Versuchsobjekt verwendet, dessen Störaussendung mit den unterschiedlichen Methoden vermessen werden soll. Typischerweise werden die elektrischen Maschinen bei der Betrachtung des EMV-Verhaltens eines Antriebsstrangs als rein passive und voll geschirmte Komponenten betrachtet. Diese vereinfachte Sicht auf die Störaussendungs-Charakteristik kann am Versuchsmuster nicht bestätigt werden. Einerseits bedingt die Konstruktion der Maschine eine kapazitive Kopplung zwischen Stator- und Rotorkreis, andererseits entstehen bei der Rotation Kontaktentladungen und Mikrodurchschläge im Bereich der Kugellager, was eine erhöhte Störaussendung im höherfrequenten Teil des Spektrums verursacht.

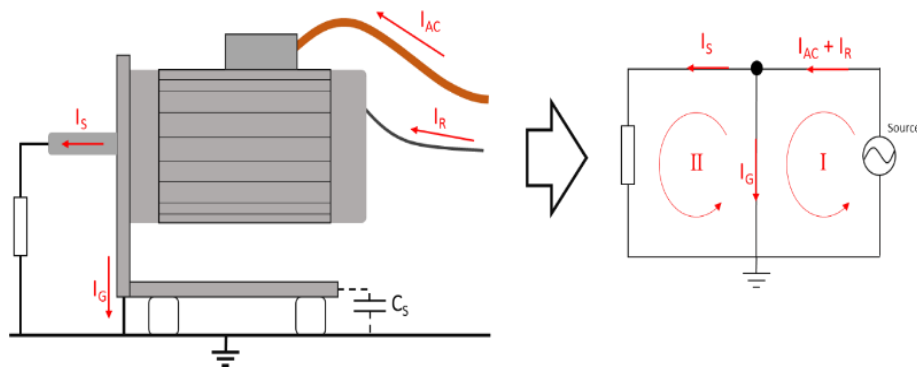


Abbildung 1 Vereinfachtes HF-Stromflussmodell eines Elektromotors

Gemäß Aufbauanleitung nach CISPR 25 ist die Maschine direkt und niederohmig mit der Bezugsmasseplatte zu verbinden. Im Versuchsaufbau ist die Welle der Maschine mit einer Lastmaschine (Gleichstrommaschine im Generatorbetrieb) verbunden. Gemäß Abbildung 1 für den Betrieb werden zwei Stromkreise definiert. Für die Entwicklung der Messmethode wird die elektrische Maschine zunächst als ein Knotenpunkt betrachtet, wofür nach Kirchhof gelten muss, dass die Summe aller Ströme in den Knoten bei jeder Frequenz Null ist. Die folgenden Störströme lassen sich unterscheiden: Wellenstrom  $I_S$ , Massestrom  $I_G$ , Gleichtaktstrom über die Versorgungsleitung  $I_{AC}$  und Gleichtaktstrom über die Resolverleitung (oder LV-Leitung zu anderen sensorischen Elementen in der Maschine)  $I_R$ . Zur Vereinfachung werden die Ströme  $I_{AC}$  und  $I_R$  in eine Gruppe zusammengefasst.

Die Ermittlung des Wellenstroms  $I_S$  erfolgt mittels einer Differenzbildung zwischen  $I_{AC} + I_R$  und  $I_G$ . Dabei ist es notwendig den Phasenwinkel der Ströme einzubeziehen.

### Messverfahren

Für die Differenzbildung ist die Verwendung von Stromzangen erforderlich, die möglichst identische Übertragungseigenschaften haben. Es werden daher mittels additiver Fertigungstechnik (3D-Druck) Stromzangen entwickelt, bei denen die Lage und Gestalt der Wicklung und des Kerns durch das Design fest vorgegeben ist (Abbildung 2).



Abbildung 2 Entwickelter HF-Stromwandler

Die Abbildung 3 und 4 zeigen die Abweichung des Wandlungsmaß und der Phase der beiden entwickelnden Stromwandler. Es kann festgestellt werden, dass die konstruierten Stromwandler eine vernachlässigbare Abweichung aufweisen und deswegen hinreichend genaue identische Messergebnisse liefern. Bei der Messung wird zudem darauf geachtet, dass auch die verwendeten Kabel möglichst identische Eigenschaften haben.

Die Differenzbildung der Messsignale erfolgt über eine passive Schaltung mit Übertragern, die eine Rückkopplung verhindert und eine Impedanz-Anpassung auf  $50 \Omega$  gewährleistet.

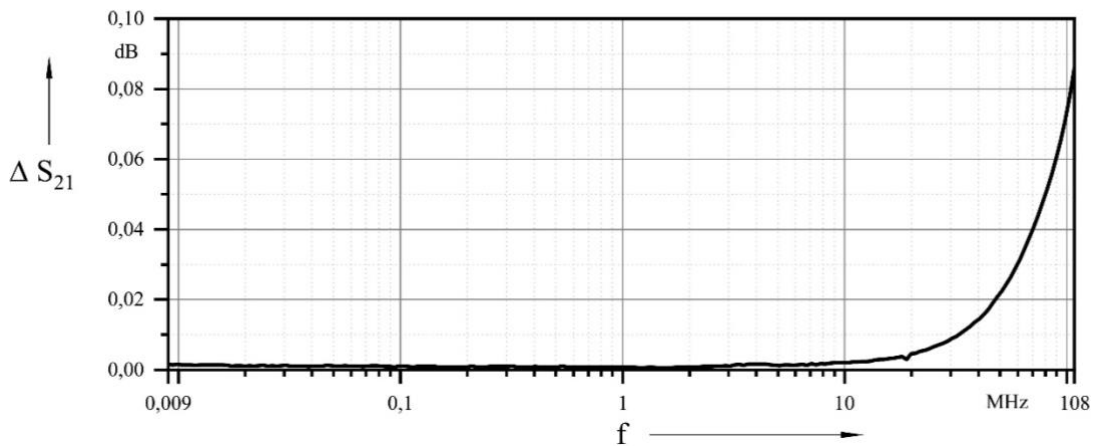


Abbildung 3 Abweichung des Wandlungsmaßes zwischen zwei entwickelten HF-Stromwandler

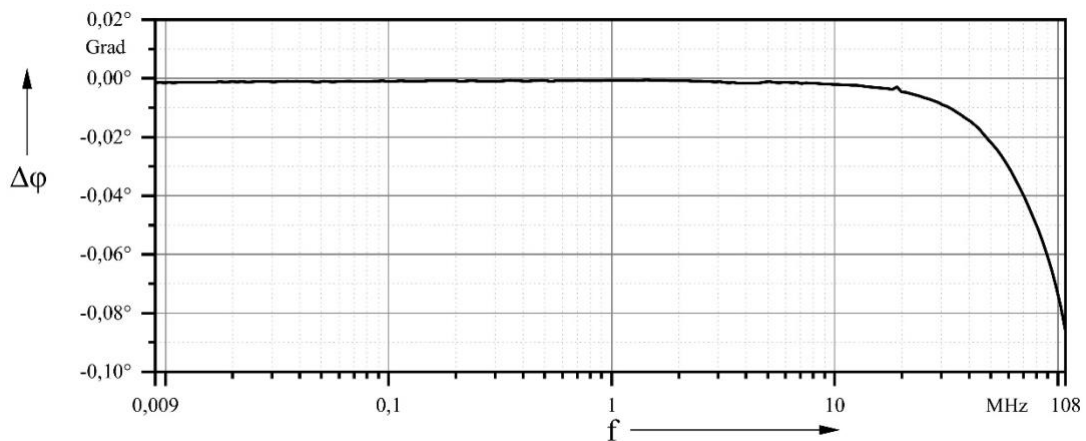


Abbildung 4 Abweichung der Phase zwischen zwei entwickelten HF-Stromwandler

## Verifikation

Eine erfolgreiche Verifikation der entworfenen Messmethode lässt sich durch einen direkten Vergleich mit einer Strommessung per Stromzange auf der rotierenden Welle bestätigen wie Abbildung 5 zeigt. Die Messungen werden in einem CISPR 25 Aufbau in einer Absorber Lined Shielded Enclosure (ALSE) durchgeführt.

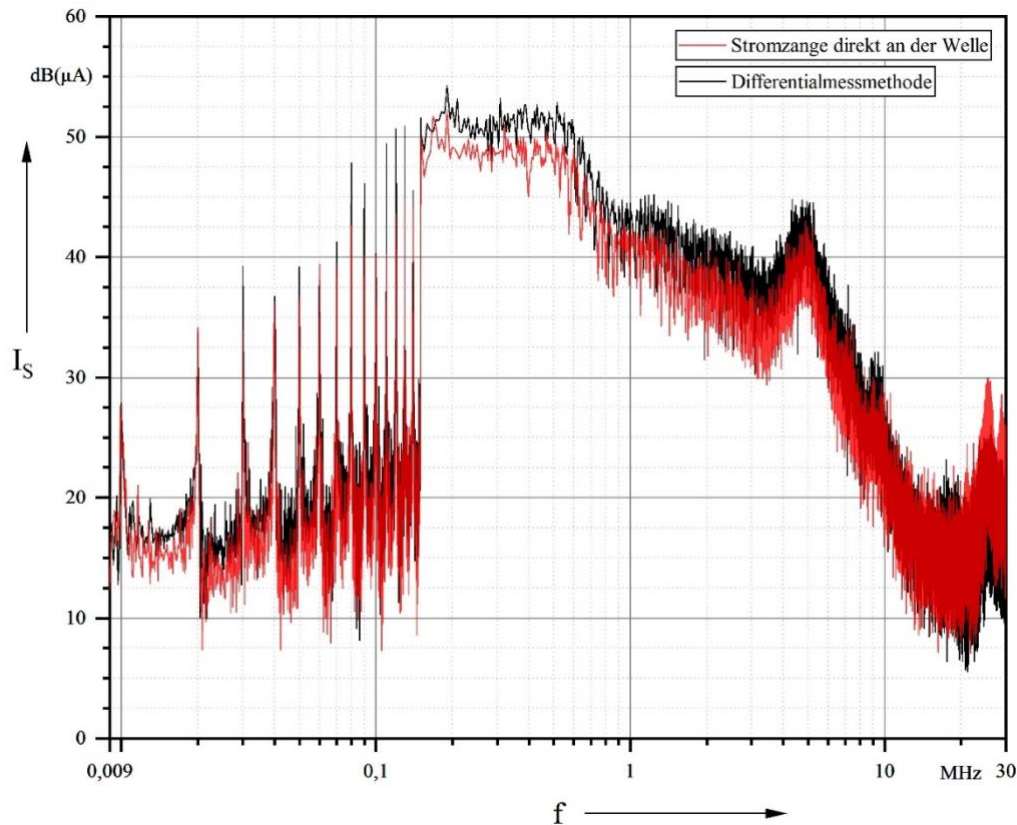


Abbildung 5 Verifikationsmessung der entwickelten Methode

## Fazit

In diesem Beitrag wird eine Methode zur Messung von Störaussendungen auf der rotierenden Welle eines elektrischen Antriebs vorgestellt. Im Gegensatz zu anderen Methoden ist hierbei keine Montage von Messwertaufnehmern im Bereich der Welle notwendig, so dass Arbeitsschutz-Risiken praktisch nicht existieren und Aufwand wird reduziert.

## Literaturangaben

- [1] CISPR 25:2016+COR1:2017 Annex I, "Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers" IEC 2017. ISBN 978-2-8322-3726-7
- [2] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, "Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 11, no. 1, pp. 25–32, 1996. DOI: 10.1109/60.486572
- [3] P. Mäki-Ontto, J. Luomi, "Induction Motor Model for the Analysis of Capacitive and Induced Shaft Voltages", IEEE 2005. DOI: 10.1109/IEMDC.2005.195941
- [4] M. Cacciato, A. Consoli, L. Finocchiaro, A. Testa, "High Frequency Modeling of Bearing Currents and Shaft Voltage on Electrical Motors", IEEE 2005. DOI: 10.1109/ICEMS.2005.202926



- [5] S. Jeschke, S. Tsiapenko, H. Hirsch, "Investigations on the shaft currents of an electric vehicle traction system in dynamic operation", IEEE 2015. DOI: 10.1109/ISEMC.2015.7256248
- [6] Tsiapenko S., Weber J., Hirsch H. (2019) "EMV bei elektrischen Maschinen im Antriebsstrang". In: Proff H. (eds) Mobilität in Zeiten der Veränderung. Springer Gabler, Wiesbaden. DOI: 10.1007/978-3-658-26107-8\_22

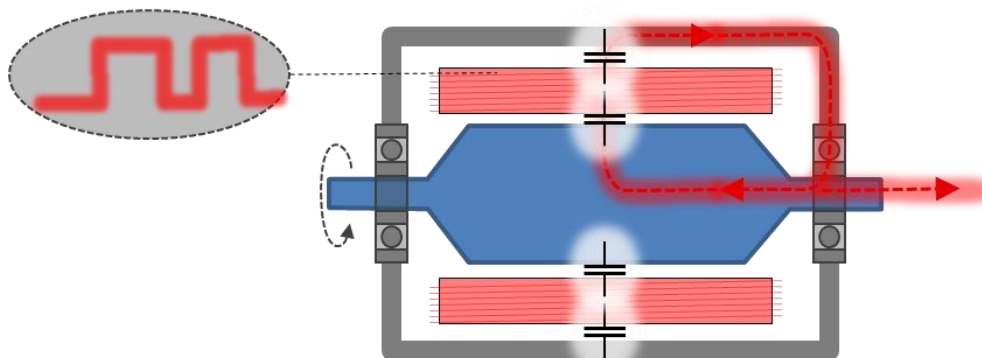


# HF-Eigenschaften von Wellenkontaktierungen in Abhängigkeit zur Drehzahl

Dr. Bastian Arndt, AVL, Deutschland  
M. Eng. Mario Kießlich, AVL, Deutschland  
Dr. Peter Olbrich, AVL, Deutschland  
Robin Michelberger, ZF Friedrichshafen AG, Deutschland  
Dr. Matthias Beringer, ZF Friedrichshafen AG, Deutschland

## 1 Einleitung

Innerhalb von Elektromotoren für automobiler HV-Anwendungen wird der Bedarf an EMV-Maßnahmen in und um den Elektromotor immer wichtiger. Ein möglicher Ausbreitungspfad für EMV-Störungen auf Systemebene ist hierbei die rotierende Motorwelle [1]. Transientes Schaltverhalten aus dem angeschlossenen Wechselrichter wird hierbei über die Statorwicklungen kapazitiv auf die Motorwelle übertragen und kann sich im schlimmsten Fall unkontrolliert im System ausbreiten (Bild 1). Eine mögliche Maßnahme zur Unterdrückung dieser Störausbreitung ist eine Kontaktierung der rotierenden Motorwelle gegenüber dem Motorgehäuse. Zur Wellenkontaktierung sind Lösungen von unterschiedlichen Herstellern verfügbar.



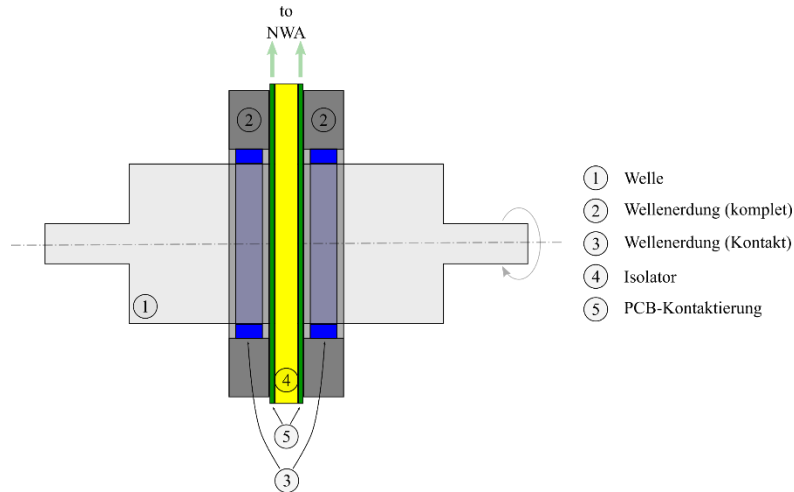
**Bild 1:** Schematische Darstellung eines EMV-Störausbreitungspfad innerhalb eines elektrischen Motors für Traktionsanwendungen

## 2 Messverfahren

Leider werden die Eigenschaften dieser Kontaktverfahren häufig unter statischen Bedingungen, bzw. im Stillstand des Motors angegeben. Auch ist in der Literatur kein normatives Verfahren bekannt um die frequenzabhängigen Kontaktierungseigenschaften bei unterschiedlichen Drehzahlen zu messen und zu vergleichen.

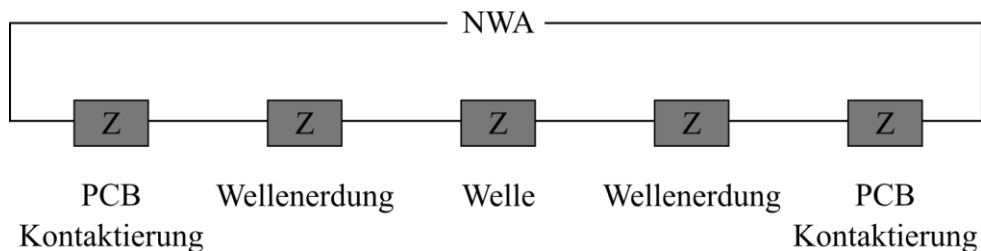
Es wurde daher auf ein Verfahren zurückgegriffen, welches auch bei Messaufbauten von Kugellagern Verwendung findet. Der schematische Messaufbau wird in Bild 2 dargestellt.

Hierbei wird die Impedanz von zwei Wellenkontaktierungen (2) auf eine rotierende Welle (1) mittels eines Netzwerkanalysators (NWA) gemessen. Die beiden Wellenkontaktierungen (2) sind hierbei jeweils mittels einer Leiterplatte (5) kontaktiert und durch einen Isolator (4) getrennt. Mithilfe dieser Messanordnung bleibt die Kontaktierungen zum Netzwerkanalysator unbeweglich, während die Welle rotieren kann.



**Bild 2:** Schematische Darstellung eines Messverfahrens zur Untersuchung des drehzahlabhängigen Impedanzverhaltens von Wellenkontaktierungen

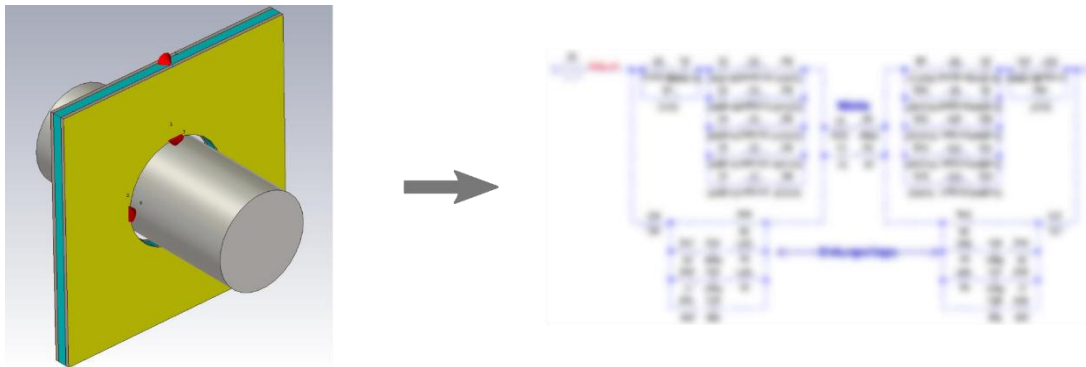
Bei dieser Anordnung werden die Eigenschaften von zwei Wellenkontaktierungen, des Messaufbaus und der Welle gemessen (Bild 3). Die Eigenschaften des Messaufbaus und der Welle müssen bekannt sein, um diese von den Impedanzeigenschaften der Wellenkontaktierungen zu separieren. Sind diese bekannt und von den Messdaten separiert, erhält man die Impedanzeigenschaften von zwei Wellenkontaktierungen. Aus diesen Messdaten kann die Impedanzeigenschaft einer Kontaktierung berechnet werden.



**Bild 3:** Schematische Darstellung der Impedanzaufteilung eines Messaufbaus zur Untersuchung des drehzahlabhängigen Impedanzverhaltens von Wellenkontaktierungen

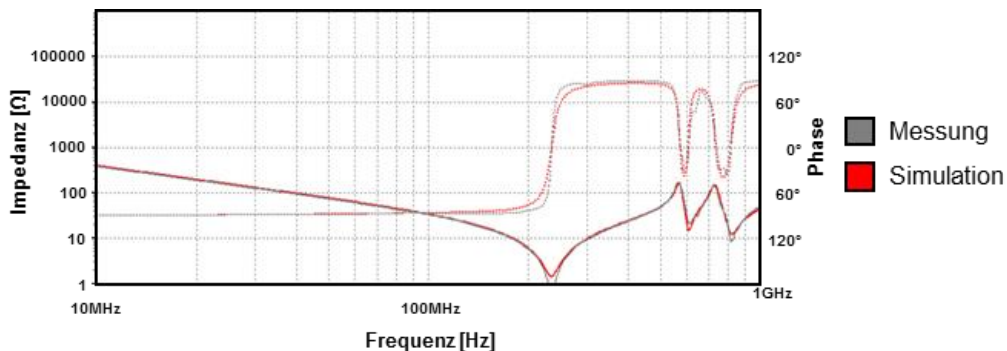
Hierbei stellt die Separation des Messaufbaus vom Messobjekt eine nicht einfach zu lösende Aufgabe dar. Übliche Kalibrierverfahren für Netzwerkanalysatormessungen stoßen hierbei schnell an ihre Grenzen. Daher wurde in diesem Fall auf eine Nachmodellierung des Messaufbaus mittels einer 3D-Feldsimulation zurückgegriffen (Bild 4). Aus den geometrischen Eigenschaften des Messaufbaus wurde eine RLC-

Ersatzschaltung generiert, welche im Anschluss verwendet wurde, um die Eigenschaften der Wellenkontaktierung aus den Messdaten zu bestimmen.



**Bild 4:** Schematische Darstellung einer simulationsgestützten Datennachbearbeitung

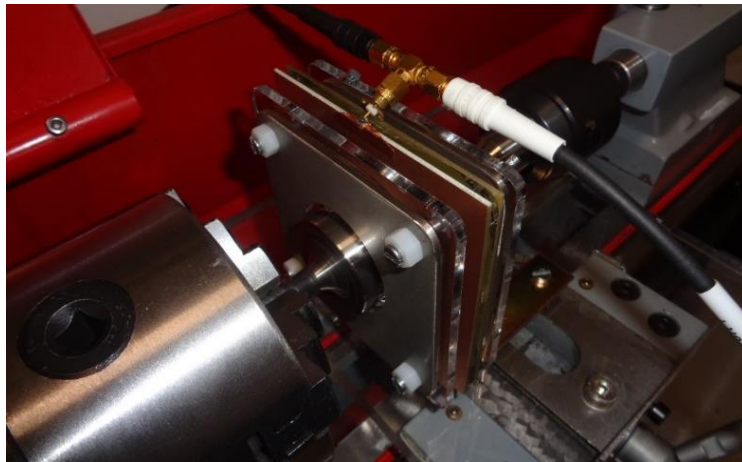
In Bild 5 wird eine Korrelation zwischen dem gemessenen Impedanzverlauf (grau) des Messaufbaus und der Beschreibung durch RLC-Ersatzelemente (rot) gezeigt. Hierbei wird der Messaufbau durch die RLC-Ersatzelemente hinreichend genau beschrieben.



**Bild 5:** Gegenüberstellung der Impedanzeigenschaften des simulierten und gemessenen Messadapters

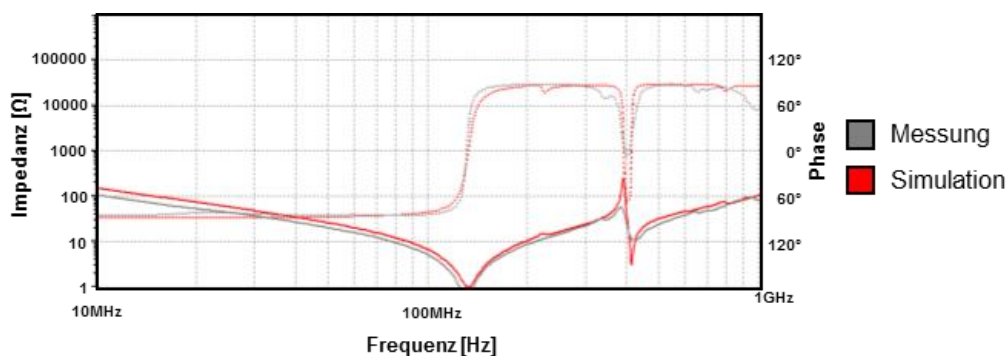
### 3 Messung und Verifikation der Methode

Die Anwendbarkeit der Messmethode wird anhand von sechs unterschiedlichen Wellenkontaktierungen verifiziert. Hierbei wird das frequenzabhängige Kontaktierungsverhalten im Bereich von 10 kHz bis 500 MHz im Stillstand und bei unterschiedlichen Drehzahlen bis 2000 rpm untersucht (Bild 6). Hierbei stellte sich heraus, dass die Kontaktierungen nach dem Aufschieben auf die Welle deutlich niedrigere Impedanzwerte aufwiesen als nach der ersten Inbetriebnahme. Um eine realitätsnahe Messung zu gewährleisten wurden die Wellenkontaktierungen daher vor der ersten Stillstandmessung für einige Minuten bei 600 rpm betrieben und anschließend bei 0 rpm die Impedanz der Wellenkontaktierungen im Stillstand gemessen.



**Bild 6:** Messaufbau zur Untersuchung des drehzahlabhängigen Impedanzverhaltens von Wellenkontaktierungen bis 2000 rpm

Basierend auf den daraus entstandenen Messergebnissen wurden RLC-Ersatzelemente der Wellenkontaktierungen erstellt. In Bild 7 werden die Impedanzeigenschaften exemplarisch bei 1500 rpm für eine Wellenkontaktierung dargestellt, um die Qualität der Messmethode und der anschließenden simulationsbasierenden Extraktion der Welleneigenschaften darzustellen. Hierbei zeigen gemessene (grau) und simulierte (rot) Impedanzeigenschaften eine hinreichend genaue Übereinstimmung auf. Im nachfolgenden wird daher nur noch auf die extrahierten Impedanzeigenschaften einer Wellenkontaktierung zurückgegriffen.

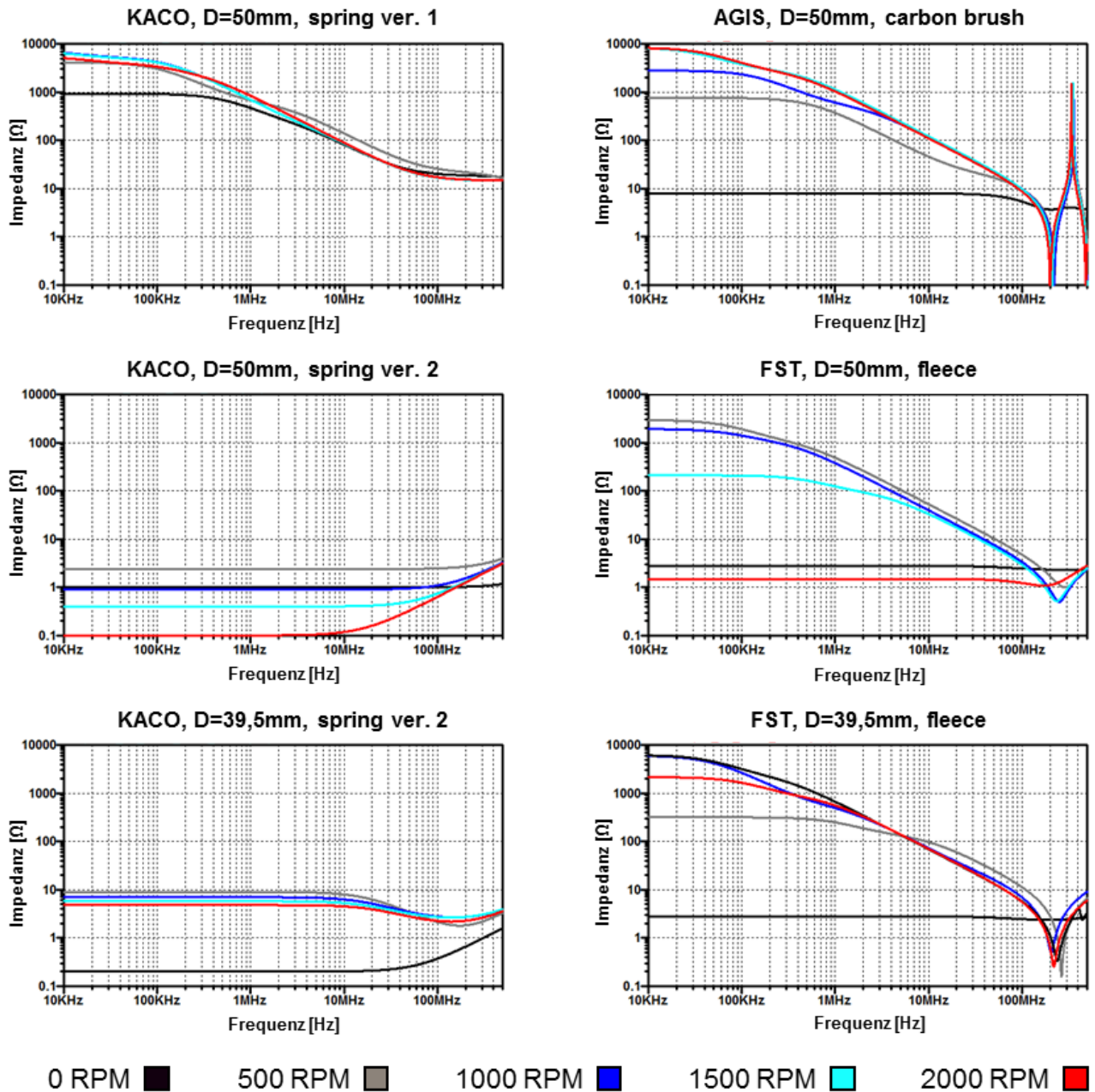


**Bild 7:** Gegenüberstellung der Impedanzeigenschaften der simulierten und gemessenen Impedanzeigenschaften von zwei Wellenkontaktierungen auf eine rotierende Welle (1500 rpm)

#### 4 Eigenschaften der Wellenkontaktierungen

Anhand der vorgestellten Mess- und Simulationsmethode wurden die Impedanzeigenschaften von sechs Wellenkontaktierungen exemplarisch bei unterschiedlichen Drehzahlen ermittelt. Hierbei wurden auf im Handel erhältliche Wellenkontaktierungen der Firmen AGIS, FST und KACO zurückgegriffen. Von jeder

Wellenkontaktierung wurden zwei neue Bauteile in einem Messaufbau verwendet. Es handelt sich daher um eine exemplarische Darstellung der Impedanzverhältnisse. Es wurden zwei Messaufbauten für unterschiedliche Wellendurchmesser erstellt (50 mm, 39,5 mm), wobei die Messaufbauten einen maximalen Wellenschlag von 50  $\mu\text{m}$  aufweisen.

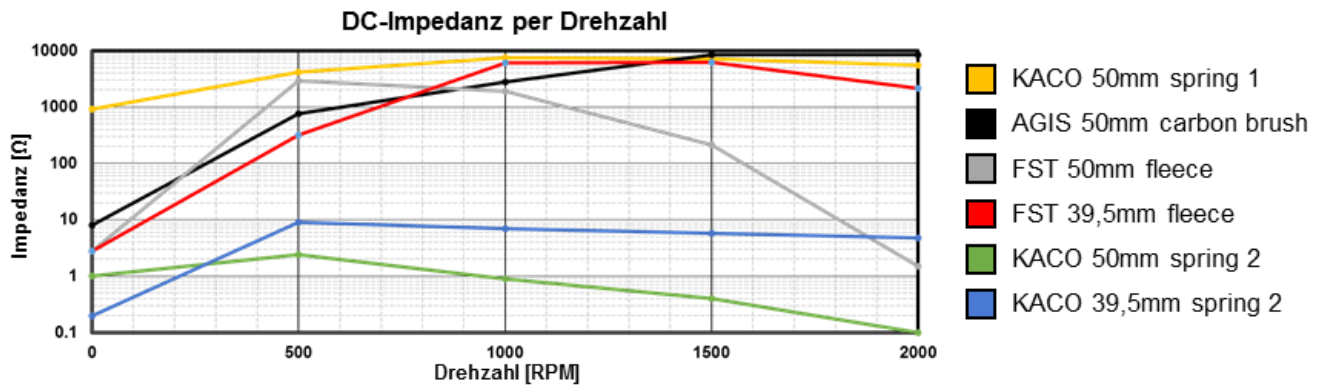


**Bild 8:** Gegenüberstellung der exemplarischen Impedanzeigenschaften von unterschiedlichen Wellenkontaktierungen bei verschiedenen Drehzahlen

Die Messung und anschließende Extraktion der Impedanzeigenschaften erfolgte gemäß der beschriebenen Methode. Hierbei stellt sich ein signifikanter Unterschied der Kontakteigenschaften heraus, welche exemplarisch in Bild 8 dargestellt wird. Die Messergebnisse zeigen, dass die Impedanzen der einzelnen Lösungen um mehrere

Größenordnungen variieren können. Hierbei zeigen bis etwa 100 kHz alle Kontaktierungen ein rein resistives Verhalten.

Alle getesteten Kontaktierungen zeigen eine deutliche Drehzahlabhängigkeit, welche es nicht möglich macht die Eigenschaften der Kontaktierung im Stillstand zu bestimmen. In Bild 9 wird daher die DC-Impedanz der einzelnen Kontaktierung in Abhängigkeit zur verwendeten Drehzahl dargestellt. Hierbei fällt auf, dass die einzelnen Kontaktierungen über Drehzahl ein Impedanzmaximum haben, welcher bis zur maximalen Drehzahl wieder abfällt.



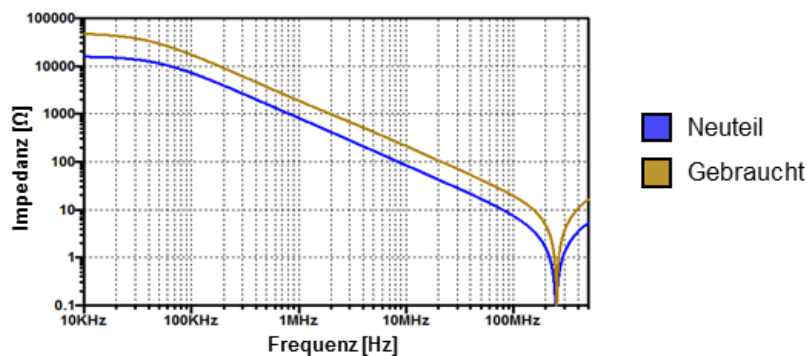
**Bild 9:** Darstellung der DC-Impedanzeigenschaften von Wellenkontaktierungen bei unterschiedlichen Drehzahlen

## 5 Änderung der Eigenschaften über Lebensdauer

Zusätzlich zu den vermessenen neuwertigen Wellenkontaktierungen wurden die Impedanzeigenschaften eines unter realen Bedingungen gealterten Bauteiles vermessen. Hierzu würde eine Wellenkontaktierung aus einem in Serie gefertigten Elektrofahrzeug verwendet, welches eine Laufleistung von 30000 km aufwies. In diesem Fahrzeug wurde an der Antriebswelle des elektrischen Motors eine Wellenkontaktierung verwendet, welche im Handel frei verfügbar war. In Bild 10 wird die Impedanzeigenschaft der gealterten und der neuwertigen Kontaktierung bei 1000 rpm verglichen. Hierbei fällt auf, dass sich sowohl der resistive als auch der kapazitive Anteil in den Impedanzeigenschaften verändern. Der DC-Widerstand des gealterten Bauteils nimmt um den Faktor 3 zu, der kapazitive Anteil nimmt um den Faktor 2 ab, was auf eine



verringerte Fläche bzw. vergrößerten Abstand zwischen der Kontaktierung und der Welle schließen lässt.



**Bild 10:** Darstellung der Impedanzeigenschaften einer neuwertigen und einer gealterten von Wellenkontaktierungen bei 1000 rpm

## 6 Zusammenfassung

Im Rahmen dieses Beitrags wird eine Messmethode aufgezeigt, mit welcher die Drehzahl- und frequenzabhängigen Eigenschaften von Wellenkontaktierungen verglichen werden können. Die gezeigten Ergebnisse für sechs exemplarische Kontaktierungen zeigen einen signifikanten Unterschied der Wellenkontaktierungen bei unterschiedlichen Drehzahlen. Dies stellt eine neue Betrachtungsweise in der Auslegung von EMV-Gegenmaßnahmen mittels Wellenkontaktierung dar.

Von jeder Wellenkontaktierung wurden nur zwei Bauteile vermessen. Die hier dargestellten Ergebnisse stellen daher die Eigenschaften exemplarisch dar.

## Literatur

[1] Y. Gemeinderr: Lagerimpedanz und Lagerschädigung bei Stromdurchgang in umrichter gespeisten elektrischen Maschinen. In: *Dissertation* (2016), ISBN 9783944653068



# Nutzung von Mantelwellensperren für die MR-geführte Mikrowellenablation

B.Sc. Maik Ehses<sup>1</sup>, M.Sc. Thomas Gerlach<sup>1</sup>, M.Sc. Enrico Pannicke<sup>1</sup>, Dipl.-Ing. Roland Müller<sup>2</sup>, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Institut für Medizintechnik, Lehrstuhl für EMV

<sup>2</sup>Max-Planck-Institut für Kognitions- und Neurowissenschaften, Methoden- und Entwicklungsgruppe „Magnetresonanztomographie“, Leipzig

maik.ehses@ovgu.de

## Einleitung

Bildgeführte, minimalinvasive Verfahren werden zur Biopsie suspekten Gewebes und dessen Behandlung eingesetzt. Eine weit verbreitete Methode für Letzteres sind thermoablative Verfahren wie beispielsweise die Mikrowellenablation (MWA). Mittels Bildgebung kann eine korrekte Platzierung einer für die MWA genutzten Elektrode überwacht werden. Die applizierten elektromagnetischen Felder führen aufgrund des Leistungsumsatzes im Gewebe zu einer starken Temperaturerhöhung. Studien haben gezeigt, dass unter Einhaltung eines Sicherheitsraumes von  $>5$  mm um den Tumor die Rezidivrate erheblich gesenkt werden kann [1].

Die Nutzung des MRTs bietet dazu die Möglichkeit Temperaturkarten zu erstellen, um einen geforderten Sicherheitsraum nachweisen zu können. Die MR-Bildgebung hat jedoch den Nachteil, äußerst anfällig gegenüber Interferenzen externer Geräte zu sein [2]. Eine mögliche Störquelle stellen hierbei Gleichtaktströme dar, welche sich auf den langen Zuleitungen zwischen MWA-Generator und Ablationselektrode bilden können. Um diese Gleichtaktströme zu dämpfen, gibt es in der MR-Bildgebung den Ansatz, nicht-magnetische Mantelwellensperren (MWS) zu verwenden [3]. Typischerweise wird hierfür ein geschirmter Leiter aufgewickelt und die resultierende Induktivität bildet mit einer an der Schirmung angebrachten Kapazität einen Schwingkreis, welche im Resonanzfall eine hohe Impedanz für den Gleichtaktstrom aufweist [4].

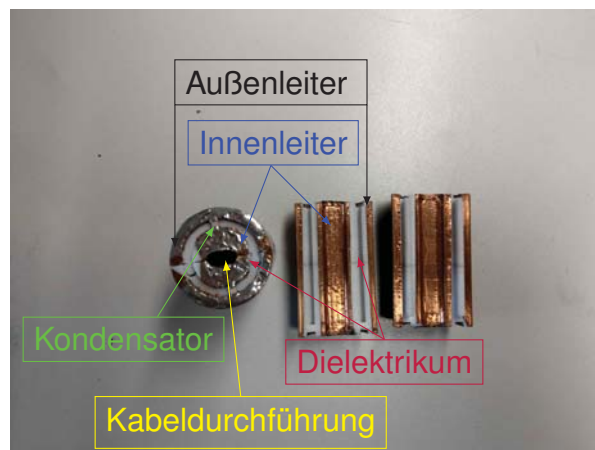
Die Effektivität der MWS hängt von deren Platzierung auf dem Kabel ab. Eine Neuplatzierung der MWS nach dem Anlöten am Kabelschirm ist mit einem erheblichen Aufwand in der MR-Umgebung verbunden [3]. Auch sollte beachtet werden, dass die Nutzung von Kabelzuleitungen für therapeutische Anwendungen den thermischen und chemischen Anforderungen einer klinischen Sterilisation genügen müssen. Durch das Anlöten der Kondensatoren der solenoiden MWS am Kabelschirm wird dieser Prozess erschwert.

Alternative MWS sind zum Beispiel die Floating Cable Traps (FCTs). Bei diesen wird auf dem geschirmten Kabel ein koaxiales Leitersegment angebracht, dessen Innen- und Außenleiter an den Enden mit Kondensatoren abgeschlossen wird. Im Resonanzfall weist das koaxiale Leitersegment eine hohe Impedanz auf, welches zu einer Dämpfung des vom Schirm des Kabels in das koaxiale Leitersegment eingekoppelten Gleichtaktsignals führt. Die FCT bietet hierbei den Vorteil, dass diese Art der MWS nicht auf den Außenleiter eines Koaxialkabels angelötet werden muss. In diesem Paper soll ein Konzept vorgestellt werden, bei dem FCTs für den klinischen Einsatz einer Mikrowellenablation genutzt werden. Die Wirksamkeit wird mittels MR-Bildgebung überprüft.

## Methoden

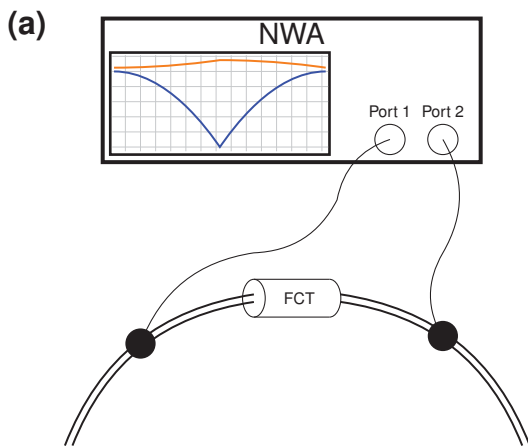
Es wurden FCTs entworfen, welche eine Durchführung von zwei Kabeln ermöglichen. Ein Koaxialkabel dient dem Transport von HF-Leistung zum Mikrowellen-Applikator, während ein zweites geschirmtes Kabel dazu dient, die Daten eines im Applikator verbauten Temperatursensors weiterzuleiten. Beide Kabel besitzen einen Durchmesser von 4,8 mm. Die Abbildung 1 zeigt den hier genutzten Aufbau einer FCT. Mittels 3D-Druck wurden aus Polycarbonat zwei Hälften für einen Rohling einer FCT gefertigt. Das Polycarbonat weist eine relative Permittivität von 3,4 auf. Ein auf den Teilkörpern gedrucktes Schienensystem ermöglicht es, die FCT zu einem Hohlzylinder mit einem Außendurchmesser von 36 mm zusammenzufügen. Die innere Aushöhlung des Zylinders weist eine elliptische Form auf, mit einem Durchmesser der Hauptachse von 11 mm und einem Durchmesser der Nebenchse von 5,5 mm. Die Länge der FCT beträgt 6 cm. Jeweils auf der Innenseite und der äußeren Seite des Hohlzylinders wurde Kupferband angebracht. Dies bildet den Innen- und Außenleiter der FCT. Durch das Einlöten von Kondensatoren zwischen dem Innen- und Außenleiter an den Enden der FCT konnte die Resonanzfrequenz der FCT eingestellt werden. Zur Störunterdrückung für die MR-Bildgebung ist es notwendig, die Resonanzfrequenz der FCT auf die Operationsfrequenz eines 3 T MRT-Gerätes, also 123,25 MHz, anzupassen.

Für die Bestimmung der erforderlichen Kapazitäten wurde das Open-Source Netzwerksimulationsprogramm „Qucs“ genutzt [5]. Es wurde hierbei angenommen, dass eine FCT als ein Schwingkreis beschrieben werden kann, welcher aus einem koaxialen Leitersegment besteht, dessen Enden jeweils über einen Kondensator mit dem Ground verbunden werden [3]. Mittels eines Parameterdurchlaufs der Kapazität bei gegebener Geometrie und Anregungsfrequenz konnte die notwendige Kapazität aus dem numerisch berechneten Impedanzverlauf bestimmt werden. Die berechnete Kapazität beträgt 180 pF und wurde jeweils in den Enden der FCT eingelötet.

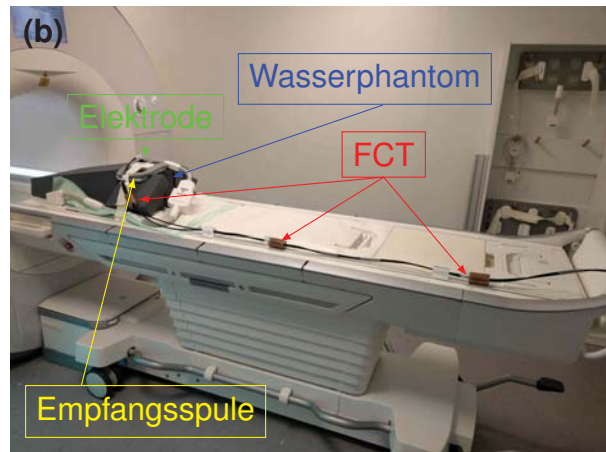


**Bild 1:** Komponentenweiser Aufbau einer FCT.

Das Dämpfungsverhalten einer FCT wurde mittels einer  $S_{21}$  Transmissionsmessung an einem Rohde & Schwarz ZVB4 Netzwerkanalysator (NWA) bestimmt. Hierzu wurde die FCT zwischen zwei Klappferriten auf zwei Koaxialkabeln aufgebracht. Die Klappferrite bildeten zusammen mit einem Semi-Rigid-Kabel eine Strommesszange für den Nachweis der Gleichtaktstörungen. Eine schematische Abbildung des Versuchsaufbaus am NWA ist in Bild 2a zu sehen.



(a) Schematischer Versuchsaufbau am Netzwerkanalysator zur Dämpfungsbestimmung einer FCT.



(b) Versuchsaufbau am MRT. MWA befindet sich außerhalb des geschirmten Raumes.

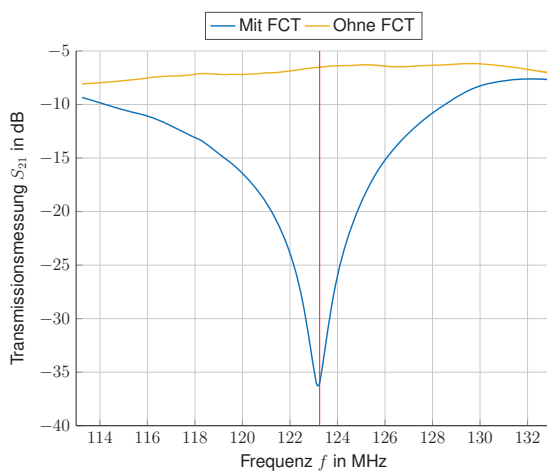
**Bild 2:** Versuchsaufbauten der Messungen.

In Abbildung 2b ist der Versuchsaufbau der Rauschmessung des Mikrowellenablationssetups (Medwaves, AVecure Microwave Generator) an einem SIEMENS MAGNETOM Skyra 3 T MRT dargestellt. Das Wasserphantom wurde im Isozentrum des MRT-Gerätes platziert. Zur Fixierung des Phantoms wurden Kissen und eine 4-Kanal-Empfangsspule, welche auch zur Bildgebung verwendet wurde, angebracht. Anschließend wurde die Ablationselektrode in das Wasserphantom eingeführt und fixiert. Da der Ablationsgenerator außerhalb des MRT-Untersuchungsraumes aufgebaut wurde, mussten die beiden Koaxialkabel der Elektrode über einen Waveguide aus der MRT-Kabine herausgeführt werden. Die erste FCT wurde 24 cm vom Schaft der Elektrode entfernt auf die Koaxialkabel aufgebracht. Drei weitere FCTs wurden jeweils im Abstand von 70 cm angebracht. In Abhängigkeit von der Position auf den Koaxialkabeln und der Anzahl der benutzten FCTs wurde die Bildqualität während des Standby-Betriebs des MWA-Generators untersucht, da die Bildgebung aktuell nicht während des aktiven Ablationsprozesses stattfindet [6]. Zum einen wurde mit der Bildgebungsspule ein Rauschspektrum aufgenommen und zum anderen wurde das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) nach vorgegebenem Standard [7] berechnet. Hierbei werden zwei Bilder aufgenommen. Vom ersten Bild wird für eine Zielregion (ROI) der mittlere Pixelwert berechnet. Dieser Wert wird im Folgenden als Signal  $S$  bezeichnet. Nachfolgend wird ein Differenzbild aus beiden Bildern berechnet und die Standardabweichung  $SD$  des Differenzbildes ermittelt, welche das Rauschen charakterisiert. Formal wird das SNR mittels  $SNR = \frac{S}{(\frac{SD}{\sqrt{2}})}$  berechnet. Diese Methode erlaubt einen direkten Vergleich zwischen MR-Bildern [8].

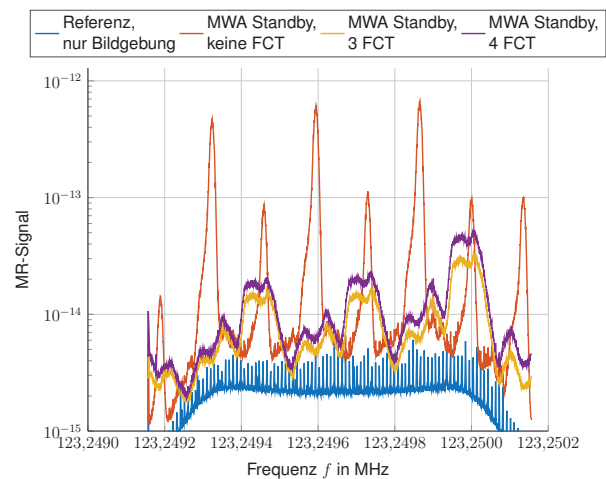
## Ergebnisse

Die  $S_{21}$  Transmissionsmessung ergab die in Abbildung 3a dargestellte blaue Kurve, welche ein Minimum bei 123,10 MHz aufweist. Bei der Operationsfrequenz des MRTs erhält man eine durch die FCT hervorgerufene Dämpfung von 29,4 dB. In Abbildung 3b sind die Spektren der Rauschmessversuche dargestellt. Es ist in allen Spektren eine Abflachung zu den beiden Enden zu sehen, was auf entsprechende MRT-interne Filterschaltungen zurückzuführen ist. Beim Betrieb des Ablationsgenerators im Standby-Modus ohne FCTs

ergibt sich eine Erhöhung des Rauschsignals der Spektrumskurve. Das Anbringen einer vierten FCT mit gleichem Abstand führt zu einer Erhöhung des MRT-Rauschsignales.



(a) Originaler Transmissionsverlauf (gelb), Dämpfungskurve der FCT (blau), Markierung der 123,25 MHz Zielfrequenz (rot).



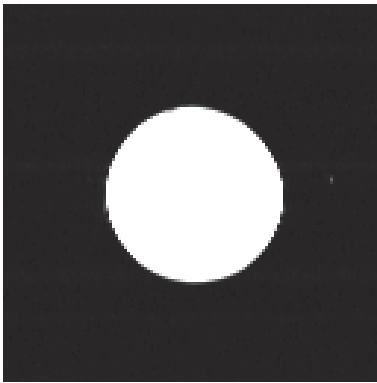
(b) Ergebnisse der Spektralmessung am MRT.

**Bild 3:** Messergebnisse des NWA (a) und des MRTs (b).

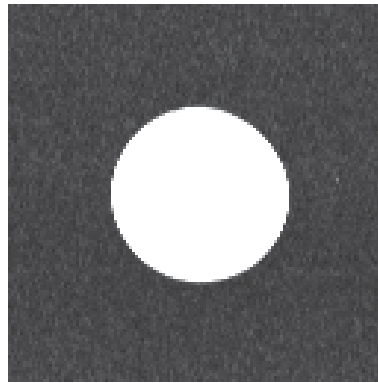
In Abbildung 4 sind Gradient-Echo(GRE)-Aufnahmen des Wasserphantomes mit eingebrachtem Mikrowellenapplikator abgebildet. Hierbei ist Abbildung 4a mit ausgeschaltetem MWA aufgenommen worden und zeigt ein SNR von 49.73. Nach Einschalten des MWA und dessen Betrieb im Standby-Modus (Abbildung 4b) zeigt sich eine Erhöhung des Rauschanteils und eine Erniedrigung des SNR auf 15.99. Nach Anbringen von drei FCTs (Abbildung 4c) tritt eine Verbesserung des SNR-Wertes auf 44.03 ein. Weitere FCTs führen zu einer Verschlechterung des SNR, wie in Tabelle 1 dargestellt ist.

**Tabelle 1:** SNR Ergebnisse

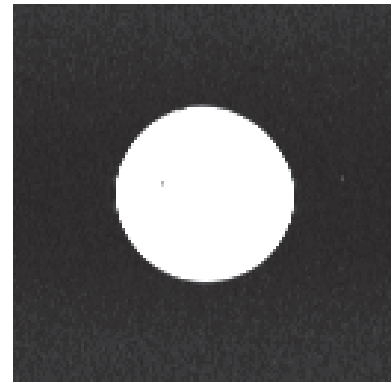
	Referenz, reine Bildgebung	MWA Standby, keine FCT	1 FCT	2 FCT	3 FCT	4 FCT
SNR	49.73	15.99	16.47	34.44	44.03	43.72



(a) GRE-Referenzbild bei ausgeschaltetem MWA.



(b) GRE-Bild mit MWA im Standby, keine FCT aufgebracht.



(c) GRE-Bild mit MWA im Standby, 3 FCTs aufgebracht.

**Bild 4:** GRE Bilder des Wasserphantoms mit eingebrachtem Mikrowellenapplikator.

## Diskussion

Prinzipiell ist zu sehen, dass FCTs sowohl die MR-Spektren als auch das SNR verbessern. Bei Anbringen von drei FCTs wurde, bezogen auf den SNR bei Standby-Betrieb des MWA-Generators, eine Verbesserung um den Faktor  $\approx 2.75$  erreicht, welcher  $\approx 88.5\%$  des originalen SNR von 49.73 beträgt. Wurden jedoch mehr als drei FCTs auf den Koaxialkabeln des MWA-Setups aufgebracht, ergab sich eine Verschlechterung der Spektralkurve und des SNR. Ein Grund für dieses Verhalten könnte eine parasitäre Kopplung der einzelnen FCTs untereinander darstellen. Dieser Aspekt soll weiter untersucht werden. Für eine weitere Erhöhung des SNR und eine damit einhergehende Reduzierung des Rauschanteils scheint es jedoch unumgänglich, Filter am Ausgang des MWA-Generators anzubringen. Zusätzlich zu den zu erwartenden Verbesserungen des spektralen Bereiches und des SNRs entsteht die Möglichkeit, den Bildgebungsprozess parallel zu dem aktiven Ablationsprozess durchzuführen.

## Abschluss

Zur Reduktion der Gleichtaktströme wurden Floating Cable Traps verwendet, um bei einer MR-gestützten Mikrowellenablation eine Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses der aufgenommenen MR-Bilder zu erreichen. Es zeigte sich, dass ein Anbringen von drei FCTs eine Verbesserung des SNR hervorrufen konnte, jedoch weitere FCTs zu einer erneuten Verschlechterung führten. In diesem Zusammenhang soll weiter untersucht werden, inwieweit die FCTs untereinander koppeln.

## Literatur

- [1] Vlasios S. Sotirchos, Lydia M. Petrovic, Katia O. Manova-Todorova, and Constantinos T. Sofocleous. Colorectal cancer liver metastases: Biopsy of the ablation zone and margins can be used to predict oncologic outcome. *Radiology*, 280(3):949–959, 2016. PMID: 27010254.

- [2] Urte Kägebein, Oliver Speck, Frank Wacker, and Bennet Hensen. Motion Correction in Proton Resonance Frequency-based Thermometry in the Liver. *Topics in magnetic resonance imaging : TMRI*, 27(1):53–61, February 2018.
- [3] D.A. Seeber, J. Jevtic, and A. Menon. Floating shield current suppression trap. *Concepts in Magnetic Resonance Part B: Magnetic Resonance Engineering*, 21B(1):26–31, 2004.
- [4] Joel Mispelter, Lupu Mihaela, and Andre Briguet. *NMR Probeheads for Biophysical and Biomedical Experiments*. Imperial College Press, 2nd edition, 2015.
- [5] M. E. Brinson and S. Jahn. Qucs: A gpl software package for circuit simulation, compact device modelling and circuit macromodelling from dc to rf and beyond. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 22(4):297–319, 2009.
- [6] Urte Kägebein, Marcus Prier, Enrico Pannicke, Oliver Speck, and Frank Wacker. MR-Imaging during synchronized microwave ablation. In *Proceedings of the 12th Interventional MRI Symposium*, Boston, USA, 2018.
- [7] IEC 62464-1:2018. Magnetic resonance equipment for medical imaging - part 1: Determination of essential image quality parameters.
- [8] Scott B. Reeder. *Measurement of Signal-to-Noise Ratio and Parallel Imaging*, pages 49–61. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2007.



---

## Kfz-Messen und Entstören



# **Bewertung der Störwirkung beliebiger Störquellen auf die digitale Kommunikation am Beispiel Automotive Ethernet**

Dr.-Ing. Christoph Keller, Robert Bosch GmbH, AE/EMC1

Dr. sc.-techn. Jan Hansen, Robert Bosch GmbH, AE/EMC1

Dr.-Ing. Wolfgang Pfaff, Robert Bosch GmbH, AE/EMC1

## **1 Einführung**

EMV-Emissionsmessungen haben die Aufgabe sicherzustellen, dass die Prüflinge keine Geräte in der Umgebung stören. Das wichtigste Messgerät hierfür ist seit Jahrzehnten der Messempfänger, der im Frequenzbereich schmalbandig in einem „Sweep“ die Störampplitude erfasst. Wenn das Messergebnis unter dem vorgegebenen Grenzwertverlauf liegt, hat der Prüfling bestanden. Die dieser Vorgehensweise zugrundeliegende Annahme ist, dass der Messempfänger die Störwirkung des Prüflings (Störquelle) auf andere (Störsenke) richtig darstellt. In der Anfangszeit der EMV waren die potenziell gestörten Geräte im Wesentlichen schmalbandige Empfänger (Rundfunkempfänger und Funkgeräte). Ein Messempfänger kann als eine Nachbildung solcher schmalbandiger Empfänger verstanden werden; dementsprechend korreliert der gemessene Pegel bei der Frequenz des Übertragungsbandes in diesen Fällen gut mit der beobachtbaren Störwirkung.

Im Laufe der Jahre sind viele weitere Geräte mit andersartiger Funktionsweise dazu gekommen, die potenziell gestört werden können. Besonders wichtig sind hierbei die digitalen Kommunikationssysteme, die inzwischen oft auch sicherheitsrelevante Daten übertragen, beispielsweise beim Kraftfahrzeug und dort in Zukunft auch verstärkt beim autonomen Fahren. Für die messtechnische Bewertung von Störern wird in der EMV derzeit jedoch unverändert der Messempfänger verwendet. In diesem Paper wird nach einer Betrachtung des Standes der Technik am Beispiel des „Automotive Ethernet“ messtechnisch untersucht, wie gut der Messempfänger, sowie die Messung der Amplitudenwahrscheinlichkeitsverteilung die Störwirkung unterschiedlicher Störsignale auf die Übertragung charakterisiert. Auf Grund der Ergebnisse wird daraus ein Vorschlag für eine neue Messmethode abgeleitet und ein geeignetes Messgerät beschrieben.

## **2 Stand der Technik**

### **2.1 RMS-AVG Detektor**

Im technischen Bericht IEC-CISPR/TR 16-3 wurde vor ungefähr zehn Jahren aus einer ähnlichen Überlegung heraus eine umfangreiche Untersuchung vorgestellt, in der für verschiedenste digitale Kommunikationssysteme abgeleitet wurde, wie die Detektorkurve im Messempfänger zu verlaufen hat, um speziell die Störwirkung auf die digitale Kommunikation richtig abzubilden [1, Kapitel 4.8]. Das Ergebnis der umfangreichen Untersuchung war die Definition des sogenannten RMS-AVG-Detektors, dessen Verlauf (Dämpfung des angezeigten Pegels abhängig von der Puls wiederhol frequenz) zwischen den Kurven des RMS- und des AVG- Detektors liegt. Es wird jedoch schon in diesem Bericht darauf hingewiesen, dass die „Schutzanforderungen aller Dienste nicht im

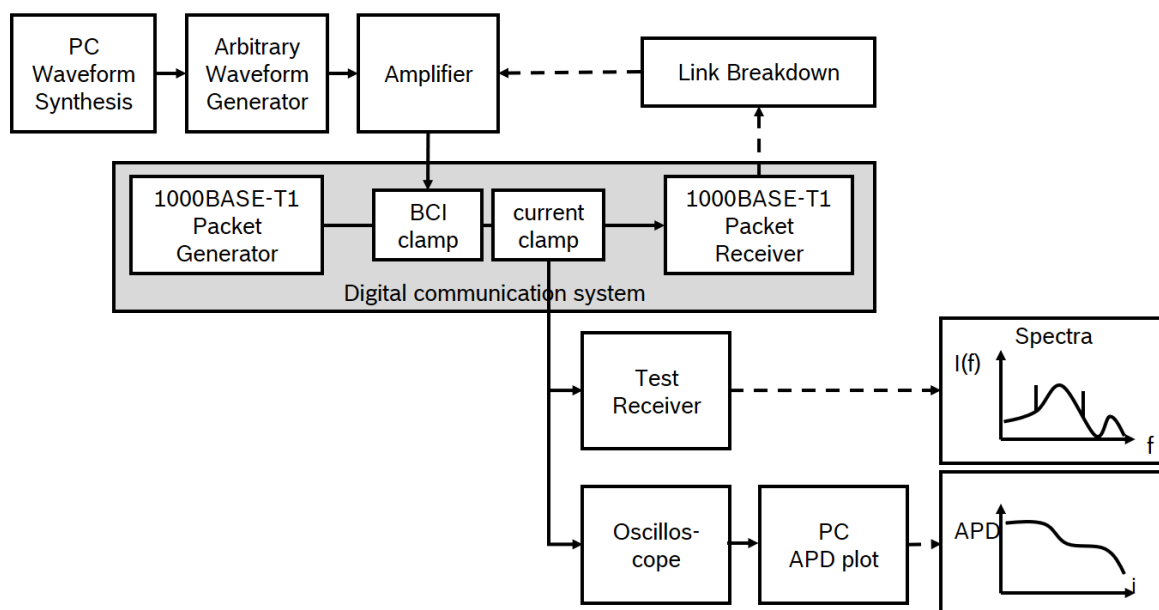
gleichen Maß“ sichergestellt werden können und somit die gewählten Eckfrequenzen dieses Detektors als „Kompromiss“ zu betrachten sind [1, Kapitel 4.8.8]. Dass *ein* Detektor mit *einer* Detektorkurve nicht *alle* Kommunikationssysteme und dies zusätzlich noch für *alle* Störsignalformen richtig bewerten kann, liegt in der Natur der Sache. Schon allein der Vergleich der in diesem Kapitel dargestellten Kurvenscharen führt unmittelbar zu dieser Erkenntnis, denn die Differenz der letztlich definierten Detektorkurve zu den vielen dargestellten Messungen kann umgekehrt direkt als Bewertungsfehler hinsichtlich des Störpotenzials auf die betrachteten Kommunikationssysteme interpretiert werden.

## 2.2 APD Messung

Ein weiteres in diesem Report vorgestelltes Messverfahren ist die Messung der Amplitudenwahrscheinlichkeitsverteilung (amplitude probability distribution - APD) eines Störers. Die APD einer Störgröße ist definiert als kumulierte Verteilung der Wahrscheinlichkeit der Zeit, während der die Störgröße einen festgelegten Pegel überschreitet. Zusammenfassend wird dazu festgestellt, dass dieses Verfahren eine der „wirksamsten Methoden zur Bewertung der Störwirkung auf digitale Kommunikationssysteme“ darstellt (1, Kapitel 4.7.7) und „auf Compliance Tests von einigen Produkten oder Produktfamilien, wie Mikrowellenöfen, anwendbar sein könnte“ (1, Kapitel 4.7.1). Zum Einsatz der APD-Messtechnik in diesem Zusammenhang gibt es mehrere Veröffentlichungen. Erwähnt sei hier die Veröffentlichung von K. Wiklundh [2], in dem eine vielversprechende direkte Verbindung verschiedener digitaler Modulationsverfahren mit den APD-Messkurven von Störern hergestellt wird.

## 3 Messungen an Automotive Ethernet

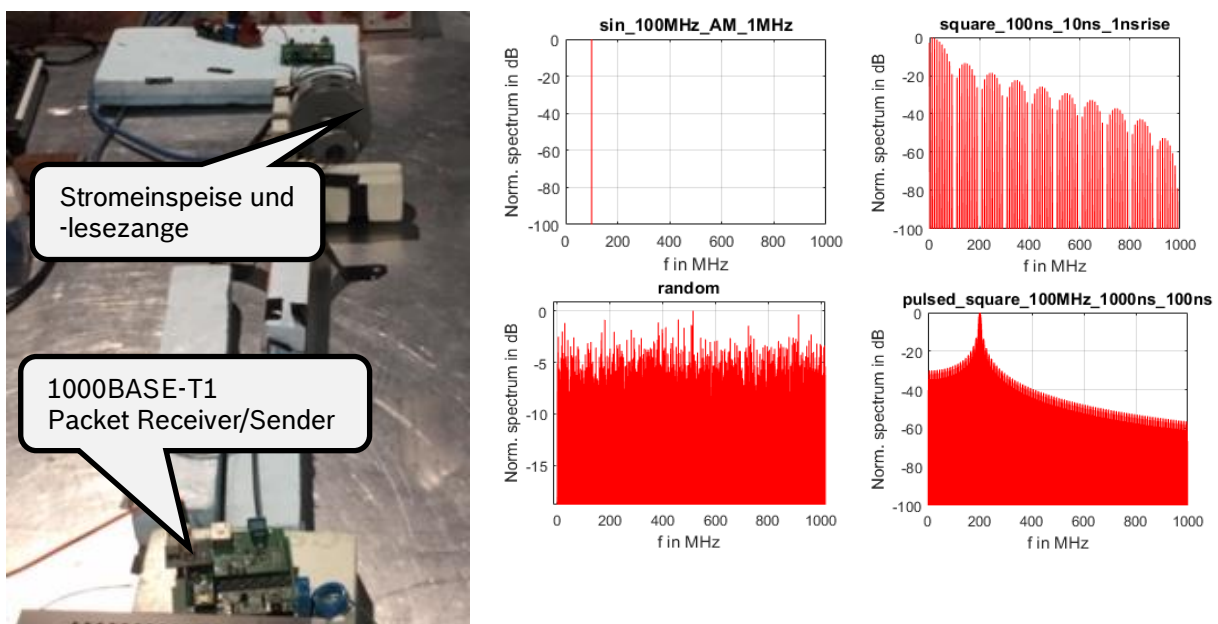
Um diese beiden Messverfahren hinsichtlich ihrer Fähigkeit zur Bewertung der Störwirkung eines Prüflings auf eine digitale Kommunikationstrecke konkret zu testen, wurde im Labor ein Testaufbau am Beispiel des Automotive Ethernets (1000BASE-T1) realisiert.



**Bild 1:** Testaufbau zur Störung von Automotive Ethernet als Blockschaubild

Dieses leitungsgebundene, im Basisband arbeitende Kommunikationssystem (PAM-3 bei 750 MBd), spielt insbesondere für zukünftige Anwendungen beim autonomen Fahren eine wichtige Rolle. Es wurde dazu eine Strecke aufgebaut, in der ein Sender und ein Empfänger miteinander kommunizieren. Der Testaufbau ist in Bild 1 als Blockschaltbild und Bild 2 links als Foto dargestellt.

Um den Einfluss unterschiedlichster Signale auf dieses System zu untersuchen, wurden viele unterschiedliche generische Testsignale in einem Mathematikprogramm generiert, u.a. Signale mit Amplituden- und Frequenzmodulation, Rauschsignale, Pulsfolgen und pulsmodierte Sinussignale in unterschiedlichsten Parametrisierungen, siehe Bild 2 rechts für einige Beispiele. Diese Signale wurden mit Hilfe eines Arbitrary-Waveform-Generators erzeugt und über einen Verstärker mittels einer BCI-Stromeinspeisetzange auf die Strecke eingekoppelt.



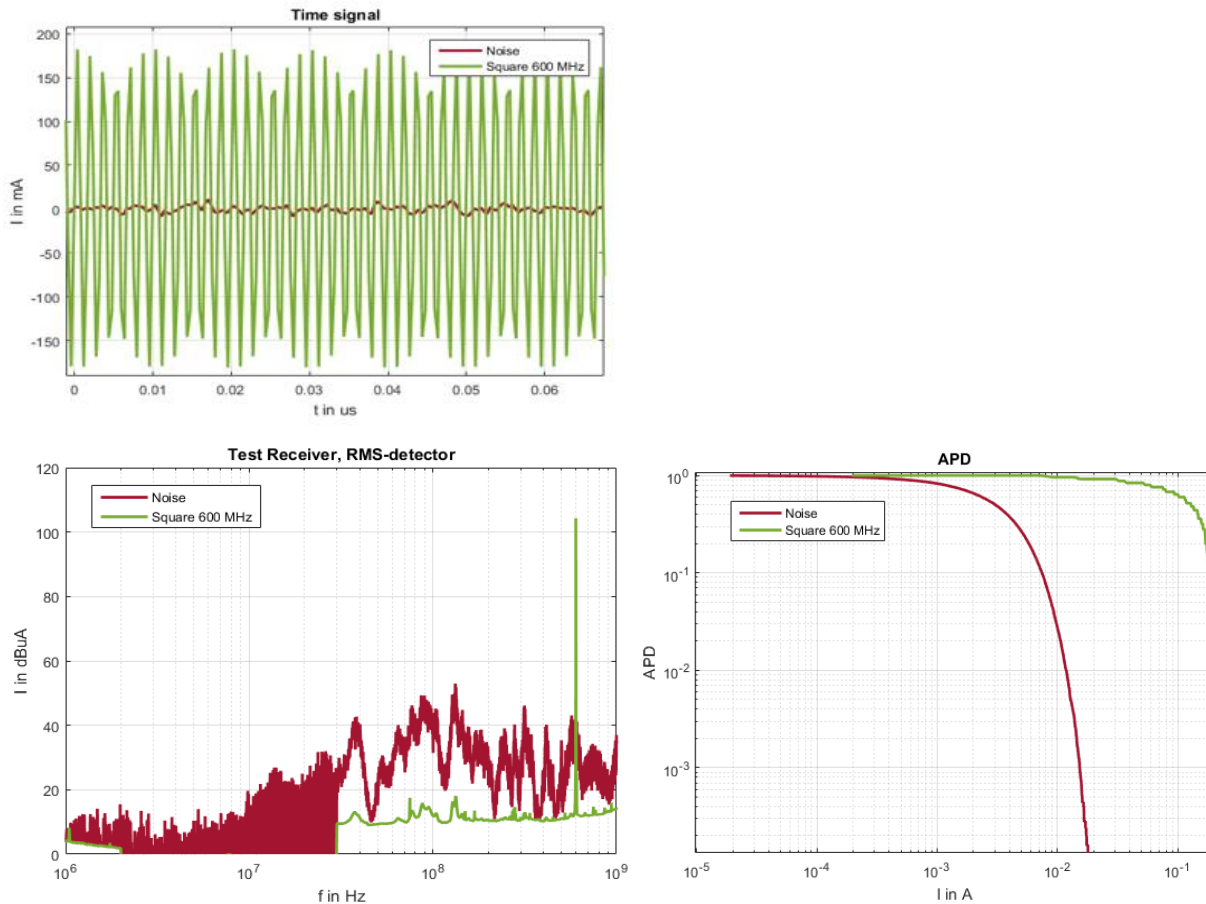
**Bild 2:** links: Testaufbau zur Störung von Automotive Ethernet  
rechts: Beispiele für verschiedene Signalformen (Spektrum)

Der Pegel des Störsignals wurde jeweils so lange erhöht, *bis eine definierte Störung der Kommunikation* erfolgte. Da das Einstellen einer bestimmten Bitfehlerrate schwierig war, wurde der Linkabbruch als Kriterium gewählt. Der Linkabbruch trat bei Wiederholungen aller Tests sehr gut reproduzierbar jeweils bei den gleichen Pegeln auf. Es sei noch erwähnt, dass der Bereich vom Auftreten der ersten Bitfehler bis hin zum Linkabbruch sehr klein war.

Für diese Störsituation wurde dann sowohl mit dem Messempfänger als auch mit dem Oszilloskop der Störstrom auf dem Kabel über eine Strommesszange gemessen und aus der Oszilloskop-Messung die APD berechnet. In Bild 3a und 3b sind exemplarisch die Messergebnisse für einige ausgewählte Störsignale einander gegenübergestellt. Bild 3a zeigt ein Rauschsignal mit weißem Rauschen im Vergleich mit einem 600 MHz Rechteckpuls, in Bild 3b sind zwei pulsmodierte Sinussignale dargestellt. Oben ist jeweils der auf dem Kabelbaum gemessene Zeitverlauf des eingepprägten Störstroms

dargestellt, unten links die zugehörigen Messempfängermessungen und rechts die aus dem Zeitverlauf berechneten APDs.

Bei der Interpretation der Messkurven ist zu beachten, dass hier stets Kurven miteinander verglichen werden, welche *das selbe* Störpotenzial auf die Kommunikation aufweisen, nämlich das Auftreten eines Linkabbruchs. Im Gegensatz zum üblichen Vergleich verschiedener Emissionsmessungen ist somit bei dieser Betrachtung ein Störer *umso kritischer, je niedriger* die zugehörigen Messkurven sind.

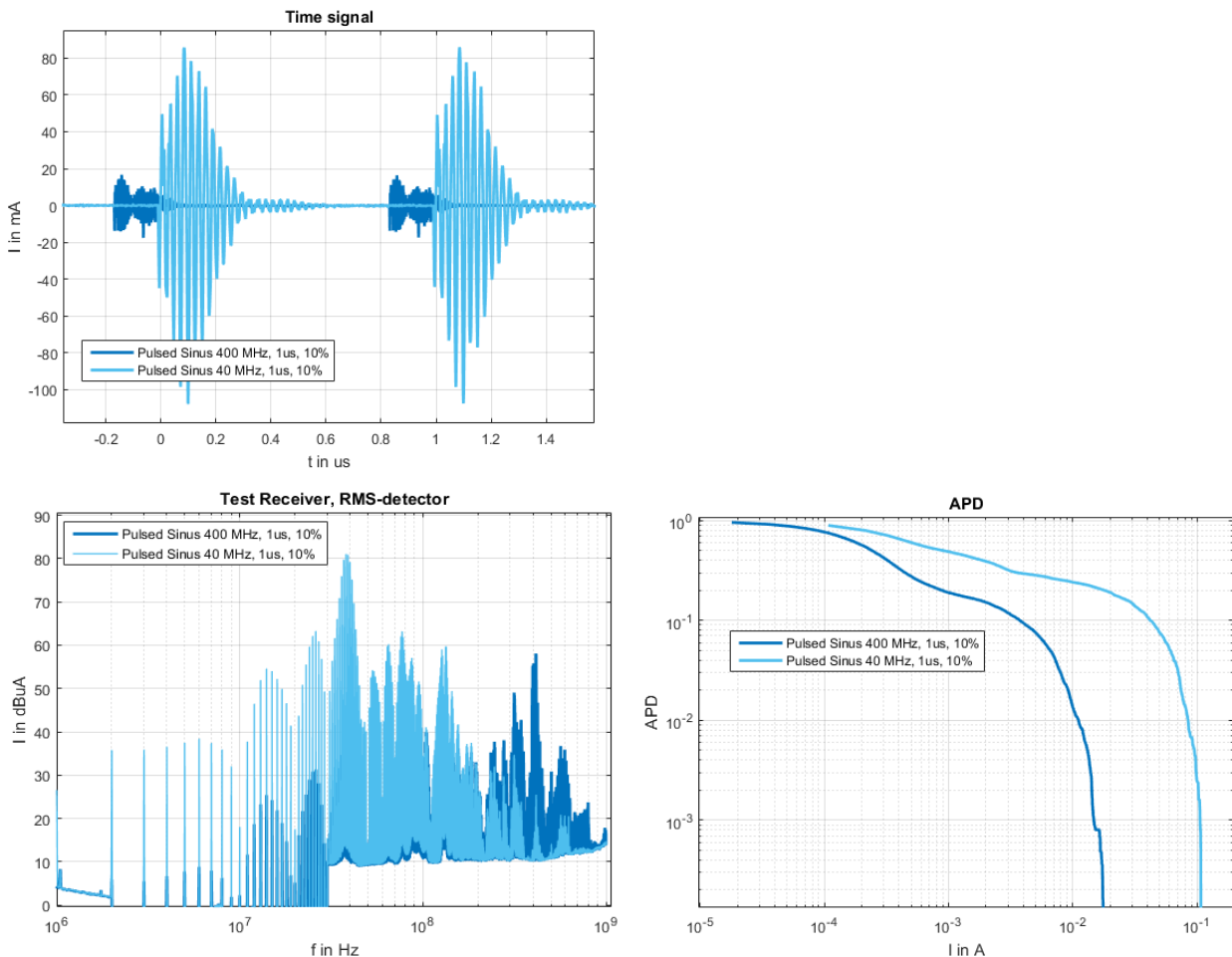


**Bild 3a** Exemplarische Messergebnisse des Störstroms *beim Linkabbruch*  
 Rauschen und 600 MHz Puls  
 oben: Zeitsignale, unten links: Messempfängermessungen, unten rechts: APDs

Die Messergebnisse für die unterschiedlichen applizierten Störsignale liegen für beide Messverfahren weit, teilweise sogar extrem weit auseinander. Diese Tatsache bedeutet, dass *keines dieser Messverfahren einen Störer hinsichtlich seines Störpotenzials auf die Störung der Automotive-Ethernet-Kommunikation korrekt bewerten kann*. Ein Messverfahren kann nur dann sinnvoll zur Bewertung und dem Vergleich von Störern eingesetzt werden, wenn es in Lage ist, die Störwirkung auf das betrachtete Zielsystem richtig abzubilden. Zum anschaulichen Vergleich sei hier die Bewertung eines Prüflings hinsichtlich der Störung des Radioempfangs mit Hilfe eines Messempfängers erwähnt. Wenn hier beispielsweise mit einer Bandbreite von 120 kHz im UKW-Bereich der Pegel aufgenommen wird, ist dieser ein sehr gutes Maß für die Störung des Radioempfangs, d.h. unabhängig von der Signalform des Störers kann zuverlässig ein Grenzwert definiert werden, dessen Unterschreitung einen störungsfreien Radioempfang sicherstellt. Es sei an dieser Stelle daran erinnert, dass der Messempfänger zur Zeit seiner Einführung

letztlich eine Nachbildung der damals typischen Störsenken darstellt, nämlich die schmalbandigen analogen Empfänger für Rundfunk oder Funkdienste.

Eine weitere Erkenntnis aus dem Vergleich der Messkurven ist, dass die Kommunikationsstrecke auf breitbandiges Rauschen am empfindlichsten reagiert (die zugehörigen Kurven sind für alle drei Darstellungen stets die niedrigsten), auf Schmalbandsignale am robustesten (die zugehörigen Kurven sind stets die höchsten).

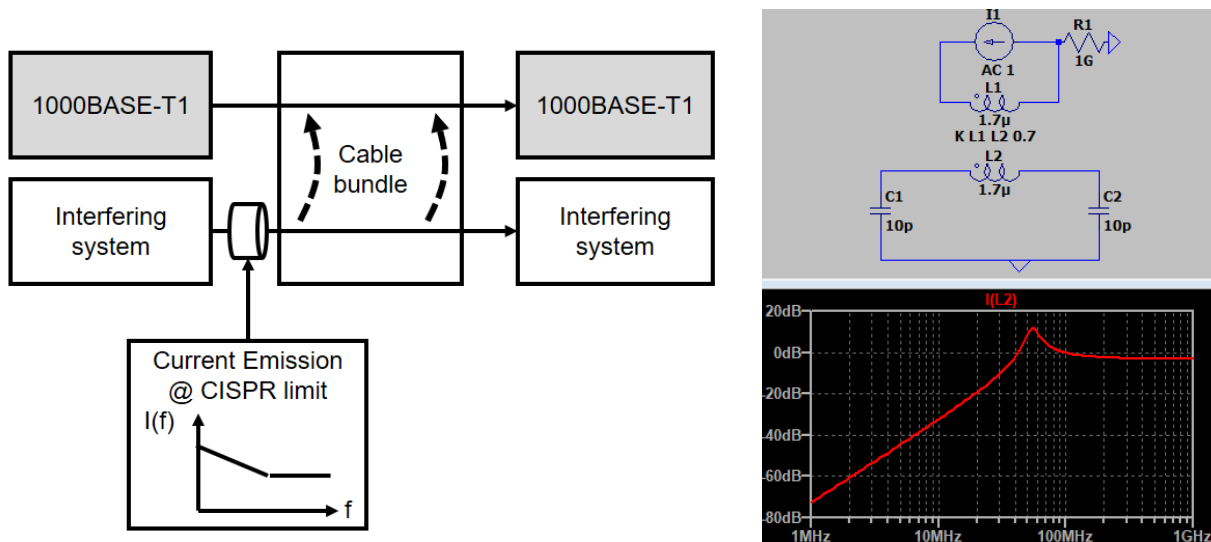


**Bild 3b** Exemplarische Messergebnisse des Störstroms *beim Linkabbruch*  
Pulsmodulierter Sinus (40/400 MHz Sinus, 1 MHz Puls)  
oben: Zeitsignale, unten links: Messem Empfänger messungen, unten rechts: APDs

#### 4 Korrelation zur CISPR 25 Stromemissionsmessung

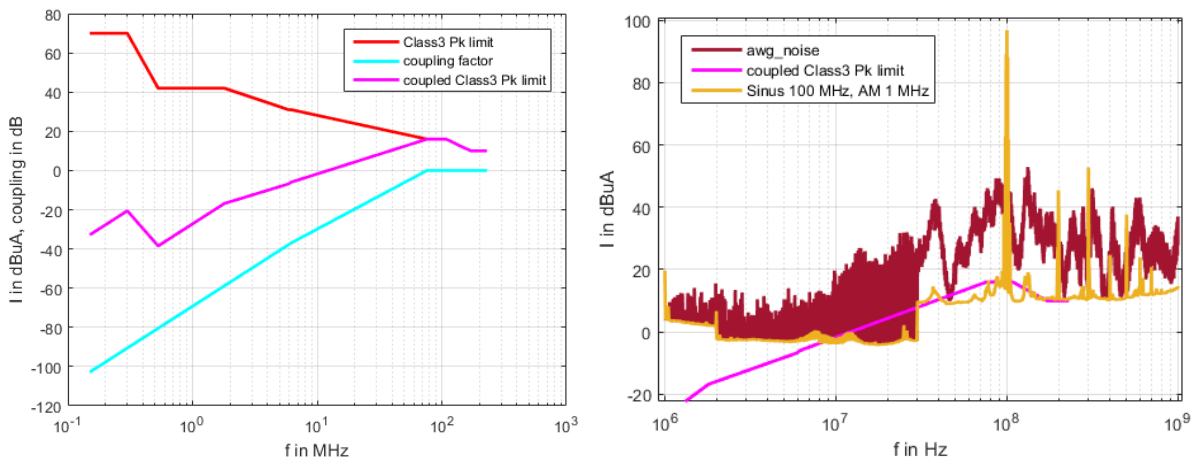
Um eine Vorstellung davon zu bekommen, was die mit dem Messem Empfänger gemessenen Kurven in Bezug auf typische Grenzwerte bedeuten, wird folgendes Szenario betrachtet: Im selben Kabelbaum liegen unmittelbar neben den Kommunikationsleitungen die Leitungen eines Störers, wie in Bild 4 links dargestellt.

Mit einem bewusst einfach gehaltenen Koppelmodell wird die Stromübertragungsfunktion von dem Strom im störenden System auf das Kommunikationssystem ermittelt (Bild 4 rechts). Es ergibt sich ein Anstieg von 40 dB/dek bis knapp 100 MHz, darüber ist die Übertragung frequenzunabhängig um 0 dB.



**Bild 4:** Störszenario und Ermittlung der Stromübertragungsfunktion

Mit dieser Übertragungsfunktion kann rechnerisch abgeschätzt werden, wieviel Störstrom auf das Kommunikationssystem eingekoppelt wird, wenn der Strom im störenden System beispielsweise angenommen den CISPR 25 Klasse 3 Grenzwert einhält (Bild 5 links). Aufschlussreich ist der Vergleich dieses Stromverlaufs mit den bisher diskutierten Messungen (Messempfänger), die jeweils für verschiedene Störsignale gerade einen Linkabbruch bewirkt haben.



**Bild 5** links: Übergekoppelter Strom auf das Kommunikationssystem für einen Störer, der genau entlang des CISPR 25 Class 3 Grenzwertes verläuft  
rechts: Vergleich dieses Stromes mit den Messempfängermessungen für ein Rauschsignal und ein amplitudenmoduliertes Sinussignal (die beide einen Linkabbruch bewirken)

In Bild 5 rechts ist der übergekoppelte Strom mit einem Rauschsignal sowie einem amplitudenmodulierten Sinussignal zusammen dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Strom deutlich unter den anderen Kurven liegt. Das bedeutet, dass ein störendes System, das diesen Grenzwert einhält, nicht in der Lage ist, die Kommunikation zu stören. Die Kurve liegt selbst gut 20 dB unter dem Rauschstörer, welches das kritischste (und somit niedrigste) Spektrum zeigt; verglichen mit dem Sinussignal beträgt der Abstand sogar bis

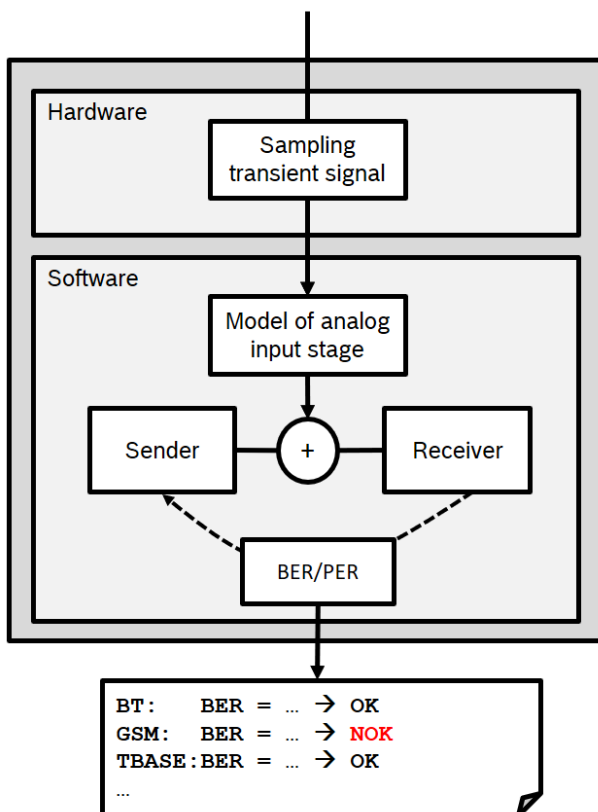


zu 80 dB! Typischerweise wird dieser Abstand sogar noch größer sein, da meist eher auf CISPR-Klasse 5 oder sogar noch strenger geprüft wird.

Auf der einen Seite bedeutet dieser Vergleich, dass mit der bisher verwendeten Messmethodik einschließlich den definierten Grenzwerten der störungsfreie Betrieb der Kommunikation sichergestellt sein sollte. Auf der anderen Seite zeigt der Vergleich aber auch, dass die Sicherheitsmarge extrem groß ist und damit die Anforderungen an einen Störer - zumindest in Bezug auf die Sicherstellung der digitalen Kommunikation in diesem Störszenario - letztlich zu streng sind, was dazu führen kann, dass eventuell aufwändige und teure Entstörmaßnahmen ergriffen werden müssen, um den vorgegebenen Grenzwert einzuhalten, ohne dass dies für den Schutz der Kommunikation notwendig wäre.

## 5 Vorschlag für eine neue Methode zur Bewertung von Störemissionen

Wie oben dargelegt, ist weder der Messempfänger noch die APD-Messung in der Lage, das Störpotenzial hinsichtlich der Kommunikationstrecke richtig zu bewerten, was einer technisch korrekten und aussagekräftigen Störbewertung entgegensteht und wodurch ggf. ein unnötiger Entstöraufwand generiert wird, der zur sicheren Kommunikation nicht notwendig ist. Auf Basis dieser Erkenntnis soll hier als *Diskussionsvorschlag* die Idee einer Emissionsmessmethode mit einem neuen Messsystem vorgestellt werden, die diese Lücke schließen könnte.



**Bild 6** Blockschaltbild für ein vorgeschlagenes Messsystem

Der Messempfänger stellte in der Anfangszeit der EMV, wie schon erwähnt, eine realitätsnahe Nachbildung der wichtigsten Störsenken (schmalbandige, analoge

Empfänger für Rundfunk oder Funkdienste) dar. In direkter Analogie zu diesem Konzept bietet es sich an, eine Messmethode zu definieren, bei welcher das gemessene Störsignal bewertet wird, indem das Zeitsignal des Störers direkt auf Kommunikationsstrecken einwirkt.

Denkbar ist die Realisierung in einem Gerät, welches das transiente Zeitsignal der Störquellen aufzeichnet und dieses mit Hilfe geeigneter Software auf Modelle der verschiedenen zu schützenden Kommunikationssysteme koppelt, in denen realitätsnahe Protokolle (mit Kanalschätzverfahren, Fehlerkorrekturalgorithmen etc.) laufen, wie vereinfacht in Bild 6 dargestellt. Als Messergebnis könnte das Messgerät eine Bit- oder Paketfehlerrate ausgeben, welche unmittelbar die Wirkung der Störung auf die Qualität der Übertragung wiedergibt. Da dies in Software realisiert wäre, könnte so innerhalb von Sekunden ein Störer gegen viele verschiedene Kommunikationssysteme realitätsnah getestet und bewertet werden. Zukünftige neue Kommunikationssysteme könnten bei einem solchen Konzept ohne Hardwareänderungen rein durch entsprechende Modelle und Software ergänzt werden.

## 6 Schlussfolgerungen und Ausblick

Am Beispiel des Automotive Ethernet wurde messtechnisch gezeigt, dass weder die klassische Messempfängermessung noch die APD in der Lage ist, das Störpotenzial von Signalen hinsichtlich der Störung einer Automotive Ethernet Kommunikation korrekt zu bewerten und beide Verfahren nur einen Kompromiss darstellen, wodurch bei vielen Störquellen ein unnötiger Entstöraufwand generiert werden kann.

Auf Basis dieser Erkenntnis wird eine neue Emissionsmessmethode vorgeschlagen, welche diese Lücke schließen könnte, da damit direkt der Einfluss der Störquelle auf die digitale Kommunikation bewertet werden wird und damit ein störsicherer Betrieb digitaler Kommunikationssystemen sichergestellt werden kann, ohne dass ein unnötig hoher Entstöraufwand erforderlich ist.

## Literatur

- [1] International Special Committee on Radio Interference IEC: Technical Report, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, part 3. In: *CISPR/TR 16-3 technical reports, Edition 3.1* (2012-07)
- [2] K. Wiklundh: Relation between the amplitude probability distribution of an interfering signal and its impact on digital radio receivers. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* (2006)

# **Aktive Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen eines stationär betriebenen Antriebswechselrichters mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen**

M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

M.Sc. Michael Gerten, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

## **1 Einleitung**

Die voranschreitende Elektrifizierung des Kfz bedingt eine steigende Anzahl an leistungselektronischen Konvertern zur Energiewandlung und -verteilung. Aufgrund der zugrundeliegenden PWM-Signale können diese Systeme erhebliche elektromagnetische Störungen erzeugen, welche beispielsweise den Empfang von Funkdiensten, die für das automatisierte Fahren eine noch größere Bedeutung bekommen werden, verschlechtern oder unmöglich machen. Zur Begrenzung dieser Störungen werden üblicherweise passive Filterstrukturen eingesetzt, welche groß, schwer und teuer sind. Zur Reduktion des Verbrauchs und zur Erhöhung der Reichweite werden jedoch leichte Systeme gefordert. Aktive Verfahren zur Störunterdrückung können hier eine Lösung sein.

Zunächst werden in diesem Beitrag zwei Verfahren zur aktiven Störunterdrückung vorgestellt und zusammengefasst. Diese umfassen aktive EMV-Filter und die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen. Das zuletzt genannte Verfahren hat sich als vorteilhaft bei der Unterdrückung der Störungen von stationär betriebenen DC/DC-Wandlern herausgestellt. Im Rahmen dieses Beitrags soll dieses Verfahren das erste Mal auf einen stationär betriebenen Antriebswechselrichter angewendet werden. Die Topologie und die Ansteuerung des betrachteten Antriebswechselrichters werden vorgestellt und die zu erwartenden Störungen werden diskutiert. Daraufhin wird das hier verwendete Verfahren zur Generierung des Gegenstörsignals (Berechnung im Frequenzbereich mithilfe einer FFT) dargestellt. Der realisierte Demonstrator wird beschrieben und verschiedene Messergebnisse werden präsentiert. Unerwartete Einflüsse werden herausgearbeitet und Optimierungen werden am System umgesetzt. Der Beitrag schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick ab.

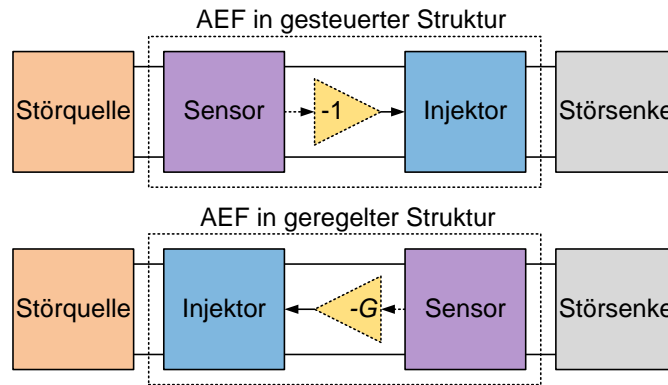
## **2 Verfahren zur aktiven Störunterdrückung**

Im Folgenden werden zwei grundsätzliche Verfahren zur aktiven Störunterdrückung vorgestellt. Aktive EMV-Filter stellen dabei eine etablierte und bereits häufig diskutierte Methode dar. Die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörmethoden ist eine deutlich neuere Methode, welche im Rahmen dieses Beitrags erstmalig auf einen Antriebswechselrichter angewendet wird.

### **2.1 Aktive EMV-Filter (AEF)**

Aktive EMV-Filter (AEF) zur aktiven Störunterdrückung verwenden üblicherweise analoge Schaltungen in gesteuerten oder geregelten Strukturen (Bild 1), um das Gegenstörsignal aus den gemessenen Störungen zu generieren [1,2]. Gesteuerte Strukturen invertieren die störquellenseitig gemessenen Störungen und injizieren dieses Signal störsen-

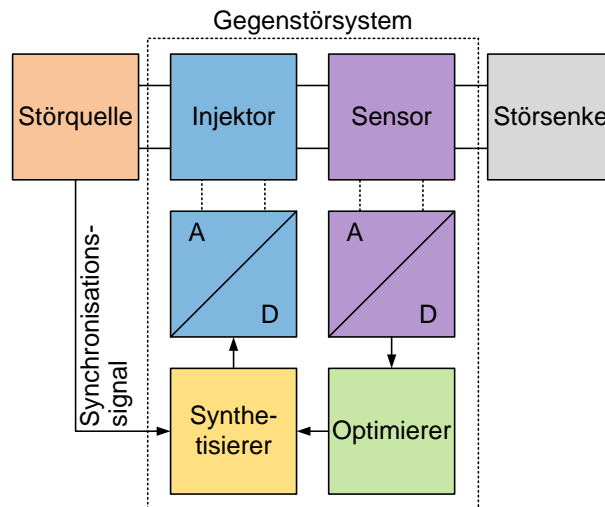
kenseitig. Idealerweise tritt eine destruktive Interferenz auf, wodurch die Störungen ausgelöscht werden. Geregelte Strukturen messen die verbleibenden Störungen störsenkenseitig, invertieren und verstärken diese und injizieren das resultierende Signal störquellenseitig wieder in das System. Durch den geschlossenen Regelkreis werden die Störungen an der Störsenke minimiert. Aus beiden Strukturen resultieren jedoch systematische Einschränkungen, da die Störungen und Gegenstörungen z.B. aufgrund von begrenzten Verstärkungs-Bandbreiten-Produkten [1,2] und unvermeidlichen Verzögerungszeiten [3] niemals exakte Gegenteile voneinander sind.



**Bild 1:** Strukturen von aktiven EMV-Filtern

## 2.2 Aktive Störunterdrückung von (quasi-)periodischen Störungen mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen

Zur Aufhebung dieser systematischen Begrenzung wurde in [4] ein neues Verfahren vorgestellt, in welchem synthetisierte Gegenstörsignale zur aktiven Störunterdrückung verwendet werden. In Bild 2 ist die grundlegende Struktur abgebildet. Die Signalsynthese kann für (quasi-)periodische Störungen mithilfe von Sinussignalen erfolgen, welche jeweils eine Harmonische des Störsignals eliminieren. Komplexe Amplituden- und Phasengänge (samt Verzögerungszeiten) können dabei durch passende Amplituden und Phasen kompensiert werden. Zur Bestimmung der richtigen Parameter kann ein Optimierer eingesetzt werden, welcher die vom Sensor gemessenen Reststörungen minimiert. Um eine Synchronisation zwischen den Störungen und Gegenstörungen zu erzielen, ist ein Synchronisationssignal notwendig. In leistungselektronischen Systemen eig-



**Bild 2:** Aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen

nen sich dazu beispielsweise die Ansteuerungssignale der Leistungstransistoren. Das gefundene Gegenstörsignal wird über einen geeigneten Injektor in das System eingekoppelt. Zur Realisierung der Signalsynthese und –optimierung bieten sich digitale Signalverarbeitungssysteme an. In dem Fall sind Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler zur Verknüpfung der Systeme notwendig. Bisher wurde das Verfahren hauptsächlich auf stationär betriebene DC/DC-Wandler (beispielsweise [4] und [5]) angewendet und wird in diesem Beitrag erstmalig zur Unterdrückung der Störungen eines Wechselrichters erweitert und untersucht.

### 3 Antriebswechselrichter

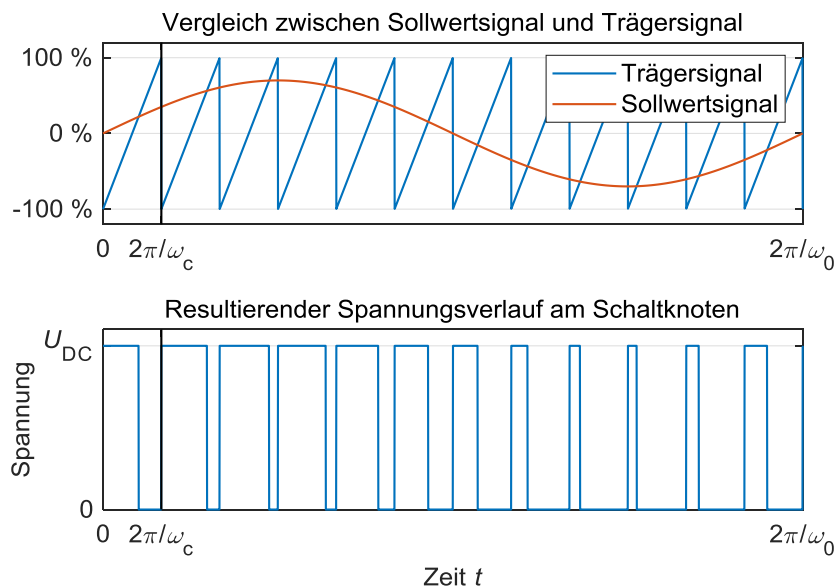
In diesem Abschnitt wird der betrachtete Antriebswechselrichter beschrieben. Die Topologie, die Ansteuerung, der Betriebsmodus und die resultierenden Störungen werden im Detail erläutert.

#### 3.1 Topologie

Der betrachtete Wechselrichter besteht aus drei Halbbrücken mit jeweils zwei Transistoren entsprechend Bild 5. Die betrachteten Transistoren sind rückwärtsleitfähig, weshalb keine antiparallel geschalteten Dioden notwendig sind. Die Spannung der Halbbrücke ist durch Kondensatoren stabilisiert. Die Halbbrücken versorgen jeweils eine Phase des Motors.

#### 3.2 Ansteuerung und Betriebsmodus

Der Motor benötigt zur Funktion ein Dreiphasensystem, welches hier durch die drei schaltenden Halbbrücken realisiert wird. Üblicherweise werden die Wechselrichter für elektrische Maschinen geregelt betrieben. Dies hat jedoch zur Folge, dass sich die Schaltmuster von Grundperiode zu Grundperiode verändern können. In diesem Fall besteht kein periodisches Störmuster mehr, wodurch analytische Betrachtungen und die Anwendung der Gegenstörmethode komplexer werden. Für eine erste Analyse und ei-



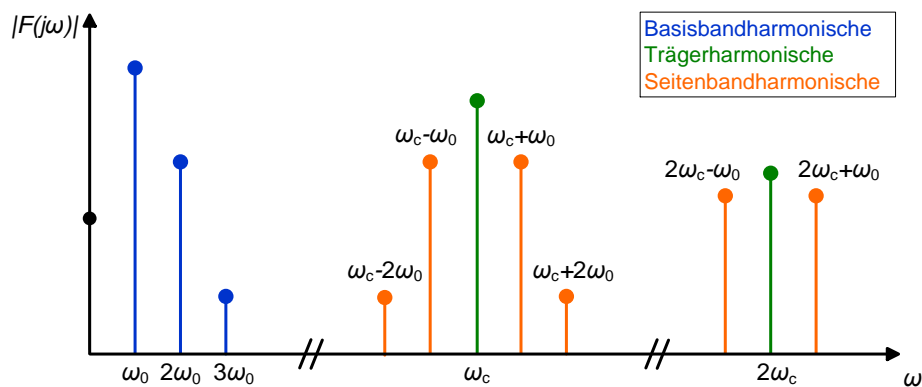
**Bild 3:** Erzeugung des PWM-Signals für eine beispielhafte Halbbrücke. Oben: Vergleich von Trägersignal und gewünschter Ausgangsspannung (Sollwertsignal). Unten: Resultierender Spannungsverlauf am Schaltknoten gegenüber Masse.

nen ersten Funktionsnachweis der Gegenstörmethode wurde daher ein gesteuerter Betrieb gewählt. Zur Erzeugung der Ansteuerungssignale wird entsprechend Bild 3 (oben) ein Vergleich zwischen einem Trägersignal (Sägezahn) und einem Sollwertsignal (Sinus) durchgeführt. Die Wiederholfrequenz (und daraus resultierend auch die Schaltfrequenz) ist  $f_c$  bzw.  $\omega_c$ . Die Grundfrequenz des Sinussignals ist  $f_0$  bzw.  $\omega_0$ . In Bild 3 (unten) ist der resultierende Spannungsverlauf an einem beispielhaften Schaltknoten dargestellt. Für die Erzeugung der Ansteuerungssignale der anderen beiden Halbbrücken wird das Sollwertsignal jeweils um  $120^\circ$  versetzt.

### 3.3 Resultierende Störungen

Im Folgenden werden die Störungen eines Antriebswechselrichters diskutiert. Wie bereits beschrieben, werden die drei Phasen des Motors durch PWM-Spannungen versorgt. Aus diesen PWM-Signalen resultieren Phasenströme, welche von dem Wechselrichter zur Verfügung gestellt werden. In Abhängigkeit der Schaltzustände ergibt sich aus diesen Phasenströmen ein überlagerter Störstrom  $I_{\text{Stör}}$  (siehe Bild 5), welcher die Störquelle für die betrachtete Versorgungsseite darstellt. Der Störstrom wird zwar durch eine Stützkapazität geglättet, jedoch verbleiben in der Regel noch signifikante leitungsgebundene Störungen, welche an der Bordnetznachbildung gemessen werden können. Das Störspektrum der PWM-Spannung einer einzelnen Halbbrücke ist in [6] analytisch beschrieben. Auf eine detaillierte mathematische Beschreibung wird an dieser Stelle verzichtet, jedoch ist in Bild 4 das Spektrum mit einigen Harmonischen dargestellt. Es ist grundsätzlich zwischen drei Typen von Harmonischen zu unterscheiden. Der erste Typ stellt die Basisbandharmonischen dar. Diese resultieren aus der Grundfrequenz  $\omega_0$  und deren Oberwellen. Der zweite Typ stellt die Trägerharmonischen dar. Diese liegen bei der Schaltfrequenz  $\omega_c$  und den zugehörigen Oberwellen. Aufgrund der modulierten Pulsbreiten entsteht um die Trägerharmonischen eine Vielzahl an Seitenbandharmonischen mit dem Abstand der Grundfrequenz  $\omega_0$ . Mithilfe des dargestellten Spektrums lässt sich nach [7] das überlagerte Störstromspektrum  $I_{\text{Stör}}$  bestimmen.

Die Basisbandharmonischen befinden sich bei sehr niedrigen Frequenzen (beispielsweise Vielfache von 50 Hz), welche über eine hohe Leistung verfügen können. Hier gelten in der Regel keine EMV-Grenzwerte. Daher werden diese Harmonischen in diesem Beitrag nicht aktiv unterdrückt. Die Trägerharmonischen und Seitenbandharmonischen liegen jedoch bei deutlich höheren Frequenzen und können damit Funkstörungen darstellen. Weiterhin kann erwartet werden, dass die Leistung dieser Signale deutlich geringer ist. Im Rahmen dieses Beitrags werden damit die Träger- und Seitenbandharmonischen unterdrückt.



**Bild 4:** Beispielhafte Darstellung einiger Harmonischen eines modulierten PWM-Signals

## 4 Verfahren zur aktiven Störunterdrückung

Im Folgenden wird das hier verwendete Verfahren zur aktiven Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen vorgestellt. Es wird eine FFT-Methode eingesetzt, welche in [8] bereits erfolgreich auf mehrere Leitungen eines DC/DC-Wandlers angewendet wurde.

Bei der FFT-Methode erfolgt die Generierung des Gegenstörsignals im Frequenzbereich. Die Störungen werden im Zeitbereich aufgenommen, in den Frequenzbereich überführt, verarbeitet und zurück in den Zeitbereich gebracht. Dieses Vorgehen kann aufgrund der notwendigen Verarbeitungszeiten nur auf Störungen angewendet werden, die über einen längeren Zeitraum periodisch sind.

Zur mathematischen Beschreibung (siehe auch Bild 5) wird die Überlagerung  $U_{\text{total}}^{\text{@Sensor}}(f)$  der Störungen  $I_{\text{Stör}}(f)$  und Gegenstörungen  $U_{\text{anti}}(f)$  am Sensor betrachtet:

$$U_{\text{total}}^{\text{@Sensor}}(f) = \underbrace{H_{\text{Stör}}(f) \cdot I_{\text{Stör}}(f)}_{=U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)} + H_{\text{anti}}(f) \cdot U_{\text{anti}}(f), \quad (1)$$

wobei  $H_{\text{Stör}}(f)$  und  $H_{\text{anti}}(f)$  die Übertragungsfunktionen der Störungen und Gegenstörungen von der jeweiligen Quelle zum Sensor beschreiben. Da die Störungen  $U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)$  am Sensor direkt gemessen werden können, ist eine einzelne Berücksichtigung von  $H_{\text{Stör}}(f)$  und  $I_{\text{Stör}}(f)$  nicht notwendig. Für eine erfolgreiche Störunterdrückung soll die Überlagerung  $U_{\text{total}}^{\text{@Sensor}}(f)$  gleich 0 V sein. Damit lässt sich das notwendige Gegenstörsignal mit der folgenden Formel berechnen:

$$\Rightarrow U_{\text{anti}}(f) = -\frac{U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)}{H_{\text{anti}}(f)} \quad (1)$$

Dabei verbleiben lediglich zwei Unbekannte. Die Störungen  $U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)$  können sofort ermittelt werden, indem das störende System eingeschaltet und das Gegenstörsystem ausgeschaltet wird, und das am Sensor resultierende Signal aufgenommen wird. Die Identifikation der Übertragungsfunktion  $H_{\text{anti}}(f)$  kann beispielsweise direkt mit dem Gegenstörsystem durchgeführt werden, indem Testsignale injiziert werden und die resultierende Systemantwort am Sensor ausgewertet wird.

Das Verfahren kann iterativ angewendet werden, um die verbleibenden Reststörungen am Sensor zu minimieren. Dazu werden die verbleibenden Störungen gemessen und es wird ein neues Gegenstörsignal mithilfe von (1) bestimmt. Durch eine Überlagerung des vorherigen Gegenstörsignals mit dem neuen kann das Gegenstörsignal optimiert werden.

## 5 Demonstrator

Der Schaltplan des realisierten Demonstrators ist in Bild 5 dargestellt. Die Topologie des Wechselrichters wurde bereits in Abschnitt 3 diskutiert. Die Ansteuerung erfolgt mit dem FPGA-Evaluationssystem Red Pitaya STEMLab 125-14. Das Antriebssystem wird in diesem Beitrag mit einer Eingangsspannung von 20 V und im Leerlauf betrieben. In weitergehenden Arbeiten sind Untersuchungen bei 48 V und mit einer mechanischen Last geplant.

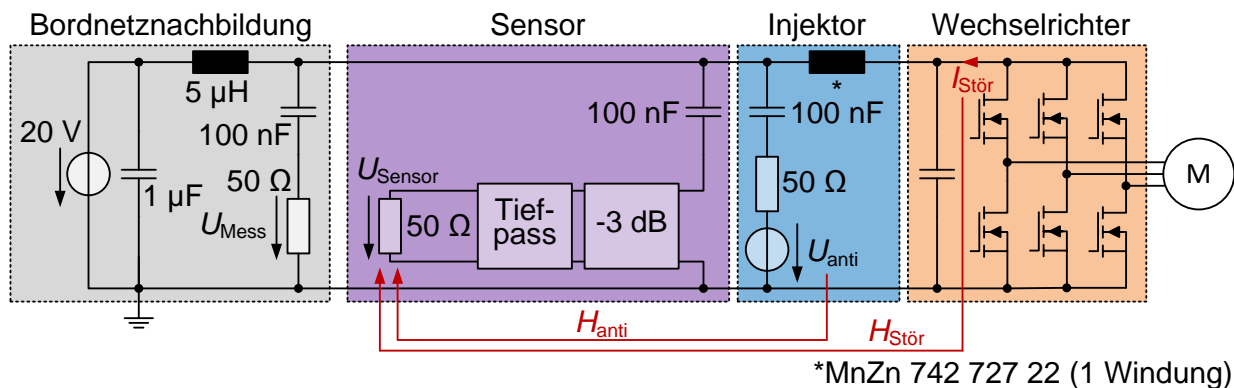
Die leitungsgebundenen Störungen des Systems werden in Anlehnung an den Automobilstandard CISPR 25 [9] mithilfe einer Bordnetznachbildung und einem Messempfänger (9 kHz Messbandbreite und mindestens 50 ms Messzeit) gemessen. Es ist das Ziel, die Harmonischen im Bereich der Lang- (150 kHz-300 kHz, [9]) und Mittelwelle (530 kHz-

1,8 MHz, [9]) aktiv zu unterdrücken. Aufgrund der Grundfrequenz von 50 Hz müssen damit also  $(1,8 \text{ MHz} - 150 \text{ kHz}) / 50 \text{ Hz} + 1 = 33.001$  Schalt- und Seitenbandharmonische unterdrückt werden. Damit muss das Gegenstörsignal aus 33.001 Sinussignalen konstruiert werden.

Für die Einkopplung der Gegenstörung wurde eine Kapazität gewählt, welche durch einen Klappferrit MnZn 742 727 22 von Würth Elektronik vom niederimpedanten Wechselrichter entkoppelt wird [5]. Ohne diesen Klappferriten würde ein großer Teil des injizierten Stroms direkt über die Stützkapazität des Wechselrichters abfließen und damit nicht zur Störunterdrückung beitragen. Das Gegenstörsignal wird durch einen Funktionsgenerator der AFG3000-Serie von Tektronix generiert, welcher mit der Ansteuerung des Wechselrichters synchronisiert ist.

Für die Messung der Störung wurde ein kapazitiver Spannungssensor gewählt, welcher in Verbindung mit dem 3 dB-Dämpfungsglied einen RC-Hochpass darstellt. Die Sensormessung erfolgt mithilfe eines Oszilloskops HDO6104A von Teledyne LeCroy. Das Oszilloskop ist ebenfalls mit dem Betrieb des Wechselrichters synchronisiert. Für eine präzise Messung des relevanten Frequenzbereichs wird das Sensorsignal durch einen Tiefpass mit einer Knickfrequenz von 2,5 MHz begrenzt. Das Oszilloskop verwendet einen Abschluss von  $50 \Omega$ . Der Spannungsbereich wird von Iteration zu Iteration angepasst, um eine möglichst präzise Messung zu ermöglichen.

Das Oszilloskop übergibt die gemessenen Spannungswerte an einen PC mit Matlab. Dort werden die notwendigen Gegenstörsignale entsprechend Abschnitt 4 berechnet. Die ermittelten Gegenstörsignale werden an den Funktionsgenerator übergeben, welcher die Gegenstörungen in das System injiziert.



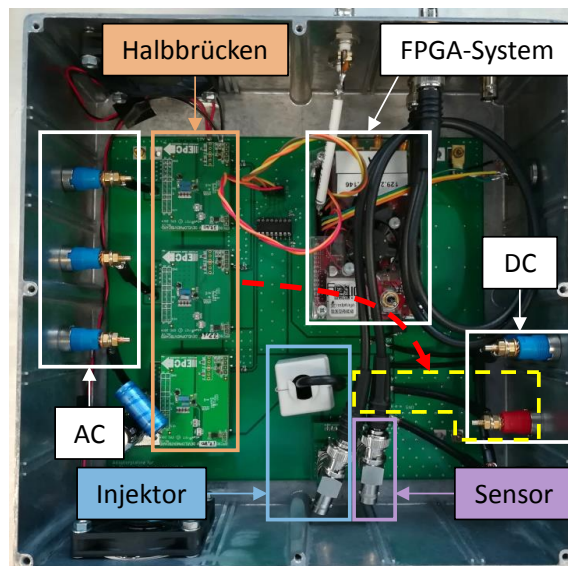
**Bild 5:** Schaltplan des Gesamtsystems

Der realisierte Wechselrichter ist in Bild 6 dargestellt. Die Halbbrücken sind Evaluationssysteme EPC9033 von EPC mit GaN-Leistungstransistoren. Diese werden mit einer Schaltfrequenz  $f_c$  von 100 kHz betrieben. Das FPGA-System zur Ansteuerung ist im Wechselrichter verbaut. Das Synchronisationssignal für den Funktionsgenerator und das Oszilloskop wird über eine BNC-Durchführung nach außen geführt. Das Gegenstörsignal wird über eine BNC-Durchführung und ein BNC-Kabel zum Injektor gebracht. Das Sensorsignal wird über ein BNC-Kabel und eine BNC-Durchführung mit dem Oszilloskop verbunden.

## 6 Messergebnisse

Im Folgenden werden einige Messergebnisse von dem Demonstratorsystem präsentiert und diskutiert. Besondere Zusammenhänge werden dargestellt. Zur Lösung werden Optimierungsmöglichkeiten herausgearbeitet und verifiziert.

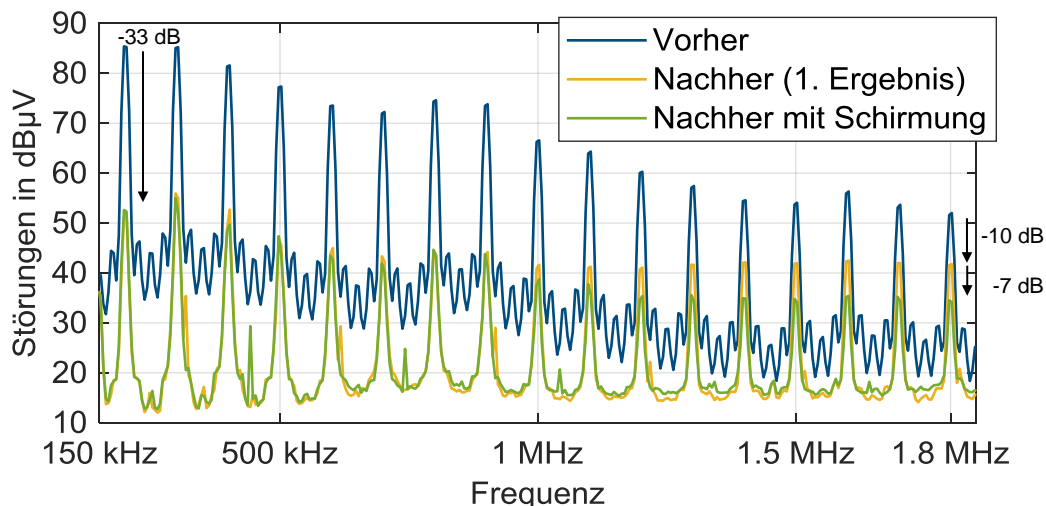




**Bild 6:** Realisierter Wechselrichter mit Injektor und Sensor. In Gelb: Potenzielle Koppelstruktur zwischen Sensor und DC-Eingang; in Rot: Potenzieller Koppelpfad (in Abschnitt 6.2 diskutiert).

## 6.1 Erstes Ergebnis

Ein erstes Messergebnis zur aktiven Störunterdrückung ist in Bild 7 dargestellt. Durch das aktive Gegenstörsystem können die Schaltharmonischen (samt ihrer Seitenbandharmonischen) im Frequenzbereich von 150 kHz bis 1,8 MHz erheblich unterdrückt werden. Die Schaltharmonische bei 200 kHz ist um etwa 33 dB reduziert. Die Schaltharmonische bei 1,8 MHz wird um 10 dB unterdrückt. In Voruntersuchungen konnten in einem vereinfachten System mit ähnlichen Störungen erheblich höhere Störreduktionen erzielt werden. Daher wird vermutet, dass das Übertragungsverhalten des Systems die Störunterdrückung einschränkt. In den nächsten beiden Unterpunkten werden mögliche Optimierungen untersucht.



**Bild 7:** Gemessene Störungen an der Bordnetznachbildung: 1) ohne aktive Störunterdrückung, 2) mit aktiver Störunterdrückung, 3) mit aktiver Störunterdrückung und Schirmung der Eingangsleitungen

## 6.2 Optimierung: Schirmung der Überkopplung des Sensors und Injektors

Das Gegenstörsystem reduziert die Störungen, welche am Sensor gemessen werden. In weitergehenden Untersuchungen konnte dabei festgestellt werden, dass diese Störun-

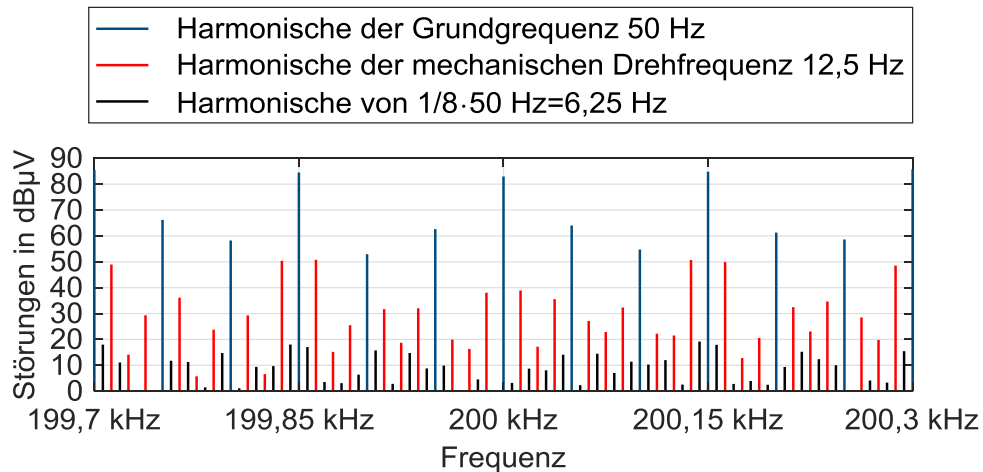
gen stärker unterdrückt werden als die Störungen an der Bordnetznachbildung. Damit liegt die Vermutung nahe, dass Störsignale (z.B. die hohen Störpegel der schaltenden Halbbrücken) auf die Strecke zwischen Sensor und dem DC-Eingang einkoppeln (siehe Bild 6). Zur Reduktion einer möglichen Einkopplung wurde die Strecke zwischen Sensor und DC-Eingang mithilfe eines geerdeten Kupferklebebands geschirmt. Weiterhin wurde die Masseanbindung von Sensor und Injektor mit Kupferklebeband verbessert. Das resultierende Testsystem ist in Bild 8 dargestellt. Durch diese beiden Maßnahmen konnte die Störreduktion entsprechend Bild 7 optimiert werden. Insbesondere bei den höheren Schaltharmonischen wird die Störunterdrückung um bis zu 7 dB verbessert. Dieses Ergebnis ist plausibel, da bei höheren Frequenzen eine stärkere Feldeinkopplung erwartet werden kann. Trotz dieser Maßnahmen liegt die erzielte Störreduktion immer noch deutlich unter den Ergebnissen von Voruntersuchungen mit einer Motornachbildung aus Spulen und Widerständen. Damit liegt die Vermutung nahe, dass der rotierende Motor die Störungen so beeinflusst, dass das bestimmte Gegenstörsignal von den realen Störungen abweicht. Dies wird im nächsten Abschnitt untersucht.



**Bild 8:** Schirmung der möglichen Koppelstrecke und zusätzliche Masseanbindung von Sensor und Injektor

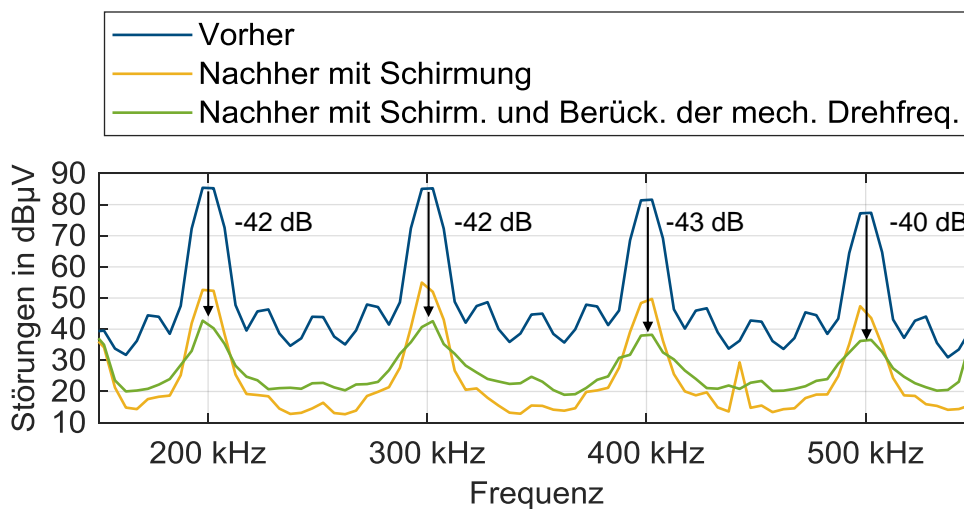
### 6.3 Optimierung: Berücksichtigung der mechanischen Drehfrequenz

Bisher wurde angenommen, dass sich die Störungen mit der Grundfrequenz des Dreiphasensystems (50 Hz) wiederholen. Nun soll untersucht werden, ob die Rotation des Motors ebenfalls einen Einfluss auf die Störungen hat. Der Motor hat eine Polpaarzahl von vier, weshalb die mechanische Drehfrequenz ein Viertel der Grundfrequenz des Dreiphasensystems (also 12,5 Hz) beträgt. Um dieser Frage nachzugehen, werden die Störungen an der Bordnetznachbildung über acht Grundperioden ( $8 \cdot 20 \text{ ms} = 160 \text{ ms}$ ) mit einem Oszilloskop gemessen. Das resultierende Spektrum ist in Bild 9 dargestellt. Dabei kann festgestellt werden, dass die größten Harmonischen tatsächlich in einem Abstand von 50 Hz auftreten. Diese wurden bereits in der Berechnung berücksichtigt. Es kann jedoch ebenfalls festgestellt werden, dass die Harmonischen in einem Abstand von 12,5 Hz ebenfalls einen signifikanten Pegel besitzen. Diese resultieren aus der mechanischen Drehfrequenz. Da acht Perioden betrachtet wurden, sind ebenfalls die Harmonischen mit einem Abstand von 6,25 Hz sichtbar. Deren Pegel ist jedoch vernachlässigbar gering. Damit wird die Annahme bestätigt, dass die Störungen eigentlich mit der mechanischen und nicht mit der elektrischen Grundfrequenz periodisch sind.



**Bild 9:** Gemessene Harmonische an der Bordnetznachbildung

Im nächsten Schritt wird daher ein Gegenstörsignal der vierfachen Länge generiert, um die Harmonischen bei 12,5 Hz ebenfalls unterdrücken zu können. Die begrenzte Speichertiefe des Funktionsgenerators führt dabei aber dazu, dass nur die Schaltharmonischen (samt ihrer Seitenbandharmonischen) bei 200, 300, 400 und 500 kHz unterdrückt werden können. Das resultierende Spektrum ist in Bild 10 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Störreduktion erheblich verbessert werden konnte. Die erzielte Störreduktion beträgt für jede dieser Harmonischen mindestens 40 dB.



**Bild 10:** Störunterdrückung bei Berücksichtigung der mechanischen Drehfrequenz

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen des Beitrags wurde zum ersten Mal die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen auf einen Antriebswechsellrichter angewendet. Durch Optimierungen konnten Störreduktionen von bis zu 40 dB im Frequenzbereich von 200 kHz bis 500 kHz erzielt werden. Bis 1,8 MHz wurde eine Störreduktion von über 17 dB erreicht.

Es wurde herausgearbeitet, dass die internen Störungen des Systems auf eine eigentlich entstörte Leitung überkoppeln können, wodurch die Effektivität des Gegenstörverfahrens eingeschränkt wird. Um dies zu verhindern, sind dem mechanischen Aufbau

und der Platzierung des Sensors besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Zusätzlich wurde herausgestellt, dass sich die Störungen nicht mit der elektrischen Grundfrequenz, sondern mit der mechanischen Drehfrequenz wiederholen. Dies erhöht die Anzahl der zu unterdrückenden Harmonischen in diesem Fall aufgrund der Polpaarzahl von vier um den Faktor vier.

In weiteren Untersuchungen soll der mechanische Aufbau des Wechselrichters optimiert werden. Zusätzlich sind Untersuchungen unter mechanischer Last geplant, um die Wirksamkeit des Gegenstörsystems auch bei einer höheren Transferleistung zu demonstrieren.

## 8 Danksagung

Dieser Beitrag entstand im Rahmen des Projekts RobKom (Robuste Kommunikation in autonomen Elektrofahrzeugen) und wurde durch das BMBF (Bundesministerium für Bildung und Forschung) unter dem Förderkennzeichen 16EMO0380 finanziert. Für den Inhalt sind allein die Autoren verantwortlich.

## Literatur

- [1] Y.-C. Son, S.-K. Sul: "Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation". In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, Nr. 2, S. 545-551, März/April 2006
- [2] N. K. Poon, J. Liu, C. K. Tse, M. H. Pong: "Techniques for input ripple current cancellation: classification and implementation [in smps]". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, Nr. 6, S. 1144–1152, 2000
- [3] B. Arndt, P. Olbrich, H. Reindl, C. Waldera: „Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen“. In *EMV Düsseldorf*, Düsseldorf, Deutschland, 20.-22.02.2018, S. 432-438
- [4] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltharmonischen von leistungselektronischen Systemen“. In *EMV Düsseldorf*, Düsseldorf, Deutschland, 20.-22.02.2018, S. 652-661
- [5] A. Bendicks, S. Frei: "Broadband noise suppression of stationary clocked dc/dc converters by injecting synthesized and synchronized cancellation signals". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, Nr. 11, S. 10665-10674, 2019
- [6] D. G. Holmes, T. A. Lipo: "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice". Auflage 1, Wiley-IEEE Press, 2003
- [7] B. P. McGrath, D. G. Holmes: "A general analytical method for calculating inverter dc-link current harmonics", In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, Nr. 5, S. 1851-1859, September/Okttober 2009
- [8] A. Bendicks, M. Rübartsch, S. Frei: „Simultaneous EMI Suppression of the Input and Output Terminals of a DC/DC Converter by Injecting Multiple Synthesized Cancellation Signals“. In *EMC Europe*, Barcelona, Spanien, 02.-06.09.2019, S. 842-847
- [9] CISPR 25: "Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers". 4. Ausgabe, Februar 2015

# **FPGA-basierte aktive Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen einer aktiven Leistungsfaktorkorrektur (PFC) durch die Injektion von modulierten Sinussignalen**

M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

M.Sc. Axel Peters, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

Dipl.-Ing. Marc Wiegand, Leopold Kostal GmbH & Co. KG, Lüdenscheid, Deutschland

Dipl.-Ing. Norbert Hees, Leopold Kostal GmbH & Co. KG, Lüdenscheid, Deutschland

## **1 Einleitung**

Eine aktive Leistungsfaktorkorrektur (englisch: **P**ower **F**actor **C**orrection, PFC) ist eine typische Eingangsstufe vieler am Stromnetz betriebenen Geräte. Die aktive PFC sorgt durch geeignete Regelkreise für eine Stromentnahme, welche die gleiche Kurvenform und Phasenlage wie die Netzspannung besitzt. Dadurch kommt es zu einer Minimierung der Blind- und Verzerrungsleistung und zu einer Maximierung des namensgebenden Leistungsfaktors. Der Ausgang der PFC ist dabei in der Regel eine Gleichspannung. In aktiven PFCs werden üblicherweise hochfrequent schaltende Transistoren eingesetzt. Diese Schaltvorgänge sorgen für elektromagnetische Störungen, welche sich sowohl leitungsgebunden als auch abgestrahlt ausbreiten können. Die daraus resultierende Störemission muss reduziert werden, damit es zu keinen Funktionsbeeinträchtigungen anderer Geräte kommt. Zur Reduktion der ins Netz einkoppelnden leitungsgebundenen Störungen werden üblicherweise passive Filterstrukturen eingesetzt, welche jedoch häufig groß, schwer und teuer sind. Aktive Verfahren zur Störunterdrückung können zu einer Reduktion des Filteraufwands beitragen und damit bauraum- und gewichtsreduzierte Systeme ermöglichen. Im Rahmen des Beitrags wird ein neues aktives Verfahren vorgestellt, um gezielt einzelne Schaltharmonische mithilfe von jeweils einem modulierten Sinussignal zu unterdrücken.

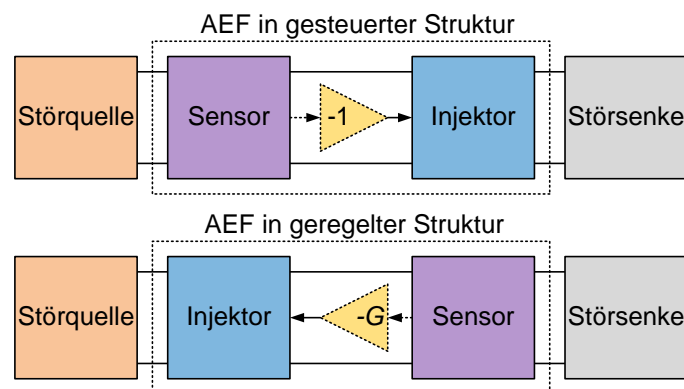
Einleitend werden aktive EMV-Filter und die Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen als zwei Verfahren zur aktiven Störunterdrückung vorgestellt. Das zweite Verfahren wird im Rahmen dieses Beitrags erstmalig auf eine PFC angewendet. Es wird herausgearbeitet, dass die Störungen der betrachteten PFC aus modulierten Schaltharmonischen bestehen. Damit kann eine aktive Störunterdrückung durch eine Injektion von modulierten Sinussignalen erfolgen. Zur Realisierung wird eine selbstadaptierende Methode aus der aktiven Lärmkompensation (Akustik) auf einem FPGA-System implementiert und systematisch für die Anwendung auf die PFC untersucht. Die optimierte Implementierung wird anhand einer realen PFC evaluiert. Der Beitrag endet mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick.

## **2 Verfahren zur aktiven Störunterdrückung**

Im Folgenden werden zwei grundsätzliche Verfahren zur aktiven Störunterdrückung vorgestellt. Aktive EMV-Filter stellen dabei eine etablierte und bereits häufig diskutierte Methode dar. Die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörmethode ist eine deutlich neuere Methode, welche im Rahmen dieses Beitrags weitergehend untersucht wird.

## 2.1 Aktive EMV-Filter (AEF)

Aktive EMV-Filter (AEF) zur aktiven Störunterdrückung verwenden üblicherweise analoge Schaltungen in gesteuerten oder geregelten Strukturen (Bild 1), um ein Gegenstörsignal aus den gemessenen Störungen zu generieren [1,2]. Gesteuerte Strukturen invertieren die störquellenseitig gemessenen Störungen und injizieren dieses Signal störsenkenseitig. Idealerweise tritt eine destruktive Interferenz auf, wodurch die Störungen ausgelöscht werden. Geregelte Strukturen messen die verbleibenden Störungen störsenkenseitig, invertieren und verstärken diese und injizieren das resultierende Signal störquellenseitig wieder in das System. Durch den geschlossenen Regelkreis werden die Störungen an der Störsenke minimiert. Aus beiden Strukturen resultieren jedoch systematische Einschränkungen, da die Störungen und Gegenstörungen z.B. aufgrund von begrenzten Verstärkungs-Bandbreiten-Produkten [1,2] und unvermeidlichen Verzögerungszeiten [3] niemals exakte Gegenteile voneinander sind.



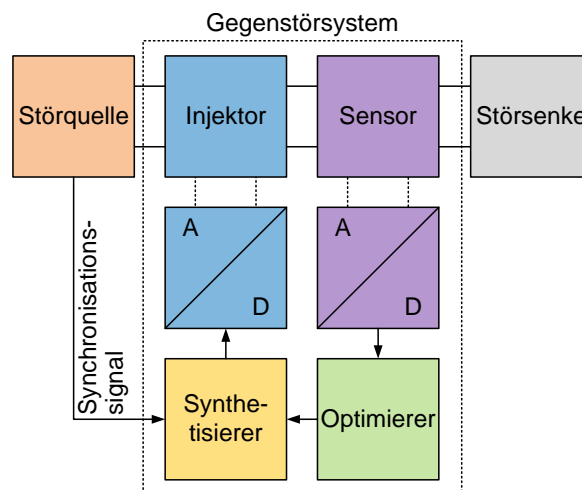
**Bild 1:** Strukturen von aktiven EMV-Filtern

## 2.2 Aktive Störunterdrückung von (quasi-)periodischen Störungen mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen

Zur Aufhebung dieser systematischen Begrenzung wurde in [4] ein neues Verfahren vorgestellt, in welchem synthetisierte Gegenstörsignale zur aktiven Störunterdrückung verwendet werden. In Bild 2 ist die grundlegende Struktur abgebildet. Die Signalsynthese kann für (quasi-)periodische Störungen mithilfe von Sinussignalen erfolgen, welche jeweils eine Harmonische eliminieren. Komplexe Amplituden- und Phasengänge (samt Verzögerungszeiten) können dabei durch passende Amplituden und Phasen kompensiert werden. Zur Bestimmung der richtigen Parameter kann ein Optimierer eingesetzt werden, welcher die vom Sensor gemessenen Reststörungen minimiert. Um eine Synchronisation zwischen den Störungen und Gegenstörungen zu erzielen, ist ein Synchronisationssignal notwendig. In leistungselektronischen Systemen eignen sich dazu beispielsweise die Ansteuerungssignale der Leistungstransistoren. Das gefundene Gegenstörsignal wird über einen geeigneten Injektor in das System eingekoppelt. Zur Realisierung der Signalsynthese und -optimierung bieten sich digitale Signalverarbeitungssysteme an. In dem Fall sind Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler zur Verknüpfung der Systeme notwendig.

Bisher wurde dieses Verfahren auf stationär betriebene DC/DC-Wandler angewendet, welche periodische Störungen verursachen. Aufgrund dieser Periodizität haben die Gegenstörsysteme ausreichend Zeit, optimale Amplituden- und Phasenwerte zu finden und

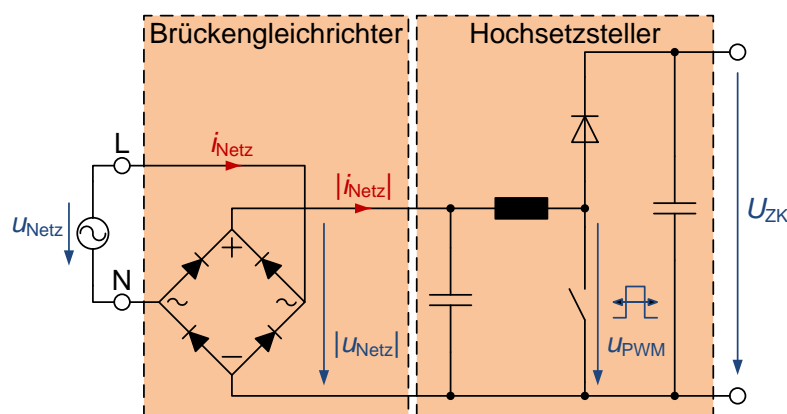
zu diese einzustellen. So ist es beispielsweise in [5] möglich gewesen, das Gegenstörsignal mithilfe eines adaptiven FPGA-Systems sukzessive aus 100 Sinussignalen zu konstruieren. Im Rahmen dieses Beitrags soll das Verfahren auf eine (quasi-)stationär betriebene PFC angewendet werden. Im Gegensatz zu einem DC/DC-Wandler wird das Tastverhältnis der Leistungstransistoren hier jedoch im Verlauf einer Netzperiode variiert (mehr dazu in Kapitel 3). Daher muss das Gegenstörsystem permanent den Störungen der PFC folgen. Dies hat zur Folge, dass die Konvergenzgeschwindigkeit des Verfahrens nun eine zentrale Größe darstellt, welche im Rahmen dieses Beitrags genauer untersucht wird.



**Bild 2:** Aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen

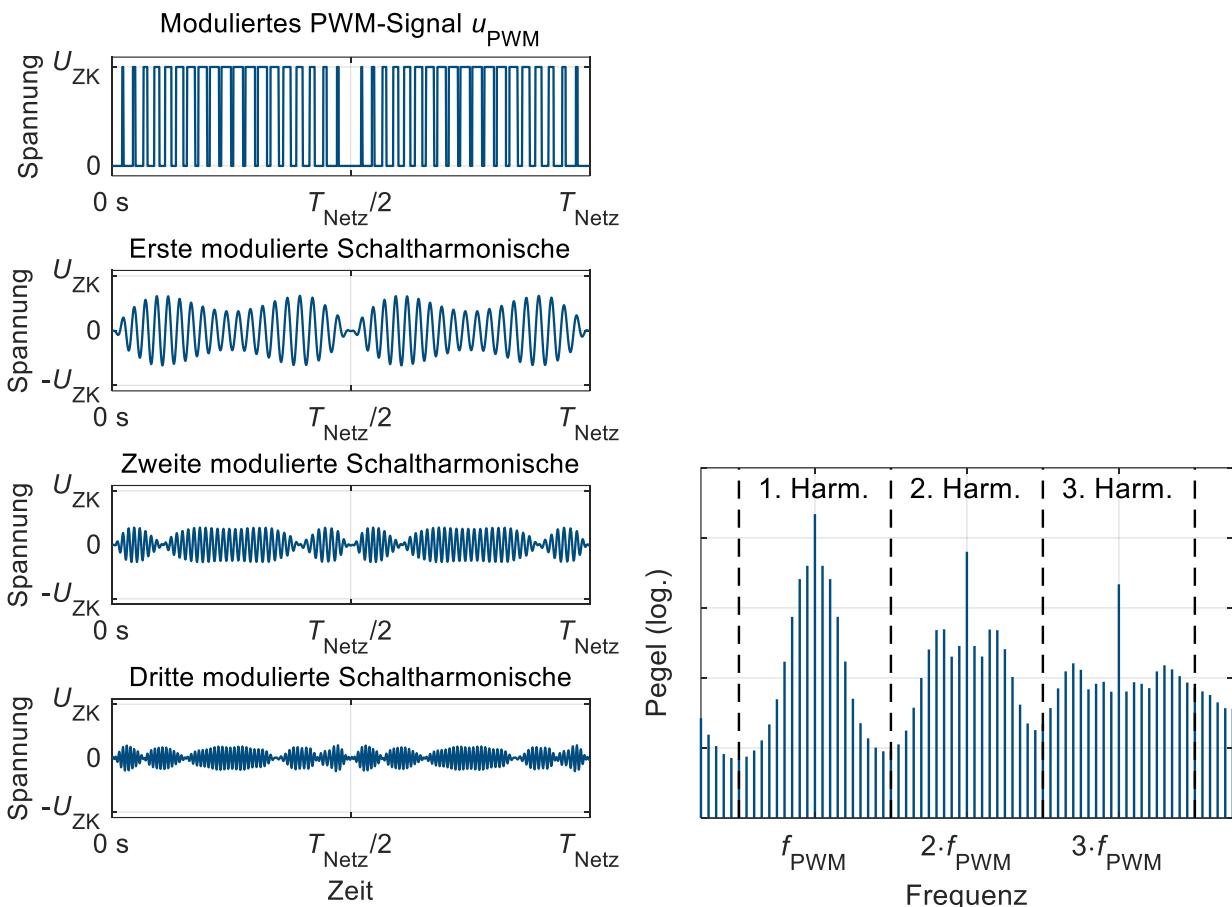
### 3 Problemstellung bei einer aktiven Leistungsfaktorkorrektur

In diesem Beitrag soll die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten Gegenstörsignalen auf eine Boost-PFC angewendet werden, welche im Wesentlichen aus einem Brückengleichrichter und einem Hochsetzsteller (engl. boost converter) besteht (Bild 3). Der Brückengleichrichter richtet die Wechselspannung des Stromnetzes  $u_{\text{Netz}}(t)$  zu einer pulsierenden Gleichspannung  $|u_{\text{Netz}}(t)|$  gleich. Das Tastverhältnis des Hochsetzstellers wird dabei durch unterlagerte Regelkreise im Verlauf einer Netzperiode derart moduliert, dass die Zwischenkreisspannung  $U_{\text{ZK}}$  konstant ist und der Eingangsstrom  $i_{\text{Netz}}$  der Netzspannung  $u_{\text{Netz}}$  ohne Phasenverschiebung folgt.



**Bild 3:** Schaltplan einer typischen Boost-PFC

Ein typischer Verlauf des resultierenden PWM-Signals  $u_{\text{PWM}}(t)$  ist in Bild 4 (oben) dargestellt, wobei die Schaltfrequenz zur besseren Anschaulichkeit deutlich geringer als üblich gewählt wurde. Dieses PWM-Signal resultiert in dem Spektrum aus Bild 5. Die Schaltfrequenz  $f_{\text{PWM}}$  und die zugehörigen Oberwellen sind deutlich zu erkennen. Zusätzlich führt die Änderung des Tastverhältnisses im Verlauf einer Netzperiode zu einer großen Anzahl an Seitenbandharmonischen [6]. Diese Seitenbandharmonischen haben einen so geringen Abstand (z.B. 50 Hz), dass sie mit üblichen Messbandbreiten (beispielsweise 9 kHz) nicht sichtbar sind. Werden die Schaltharmonischen mit ihren zugehörigen Seitenbandharmonischen (wie in Bild 5 angedeutet) wieder in den Zeitbereich überführt (Bild 4), ist es ersichtlich, dass das PWM-Signal aus modulierten Sinussignalen besteht. Damit ist es grundsätzlich möglich, die Störungen der PFC durch die Injektion von modulierten Sinussignalen zu unterdrücken.



**Bild 4:** Typisches PWM-Signal einer PFC

**Bild 5:** Typisches Spektrum einer PFC

#### 4 Algorithmus zur Unterdrückung einer Schaltharmonischen und ihrer Nebenseitenbandharmonischen

Im Folgenden wird ein Algorithmus vorgestellt, welcher sich zur aktiven Unterdrückung von einzelnen Schaltharmonischen samt der Seitenbandharmonischen eignet. Als erstes wird die Grundstruktur beschrieben und auf einem FPGA-System implementiert. Daraufhin wird die Schrittweite als einer der entscheidenden Parameter für die Konvergenzgeschwindigkeit untersucht. Für eine systematische Analyse wird dazu erst ein periodisches PWM-Signal mit konstantem Tastverhältnis und daraufhin ein typisches PWM-Signal einer PFC betrachtet. Diese Betrachtung ermöglicht einen ersten Funktionsnachweis und



eine Aussage über die idealen Parameter, welche in der Praxis eingesetzt werden können.

#### 4.1 Grundlegende Struktur

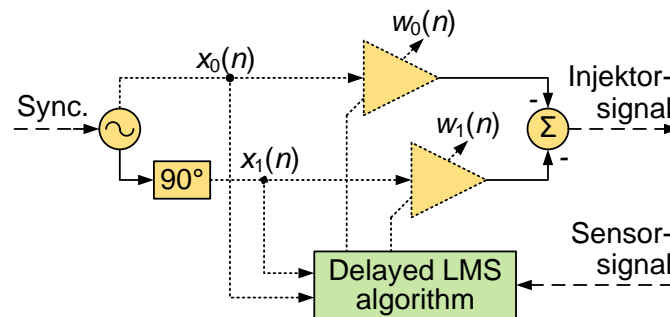
Der Algorithmus basiert auf dem „single-frequency adaptive notch filter“ mit dem „delayed LMS algorithm“, welcher im Bereich der aktiven Lärmkompensation bereits weit etabliert ist [7]. In [4] wurde der Algorithmus erstmalig zur Unterdrückung der Schaltharmonischen eines DC/DC-Wandlers eingesetzt. In [5] wurde dieser Algorithmus um eine sukzessive Signalgenerierung erweitert. Die Realisierung ist in beiden Fällen mithilfe eines programmierbaren FPGA-Evaluierungssystems erfolgt.

Die grundsätzliche Struktur des Algorithmus ist in Bild 6 skizziert. Zur aktiven Unterdrückung einer Harmonischen wird ein Orthogonalsystem bestehend aus Cosinus- und Sinussignalen mit der entsprechenden Frequenz aufgespannt. Dies wird durch ein geeignetes Synchronisationssignal mit der Leistungselektronik synchronisiert. Es gelten damit

$$x_0(n) = A \cdot \cos\left(2\pi \frac{kf_{PWM}}{f_s} \cdot n\right) \quad (1)$$

$$\text{und } x_1(n) = A \cdot \sin\left(2\pi \frac{kf_{PWM}}{f_s} \cdot n\right), \quad (2)$$

wobei  $A$  eine beliebige Amplitude (hier 1 V),  $k$  die aktuell betrachtete Harmonische,  $f_{PWM}$  die Schaltfrequenz,  $f_s$  die Abtastrate und  $n$  die diskrete Zeitbasis beschreiben. Dieses Orthogonalsystem wird mit den Faktoren  $w_0(n)$  und  $w_1(n)$  gewichtet und überlagert, um einen Sinus mit einer beliebigen Amplitude und Phase und einer Frequenz von  $kf_{PWM}$  zu erzeugen. Die Invertierung des Signals ist zur Konsistenz mit der weitergehenden Theorie berücksichtigt.



**Bild 6:** „Single-frequency adaptive notch filter“ mit „delayed LMS algorithm“

Mit der oben beschriebenen Struktur kann ein Sinussignal mit beliebiger Phase und Amplitude im laufenden Betrieb des Gegenstörsystems erzeugt werden. Die Faktoren  $w_0(n)$  und  $w_1(n)$  müssen so bestimmt werden, dass die zu unterdrückende Harmonische minimiert wird. Dies kann mithilfe des „delayed LMS algorithm“ erfolgen. Der Algorithmus minimiert das **Least-Mean-Squares**-Problem mithilfe eines Gradientenabstiegsverfahrens. Die rekursive Berechnungsvorschrift des Algorithmus lautet

$$w_0(n+1) = w_0(n) + \mu \cdot x_0(n-\Delta) \cdot e(n) \quad (3)$$

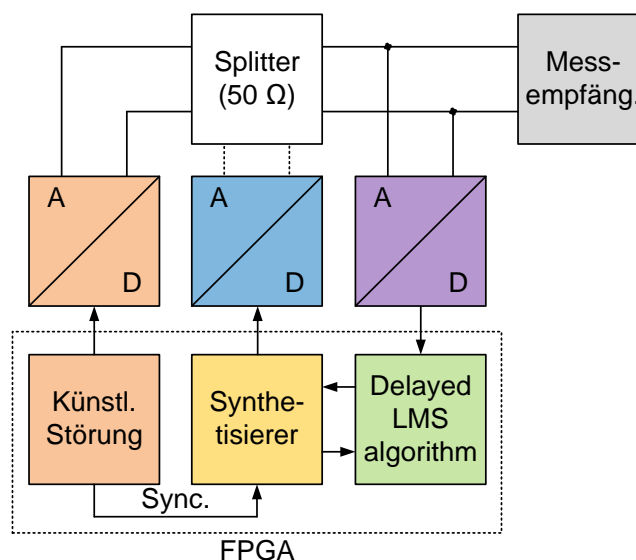
$$\text{und } w_1(n+1) = w_1(n) + \mu \cdot x_1(n-\Delta) \cdot e(n), \quad (4)$$

wobei  $\mu$  die Schrittweite und  $e(n)$  die vom Sensor gemessenen Reststörungen darstellen. Der Algorithmus aktualisiert die Gewichte damit rekursiv mit jedem neuen Datensatz. Bei

einer Implementierung auf einem FPGA-System kann die Aktualisierung aufgrund der hohen Parallelisierbarkeit und der kurzen Berechnungszeiten zu jedem Abtastzeitpunkt durchgeführt werden. Daher kann eine Signalanpassung in Echtzeit erfolgen. Für die Stabilität des Algorithmus muss die Verzögerungszeit beachtet werden, die das Gegenstör-signal von der Injektion bis zur Sensormessung benötigt. Dazu wird die geschätzte Verzögerungszeit  $\Delta$  im Algorithmus berücksichtigt. Die Konvergenzgeschwindigkeit kann durch eine größere Abweichung zwischen der geschätzten und realen Verzögerungszeit deutlich reduziert werden. Daher ist eine exakte Berücksichtigung notwendig. Nachfolgend wird der Einfluss verschiedener Schrittweiten  $\mu$  (bei einer annähernd idealen Schätzung von  $\Delta$ ) auf die Konvergenzgeschwindigkeit untersucht. Für weitere Details, Beschreibungen und Quellen wird auf die umfangreiche Zusammenfassung [7] verwiesen.

## 4.2 Testsystem zur Untersuchung der Schrittweite

Zur Evaluation des Einflusses der Schrittweite  $\mu$  des „delayed LMS algorithm“ auf die Qualität der aktiven Störunterdrückung wird ein klar definiertes Testsystem entsprechend Bild 7 untersucht. Der vorgestellte Algorithmus ist auf dem FPGA-Evaluationssystem Red Pitaya STEMLab 125-14 implementiert. Zusätzlich werden durch den FPGA künstliche Störungen erzeugt. Dies hat den Vorteil, dass eine perfekte Synchronisation zwischen den Signalen sichergestellt wird. Zusätzlich können so spezielle Störsignale zur Untersuchung eingestellt werden. Die Störungen und Gegenstörungen werden durch D/A-Wandler in die analoge Domäne überführt und in einem 50  $\Omega$ -Splitter überlagert. Die verbleibenden Störungen werden A/D-gewandelt und von dem Optimierer zur Anpassung des Gegenstör-sinus verwendet. Das System verwendet eine Abtastrate von 125 MS/s. Die Gegenstör-signale werden ebenfalls mit dieser Rate angepasst. Die verbleibenden Störungen werden durch einen Messempfänger bewertet. Dieser verwendet eine Messbandbreite von 9 kHz, eine Messzeit von 50 ms und den Mittelwertdetektor.

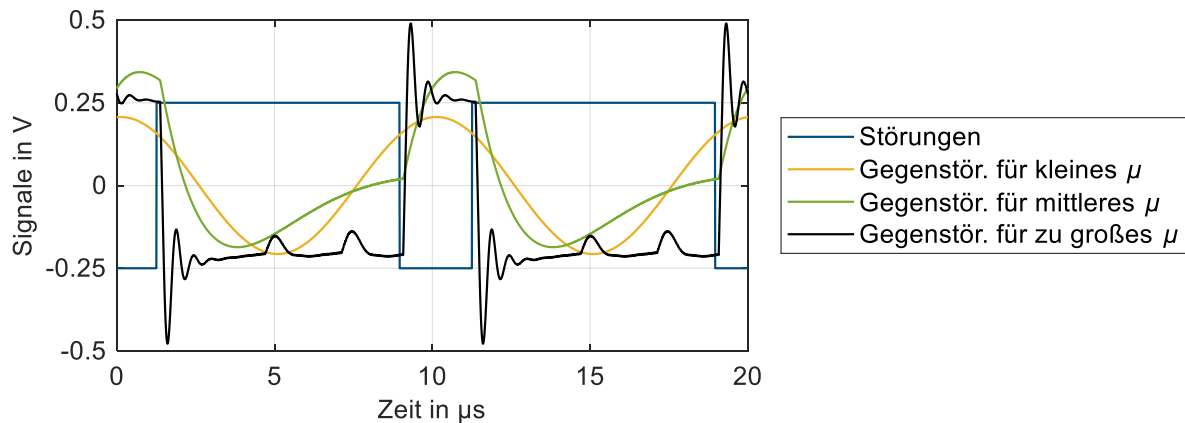


**Bild 7:** Testsystem zur Untersuchung der Schrittweite  $\mu$  für verschiedene Testsignale

## 4.3 Untersuchung der Schrittweite für ein periodisches PWM-Signal

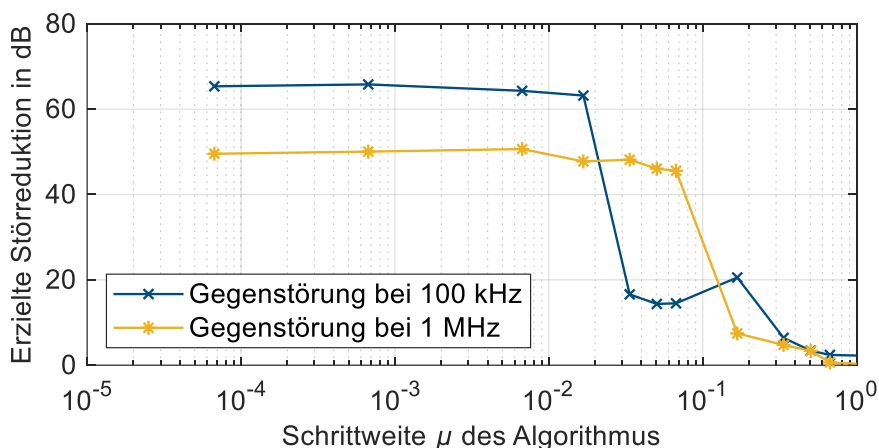
Zunächst wird ein periodisches PWM-Signal mit einer Amplitude von 0,5 V, einem konstanten Tastverhältnis von 77 % und einer Schaltfrequenz von 100 kHz generiert. Zur Untersuchung wird die Schrittweite  $\mu$  in einem sehr weiten Bereich variiert. Zur besseren

Anschaulichkeit sind simulierte Gegenstörsignale für die Grundwelle und verschiedene Schrittweiten in Bild 8 dargestellt. Es kann festgestellt werden, dass das Gegenstörsignal für sehr kleine Schrittweiten (hier bis zu  $6,7 \cdot 10^{-5}$ ) einem Sinussignal entspricht. Wird die Schrittweite jedoch weiter erhöht, wird der Algorithmus immer empfindlicher auf die Störungen. Dadurch kommt es zu einer Übermodulation, wodurch das Gegenstörsignal von dem Sinus abweicht. Da der Algorithmus dabei ungenauer oder sogar instabil wird, verschlechtert sich das Gegenstörergebnis.



**Bild 8:** Simulierte Gegenstörsignale für ein periodisches PWM-Signal und unterschiedliche Schrittweiten  $\mu$

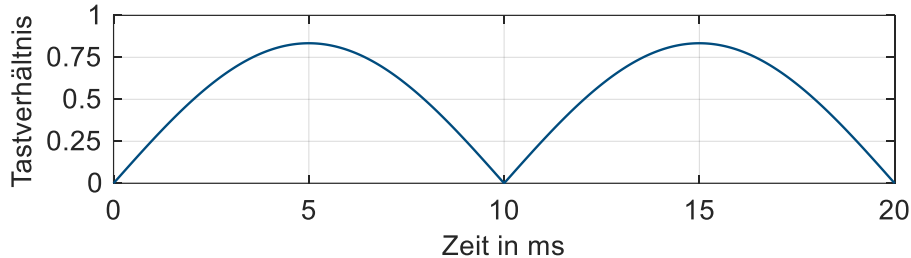
Dies kann in den Labormessungen mit dem Messempfänger (Bild 9) bestätigt werden. Bei zu hohen Schrittweiten ist der Algorithmus unpräzise und wenig effektiv. Bei geringen Schrittweiten können hohe Störungsreduktionen von über 60 dB für 100 kHz und 50 dB für 1 MHz erzielt werden. Hierbei macht es den Anschein, dass die aktive Störunterdrückung bei geringen Frequenzen effektiver ist. Dies ist jedoch nicht der Fall, wie in [8] untersucht wurde. Die geringere erzielte Störreduktion ist damit zu begründen, dass die Störung bei der zehnten Harmonischen deutlich geringer als bei der Grundwelle ist. Da der Algorithmus die Störungen bis in den Rauschgrund der A/D- und D/A-Wandler unterdrückt, existiert eine Untergrenze für die Reststörungen. Sind die ursprünglichen Störungen geringer, resultiert damit auch eine geringere Störreduktion. Aus diesen Messungen kann gefolgert werden, dass kleine Schrittweiten vorteilhaft sind, um eine präzise Störunterdrückung zu realisieren. Die reduzierte Konvergenzgeschwindigkeit stellt aufgrund der Periodizität der Störungen keine Einschränkung dar.



**Bild 9:** Gemessene Störreduktion bei 100 kHz und 1 MHz für das periodische PWM-Signal und unterschiedliche Schrittweiten  $\mu$

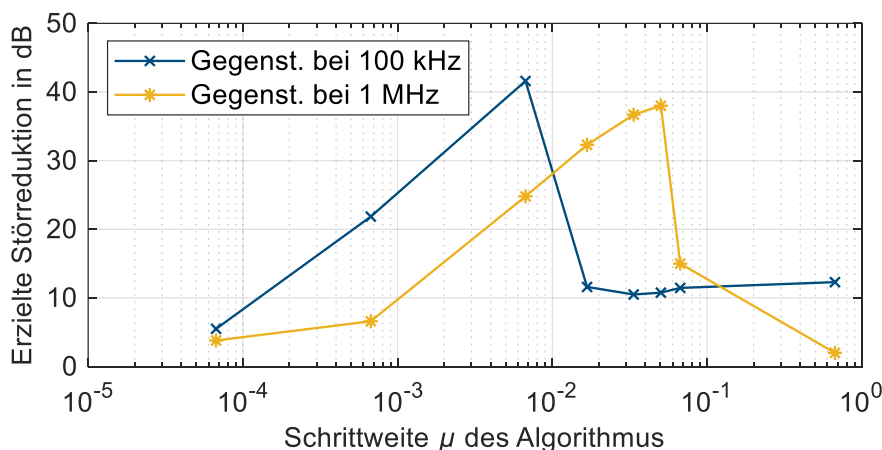
#### 4.4 Untersuchung der Schrittweite für das PWM-Signal der PFC

Nun soll die aktive Störunterdrückung für das PWM-Signal einer PFC untersucht werden. Dazu wird auf dem FPGA-System ein künstliches PWM-Signal erzeugt, bei welchem das Tastverhältnis entsprechend Bild 10 variiert wird. Dieses Tastverhältnis bezieht sich dabei auf den Schaltknoten des Hochsetzstellers (vgl. Bild 3).



**Bild 10:** Beispielhafter Verlauf für das Tastverhältnis des PWM-Signals in einer PFC

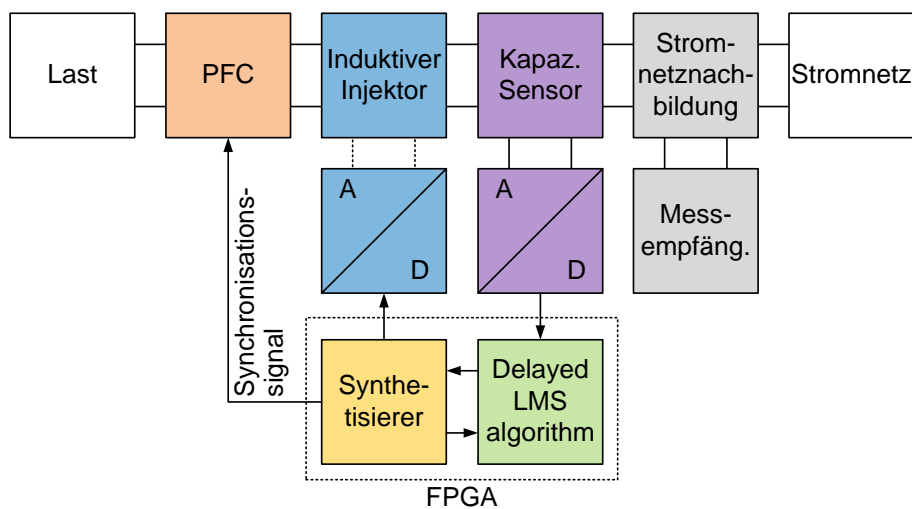
In Bild 11 ist die erzielbare Störreduktion für unterschiedliche Schrittweiten  $\mu$  dargestellt. Aus der vorhergehenden Untersuchung für das periodische PWM-Signal ist es bereits ersichtlich, dass der Algorithmus für zu große Schrittweiten unpräzise oder sogar instabil wird. Nichtsdestotrotz kann hier festgestellt werden, dass die erzielbare Störreduktion für zu geringe Schrittweiten abnimmt. Das ist plausibel, da der Algorithmus den Änderungen des PWM-Signals folgen muss. Ist die Schrittweite zu klein, konvergiert der Algorithmus zu langsam und die Effektivität nimmt ab. Damit ergeben sich optimale Schrittweiten von  $6,7 \cdot 10^{-3}$  für 100 kHz und  $5,0 \cdot 10^{-2}$  für 1 MHz, bei denen der Algorithmus möglichst schnell und ohne Übermodulationen oder Instabilitäten konvergiert. Für die Harmonische bei 1 MHz ist eine größere Schrittweite notwendig, da die Modulationsrate mit der Ordnung der Harmonischen steigt (vgl. Bild 4). Bei der Messung mit dem Spitzenwertdetektor können ähnliche Ergebnisse erzielt werden, welche nur um wenige dB geringer sind. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass der Algorithmus insbesondere bei schnellen Änderungen des Tastverhältnisses kurzzeitig schlechtere Ergebnisse liefert. Diese werden durch den Spitzenwertdetektor stärker gewichtet als durch den Mittelwertdetektor.



**Bild 11:** Gemessene Störreduktion bei 100 kHz und 1 MHz für das PWM-Signal einer PFC und unterschiedliche Schrittweiten  $\mu$

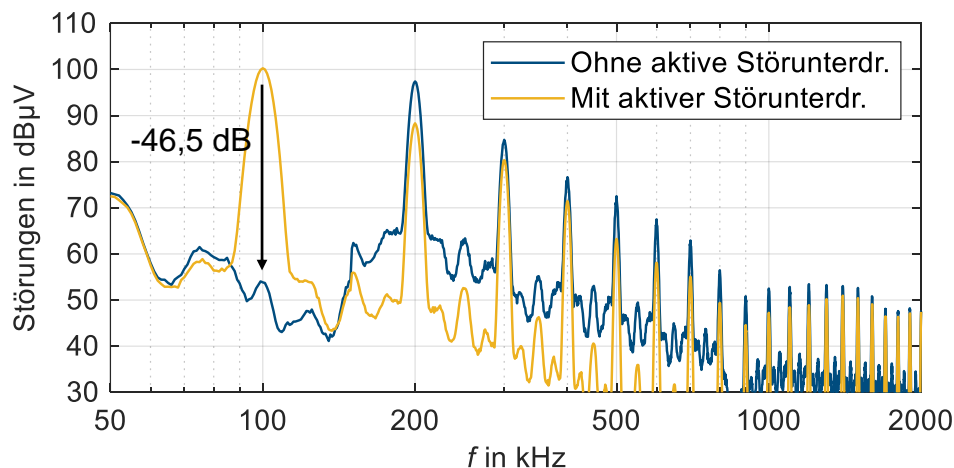
## 5 Demonstrator

In Bild 12 ist der schematische Aufbau des Demonstratorsystems dargestellt. Als PFC wird das Evaluationssystem IPP60R190P6 von Infineon mit einer Schaltfrequenz von 100 kHz verwendet. Die PFC wird mit einer ohmschen Last betrieben, an welcher eine Leistung von etwa 223 W umgesetzt wird. Die Gegentaktstörungen des Systems werden mithilfe einer Stromnetznachbildung und eines Messempfängers gemessen. Der Messempfänger verwendet weiterhin eine Messbandbreite von 9 kHz, eine Messzeit von 50 ms und den Mittelwertdetektor. Das Gegenstörsystem ist ebenfalls weiterhin auf einem Red Pitaya STEMLab 125-14 implementiert. Es soll die Grundwelle bei 100 kHz aktiv unterdrückt werden. Dazu wird die vorher als ideal bestimmte Schrittweite  $\mu$  von  $6,7 \cdot 10^{-3}$  verwendet. Zur Synchronisation der Systeme gibt der FPGA der PFC den Takt vor. Zur Injektion der Gegenstörungen wird ein induktiver Übertrager verwendet. Dieser ist mit einem EMV-Ringferrit und einem Windungsverhältnis von 2:2 realisiert. Die Reststörungen werden durch einen kapazitiven Spannungssensor (RC-Hochpass) gemessen.



**Bild 12:** Schematische Darstellung des Demonstratorsystems

Die Messergebnisse für das Testsystem sind in Bild 13 dargestellt. Die Grundwelle der Störungen konnte erfolgreich um 46,5 dB reduziert werden. Nichtsdestotrotz kann festgestellt werden, dass die höheren Harmonischen um einige dB erhöht werden. Dies deutet darauf, dass das Gegenstörsystem nicht nur einen Sinus, sondern auch Oberwellen injiziert. In den Voruntersuchungen in Abschnitt 4.4 konnten für die Schrittweite  $\mu$  von



**Bild 13:** Störungen der PFC ohne und mit aktivem Störunterdrückungssystem

$6,7 \cdot 10^{-3}$  jedoch keine signifikanten Oberwellen identifiziert werden. Daher liegt die Vermutung nahe, dass die Oberwellen durch nichtlineare Effekte des Systems verursacht werden. In weiterführenden Arbeiten sind damit nicht nur die Signalgenerierung, sondern ebenfalls die Injektoren und Sensoren weitergehend zu untersuchen. Dieser Effekt war in den Messungen mit dem Spitzenwertdetektor noch stärker ausgeprägt.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen des Beitrags wurde ein Verfahren vorgestellt, um die elektromagnetischen Störungen einer Leistungsfaktorkorrektur mithilfe von modulierten Sinussignalen zu unterdrücken. Dazu wurde ein Algorithmus aus der aktiven Lärmkompensation auf einem FPGA-System implementiert und für die Anwendung optimiert. Anhand einer realen PFC wurde gezeigt, dass die Grundwelle (100 kHz) der Störungen erfolgreich um etwa 46,5 dB reduziert werden konnte. Es ist abzusehen, dass auch bei höheren Frequenzen (z.B. 1 MHz) ähnliche Ergebnisse erzielt werden können. Das Verfahren kann damit zu einer Reduktion des passiven Filteraufwands beitragen, wodurch der Bauraum und das Gewicht des Gesamtsystems reduziert werden kann. In den Untersuchungen an der realen PFC wurde festgestellt, dass die Störungen bei höheren Harmonischen durch das Gegenstörssystem erhöht werden können. Dies wird auf nichtlineare Effekte des Koppelsystems zurückgeführt. Daher sind für diese Anwendung weitergehende Untersuchungen an den Sensoren und Injektoren notwendig, um diese Einflüsse zu minimieren und die Effektivität des Störunterdrückungsverfahrens weiter zu verbessern.

## Literatur

- [1] Y.-C. Son, S.-K. Sul: „Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation“. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, Nr. 2, S. 545-551, März/April 2006
- [2] N. K. Poon, J. Liu, C. K. Tse, M. H. Pong: „Techniques for input ripple current cancellation: classification and implementation [in smps]“. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, Nr. 6, S. 1144–1152, 2000
- [3] B. Arndt, P. Olbrich, H. Reindl, C. Waldera: „Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen“. In *EMV Düsseldorf*, Düsseldorf, Deutschland, 20.-22.02.2018, S. 432-438
- [4] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltharmonischen von leistungselektronischen Systemen“. In *EMV Düsseldorf*, Düsseldorf, Deutschland, 20.-22.02.2018, S. 652-661
- [5] A. Bendicks, T. Osterburg, S. Frei, M. Wiegand, N. Hees: „Wide-frequency EMI suppression of stationary clocked systems by injecting successively adapted cancellation signals“. In *EMC Europe*, Barcelona, Spanien, 02.-06.09.2019, S. 36–41
- [6] D. G. Holmes, T. A. Lipo: „Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice“. Auflage 1, Wiley-IEEE Press, 2003
- [7] S. M. Kuo, D. R. Morgan: „Active noise control: a tutorial review“. In *Proceedings of the IEEE*, Vol. 87, Nr. 6, S. 943–975, Juni 1999
- [8] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „Development of an adaptive EMI cancellation strategy for stationary clocked systems“. In *EMC Europe*, Amsterdam, Niederlande, 27.-30.08.2018, S. 78-83

# Entwicklung und Anwendung eines Messsystems für niederfrequente magnetische Störungen im Fahrzeug

Dr. Thomas Rinkleff, Audi AG, Deutschland  
Thomas Kuttenberger, Audi AG, Deutschland

## 1 Einleitung

In modernen Fahrzeugen finden vermehrt magnetfeldsensitive Bauteile Verwendung. Häufig bestimmen Hall-Sensoren Rotations-, Kipp- oder Längs-Bewegungen [1]. Vorteilhafte Eigenschaften von Hall-Sensoren [2] sind ihre berührungslose Messmethode, geringe Größe und kostengünstige Herstellung. Für eine Bewegungsmessung ist es ausreichend am beweglichen Bauteil einen Permanentmagnet anzubringen, der sich vor einem Hall-Sensor bewegt. Über die gemessene Hall-Spannung kann auf die Bewegung geschlossen werden. Je nach Auslegung des Sensorsystems reagieren diese auf externe (Stör-)Magnetfelder.

Im Fahrzeug gibt es verschiedenste Quellen für externe Magnetfelder. Insbesondere stromdurchflossene Leiter, die an Verbrauchern mit großen Leistungsaufnahmen angeschlossen sind, sind Quellen für hohe Magnetfelder.

Für eine Risiko-Bewertung müssen Magnetfelder im Fahrzeug mittels Messung bestimmt werden. Kritisch sind Bereiche in denen Leitungen mit hohen Nutzströmen sehr dicht an Komponenten mit magnetfeldsensitiven Sensoren vorbeigeführt werden. In diesen Bereichen schwanken die Magnetfelder räumlich stark. Eine Messung mit einer Loop Antenne, die Magnetfelder über eine vergleichsweise große Fläche integriert, ist bei der Risikobewertung und Magnetfeldbestimmung, an der Sensorposition, nur eingeschränkt hilfreich.

In diesem Beitrag wird die Entwicklung und erste Anwendung für ein niederfrequentes Magnetfeld-Messsystem vorgestellt, das die Anforderung an Genauigkeit, Sensorgröße, zeitliche Auflösung für Automotiv-Risikobetrachtungen erfüllt.

## 2 Anforderungen an das Messsystem im Fahrzeug

Das Magnetfeld-Messsystem dient zur Risikobewertung. Sind gemessene Magnetfelder an der Sensorposition im Bereich der Komponenten-Anforderung, müssen nachgelagerte Schritte erfolgen. Beispielsweise kann eine funktionale Bauteilerprobung unter Lastbedingung durchgeführt werden.

Die Störfestigkeitsanforderung von Komponenten liegt typischerweise zwischen 100 A/m und 4000 A/m. Für eine Risikobewertung ist es ausreichend Magnetfelder zwischen 20A/m und ~ 4000A/m mit einer Genauigkeit von +/- 25% zu ermitteln.

Ein besonderes Störfestigkeits-Risiko besteht, wenn Nutzsignal oder Abstraten des Sensors und externes Stör-Magnetfeld im gleichen Frequenzbereich liegen. Da Abstraten von Magnetfeldsensoren typischerweise im Bereich von einigen 100 Hz bzw. wenigen kHz liegen, sollte eine Zeitauflösung des Magnetfeld-Messsystems von etwa 0,2 ms bzw. 5000 Sample/Sekunde ausreichend sein.

Nur in den seltensten Fällen hat die Störung im Fahrzeug einen Sinus-Charakter (z.B. E-Maschinen), häufiger sind Dirac-ähnliche Pulse verursacht durch Zu- und Abschalten von elektrischen Verbrauchern (z.B. Motorstart). Da für die Störbewertung das zeitliche Verhalten des Magnetfelds entscheidend ist, darf das Messsystem keine ausgeprägte Frequenzabhängigkeit haben und muss eine lineare Abhängigkeit zur Feldstärke aufweisen.

Der Sensor sollte klein und nicht größer als wenige Zentimeter in jeder Raumrichtung sein. Da das Magnetfeld ein Vektorfeld ist, muss jede Raumrichtung gleichzeitig gemessen werden.

### 3 Umsetzung Magnetfeld-Messsystem

Das entwickelte Messsystem ist in Abbildung 1 dargestellt. Rechts unten ist der Sensor mit Schutzkappe abgebildet. Magnetfelder lassen sich auf verschiedene weisen messen z.B. mit Loop-Antenne, magnetoresistive Widerstände oder Hall-Sensoren. Für den Einsatzbereich sind Hall-Sensor am besten geeignet und findet in dem Messsystem Verwendung. Über ein mehradriges Kabel ist der Sensor mit der Spannungsstabilisierung und Sensorverstärker-Box (rechts oben) verbunden. Die Spannungsstabilisierung ermöglicht die Verwendung des Messsystems bei variabler oder gestörter Bordnetzspannung. Die Verstärkung ist so eingestellt, dass bei 4000 A/m das Ausgangssignal einige Volt groß ist. Bewertet werden die Signal mit Oszilloskop oder Datenlogger (in der Abbildung links).

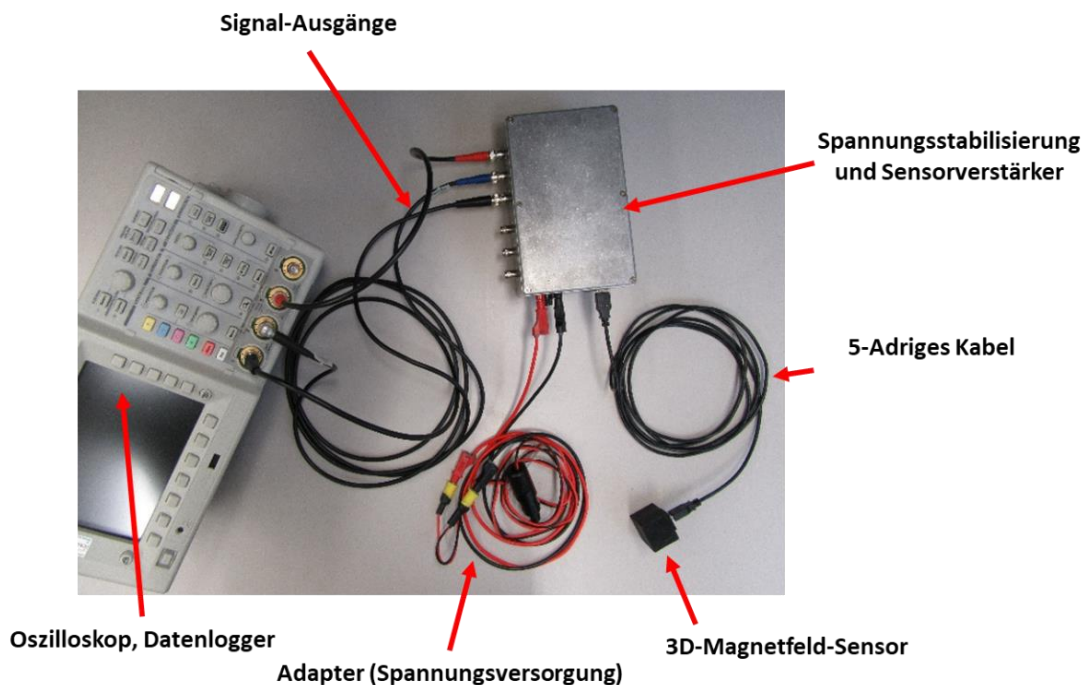


Abbildung 1 Magnetfeld-Messsystem ausgelegt für mehrere Sensoren

Der 3D-Magnetfeld-Sensor besteht aus drei orthogonal zueinander positionieren linearen 1D-Hall-Sensoren, die auf einem Kunststoff-Quader montiert sind. In Abbildung 2 ist



rechts der Frequenzgang und links die Abhängigkeit der Ausgangsspannung des Hall-Sensors vom angelegten Magnetfeld dargestellt. Bis etwa 5 kHz bzw. 0,2 ms ist der Frequenzgang bei dem verwendeten Sensortyp ausreichend konstant. Die Hallspannung steigt linear mit steigendem Magnetfeld und die maximale Feldstärke liegt im zweistelligen Kiloampere Bereich.

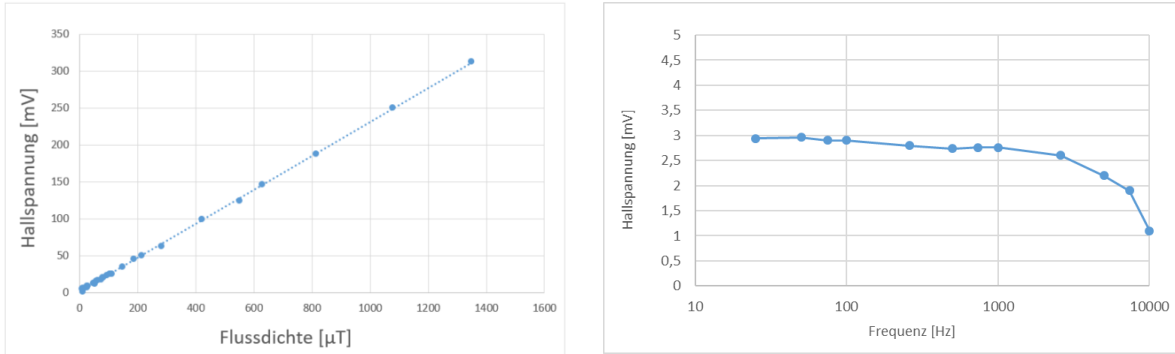


Abbildung 2 Links ist die Hallspannung in Abhängigkeit vom Magnetfeld und Rechts ist die Hallspannung in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt

Anhand der Messergebnisse ist erkennbar, dass sich Hall-Sensoren für die Messung niederfrequenter Magnetfelder im Fahrzeug eignen.

In Abbildung 3 ist der Messaufbau für eine Vergleichsmessung in einer Helmholtz-Spule dargestellt. Verglichen wird ein kommerzielles Magnetfeld-Messsystem (Gelbe Kugel in der Abbildung) mit dem Magnetfeld-Messsystem (siehe Abbildung 1). Drei Sensoren des Magnetfeld-Messsystems (siehe Abbildung 3 unten) sind orthogonal zueinander in der Helmholtz-Spule positioniert, um zusätzlich verschiedenen Sensoren des Magnetfeld-Messsystems und verschiedenen Messachsen der Sensoren zu vergleichen. Für das dargestellte Beispiel wird die Helmholtz-Spule mit einem Rechtecksignal (100 Hz Wiederholrate und 30% Duty Cycle) angeregt. In Abbildung 4 ist das Messergebnis dargestellt. Kanal 1 ist das Messergebnis des kommerziellen Messsystems, Kanal 2,3 und 4 sind die Messergebnisse für die drei Sensoren (jeweils die dominante Achse).

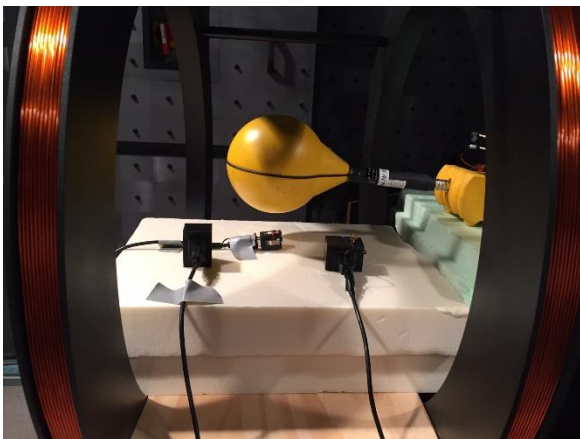


Abbildung 3 Messaufbau für eine Vergleichsmessung in einer Helmholtz-Spule zwischen drei Messsystemen nach Abbildung 1 mit einem kommerziellen System

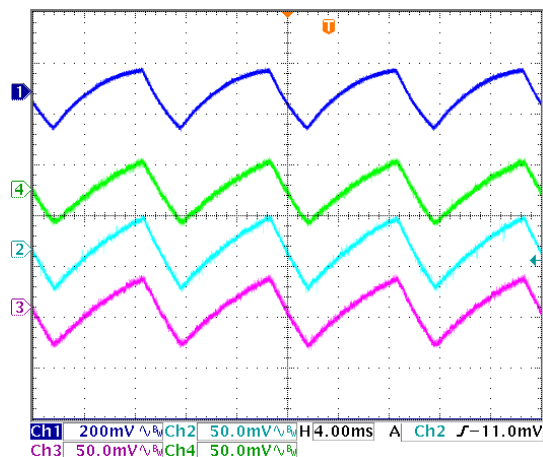


Abbildung 4 Messergebnis Kanal 1 kommerzielles System Kanal 2-4 Messsystem nach Abbildung 1

Die drei Sensoren (Kanal 2, 3 und 4) haben nahezu identische Ausgangssignale und der zeitliche Verlauf passt sehr gut zum Messergebnis des kommerziellen Sensors. Das Verhältnis von Spannung zu Magnetfeld ist bei den drei Sensoren identisch, somit ist das Magnetfeld-Messsystem geeignet für den Einsatz im Fahrzeug.

#### 4 Messung im Fahrzeug

Im Beispiel Abbildung 5 ist ein Magnetfeld-Messergebnis in der Nähe eines Hochvolt-Nebenaggregats im Fahrzeug dargestellt. Das Magnetfeld wurde beim Abschalten der Komponente gemessen. Das Magnetfeld ist in den drei Raumrichtungen sehr unterschiedlich und das Peak-Magnetfeld liegt bei etwa  $150\mu\text{T}$ . Das Bauteil hat eine Leistungsaufnahme von wenigen kW und eine Stromaufnahme im unteren zweistelligen Ampere-Bereich. Beim Betrieb der Komponente ist kein nennenswertes niederfrequentes Magnetfeld messbar.

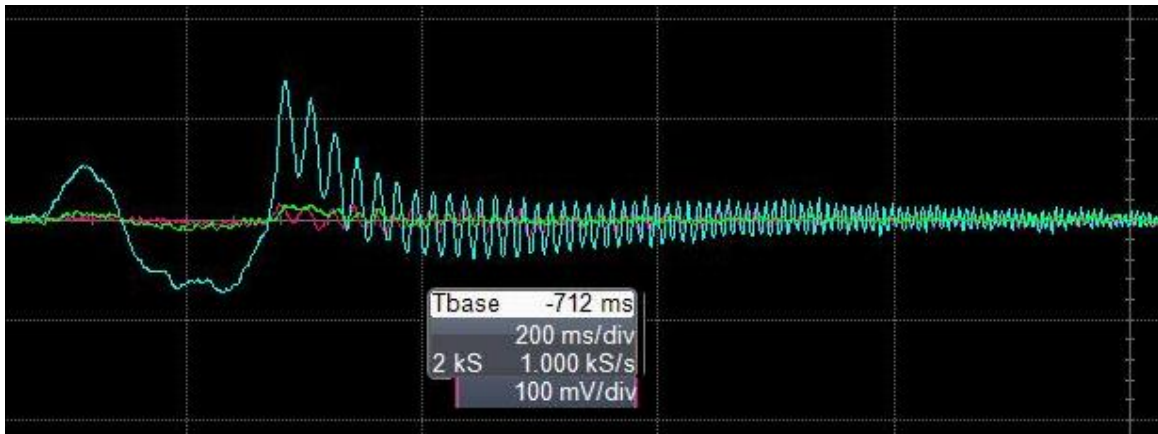


Abbildung 5 Magnetfeldmessung in der Nähe eine Hochvolt-Nebenaggregats im Fahrzeug

#### 5 Abschluss

In Zukunft sind vermehrt EMV-Herausforderungen durch niederfrequente Magnetfelder im Fahrzeug zu erwarten. Das vorgestellte Messsystem ist ein erster Schritt um potentiell kritische Bereiche im Fahrzeug bewerten zu können. Weitere Entwicklungen sollen folgen, um beispielsweise eine Vielzahl von Messstellen gleichzeitig im Fahrbetrieb überwachen zu können.

#### Literaturangaben

[1] Bernd Heißing, Metin Ersoy, Stefan Gies: *Fahrwerkhandbuch Grundlagen · Fahrdynamik · Komponenten · Systeme · Mechatronik · Perspektiven*; Springer Fachmedien Wiesbaden; ISBN 978-3-658-01991-4; 4. Auflage 2013

[2] Peter Baumann: *Ausgewählte Sensorschaltungen Vom Datenblatt zur Simulation*; Springer Fachmedien Wiesbaden; ISBN 978-3-658-26567-0; 1. Auflage 2019

---

EMVU



# Konzepte für zuverlässige Immissionsmessungen an 5G massive MIMO-Basisstationen

Dr.- Ing. Christian Bornkessel, TU Ilmenau, FG Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik  
M. Sc. Thomas Kopacz, RWTH Aachen, Institut für Hochfrequenztechnik  
Dipl.-Ing. Sascha Schießl, RWTH Aachen, Institut für Hochfrequenztechnik  
Prof. Dr.-Ing. Dirk Heberling, RWTH Aachen / FHR Wachtberg  
Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein, TU Ilmenau, FG Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik

## 1 Einleitung

Das in Aufbau befindliche 5G-Mobilfunknetz erfordert geeignete Immissionsbewertungsverfahren zur Erstellung von Standortbescheinigungen, zur Überprüfung der Einhaltung von Immissionsgrenzwerten und zur Ermittlung der Immission in öffentlich zugänglichen Bereichen. Gemäß den deutschen Bestimmungen ist dabei die Immission bei maximal möglicher Anlagenauslastung maßgeblich [1]. Messverfahren für konventionelle 2G/3G/4G-Mobilfunksysteme können für 5G-Basisstationen nicht mehr angewendet werden, da das bisher abgestrahlte, zeitlich konstante Antennendiagramm bei 5G in dynamische Einzelstrahlungsrichtungen (*Beams*) für Signalisierungsdaten (*Broadcast Beams*) und Verkehrsdaten (*Traffic Beams*) aufgeteilt wird. Darüber hinaus sind zellspezifische Referenzsignale, die als Grundlage für eine Immissionsextrapolation auf die maximale Verkehrsauslastung in 4G-Systemen dienen, in 5G nicht mehr verfügbar. Insofern ergeben sich folgende Fragen im Hinblick auf die Entwicklung eines geeigneten 5G-Messverfahrens:

1. Welche Strahl-Konfiguration erzeugt die höchste Immission an einem bestimmten Messpunkt („*Worst Case*“-Konfiguration)?
2. Wie geht man mit der dynamischen Strahlschwenkung und der räumlichen Trennung von Signalisierungs- und Verkehrsdaten (*Broadcast* und *Traffic Beams*) um?
3. Welche verkehrslastunabhängigen Signale stehen für die Hochrechnung auf die maximale Auslastung der Station zur Verfügung?

Diese Fragen werden in den folgenden Abschnitten behandelt.

## 2 Entwicklung eines Messkonzeptes

### 2.1 „*Worst Case*“ Konfiguration

Bei 2G/3G/4G-Basisstationen sind Signalisierung und Verkehrsdaten in einem Strahl (*Beam*) konzentriert, dessen Abstrahlverhalten sich zeitlich nicht ändert. Bei 5G *massive MIMO*-Basisstationen hingegen wird das Antennendiagramm in Signalisierungs- und Verkehrsdaten unterteilt (*Broadcast Beam* und *Traffic Beams*). Der *Broadcast Beam* sendet Steuersignale aus und wird entweder zyklisch durch mehrere Ausrichtungen geschaltet

oder ist statisch. Die *Traffic Beams* werden dynamisch auf die Endgeräte ausgerichtet, wobei je nach Anzahl der Nutzer oder Ausbreitungsbedingungen mehrere räumlich getrennte *Beams* gebildet werden können.

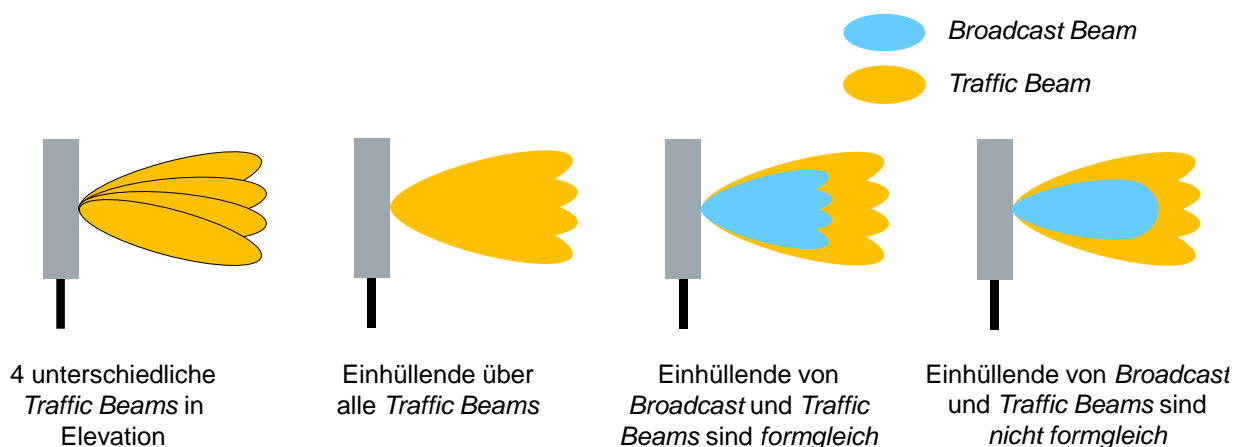
Der Gewinn und die pro *Traffic Beam* übertragene Leistung nehmen mit der Anzahl der gleichzeitig gesendeten *Beams* ab. Daher wird die maximale Immission an einem definierten Messpunkt dann erzeugt, wenn nur ein einziger *Traffic Beam* mit maximalem Gewinn und maximaler Sendeleistung ausgebildet und auf den Messpunkt ausgerichtet wird. Im Regelbetrieb kann die Basisstation jedoch nicht angewiesen werden, für den Zeitpunkt der Messung einen einzigen definierten *Traffic Beam* zum Messpunkt zu formen. Daher müssen andere Methoden entwickelt werden, die diesen Zustand nachbilden. Diese werden im nächsten Abschnitt beschrieben.

## 2.2 Broadcast und Traffic Beams

Zur Lösung der Problematik, dass ein *Traffic Beam* während der Messung nicht definiert zum Messpunkt ausgerichtet werden kann, wird folgendes Messkonzept vorgeschlagen:

1. In einem ersten Schritt wird die Immission durch verkehrslastunabhängige Signale im *Broadcast Beam* gemessen. Diese Steuersignale können auch ohne Anwesenheit von Endgeräten an jeder Stelle der Zelle empfangen werden, da sie zur Anmeldung neuer Endgeräte in der Zelle benötigt werden.
2. Die maximal mögliche Gesamtimmission wird aus der gemessenen Immission durch die *Broadcast Beam*-Signale extrapoliert, wobei sowohl die Differenz zwischen der gesamten Signalbandbreite und der Bandbreite der gemessenen verkehrslastunabhängigen Signale, als auch die Gewinndifferenz zwischen *Broadcast Beam* und *Traffic Beam* berücksichtigt werden. Damit wird die Ausrichtung eines *Traffic Beams* mit maximaler Sendeleistung und Gewinn auf den Messpunkt emuliert.

Dieses Hochrechnungsverfahren setzt gemäß Bild 1 jedoch voraus, dass die Einhüllenden von *Broadcast Beam* und *Traffic Beam* formgleich sind. Ob diese Bedingung immer erfüllt ist, wird weiter unten untersucht.

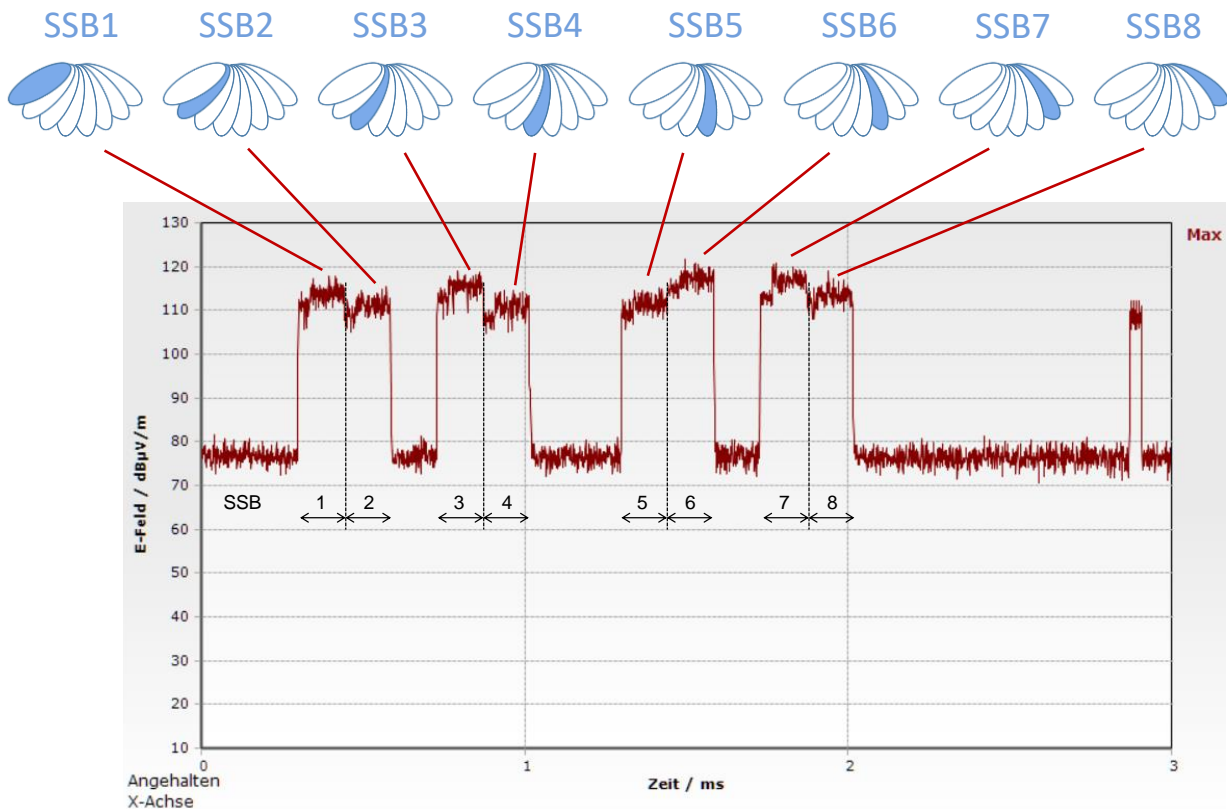


**Bild 1:** Formgleichheit bzw. Nicht-Formgleichheit der Einhüllenden von *Broadcast Beam* und *Traffic Beams*

## 2.3 Verkehrsunabhängige Signale in 5G

Da 5G keine zellspezifischen Referenzsignale mehr verwendet, könnte der zell- und beam-spezifische SS/PBCH-Block (synchronization signal and physical broadcast channel block, SSB [2]) alternativ als verkehrslastunabhängiges Signal für Immissionsmessungen verwendet werden. Der SSB umfasst 240 Unterträger, die bei 30 kHz Trägerabstand einer Bandbreite von 7,2 MHz entsprechen und im Fall mehrerer SSB bzw. SSB-Ausrichtungen als Teil des SSB-Bursts übertragen werden. Hierbei entspricht jeder SSB einer anderen Strahlrichtung, wie Bild 2 am Beispiel eines aus acht SSB bestehenden SSB-Bursts illustriert.

Erste Messungen an realen MIMO 5G-Systemen zeigen, dass der SSB durch Spektralmessungen leicht identifiziert werden kann, wenn die Verkehrsauslastung der Basisstation gering ist. Bei Verkehrslast auf der 5G-Anlage können die SSB-Emissionen jedoch durch den Verkehr überdeckt werden, was zum Teil auf die Gewinndifferenz zwischen *Traffic Beam* und *Broadcast Beam* zurückzuführen ist. Eine Lösung können hier code-selektive Messverfahren darstellen, die aber derzeit für einschlägige Immissionsmessgeräte noch nicht verfügbar sind.



**Bild 2:** Zeitbereichsmessungen eines aus acht SSB bestehenden SSB-Bursts

### 3 Verifikation des Konzeptes durch Messungen

Um das entwickelte Mess- und Extrapolationskonzept zu testen, wurden Untersuchungen sowohl an einem 4G-System mit *massive MIMO*-Funktionalität, als auch an 5G-Anlagen durchgeführt. Die dabei erzielten Ergebnisse werden im Folgenden beschrieben.

#### 3.1 4G-Anlage

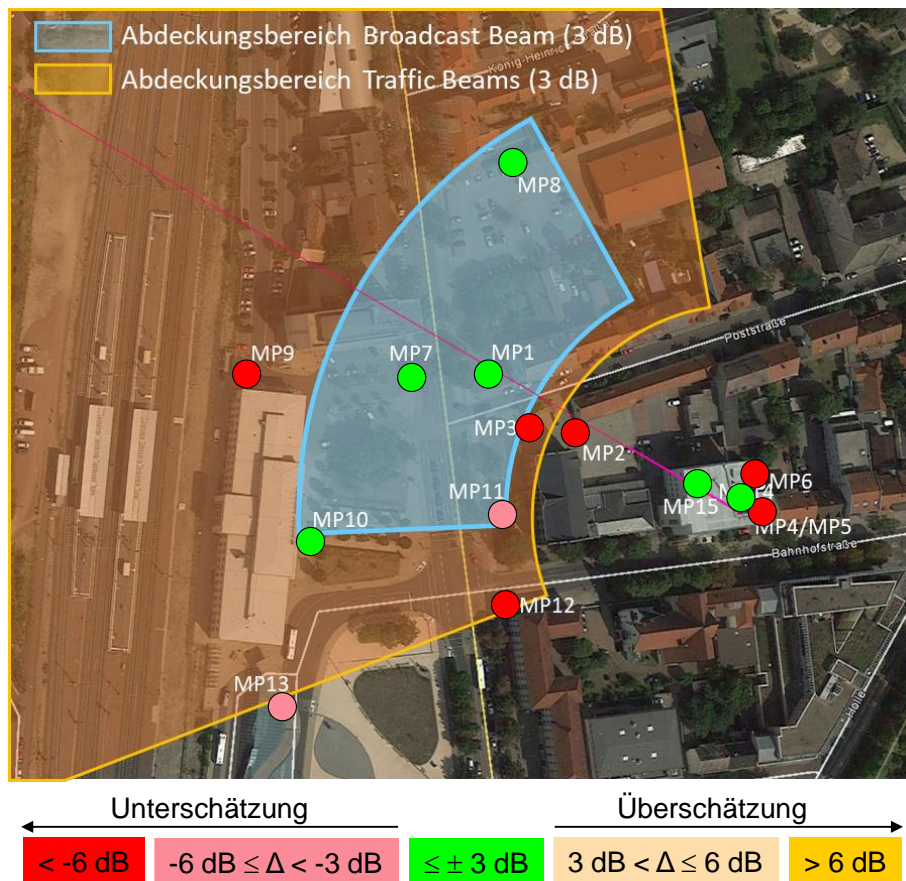
Für die ersten Messungen wurde eine 4G-Anlage ausgewählt, um die Komplexität der Strahlformung (*Broadcast* und *Traffic Beams*) von der einer noch nicht verfügbaren code-selektiven Messtechnik für die Steuersignale (5G-Signalstruktur) zu trennen. Für 4G existiert ein etabliertes code-selektives Messverfahren, das die Immission anhand von zell-spezifischen Referenzsignalen (CRS) bestimmt [3]. Die untersuchte Anlage befindet sich in Merseburg und war zum Zeitpunkt der Messungen (Juli und August 2018) mit einem 4G-System der Firma Huawei ausgerüstet. Das System verfügte über eine *massive MIMO*-Antenne mit 64 TRX und wurde bei einer Frequenz von 3,56 GHz und einer Kanalbandbreite von 20 MHz (d.h. Signalbandbreite 18 MHz) im Duplexmode TDD betrieben.

Als Messgerät wurde der tragbare Spektrumanalysator Narda SRM-3006 mit code-selektiver Messoption zusammen mit der isotropen E-Feld Sonde 3502/01 420 MHz – 6 GHz eingesetzt.

Im Rahmen der Messungen wurde an 15 verschiedenen Messpunkten im Umfeld der Anlage einerseits die Immission code-selektiv gemessen und mit dem vorgeschlagenen Verfahren auf maximale Anlagenauslastung hochgerechnet. Der Hochrechnungsfaktor bezieht sowohl die Extrapolation von *einem* code-selektiv gemessenen Resource Element des Referenzsignals (CRS) auf die Gesamtträgeranzahl ein, als auch den Unterschied zwischen den Maximalgewinnen von *Traffic* und *Broadcast Beam* sowie den *Duty Cycle* des TDD-Verfahrens und ist für jeden Messpunkt identisch. Andererseits wurde zur Verifikation parallel an allen Messpunkten mit mehreren Endgeräten durch Initiierung eines FTP-Downloads zielgerichtet die Ausrichtung eines einzelnen *Traffic Beams* erzwungen (maximal mögliche Immission durch die Ausbildung lediglich eines *Traffic Beams*) und dessen Immission spektral gemessen. Durch Vergleich der code-selektiv gemessenen und hochgerechneten Immission mit der spektral bei provozierte *Beam*-Ausrichtung gemessenen Immission konnte das vorgeschlagene *massive MIMO*-Mess- und Hochrechnungsverfahren überprüft werden.

Bild 3 zeigt die Ergebnisse als Abweichung zwischen hochgerechneter und gemessener Maximalimmission. Überschätzungen werden an den farbkodierten Messpunkten orange dargestellt, Unterschätzungen rosa bzw. rot. Zusätzlich sind die Abdeckungsbereiche von *Traffic Beam* und *Broadcast Beam*, definiert durch die Halbwertsbreiten der jeweiligen Einhüllenden, als orangene bzw. blaue Flächen dargestellt.





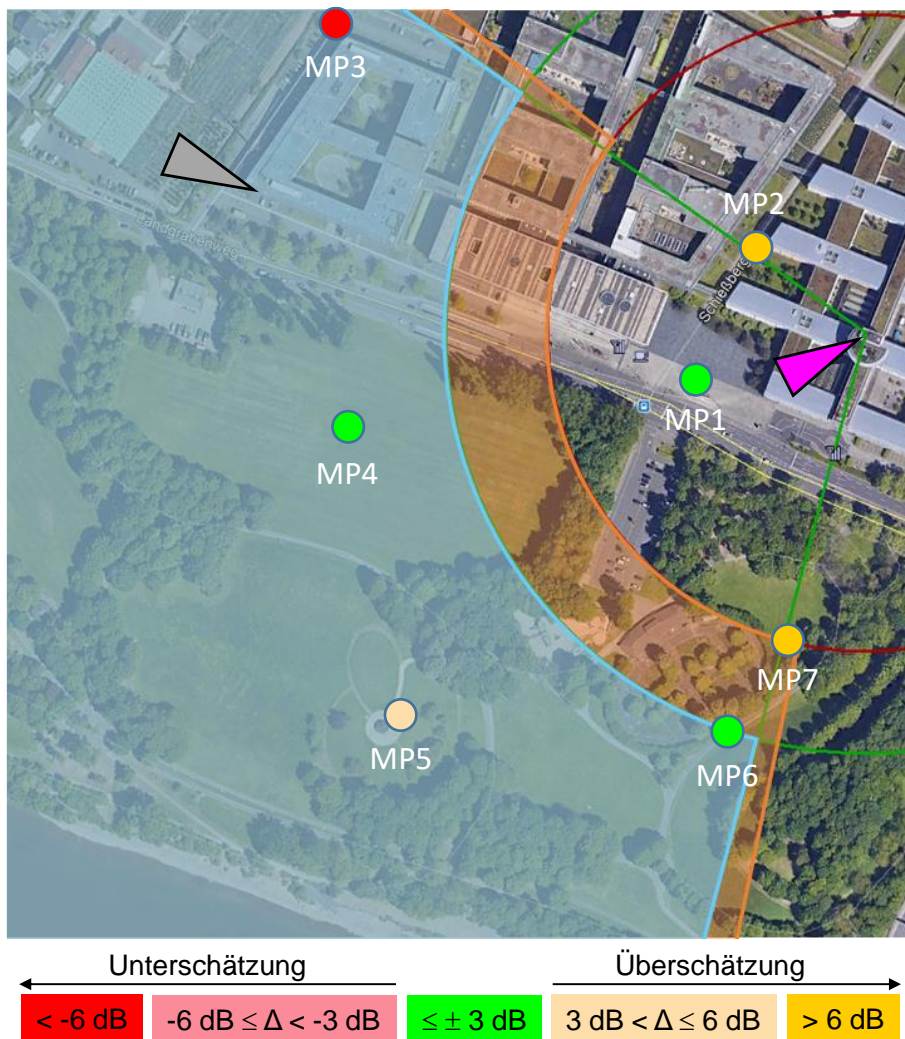
**Bild 3:** Farbkodierte Darstellung der Abweichungen zwischen hochgerechneter und gemessener Immission im Umfeld der untersuchten 4G-Anlage in Merseburg. Die 3-dB-Abdeckungsbereiche der Einhüllenden der *Traffic* und *Broadcast Beams* sind als orangene bzw. blaue Flächen dargestellt.

Die Ergebnisse zeigen Differenzen zwischen der code-selektiven Messung mit Hochrechnung und der spektralen Verifikationsmessung zwischen +1,0 und -33,2 dB. An sechs von 15 Messpunkten liegt die Differenz in einem Bereich von  $\leq \pm 3$  dB (Bereich der typischen Messunsicherheit bei Immissionsmessungen an konventionellen Mobilfunksystemen) und an weiteren zwei Messpunkten in einem Bereich von  $\leq -6$  dB. Damit wird die Immission an sieben Messpunkten um mehr als 6 dB unterschätzt, was aus Sicht des Strahlenschutzes nicht akzeptabel ist. Wie Bild 3 zeigt, wird die beste Übereinstimmung beider Messmethoden an den Messpunkten innerhalb der Abdeckungsbereiche von sowohl *Broadcast Beam* als auch *Traffic Beam* erreicht. Messpunkte außerhalb des *Broadcast Beams* aber innerhalb des *Traffic Beams* zeigen hingegen große Abweichungen in Form einer Unterschätzung. Dies ist mit großer Sicherheit auf die Nicht-Formgleichheit der Einhüllenden beider *Beams* zurückzuführen.

### 3.2 5G-Anlage

Um die Übertragbarkeit der Erkenntnisse von 4G auf 5G zu überprüfen, wurden Messungen an verschiedenen 5G-Anlagen durchgeführt. Die im Folgenden präsentierten Messungen beziehen sich auf eine 5G-Anlage in Bonn. Diese war zum Zeitpunkt der Messungen (Oktober 2019) mit Systemtechnik der Firma Huawei ausgerüstet und verfügt über eine *massive MIMO*-Antenne mit 32 TRX. Diese Anlage arbeitet bei 3,65 GHz und einer Kanalbandbreite von 80 MHz im TDD-Mode.

Im Level-Recorder Mode des SRM-3006 wurde die Immission durch den SSB gemessen und auf die maximale Signalbandbreite hochgerechnet. Im Unterschied zu den 4G-Messungen wurde darüber hinaus nicht der *pauschale* Unterschied in den Maximalgewinnen von *Traffic* und *Broadcast Beam* berücksichtigt, sondern ein *messpunktabhängiger* Gewinnunterschied entsprechend der horizontalen und vertikalen Ausrichtung der *Beams* einbezogen. Die Verifikation erfolgte dann wieder durch spektrale Messung der Immission bei Nutzung eines realen Endgerätes, das mittels einer Applikation einen maximal möglichen Downlink-Verkehr bei der Station abrief und einen bzw. mehrere *Traffic Beams* auf den Messpunkt ausbildete. Die Ergebnisse sind farbkodiert in Bild 4 dargestellt.



**Bild 4:** Farbkodierte Darstellung der Abweichungen zwischen hochgerechneter und gemessener Immission im Umfeld der untersuchten 5G-Anlage in Bonn. Die 3-dB-Abdeckungsbereiche der Einhüllenden der *Traffic* und *Broadcast Beams* sind als orangene bzw. blaue Flächen dargestellt.

Die Ergebnisse zeigen insgesamt eine deutlich bessere Übereinstimmung der hochgerechneten Immission mit der gemessenen Maximalimmission im Vergleich zur 4G-Anlage. Die beste Übereinstimmung ergibt sich hierbei an Messpunkten, die direkte Sicht zur Anlage haben und die nicht am Zellrand liegen (MP1, MP4 und MP6). MP5 befindet sich zwar innerhalb der Abdeckungsbereiche von *Traffic* und *Broadcast Beams*, hat aber wegen Bäumen im Ausbreitungsweg keine freie Sicht auf die Anlage. MP2 und MP7 liegen

beide am horizontalen Zellrand und weisen Überschätzungen um mehr als 6 dB auf. Außer an MP3 wurde an keinem der Messpunkte eine Unterschätzung der Immission festgestellt. Die Unterschätzung von MP3 ist höchstwahrscheinlich darauf zurückzuführen, dass dieser nahe oder im Versorgungsbereich einer benachbarten 5G-Station (grau dargestellt in Bild 4) liegt, was bei der Berechnung des messpunktspezifischen Hochrechnungsfaktors nicht berücksichtigt wurde. Insgesamt zeigt sich somit eine wesentlich bessere Passfähigkeit des Hochrechnungsverfahrens als bei der untersuchten 4G-Anlage, wobei die Hauptverbesserungen offenbar aus der Anwendung des *messpunktspezifischen* Hochrechnungsfaktors resultieren.

#### 4 Schlussfolgerungen und Ausblick

Bisherige Berechnungs- und Messansätze zur Bestimmung der hochfrequenten Immission gegenüber 2G/3G/4G-Basisstationen sind für 5G nicht mehr ohne weiteres anwendbar. Da die Erweiterung vieler Standorte mit 5G hinsichtlich der Immissionsvorschriften an ihre Grenzen stößt, sind solche akzeptierten Verfahren jedoch dringend erforderlich. Geeignete Messverfahren können beispielsweise auf der Erfassung der Immission des im *Broadcast Beam* übertragenen SSB und der anschließenden Extrapolation auf den *Traffic Beam* basieren. Die Grundlage der Extrapolation, d.h. die Gewinndifferenz zwischen beiden *Beams*, hängt jedoch von der Position des Messpunktes in Bezug auf beide *Beams* ab. Wird dieser nicht adäquat, d.h. messpunktspezifisch, berücksichtigt, liefert das Messverfahren nur für Messpunkte im Abdeckungsbereich beider *Beams* zuverlässige Ergebnisse.

Trotz des vielversprechenden Konzeptes bleiben noch einige Fragen zu beantworten, bevor ein reproduzierbares und akzeptiertes Messverfahren definiert werden kann. Bei der Entwicklung neuer Funktechnologien sollte darauf hingewirkt werden, bereits in der Standardisierungsphase Möglichkeiten zur Bewertung der Immission zu implementieren, z.B. durch geeignete Testmodi.

#### Literatur

- [1] Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV). Verordnung über elektromagnetische Felder in der Fassung der Bekanntmachung vom 14. August 2013 (BGBl. I S. 3266).
- [2] 3GPP TS 38.211, 5G; NR; Physical channels and modulation, 3GPP TS 38.211, version 15.2.0, Release 15, (2018).
- [3] C. Bornkessel, M. Hein and M. Wuschek: Measurement of human exposure to LTE base stations present status and future challenges in measurement methodology. In 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris (2015) S. 881-884, doi: 10.1109/EuMC.2015.7345905.



# Entwicklung und Verifikation eines Mess- und Bewertungsverfahrens der elektromagnetischen Immission durch ITS-G5

M. Sc. Lisa-Marie Schilling, TU Ilmenau, FG Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik  
Dr.- Ing. Christian Bornkessel, TU Ilmenau, FG Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik  
Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein, TU Ilmenau, FG Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik

## 1 Einleitung

Immer mehr Bereiche des alltäglichen Lebens werden von drahtlos kommunikationsfähigen elektronischen Geräten beeinflusst, so dass die Relevanz für die persönliche Exposition der Nutzer durch hochfrequente elektromagnetische Felder rapide zunimmt. So soll auch der Straßenverkehr stetig weiter automatisiert und per Funk vernetzt werden, indem so genannte *intelligente Transportsysteme* (ITS) entwickelt werden. Im Rahmen des vernetzten Fahrens sollen Fahrzeuge im Verkehr untereinander, aber auch mit Infrastruktur und weiteren Verkehrsteilnehmern kommunizieren, um Sensor-, Zustands- und Ortsinformationen austauschen zu können. Hierfür wird der Begriff *vehicle-to-everything* (V2X)-Kommunikation verwendet. Zukünftig wird somit der Straßenverkehr als ein weiterer und erheblicher Teil der Alltagsumgebung von neuen Funktechnologien durchdrungen, die per Konstruktion einen signifikanten zusätzlichen Beitrag zur persönlichen Exposition liefern.

Für die technische Umsetzung der V2X-Kommunikation etabliert sich neben der auf Mobilfunk basierenden Funktechnik *cellular-V2X* (C-V2X) der Kooperation *3rd Generation Partnership Project* derzeit in Europa die Kommunikationstechnologie ITS-G5, die auf dem Standard 802.11p [1] des Verbands *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) basiert. Für den europäischen Einsatz wird ITS-G5 durch das europäische Institut für Telekommunikationsnormen (ETSI) spezifiziert und genormt. Ein zuverlässiges und praktikables Verfahren zur Bestimmung der elektromagnetischen Immission durch ITS-G5-Geräte existiert allerdings bislang nicht. Um die Exposition der Allgemeinbevölkerung in Verkehrsumgebungen durch die neuen ITS-Funksysteme abschätzen zu können, ist die Entwicklung eines Immissionsmessverfahrens für ITS-G5 dringend erforderlich. Vorliegender Beitrag beschreibt die Entwicklung eines ITS-G5-spezifischen Mess- und Bewertungsverfahrens unter Verwendung des frequenzselektiven Messgeräts SRM-3006 von *Narda STS* [2].

Abgesehen von der physikalischen Zugangsschicht weist der Standard ITS-G5 Ähnlichkeiten mit dem *Sidelink* des LTE-Derivats C-V2X auf, so dass die hier beschriebenen Schlussfolgerungen sinngemäß für beide Standards Anwendung finden können.

## 2 Ermittlung expositionsrelevanter ITS-G5-Signalparameter

Damit durch die Absorption von hochfrequenter elektromagnetischer Strahlung keine gesundheitlichen Schäden für den Menschen entstehen, wurden von der *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP) Basisgrenzwerte (spezifische Absorptionsrate, SAR) und Referenzwerte (elektrische und magnetische Feldstärken) für

das elektromagnetische Feld formuliert, die in den für die Allgemeinbevölkerung zugänglichen Bereichen nicht überschritten werden dürfen [3]. Im für ITS-G5 genutzten Frequenzbereich um 5,9 GHz wird als Basisgrenzwert eine Ganzkörper-SAR von 0,08 W/kg und ein entsprechender Referenzwert für die elektrische bzw. magnetische Feldstärke von 61 V/m bzw. 0,16 A/m festgelegt.

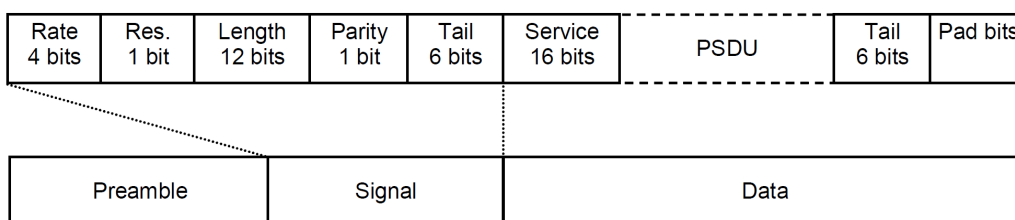
Diese Grenzwerte der ICNIRP basieren auf dem nachgewiesenen biologischen Effekt, dass die Absorption elektromagnetischer Leistung primär eine thermische Wirkung auf den menschlichen Organismus besitzt. Die Temperaturerhöhung steht im direkten Zusammenhang mit dem zeitlichen Mittelwert der Signalleistung, so dass die Referenzwerte auf quadratischen Mittelwerten (*root-mean-square*, RMS) basieren. Das bedeutet einerseits, dass bei digital modulierten Signalen mit rauschartig schwankender Signalamplitude nicht der kurzzeitig auftretende Maximalwert, sondern der zeitliche Mittelwert erfasst werden muss. Andererseits muss bei gepulsten Signalen das Puls-Pausen-Verhältnis (*duty cycle*) berücksichtigt werden. Die korrekte messtechnische Erfassung dieses RMS-Wertes stellt somit die zentrale Herausforderung bei der Entwicklung des Mess- und Bewertungsverfahrens zur Untersuchung der Immission dar.

Die Basis hierfür bildet die theoretische und praktische Analyse der expositionsrelevanten Signalparameter des Funkstandards. Erst wenn die Struktur des Signals in Zeit- und Frequenzbereichen bekannt ist, kann festgelegt werden, wie die Feldstärke des Signals korrekt gemessen und auf eine mögliche Maximalauslastung des ITS-Systems im Sinne einer *Worst-Case*-Abschätzung für Bewertungen der elektromagnetischen Umweltverträglichkeit extrapoliert werden kann.

## 2.1 Standardisierung der Funktechnologie ITS-G5

Für die theoretische Analyse von ITS-G5 hinsichtlich der expositionsrelevanten Signalparameter ist vor allem die Zugriffsschicht (*access layer*) [4] von Bedeutung, die unter anderem die Bitübertragungsschicht (*physical layer*) enthält. Die Bitübertragungsschicht ist für die physikalische Verbindung und die Übertragung der Informationen über elektromagnetische Wellen zuständig. So wird auf dieser Ebene geregelt, mit welchen Modulationsarten und Leistungsparametern die einzelnen Bits übertragen werden und wie somit das resultierende Signal geformt wird.

Für die Datenübertragung wird das Mehrträger-Verfahren OFDM spezifiziert, das den Datenstrom in mehrere Teile aufspaltet und parallel auf einzelnen schmalbandigen Unterträgern überträgt. Über verschiedene Modulationsarten (BPSK, QPSK, 16-/64-QAM) und Kodierungsraten werden unterschiedliche Datenübertragungsraten realisiert. Bild 1 zeigt wie ein resultierendes Datenpaket der Bitübertragungsschicht von ITS-G5 aufgebaut ist und wie viele Bits pro Paket übertragen werden. ITS-G5 besitzt im Zeitbereich einen gepulsten Rechtecksignalverlauf, wobei ein einzelner Rechteckimpuls genau einem Datenpaket der Bitübertragungsschicht entspricht.



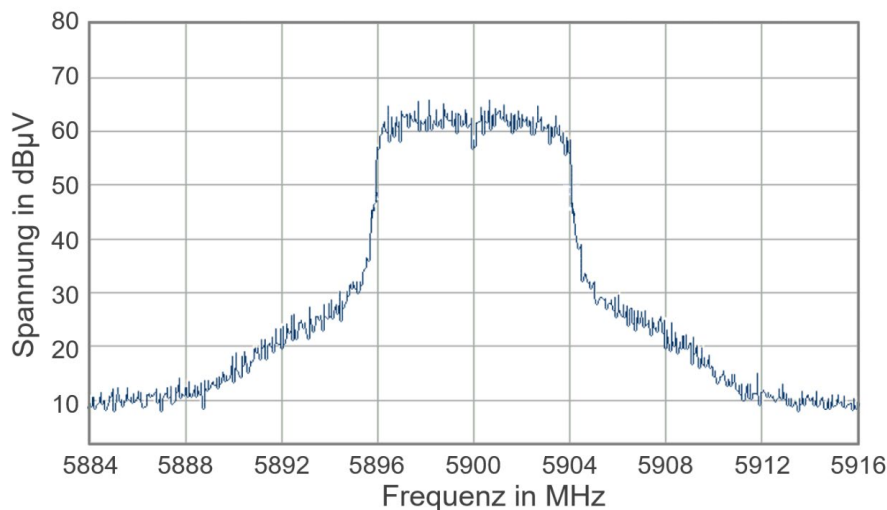
**Bild 1:** Aufbau eines ITS-G5-Datenpakets der Bitübertragungsschicht, PSDU: *physical service data unit* [4]

Der erste Teil des Datenpakets, die Präambel (*Preamble* in Bild 1), besitzt eine festgeschriebene Übertragungsdauer von 32  $\mu\text{s}$  und dient der Synchronisierung mit dem Empfänger. Die folgenden Informationen (*Signal* in Bild 1) werden immer mit 24 Bit bei einer Übertragungsrate von 3 MBit/s gesendet, was gemäß dem Standard 802.11p [1] genau einem OFDM-Symbol mit einer Übertragungsdauer von 8  $\mu\text{s}$  entspricht. Die Länge des abschließenden Datenteilpakets (*Data* in Bild 1) ist abhängig von den Datenbits, die von den übergeordneten Protokollschichten übermittelt werden (vgl. *physical service data unit*, PSDU in Bild 1). Die PSDU kann bis zu 1540 Bytes enthalten, so dass das gesamte Datenpaket maximal 12342 Bits umfassen kann. Bei der niedrigsten möglichen Datenübertragungsrate von 3 MBit/s entsprechen 12342 Bits 515 OFDM-Symbolen zu je 8  $\mu\text{s}$  Übertragungsdauer. Die maximale Dauer eines ITS-G5-Impulses, bestehend aus der Präambel, dem Signal- und Datenteilpaket, beträgt somit theoretisch 4160  $\mu\text{s}$ .

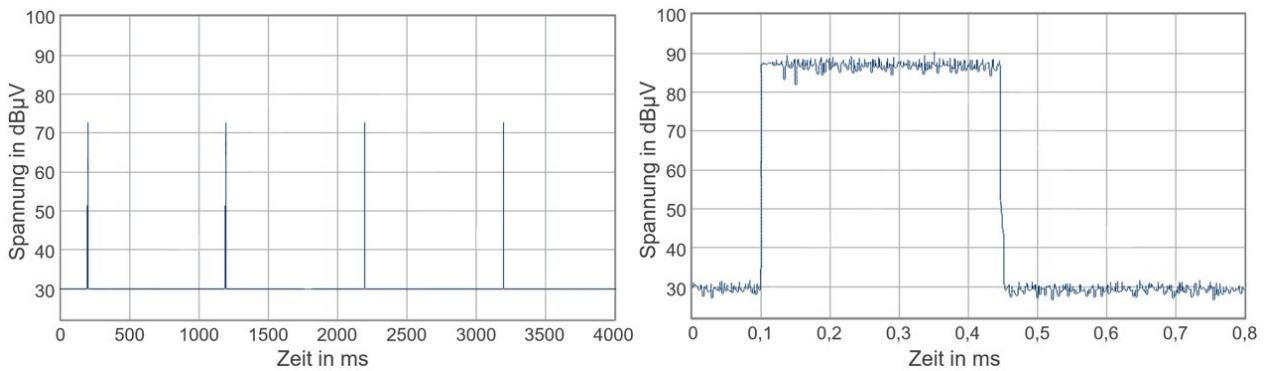
Experimentelle Simulationen eines typischen Straßenverkehrsszenarios, in dem ITS-G5-Nachrichten vom Typ *cooperative awareness message* (CAM) gesendet wurden, zeigten allerdings, dass die Impulsdauer im Bereich zwischen 345 und 650  $\mu\text{s}$  liegt. Eine CAM entspricht einem Rechteckimpuls im ITS-G5-Zeitsignalverlauf, wobei diese mit einer Periodendauer zwischen 100 und 1000 ms verschickt werden [5].

## 2.2 ITS-G5-Signalanalyse im Zeit- und Frequenzbereich

Zur praktischen Analyse des Zeit- und Frequenzbereichs wurde das Signal des ITS-G5 Fahrzeugmoduls (*on-board-unit*, OBU) MK5 der Firma *Cohda Wireless* [6] aufgenommen, während dieses ITS-G5-Nachrichten vom Typ CAM aussendete. Bild 2 zeigt das Spektrum mit einer Signalbandbreite von 8,5 MHz, die unterhalb der vorgeschriebenen Kanalbandbreite von 10 MHz liegt. In Bild 3 sind zwei unterschiedlich lange Zeitabschnitte des ITS-G5-Zeitsignalverlaufs dargestellt. Im linken Bild ist eine Pulsfolge über einen Zeitraum von vier Sekunden gezeigt. Ein Impuls entspricht dabei einer CAM, wobei die Periodendauer 1000 ms beträgt und somit vier Pulse dargestellt werden. Im rechten Bild wurde der gezeigte Zeitabschnitt auf 0,8 ms gekürzt, um einen Rechteckimpuls detailliert zu betrachten. Die Impulslänge beträgt 345  $\mu\text{s}$ , wobei diese je nach Länge des Datenpakets bis 4160  $\mu\text{s}$  variieren kann (vgl. Teilkapitel 2.1).



**Bild 2:** Spektrum des von einem ITS-G5 Fahrzeugmodul MK5 generierten Signals während der Aussendung von CAMs bei 5,9 GHz. Die Signalbandbreite beträgt ca. 8,5 MHz.



**Bild 3:** Zeitbereichsausschnitte des von einem ITS-G5 Fahrzeugmodul MK5 generierten Signals während der Aussendung von CAMs bei 5,9 GHz. Die Periodendauer der links gezeigten Impulsfolge beträgt 1000 ms und der rechts dargestellte Rechteckimpuls ist ca. 345 µs lang.

Die Messungen zeigen, dass das Signal einen nennenswerten Crest-Faktor (Verhältnis von Spitzenwert zu RMS-Wert) von bis zu 7 dB besitzt, der bei der zeitlich gemittelten Bewertung der Immission berücksichtigt werden muss, da bei einer reinen Spitzenwertmessung das Signal ansonsten in Höhe des Crest-Faktors überbewertet werden würde. Zu Beginn jeden Impulses ist ein etwa 32 µs langer Abschnitt bestimmbar, der einen geringeren Crest-Faktor verglichen mit dem restlichen Impulsdach besitzt (s. Bild 3 rechts). Dieser Abschnitt ist der Präambel zuzuordnen, die meist mit einer niedrigwertigeren Modulation für eine höhere Störfestigkeit als die weiteren Informationsdaten übertragen wird. Die Ergebnisse der theoretischen und praktischen Signalanalyse zur Erfassung der expositionsrelevanten Parameter von ITS-G5 fasst Tabelle 1 zusammen.

Signalparameter	ITS-G5
Frequenzbereich	5470 ... 5725 MHz, 5865 ... 5925 MHz
Strahlungsleistung (EIRP)	Maximal 33 dBm
Kanalbandbreite	10 MHz
Signaltyp	Rechteckimpulse mit Crest-Faktor bis 7 dB
Impulslänge	Länge des Datenpakets (Maximal: 4160 µs)
Periodendauer	Bei CAM: 100 ... 1000 ms

**Tabelle 1:** Expositionsrelevante Signalparameter von ITS-G5

### 3 Immissionsmessverfahren für ITS-G5

Für die Immissionsmessung von ITS-G5-Signalen wurde das frequenzselektive Messgerät SRM-3006 [2] verwendet, das sich vielfach für die Bewertung verschiedener Funktechnologien bewährt hat [7]. Das Gerät wird mit der zugehörigen isotropen Antenne (z.B. Typ 3502/01, Frequenzbereich 420 ... 6000 MHz) des gleichen Herstellers zur Ermittlung der elektrischen Feldstärke verwendet. Die Herausforderung bei der Messung des gepulsten ITS-G5-Signals besteht darin, dass das Messgerät die Impulse vollständig erfasst und sie nicht in eine Totzeit des Messgeräts fallen. Totzeiten entstehen im Gerät durch 20 ms lange Umschaltphasen der drei orthogonalen Messachsen während einer isotropen Messung und durch Pausen der digitalen Signalverarbeitung [8].

Als am besten geeignete Betriebsart des SRM-3006 für ITS-G5 Impulse wurde der *Level/Recorder* identifiziert, bei dem ein Signal lückenlos bei fest eingestellter Mittenfrequenz und Auflösungsbreite aufgenommen werden kann. Totzeiten durch Umschaltphasen bei



der isotropen Messung können vermieden werden, indem die elektrische Feldstärke in den drei orthogonalen Raumachsen einzeln gemessen und anschließend zu einem isotropen Wert durch quadratische Summation zusammengefasst wird. Ein RMS-Detektor ist im SRM-3006 nicht vorhanden, allerdings kann die Glättung des Signals mit einem nachgeschalteten Videofilter erfolgen, dessen Mittelungszeit in der Größenordnung der Pulsdauer liegen sollte [9]. So wird der Signalpegel im Impulsdach nicht in Höhe des Crest-Faktors überbewertet. Bei der Ermittlung des RMS-Werts der Rechteckimpulsfolge wird für eine korrekte Immissionsbewertung zusätzlich mit einem Korrekturfaktor entsprechend des Puls-Pausen-Verhältnis gewichtet. Zur Ermittlung der größtmöglichen Immission werden für den Korrekturfaktor  $K_{\max}$  die größtmögliche Impulsdauer  $\tau_{\max}$  und Impulsendefrequenz bzw. reziprok die geringste Periodendauer  $T_{\min}$  verwendet, die aus der ITS-G5-Signalanalyse (vgl. Kapitel 2) ermittelt wurden:

$$K_{\max} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\tau_{\max}}{T_{\min}} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{4160 \mu\text{s}}{100 \text{ ms}} \right) = -13,8 \text{ dB} \quad (1)$$

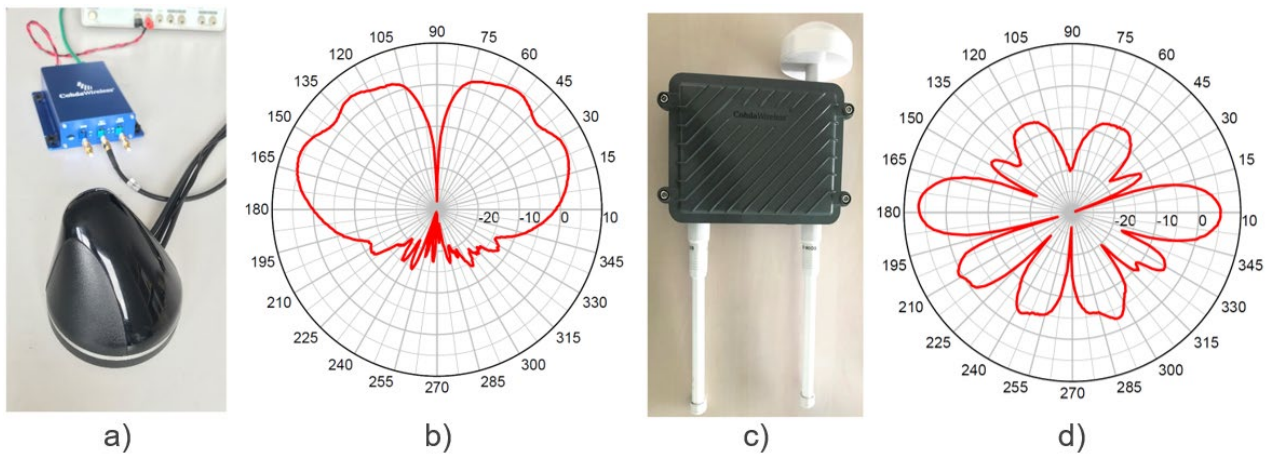
Zusammenfassend wird zur Bestimmung der Maximalimmission durch ITS-G5 die elektrische Feldstärke, die durch das Impulsdach erzeugt wird, als RMS-Wert gemessen und durch Verknüpfung des Korrekturfaktors  $K_{\max}$  somit auf das maximale Puls-Pausen-Verhältnis korrigiert. Die gemäß dem beschriebenen Verfahren ermittelten elektrischen Feldstärken von ITS-G5 sind zur Bestimmung der Grenzwertausschöpfung auf den ICNIRP-Referenzwert 61 V/m zu beziehen.

#### 4 Immissionsmessungen

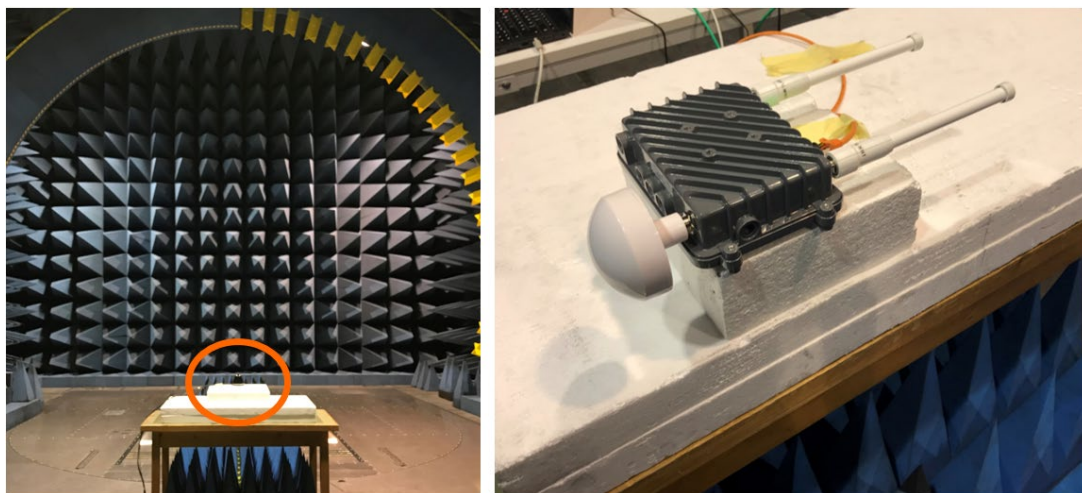
Um die Immission durch ITS-G5 mit Hilfe des vorgestellten Mess- und Bewertungsverfahrens zu ermitteln, wurden Messungen in der Forschungsmesseinrichtung VISTA (Virtuelle Straße – Simulations- und Testanlage) im Thüringer Innovationszentrum Mobilität in Ilmenau sowie in einem KFZ (Typ: Opel Corsa) durchgeführt. VISTA ist eine elektromagnetisch abgeschirmte Messkammer, die vollständig mit Absorbern ausgekleidet ist, um Funkmessungen im Labor unter Freifeld- bzw. Freiraumbedingungen zu ermöglichen [10]. Für die Immissionsmessungen wurden die OBU MK5 und die *road-side-unit* RSU MK5 [11] der Firma *Cohda Wireless* verwendet, die sich in ihrem Gehäuse und den verwendeten Antennen unterscheiden. Die OBU mit angeschlossener Dachantenne (Typ: MGW-303 von *Mobile Mark* [12]) und die RSU mit omnidirektionalen Antennen (Typ: ECO6-5500 von *Mobile Mark* [13]) sind mit den jeweiligen Richtdiagrammen in Bild 4 gezeigt. Beide Geräte waren so konfiguriert, dass sie im Rahmen einer Straßenverkehrssimulation Nachrichten vom Typ CAM versendeten.

Die Messunsicherheit des SRM-3006 wird im Frequenzbereich zwischen 5 und 6 GHz vom Hersteller mit +1,9 / -2,5 dB angegeben [2]. Zur Berücksichtigung weiterer Unsicherheiten bei Messaufbau und Messdurchführung wird pauschal eine Messunsicherheit von insgesamt  $\pm 3$  dB angenommen, die nicht zu den Messwerten addiert wurde.

Der Messaufbau in VISTA und die Platzierung der Prüflinge ist im Bild 5 gezeigt. In einem Abstand von 25 cm in der im Datenblatt angegebenen Hauptstrahlrichtung zu den Antennen der OBU und RSU wurden die in Tabelle 2 aufgelisteten Immissionswerte ermittelt. Obwohl die OBU und RSU identisch konfiguriert waren, wurde bei der RSU ein höherer Immissionswert von 7,8 V/m ermittelt, da die Antenne u. a. einen höheren Gewinn besitzt als die Dachantenne der OBU. Die Differenz der Immissionswerte liegt unter der Berücksichtigung des unterschiedlichen Gewinns im Rahmen der Messunsicherheit.



**Bild 4:** a) OBU MK5 mit Dachantenne MGW-303, Gewinn 5 dBi [12], b) vertikale Richtcharakteristik MGW-303 bei 5500 MHz (horizontal: isotrop), c) RSU MK5 mit Antennen ECO6-5500, Gewinn 6 dBi [13], d) vertikale Richtcharakteristik ECO6-5500 bei 5500 MHz (horizontal: isotrop)



**Bild 5:** Messaufbau in VISTA und Platzierung der Prüflinge (links: OBU orange markiert, rechts: RSU)

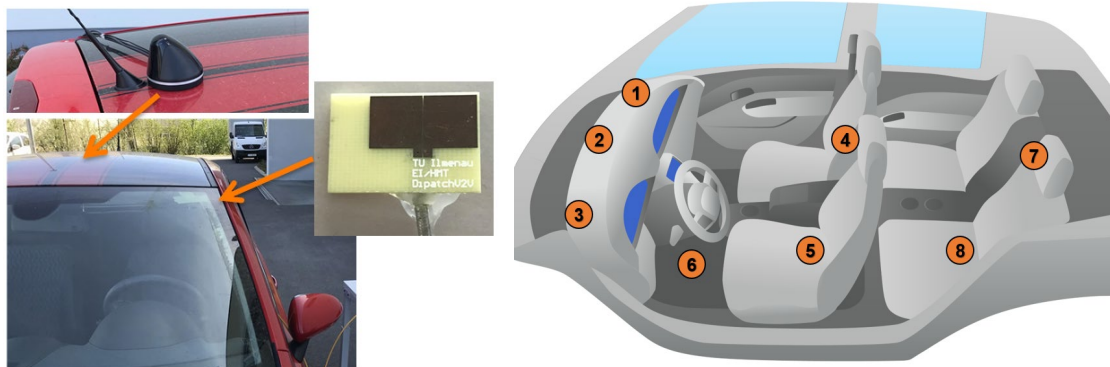
Prüfling	Max. Immissionswert	Grenzwertausschöpfung
OBU	4,7 V/m	7,7 %
RSU	7,8 V/m	12,8 %

**Tabelle 2:** Maximale Immissionswerte und deren Grenzwertausschöpfung bzgl. 61 V/m der OBU und RSU, die in VISTA im Abstand von 25 cm zu den Antennen in Hauptstrahlrichtung ermittelt wurden.

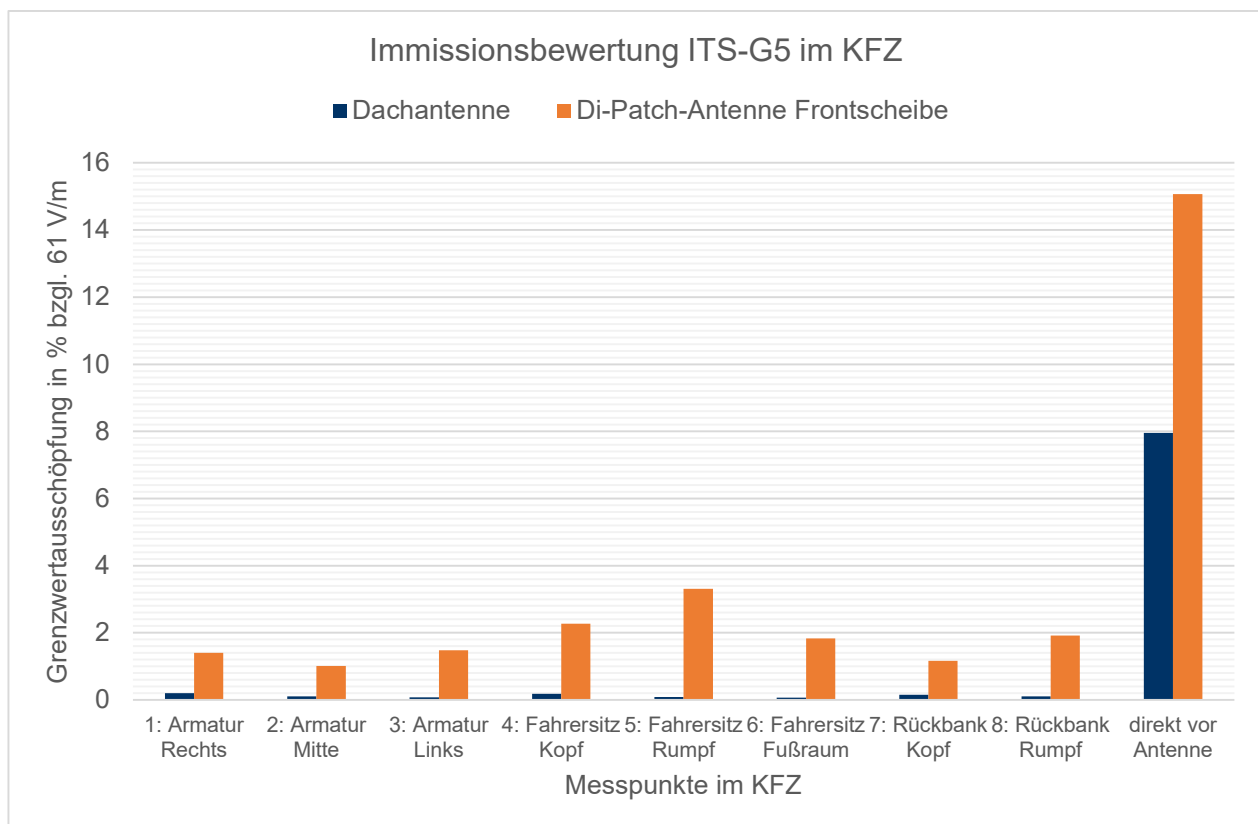
Für die Immissionsmessungen im Fahrzeug wurde die OBU zum einen mit der Antenne MGW-303 auf dem Fahrzeugdach und zum anderen mit einer Di-Patch-Antenne (Gewinn 3,25 dBi) für die V2X-Kommunikation [14], [15] an der Frontscheibe des Fahrzeugs betrieben. Die Antennen sowie ihre Montageorte am Fahrzeug und die vordefinierten Messpunkte im Fahrzeuginneren sind in Bild 6 gezeigt. Neben den acht ausgewählten Messorten im Fahrzeug wurde ein weiterer Messpunkt jeweils direkt vor den Antennen aufgenommen. Die Ergebnisse der Immissionsmessung sind anhand ihrer Grenzwertausschöpfung in Bild 7 gezeigt.

Für die Immission im Fahrzeug kann zusammenfassend festgestellt werden, dass der Einbauort der Sendeantenne einen starken Einfluss auf die vorherrschenden Feldstärken im Fahrerraum hat. So wurden bei der ITS-G5-Variante, die die Di-Patch-Antenne direkt im Fahrerraum an der Frontscheibe enthält, deutlich höhere Immissionen ermittelt als bei

der Dachvariante. Die von der Dachantenne verursachten Feldstärken werden erwartungsgemäß durch Karosserie und Fahrzeugscheiben stark gedämpft. Die elektrische Feldstärkeimmission direkt vor der Dachantenne außerhalb des Fahrzeugs ist durchschnittlich um den Faktor 65 höher als die im Fahrzeuginneren erfassten Werte. Der höchste Immissionswert wurde im Fahrzeug direkt vor dem Di-Patch an der Frontscheibe mit 9,2 V/m ermittelt. Dies entspricht einer maximalen Grenzwertausschöpfung von 15,1 %. Um eine Exposition durch ITS-G5 im Sinne des Bevölkerungsschutzes im Fahrzeug zu minimieren, sollten die Sendeantennen möglichst nicht direkt im Fahrzeuginnenraum, indem sich Personen aufhalten, angebracht werden. Während der vorgestellten Messreihen wurden allerdings keine Grenzwertüberschreitungen bzgl. der Referenzwerte für die Allgemeinbevölkerung festgestellt.



**Bild 6:** ITS-G5-Messaufbau für Immissionserfassung im KFZ: Antenne MGW-303 auf Fahrzeugdach und Di-Patch-Antenne an Frontscheibe (links), Skizze der acht vordefinierten Messpunkte im Fahrzeuginnenen (rechts)



**Bild 7:** Ergebnisse der Immissionsbewertung durch eine ITS-G5-OBU im KFZ mit verwendeter Dachantenne MGW-303 und Di-Patch-Antenne an der Frontscheibe. Die maximale Grenzwertausschöpfung für die Allgemeinbevölkerung beträgt 15,1 %.

## 5 Abschluss

Im Rahmen des vernetzten Fahrens wird in Europa zukünftig die V2X-Kommunikationstechnologie ITS-G5 eingesetzt, die die Exposition der Allgemeinbevölkerung im Verkehr maßgeblich erhöhen wird. Um die Immission durch den neuen Funkstandard vor dessen flächendeckender Einführung abschätzen zu können, wurde erstmalig ein speziell auf ITS-G5 angepasstes Mess- und Bewertungsverfahren entwickelt. Mit Hilfe des Messgerätes Narda SRM-3006 und eines Korrekturfaktors zur Berücksichtigung des standard-spezifischen Puls-Pausen-Verhältnisses können die zeitlich gemittelten elektrischen Feldstärken des ITS-G5-Signals ermittelt und hinsichtlich ihrer Grenzwertausschöpfung bezüglich der ICNIRP-Referenzwerte bewertet werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden sowohl in einer abgeschirmten Messkammer, als auch an typischen Aufenthaltsorten von Personen in einem PKW die Exposition durch ITS-G5 ermittelt. Es wurde eine maximale Grenzwertausschöpfung von 15,1 % erfasst. Der vorliegende Beitrag stellt ein neues, funkdienstspezifisches Verfahren bereit, um Expositionsmessungen der neuen V2X-Funktechnologie ITS-G5 auch in anderen Umgebungen oder Anwendungsszenarien zuverlässig und praktikabel durchführen zu können.

## 6 Literatur

- [1] IEEE: Std. 802.11p - 2010 Part11 Amendment 6, IEEE Standard, 2010
- [2] Narda Safety Test Solutions: Operating Manual SRM-3006, [www.narda-sts.com](http://www.narda-sts.com)
- [3] ICNIRP: Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz), Health Physics: vol. 74, no. 4, 1998, S. 494 - 522
- [4] ETSI: EN 302 663 (V1.2.1), Europäische Norm, 2014
- [5] ETSI: EN 302 637 - 2 (V1.3.1), Europäische Norm, 2014
- [6] Cohda Wireless: MK5 OBU Specification, [www.cohdawireless.com](http://www.cohdawireless.com)
- [7] M. Wuschek: Measuring RF Electromagnetic Fields at Mobile Communications Base Station and Broadcast Transmitter Sites, Narda Safety Test Solutions, 2019
- [8] H. Keller: Principles of the Selective Radiation Meter SRM-3006, Application Note, 22.12.2009
- [9] H. Keller: Bewertung rauschartiger Impulse moderner Kommunikationssysteme, Jahrestagung des Fachverbandes für Strahlenschutz e.V., 2011, S. 209 - 223
- [10] M. A. Hein et. al.: Emulation of virtual radio environments for realistic end-to-end testing for intelligent traffic systems, 2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Heidelberg, 2015, S. 1 - 4
- [11] Cohda Wireless: MK5 RSU Specification, [www.cohdawireless.com](http://www.cohdawireless.com)
- [12] Mobile Mark: MGW-303 Series Antennas – Patterns, [www.mobilemark.com](http://www.mobilemark.com)
- [13] Mobile Mark: ECO6-5500 Series Antennas – Patterns, [www.mobilemark.com](http://www.mobilemark.com)
- [14] J. Singh, R. Stephan, M. A. Hein: Low-Profile Wideband Differentially Fed Di-Patch Antenna Closely Above Metallic Ground, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 5, Mai 2019, S. 976 - 980
- [15] J. Singh, R. Stephan, M. A. Hein: Strahlungselement, Deutsches Patent- und Markenamt, Appl. 10 2017 011 225.8, 30.11.2017

# Untersuchungen zur korrekten Immissionserfassung von gepulsten Signalen mit dem SRM-3006 am Beispiel von 5G

M. Sc. Thomas Kopacz, RWTH Aachen, Deutschland

Dr.-Ing. Christian Bornkessel, TU Ilmenau, Deutschland

Dipl.-Ing. Sascha Schießl, RWTH Aachen, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Dirk Heberling, RWTH Aachen / Fraunhofer FHR, Deutschland

## 1 Abstract

Hinsichtlich der Entwicklung eines Messverfahrens zur Bestimmung der Immission bei höchster betrieblicher Anlagenauslastung von 5G-Basisstationen ist der SS/PBCH Block (SSB) ein geeigneter Kandidat für eine Hochrechnung. Im vorliegenden Beitrag wird die Eignung der verschiedenen Betriebsarten des SRM-3006 hinsichtlich einer korrekten Immissionserfassung von stark gepulsten Signalen anhand eines WLAN-Bakensignals sowie eines gepulsten Sinussignals, das vom Zeitverlauf einen 5G-SSB nachbildet, analysiert und Auswirkungen auf die praktische Messdurchführung beschrieben.

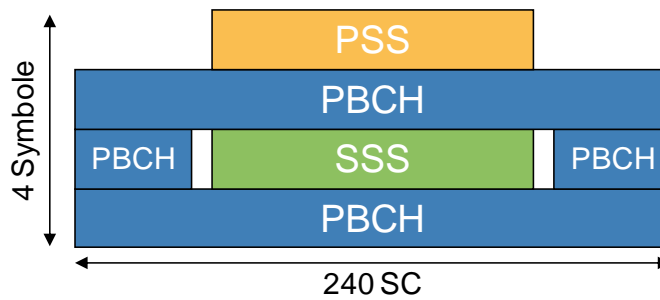
## 2 Hintergrund und Motivation

Im Zuge der Weiterentwicklung des Mobilfunks werden derzeit erste Basisstationen der fünften Generation 5G ausgerollt. Wie bei den bisherigen Mobilfunkstandards der 2. bis 4. Generation (GSM, UMTS, LTE) soll es gemäß der 26. BImSchV [1] auch bei 5G möglich sein die Immission bei höchster betrieblicher Anlagenauslastung bestimmen zu können. Wie bei 2G bis 4G soll sie basierend auf definiert abgestrahlten Signalen ermittelt werden, die unabhängig von der Verkehrslast sind und die somit eine Extrapolation auf maximale Auslastung ermöglichen. Ein möglicher Kandidat dafür ist der sogenannte Synchronization Signal Block (SS/PBCH Block oder SSB). Im Rahmen dieser Arbeit wird basierend auf dem Immissionsmessgerät SRM-3006 von Narda Safety Test Solutions untersucht, in welchen Betriebsarten und mit welchen Messparametern der SSB korrekt gemessen werden kann.

### 2.1 Physical Layer bei 5G

Wie bereits bei LTE ist das 5G-Signal OFDM-moduliert, d.h. es besteht aus einer Vielzahl von schmalbandigen Trägern. Der Trägerabstand ist hierbei flexibel zwischen 15 kHz (wie bei LTE) und 240 kHz einstellbar [2]. Im Folgenden wird ein Trägerabstand von 30 kHz angenommen, dabei beträgt die Symboldauer ca. 35,7  $\mu$ s. Der größte Unterschied zu LTE ist die Verwendung aktiver Antennen, die Beamforming erlauben. Damit ist es möglich verschiedene Signale mit verschiedenen Abstrahlcharakteristika der Antenne, d.h. auch in unterschiedliche Richtungen abzustrahlen.

Zum Einbuchten von Endgeräten in die Zelle, sendet die Basisstation periodisch den Synchronization Signal Block (SS/PBCH Block, SSB) aus – auch im Leerlauf. Der SSB hat wie in Bild 1 dargestellt eine Dauer von vier Symbolen im Zeitbereich (142,9  $\mu$ s) und



**Bild 1:** Darstellung eines SSB bestehend aus 4 Symbolen im Zeitbereich und maximal 240 Unterträgern (SC) im Frequenzbereich.

je nach Symbol eine Breite von 127 bis maximal 240 Unterträgern (Subcarrier, SC) im Frequenzbereich [2], was bei dem angenommenen Trägerabstand von 30 kHz einer Bandbreite von 7,2 MHz entspricht. Die vier Symbole setzen sich aus den Signalen PSS (Primary Synchronization Signal), SSS (Secondary Synchronization Signal) und PBCH (Physical Broadcast Channel) zusammen. Im einfachsten Fall wird der SSB analog zu den bisherigen Mobilfunkgenerationen mittels eines statischen Beams abgestrahlt, der den kompletten Zellsektor versorgt. In diesem Fall besteht das SSB Burst Set lediglich aus einem SSB. Für das Sub-6-GHz-Band sind bis zu acht Beam-Ausrichtungen für den SSB möglich. In diesem Fall besteht das zugehörige SSB Burst Set aus 8 SSBs, die mit diskret einstellbarer Periodizität abgestrahlt werden. Standardmäßig beträgt sie 20 ms [3].

## 2.2 Funktionsweise des SRM-3006 und Auswirkungen auf vorliegende Aufgabenstellung

Für die Immissionsmessungen wird das Messgerät SRM-3006 von Narda Safety Test Solutions inklusive einer dreiachsigen E-Feld-Messantenne für den Frequenzbereich 420 MHz bis 6 GHz ausgewählt. Dabei handelt es sich um einen FFT-Analysator, der die Messung im Zeitbereich durchführt. Für die nachfolgenden Untersuchungen werden die drei Betriebsarten Spectrum, Level Recorder sowie Scope verwendet.

Zur Vereinfachung wird zunächst angenommen, dass die Messungen einachsigermaßen erfolgen, d.h. ohne automatische Umschaltung der drei orthogonalen Achsen der Messsonde. Im Messmodus Spectrum wird das zu vermessende Spektrum je nach Größe im Sinne eines Überlagerungsempfängers in mehrere Frequenzbänder unterteilt, für die dann jeweils eine Messung im Zeitbereich vorgenommen wird [4]. In diesem Messmodus kann das Messgerät zu einem bestimmten Zeitpunkt somit lediglich die Immission des momentan eingestellten Frequenzbands messen. Des Weiteren ist das Messgerät während der Umschaltzeiten zwischen den zu vermessenden Frequenzbändern sowie aufgrund von Nachverarbeitungsschritten „blind“ gegenüber dem aktuellen Signal [5]. Signale, die in diese „Blindzeit“ fallen, können folglich nicht erfasst werden. Die Zeit pro Messdurchlauf (Sweep-Zeit) lässt sich deutlich reduzieren, wenn der Span so eingestellt wird, dass das Spektrum mit lediglich einer FFT bestimmt werden kann. Dies hat insbesondere bei stark gepulsten Signalen mit einem sehr geringen Duty Cycle den Vorteil, dass die Pulse verglichen mit dem Fall mehrerer zu messender Frequenzbänder mit einer höheren Wahrscheinlichkeit „getroffen“ werden können. Für das Videofilter, das zur zeitlichen Glättung von rauschartigen Signalen (RMS-Wert) verwendet wird, werden beim SRM-3006 mehrere FFT-Fenster zu 75 % überlappt und auf diese Weise ein Mittelwert gebildet [5]. Im Falle eines stark gepulsten Signals muss dieses je nach Sweep-Zeit und

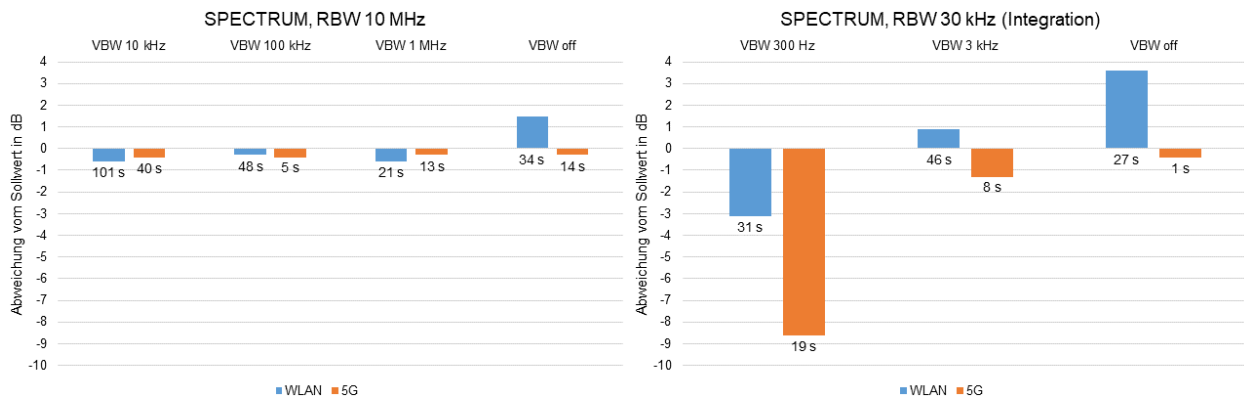
Blindzeiten nicht zwingend in jedem FFT-Fenster enthalten sein, so dass hier theoretisch ein zusätzlicher Fehler entstehen kann.

In den Betriebsarten Level Recorder und Scope wird das Signal unmittelbar im Zeitbereich analysiert; somit entfallen die FFT-Nachverarbeitungszeiten des Messmodus Spectrum. Des Weiteren entfallen Umschaltungen zwischen aufeinanderfolgenden Frequenzbändern, weil die Messung auf einer festen Frequenz mittels eines Analysefilters mit einer festen Bandbreite erfolgt. Somit handelt es sich um eine zeitlich lückenlose Signalerfassung. Die Bandbreite des Analysefilters sollte bei der Messung möglichst die gesamte Signalbandbreite abdecken, um die Immission pegelrichtig erfassen zu können. Im Falle einer dreiachsigen Messung, die beim SRM-3006 automatisch erfolgen kann, kommen Umschaltzeiten zwischen den Messachsen von jeweils 20 ms hinzu [5]. Außerdem kann die triaxiale Messsonde während der Messung einer Raumachse nicht simultan die Immission der anderen Raumachsen messen. Für gepulste Signale hat dies zur Konsequenz, dass ein Puls in einem Durchlauf nicht zwingend von allen Messachsen aufgenommen werden muss. Nachfolgend beschriebene Messungen wurden zunächst einachsig durchgeführt.

### **3 Labormessungen zur Untersuchung der Betriebsarten des SRM-3006**

Für die Untersuchungen, wie das SRM-3006 in verschiedenen Betriebsarten mit stark gepulsten und ggf. mit einem Crest-Faktor behafteten Signalen zurechtkommt, wurden zwei gepulste Signale vermessen: Im ersten Aufbau wurde das Bakensignal eines im Leerlauf betriebenen WLAN Access Points FRITZ!Box WLAN 3050 gemessen (550  $\mu$ s Pulsbreite, 100 ms Periodizität, 14 MHz 10-dB-Signalbandbreite). Im zweiten Messaufbau wurde das Ausgangssignal eines Signalgenerators Agilent N9310A gemessen, der ein gepulstes Sinussignal erzeugte, das vom zeitlichen Verlauf einem SSB (143  $\mu$ s) pro Periode (20 ms) entspricht [2][3]. Verglichen wurden die Messwerte mit Sollwerten, die durch Messungen mit dem Laborspektrumanalysator ESR-7 von Rohde & Schwarz (für WLAN) sowie durch Messungen des ungepulsten Sinussignals (5G) gewonnen wurden. Die Messungen zeigen, dass in allen untersuchten Betriebsarten des SRM-3006 in Abhängigkeit von den weiteren Einstellungen Messergebnisse ermittelt werden können, die nah am Sollwert liegen.

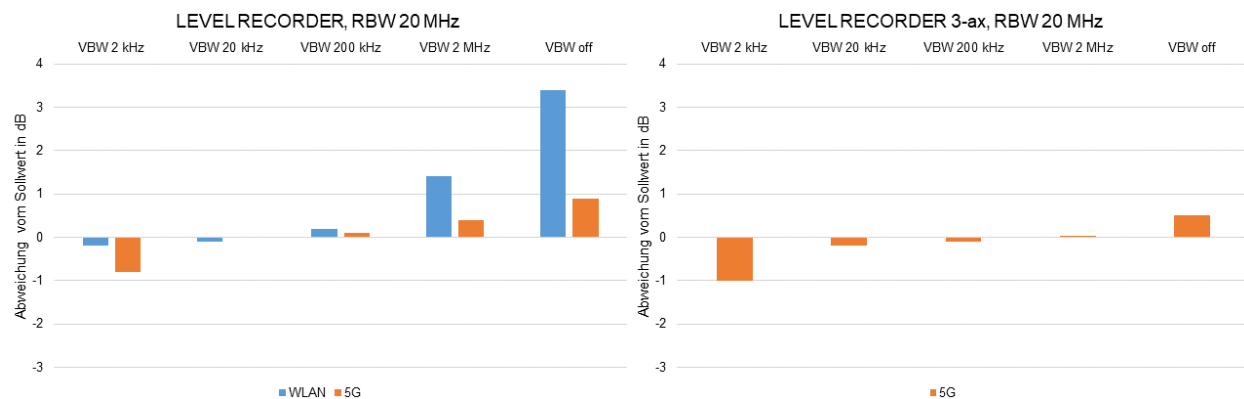
Bei der Betriebsart Spectrum (siehe Bild 2) werden teilweise bereits nach kurzer Zeit die Pulse detektiert, jedoch kommt es erst nach Messzeiten von bis zu einigen 10 Sekunden zu Messwerten, die nah am Sollwert liegen. Dabei liefern die Messungen mit einer hohen Auflösebandbreite von 10 MHz deutlich geringere Abweichungen vom Sollwert als die mit einer geringen Auflösebandbreite von 30 kHz und anschließender spektraler Integration. Während der Messungen kommt es dabei teilweise zu plötzlichen Sprüngen der Messwerte um mehrere dB nach oben, weil die Pulse aufgrund ungünstiger Kombinationen von Sweep-Zeiten und Pulsperiodizität erst nach mehreren Durchläufen korrekt erfasst werden. Die Messdauer zur Erlangung eines stabilen Messwertes hängt sehr stark von den Messeinstellungen ab, insbesondere aber von der Videofilterbandbreite. Beim SSB-ähnlichen Signal kommt es trotz der schmalen Pulse jedoch zu niedrigeren Messdauern, da die Pulse gegenüber dem WLAN-Signal fünfmal häufiger auftreten.



**Bild 2:** Betriebsart Spectrum - Abweichungen der Messungen des WLAN-Signals (blau) und 5G-Signals (orange) vom Sollwert in Abhängigkeit von der Videofilterbandbreite (VBW) für eine hohe Auflösebandbreite von 10 MHz (linker Teil) sowie 30 kHz mit anschließender spektraler Integration (rechter Teil). Zusätzlich sind die zur Ermittlung eines stabilen Messwertes benötigten Zeiten angegeben.

Die Betriebsart, die am schnellsten korrekte Ergebnisse liefert, ist jedoch der Level Recorder bei gleichzeitiger Aktivierung des Videofilters mit den Bandbreiten RBW/10, RBW/100, RBW/1.000 und RBW/10.000 (entspricht VBW von 2 MHz bis 2 kHz, siehe linker Teil von Bild 3). Größere Videobandbreiten (z.B. RBW/10 bei WLAN) bzw. deaktivierte Videofilter führen hingegen zu Werten, die eher dem Peak-Detektor eines klassischen Spektrumanalysators entsprechen. Aufgrund der fehlenden Blindzeiten in dieser Betriebsart werden die korrekten Messwerte unmittelbar nach Beginn der Messung angezeigt. Auch die Betriebsart Scope, die ähnlich wie der Level Recorder arbeitet, liefert verlässliche Ergebnisse und scheint grundsätzlich für derartige Messungen geeignet zu sein. Allerdings ist damit lediglich eine einachsige Messung möglich.

Aufgrund der langen Messzeiten zur Ermittlung eines verlässlichen Messwertes ist die Verwendung der Schwenkmethode bei der Betriebsart Spectrum zur räumlichen Abtastung nicht geeignet. Auch die Durchführung von isotropen Messungen (automatisches Durchschalten aller Messachsen und Summation aller Beiträge) scheint bei diesen Betriebsarten nicht verlässlich anwendbar zu sein, da nicht davon ausgegangen werden kann, dass der Puls während der Messung jeder Achse auftritt. Anstatt der dreiachsigen Isotropmesssonde lassen sich an das SRM-3006 jedoch auch einachsige Antennen anschließen. Anders sieht die Problematik der Isotropmessung bei der Betriebsart Level Recorder aus: Aufgrund der kurzen Messdauer von 20 ms und der fehlenden Blindzeit ist ein räumliches Schwenken zur Maximalwertsuche möglich. Soll



**Bild 3:** Betriebsart Level Recorder - Abweichungen der Messungen des WLAN-Signals (blau) und 5G-Signals (orange) vom Sollwert in Abhängigkeit von der Videofilterbandbreite (VBW) für eine Auflösebandbreite von 20 MHz und eine einachsige Messung (linker Teil) sowie für eine dreiachsige Messung (rechter Teil, nur 5G).



zusätzlich isotrop gemessen werden ist zu beachten, dass bei jedem Umschalten eine Blindzeit von 20 ms hinzukommt, sodass ein Messdurchlauf insgesamt 120 ms dauert [5]. Eine derartige Messung mit dem SRM-3006 wurde für das SSB-ähnliche Signal durchgeführt. Die Ergebnisse in Bild 3 zeigen, dass auch diese Messung innerhalb kurzer Zeit verlässliche Werte für Videobandbreiten von RBW/10, RBW/100 und RBW/1.000 liefert, deren Abweichungen vom Sollwert maximal 0,2 dB betragen. Bei einem WLAN-Bakensignal hingegen liefert eine dreiachsige Messung per se falsche Ergebnisse, da die Pulsperiode mit 100 ms wesentlich größer ist als die Messzeit von 20 ms pro Achse

#### 4 Theoretische Überlegungen zur optimalen Wahl der Videobandbreite (VBW) im Betriebsmodus Level Recorder

Nachdem mit dem Level Recorder der optimale Messmodus beim Narda SRM-3006 identifiziert wurde, ist die optimale Wahl der Geräteeinstellungen der nächste Schritt für die korrekte Messung der Signale. Da es sich bei 5G-Sendesignalen aufgrund des verwendeten OFDM-Modulationsverfahrens um rauschähnliche Signale handelt, die Immissionsschutz-grenzwerte jedoch auf dem thermischen Äquivalent beruhen, ist zur korrekten Bewertung nicht der kurzfristig auftretende Maximalwert des Signals, sondern der leistungsbezogene Mittelwert maßgebend.

Zur Glättung der rauschartigen Signalschwankungen wird in einem bei Verwendung eines Laborspektrumanalysators in der Regel der RMS-Detektor eingesetzt, der die innerhalb der Verweildauer pro Pixel einlaufenden statistisch unabhängigen Mess-Samples leistungsbezogen mittelt und dem entsprechenden Bildschirmpixel als Ausgabewert zuordnet [6]. Der Narda SRM-3006 verfügt jedoch über keinen RMS-Detektor. Eine zeitliche Mittelung der rauschähnlichen Signalfluktuationen erfolgt im Modus Level Recorder alternativ durch ein Videofilter mit einstellbarer Videobandbreite (VBW). Die Signalglättung per Videofilter führt in einem Laborspektrumanalysator auf eine Unterbewertung um etwa 2,5 dB, da schaltungstechnisch das Videofilter hinter dem Logarithmierer realisiert ist; somit wird über den Logarithmus der Leistung gemittelt [5]. Aufgrund anderer schaltungstechnischer Realisierung erfolgt im SRM-3006 die Mittelung korrekt über lineare Leistungswerte.

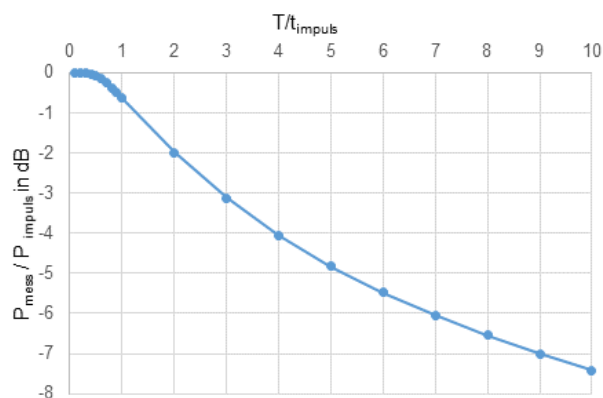
Gerade bei gepulsten, rauschartigen Signalen, wie z.B. den SSB-Bursts bei 5G, ist die Wahl der korrekten VBW von entscheidender Bedeutung für einen korrekten Anzeigewert. Denn über die VBW wird nach Gleichung 1 die Mittelungszeit  $T$  festgelegt [5]:

$$T = \frac{1}{\pi \cdot VBW} \quad (1)$$

Für die Wahl eines sinnvollen Wertebereiches für die Mittelungszeit und daraus resultierend für die VBW wird dabei von folgenden Grundüberlegungen ausgegangen: Einerseits darf die Mittelungsdauer im Verhältnis zur Pulsdauer des Pulses  $t_{\text{impuls}}$  nicht zu kurz sein, da ansonsten die Glättung der Signalfluktuationen des rauschähnlichen Signals nur unzureichend ist. Andererseits darf aber die Mittelungsdauer auch nicht zu groß werden, da ansonsten nicht nur über den Puls, sondern auch die nachfolgende Pause gemittelt und deswegen die Pulsamplitude unterbewertet wird. Dies würde generell bei Mittelungszeiten passieren, die länger als die Pulsdauer sind. Da im SRM-3006 ein Videofilter mit exponentieller Impulsantwort implementiert ist, ergibt sich die Unterbewertung der gemessenen Leistung  $P_{\text{mess}}$  im Vergleich zur „tatsächlichen“ mittleren Pulsleistung  $P_{\text{impuls}}$  nach [6] zu:

$$P_{mess} = P_{impuls} \cdot (1 - e^{-2\pi \cdot VBW \cdot t_{impuls}}) \quad (2)$$

In Bild 4 sind die Werte von  $P_{mess}/P_{impuls}$  für verschiedene Verhältnisse von Mittelungszeit zu Pulsdauer angegeben. Negative dB-Werte entsprechen dabei einer Unterbewertung. Die Auswertung von Gleichung 2 bzw. Bild 4 zeigt, dass für den Grenzfall einer Mittelungsdauer, die exakt der Pulsdauer entspricht, bereits eine Unterbewertung von etwa 0,6 dB existiert. Entspricht die Mittelungsdauer hingegen der halben Pulsdauer, beträgt die Unterschätzung nur noch 0,1 dB. Allerdings wird die reduzierte Unterschätzung mit einem Fehler bei der Glättung der Signalfluktuationen erkauft, da nicht mehr alle Messwerte des Pulses in die Mittelung eingehen, sondern nur noch die Hälfte. Zu vermeiden sind hingegen deutlich über der Pulsdauer liegende Mittelungszeiten, da diese wie in Bild 4 dargestellt zu erheblichen Unterbewertungen führen können. Je nach Pulslänge bzw. Anzahl aufeinanderfolgender OFDM-Symbole mit gleicher Amplitude lässt sich damit die im Sinne einer pegelrichtigen Immissionsmessung optimale Videobandbreite ableiten.



**Bild 4:** Unterbewertung eines gepulsten Hochfrequenzsignals mit rauschartig schwankender Momentanleistung im Puls als Verhältnis zwischen gemessener Leistung und mittlerer Leistung in Abhängigkeit von Pulsdauer und Mittelungszeit für ein Videofilter mit exponentieller Impulsantwort, nach Gleichung 2.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Im Zuge des 5G-Rollouts ergibt sich Notwendigkeit der Entwicklung eines Mess- und Hochrechnungsverfahrens zur Bestimmung der Maximalimmission von 5G-Basisstationen, die der Immission bei höchster betrieblicher Anlagenauslastung entspricht. Als Basis für eine Hochrechnung bei 5G kann der SS/PBCH-Block (SSB) verwendet werden. Der rauschähnliche SSB weist eine Länge von 142,9  $\mu$ s auf und wird periodisch mit standardmäßig 20 ms abgestrahlt.

Basierend auf dem Immissionsmessgerät SRM-3006 von Narda Safety Test Solutions wurden unter Berücksichtigung von dessen Funktionsweise die Eignung der Betriebsmodi Spectrum sowie Level Recorder für verschiedene Videobandbreiten bei Speisung mit einem WLAN-Bakensignal sowie eines hinsichtlich des zeitlichen Verlaufs dem SSB ähnlichen gepulsten Sinussignal untersucht. Dabei hat sich bereits bei einachsigen Messungen ohne Umschaltzeiten der Antenne gezeigt, dass der Betriebsmodus Spectrum aufgrund der langen Sweep- und Blindzeiten die Pulse erst nach einigen zehn Sekunden überhaupt erfassen konnte. Bei einer kleinen Auflösungsbandbreite (RBW) und anschließender spektraler Integration kam es zusätzlich zu teilweise signifikanten

Fehlbewertungen des Signalpegels. Im Modus Level Recorder wurden die Pulse aufgrund der mit 20 ms geringeren Sweep-Dauer umgehend erkannt und pegelrichtig dargestellt. Selbst eine dreiachsige Messung des SSB-ähnlichen Signals führte zu plausiblen Ergebnissen, sodass sich dieser Modus prinzipiell auch für Feldmessungen und ein Schwenken der Sonde zur räumlichen Maximalwertsuche eignet.

Hinsichtlich des Einflusses des nachgeschalteten Videofilters des SRM-3006, das analog zu einem RMS-Detektor bei einem Laborspektrumanalysator eine zeitliche Glättung des stark fluktuierenden Signals durchführt, wurde ein Zusammenhang zwischen Unterbewertung der Immission und Pulsdauer des SSB bzw. Mittelungsdauer des Videofilters abgeleitet, wonach die Mittelungsdauer etwa zwischen einer ganzen und einer halben Pulsdauer liegen soll, um das Optimum zwischen Unter- und Überbewertung des Pegels zu erreichen. Der theoretische Zusammenhang ist anhand von Feldmessungen unter möglichst definierten Bedingungen zu validieren. Mittelfristig werden die bis dato frequenzselektiv durchgeführten Messungen durch codeselektive Messungen zu ersetzen sein, wenn die 5G-Zellen eine realistische Zellauslastung aufweisen und das SSB-Spektrum zusätzlich durch Verkehr belegt sein wird.

## Literatur

- [1] Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV). Verordnung über elektromagnetische Felder in der Fassung der Bekanntmachung vom 14. August 2013 (BGBl. I S. 3266)
- [2] 3GPP TS 38.211, 5G; NR; Physical channels and modulation, Version 15.3.0, Rel. 15
- [3] 3GPP TS 38.213, 5G; NR; Physical layer procedures for control, Version 15.3.0, Rel. 15
- [4] Helmut Keller: Principles of the Selective Radiation Meter SRM-3006, Application Note, Narda Safety Test Solutions GmbH, 22.12.2009
- [5] Helmut Keller: Bewertung rauschartiger Impulse moderner Kommunikationssysteme, NIR 2011, *Jahrestagung des Fachverbandes für Strahlenschutz e.V. (2011)*, S. 209-223.
- [6] Christoph Rauscher: Grundlagen der Spektrumanalyse, Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 4. Auflage, München (2008).



# Konzept und Messungen für ein Smartphone-basiertes Immissions-Monitoring-System

Dipl.-Ing. Sascha Schießl, RWTH Aachen, Deutschland

B. Sc. Tam Ta, RWTH Aachen, Deutschland

M. Sc. Thomas Kopacz, RWTH Aachen, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Dirk Heberling, RWTH Aachen / Fraunhofer FHR, Deutschland

## 1 Motivation und Hintergrund

Das Immissions-Monitoring elektromagnetischer Felder gehört zu einem verantwortungsvollen Technikfolgenmanagement beim Betrieb von Mobilfunknetzen. Die Realisierung eines flächendeckenden und kontinuierlichen Monitorings ist jedoch aufgrund des mit herkömmlichen Methoden verbundenen Aufwands nicht möglich. Abhilfe könnte ein Crowdsourcing-basierter Ansatz schaffen, der auf die Erhebung von Messdaten mittels Standard-Smartphones setzt. Der vorliegende Kongressbeitrag beschreibt wie ein derartiges Monitoring-Konzept aussehen kann und welche Herausforderungen es bei einer Umsetzung eines solchen zu meistern gilt. Außerdem werden messtechnische Vergleiche zwischen Smartphone-Messungen und denen eines frequenzselektiven Feldstärkemessgeräts präsentiert.

Der klassische Ansatz zur Durchführung von Immissionsmessungen ist der Einsatz von professionellem Messequipment und fachkundigem Personal, was beides mit einem hohen Kosten- und Zeitaufwand verbunden ist. Gleichzeitig ist es nicht möglich zeitlich kontinuierlich und flächendeckend zu messen. Stattdessen wird in der Regel eine begrenzte Anzahl einzelner Messpunkte zu diskreten Zeitpunkten erfasst. Langzeitmesssysteme wie etwa das Automatische Messsystem (AMS) der Bundesnetzagentur [2] liefern zwar Messdaten über 24 Stunden, können aber nicht zuletzt zum Schutz vor Vandalismus nur an nicht allgemein zugänglichen Orten platziert werden, wodurch die Messungen letztlich an weniger relevanten Orten aufgezeichnet werden.

Ein innovativer Ansatz zur Lösung dieser Probleme stellt eine Crowdsourcing-basierte Erfassung von Immissionsdaten mithilfe von gewöhnlichen Smartphones dar, wie sie in [3] grob skizziert wurde.

## 2 Konzept

Ein derartiges Konzept beruht auf der Tatsache, dass Mobilfunkendgeräte zum Einbuchen in eine Funkzelle und zur Aufrechterhaltung der Verbindung regelmäßig Empfangsparameter erfassen, die mit der Feldstärke des Mobilfunk-Downlinks und somit auch mit der Immission verwandt sind. Zwar ist die Einzelmessung eines Smartphones mit größeren Unsicherheiten behaftet, vor allem wenn der Einfluss des Nutzers hinzukommt, als es beim Einsatz eines dezidierten Feldstärkemessgeräts der Fall ist, aber dafür lassen sich Messwerte in wesentlich größerer Zahl erfassen. Hierfür kommt das sogenannte Crowdsourcing zum Einsatz, bei dem die Datenerhebung von wenigen Fachleuten auf

eine große Zahl von Laien übertragen wird, die mit ihren Smartphones Messwerte aufzeichnen. Grundsätzlich kann dies mit aktiver Mitwirkung des Nutzers geschehen, der einzelne Messungen startet, oder aber nach entsprechender Zustimmung kontinuierlich im Hintergrund erfolgen. Werden diese Messwerte von einer großen Menge an Endgeräten und in kurzen Zeitabständen aufgezeichnet, lassen sich diese Daten zentral sammeln und auswerten. Auf diese Weise fallen die Unsicherheiten der Einzelmessung weniger ins Gewicht und es kann eine höhere Datenqualität gewonnen werden. Eine spezielle App kann die Messdaten erfassen, zwischenspeichern und an einen Cloud-Dienst weitergeben. Dort können die Daten aufbereitet und ausgewertet werden. Zu erfassen sind, neben den Messwerten selbst, der Zeitpunkt und die genaue Position der Messung. Weitere Informationen über den Nutzungszustand können helfen den möglichen Einfluss des Nutzers abzuschätzen.

### **3 Vorteile eines auf Smartphones basierenden Monitoring-Konzepts**

Die wesentlichen Vorteile eines derartigen Ansatzes sind offensichtlich: Es ist weder besonders geschultes Personal notwendig noch muss spezielle Mess-Hardware beschafft werden, da Smartphones ohnehin vorhanden und weit verbreitet sind. Sie bieten außerdem den Vorteil, dass sie durch Neuanschaffungen der Nutzer technisch stets auf dem neuesten Stand gehalten werden und somit auch die aktuellen Funkdienste erfassen können. Damit entfallen die entsprechenden Kosten und Verzögerungen, die es bei der Einführung neuer Immissionsmesstechnik häufig gibt.

Aufgrund der Tatsache, dass sich Smartphones in der Regel stets in der Nähe ihrer Nutzer befinden, werden die Messdaten dort erhoben, wo es relevant ist, nämlich an Orten, an denen sich Personen aufhalten. Es entfällt außerdem das Problem, dass in Bereichen mit beschränkten Zugangsmöglichkeiten in der Regel keine Immissionsmessungen vorgenommen werden können.

Nicht zuletzt lässt sich auf diese Weise eine annähernd kontinuierliche Messung über Raum und Zeit realisieren, die zwar nicht lückenlos ist, aber dennoch wesentlich dichter als es mit herkömmlichen Methoden möglich wäre.

### **4 Herausforderungen**

Trotz der genannten Vorteile gibt es einige Herausforderungen zu bewältigen, um verwertbare Ergebnisse zu erzielen. Zum einen wird eine ausreichend große Nutzerbasis benötigt, die bereit ist die benötigten Daten von ihrem Smartphone erfassen zu lassen. Hierfür sind ggf. entsprechende Anreize zu schaffen, z. B. indem der Nutzer für die Bereitstellung eine andere erstrebenswerte Funktionalität erhält. Außerdem ist sicherzustellen, dass die Erfassung datenschutzkonform erfolgt und ein Missbrauch der Daten, die auch die Erstellung von Bewegungsprofilen ermöglichen könnte, auszuschließen.

Jenseits dieser Rahmenbedingungen zum Aufbau eines solchen Monitoring-Systems müssen zwei Hauptfragen beantwortet werden:

1. Wie hängen die Messparameter des Smartphones mit der Immission zusammen?

2. Wie kann die Menge der gesammelten Daten ausgewertet werden, um zu einer höheren Genauigkeit gegenüber der Einzelmessung zu kommen?

Schließlich sind die verbleibenden Ungenauigkeiten abzuschätzen und zu bewerten.

## 5 Messparameter bei heutigen Mobilfunkstandards

Ein wesentlicher vom Smartphone erfasster Messwert bei LTE ist die sogenannte Reference Signal Received Power (RSRP) [4], die auf der Messung des permanent und mit konstanter Sendeleistung ausgestrahlten Referenzsignals beruht. Die heute verbreitete Methode zur auslastungsunabhängigen Immissionsbestimmung im LTE-Downlink setzt ebenfalls auf die Erfassung dieses Werts [1] und ermöglicht bei bekannten Anlagenparametern, wie etwa der Kanalbandbreite, eine Hochrechnung auf Maximalimmission bei Anlagenvollauslastung. Ein wesentlicher Unterschied besteht jedoch darin, dass Mobilfunkendgeräte lediglich die Leistung am Empfängereingang bestimmen, nicht aber die zugrundeliegende Feldstärke, die an der Antenne vorliegt. Der Antennenfaktor ist für die Funktion des Endgeräts nicht erforderlich und deshalb unbekannt.

Bei UMTS gibt es mit der Received Signal Code Power (RSCP) [4] eine ähnliche Messgröße wie bei LTE, die die Leistung des permanent und mit konstanter Leistung ausgesendeten Pilotkanals (Primary Common Pilot Channel (P-CPICH)) bestimmt. Bei der auslastungsunabhängigen Immissionsbestimmung im UMTS-Downlink wird dieser Kanal codeselektiv aus dem gesamten UMTS-Signal extrahiert und die durch ihn verursachte Feldstärke bestimmt. Bei bekanntem Verhältnis von gesamter Sendeleistung bei Vollauslastung der Funkzelle und der Leistung des Pilotkanals ist somit eine Hochrechnung auf Anlagenvollauslastung möglich.

Bei GSM hingegen gibt es keine codeselektive Messgröße, die von den Endgeräten erfasst wird. Hier wird mit dem Received Signal Strength Indicator (RSSI) [4] die Leistung auf dem sogenannten Broadcast Control Channel (BCCH) gemessen, wobei sämtliche Leistung einbezogen wird, unabhängig davon aus welcher Quelle diese stammt. Da bei GSM jedoch die Frequenzen an einem Ort immer nur von einer Funkzelle belegt sein können, kann eine einzelne Funkanlage als Quelle angesehen werden. Die Sendeleistung des BCCH ist konstant. Dies wird auch in der Immissionsmesstechnik genutzt, um die Maximalimmission zu ermitteln. Es wird die Feldstärke auf dem BCCH bestimmt und anhand der zusätzlich genutzten Traffic Channels (TCH) auf Vollauslastung der Funkzelle hochgerechnet.

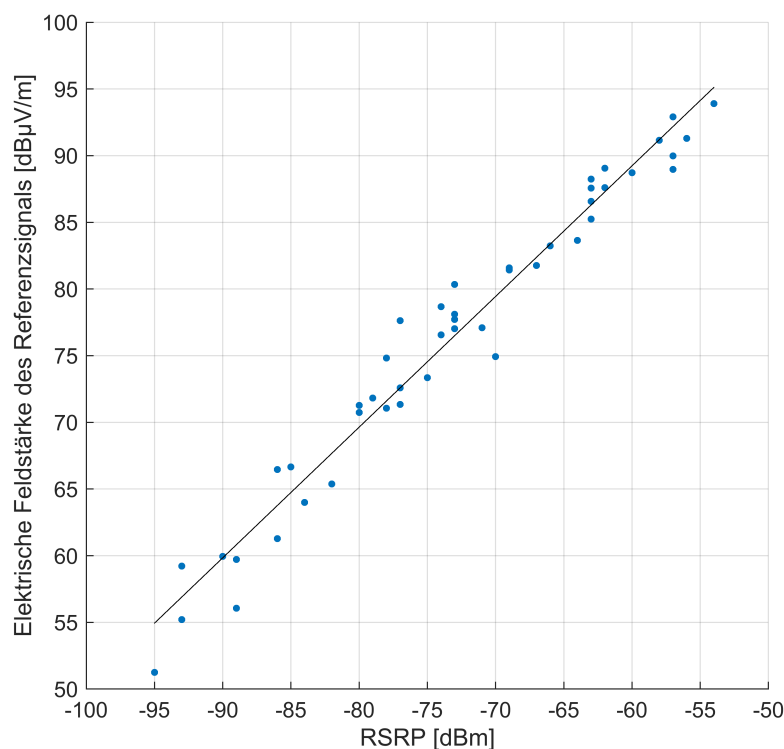
Die folgenden Messungen zeigen einen Vergleich zwischen den mit dem selektiven Feldstärkemessgerät SRM-3006 von Narda und einem bzw. mehreren Smartphones erfassten Messwerten, um auf den unbekanntem Umrechnungsfaktor zu schließen.

## 6 Messungen

Ziel der Messungen ist es für die Funkdienste LTE, UMTS und GSM zu demonstrieren, dass sich bei einer ausreichenden Anzahl an Messungen ein konstanter Umrechnungsfaktor von Smartphone-Messwert zur Feldstärke finden lässt. Hierfür wurden das Smart-

phone und die Messantenne des SRM-3006 nacheinander für eine Minute im gleichen Messvolumen geschwenkt und der jeweils aufgetretene Maximalwert der Feldstärke des jeweiligen Messsignals und des Smartphone-Messwerts festgehalten. Da es sich bei allen Messungen um auslastungsunabhängige Messgrößen handelt, sind Abweichungen aufgrund der sequenziellen Abfolge der Messungen nicht zu erwarten. Um den Nutzereinfluss für diese Untersuchung zunächst zu minimieren wurde das Smartphone auf einem Klemmbrett liegend durch das Messvolumen bewegt.

Bild 1 zeigt für LTE das Ergebnis aus 46 Messungen mit einem Smartphone vom Modell Huawei P10 im Vergleich zu den Feldstärkemessungen des SRM-3006. Die Messdaten wurden mit einer eigens entwickelten App aus dem Android-Betriebssystem ausgelesen und aufgezeichnet. Die Messungen decken einen Dynamikbereich von etwa 40 dB ab. Als mittlerer Umrechnungsfaktor zwischen RSRP und Referenzsignal ergibt sich bei Betrachtung des Medians 149,6 dB. Insgesamt reicht der Wertebereich des Umrechnungsfaktors von 144,9 dB bis 154,6 dB und überdeckt demnach insgesamt 9,7 dB. Das bedeutet, dass sich die Werte ziemlich genau um  $\pm 5$  dB vom Median unterscheiden. Die Gerade, die sich die Werte annähern besitzt nahezu die Steigung wie für einen konstanten Umrechnungsfaktor zu erwarten.

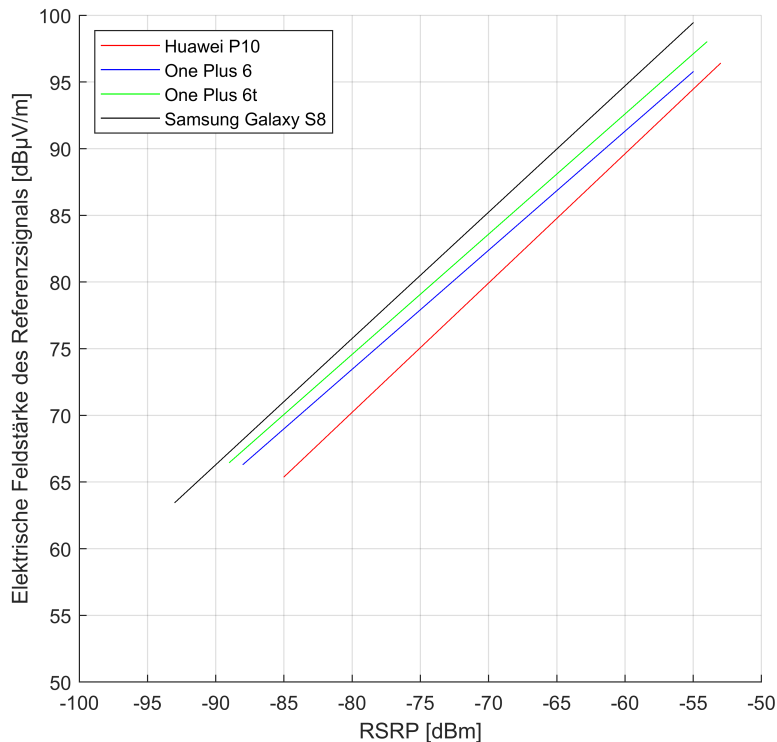


**Bild 1:** Vergleich des vom Smartphone erfassten RSRP mit dem durch ein Feldstärkemessgerät gemessenen Referenzsignal bei LTE

In Bild 2 werden Messungen von vier Smartphones im Vergleich gezeigt. Hierfür wurden an insgesamt 13 Punkten Messungen mit den Smartphones und dem SRM 3006 nacheinander durchgeführt. Die Geraden ergeben sich wie zuvor durch lineare Regression aus den Messwerten und zeigen Unterschiede für den Umrechnungsfaktor. Außerdem entsprechen die Steigungen der Geraden nicht dem Idealwert für einen konstanten Umrechnungsfaktor. Hier macht sich gegenüber der zuvor gezeigten Einzelmessung vermut-



lich die geringere Anzahl an Messwerten bemerkbar. Die mittleren Umrechnungsfaktoren reichen von 150,0 dB bis 155,0 dB.

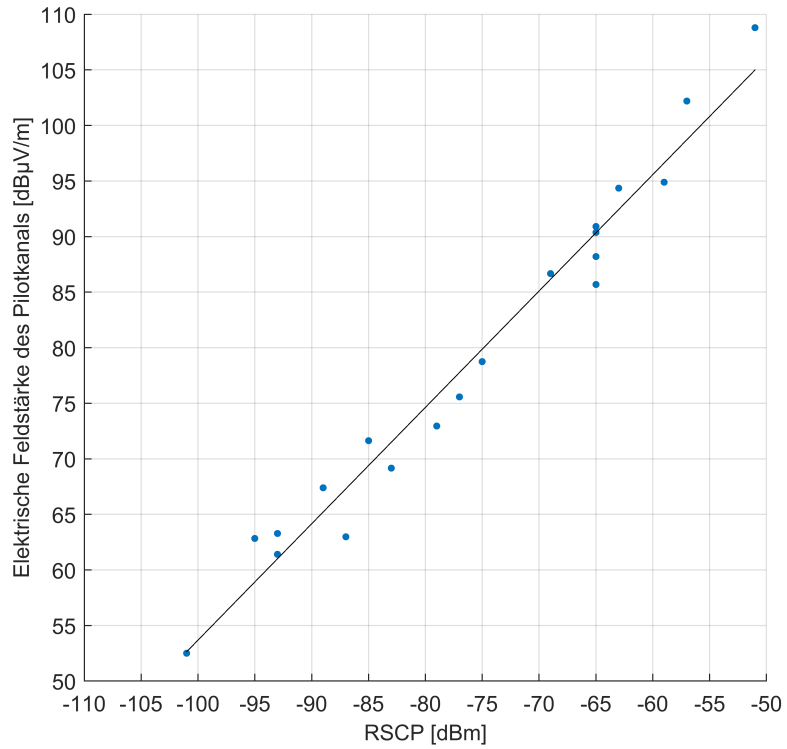


**Bild 2:** Vergleich des von vier unterschiedlichen Smartphones erfassten RSRP mit dem durch ein Feldstärkemessgerät gemessenen Referenzsignal bei LTE

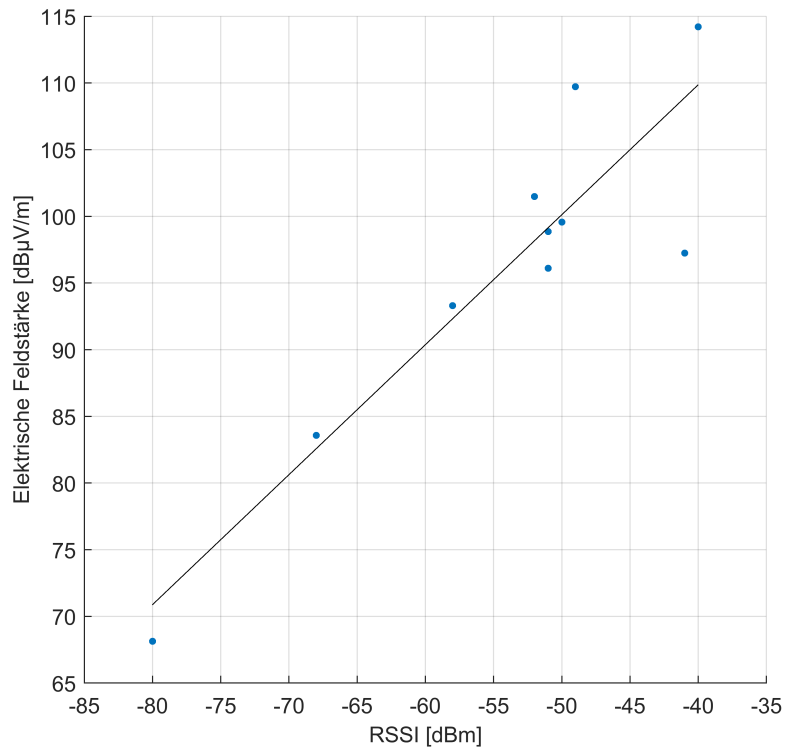
Die Ergebnisse für den Funkdienst UMTS sind in Bild 3 dargestellt. In diesem Fall wurden 20 Messwerte mit einem Smartphone vom Modell OnePlus 6 zum Vergleich mit der co-deselektiven Messung des SRM-3006 aufgenommen. Der Umrechnungsfaktor zwischen RSCP und elektrischer Feldstärke des Pilotkanals reicht von 150,0 dB bis 159,8 dB. Der Median liegt bei 154,9 dB. Es ergibt sich also wie zuvor bei LTE, dass die maximalen Abweichungen mit  $\pm 5$  dB um den Median liegen. Die bestimmte Regressionsgerade weicht von der idealen Steigung ab und ist geringfügig zu steil. Dies mag an der geringeren Anzahl an Messungen als bei der LTE-Messreihe liegen.

Bei GSM wurden 10 Messwerte mit dem Huawei P10 aufgezeichnet. Bild 4 gibt die Ergebnisse wieder. Für den Umrechnungsfaktor von RSSI zur elektrischen Feldstärke ergeben sich Werte von 138,2 dB bis 158,7 dB und somit eine Spanne von knapp über 20 dB, die doppelt so groß ist wie bei den Messungen von LTE und UMTS. Wird der Ausreißer mit 138,2 dB vernachlässigt, reduziert sich der Wertebereich auf etwas mehr als 11 dB und weicht nicht mehr ganz so stark von denen der LTE- und UMTS-Messungen ab. Der Median liegt bei 150,6 dB. Bildet man trotz der Abweichungen und der geringen Anzahl an Messpunkten eine Regressionsgerade, so liegt diese dennoch bereits relativ nah an der idealen Steigung für einen konstanten Umrechnungsfaktor.

Die Ergebnisse zeigen, dass mit einer hohen Anzahl an Messungen grundsätzlich eine Annäherung an einen mittleren konstanten Umrechnungsfaktor erreicht werden kann.



**Bild 3:** Vergleich des vom Smartphone erfassten RSCP mit dem durch ein Feldstärkemessgerät gemessenen elektrischen Feldstärke des Pilotkanals bei UMTS



**Bild 4:** Vergleich des vom Smartphone erfassten RSSI mit dem durch ein Feldstärkemessgerät gemessenen elektrischen Feldstärke des Kanals bei GSM

Dieser kann sich jedoch je nach Endgerät um einige dB unterscheiden. Es wäre durch weitere Untersuchungen zu ermitteln, ob diese Unterschiede modellspezifisch sind oder ob sie vom individuellen Gerät abhängen und einer Serienstreuung unterliegen. Abhängig davon wäre zum Beispiel grundsätzlich eine näherungsweise Kalibrierung für gängige Smartphone-Modelle denkbar.

## 7 Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde ein Konzept für ein Immissions-Monitoring vorgestellt, das auf einem Crowdsourcing-basierten Ansatz unter Nutzung von Standard-Smartphones beruht. Die Vorteile und Herausforderungen bei einer Umsetzung wurden diskutiert. Anhand von Messdaten von Smartphones im Vergleich mit einem frequenzselektiven Feldstärkemessgerät konnte gezeigt werden, dass sich ein mittlerer Umrechnungsfaktor ermitteln lässt, der sich jedoch offensichtlich für verschiedene Modelle unterscheiden kann.

## Literatur

- [1] BORNKESSEL, C.: *Immission measurements in the vicinity of LTE base stations – Part 2: Measurement methods, Application Note*. 2013
- [2] BUNDESNETZAGENTUR: *AMS-Messtechnik*. – [https://emf3.bundesnetzagentur.de/ams\\_technik.html](https://emf3.bundesnetzagentur.de/ams_technik.html)
- [3] SCHIESSL, S. ; KOPACZ, T. ; BORNKESSEL, C. ; HEIN, M. ; HEBERLING, D.: Concepts for innovative measuring methods to monitor EMF exposure evolution. In: *The Joint Annual Meeting of the Bioelectromagnetics Society and the European BioElectromagnetics Association (BioEM)*, 2018, S. 208 – 212
- [4] THE 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP): *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer; Measurements, 3GPP TS 36.214, version 15.3.0 Release 15*. 2018



---

# EMV Testanlagen



# Wirkung neuartiger Kabelferrite niedriger Permeabilität im Frequenzbereich bis 8 GHz

Dipl.-Ing. Steffen Schulze<sup>1</sup>, Dr.-Ing. Moawia Al-Hamid<sup>2</sup>, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Würth Elektronik eiSos GmbH, Waldenburg, Deutschland

<sup>2</sup> Institut für Medizintechnik, O.-v.-G.-Universität Magdeburg, Deutschland

## 1 Einleitung

Für die kabelgebundene Filterung von Störsignalen kommen Ferrithülsen und Ferritringe in unterschiedlichen Geometrien zum Einsatz. Störsignale können schmalbandige Oberwellen von systeminternen Taktfrequenzen oder das breitbandige Spektrum steiler Flanken von Wide-Bandgap-Halbleiterschaltern sein. Die verwendeten ferro- bzw. ferrimagnetischen Materialien beschränken sich derzeit auf gesinterte Spinell-Ferrite auf Basis von Eisenoxid mit Anteilen von Nickel, Mangan, Magnesium oder Zink, sowie auf amorphe und nanokristalline Materialien auf Basis von Eisen. Eine weitere bekannte Struktur von Ferriten ist die mit hexagonalem Gitter. Aufgrund der starken Anisotropie und der kleinen Atomabstände ist die ferromagnetische Resonanzfrequenz von hexagonalen Ferriten üblicherweise sehr hoch. Die maximal erzielbare Anfangspermeabilität im Frequenzbereich von wenigen Kilohertz ist umso kleiner, je höher die ferromagnetische Resonanzfrequenz ist [1].

Die Wirkung polykristalliner hexagonaler Ferrite als Entstörmaterial im EMV-relevanten Frequenzbereich bis 8 GHz wird im vorliegenden Beitrag anhand eines generischen Prüflings untersucht und mit einem Standard-Ferritmaterial verglichen.

## 2 Testmuster und Materialparameter

Untersucht wurden jeweils zwei Muster aus dem Standard-Ferritmaterial mit der Zusammensetzung NiZnFe<sub>2</sub>O<sub>4</sub> (NiZn) und aus der Materialkategorie hexagonale Ferrite (X-Hex). Die Zusammensetzung der hexagonalen Ferrite entspricht der Form XFe<sub>12</sub>O<sub>19</sub>, wobei X für ein Erdalkalimetall aus der II. Hauptgruppe des PSE steht. Die für die Testmuster verwendeten Erdalkalimetalle sind Strontium und Barium.

Nr.	Material	Größe in mm $D_a \times D_i \times \ell_{fe}$	$\mu_{r,i}$ @ 1 MHz	$\epsilon_{r,i}$ @ 1 MHz
1	NiZn 1	30,6×18,7×12	17,2	4,8
2	NiZn 2	30,9×18,6×12	12,2	3,2
3	Ba-Hex	31,1×18,7×12,2	11,3	3,8
4	Sr-Hex	31,1×18,8×12,1	6,5	6

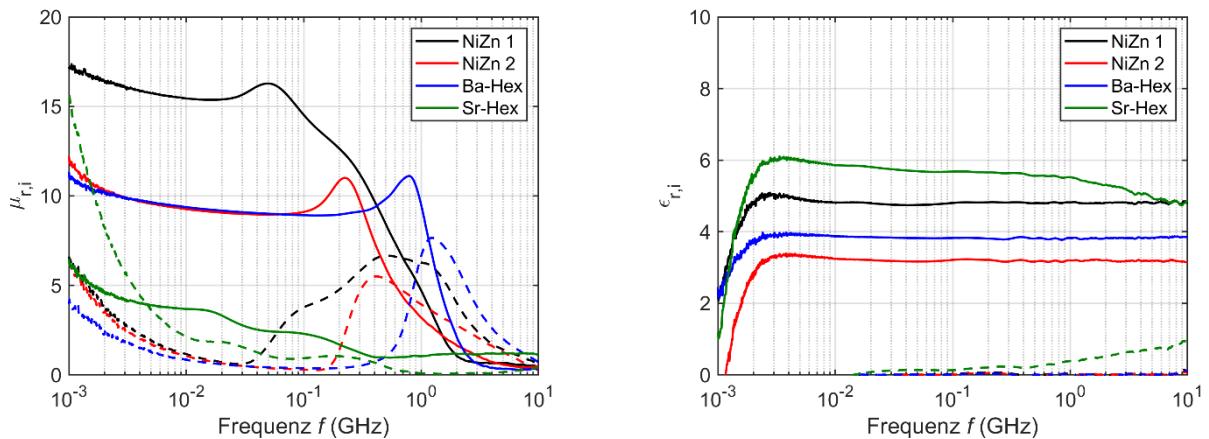
**Tabelle 1:** Geometrische und elektrische Parameter der untersuchten Ringkerne

In Tabelle 1 sind jeweils die geometrischen Parameter (Innen- bzw. Außendurchmesser  $D_i$ ,  $D_a$  und Länge  $\ell_{fe}$ ) als auch die relative Permeabilität  $\mu_{r,i}$  und Permittivität  $\epsilon_{r,i}$  der vier Ferritmaterialien bei der Messfrequenz von 1 MHz angegeben. Alle Werte liegen in der gleichen Größenordnung. Die primären Materialparameter weisen jedoch eine Frequenzabhängigkeit auf. Dieser Aspekt kommt in der Darstellung als komplexe Permeabilität und Permittivität zum Ausdruck. Am genauesten lässt sich die Abhängigkeit mit Hilfe eines Netzwerkanalysators und einer Luftleitung, dessen Impedanz der Referenzimpedanz des Netzwerkanalysators entspricht, ermitteln. In die

Luftleitung wird ein passender Ringkern des zu untersuchenden Materials eingefügt (Abb. 1). Die gemessenen Streuparameter werden dann mit Hilfe des Nicolson-Ross-Weir-(NRW) Algorithmus [2] in die komplexe Permeabilität und Permittivität umgerechnet. Die untersuchten Materialien wurden im Frequenzbereich von 1 MHz bis 10 GHz in einer koaxialen 50  $\Omega$ -Luftleitung (Länge: 50 mm) vermessen.



**Abb. 1:** Koaxiale 50  $\Omega$ -Luftleitung mit eingefügter Ringkernprobe



**Abb. 2:** Komplexe Permeabilität (links) und Permittivität (rechts) im Frequenzbereich 1 MHz bis 10 GHz (— Realteil, ---- Imaginärteil)

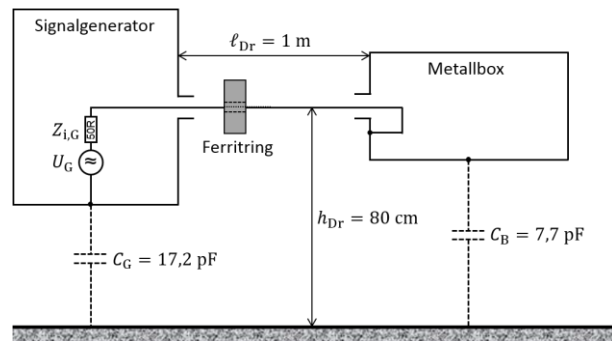
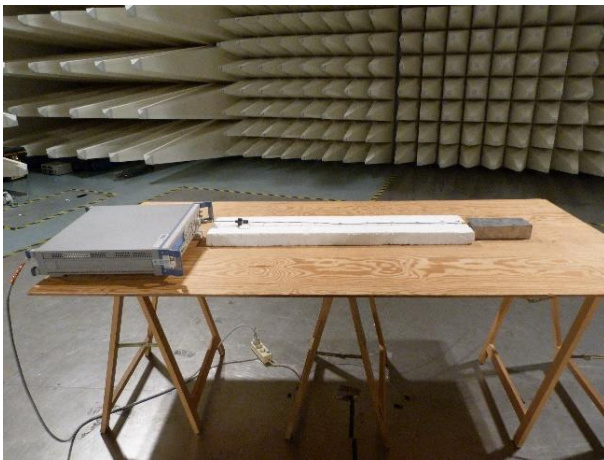
Abb. 2 zeigt die gemessenen Verläufe der komplexen Materialparameter. Bei den beiden NiZn-Mischungen wie auch bei dem Barium-Hexaferri (Ba-Hex) ist im Realteil der Permeabilität der Übergangsbereich mit der Resonanzspitze klar zu erkennen, bis zu dem der Wert annähernd konstant bleibt. Beim Strontium-Hexaferri (Sr-Hex), welcher die kleinste Anfangspermeabilität aufweist, ist der Übergangsbereich nicht ausgeprägt. Ab ca. 2 GHz ist das Verhalten der vier Mischungen nahezu identisch. Man erwartet ab dieser Frequenz für die Ringkerne eine gleichmäßige Wirkung als Filter zur Störunterdrückung auf einem Kabel. Die gemessenen Verläufe weichen in Richtung der unteren Frequenzgrenze deutlich vom theoretischen Verhalten ab. Dies ist insbesondere am Imaginärteil der Permeabilität zu erkennen. Er kennzeichnet die Verluste im Material und ist im statischen Fall Null. Die Abweichung der Messwerte ist im NRW-Algorithmus [2] begründet, wenn mit kurzen Probekörperlängen gearbeitet wird, die die Luftleitung nur zum Teil ausfüllen. Der Phasenwinkel der Streuparameter und damit die für den Algorithmus benötigte Gruppenlaufzeit können dann nicht genau bestimmt werden.



Der Realteil der Permittivität ist über den betrachteten Frequenzbereich nahezu konstant; mit Ausnahme der beschriebenen Ungenauigkeit unterhalb von 3 MHz. Der Imaginärteil ist für alle verwendeten Mischungen sehr klein. Dies ist gleichbedeutend mit einer sehr geringen elektrischen Leitfähigkeit und damit sehr geringen Wirbelstromverlusten. Die Hauptverlustmechanismen sind demnach Relaxationsprozesse im Kristallgitter sowie Blochwandresonanzen. Spinresonanzen treten erst oberhalb des hier untersuchten Frequenzbereiches auf [3].

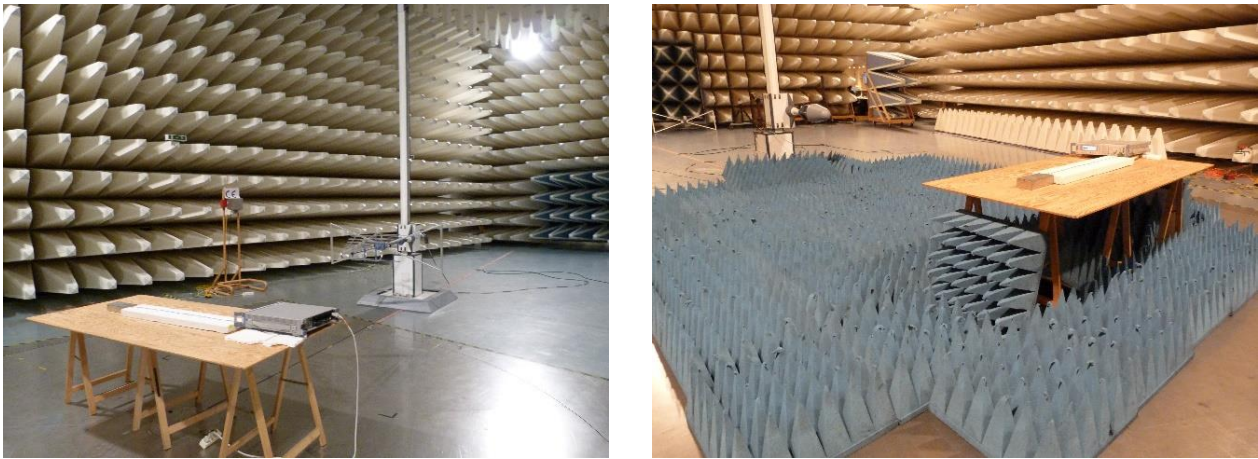
### 3 Wirkung der Ferritringe an einem generischen Prüfling

Für die Untersuchung der Wirksamkeit der Ferritringe zur Störunterdrückung wurde der gleiche generische Prüfling verwendet wie in [4]. Er ist in Abb. 3 dargestellt. Die Ferritringe wurden für die einzelnen Messungen der abgestrahlten elektrischen Feldstärke an 3 Positionen entlang des 1 m langen Drahtes angebracht: 0 cm, 10 cm, 50 cm. Die Position  $x = 0$  cm ist direkt am Ausgang des Signalgenerators, welcher unabhängig von der Frequenz mit einer Leistung von 10 dBm den Draht speiste.



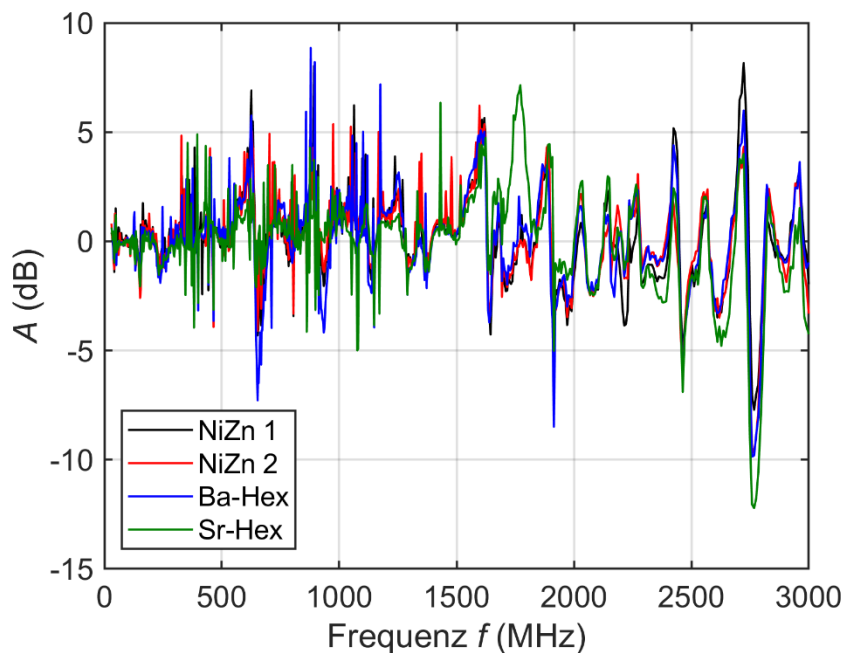
**Abb. 3:** Aufbau des generischen Prüflings, bestehend aus einem HF-Generator, einem Metallgehäuse und einem Verbindungsdraht mit 1 m Länge

Die elektrische Feldstärke wurde im Abstand von 3 m für zwei sich überlappende Frequenzbereiche aufgezeichnet. Dabei blieb die Ausrichtung des Prüflings zur Antenne unverändert. Er wurde nicht gedreht. Für den Frequenzbereich 30 MHz...3 GHz wurde ohne Bodenabsorber gemessen und die Messantenne in 30 cm Schritten von 1 m bis 4 m für beide Polarisierungen verfahren (siehe Abb. 4 links). Anschließend wurde das Maximum der Feldstärke bei jeder Frequenz und aus beiden Polarisierungen ermittelt. Für den Frequenzbereich 1 GHz...8 GHz kamen Bodenabsorber zum Einsatz und die Messantenne wurde in 1 m Höhe fixiert. Damit war bei dieser Messreihe der systematische Fehler am kleinsten. Die axiale Toleranz der manuell positionierten Ferritringe kann mit  $\pm 2$  mm angenommen werden. Für die genaue Zentrierung auf dem Draht kam eine Kunststoffhülse zum Einsatz, auf die der Ferritring geschoben wurde.



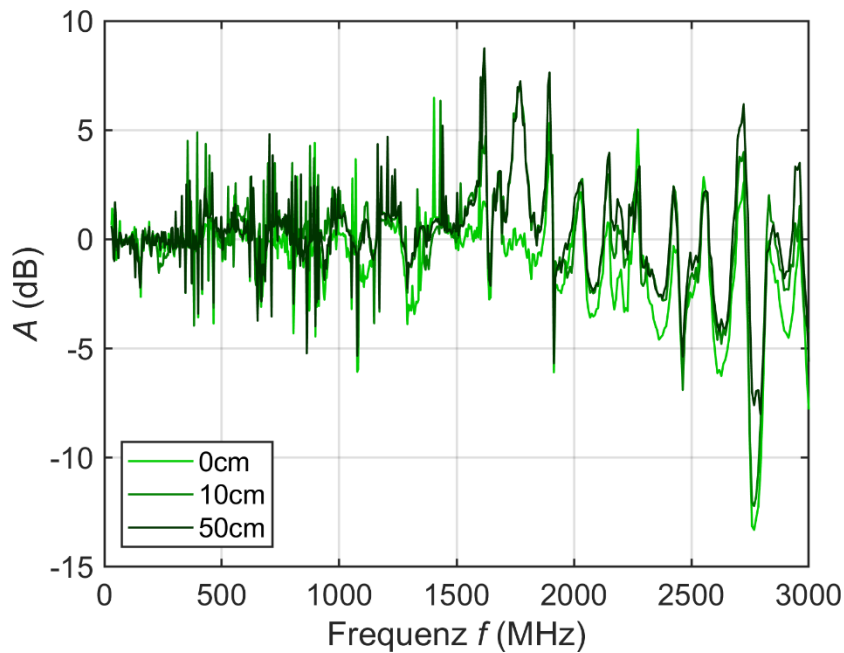
**Abb. 4:** Messaufbau für den Frequenzbereich 30 MHz bis 3 GHz (links) und 1 GHz bis 8 GHz (rechts)

Als Referenz wurde jeweils das abgestrahlte Feld des Prüflings ohne Ferritring aufgezeichnet. Durch Differenzbildung der Feldstärkepegel mit und ohne Ferrit ergibt sich ein Dämpfungswert  $A = (L_{E,Ref} - L_{E,Fe})$  in Dezibel. Wie Abb. 5 zeigt, gibt es eine unterschiedliche Wirkung der vier Ferritmischungen nur in den Resonanzbereichen. Die Dämpfungswerte schwanken im Maximum von  $-12$  dB bis  $+8,5$  dB.

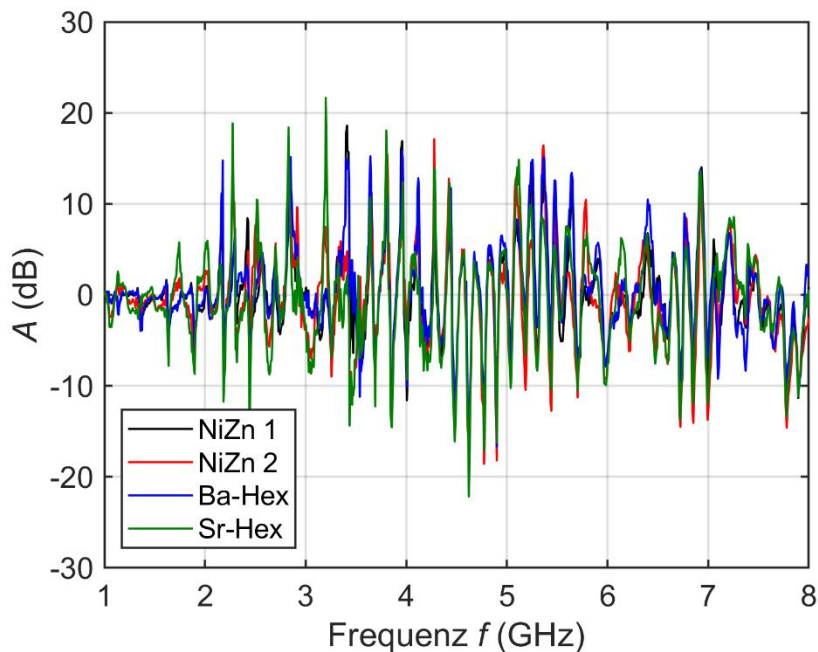


**Abb. 5:** Vergleich der gemessenen Dämpfungswerte (gestrahlte Emission) für den Frequenzbereich 30 MHz bis 3 GHz und eine Ferritposition von 10 cm

Schaut man sich für den Sr-Hex-Ferrit die Abhängigkeit von der Ferritposition an (Abb. 6), fällt auf, dass breitbandig betrachtet die Wirkung am besten ist, wenn sich der Ferrit in der Mitte des Drahtes befindet. Die Verstärkung des abgestrahlten Feldes in den Resonanzbereichen fällt geringer aus als in den anderen beiden Positionen.



**Abb. 6:** Vergleich der Dämpfungswerte vom Strontium-Hexaferrit für den Frequenzbereich 30 MHz bis 3 GHz und variable Ferritposition



**Abb. 7:** Vergleich der Dämpfungswerte für den Frequenzbereich 1 GHz bis 8 GHz und eine Ferritposition von 10 cm

Wie schon bei Betrachtung der Materialparameter vermutet, ist die Wirkung der Ferritmischungen oberhalb von 2 GHz kaum noch unterscheidbar, was man auch gut am Dämpfungsverlauf in Abb. 7 sieht. Ein identisches Bild ergibt sich für die beiden anderen getesteten Positionen entlang der Leitung. Aufgrund der Verschiebung der Leitungsresonanzen, wenn ein induktiv wirkendes Bauteil zur Störunterdrückung verwendet wird, und der Differenzbildung der Feldstärkepegel ergibt sich ein Dämpfungsverlauf mit schmalen Spitzen in positiver wie negativer Richtung. Die maximale Dämpfung beträgt 21,7 dB bei 3,2 GHz und die maximale Verstärkung 22,2 dB bei 4,6 GHz, jeweils für den Strontium-Hexaferrit. Eine Verringerung der aus

Sicht der EMV kritischen Verstärkung von Störsignalen über einen weiten Frequenzbereich ist nur möglich, wenn viele Kabelferrite in geringem Abstand entlang der Leitung angeordnet werden. Es wurde bei vergangenen Untersuchungen auch schon festgestellt, dass die Filterwirkung umso höher ausfällt, je länger die einzelne Ferrithülse ist. Außerdem sollte der Innendurchmesser der Hülse dem Durchmesser des Kabels angepasst sein. Die hier verwendeten Ringkerne haben einen Innendurchmesser von ca. 19 mm und der Draht ist 1 mm dick. Dieses Verhältnis ist nicht optimal, aber es war von höherer Priorität, identische Geometrien von verschiedenen Materialmischungen zu vergleichen.

#### 4 Theoretische Betrachtung

In [4] wurde die Leitungstheorie angewandt, um die Stromverteilung entlang eines horizontal über einer Massefläche angeordneten Drahtes, auf dem ein Kabelferrit platziert ist, zu beschreiben. Die kapazitiven Abschlussimpedanzen auf beiden Seiten wurden mit einbezogen (siehe Abb. 3). Da für die hier betrachteten Ferritmischungen neben der Permeabilität auch die Permittivität bekannt ist, kann das Ersatzschaltbild der Ferritringe genauer angegeben werden. Neben den Serienelementen Widerstands- und Induktivitätsbelag ( $R'_{fe}, L'_{fe}$ ) sind nun auch die Querelemente Leitwerts- und Kapazitätsbelag ( $G'_{fe}, C'_{fe}$ ) frequenzabhängig definiert. Man kann einen Ringkern wie eine Toroidspule mit nur einer Windung ( $N = 1$ ) betrachten. Der Durchmesser des Wicklungsdrahtes entspricht dabei dem Innendurchmesser  $D_i$  des Ringkerns. Der Eigeninduktivitätsbelag einer Toroidspule mit rechteckigem Querschnitt berechnet sich zu [5]

$$L'_{tor} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{D_a}{D_i}\right). \quad (1)$$

Darin kann man  $K_{fe} = \frac{1}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{D_a}{D_i}\right)$  als Geometriefaktor des Kerns definieren. Die gleiche Beziehung findet man für den Induktivitätsbelag eines Koaxialkabels ohne Dielektrikum. Multipliziert man den Impedanzbelag der Toroidspule  $Z'_{toroid} = j\omega L'_{toroid}$  mit der komplexen relativen Permeabilität  $\underline{\mu}_r = \mu'_r - j\mu''_r$  und trennt nach Real- und Imaginärteil, ergeben sich der Induktivitäts- und Widerstandsbelag der Toroidspule mit Ferritkern:

$$L'_{fe} = \mu_0 \cdot \mu'_r \cdot K_{fe} \quad (2)$$

$$R'_{fe} = \omega \cdot \mu_0 \cdot \mu''_r \cdot K_{fe} \quad (3)$$

In ähnlicher Weise kann man den Kapazitätsbelag ermitteln. Für zwei konzentrische Zylinder gilt [6]:

$$C'_{zyl} = 2\pi \cdot \epsilon_0 \cdot \left[\ln\left(\frac{D_a}{D_i}\right)\right]^{-1} \quad (4)$$

Die Multiplikation mit der komplexen relativen Permittivität  $\underline{\epsilon}_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$  und Trennung nach Real- und Imaginärteil führt auf den Kapazitäts- und Leitwertsbelag mit Dielektrikum:

$$C'_{fe} = \epsilon_0 \cdot \epsilon'_r \cdot K_{fe}^{-1} \quad (5)$$

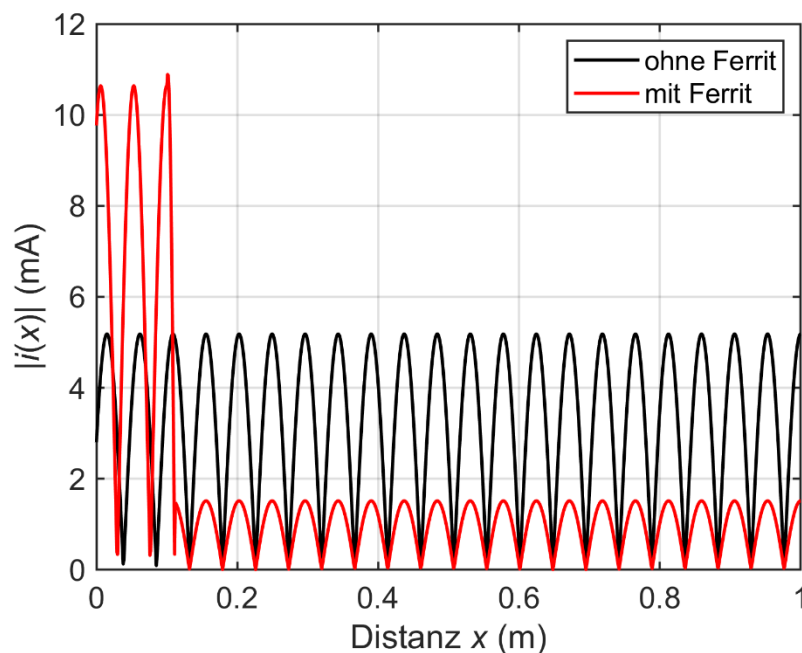
$$G'_{fe} = \omega \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon''_r \cdot K_{fe}^{-1} \quad (6)$$

Um die Ersatzelemente zu erhalten, werden die Beläge mit der Länge  $\ell_{fe}$  der Ferrithülse multipliziert. Die Stromverteilung entlang des Drahtes bei  $f = 3,2$  GHz, bei einer Speiseleistung von 10 mW und einer Ferritposition (Strontium-Hexaferrit) von  $x = 10$  cm ist in Abb. 8 dargestellt. Die Maximalamplitude beträgt ohne Ferrit 5,2 mA. Mit Ferrit liegt

sie bei 10,9 mA direkt vor dem Ferrit. Im Abschnitt zwischen Generator und Ferrithülse wird der Strom verstärkt und im Abschnitt zwischen Ferrithülse und Lastkapazität wird er in den Maxima bis auf 1,5 mA gedämpft. Man kann nun für jede Frequenz  $f$  und jede Position  $x$  das Verhältnis der Stromamplituden mit und ohne Ferrit berechnen:

$$A_i(x, f) = 20 \cdot \log \left| \frac{i_{\text{Ref}}(x, f)}{i_{\text{Ferrit}}(x, f)} \right| \text{ dB} \quad (7)$$

Dieser Dämpfungsfaktor für den Strom ist auch ein Maß für die Dämpfung des abgestrahlten Feldes, da die Feldamplitude proportional zur Stromamplitude ist. Der horizontale Draht kann vereinfacht als mittig gespeister Dipol angesehen werden. Trägt man den Dämpfungsfaktor über der Frequenz für die Position  $x = 0,5 \text{ m}$  auf, entsteht der Verlauf in Abb. 9. Es sind gut die schmalbandigen Resonanzbereiche erkennbar; die Anzahl der Resonanzen pro Frequenzband entspricht der der Messung (vgl. Abb. 7). Insgesamt überwiegt in der theoretischen Betrachtung ein Dämpfungseffekt bis maximal 48 dB.

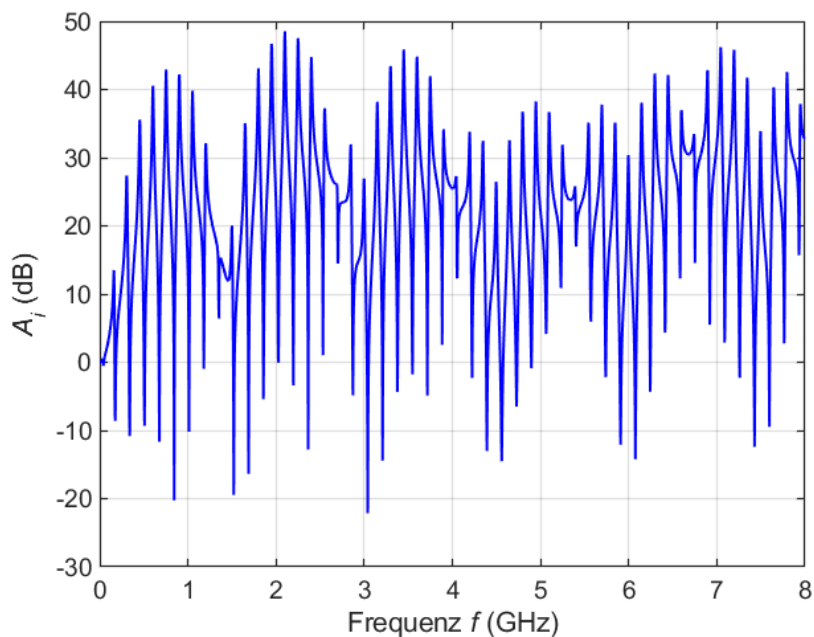


**Abb. 8:** Betrag der Stromstärke entlang des Drahtes für eine Frequenz von 3,2 GHz

## 5 Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde die Wirkung von Ferritringen mit hexagonaler Kristallstruktur mit herkömmlichen Nickel-Zink-Ferriten gleicher Geometrie und ähnlicher Permeabilität verglichen. Dabei wurde der Frequenzbereich von 30 MHz bis 8 GHz betrachtet, in dem sich Störsignale, die sich entlang von Kabeln ausbreiten, befinden können. Dazu gehören z. B. Funkfrequenzen und deren Oberwellen oder das Spektrum steiler Schaltflanken in Wide-Bandgap-Halbleitern. Wird nur ein einzelner Ferrit auf der Leitung angebracht, wird die Stromverteilung aufgrund zusätzlicher Reflexionen am Filterelement so verändert, dass in bestimmten Frequenzbereichen die maximale Stromamplitude abgeschwächt und in anderen Frequenzbereichen verstärkt wird. Die Lage und Breite dieser Frequenzbereiche hängt von der Leitungslänge, den Abschlussimpedanzen und der Position des Kabelferrites ab. Es konnte nachgewiesen werden, dass sich die Wirkung der hexagonalen Ferritmischungen nicht von der Standardmischung mit kubischer Kristallstruktur unterscheidet, wenn die Kerngeometrie

identisch ist und die Materialparameter Permeabilität und Permittivität ein ähnliches Frequenzverhalten aufweisen.



**Abb. 9:** Dämpfungsfaktor des Stromes in der Mitte des Drahtes ( $x = 0,5$  m)

## 6 Literatur

- [1] J. L. Snoek, „Dispersion and absorption in magnetic ferrites at frequencies above one Mc/s“, *Physica* 14, Mai 1948, S. 207-217
- [2] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, B. F. Riddle et al., „Measuring the permeability and permittivity of lossy materials: solids, liquids, metals, building materials and negative-index materials“, NIST Technical Note 1536, Februar 2005
- [3] P. Q. Peñaranda, „Synthese, Charakterisierung und Applikation von Ti-substituierten Hexaferriten“, Dissertation, TU Ilmenau, Januar 2019, S. 14
- [4] S. Schulze, M. Al-Hamid, M. Leone, „Improved transmission-line model for a cable with an attached suppression ferrite“, In: *Proceedings of the 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Amsterdam, 27.-30. August 2018, S. 828-832
- [5] E. B. Rosa, „The self-inductance of a toroidal coil of rectangular section“, *Bulletin of the Bureau of Standards*, Washington, August 1907, S. 143
- [6] D. C. Giancoli, „Physik“, Pearson Education, München, 2006, S. 824

# Detektion symmetrischer Oberschwingungskomponenten durch generalisierte Integratoren zweiter Ordnung

M. Sc. Benjamin Hoepfner, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick,  
Otto-von-Guericke-Universität, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
Lehrstuhl für EMV, Magdeburg, Deutschland, benjamin.hoepfner@ovgu.de

## 1 Einleitung

Durch die zunehmende Belastung des Energieversorgungsnetzes durch Oberschwingungsströme und -spannungen ist die Entwicklung von aktiv geregelten, leistungselektronischen Oberschwingungsfiltren in den letzten Jahren weit vorangeschritten. Dabei kann das Prinzip der Einspeisung eines Kompensationsstromes hinsichtlich der Geschwindigkeit sowie Genauigkeit mit einer separaten Regelung einer jeweiligen Oberschwingung durch Auftrennen in die jeweiligen symmetrischen Komponenten enorm erhöht werden [1, 2]. Bekannte Verfahren zur Anteilsbestimmung können in frequenz- und zeitbasierte aufgeteilt werden und sind beispielsweise die Analyse durch eine Diskrete Fourier Transformation (DFT) [3, 4] mit anschließender Bestimmung der Komponenten (frequenzbasiert), die Verwendung synchroner Referenzrahmen (SRF) für jede Harmonische und deren Komponenten [5, 6] mit Einsatz verschiedener Filter im Referenzrahmen (zeitbasiert) oder die Verwendung von frequenzadaptiven Filtern, die gleichzeitig Phasenverschiebungen zur Komponentenbestimmung durchführen (zeitbasiert) [7].

Zu letzteren gehören sogenannte generalisierte Integratoren zweiter Ordnung (Second Order Generalized Integrator - SOGI) und werden dank ihrer Frequenzadaptivität als Eingangsfiltren für Phasenregelschleifen verwendet [8]. In dreiphasigen Systemen können durch Einsatz zweier SOGI-Filter (Dual Second Order Generalized Integrator - DSOGI) die symmetrischen Komponenten bestimmt [9] werden. Es liegt also nahe, solche schon in der Regelstruktur befindlichen Filter zu verwenden. Soll eine möglichst hohe Unempfindlichkeit gegenüber anderer Harmonischer erfolgen, können mehrere SOGI Filter zur Bestimmung einer jeweiligen Frequenz eingesetzt werden.

In dieser Arbeit wird gezeigt, wie mehrere SOGI Filter miteinander interagieren und wie mögliche Instabilitäten vermieden werden können. Dabei wird im nächsten Abschnitt auf die symmetrische Komponentenbestimmung mit SOGI eingegangen. Anschließend wird das Verfahren zum Einsatz mehrerer Filter beschrieben und der Einsatz zur Bestimmung der symmetrischen Komponenten verdeutlicht.

## 2 Symmetrische Komponentenbestimmung durch DSOGI-Filter

Mit einer Transformation des dreiphasigen Spannungssystems in ein zweiphasiges (Clarke Transformation), genügt bei der Bestimmung der symmetrischen Komponenten eine Rotation der Phasoren um  $90^\circ$ , um beispielsweise das in den Gleichungen (1-4) gezeigte Mitsystem zu berechnen. Das Gegensystem verhält sich äquivalent.

Durch

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = [T_{abc}^+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [T_{abc}^+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}, a = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (1)$$

wird das Mitsystem eines Dreiphasensystemes bestimmt [10,11]. Die Transformationsvorschrift für das Zweiphasensystem erfolgt mit

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Mit

$$[T_{\alpha\beta}^+] = [T_{\alpha\beta}] [T_{abc}^+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} \quad (3)$$

kann eine Drehmatrix zur Bestimmung des Mitsystems im Zweiphasensystem nach Gleichung

$$[T_{\alpha\beta}^+] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{3\pi}{2}} & 0 \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

gemäß

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, q = e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (5)$$

ermittelt werden.

Offensichtlich ist für die Bestimmung der symmetrischen Komponenten im Zweiphasensystem lediglich eine Rotation von 90° notwendig.

Abbildung 1 zeigt die Struktur eines generalisierten Integrators zweiter Ordnung.

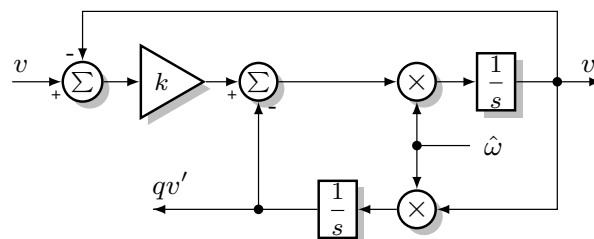


Abbildung 1: Second Order Generalized Integrator

Die Übertragungsfunktionen zu den beiden Ausgängen sind [8]

$$G(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\hat{\omega}s}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2}, \quad (6a)$$

$$G_q(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k\hat{\omega}^2}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2}. \quad (6b)$$



In Abbildung 2 sind die Übertragungsfunktionen der beiden Ausgänge des SOGI-Filters dargestellt. Es ist zu erkennen, dass für die Übertragungsfunktion  $\frac{qv'(s)}{v(s)}$  bei einer eingestellten Mittenfrequenz  $\frac{\hat{\omega}}{2\pi}$  (hier 50 Hz) eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  vorliegt mit Hilfe derer die symmetrischen Komponenten der gewählten Frequenz nach Gleichung (5) unter Verwendung einer zweiten SOGI Struktur bestimmt werden können.

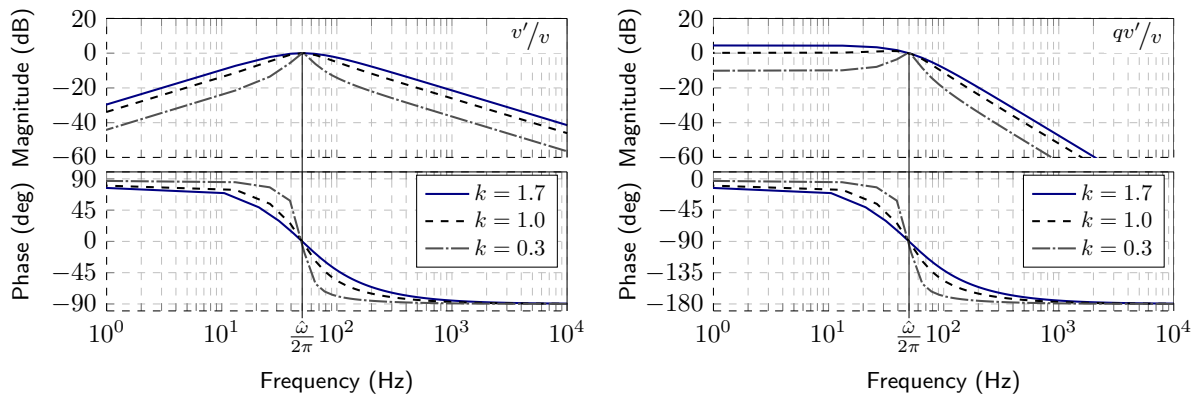


Abbildung 2: Übertragungsfunktionen des SOGI-Filters für verschiedene Verstärkungsfaktoren [12]

Durch Transformation der Übertragungsfunktion in den Zeitbereich und einer Anregung mit  $v(t) = \hat{V} \sin(\omega t)$ , wobei die Amplitude  $\hat{V}$  mit 1V angenommen wird, lässt sich mit

$$v'(t) = \frac{k\hat{\omega}\omega}{\sqrt{k^2\hat{\omega}^2\omega^2 + (\hat{\omega}^2 - \omega^2)^2}} \sin(\omega t - \delta) - A \sin\left(\sqrt{1 - k^2/4} \hat{\omega} t - \phi_1\right) e^{-\frac{k\hat{\omega}t}{2}} \quad (7)$$

und

$$qv'(t) = \frac{k\hat{\omega}\omega}{\sqrt{k^2\hat{\omega}^2\omega^2 + (\hat{\omega}^2 - \omega^2)^2}} \cos(\omega t - \delta) - A \cos\left(\sqrt{1 - k^2/4} \hat{\omega} t - \phi_2\right) e^{-\frac{k\hat{\omega}t}{2}} \quad (8)$$

eine Filterwirkung sowie eine Abhängigkeit des transienten Verhaltens des Filters durch den Verstärkungsfaktor  $k$  erkennen, der offensichtlich seine Bandbreite beeinflusst [12]. Dabei ist  $\omega$  die Frequenz des Eingangssignals und  $\hat{\omega}$  eine feste oder stetig nachzuführende Mittenfrequenz auf die das Filter eingestellt wird.

### 3 Einsatz multipler frequenzadaptiver SOGI Filter

#### 3.1 Prinzip multipler SOGI Filter

Ist eine hohe Dämpfung der umliegenden Harmonischen gewünscht, könnte eine sehr kleine Bandbreite, also ein sehr kleines  $k$  gewählt werden. Nach Gleichungen (7) sowie (8) würde das jedoch mit einer großen Zeitkonstanten des transienten Anteils einhergehen. Das Filter bräuchte unerwünscht lange, um auf Veränderungen zu reagieren. Eine

weitere Möglichkeit ist der Einsatz paralleler, zum Hauptfilter arbeitende, Filter. In [13] wird ein System multipler SOGI-Filter (MSOGI) vorgestellt, um das Eingangssignal für eine Frequenzregelschleife zu filtern. Abbildung 3 verdeutlicht das Prinzip.

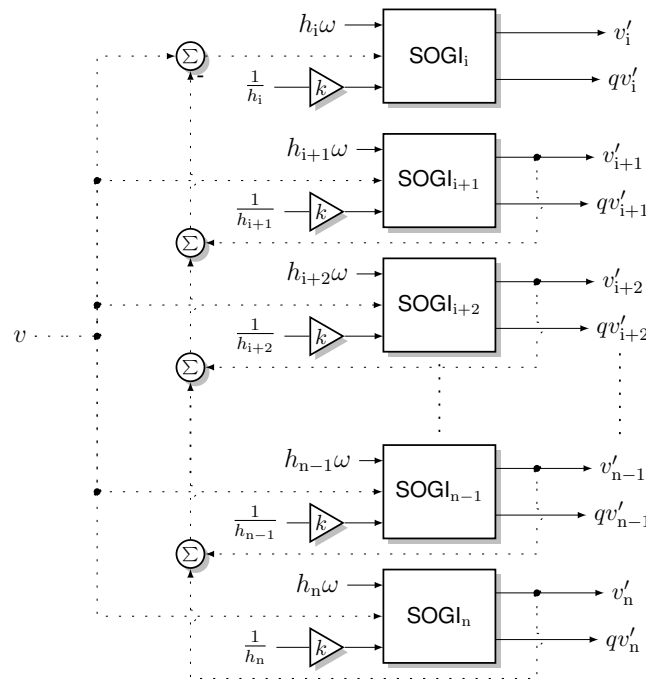


Abbildung 3: Multiple SOGI Filter

Die Eingangsgröße  $v$  wird einer Anzahl  $n$  SOGI Filtern zugeführt, deren Mittenfrequenz jeweils auf einen zu filternden Frequenzanteil  $h_i\omega$  gestimmt wird, wobei  $h_i$  die Ordnung der betrachteten Harmonischen und  $\omega$  deren Grundfrequenz darstellt. In Abbildung 3 könnte beispielsweise  $\text{SOGI}_1$  die 50 Hz Komponente,  $\text{SOGI}_2$  die 150 Hz Komponente usw. sein. Die Summe der unerwünschten Anteile werden der Eingangsgröße  $v$  abgezogen und dem Filter für die gewünschte Frequenz zugeführt. Dieser filtert seinerseits weitere Anteile heraus und führt die unter Kapitel 2 vorgestellte Rotation zur Bestimmung der symmetrischen Komponenten durch. Da sich mit steigender Ordnung der Harmonischen die Bandbreite nach Gleichungen (6a) und (6b) des Filters erhöht, muss der Verstärkungsfaktor  $k$  eines jeden Filters durch die jeweilige Ordnung geteilt werden, so dass die Bandbreite für jedes Filter identisch ist.

Mithilfe der Gleichungen (6a) und (6b) können die Übertragungsfunktion des Gesamtsystems für beide Ausgänge des SOGI Filters mit

$$G_{\text{ges},i}(s) = \frac{v'_i(s)}{v(s)} = G_i(s) \left( 1 - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n G_j(s) \right), \quad (9a)$$

$$G_{q,\text{ges},i}(s) = \frac{qv'_i(s)}{v(s)} = G_{q,i}(s) \left( 1 - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n G_j(s) \right) \quad (9b)$$

beschrieben werden.

Der Index  $i$  steht hierbei für die Frequenz, die das Filter passieren soll und  $j$  für die Frequenzen, die von den zusätzlichen Filtern gedämpft werden sollen. Die nachfolgende Abbildung 4 zeigt die Übertragungsfunktion für  $G_{\text{ges},i}(s)$  an einem Beispiel zur Filterung einer Grundschwingung von 50 Hz und den vier nächsten dazugehörigen, ungeraden Harmonischen bei einem Verstärkungsfaktor von eins ( $i = 1, n = 4, k = 1$ ).

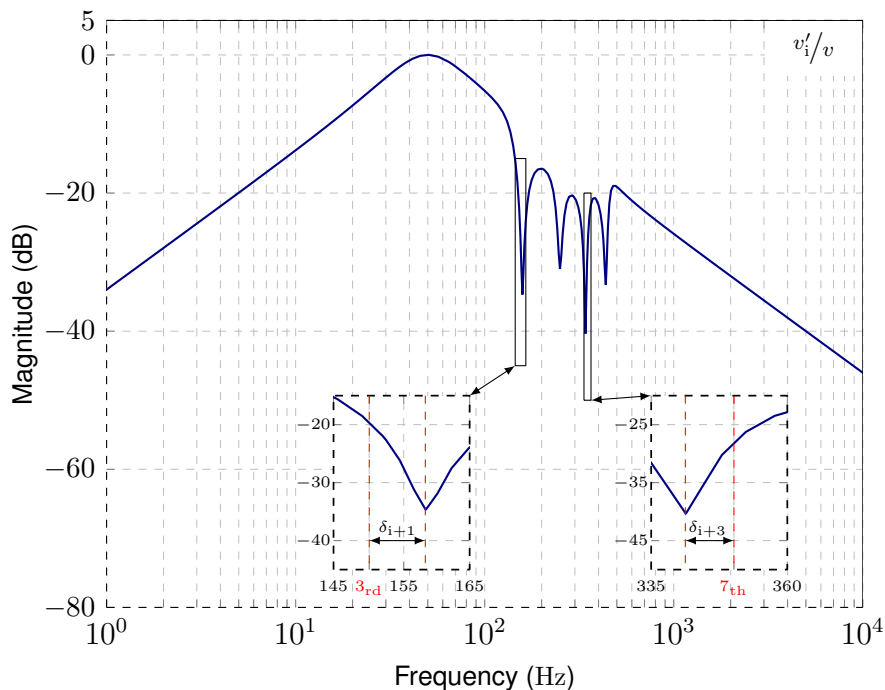


Abbildung 4: MSOGI-Übertragungsfunktion für  $w = 2\pi 50\text{Hz}$ ,  $i = 1, n = 4, k = 1$

Offenbar können mit dieser Methode gezielt zusätzliche Frequenzanteile gedämpft werden, die dem gewünschten Signal überlagert sind. Die Abbildung 4 zeigt jedoch auch, dass sich die Nullstellen des Gesamtsystems durch die gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Übertragungsfunktionen verschieben. So ist am Beispiel der dritten Harmonischen eine Frequenzverschiebung  $\delta_{i+1}$  um etwa 10 Hz von der gewünschten Mittenfrequenz zu beobachten. In Folge dieser Verschiebung wird dritte Harmonische um etwa 13 dB weniger gedämpft als es möglich wäre.

### 3.2 Anpassung der Frequenzverschiebung

Um den Dämpfungsverlust als Folge der Frequenzverschiebung zu minimieren, muss die Mittenfrequenz eines jeden Filters angepasst werden. Die Übertragungsfunktion des gesamten Systems hat hierbei die Ordnung  $2n - 1$  und lässt sich bei einer höheren Anzahl von eingesetzten Filtern schwer analytisch bestimmen.

Eine numerische Lösung der Gleichungen (9a) und (9b) ist jedoch möglich. Durch bestimmen der Nullstellen der Übertragungsfunktion mit

$$G_{\text{ges},i}(s_x) = G_{\text{ges},i}(j\omega_x) = 0 \quad (10)$$

ist es möglich die sich einstellenden Frequenzen an den Nullstellen zu bestimmen. Durch Subtraktion dieser mit der Sollfrequenz kann die Abweichung  $\delta_x$  für jede Nullstelle  $x$  nach

$$\delta_x = \omega_x - \omega_{x,\text{soll}} \quad (11)$$

bestimmt werden. Zur Bereinigung der Frequenzabweichung müssen die Mittenfrequenzen der zusätzlichen Filter um die Abweichung  $\delta_x$  der jeweiligen Frequenz verschoben werden. Abbildung 5 zeigt die Anpassung durch Subtraktion der Abweichung.

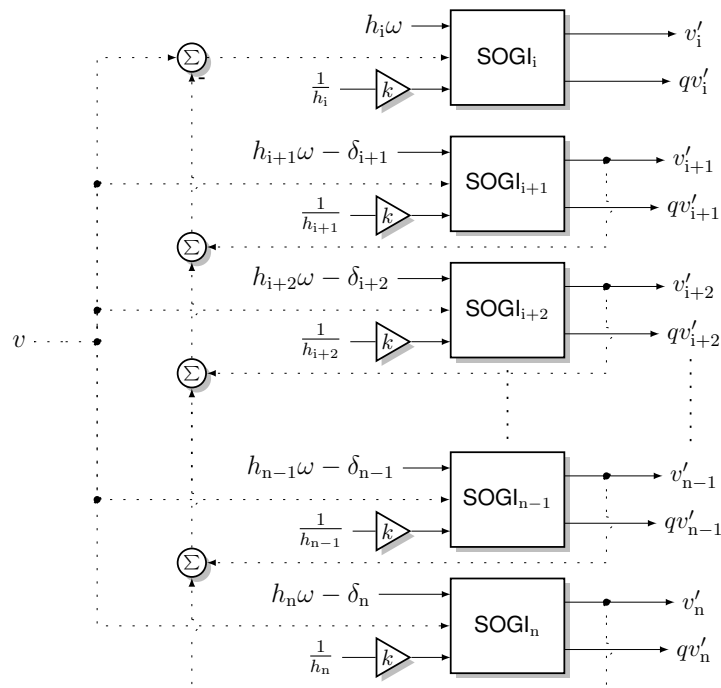


Abbildung 5: Multiple SOGI Filter

Die nachfolgenden Abbildung 6 zeigt den Vergleich zwischen der unangepassten Übertragungsfunktion  $G_{\text{ges},i}(s)$  und der angepassten Übertragungsfunktion  $G_{\text{ges},i,\delta}(s)$ . Es ist erkennbar, dass die Nullstellen der angepassten Übertragungsfunktion deutlich näher an den gewünschten Frequenzstellen liegen als ohne Anpassung. Dadurch kann eine sehr hohe Dämpfung für diese Anteile gewährleistet werden. Dass die gewünschten Frequenzen nicht exakt getroffen werden lässt sich durch iterative Bestimmung der Abweichungen erklären. Durch Anpassung aller Abweichungen verändert sich die Charakteristik eines jeden Filters, der seinerseits erneut Einfluss auf die benachbarten Frequenzen hat. Ist eine genauere Lösung nötig, kann eine zweite Iteration der Gleichungen (10) und (11) vorgenommen und zusätzlich zur Anpassung addiert werden.

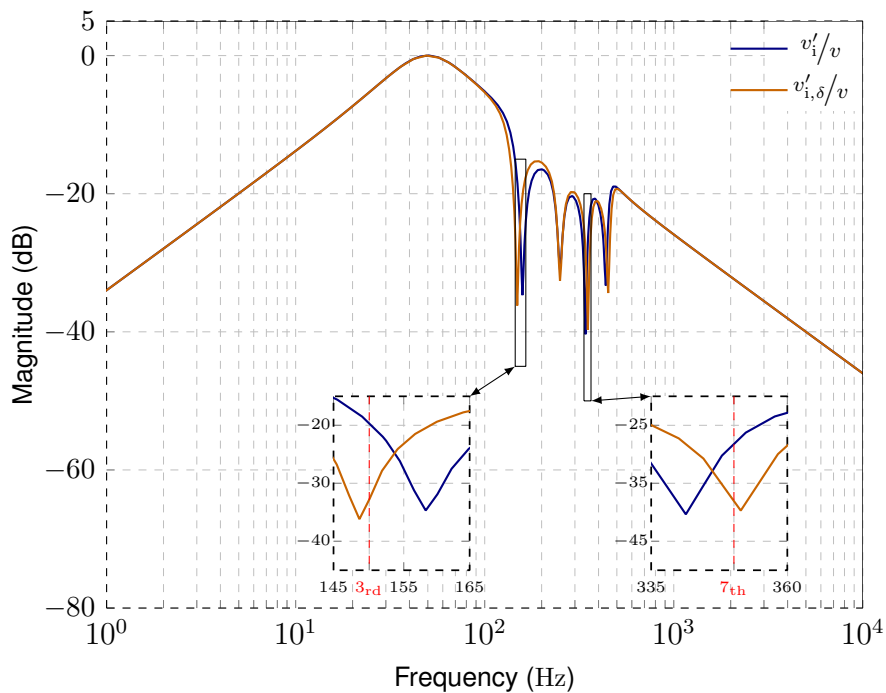


Abbildung 6: MISO-Übertragungsfunktionen für  $\omega = 2\pi 50\text{Hz}$ ,  $i = 1$ ,  $n = 4$ ,  $k = 1$ , angepasst (orange) und unangepasst (blau)

### 3.3 Symmetrische Komponenten durch multiple DSOGI Filter

Die in den Abschnitten 3.1 und 3.2 getroffenen Annahmen können auf den Einsatz eines dualen SOGI Filters zur Bestimmung der symmetrischen Komponenten angewendet werden. Gezeigt wurde die Filterung eines einphasigen Signals  $v$ , das aber auch die  $\alpha$ - bzw.  $\beta$ -Komponente eines dreiphasigen Signals darstellen kann. Der Filteraufwand für eine Komponente bleibt dabei gleich und verdoppelt sich in Summe für beide Komponenten. Mit Hilfe von Gleichung (5) lässt sich nach der Filterung mit einem multiplen DSOGI Filter das gewünschte Mitsystem nahezu störungsfrei bestimmen.

## 4 Zusammenfassung

Der Beitrag zeigt, dass mit Hilfe eines frequenzadaptiven Filters symmetrische Komponenten beliebiger Oberschwingungen aus einem dreiphasigen Signal ermittelt werden können. Dabei kann es nötig sein, Frequenzen, die nahe der gewählten Mittenfrequenz des Filters liegen, mit zusätzlichen frequenzadaptiven Filtern zu eliminieren. Die Nullstellen der zusätzlichen Filter beeinflussen sich jedoch im Gesamtsystem, so dass eine Anpassung erfolgen muss. Diese Anpassung wird durch eine Nullstellenbestimmung und nachträglicher Anpassung der Filterfrequenzen realisiert. Das Ergebnis ist ein frequenzadaptives Filtersystem das nahezu vollständig Harmonische einer Grundschwingung eliminiert und dabei Signale zur Bestimmung symmetrischer Komponenten bereitstellt.

## Literatur

- [1] RAO, U. K. ; MISHRA, M. K. ; GHOSH, A.: Control Strategies for Load Compensation Using Instantaneous Symmetrical Component Theory Under Different Supply Voltages. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 23 (2008), Oct, Nr. 4, S. 2310–2317. – ISSN 0885–8977
- [2] MATTHES, P ; MÜLLER, F.: Moderne Regelverfahren für aktive harmonische Filter. In: *emv - Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit* (2016), S. 233 – 240
- [3] SOZANSKI, K. ; JARNUT, M.: Three-phase active power filter using the sliding DFT control algorithm. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005. – ISSN null, S. 10 pp.–P.10
- [4] CHEN, H. ; LIU, H. ; XING, Y. ; HU, H.: Enhanced DFT-Based Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34 (2019), Aug, Nr. 8, S. 8017–8030
- [5] CAMPOS-GAONA, D. ; PEÑA-ALZOLA, R. ; MONROY-MORALES, J. L. ; ORDONEZ, M. ; ANAYA-LARA, O. ; LEITHEAD, W. E.: Fast Selective Harmonic Mitigation in Multifunctional Inverters Using Internal Model Controllers and Synchronous Reference Frames. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64 (2017), Aug, Nr. 8, S. 6338–6349
- [6] KESLER, M. ; OZDEMIR, E.: Synchronous-Reference-Frame-Based Control Method for UPQC Under Unbalanced and Distorted Load Conditions. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58 (2011), Sep., Nr. 9, S. 3967–3975
- [7] MASSOUD, A. M. ; FINNEY, S. J. ; WILLIAMS, B. W.: Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter. In: *2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)*, 2004, S. 154–159
- [8] CIBOTARU, M. ; TEODORESCU, R. ; BLAABJERG, F.: A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, S. 1–6
- [9] RODRÍGUEZ, P. ; TEODORESCU, R. ; CANDELA, I. ; TIMBUS, A. V. ; LISERRE, M. ; BLAABJERG, F.: New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, S. 1–7
- [10] FORTESCUE, C. L.: Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. In: *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers* 37 (1918), June, Nr. 6, S. 629–716
- [11] LYON, W.: *Application of the method of symmetrical components*. Mc Graw-Hill y, 1937
- [12] HOEPFNER, B. ; VICK, R.: Symmetrical Components Detection With FFDSOGI-PLL Under Distorted Grid Conditions. In: *2019 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, 2019. – ISSN null, S. 1–6
- [13] RODRIGUEZ, P. ; LUNA, A. ; CANDELA, I. ; MUJAL, R. ; TEODORESCU, R. ; BLAABJERG, F.: Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58 (2011), Jan, Nr. 1, S. 127–138

# Grenzen der klassischen Störaussendungs- und Störfestigkeitsmessungen: Beeinflussung des Störspektrums durch nichtlineare Elemente

Jan Weber, M.Sc., Universität Duisburg-Essen, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, Deutschland

## 1 Einleitung

Ein zu prüfendes System wird als elektromagnetisch verträglich bezeichnet, wenn es zufriedenstellend in seiner vorgesehenen elektromagnetischen Umwelt arbeitet und dort nur in einem zulässigen Maß zum Störgeschehen beiträgt. [1]

Der Beitrag zum Störgeschehen wird mit Störaussendungsmessungen nachgewiesen, welche je nach Prüfling und Umgebung, z.B. durch CISPR-Normen, vorgegeben sind.

Auf gleiche Weise sind Störfestigkeitsmessungen definiert, welche die Prüfbedingungen, zum Nachweis der ausreichenden Festigkeit gegenüber einwirkenden Störgrößen, vorschreiben.

Besteht das zu prüfende System beide Messungen gemäß der zugehörigen Vorschrift, gilt es als elektromagnetisch verträglich bezüglich der Umgebung, für die es vorgesehen ist. Darauf aufbauend kann der Hersteller in der EU eine CE-Kennzeichnung an seinem System anbringen und es innerhalb der Europäischen Union vertreiben.

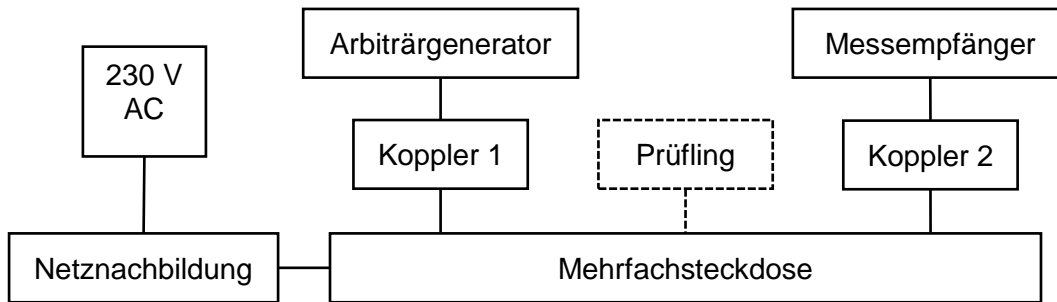
Störaussendungs- und Störfestigkeitsmessungen werden separat durchgeführt. Es wird davon ausgegangen, dass die Ergebnisse überlagert weiterhin ihre Gültigkeit behalten. Außerhalb des Prüflabors liegen allerdings andere Bedingungen vor und zusätzliche Effekte des Prüflings können zum Vorschein kommen.

Zum Beispiel gibt die Störfestigkeitsnorm [2] nur einzelne Störträgerfrequenzen vor, welche mit einer 1 kHz Sinuswelle und einer Tiefe von 80 % amplitudenmoduliert sind. Tatsächlich muss damit gerechnet werden, dass heute eine Vielzahl von Störfrequenzen, ggf. mit diversen unterschiedlichen Modulationstypen, zeitgleich auf das System einwirken. Dies kann, wenn nichtlineare Elemente im System verbaut sind, zu Wechselwirkungen der einwirkenden Einzelfrequenzen führen. Dies sind zum Beispiel Harmonische des Grundstörsignals oder Intermodulationsprodukte (IM). Diese Mischprodukte können nicht nur das System selbst, sondern ebenfalls die Umgebung beeinflussen und ggf. Störungen verursachen. Eine allgemeine Betrachtung des Prüflings als Koppel- oder Mischelement ist in den Prüfnormen bis auf wenige Ausnahmen unüblich.

Diese Arbeit präsentiert Ergebnisse, welche die beschriebenen Wechselwirkungen aufzeigen. Es wird das verwendete Messverfahren erläutert und die Probleme, welche bei der Messung von nichtlinearen Effekten auftreten können, aufgezeigt.

Bei den verwendeten Prüflingen handelt es sich um handelsübliche USB-Schaltnetzteile. Diese beinhalten eingangsseitig eine B2 Gleichrichter-Brücke mit angeschlossenem Kondensator um die anliegende 230 V-Netzwechselspannung gleichzurichten.

## 2 Messaufbau



**Bild 1:** Messaufbau zur zeitgleichen Messung der symmetrischen Störspannung und Einprägung von definierten Störfrequenzen als kombiniertes Arbiträrsignal

Bild 1 zeigt den verwendeten Messaufbau. Die Basis bildet eine Mehrfachsteckdose, welche über eine CISPR16 konforme V-Netznachbildung mit 230 V versorgt wird. In den jeweils äußersten Anschlüssen der Mehrfachsteckdose befinden sich identische Koppler, welche die symmetrische Ein- bzw. Auskopplung von Hochfrequenzsignalen zwischen Phasen- und Neutralleiter erlauben.

Über Koppler 1 kann mit Hilfe des Arbiträrgenerators ein vorab kombiniertes Mischsignal auf die Mehrfachsteckdose gegeben werden. Das Mischsignal besteht aus zwei separaten Sinusfunktionen mit den Frequenzen 10 MHz und 11 MHz.

Die eingekoppelten Signale werden der 50 Hz-Versorgungsspannung überlagert, welche notwendig ist, um den Prüfling mit Spannung zu versorgen. Der Prüfling wird jeweils mittig in der Mehrfachsteckdose zwischen den Kopplern eingesteckt. Ziel dieses Aufbaus ist die Abbildung eines möglichst realitätsnahen und dennoch reproduzierbaren Betriebszustandes für die Prüflinge.

Koppler 2 dient zur Auskopplung der resultierenden Signale bestehend aus den eingepprägten Sinussignalen und denen des Prüflings.

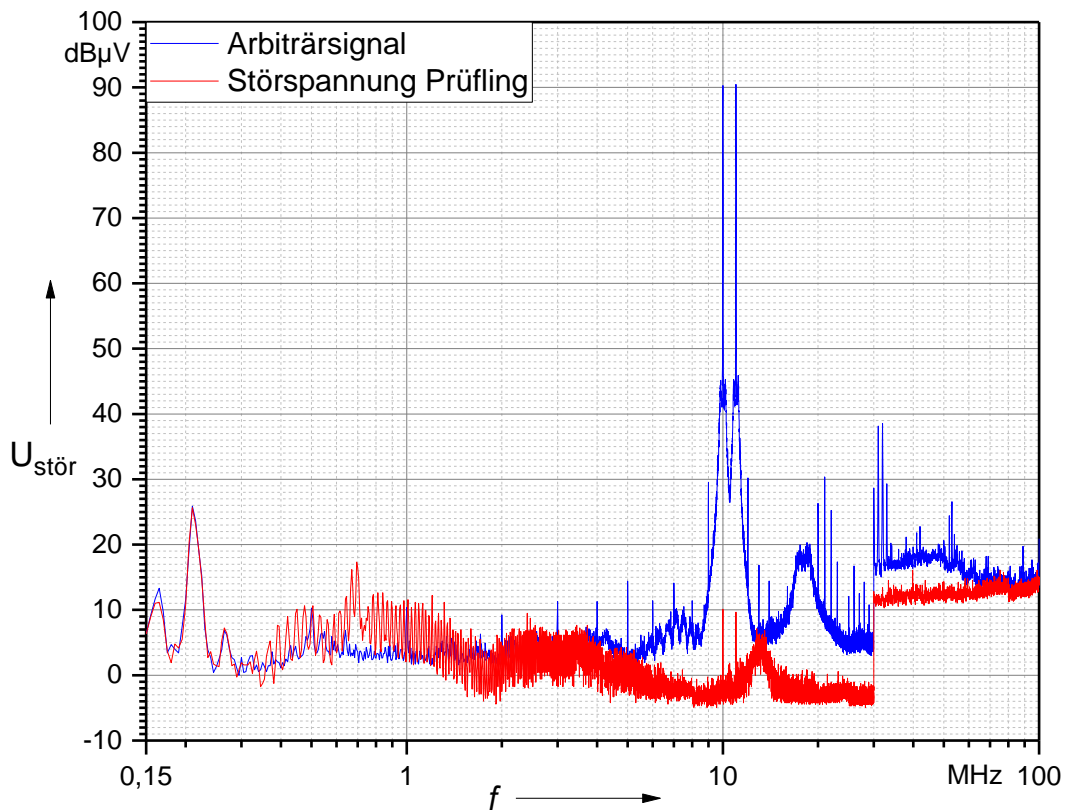
Die Pegel der eingespeisten Signale werden über den Generator so eingestellt, dass an der Auskoppelseite ein Pegel von 90 dB $\mu$ V je injizierter Frequenz mit dem Spitzenwertdetektor gemessen wird.

## 3 Messergebnisse und Auswertung

Bild 2 zeigt exemplarisch die Messergebnisse eines der vermessenen Schaltnetzteile. Die rote Kurve zeigt die Störspannung des Prüflings, ohne Einspeisung des Störsignals. Die blaue Kurve zeigt das reine Arbiträrsignal mit den 2 vorgegebenen Frequenzen und wie diese im Aufbau bereits ohne Prüfling wechselwirken.

Anzumerken zur Störspannung des Prüflings (rot) ist, dass der Kanal des Arbiträrgenerators zwar ausgeschaltet, aber kontinuierlich mit dem Messaufbau verbunden, sowie das Signal intern geladen ist. Das Arbiträrsignal koppelt daher auch im „ausgeschalteten Zustand“ mit 80 dB $\mu$ V kleinerem Pegel kapazitiv über den Halbleiterschalter des Generatorkanals auf die angeschlossene Leitung und damit in den Aufbau. Dies ist in Bild 2 gut zu erkennen.

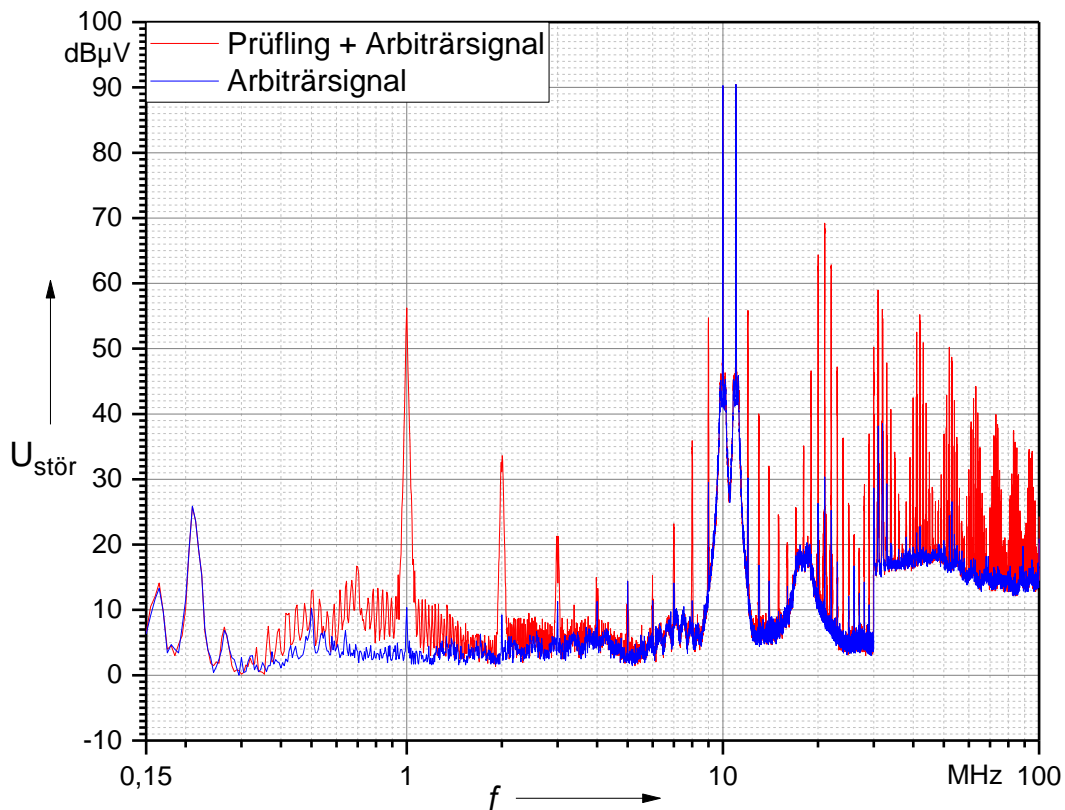




**Bild 2:** Messergebnis (Spitzenwertdetektor) - Rot: Störspannung des Prüflings, Blau: Arbiträrssignal ohne Prüfling

Die breitbandige Störung, die in der blauen Kurve im Bereich um ca. 18 MHz zu sehen ist, ist ein Artefakt aus dem Arbiträrgenerator, welches die Messungen nicht nachweisbar beeinflusst. Es ist jeweils die zweite Harmonische bei 20 MHz und 22 MHz, bzw. die dritte bei 30 MHz und 33 MHz deutlich ausgeprägt. Darüber hinaus bilden sich Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung (IM2), bei 21 MHz, und dritter Ordnung, bei 9, 12, 31 sowie 32 MHz, vergleichbar aus. Ausgehend von dem eingepprägten Signal sind diese auch ohne Prüfling deutlich sichtbar und weisen eine Pegeldifferenz zum eingepprägten Signal von mindestens 50 dBc auf. Übrige Mischprodukte sind verglichen mit dem Pegel der Sollfrequenzen, mit einer Mindestdifferenz zu diesen von 65 dBc, vernachlässigbar gering.

Anders ist dies, wenn Prüfling und Arbiträrssignal zeitgleich im Messaufbau wirken, dargestellt in Bild 3 als rote Kurve. Oberhalb der eingepprägten Sinusfunktionen bilden sich Harmonische und IM bis 100 MHz und damit bis einschließlich zehnter Ordnung aus. Darüber hinaus endet der hier leitungsgeführt vermessene Frequenzbereich. Es lässt sich allerdings anhand des mit dem Logarithmus der Frequenz linear abfallenden Pegels je Ordnung extrapolieren, dass auch über 100 MHz hinaus Mischprodukte auftreten.



**Bild 3:** Messergebnis (Spitzenwertdetektor) - Rot: Störspannung des Prüflings mit überlagertem Arbiträrsignal, Blau: Arbiträrsignal ohne Prüfling

Auch unterhalb von 10 MHz bilden sich nun deutlich erkennbare IM aus. Der höchste gemessene Pegel liegt hier bei 1 MHz (IM2), welcher ca. 45 dB über dem vorherigen Pegel der Prüflingsstörspannung liegt. Außerdem bilden sich ebenfalls IM4 (2 MHz) und IM höherer Ordnungen (3 MHz und 4 MHz) aus. Insgesamt reduziert sich der Abstand von 50 dBc ohne Schaltnetzteil, auf ca. 20 dBc mit Schaltnetzteil und es bilden sich im gesamten Spektrum Harmonische und IM aller Ordnungen, welche im abgedeckten Frequenzbereich auftreten können, aus.

Typischerweise enden leitungsgeführte Messungen bei 30 MHz, weil angenommen wird, dass darüber hinaus die gestrahlte Kopplung dominant wird, da Strukturen ab der Größenordnung eines Zehntels der Wellenlänge beginnen elektromagnetische Wellen abzustrahlen [3]. Ausgehend davon ist damit zu rechnen, dass bei Anwesenheit eines Schaltnetzteils mit Diodengleichrichter und mehrerer Frequenzen auf einer Leitung, was in der Realität (z.B. durch eine pulsweitenmoduliert betriebene Leistungselektronik) der Fall ist, ein großer Teil des Spektrums mit Mischprodukten gefüllt wird. Diese finden auf ausgedehnten Leitungsstrukturen, wie Hausinstallationen, ausreichend Möglichkeiten zum Abstrahlen. Somit ist die Störung von Funkdiensten durch die Mischfunktion von Geräten im Netz möglich, die für sich betrachtet eine zufriedenstellende Störaussendung und Störfestigkeit aufweisen.

## 4 Fazit und Ausblick

In aktuellen EMV-Prüfnormen werden fast ausschließlich die Quellen- und Senken-Eigenschaften für elektromagnetische Störgrößen adressiert. Eine Charakterisierung des Prüflings als Koppelement erfolgt üblicherweise nicht.

Diese Arbeit zeigt, dass eine allgemeine Betrachtung des Prüflings als Koppelement, zum Beispiel für Schaltnetzteile mit Diodengleichrichter, notwendig sein kann. Aus diesem Grund wird mit dieser Arbeit ein erster Schritt in eben diese Richtung getan. Das Fernziel ist es auf Basis der bislang gewonnenen Erkenntnisse aufzubauen und eine Möglichkeit zu finden, das Störpotential von elektrischen Einrichtungen in der Eigenschaft als Koppelement zu charakterisieren und klar definierte Messbedingungen zu schaffen.

### Literatur

- [1] Richtlinie 2014/30/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 26. Februar 2014
- [2] DIN EN 61000-4-6 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV – Teil 4-6: Prüf- und Messverfahren – Störfestigkeit gegen leitungsgeführte Störgrößen, induziert durch hochfrequente Felder
- [3] A. J. Schwab und W. Kürner, Elektromagnetische Verträglichkeit, Berlin Heidelberg: Springer, 2011, S. 26



---

Hochgeschwindigkeitsbus im Kfz



# **Untersuchungen zur Störfestigkeit von 100Base-T1 Kommunikation für autonome Fahrfunktionen gegen puls- und sinusförmige Störsignale**

Dr.-Ing. Sebastian Jeschke, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, jeschke@emc-test.de

Jan Loos, B.Sc., EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, loos@emc-test.de

Michael Kleinen, M.Eng., EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, kleinen@emc-test.de

Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str.76, 44227 Dortmund, baerenfaenger@emc-test.de

Dr.-Ing. Christian Hangmann, SIL System Integration Laboratory GmbH, Technologiepark 18, 33100 Paderborn, christian.hangmann@silab.de

Dipl.-Ing. Ingo Wüllner, SIL System Integration Laboratory GmbH, Technologiepark 18, 33100 Paderborn, ingo.wuellner@silab.de

## **1 Einleitung**

In zukünftigen Fahrzeugarchitekturen werden zunehmend elektrifizierte Antriebssysteme und Kommunikationssysteme mit hohen Datenraten für hochautomatisierte Fahrfunktionen implementiert. Dies stellt insbesondere im Hinblick auf die EMV eine Herausforderung dar, weil eine störungsfreie Koexistenz der unterschiedlichen Bordnetzsysteme gewährleistet werden soll.

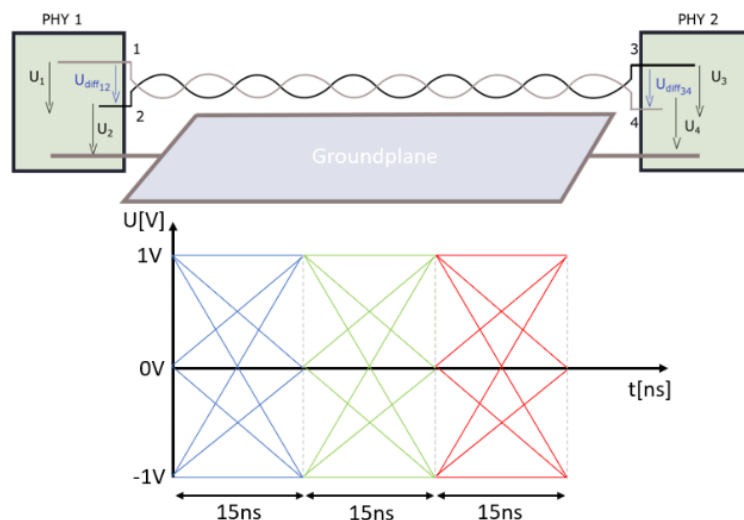
Für die Realisierung von hochautomatisierten Fahrfunktionen, wird eine umfassende Sensorik in die Fahrzeuge integriert, welche die Fahrzeugumgebung mit Hilfe von Daten aus Kamera- und Radarsystemen erfasst. Um die resultierenden Datenmengen beherrschen und entsprechend kommunizieren zu können, reichen herkömmliche fahrzeuginterne Kommunikationssysteme, wie beispielsweise der CAN-Bus, nicht mehr aus. Alternativ stellt eine Automotive Ethernet Kommunikation (100Base-T1) [1] eine leistungsfähige Option dar, mit der Datenraten von bis zu 100 Mbit/s realisiert werden können. Zwecks Kostenoptimierung wird die Kommunikation zwischen den angeschlossenen Teilnehmern, wie bei der klassischen CAN-Bus Kommunikation, über eine verdrehte und ungeschirmte Zweidrahtleitung (Unshielded Twisted Pair - UTP) realisiert. Dabei muss sichergestellt werden, dass die im Fahrzeug eingesetzten Hochvolt-Systeme (HV-Systeme) die Kommunikation nicht unzulässig beeinflussen. Hierzu muss die Störfestigkeit der Kommunikationsstrecke umfassend untersucht werden, damit im Rahmen der Standardisierung Testverfahren und Prüfpegel festgelegt werden können, die eine sichere Koexistenz der verschiedenen Systeme im Fahrzeug gewährleisten. Innerhalb eines Elektrofahrzeugs, welches im PKW-Bereich bei Spannungen von bis zu 950 V [2] betrieben wird, kommt es zu breitbandigen Störaussendungen, die etwa um einen 35 dB höher sind als im klassischen 12 V Bordnetz. Durch die Verdrehung der ungeschirmten Kommunikationsleitung, wird unter idealen Bedingungen der in die Leitung induktiv eingekoppelte differentielle Störpegel kompensiert. Das Schalten der Zwischenkreisspannung durch den Inverter im Hochvolt-System führt jedoch dazu, dass

steilflankige Spannungspulse erzeugt werden, die kapazitiv in die Kommunikationsleitung einkoppeln können und durch die Verdrillung nicht kompensiert werden können.

In dieser Arbeit wird die Störfestigkeit einer 100Base-T1 Kommunikationstrecke hinsichtlich beispielhafter kapazitiven und induktiven Kopplungen untersucht. Messungen in [4] haben gezeigt, dass sich durch Schalthandlungen in HV-Komponenten auf der Systemschirmung Impulse ausbreiten, weshalb hier eine kapazitive Koppelzange (Capacitive Coupling Clamp, CCC) verwendet wird. Mit dem CCC Verfahren nach ISO 7637-3 [3] werden Pulse kapazitiv auf die ungeschirmte Kommunikationsleitung eingekoppelt, um den Störer der HV-Seite nachzubilden. Neben pulsförmigen Störern, können auch sinusförmige Störer auftreten, die etwa durch On-board Transmitter hervorgerufen werden. Zur Untersuchung der Störfestigkeit gegen schmalbandige, induktiv eingekoppelte Störgrößen wird in dieser Arbeit das Bulk Current Injection (BCI) Verfahren eingesetzt, um Schwachstellen der Kommunikationsstrecke zu identifizieren.

## 2 Eigenschaften des Physical-Layer von 100Base-T1

Bei der Zweidraht Ethernet Kommunikation wird mit einer dreistufigen Pulsamplitudenmodulation (PAM-3) gearbeitet [5]. Abbildung 1 zeigt schematisch den Aufbau einer solchen Kommunikationsstrecke, sowie das Prinzip der PAM-3. Das Signal wird differentiell zwischen den beiden Leitungen kommuniziert und arbeitet mit Signalpegeln von  $[-1\text{ V}, 0\text{ V}, +1\text{ V}]$ . Die Änderungen der Spannungspegel ergeben jeweils ein Symbol für die Kommunikation. Damit resultieren insgesamt  $3^2$  mögliche Symbole, wobei das Symbol  $0\text{ V}$  auf  $0\text{ V}$  für den Start bzw. das Ende eines Nutzdatenpakets reserviert ist.

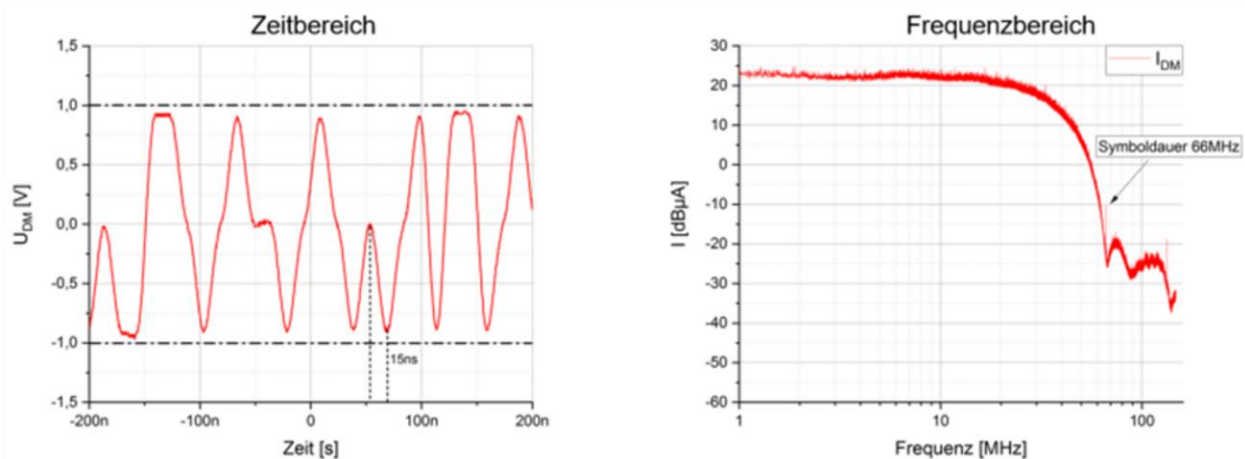


**Abbildung 1** Schematischer Aufbau einer Zweidraht Ethernet Kommunikation und Prinzipdarstellung einer PAM-3

Zur Anpassung der Bandbreite des Informationssignals an die Kanalbandbreite, wird ein Raised-Cosine Filter [6] eingesetzt. Abbildung 2 zeigt links das differentielle Halbduplex Spannungssignal im Zeitbereich. Rechts im Bild ist der Strom des differentiellem Nutzsignals im Frequenzbereich dargestellt. Charakteristisch für 100Base-T1 ist zum



einen die belegte Bandbreite von  $33\frac{1}{3}$  MHz und zum anderen die Symbolrate von  $66\frac{2}{3}$  MHz, die eine Übertragungsrate von 100 MBit/s ermöglicht.



**Abbildung 2** Signal einer 100Base-T1 Kommunikation im Zeitbereich (links) und im Frequenzbereich (rechts)

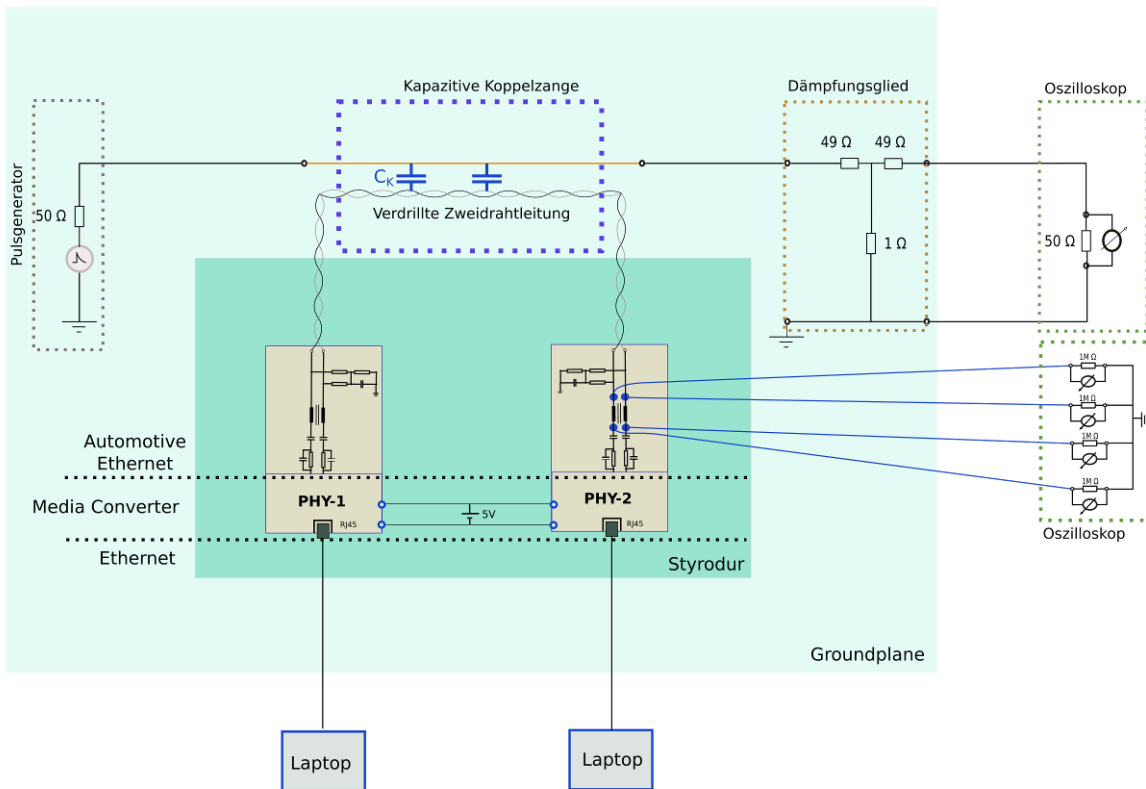
Im Folgenden wird die Störfestigkeit gegenüber steiflankigen Gleichtaktstörern mit großer Amplitude im Zeitbereich und deren Einfluss auf das differentielle Kommunikationssignal betrachtet. Darüber hinaus wird exemplarisch das Verhalten einer 100Base-T1 Kommunikation unter Störeinfluss durch induktiv eingekoppelte, sinusförmige Signale untersucht.

### 3 Einfluss impulsförmiger Störgrößen auf die 100Base-T1 Kommunikation

Eine typische Störgröße, die sowohl in herkömmlichen als auch in Elektrofahrzeugen auftreten kann, ist eine pulsförmige Spannung. Insbesondere die durch leistungselektronische Schaltungen im elektrischen Antriebsstrang eines Fahrzeugs hervorgerufenen Spannungspulse sind durch steile Flanken und hohe Amplituden gekennzeichnet. Um den Einfluss von Spannungspulsen auf eine 100Base-T1 Kommunikation zu bestimmen, wird in dieser Arbeit die kapazitive Kopplung mit Hilfe des in Abbildung 3 schematisch dargestellten Aufbaus untersucht. Um verschiedene Flankensteilheiten zu simulieren, wird der Ausgangspegel des Pulsgenerators erhöht, während die Steigzeit des Pulses konstant bleibt. Die Amplitude wird sukzessive von 100 V bis 900 V um jeweils 100 V erhöht.

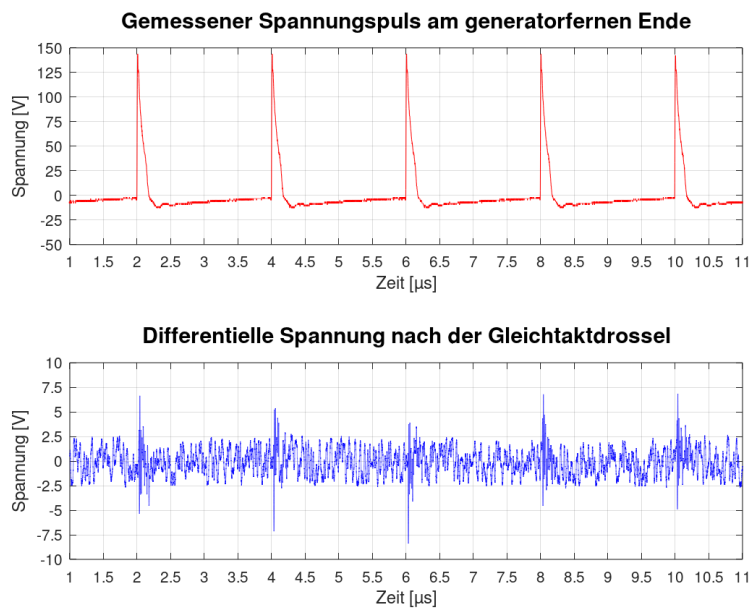
Gemessen werden die Single-Ended Spannungen vor und hinter der Gleichtaktdrossel am Analog-Front-End des Automotive Ethernet PHYs, woraus das differentielle Nutzsignal berechnet wird. Mit Hilfe eines weiteren Oszilloskops wird gleichzeitig der kapazitiv eingekoppelte Spannungspuls als Triggerereignis erfasst und dem Kommunikationssignal überlagert. Durch die Überlagerung von Puls und Kommunikationssignal soll dessen Einfluss auf die Kommunikationsqualität beobachtet werden. Als wesentliches Merkmal hierfür wird die resultierende Datenrate über die Media Converter betrachtet. Die eingesetzten Media Converter übersetzen das Ethernet Signal am MII (Media Independent Interface) auf das Automotive Ethernet Signal. Über ein

lokales Netz werden Daten zwischen den beiden Automotive Ethernet PHYs ausgetauscht und auf einer grafischen Oberfläche ausgewertet.



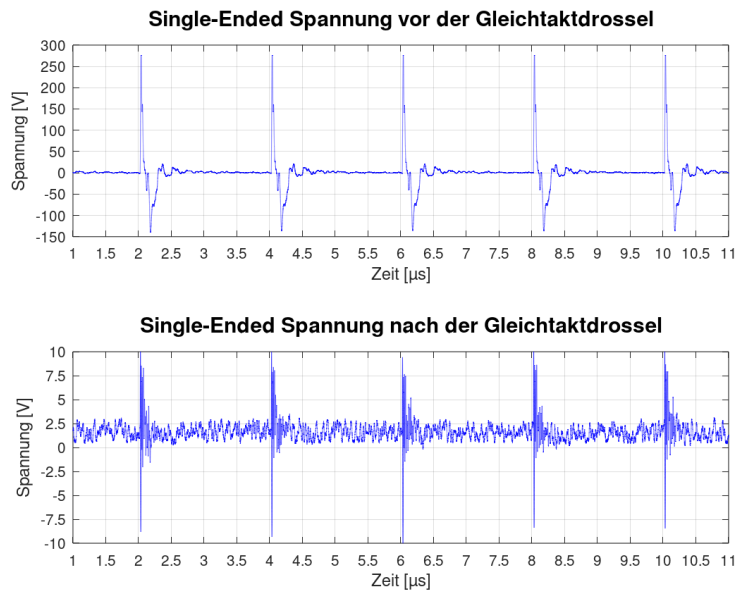
**Abbildung 3** Testaufbau zur Störfestigkeitsuntersuchung mittels CCC Verfahren

Die in Abbildung 4 dargestellten Störpulse (rot), zeigen die am generatorfernen Ende der Koppelzange gemessene Spannung in einem 50 Ω-System bei einer Pulsamplitude von 900 V.



**Abbildung 4** Einfluss eines kapazitiv eingekoppelten Spannungspulses auf das differentielle Ethernet Kommunikationssignal

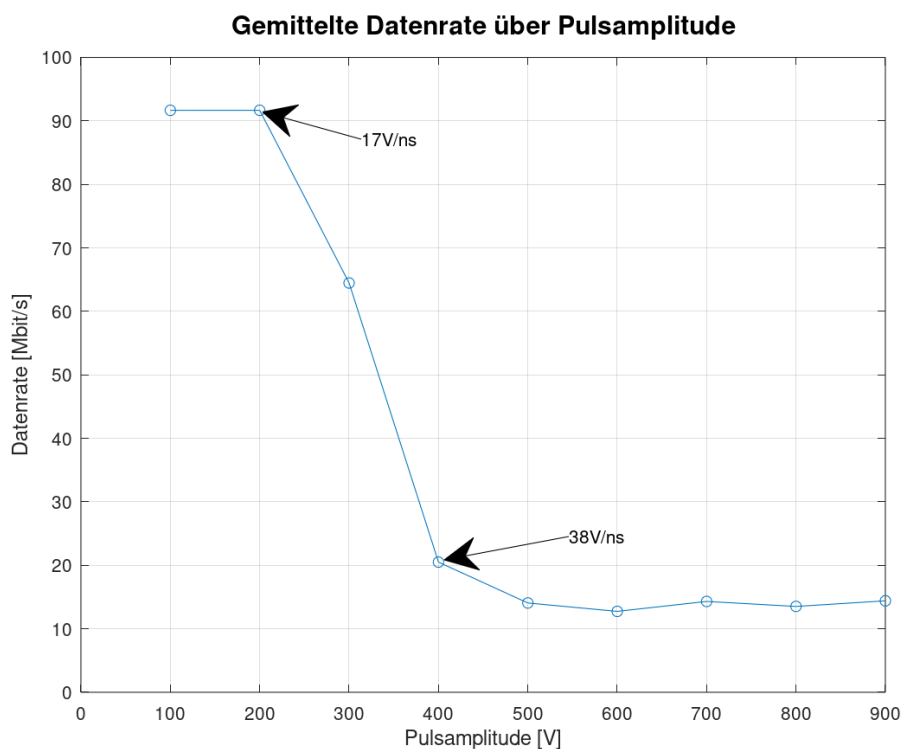
Um das Kommunikationssignal mit relativ geringen Spannungspegeln von  $\pm 2$  V zusammen mit der sehr viel größeren Pulsstörspannung messen zu können, wird die differentielle Spannung durch Subtraktion von zwei Single-Ended-Messungen der einzelnen Leitungen gegen Masse berechnet. In ersten Messungen hat sich die maximale Messdynamik von breitbandigen differentiellen Tastköpfen als limitierender Faktor für das Erfassen von hohen Pulsamplituden ergeben. Der Einfluss des eingekoppelten Störpulses auf das gemessene Kommunikationssignal (blau) hinter der Eingangsbeschaltung des PHYs auf dem Automotive Ethernet Board ist ebenfalls in Abbildung 4 dargestellt. Deutlich zu sehen ist eine Spannungserhöhung des Signals während eines Pulsevents. In Abbildung 5 ist beispielhaft die Single-Ended Störspannung vor und hinter der Gleichtaktdrossel des verwendeten Automotive Ethernet Media Converters abgebildet.



**Abbildung 5** Vergleich der gemessenen Single-Ended Spannungen vor und hinter der Gleichtaktdrossel der verwendeten 100Base-T1 Media Converter

Hieran lässt sich deutlich die Wirksamkeit der Gleichtaktunterdrückung erkennen. Die zwischen Signalleitung und Masse eingespeisten Spannungspulse werden durch die gekoppelten Induktivitäten der Gleichtaktdrossel deutlich in ihrer Amplitude um nahezu 30 dB gedämpft.

Um den Einfluss der gemessenen Störungen auf die Übertragungsqualität der differentiellen Kommunikationsstrecke abschätzen zu können, wird während der Pulsbeaufschlagung ein Datenstrom zwischen den Media Converters erzeugt. Die Datenrate der Verbindung zwischen den Media Converters wird für unterschiedliche Störampplituden ermittelt. Abbildung 6 zeigt die über 60 Sekunden resultierende, gemittelte Datenrate in Abhängigkeit der aus der zeitlichen Änderung des Störpulses berechneten Flankensteilheit. Da die Steigzeit des Pulses näherungsweise konstant ist, ändert sich die Flankensteilheit maßgeblich in Abhängigkeit von der gewählten Amplitude.

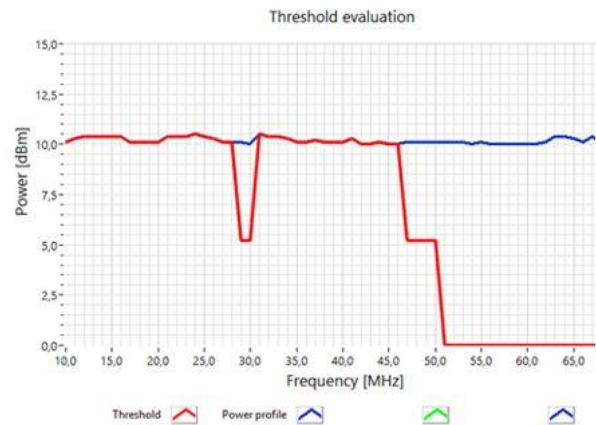
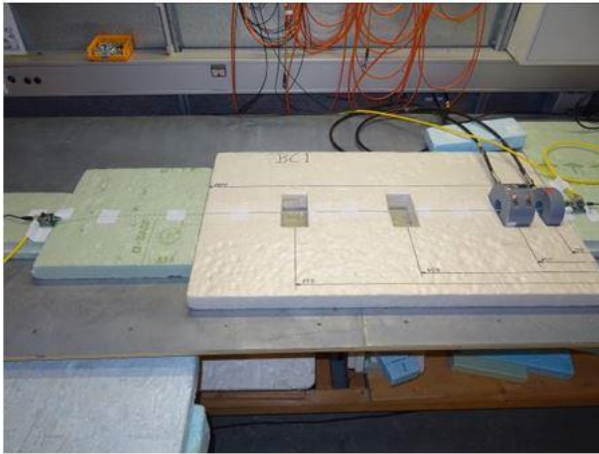


**Abbildung 6** Resultierende Datenrate (gemittelt) der Kommunikationsstrecke in Abhängigkeit der Amplitude des Störpulses

#### 4 Einfluss sinusförmiger Störgrößen auf die 100Base-T1 Kommunikation

Neben pulsförmigen treten sinusförmige Signale, beispielsweise durch schmalbandige On-Board Transmitter hervorgerufen, als Störgrößen im Fahrzeug auf. Zur Untersuchung der Störfestigkeit einer 100Base-T1 Kommunikationsstrecke gegen sinusförmige Störsignale wird, wie in Abbildung 7 links gezeigt, ein Störstrom mit dem BCI Verfahren auf die Kommunikationsleitung eingekoppelt. Hierbei wird der Frequenzbereich von 10 MHz bis 70 MHz im Closed-Loop Verfahren betrachtet, um potentielle Schwachstellen der Kommunikationsstrecke zu ermitteln.

Während der Beaufschlagung wird dabei die Kommunikationsqualität auf Basis der Paketverlustrate (Packet Error Rate – PER) zwischen den beiden Teilnehmern ausgewertet. Im Fehlerfall wird die über die Stromzange eingespeiste Störleistung reduziert, bis das Kommunikationssystem in einen fehlerfreien Zustand zurückkehrt. Die Störleistung, bei der das System noch fehlerfrei arbeitet, wird als Störschwelle bezeichnet. Abbildung 7 zeigt rechts einen exemplarisch aufgezeichneten Verlauf der resultierenden Störschwelle für die Automotive Ethernet Kommunikation. Im gesamten Frequenzbereich zwischen 10 MHz und 70 MHz wird ein Störleistungspegel von 10 dBm vorgehalten (blau). Wird die Kommunikation durch die eingepreiste Störleistung beeinflusst, wird die Störleistung abgesenkt (rot).



**Abbildung 7** links: Testaufbau für die Einkopplung sinusförmiger Störer mittels BCI Verfahren; rechts: Vergleich zwischen Sollpegel und eingespeistem Istpegel

Das Ergebnis zeigt, dass zwischen 28 MHz und 30 MHz das System in Form von Paketverlusten beeinflusst wird. Eine Absenkung der Störleistung führt jedoch dazu, dass eine fehlerfreie Kommunikation möglich ist. Bei einem sinusförmigen Störsignal im Frequenzbereich von 46 MHz bis 70 MHz zeigt die Kommunikationsstrecke hingegen ein anderes Verhalten. Der Link zwischen den beiden Teilnehmern der Automotive Ethernetstrecke wird unterbrochen und kann bei Abschalten der Störleistung nicht wiederhergestellt werden. Um hier für jede Frequenz der Störgröße eine entsprechende Störschwelle zu ermitteln, müsste, anstatt eines Frequenzsweeps, ein separater Test bei der jeweiligen Frequenz erfolgen. Darüber hinaus muss die Kommunikationsstrecke im Falle des Linkabbruchs einem Hardwarereset unterzogen werden, um den Ausgangszustand wiederherzustellen.

## 5 Zusammenfassung

Durch die Einführung von hochautomatisierten Fahrfunktionen in aktuellen und zukünftigen Fahrzeugen werden, um die anfallenden Datenmengen zu beherrschen, neue leistungsfähige Kommunikationssysteme in die Fahrzeuge integriert. Zusammen mit der Sensorik für eine genaue Umgebungserfassung wird ein zusätzliches Bordnetz in die Fahrzeuge integriert, welches sowohl im Bereich der EMV als auch der funktionalen Sicherheit hohe Anforderungen erfüllen muss. In Elektrofahrzeugen ist die Anzahl der auftretenden Störimpulse im Hochvoltkreis, aufgrund der Schaltfrequenz des Inverters von bis zu 100 kHz und Spannungen von bis zu 950 V, ein wesentlicher Beitrag zum Störpotential für das koexistierende Kommunikationsbordnetz.

Die kapazitive Kopplung zwischen Hochvoltbordnetz und Kommunikationsstrecke wird insbesondere durch die Flankensteilheit der Hochvoltspannungspulse charakterisiert.

Die Untersuchungen bzgl. der Störfestigkeit gegen pulsförmige Störer zeigen, dass in Abhängigkeit der Pulscharakteristik die 100Base-T1 Kommunikation beeinflusst wird. Unter Variation der Pulsamplitude zeigt sich, dass ab einer Flankensteilheit von  $17 \frac{\text{V}}{\text{ns}}$  die verfügbare Datenrate sinkt und die Kommunikation dadurch gestört wird. Unter Berücksichtigung des aktuellen Trends hinsichtlich der verwendeten Leistungselektronik in elektrischen Antrieben, lässt sich zeigen, dass hocheffiziente Leistungshalbleiter die Fahrzeugkommunikation stören können. Um eine allgemeingültige Aussage über die

Störfestigkeit gegen entsprechend steiflankige Hochvoltpulse zu erhalten, muss in weiteren Untersuchungen neben dem Einfluss der eingesetzten Media Converter auch die Parametrierung des Protokolls für die Datenübertragung betrachtet werden. Eine Analyse des Signals auf physikalischer Ebene erfordert eine Decodierung der bidirektional ausgetauschten Symbole [7].

Um das Systemverhalten bei Störeinfluss durch sinusförmige Signale zu untersuchen, kann das standardisierte BCI Verfahren eingesetzt werden. Die induktive Einkopplung führt dabei zu frequenzselektivem Verhalten der Kommunikationsstrecke und wird durch die Beaufschlagung in seiner Funktion gestört. Dabei wird in dieser Arbeit gezeigt, dass eine detaillierte Beurteilung der Störfestigkeit gegen schmalbandige Störer mit erhöhtem Aufwand verbunden ist. Neben dem BCI Verfahren wird durch die OPEN Alliance zusätzlich das sogenannte DPI Verfahren (Direct Power Injection) beschrieben [8]. Dabei wird ein schmalbandiger Störer über ein spezielles Koppelnetzwerk auf die Kommunikationsleitungen gespeist. Ausblickend kann der Vergleich zwischen BCI und DPI Verfahren genutzt werden, um das Verhalten einer Automotive Ethernet Kommunikation unter schmalbandigem Störeinfluss detaillierter zu untersuchen.

## Literaturangaben

- [1] IEEE Std 802.3bw™-2015 (Amendment to IEEE Std 802.3™-2015) Amendment 1: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 100 Mb/s Operation over a Single Balanced Twisted Pair Cable (100BASE-T1)
- [2] A.Engstle, M.Dieml, A.Angermaier, W.Schelter: 800V for electric vehicles - Voltage level suitable for calibration, ATZ vol. 115, 09.2013
- [3] 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, 3<sup>rd</sup> Edition, 01.07.2016
- [4] S.Jeschke: Grundlegende Untersuchungen von Elektrofahrzeugen im Bezug auf Energieeffizienz und EMV mit einer skalierbaren Power-HiL-Umgebung, Dissertation Universität Duisburg-Essen, 2016
- [5] Lambert M Surhone, Mariam T Tennoe, Susan F Henssonow: Pulse-Amplitude Modulation, Betascript Publishing, 2011
- [6] John B. Anderson: Digital Transmission Engineering. 2. Auflage. Wiley Interscience, Lund, Schweden 2005
- [7] Ricardo Sappia: BroadR-Reach Interoperability Test Suite, Version 2.0, OPEN Alliance November 2014
- [8] Dr. Bernd Körber: EMC Measurement Specification for BroadR-Reach Transceivers, Version 2.0, OPEN Alliance, November 2014

# Analyse der Störfestigkeit von Automotive Ethernet Kommunikationssystemen

M.Sc. Carina Austermann, Technische Universität Dortmund, Deutschland  
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, Deutschland

## 1 Einleitung

Die ansteigende Anzahl der elektronischen Systeme im Fahrzeug und die Art der Anwendungen erhöhen den Bedarf an robusten Kommunikationssystemen. Im Hinblick auf echtzeitfähige Anwendungen in teilautomatisierten oder vollautomatisierten Fahrzeugen ergeben sich hohe Anforderungen an die notwendige Datenrate und die Übertragungssicherheit der Kfz-Kommunikationssysteme. Um diese Aufgabe zu erfüllen wurde als neues Kommunikationssystem Automotive Ethernet entwickelt [1], welches heute meist mit einer Übertragungsrate von 100 Mbit/s eingesetzt wird. Das Datensignal wird über eine ungeschirmte verdrehte Leitung übertragen und mithilfe einer Amplitudenmodulation, bestehend aus drei verschiedenen Spannungspegeln, codiert [2]. Die hohe Datenrate führt zu einer relativ geringen Symboldauer und die Verwendung von ungeschirmten Leitungen begünstigt die Einkopplung von Störungen, die zu einer Beeinträchtigung der Kommunikation führen können. Für den Entwurf von Kommunikationssystemen im Fahrzeug ist damit eine Bewertung der Kommunikationsgüte und die Beurteilung von potentiellen Störsignalen von hoher Bedeutung.

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Bewertung der Störfestigkeit einer 100BASE-T1 Kommunikation. Es werden verschiedene Ansätze zur Bewertung der Kommunikation diskutiert, um eine Aussage anhand der Signale auf dem Physical Layer vorzunehmen. Im Anschluss werden Untersuchungsergebnisse zur Störfestigkeit einer realen Kommunikationsstrecke gegenüber differentieller Störpulse vorgestellt. Die Untersuchungen zeigen den Einfluss verschiedener Störsignale auf Bit- und Paketfehler in einer 100BASE-T1 Kommunikation.

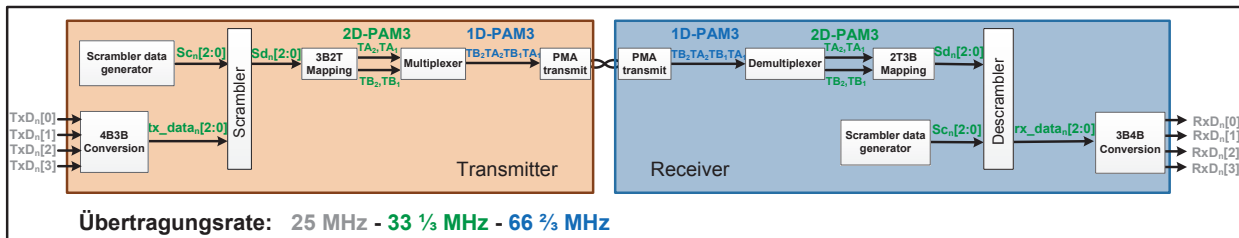
## 2 Grundlagen zur Signalübertragung mit 100BASE-T1

In diesem Kapitel werden der Signalfluss und die Signalerzeugung einer 100BASE-T1 Übertragungsstrecke zwischen zwei Teilnehmern genauer betrachtet, um die Problematik und die Möglichkeiten der Bewertung der Kommunikation aufzuzeigen. 100BASE-T1 ist ein Vollduplex-Verfahren, sodass der Receiver und Transmitter eines Transceivers zeitgleich aktiv sind. Im Folgenden wird die Kommunikation von einem Transmitter zu einem Receiver exemplarisch erläutert. Der Signalfluss ist schematisch in Abbildung 1 dargestellt. Die zu übertragenden Nutzdaten werden in vier parallele Datensignale  $TxD_n[3:0]$  unterteilt und so an den Transceiver übermittelt, sodass immer 4 Bits zeitgleich am Eingang des Transmitters vorliegen. Die Übermittlung der Eingangsdatensignale erfolgt mit einer Übertragungsrate von 25 MHz, sodass die Übertragungsgeschwindigkeit von  $4 \cdot 25 \text{ MHz} = 100 \text{ MHz}$  für die gesamte Kommunikation erreicht wird. Die vier ankommenden Bits werden zunächst in einer 4 Bit-zu-3 Bit-Konvertierung umgruppiert, sodass Bittriple ( $tx\_data_n[2:0]$ ) entstehen. Diese werden mit einer Taktrate von  $33\frac{1}{3} \text{ MHz}$  übertragen. Sollte die Anzahl der Eingangsbits kein Vielfaches von 3 sein, werden Stuffbits hinzugefügt, um die Umgruppierung zu ermöglichen. Das Signal  $tx\_data_n[2:0]$  wird zum

Scrambler übertragen. Das Ausgangssignal des Scramblers  $Sd_n[2:0]$  wird durch eine Exklusiv-Oder-Verknüpfung der Nutzdatenbits  $tx\_data_n[2:0]$  und einer Pseudozufallssequenz  $Sc_n[2:0]$  generiert (1).

$$Sd_n[2:0] = Sc_n[2:0] \oplus tx\_data_n[2:0] \quad (1)$$

Die Zufallssequenz nutzt die selbe Übertragungsrates wie die Nutzdaten, sodass die Übertragungsgeschwindigkeit von  $33\frac{1}{3}$  MHz konstant bleibt. Die Erzeugung der Pseudozufallssequenz erfolgt mithilfe eines linearen rückgekoppelten Schieberegisters und einem in der Spezifikation festgelegten Polynom [2]. Der Vorgang des Scramblings erfolgt unter anderem zur Verringerung des DC-Offsets in der Übertragung [3]. Diese Verarbeitung der Daten führt jedoch dazu, dass keine direkte Korrelation zwischen Eingangsdaten  $TxD_n[3:0]$  und übertragenen Daten  $Sd_n[2:0]$  ohne Kenntnis von  $Sc_n[2:0]$  zu einem beliebigen Zeitpunkt möglich ist. Die Bittripel  $Sd_n[2:0]$  werden im Anschluss jeweils einem ternären Symbolpaar zugeordnet, welches parallel mit einer Taktrate von  $33\frac{1}{3}$  MHz übertragen wird. Mithilfe eines Multiplexers werden die Symbolpaare in ein serielles Signal konvertiert und es entsteht das charakteristische PAM3 Signal. Um die Übertragungsgeschwindigkeit zu erhalten müssen die Symbolpaare mit  $66\frac{2}{3}$  MHz übertragen werden. Die Folge aus Symbolpaaren wird in zwei analoge Signale überführt, zwischen denen eine Phasendifferenz von  $180^\circ$  besteht., und über ein verdrehtes Leitungspaar übertragen. [3]



**Abbildung 1:** Schematische Darstellung der Signalverarbeitung einer 100BASE-T1 Übertragungstrecke

Auf dem verdrehten Leitungspaar befindet sich somit ein PAM3 Signal mit einer Symboldauer von 15 ns. Aufgrund des Vollduplex-Verfahrens werden in der Regel von den beiden angeschlossenen Teilnehmern zeitgleich Daten auf die Verbindungsleitung gelegt und es entsteht eine Überlagerung beider Signale, deren Phasendifferenz nicht spezifiziert ist. Der Receiver invertiert die zuvor beschriebene Signalverarbeitung, um schließlich vier parallel Ausgangssignale  $RxD_n[3:0]$  zu generieren. Um das Descrambling korrekt durchzuführen, müssen Master und Slave zunächst synchronisiert werden, unabhängig davon, ob sie als Receiver oder Transmitter fungieren. Dazu wird während des Trainingsmodus beim Slave das lineare rückgekoppelte Schieberegister mit den aktuellen Einträgen belegt und während der Datenübertragung kontinuierlich eine Taktrekonstruktion durchgeführt, sodass beide Teilnehmer dieselbe Grundlage zum Scrambling und Descrambling besitzen. [3]

Die möglichen Signale, welche am realen System zur Überwachung genutzt werden können, sind  $TxD_n[3:0]$ ,  $RxD_n[3:0]$  und die Spannungen auf den verdrehten Leitungen. Aufgrund des Vollduplex-Verfahrens und des Scramblings kann jedoch eine Verbindung zwischen Eingangsdaten und Spannungspegeln auf dem Bus nur mit sehr großem Aufwand hergestellt werden. Die sich daraus ergebenden Untersuchungsmethoden der Kommunikationsqualität werden im Folgenden anhand eines realen Systems genauer analysiert.

### 3 Messaufbau einer 100BASE-T1 Kommunikationstrecke

Die verschiedenen Untersuchungen zur Kommunikationsgüte und Störfestigkeit von 100BASE-T1 werden anhand eines Laboraufbaus durchgeführt. Es wird eine Punkt-zu-



Punkt-Verbindung zwischen zwei 100BASE-T1 Transceivern aufgebaut. Dazu werden Automotive Ethernet Evaluationboards (DP83TC811EVM) [4] mit Automotive Ethernet Transceivern [5] von Texas Instruments verwendet. Die Ansteuerung der Evaluationboards erfolgt mit einem PC. Aufgrund des integrierten Media-Converters können Nutzdaten über den gewöhnlichen PC-Ethernetanschluss vorgegeben werden. Der schematische Messaufbau ist in Abbildung 2 dargestellt. Zur Messung eines einzelnen übertragene Frames, der von Teilnehmer 1 zu Teilnehmer 2 versendet wird, muss aufgrund des Vollduplex-Verfahrens eine Signaltrennung erfolgen. Die Trennung der überlagerten Sendesignale auf den Busleitungen erfolgt mit einem dafür vorgesehenen Board, auf Basis von Richtkopplern [6]. Damit ist eine Messung eines gesendeten Nutzsignals im Zeitbereich auf beiden Busleitungen mithilfe eines Oszilloskops möglich. In den dargestellten Untersuchungen werden die Nutzdaten unidirektional vom Slave zum Master übertragen. Der Abbruch eines Links ist damit einfach zu detektieren, da der Slave das Senden einstellt, sobald keine Verbindung mehr zum Master besteht. Neben den Spannungsamplituden auf den Busleitungen werden die  $RxD_n[3:0]$  und  $TxD_n[3:0]$  von Sender und Empfänger mithilfe eines Logic-Analyzers gemessen. Auf Basis dessen es möglich ist, Eingangs- und Ausgangsbitfolgen direkt miteinander zu vergleichen.

In dieser Arbeit liegt der Fokus auf dem Einfluss differentiell eingekoppelter Störpulse. Zur Einkopplung wird Direct Power Injection (DPI) verwendet. Diese Methode zur Untersuchung der Störfestigkeit von 100BASE-T1 wird in [2] und [7] detailliert erläutert. In den hier beschriebenen Messungen wird eine Platine verwendet, welche ein Störsignal mithilfe eines Kondensators mit  $C_{DPI} = 470 \text{ pF}$  kapazitiv auf eine der beiden Busleitungen überträgt. Da die Einkopplung asymmetrisch erfolgt, ergibt sich ein differentielles Störsignal. Die Form des Störsignals wird mit einem Signalgenerator vorgegeben.

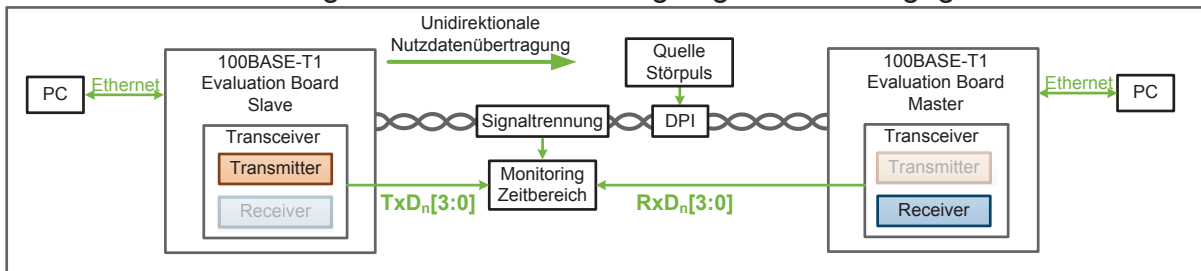
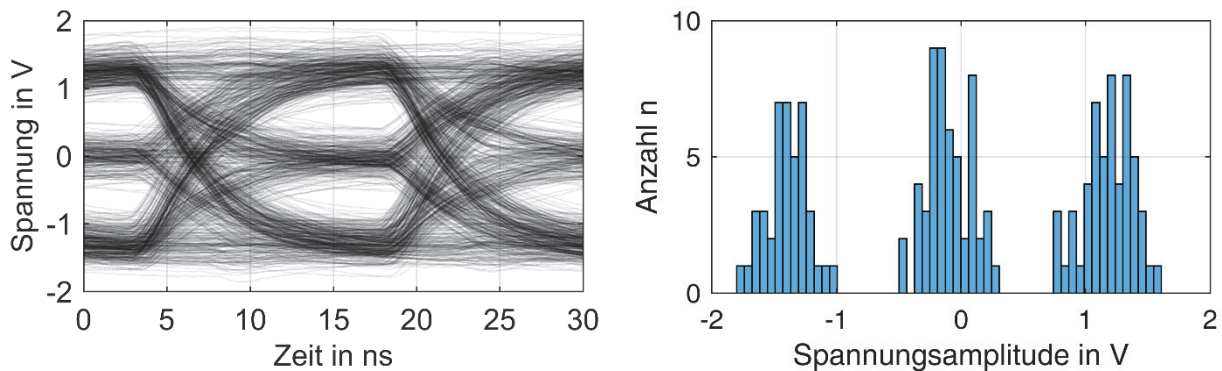


Abbildung 2: Schematische Darstellung des Messaufbaus

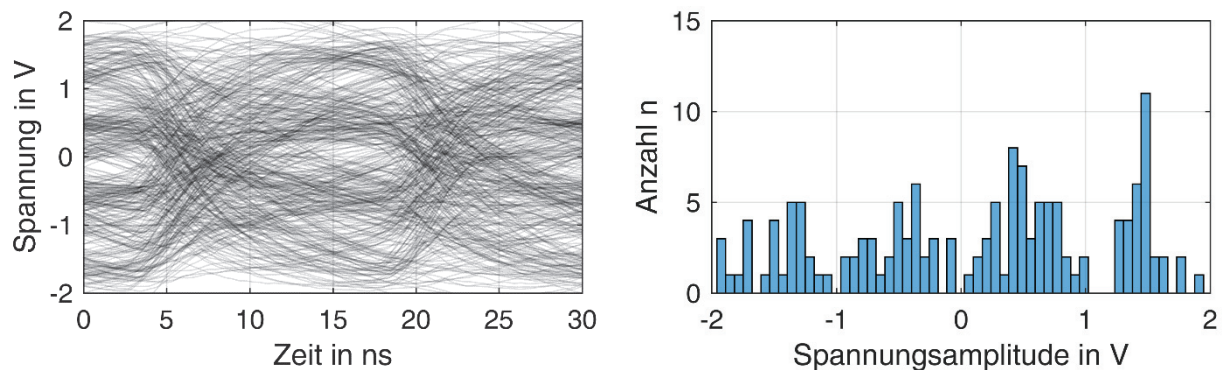
#### 4 Bewertung einer 100BASE-T1 Kommunikation

In diesem Kapitel werden verschiedene Messergebnisse dargestellt, die mithilfe des im vorherigen Kapitel beschriebenen Messaufbaus ermittelt wurden. Die Ergebnisse werden im Hinblick auf die Nutzbarkeit für die Bewertung der Kommunikationsgüte analysiert. Zu Beginn wird das Augendiagramm einer Nutzdatenübertragung ohne Störsignaleinkopplung aufgenommen. Dazu werden die Signale auf den verdrehten Leitungen mithilfe der Richtkoppler separiert und gemessen. Die Messergebnisse des übertragenen Differenzsignals werden in Abbildung 3 visualisiert. Auf der linken Seite der Abbildung ist das klassische Augendiagramm des differentiellen Datensignals über zwei Symbolauern dargestellt. Die deutliche Trennung der drei unterschiedlichen Signalpegel und die Augenöffnung sind zu erkennen. In der rechten Abbildung ist ein Histogramm der Amplitudenverteilung zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung dargestellt. Auch hier sind die drei zulässigen Spannungsbereiche, entsprechend der PAM3, gut zu erkennen, so dass eine Bewertung der Signalqualität möglich ist.



**Abbildung 3:** Augendiagramm ungestörter Kommunikation und Histogramm über die Verteilung der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung

In einer weiteren Untersuchung wird ein sinusförmiges Störsignal mit einer Frequenz von 20 MHz differentiell eingekoppelt und mit dem Nutzsignal überlagert, sodass es zu einem Abbruch des Links kommt. In Abbildung 4 ist das Augendiagramm des differentiellen Signalpegels auf der Kommunikationsleitung, bestehend aus der Überlagerung von Nutz- und Störsignal, dargestellt. In dieser Konfiguration ist keine Augenöffnung mehr zu erkennen, und die PAM3 lässt sich nur noch erahnen. In dem rechten Teil der Abbildung ist das Histogramm der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt dargestellt, bei dem die maximale Augenöffnung auftreten sollte. Im Vergleich zu Abbildung 3 sind die Spannungsamplituden nahezu gleichverteilt und es gibt keine eindeutige Trennung der Signalpegel. Die einzelnen Symbole können im Empfänger nicht mehr korrekt dekodiert werden, und es kommt zum Abbruch der Kommunikation.

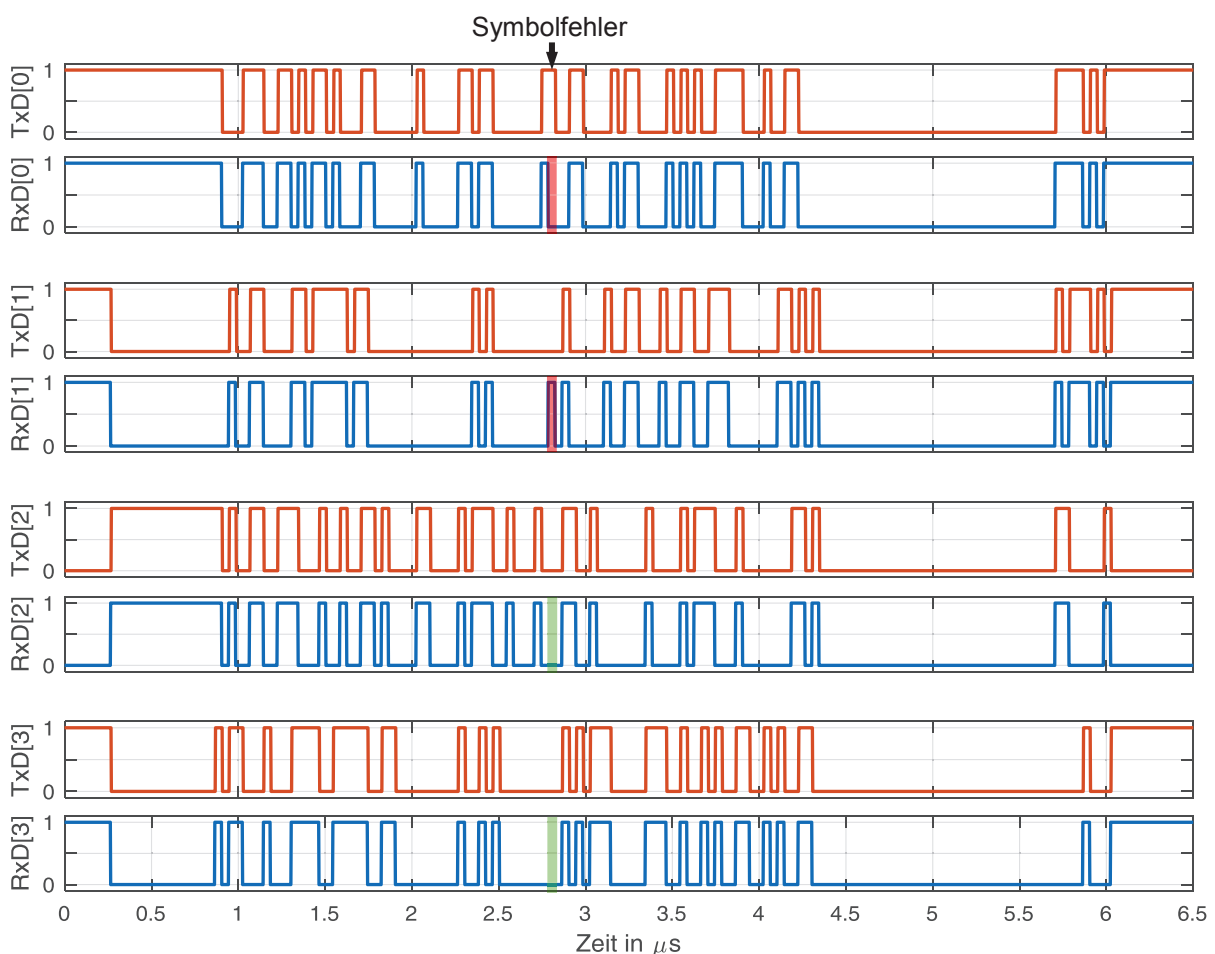


**Abbildung 4:** Augendiagramm gestörter Kommunikation und Histogramm über die Verteilung der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung

Die Messungen der Signalverläufe im Zeitbereich zeigen sowohl die Möglichkeiten, als auch die Grenzen, die mit einer Bewertung anhand des Augendiagramms verbunden sind. Die Unterscheidung zwischen einer gestörten Kommunikation, die zu einem Abriss des Links führt, und einer ungestörten Kommunikation ist möglich. Zudem kann der auftretende Jitter in der Kommunikation quantifiziert werden. Die Störung eines einzelnen Symbols kann jedoch nicht eindeutig erkannt werden. Es ist ebenfalls möglich, dass im Augendiagramm Störungen unerkannt bleiben, da ein Störsignal das Nutzsignal auf einen der drei gültigen Pegel anheben oder absenken kann. Des Weiteren gibt es laut der Spezifikation keine Bedingung für eine fehlerfreie Übertragung anhand des Augendiagramms [2]. Das Augendiagramm kann somit als Indikator für eine gestörte Kommunikation dienen, liefert jedoch keine eindeutige Aussage darüber, ob einzelne Daten fehlerfrei übertragen werden.

Als alternative Bewertung der Kommunikation wird nun der Vergleich zwischen Eingangs- und Ausgangsdaten vorgenommen. Dazu werden RxD[3:0] und TxD[3:0] eines Datenframes zeitgleich gemessen und in einem anschließenden Schritt miteinander verglichen.

Abbildung 5 zeigt die Verläufe der RxD- und TxD-Signale eines exemplarischen Datenframes. Für den einfacheren visuellen Vergleich der Daten wurde die Zeitverzögerung zwischen RxD und TxD, die durch die Signallaufzeiten entsteht, in der Darstellung entfernt. Für diese Messung wird mithilfe der DPI ein einzelner Störpuls eingekoppelt, der zu einem Symbolfehler, jedoch nicht zu einem Abbruch der Kommunikation führt. Der Symbolfehler ist daran zu erkennen, dass ein einzelnes Bit jeweils in RxD[0] und RxD[1] zum Zeitpunkt 2,8  $\mu\text{s}$  fehlerhaft ist. Da ein Symbol 3 Bit repräsentiert, können zwischen 1 und 3 Bit im Empfangssignal fehlerhaft sein, abhängig von der Interpretation des Signals durch den Receiver. In RxD[2] und RxD[3] sind keine Bitfehler zu erkennen. In diesem Beispiel hat der Symbolfehler zu zwei fehlerhaft empfangenen Bits geführt. Die Überwachung aller acht Signalverläufe im Zeitbereich ist folglich notwendig, um alle Bitfehler detektieren zu können. Wie in Kapitel 2 erläutert, besitzen  $\text{TxD}_n[3:0]$  und  $\text{RxD}_n[3:0]$  eine Übertragungsrate von 25 MHz. Die unterschiedlichen Taktraten von Eingangs- und Ausgangsdaten sowie den Analogsignalen auf dem verdrehten Leitungspaar müssen bei der Überwachung und Beurteilung der Daten berücksichtigt werden.



**Abbildung 5:** Vergleich von Eingangssignal  $\text{TxD}[3:0]$  und Ausgangssignal  $\text{RxD}[3:0]$  der Transceiver im Fall einer durch DPI gestörten Übertragungsstrecke

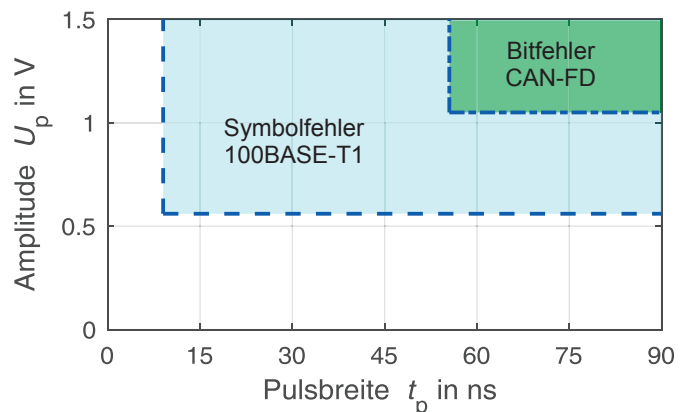
Da drei Bits als ein Symbolpaar übertragen werden, gilt der Zusammenhang  $n_{\text{Bit}} = 3 \cdot n_{\text{Sym}}$  für die Anzahl übertragener Symbole  $n_{\text{Sym}}$  und Bits  $n_{\text{Bit}}$ . Wird ein Bitfehler zum Zeitpunkt  $t_{\text{RxD}}$  erkannt, kann mit (2) der Zeitpunkt des Symbolfehlers  $t_{\text{Sym}}$  bestimmt werden. Dabei werden sowohl  $t_{\text{Sym}}$  als auch  $t_{\text{RxD}}$  relativ zum Beginn des übertragenen Frames angegeben.

$$t_{\text{Sym}} = \frac{n_{\text{Bit}}}{3} \cdot \frac{1}{66\frac{2}{3} \text{ MHz}} = \frac{t_{\text{RxD}} \cdot 4}{3} \cdot \frac{25 \text{ MHz}}{66\frac{2}{3} \text{ MHz}} \quad (2)$$

Es ist somit möglich das Analogsignal auf dem verdrehten Leitungspaar dem Digitalsignal zuzuordnen und den Zeitpunkt fehlerhafter Übertragung zu ermitteln, wenn beide Signale zeitgleich gemessen werden.

#### 4.1 Untersuchung der Störfestigkeit gegenüber pulsförmigen Störungen

Da 100BASE-T1 das Differenzsignal des Leiterpaars als Nutzsignal verwendet, ist das Kommunikationssystem besonders anfällig gegenüber differentiellen Störsignalen. Die zuvor beschriebene Auswertemethodik wird nun verwendet, um das differentielle rechteckförmige Störsignal mit minimaler Amplitude und Pulsbreite zu ermitteln, welches zu einem Bitfehler führt. Symbolfehler und damit Bitfehler werden durch den Vergleich von  $RxD_n[3:0]$  und  $TxD_n[3:0]$  detektiert. Die Parameter der Rechteckpulse, Amplitude  $U_p$  und Pulsbreite  $t_p$ , werden variiert und der Einfluss auf die Kommunikation ausgewertet. Die Störung wird durch DPI differentiell eingekoppelt und mit einem Nutzdatenframe überlagert. In Abbildung 6 ist der Bereich, der zu einem Fehler führt, in Abhängigkeit von der Pulsbreite und der Amplitude des differentiellen Störpulses für 100BASE-T1 und CAN-FD eingezeichnet. Ein Symbolfehler kann aus bis zu 3 falsch empfangenen Bits bestehen. Die minimale Breite des Störpulses muss 9 ns (60% der Symbolbreite) betragen und eine minimale Amplitude von  $U_p = 600$  mV besitzen. Ob ein Symbol falsch detektiert wird, hängt jedoch nicht ausschließlich von den Parametern des Störpulses ab. Einfluss haben auch die Art des Symbols und der zeitliche Versatz von Störung und Symbol. Die Pulsparameter, die zu einem einzelnen Bitfehler in einer CAN-FD Kommunikation mit einer Übertragungsrate von 6 Mbit/s führen, sind ebenfalls in Abbildung 6 dargestellt. Die Untersuchungen eines CAN-FD Systems werden in [8] detailliert beschrieben. Die Ergebnisse zeigen, dass aufgrund der deutlich höheren Übertragungsgeschwindigkeit, schon kürzere Störpulse mit geringerer Amplitude zu Fehlern in der 100BASE-T1 Kommunikation führen, als in der CAN-FD Kommunikation.



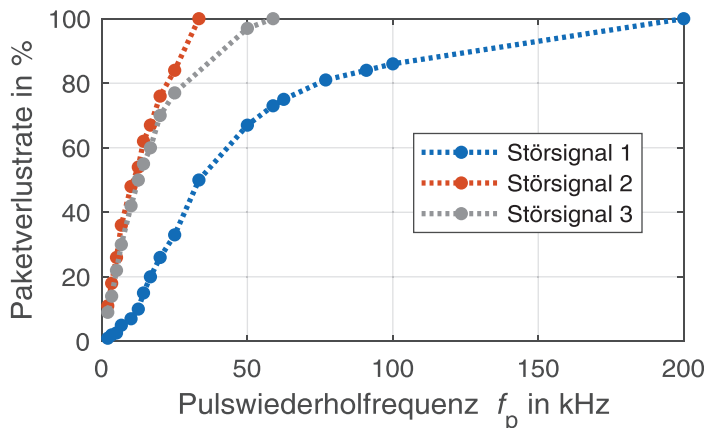
**Abbildung 6:** Vergleich der minimalen pulsförmigen Störung von CAN-FD (6 Mbit/s) und 100BASE-T1

Ob ein Symbol falsch detektiert wird, hängt jedoch nicht ausschließlich von den Parametern des Störpulses ab. Einfluss haben auch die Art des Symbols und der zeitliche Versatz von Störung und Symbol. Die Pulsparameter, die zu einem einzelnen Bitfehler in einer CAN-FD Kommunikation mit einer Übertragungsrate von 6 Mbit/s führen, sind ebenfalls in Abbildung 6 dargestellt. Die Untersuchungen eines CAN-FD Systems werden in [8] detailliert beschrieben. Die Ergebnisse zeigen, dass aufgrund der deutlich höheren Übertragungsgeschwindigkeit, schon kürzere Störpulse mit geringerer Amplitude zu Fehlern in der 100BASE-T1 Kommunikation führen, als in der CAN-FD Kommunikation.

#### 4.2 Einfluss periodischer pulsförmiger Störsignale auf die Paketverlustraten einer 100BASE-T1 Kommunikation

In diesem Kapitel wird der Einfluss periodischer pulsförmiger Störsignale auf die Übertragung untersucht. Als Maß für die Qualität der Kommunikation wird die Paketverlustrate verwendet. Eine ähnliche Versuchsanordnung wurde bereits in [9] für 100BASE-TX verwendet und damit gewonnene Ergebnisse präsentiert. Zur Bestimmung der Paketverlustrate wird das Netzwerküberwachungstool iPerf2 [10] verwendet. Es werden in jeder Messung eine Datenmenge von 5 MByte auf Basis des UDP-Protokolls übermittelt und 3402 Pakete zwischen den beiden Teilnehmern versendet. In der ersten Untersuchung werden drei verschiedene Störpulse verwendet und die Auswirkungen auf die Paketverlustrate untersucht. Störsignal 1 weist die minimale Amplitude und minimale Pulsbreite auf, die einen Symbolfehler hervorruft. Die Störsignale 2 und 3 sind ebenfalls pulsförmige

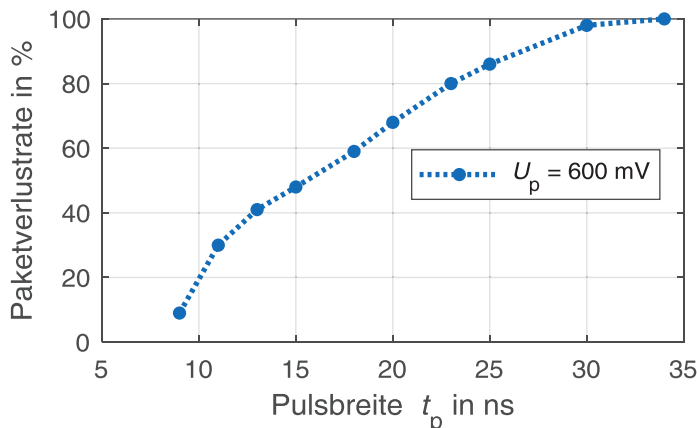
Signale mit jeweils einer erhöhten Amplitude oder vergrößerter Pulsbreite. Der Einfluss der Pulswiederholfrequenz  $f_p$  und der verschiedenen Pulsformen auf die Paketverlustrate ist in Abbildung 7 dargestellt.



Störsignal	1	2	3
Pulsbreite $t_p$ [ns]	9	9	14
Amplitude $U_p$ [mV]	600	950	600

**Abbildung 7:** Einfluss verschiedener Pulsformen und Pulswiederholfrequenzen auf die Paketverlustrate

Es ist zu erkennen, dass die Paketverlustrate mit Erhöhung der Pulswiederholfrequenz deutlich ansteigt. Mit zunehmender Häufigkeit der Störung steigt die Wahrscheinlichkeit, dass die Störung ein Symbol so verändert, dass das Symbol im Receiver falsch detektiert wird. Sobald ein Bitfehler auftritt kommt es zu einem Fehler im CRC Code und das Paket wird verworfen. Es kann der Abbildung ebenfalls entnommen werden, dass die Paketverlustrate mit zunehmender Amplitude oder Pulsbreite des Störsignals schon bei geringeren Wiederholfrequenzen deutlich ansteigt und ein Abbruch der Kommunikation auftritt.



**Abbildung 8:** Paketverlustrate in Abhängigkeit der Pulsbreite mit konstanter Periodendauer  $T_p = 100 \mu s$

In einer weiteren Untersuchung wird der Einfluss der Pulsbreite auf die Paketverlustrate untersucht. Das pulsförmige Störsignal besitzt eine Amplitude von  $U_p = 600 \text{ mV}$  und eine konstante Frequenz von  $f_p = 10 \text{ kHz}$ . Die Pulsbreite wird von  $t_p = 9 \text{ ns}$  erhöht, bis eine Paketverlustrate von 100 % und somit ein Abbruch der Kommunikation erfolgt. Dies geschieht bei einer Pulsbreite von  $t_p = 34 \text{ ns}$ . Die Untersuchungen zeigen, dass durch die kurze

Symboldauer in der Übertragung schon periodische Störungen mit kurzen Pulsbreiten einen erheblichen Performanceverlust für die Kommunikation bedeuten.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde eine 100BASE-T1 Kommunikation analysiert. Ein EMV-Aufbau wurde dazu entwickelt und aufgebaut. Mithilfe des Aufbaus wurden Augendiagramme gemessen und ausgewertet. Der Einfluss von Störungen, die zum Abbruch einer Kommunikation führen, sind deutlich im Augendiagramm erkennbar, jedoch können einzelne Symbolfehler nicht mit dieser Methode erkannt werden. Der Vergleich von Eingangs- und Ausgangsdaten

hingegen liefert eine genaue Aussage darüber, ob ein Symbol im Receiver falsch detektiert wird. Im Fall eines falsch detektierten Symbols sind zwischen 1 und 3 Bitfehler in den Ausgangsdatenströmen zu erkennen. Diese Methode wurde verwendet, um den minimalen differentiellen Störpuls zu ermitteln, der notwendig ist, um einen Symbolfehler hervorzurufen. Mithilfe dieser identifizierten Parameter wurden weiteren Untersuchungen mit periodischen Störsignalen und größeren Datenmengen durchgeführt, sodass eine statistische Auswertung über die Paketverlustrate möglich ist. Es hat sich gezeigt, dass schon sehr geringe Pulsbreiten und Amplituden in Kombination mit einer hohen Wiederholfrequenz des Störpulses zu hohen Paketverlusten führen. In den hier untersuchten Konfigurationen gilt, dass 100BASE-T1 deutlich empfindlicher ist als CAN-FD.

Die ungeschirmte verdrehte Leitung begünstigt die Einkopplung von Störsignalen, die im Rahmen weiterer Arbeiten und anhand unterschiedlicher Konfigurationen analysiert werden sollte. Auf Basis der dargestellten Ergebnisse können nun verschiedene realitätsnahe Konfigurationen untersucht und bewertet werden.

## Danksagung

Dieser Beitrag entstand im Rahmen des Projekts RobKom (Robuste Kommunikation in autonomen Elektrofahrzeugen) und wurde durch das BMBF (Bundesministerium für Bildung und Forschung) unter dem Förderkennzeichen 16EMO0380 finanziell unterstützt. Die Verantwortung für den Inhalt dieses Beitrags liegt ausschließlich bei den Autoren.

## Literatur

- [1] OPEN ALLIANCE, *Channel and Components Requirements for 100BASE-T1 Automotive Ethernet* (2017)
- [2] IEEE Standard for Ethernet: Amendment 1: *Physical Layer Specifications and Management Parameters for 100 Mb/s Operation over a Single Balanced Twisted Pair Cable (100BASE-T1)*, IEEE Computer Society (2015)
- [3] K. Matheus und T. Königseder: *Automotive Ethernet*, Cambridge University Press (2014)
- [4] Texas Instruments: *DP83TC811EVM User's Guide* (2017)
- [5] Texas Instruments: *Data Sheet: DP83TC811R-Q1 Low Power Automotive PHY* (2018)
- [6] Rohde&Schwarz: *RT-ZF7 Automotive Ethernet T&D Fixture Manual*, (2019)
- [7] IEC 62132-4: Ed.1.0, *Integrated circuits – Measurement of electro-magnetic immunity– Part 4: Direct RF power injection method* (2006)
- [8] C. Austermann, S. Frei: *Impact of WBG-Semiconductors on Automotive Communication Networks*, EMC Europe, Barcelona, (2019)
- [9] S. Matsushima, T. Matsushima, T. Hisakado et al: *Trend of EMC standards for automotive network devices and communication quality of Ethernet in relation to parameters of pulse disturbances*. In: *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine* (2018), S. 46-50
- [10] J. Dugan, J. Estabrook, M. Gates, et al, *iPerf2*, Verfügbar unter: <https://iperf.fr/iperf-doc.php> (Zugriff am 07.11.2019)

# Simulation der gestrahlten Emission einer Gigabit Ethernet Übertragungsstrecke in einem an CISPR25 angelehnten Setup

Thomas Haschberger, AVL Software and Functions GmbH, Im Gewerbepark B29, 93053 Regensburg, Deutschland.

Dr. Johannes Hippeli, BMW AG, EMV, 80788 München.

Michael Singer, Technica Engineering GmbH, Leopoldstr. 236, 80807 München.

## 1. Abstract

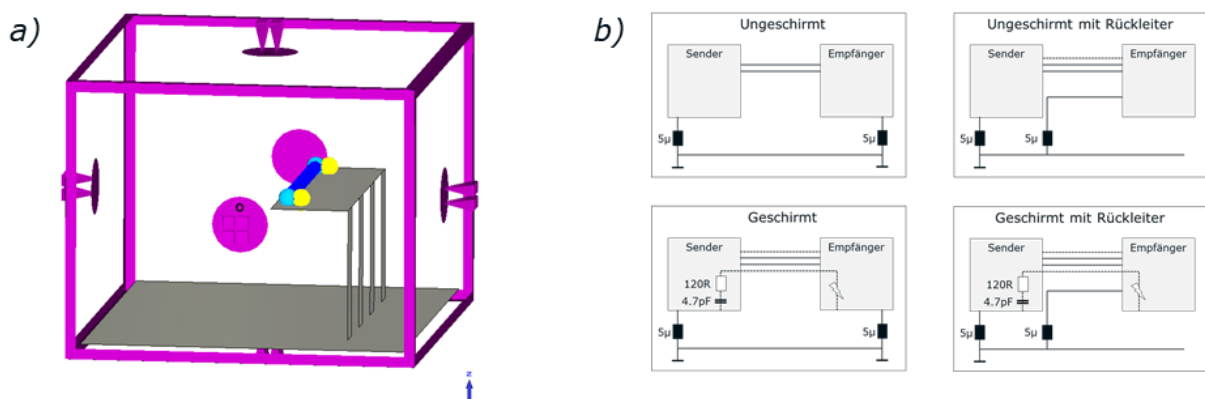
In aktuellen Fahrzeugentwicklungen spielen bildgebende Systeme wie sie für das autonome Fahren und Fahrerassistenzsysteme benötigt werden und in das Fahrzeug eingebundene Unterhaltungselektronik eine große Rolle. Um die anfallenden Datenmengen der verschiedenen Systemkomponenten zu übertragen, setzen viele Hersteller auf die Kommunikation mittels Gigabit Ethernet.

Aufgrund der hohen Übertragungsgeschwindigkeiten und der vielen verbauten Medienkonverter im Fahrzeug, ergeben sich hohe Anforderungen an das Bordnetz und damit verbunden an die EMV<sup>1</sup>.

Um den EMV Anforderungen an die Elektronik und Übertragungsstrecken gerecht zu werden, wurde ein Simulationssetup gesucht, mit dem es möglich ist verschiedene Treiber, Filterbeschaltungen, Kabelvarianten und Schirmauflagen, sowie Versorgungskonzepte der beteiligten Kommunikationspartner miteinander zu vergleichen. Hierzu wurde ein an CISPR25 angelehntes Setup erstellt, mit dem die Auswirkungen der aufgezählten Parameter auf die gestrahlte Störaussendung analysiert werden kann.

## 2. Nachbildung des Messsetup und Setup-Varianten

Um die erhaltenen Simulationsergebnisse qualitativ miteinander, sowie quantitativ mit Messungen vergleichen zu können, wurde im Simulationstool ein an den CISPR25 Messaufbau angelehntes Setup für die gestrahlte Störaussendung erstellt.



**Bild 1:** a) An CISPR 25 angelehnter Setup in der Simulationsumgebung b) Betrachtete Varianten der Kabelbäume sowie der Versorgung der Medienkonverter

<sup>1</sup> [4] [2] [3]

Es wurden weder Antennen modelliert noch deren Antennenfaktoren berücksichtigt. Die Ergebnisse referenzieren sich über den gesamten simulierten Frequenzbereich auf die Koordinate des Fußpunkts der Antennen. Zum Vergleich der Setup- und Parametervariationen wurden die bandbreitenbewerteten Spektren der resultierenden Spannungen an der beschriebenen Koordinate herangezogen.

Für die Untersuchung wurden vier Kabelbaumvarianten modelliert:

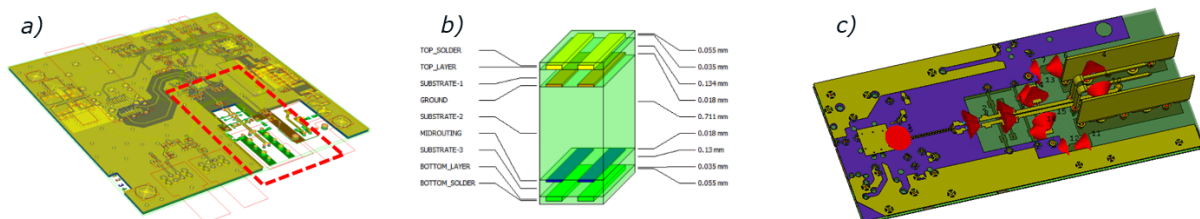
- Ungeschirmte verdrehte Leitung, beide Medienkonverter separat versorgt.
- Ungeschirmte verdrehte Leitung, Empfängerkonverter über den Kabelbaum der Übertragungsstrecke versorgt.
- Geschirmte verdrehte Leitung, beide Medienkonverter separat versorgt.
- Geschirmte verdrehte Leitung, Empfängerkonverter über den Kabelbaum der Übertragungsstrecke versorgt.

Für die Varianten mit Anbindung des Empfängerkonverters über den Kabelbaum, wurde die ungeschirmte Versorgungsleitung parallel zur geschirmten bzw. ungeschirmten Kommunikationsstrecke verlegt.

### 3. Modellierung der Medienkonverter-Übertragungsstrecke

Aus den ODB++ Daten eines Medienkonverters wurde, unter Berücksichtigung des Lagenaufbaus und der verwendeten Materialien ein 3D Modell des relevanten Platinen-Ausschnitts erstellt. Der Stecker mit dessen Schirmanbindung wurde aus dem vom Hersteller zur Verfügung gestellten 3D-Daten modelliert. Da der Fokus auf der Emission der Übertragungsstrecke liegt, wurde auf die Modellierung anderer Einflussfaktoren wie die der Versorgung verzichtet.

Auf Basis des 3D Modells, wurde mit einem Frequenzbereichsfeldlöser ein 16-Port S-Parameter Modell mit einem maximalen Gültigkeitsbereich bis 1GHz berechnet. Die Parameter der Bauteilmodelle zur Beschaltung des S-Parameterblocks (Common-Mode-Drossel, Kondensatoren, Widerstände) wurden nach Vorgabe des Schaltplans entweder aus den Datenblättern übernommen oder deren parasitärer Eigenschaften entsprechend abgeschätzt.



**Bild 2:** a) ODB++ Daten des Medienkonverters b) Eingestellter Lagenaufbau c) Resultierendes 3D-Modell der Schnittstelle des Medienkonverters mit den simulierten S-Parameter Anschlüssen

Um die Common-Mode-Auskopplung des Treibers mit zu berücksichtigen (5 cm über Masse), wurde in einer weiteren Simulation die parasitäre Kapazität der untersten Masselage des Medienkonverters zur Referenzfläche des CISPR25 Setups bestimmt. Die berechnete Kapazität wurde anschließend dem Simulationsmodell hinzugefügt.



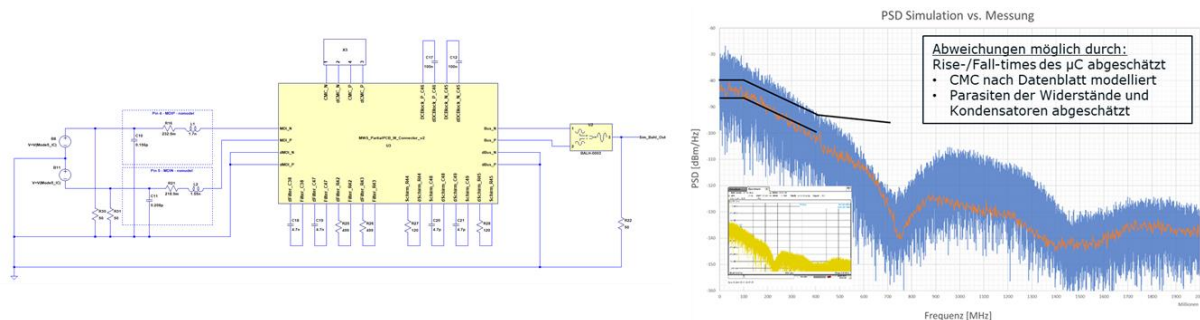
Final wurde das Modell des Medienkonverters einmal als Sender und einmal als Empfänger verwendet. Die Anbindung des Kabelschirms von Sender und Empfänger kann unabhängig voneinander erfolgen und variiert werden.

#### 4. Modellierung der Anregung

Das IBIS Modell, das zum Zeitpunkt der Modellerstellung verfügbar war, beinhaltet zwar Parasiten für die Pins, aber keine Treibermodelle. Um trotzdem eine repräsentative Anregung für das Simulationssetup zu erhalten, wurde auf die Vorgaben zur Power Spectrum Density Testmode 5<sup>2</sup> (PSD) zurückgegriffen.

Am  $\mu$ C-Ausgang wurden zwei Spannungsquellen hinzugefügt, die zufällige pam-3 Signale ausgeben (Zeitbereich). Zusätzlich wurden die Pin-Parasiten aus dem IBIS Modell am Treiberausgang berücksichtigt. Final wurde die Übertragungsstrecke am Stecker mit dem Modell eines High Power BALUN (Balanced to Unbalanced Transformer) abgeschlossen.

Nach einer bandbreitenbewerteten FFT der BALUN Ausgangsspannung und der Normierung auf 1 Hz, konnte das Spektrum auf den prinzipiellen Verlauf der PSD Limit-Maske eingestellt werden.



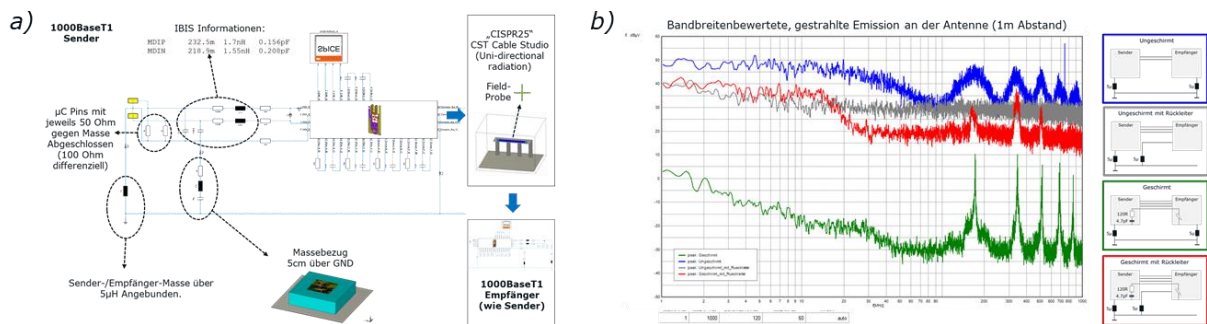
**Bild 3:** a) Simulationssetup des beschalteten Treibermodells mit eingestellten Quellen, IBIS Pin-Parasiten und High Power BALUN. b) Vergleich von Simulation und Messung der Power Spectrum Density (PSD).

Für einen reinen Deltavergleich von Setup- und Parametervariationen genügt die hier gezeigte Korrelation zwischen Simulation und Messung. Eine genauere Einstellung der Power Spectrum Density ist aufgrund der vielen Unbekannten und eines näherungsweise erstellten Treibersignals nur mit hohem Aufwand möglich, worauf an dieser Stelle verzichtet wurde. Die dem PSD zugrunde liegende  $\mu$ C-Spannung wurde zur Anregung der Kommunikationsstrecke verwendet.

<sup>2</sup> [4]

## 5. Ergebnisdarstellung und Bewertung

Die Ergebnisse zeigen deutliche Unterschiede für die verschiedenen Versorgungsvarianten der Medienkonverter, sowie für die geschirmte und ungeschirmte Übertragungsstrecke. Für das geschirmte System wurde eine idealisierte geschirmte Leitung verwendet, um den Einfluss des Massekonzeptes gegenüber der Variante mit zurückgeführter Versorgung klar zu verdeutlichen. Die Versorgung des zweiten Medienkonverters über den Kabelbaum der Kommunikationsstrecke hat einen großen Einfluss auf das Ergebnis der gestrahlten Störaussendung.

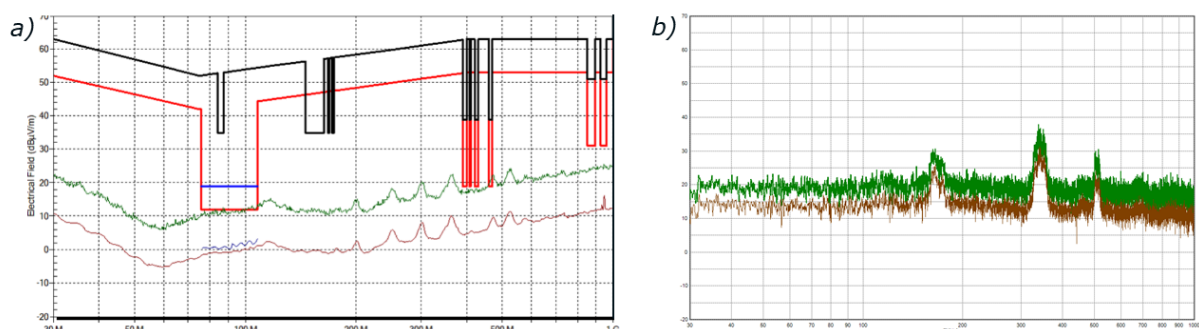


**Bild 4:** a) Simulationssetup mit Beschriftung und Erklärung der berücksichtigten Eigenschaften b) Simulationsergebnisse der gestrahlten Störaussendung für die betrachteten Setups bzw. Kabelvarianten

Aufgrund der vielen getroffenen Annahmen wie der Modellierung nach Datenblatt, der abgeschätzten Anregung, sowie der Betrachtung nur eines Teilausschnitts des Medienkonverters ohne Versorgung und andere möglichen Einflussfaktoren, werden die Ergebnisse nur für Deltavergleiche ausgewertet.

Fragestellungen zum Einfluss der Common-Mode-Choke oder des Leitungsschirms der verdrehten Leitung, sowie deren Anbindung an das Massesystem (z.B. einseitig kapazitiv aufgelegt) lassen sich gut mit diesem Setup analysieren.

Der direkte Vergleich mit einer ähnlichen Abstrahlungsmessung zeigt, dass die Pegel bei der absoluten Bewertung in der richtigen Größenordnung liegen.



**Bild 5:** Vergleich Simulation / Messung der Variante geschirmt mit Rückleiter, 30MHz-1GHz, 120kHz Bandbreite, gleiche Skalierung - a) Messung LogPer, vertikale Polarisation mit Peak, Average und Limits b) Simulation an der beschriebenen Koordinate mit Peak und Average

## 6. Ausblick

Um Simulationsergebnisse mit einer besseren Übereinstimmung mit den Messungen zu erzielen, gibt es einige Möglichkeiten relevante Einflussfaktoren hinzuzufügen und die verwendeten Modelle zu verbessern. Hierzu gehört vor allem die Modellierung der Versorgung des Medienkonverters, sowie die Charakterisierung der verwendeten Bauteile mit Hilfe von Messungen. Speziell die Common-Mode-Drossel hat hier großen Einfluss.

Als nächster Schritt ist eine Leitungsverlegung zwischen Komponenten auf Fahrzeugebene denkbar. Unter Berücksichtigung des Verlegewegs und der Massebezüge der Kommunikationsstrecke kann das Abstrahlverhalten des Fahrzeugs zum Antennensystem untersucht werden<sup>3</sup>.

## 7. Literaturangaben

- [1] United Nations, Addendum 9: Regulation No. 10 Revision 5 - Uniform provisions concerning the approval of vehicles with regard to electromagnetic compatibility Rev.5, Geneva: UNITED NATIONS, 2014.
- [2] F. Z. Dr. Bernd Körber, IEEE 1000BASE-T1 EMC Test Specification for Common Mode Chokes Version 1.0, Zwickau, 2018.
- [3] F. Z. Dr. Bernd Körber, IEEE 1000BASE-T1 EMC Test Specification for Transceivers Version 1.0, Zwickau, 2017.
- [4] I. S. Association, IEEE Standard for Ethernet - Amendment 4: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 1 Gb/s Operation over a Single Twisted-Pair Copper Cable, New York, 2016.

<sup>3</sup> [1]



---

# Luft und Navigation



# Störfestigkeitsuntersuchung eines Unmanned Aerial Vehicles mit Hilfe der stochastischen Beschreibung der Subsysteme

M.Sc. Henrik Brech, 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

## 1 Einleitung

In den letzten Jahren hat die Anzahl an Unmanned Aerial Vehicles (UAV) aufgrund der starken Kommerzialisierung zugenommen. Neben der Nutzung zu Freizeit Zwecken können diese Flugobjekte jedoch auch zur Gefährdung für kritische Infrastrukturen und Menschenleben werden. Ein Beispiel für die Gefährdung einer kritischen Infrastruktur war im Jahr 2018 die Störung des Flugbetriebs am Flughafen London-Gatwick [1].

In [2] wurde von Potthast gezeigt, dass UAVs elektromagnetisch beeinflusst werden können. Die Untersuchung der elektromagnetischen Störfestigkeit von UAVs ist aus diesem Grund von hohem Interesse. UAVs sind im Allgemeinen komplexe Systeme aus verschiedenen elektronischen Komponenten. Große, komplexe Device Under Test (DUT) erschweren die Störfestigkeitsuntersuchungen und lassen weniger Rückschlüsse auf verletzbare Komponenten des DUT zu. Aus diesem Grund wird für diese Ausarbeitung ein komplexes UAV in weniger komplexe Subsysteme zerlegt.

Die elektromagnetische Störung auf die Funkkommunikation zwischen Nutzer und DUT, das sogenannte Jamming, wird nicht in dieser Ausarbeitung untersucht. Es werden nur feldgebundene Störungen der jeweiligen Systeme untersucht. Ziel ist die Störfestigkeitsuntersuchung des Gesamtsystems und der Subsysteme. Dabei sollen Störgrenzen der einzelnen Systeme ermittelt werden und die verletzlichen Komponenten detektiert werden. Die Störfestigkeitsgrenzen und die Muster der auftretenden Störungen sollen verglichen werden, um die Eignung der Subsystemzerlegung zur Störfestigkeitsprüfung zu ermitteln.

## 2 Unmanned Aerial Vehicles

UAVs umfassen eine große Anzahl an verschiedenen Flugobjekten. Diese Flugobjekte zeichnen sich dadurch aus, dass sie keine menschliche Besatzung benötigen und häufig per Funksteuerung bedient werden. Sie sind in unterschiedliche Kategorien, abhängig von Gewicht und Flughöhe, unterteilt. In dieser Ausarbeitung wird ein sogenannter Multikopter untersucht, der hauptsächlich eine zivile Anwendung besitzt und der Kategorie Micro Aerial Vehicle (MAV) zugeordnet ist.

### 2.1 Multikopter

Für die hier beschriebenen Untersuchungen wurde der Hexakopter (allgemein Multikopter) Flame Wheel F550 mit dem Steuersatz Naza-M V2 der Firma DJI untersucht. Multikopter bestehen allgemein aus mehreren Baugruppen die verschiedene Aufgaben, wie beispielsweise Energiemanagement, Signalverarbeitung und sensorischer Datenermittlung, erfüllen.

### 2.1.1 Aufbau

Das Blockschaftbild eines Multikopters ist in Abbildung 1 dargestellt. Die zentrale Einheit des Blockschaftbildes ist das Flight Control Board (FCB) zusammen mit der Inertialen Messeinheit (engl.: Inertial Measurement Unit, IMU). Das FCB verarbeitet alle sensorischen Daten der IMU und empfängt die Steuersignale des Receiver Control Boards (RCB) per Pulsweitenmodulation (PWM) mit 73,5 Hz. Die Spannungsversorgung des FCB wird von der Power Management Unit (PMU) bereitgestellt, die die Akkumulatorspannung auf 5 V regelt. Optional bei einem Multikopter ist die GPS/Kompass-Komponente sowie die LED zur Anzeige des Flugmodus und ein USB-Eingang. Das FCB berechnet die PWM mit einer Frequenz von 400 Hz, und somit einer Periodendauer von 2,5 ms, zur Steuerung der Motortreiber und reguliert somit die Drehzahl der Rotoren.

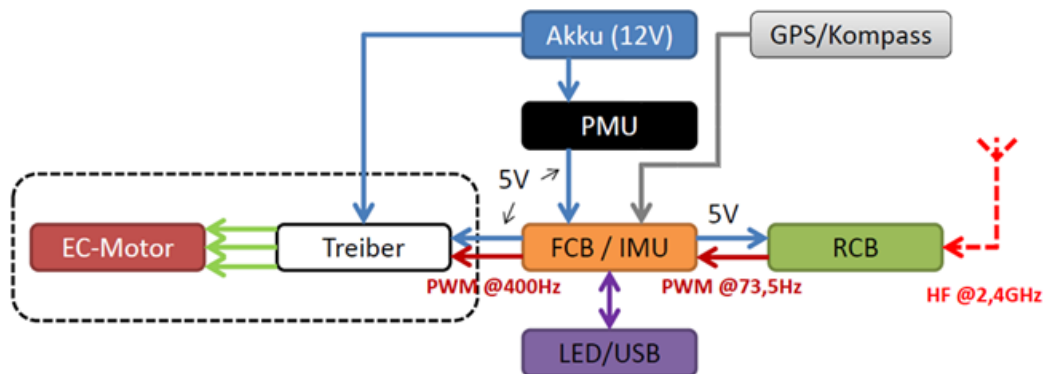


Abbildung 1: Blockschaftbild eines Multikopters

Der Multikopter kann in zwei verschiedenen Flugmodi betrieben werden. Der erste Modus ist der Manual-Modus, der für erfahrenere Piloten geeignet ist und wenig sensorische Unterstützung liefert. Der zweite Modus wird Attitude-Modus genannt und bietet größere sensorische Unterstützung bei der Fluglageregelung.

### 2.1.2 Lenkbefehle

Die Steuerung des Multikopters funktioniert durch folgende Mechanismen: Das Auf- und Absteigen des Multikopters wird durch das gleichzeitige Beschleunigen bzw. Verlangsamen der Rotoren bewerkstelligt und Throttle genannt. Vorwärts- bzw. Rückwärtsfliegen wird durch das Beschleunigen der hinteren Rotoren und Verlangsamung der vorderen Rotoren und umgekehrt vorgenommen und wird als Pitch bezeichnet. Um seitliche Bewegungen auszuführen, wird das Verhalten des Pitch-Befehls auf die seitlichen Rotoren angewendet und wird Roll genannt. Der letzte Lenkmechanismus wird als Yaw bezeichnet und beschreibt eine Drehung um die Gierachse. Bei Multikoptern wird die unterschiedliche Drehrichtung der Rotoren genutzt um diese Bewegung durchzuführen.

## 2.2 Subsystemunterteilung

Multikopter bilden komplexe Systeme aus vielen Komponenten. Die Untersuchung der Störfestigkeit dieses komplexen Systems mit sich schnell bewegenden Rotoren erfordern geeignete Messumgebungen. Wird das System in Subsysteme unterteilt, so vereinfacht sich die Untersuchung. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit längere, stochastische Messreihen durchführen zu können, wenn das Subsystem eine geringere Leistungsaufnahme aufweist.



In dieser Ausarbeitung wurde das Gesamtsystem des Multikopters in zwei Subsysteme zerlegt. Zum einen das Subsystem „Motor“ und zum anderen das Subsystem „Elektronik“. Die Blockschaltbilder der beiden Subsysteme sind in Abbildung 2 dargestellt.

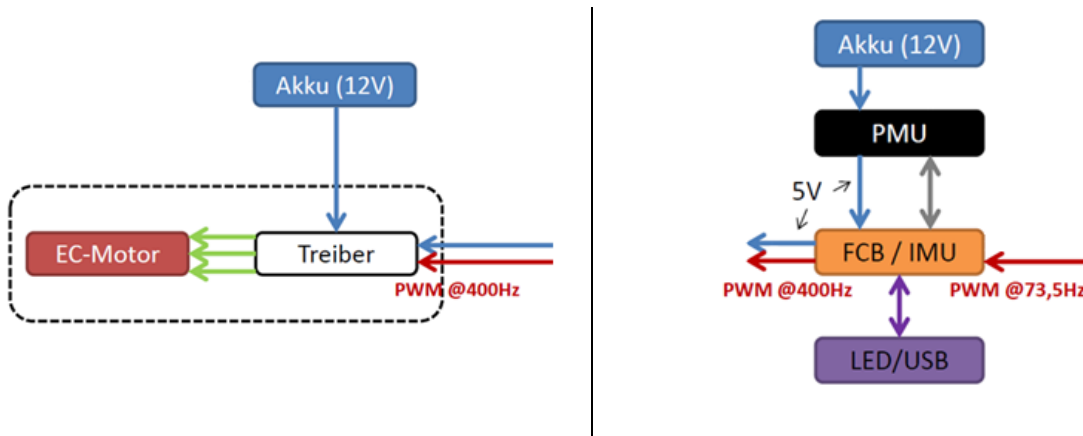


Abbildung 2: Blockschaltbild des Subsystems „Motor“ (links) und des Subsystems „Elektronik“ (rechts)

Für das Subsystem „Motor“ wird als Eingangsgröße eine PWM mit einer Frequenz von 400 Hz erzeugt, die der Motortreiber in ein Steuersignal für den Motor wandelt. Der Tastgrad der PWM ist einstellbar, sodass die Rotorgeschwindigkeit gesteuert werden kann. Dieses Subsystem wurde aus nur einem Motor und einem Motortreiber aufgebaut. Die Messgröße dieses Subsystems ist die Rotorgeschwindigkeit.

Das Subsystem „Elektronik“ verwendet den Motortreiber sowie den Motor nicht mehr. Als Eingangssignale werden bei diesem Subsystem PWM-Signale mit einer Frequenz von 73,5 Hz genutzt. Diese Signale steuern das FCB, welches aus den Eingangssignalen die PWM zur Steuerung der Motortreiber erzeugt. Diese PWM stellt die Messgröße dieses Subsystems dar.

### 3 Messstand

Der Aufbau des Messstandes wurde von Burghardt in [3] beschrieben. Dieser Messstand wird in dieser Ausarbeitung genutzt und teilweise erweitert. Der Fokus liegt dabei auf dem EMV-gerechten Aufbau und der Automatisierung der Messungen. Die Messungen wurden an zwei verschiedenen Orten durchgeführt. Zum einen am Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik in Hannover und zum anderen am Wehrwissenschaftlichen Institut der Bundeswehr in Munster. Die Abweichungen im Messaufbau werden auch in diesem Kapitel beschrieben.

#### 3.1 Störgröße

Als Störgröße wird für die Störfestigkeitsuntersuchungen eine Folge von Pulsen mit doppel-exponentieller Form genutzt. Diese transienten Signale haben eine Anstiegszeit von ca. 110 ps und besitzen ein breites Frequenzspektrum. Veränderbare Parameter der Messungen sind die Pulswiederholrate sowie die Amplitude des Pulses. In dem Messaufbau in Hannover wurde der Pulsgenerator PBG 3 der Firma Kentech genutzt, während in Munster der Pulsgenerator PBG 7 genutzt wurde. Des Weiteren wird im Messaufbau in Hannover ein eine geschlossene GTEM-Zelle genutzt, in Munster stattdessen ein offener GTEM-Wellenleiter.

## 3.2 Messaufbau

In dieser Ausarbeitung wird ein Messstand genutzt, der speziell für die Untersuchung von Multikoptern und ihrer Subsysteme entworfen wurde. Der schematische Messaufbau ist in Abbildung 3 dargestellt.

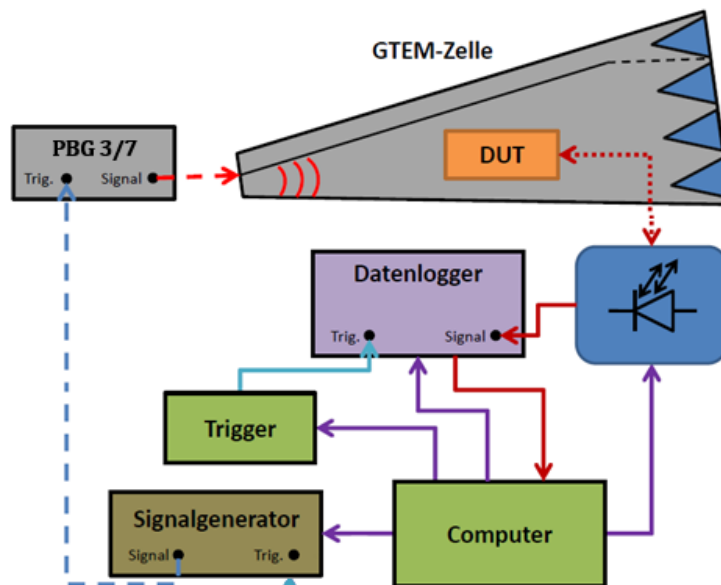


Abbildung 3: Schematischer Messaufbau

Die zentrale Steuerung des Messablaufs wird von einer in Labview implementierten Messsoftware übernommen. In dieser Software werden die Parameter der Messung übergeben und die Synchronisation gesteuert. Diese steuert den Signalgenerator zur Ansteuerung des jeweiligen Pulsgenerators. Die Steuersignale werden per Lichtwellenleiter in die GTEM-Zelle zum Device Under Test (DUT) geführt. Ebenfalls per Lichtwellenleiter wird die Messgröße des DUT aus der GTEM-Zelle geführt und von einem Datenlogger aufgezeichnet.

## 4 Messungen

Ziel der Untersuchungen ist es, die Charakteristika der aufgetretenen Störungen des Gesamtsystems und der Subsysteme zu ermitteln. Für die Bestimmung der Störschwelle wird eine Pulswiederholrate von 500 Hz genutzt, um eine Vergleichbarkeit zu ermöglichen. Alle Messungen haben eine Gesamtdauer von 10 s, wobei nach 3 s ohne Beaufschlagung eine 4 s lange Beaufschlagungszeit beginnt, auf die eine 3 s lange Ruhephase ohne Beaufschlagung folgt. Die Analyse der Störfestigkeitsuntersuchung wird anhand des zeitlichen Verlaufs der Messgrößen Rotorgeschwindigkeit bzw. Pulsweite der PWM. Um die Störfestigkeitsgrenzen zu qualifizieren, wird das Gesamtsystem und die Subsysteme mit einer abgewandelten Form der Breakdown Failure Rate [4] beschrieben. Sobald ein Effekt, in [5] von Sabath kategorisiert, auftritt, gilt das System als gestört. Somit werden für alle Systeme Effect Failure Rates erstellt.

### 4.1 Gesamtsystem

Die Messungen des Gesamtsystems werden sowohl im Manual- als auch im Attitude-Modus durchgeführt. Dabei werden die Steuersignale so gesendet, dass alle Rotoren eine nahezu konstante Rotorgeschwindigkeit besitzen. Auftretende Effekte werden durch eine Veränderung der Rotorgeschwindigkeit während des Beaufschlagungszeit deutlich.

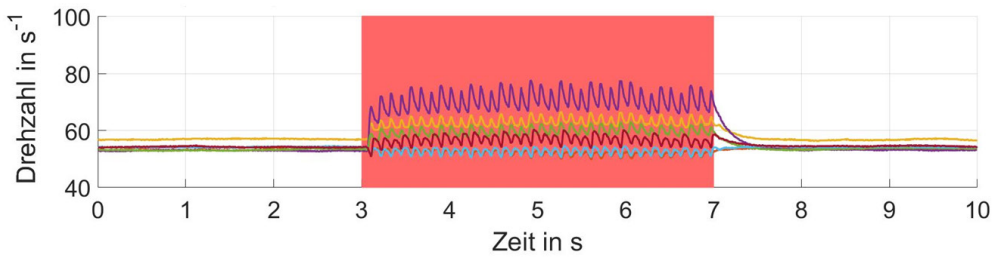


Abbildung 4: Gleichgewichtsstörung des Gesamtsystems

In Abbildung 4 ist ein solcher Effekt für den Attitude-Modus während der Beaufschlagungszeit dargestellt. Die sechs zeitlichen Verläufe stellen die Rotorgeschwindigkeiten der sechs Rotoren dar. Nach Beendigung der Beaufschlagung gelangen die Rotorgeschwindigkeiten wieder in ihren Ausgangszustand. Diese Effekte können auch einzeln auftreten, die Häufigkeit des Auftretens ist abhängig von der elektrischen Feldstärke und der Pulswiederholrate. Da diese Effekte das Gleichgewicht des Multikopters stören, werden sie im Folgenden mit Gleichgewichtsstörung benannt. Gleichgewichtsstörungen treten sowohl im Attitude- als auch im Manual-Modus auf.

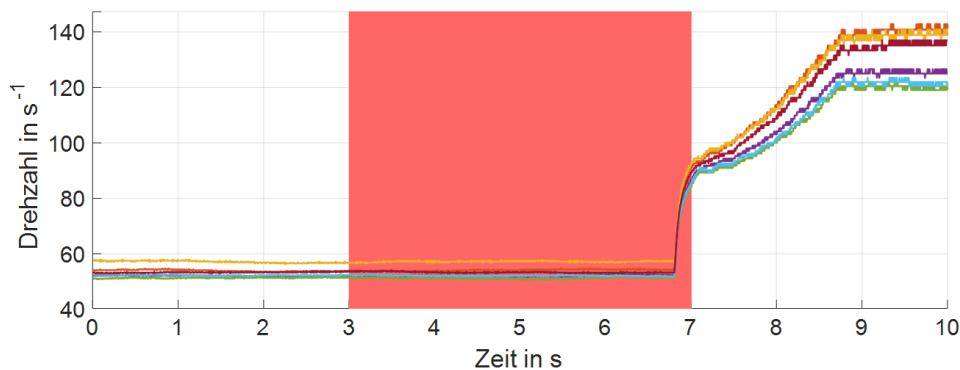


Abbildung 5: Moduswechsel-Störung des Gesamtsystems

Die zweite Art von Effekt, die beim Gesamtsystem zu beobachten ist, verändert die Rotorgeschwindigkeit aller Rotoren schlagartig und sorgt für ein dauerhaftes Verlassen des Ausgangszustandes. Dieser Effekt ist in Abbildung 5 dargestellt und tritt nur im Attitude-Modus auf. Er wurde als kurzzeitiger Wechsel in den Manual-Modus identifiziert und wird aus diesem Grund Moduswechsel genannt.

Konfiguration, Flugmodus	Störschwelle der Gleichgewichtsstörungen	Moduswechsel	Gemischte Störung
1, Attitude-Modus	Zwischen 2750 und 3300 V/m	ja	ja
2, Attitude-Modus	Zwischen 2750 und 3300 V/m	ja	ja
3, Attitude-Modus	Zwischen 2750 und 3300 V/m	nein	nein
4, Attitude-Modus	Zwischen 2750 und 3300 V/m	nein	ja
5, Manual-Modus	Zwischen 2750 und 3300 V/m	-	-

Tabelle 1: Zusammenfassung Gesamtsystemuntersuchung

Die beiden Effekte können auch während einer Messung auftreten. Dieser Effekt wird dann Gemischte Störung genannt. Das Gesamtsystem wurde in mehreren Positionen gemessen. Je Position und Feldstärke wurden zehn Messungen durchgeführt. Gleichgewichtsstörungen treten in jeder Position ab einer Feldstärke von 3300 V/m auf. Das Auftreten von Moduswechseln erfolgt nicht stetig ab 3300 V/m. Aus diesem Grund

wird in Tabelle 1 neben der Störschwelle für die Gleichgewichtsstörungen lediglich aufgeführt, ob während der Messungen Moduswechsel oder Gemischte Störungen aufgetreten sind.

Für das Gesamtsystem wurde festgestellt, dass für Gleichgewichtsstörungen eine Störschwelle unabhängig von der Position ermittelt werden kann. Diese Erkenntnisse sollen nun mit Störfestigkeitsuntersuchungen der Subsysteme verglichen werden.

## 4.2 Subsysteme

Die beiden in Abschnitt 2.2 beschriebenen Subsysteme „Motor“ und „Elektronik“ sollen nun mit den Erkenntnissen des Gesamtsystems verglichen werden. Es soll die Eignung zur weiteren Untersuchung festgestellt werden und anschließend vergleichbare Effect Failure Rates erstellt werden.

### 4.2.1 Subsystem „Motor“

Das Subsystem „Motor“ wird so betrieben, dass der Rotor mit einer konstanten Rotorgeschwindigkeit dreht. Der ungestörte Zustand stellt somit eine nahezu konstant verlaufende Rotorgeschwindigkeit dar.

Störungen dieses Subsystems sind erst ab einer Feldstärke von 40000 V/m aufgetreten. Diese Störungen unterscheiden sich sehr von den auftretenden Störungen des Gesamtsystems, da die Rotorgeschwindigkeit einbricht, jedoch weder mit der Gleichgewichtsstörung noch dem Moduswechsel vergleichbar ist. Das Subsystem „Motor“ eignet sich somit nicht zur weiteren Untersuchung, da es keine Ähnlichkeit zur Charakteristik der Störfestigkeitsuntersuchung des Gesamtsystems aufweist.

### 4.2.2 Subsystem „Elektronik“

Das Subsystem „Elektronik“ wird wie das Gesamtsystem im Attitude- und Manual-Modus untersucht und die Steuersignale werden so eingestellt, dass alle Kanäle eine konstante Pulsbreite aufweisen. Somit sind alle Voraussetzungen gegeben, um das Subsystem „Elektronik“ mit dem Gesamtsystem vergleichen zu können. Auch für das Subsystem „Elektronik“ treten die vom Gesamtsystem bekannten Effekte Gleichgewichtsstörung und Moduswechsel auf.

In Abbildung 6 sind aufeinander folgende Gleichgewichtsstörungen mit der Zuordnung der Kanäle dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Gleichgewichtsstörungen eine schnellere Veränderung der Pulsbreite aufweisen als die Gleichgewichtsstörungen der Rotorgeschwindigkeit des Gesamtsystems. Dies ist mit der Trägheit der Rotoren zu erklären.

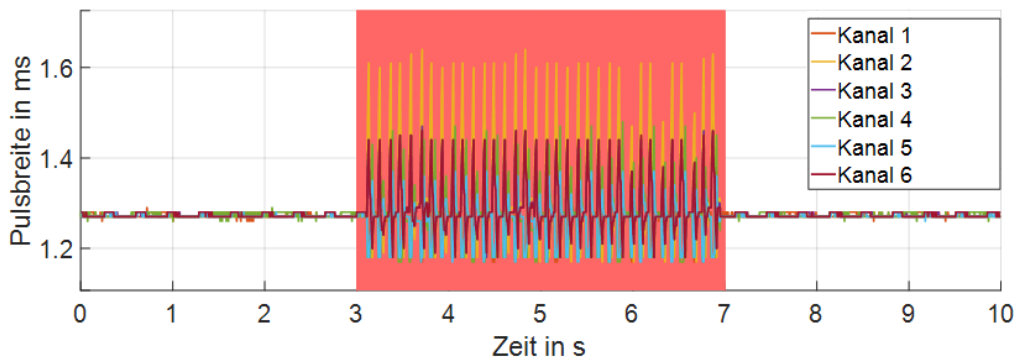


Abbildung 6: Gleichgewichtsstörung des Subsystems "Elektronik"

Die Messungen des Subsystems bieten aufgrund ihrer reduzierten Trägheit die Möglichkeit zur genaueren Analyse dieses Effektes. In Abbildung 7 ist ein vergrößerter Zeitabschnitt der zuvor betrachteten Messung dargestellt. Zusätzlich ist noch die Zuordnung der Kanäle zur jeweiligen Rotor des Hexakopters dargestellt. Es ist erkennbar, dass eine Störung die Charakteristik eines Roll-Lenkbefehls besitzt, da zuerst die linken Rotoren beschleunigt werden und anschließend die rechten Rotoren beschleunigt werden. Da die minimale Pulsbreite 1,17 ms beträgt, wird die Symmetrie der Bewegung hier verfälscht. Neben Roll-Lenkbefehlen wurden während der Untersuchung ebenfalls Pitch- und Yaw-Befehle erkannt.

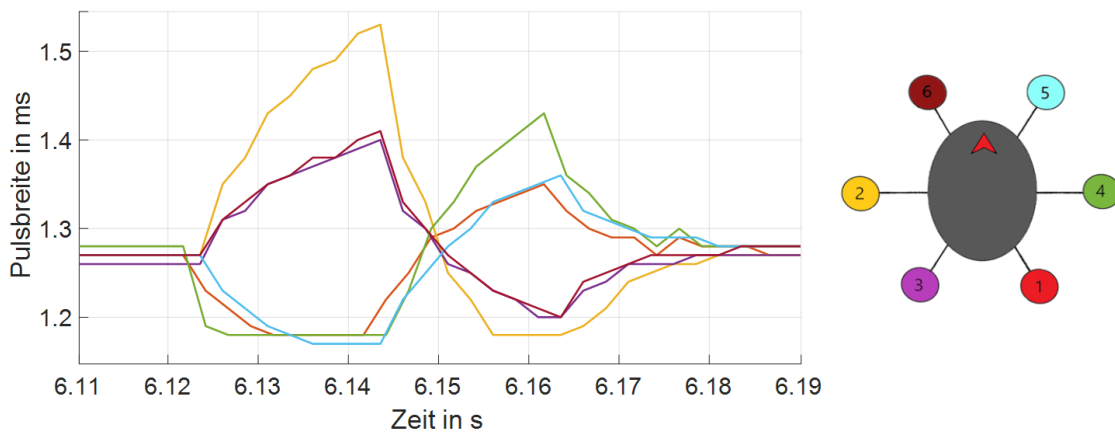


Abbildung 7: Vergrößerte Darstellung einer Gleichgewichtsstörung

In gleicher Art und Weise wie für das Gesamtsystem treten auch im Subsystem „Elektronik“ Moduswechsel-Störungen auf. Das Subsystem „Elektronik“ bietet aufgrund derselben Fehlercharakteristik des Gesamtsystems eine sehr gute Subsystemdarstellung zur stochastischen Analyse.

Bei der Ermittlung der Störschwelle hat sich eine Abhängigkeit von der Lage des Akkumulator-Kabels ergeben. Aus diesem Grund werden auch für das Subsystem „Elektronik“ mehrere Positionen untersucht und die Störschwellen für Gleichgewichtsstörungen ermittelt. Die Ergebnisse der verschiedenen Konfigurationen sind in Tabelle 2 dargestellt. Aufgrund der geringeren Leistungsaufnahme des Subsystems Elektronik gegenüber dem Gesamtsystem können längere Messreihen durchgeführt werden. Für die dargestellten Messreihen werden pro Feldstärkewert 20 Messungen durchgeführt. Im Gegensatz zu den Untersuchungen des Gesamtsystems ist die Position des DUT und die Lage des Akkumulator-Kabels relevant für die Störschwelle der Gleichgewichtsstörungen. Zudem liegen alle ermittelten Störgrenzen des Subsystems „Elektronik“ über der Störgrenze des Gesamtsystems. Für das Subsystem „Elektronik“ bildet das Akkumulator-Kabel somit den Hauptkopplungspfad.

Konfiguration, Flugmodus	Störschwelle der Gleichgewichtsstörungen	Moduswechsel	Gemischte Störung
1, Attitude-Modus	ca. 4600 V/m	nein	ja
2, Attitude-Modus	unbekannt	ja	nein
3, Attitude-Modus	ca. 6200 V/m	ja	ja
4, Attitude-Modus	ca. 6400 V/m	ja	ja
5, Manual-Modus	ca. 5500 V/m	-	-
6, Manual-Modus	ca. 4400 V/m	-	-

Tabelle 2: Zusammenfassung Untersuchung Subsystem „Elektronik“

## 5 Zusammenfassung

Die Zerlegung eines Multikopters in Subsysteme kann sich als sinnvoll erweisen, wenn ein Subsystem zum Gesamtsystem vergleichbares Verhalten aufweist. Vorteile der Subsystemuntersuchung sind unter anderem das geringere benötigte Prüfvolumen sowie eine geringere Leistungsaufnahme. In dieser Ausarbeitung wurde ein Multikopter in zwei Subsysteme aufgeteilt, von denen nur das Subsystem „Elektronik“ sich in der Art der auftretenden Effekte mit dem Gesamtsystem vergleichen lässt.

Für das Gesamtsystem und für das Subsystem „Elektronik“ wurden die Störschwellen der Effect Failure Rates ermittelt um die beiden Systeme stochastisch beschreiben zu können, wobei eine Folge von Pulsen mit doppel-exponentieller Form als Störgröße verwendet wurde. Das Auftreten der beobachteten Effekte Gleichgewichtsstörung und Moduswechsel unterliegt unterschiedlichem Verhalten. Gleichgewichtstörungen treten, je nach Position des DUTs, ab einer festen Feldstärke auf. Somit kann eine Störschwelle für Gleichgewichtstörungen ermittelt werden. Moduswechsel treten nicht nach einem solchen Schema auf und somit kann nur angegeben werden, ob diese Art von Effekt während der Messungen in einer Position aufgetreten ist.

Die ermittelten Störschwellen der Gleichgewichtstörungen unterscheiden sich teilweise stark zwischen dem Gesamtsystem und dem Subsystem „Elektronik“. Das Gesamtsystem weist in verschiedenen Positionen stets eine Störschwelle zwischen 2750 und 3300 V/m bei einer Pulswiederholrate von 500 Hz auf. Für das Subsystem „Elektronik“ variiert die Störschwelle zwischen ca. 4400 V/m und Positionen in den bis zur maximal erzeugbaren Feldstärke von ca. 7000 V/m keine Gleichgewichtstörungen erzeugt werden konnten. Die Position des Subsystems „Elektronik“ und vor allem die Lage des Akkumulator-Kabels sind entscheidend für die Höhe der Störschwelle. Das Akkumulator-Kabel wurde somit als Hauptkopplungspfad für die feldgebundene Störung identifiziert.

Die Analyse der Gleichgewichtstörungen des Subsystems „Elektronik“ erlaubte aufgrund der reduzierten Trägheit der Pulsweitenmodulation gegenüber der Rotorgeschwindigkeit die Erkenntnis, dass diese Störung einen Lenkbefehl darstellt. Es wurden sowohl Roll-, Pitch- als auch Yaw-Befehle identifiziert. Diese Erkenntnisse wären ohne die Zerlegung des Multikopters in Subsysteme nicht möglich gewesen.

### Literatur

- [1] Flughafenverband ADV, „Drohnenvorfall am Airport London-Gatwick“, unter: <https://www.adv.aero/drohnenvorfall-am-airport-london-gatwick-deutsche-flughaefen-fordern-konsequentes-vorgehen-zur-drohnenabwehr> (abgerufen am 07.12.2019)
- [2] S. Potthast, „Tutorial: A brief Introduction on the Susceptibility of UAS against HPEM Threats“. 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Dresden, 2015
- [3] F. Burghardt and H. Garbe, "Development of a test rig to measure the EM-susceptibility of an unmanned aerial vehicle," 2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), Montreal, QC, 2017, pp. 1-4., doi: 10.23919/URSIGASS.2017.8105013
- [4] M. Camp, „Empfindlichkeit elektronischer Schaltungen gegen transiente elektromagnetische Feldimpulse“, Dissertationsschrift, Aachen: Shaker, 2004
- [5] F. Sabath, "Classification of electromagnetic effects at system level," 2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe, Hamburg, 2008, pp. 1-5., doi: 10.1109/EMCEUROPE.2008.4786916

# Einfluss der unerwünschten Polarisationsanteile auf die empfangene Zielgröße einer DVOR-Antenne

Dipl.-Ing. Sergei Sandmann, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Appelstraße 9a, 30167 Hannover, Deutschland, sandmann@geml.uni-hannover.de

Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Appelstraße 9a, 30167 Hannover, Deutschland, garbe@geml.uni-hannover.de

## 1 Einleitung

Die Funktionsweise eines Doppler-Drehfunkfeuers (engl. Doppler Very High Frequency Omnidirectional Radio Range (DVOR)) beruht darauf, dem Luftfahrzeug (LFZ) den azimutalen Winkel  $\phi$  zur Verfügung zu stellen, der sich aus der Perspektive der DVOR zwischen magnetisch Nord und der Standlinie zum LFZ ergibt (vgl. Abb. 1).

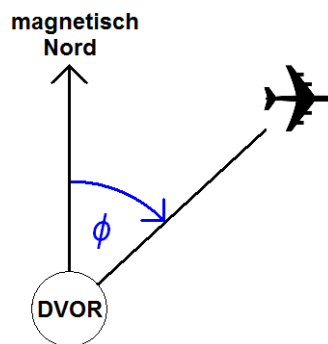


Abbildung 1: Bearing-Winkel  $\phi$  zwischen magnetisch Nord und Standlinie zum LFZ.

Wie in Kap. 2 genauer erläutert, ist die DVOR-Anlage dabei auf eine möglichst ungestörte Feldausbreitung im Raum angewiesen, um eine hohe Genauigkeit der Zielgröße zu erreichen. Neben einer gestörten Feldausbreitung im Raum existieren jedoch weitere Störmechanismen, die bei der Untersuchung der Zielgrößengenauigkeit berücksichtigt werden müssen.

So ist der Gegenstand der vorliegenden Arbeit die Untersuchung des Einflusses der unerwünschten Polarisationsanteile auf die empfangene Zielgröße  $\phi$ . Während die DVOR-Anlage ihre Zielgröße in der orbitalen Polarisation abstrahlt [1], empfängt die Antenne des LFZ auch Anteile aus der radialen und vertikalen Polarisation. Das Verhältnis dieser Polarisationsanteile variiert dabei in Abhängigkeit von der Lage des LFZ im Raum.

Um die entsprechenden Einflüsse zu untersuchen, wurde auf einer zylindrischen, repräsentativ angeordneten Analysefläche im Raum die Zielgröße  $\phi$  eines im Ursprung befindlichen DVOR für ein LFZ berechnet, während dessen Schräglage in allen drei Achsen variiert wurde. Zusätzlich wurden Windenergieanlagen (WEA) zwischen DVOR und Analysefläche eingefügt, sodass die Störeinflüsse auch in Gegenwart von Streukörpern untersucht werden konnten.

Nach der Auswertung der Untersuchungsergebnisse im Hinblick auf die Abweichung der Zielgröße  $\phi$  können so in Kap. 3 qualitative Aussagen zum Störpotential der Empfangscharakteristik eines LFZ im direkten Vergleich zum Störpotential von Streukörpern gemacht werden.

## 2 Funktionsweise und Störmechanismen der DVOR-Anlage

Die in Kap. 1 erläuterte Aussendung der Navigationsinformation des DVOR an das LFZ wird realisiert, indem die Anlage ein orbital polarisiertes und azimuthal abhängiges Raumsignal (Signal in Space) generiert, in dem die entsprechende Information als Zielgröße enthalten ist. Abhängig davon, auf welchem Radial des DVOR das LFZ sich befindet, empfängt es den entsprechenden Azimutwinkel (definiert nach Abb. 1).

Hierbei wird der Betrag des Winkels durch die Differenz eines amplitudenmodulierten (AM) und eines frequenzmodulierten (FM) Signalanteils übertragen. Während das AM-Signal omnidirektional ausgesendet wird, geschieht die Aussendung des FM-Signals durch einen Hilfsträger von 9960 Hz und in seiner Phase linear azimuthal abhängig. Realisiert wird die Aussendung eines solchen, in seiner Phase raumwinkelabhängigen FM-Signals unter Ausnutzung des Doppler-Effektes dadurch, dass eine mechanische Rotation zweier gegenüberliegenden Antennen auf einem Kreis mit ca. 13,5 m Durchmesser und einer Rotationsfrequenz von 30 Hz imitiert wird. Dabei senden die fiktiven Antennen jeweils ein Seitenband des FM-Hilfsträgers aus, während eine im Zentrum befindliche Antenne das Trägersignal und die AM-Seitenbänder aussendet. Die Imitation der Rotation wird hierbei dadurch vollzogen, dass 50 raumfeste, elektrisch kommutierte Alford-Loop-Antennen (AL) in dem entsprechenden Kreis betrieben werden (vgl. Abb. 2).

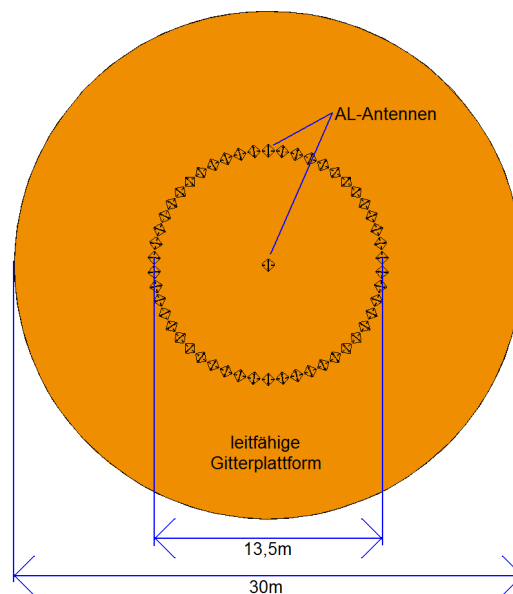


Abbildung 2: DVOR mit 51 AL-Antennen.

Aktiv aussendend sind stets zwei gegenüberliegende AL-Antennen, die in ihrer Position entgegen dem Uhrzeigersinn elektrisch so weitergeschaltet werden, dass makroskopisch eine entsprechend mechanische Kreisbewegung eines fiktiven Antennenpaares nachgeahmt wird [2].



Wie in Abb. 3 illustriert, befindet sich in dem untersuchten Szenario die DVOR-Anlage im Ursprung, während auf einer zylinderförmigen Analysefläche (gelb) mit dem Radius 15 km die Bearing-Werte numerisch berechnet werden [3]. Der Erdboden (hellbraun) wurde hierbei als elektrisch perfekt leitende Fläche modelliert. Die Begrenzung des operationellen Raumes durch die maximal genutzte Flughöhe und den cone-of-silence ist in dunkelbraun dargestellt.

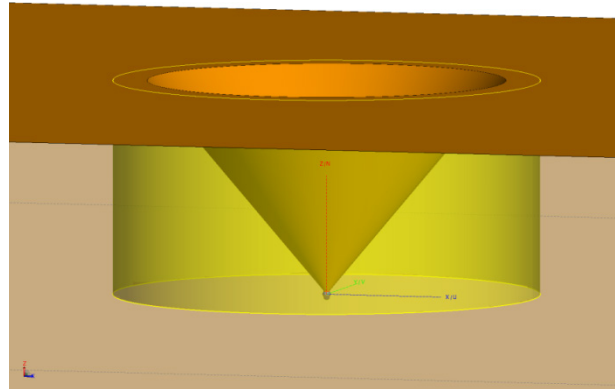


Abbildung 3: Illustration des untersuchten Szenarios.

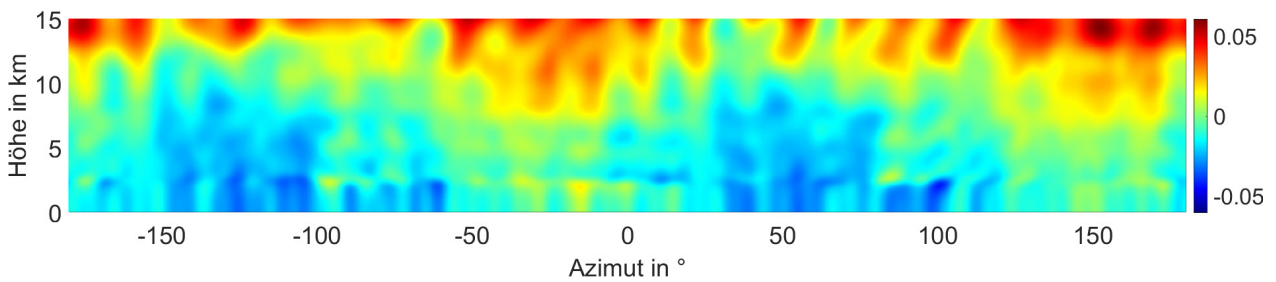


Abbildung 4: Bearing-Fehler in orbitaler Polarisation und ohne Streukörper

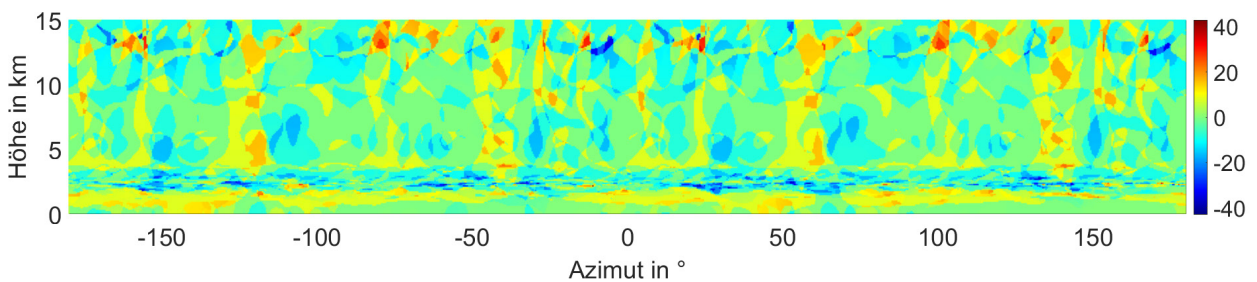


Abbildung 5: Bearing-Fehler in radialer Polarisation und ohne Streukörper

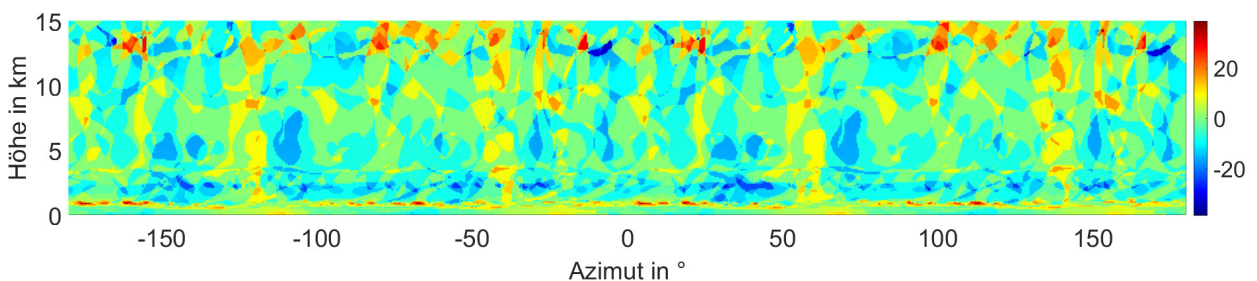


Abbildung 6: Bearing-Fehler in vertikaler Polarisation und ohne Streukörper

Werden die abgestrahlten DVOR-Signalanteile numerisch simuliert und für die orbitale Polarisation ausgewertet, ergibt sich nach der Subtraktion des idealen Azimutwinkels

der in Abb. 4 dargestellte Verlauf des Bearing-Fehlers auf der abgewickelten Analysefläche. Die entsprechenden Werte für die radiale bzw. vertikale Polarisation sind der Abb. 5 bzw. Abb. 6 zu entnehmen.

Deutlich lässt sich feststellen, dass die Bearing-Werte lediglich in der orbitalen Polarisation verwertbar sind. Die maximalen Abweichungen von  $\pm 0.06^\circ$  sind dabei auf die Bauart der Antenne und eventuelle Modellungenauigkeiten zurückzuführen.

Werden in das in Abb. 3 dargestellte Szenario mittig zwischen DVOR und Analysefläche bei einem Azimutwinkel von  $90^\circ$  WEA hinzugefügt, so induzieren diese Streuobjekte Abweichungen der empfangenen Bearing-Werte [4], [5] aufgrund einer gestörten elektromagnetischen Feldausbreitung im Raum [6], [7]. Die Bearing-Fehler lassen sich generell im gesamten Raum verzeichnen, während sie im Bereich des direkten elektromagnetischen Schattens der WEA am größten sind. Ausschnitte aus diesem Bereich der Analysefläche sind in den Abb. 7 bzw. Abb. 8 für eine bzw. fünf eingefügte WEA bei ausgewerteter orbitaler Polarisation dargestellt.

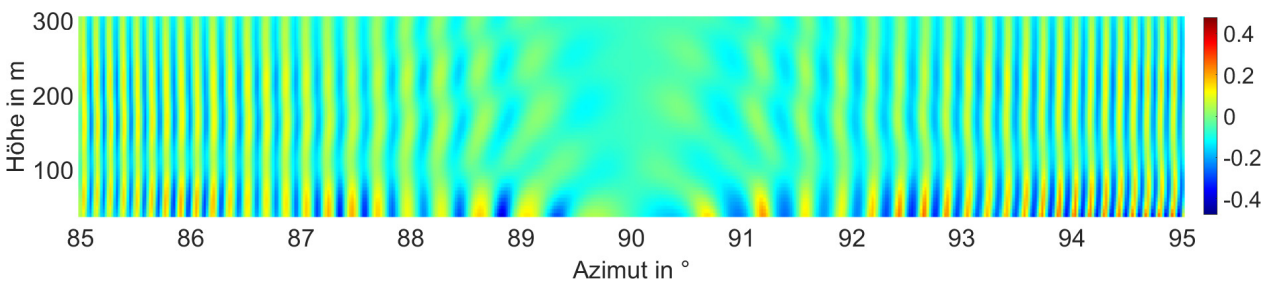


Abbildung 7: Bearing-Fehler mit 1 WEA als Streuobjekt (Ausschnitt aus der Analysefläche)

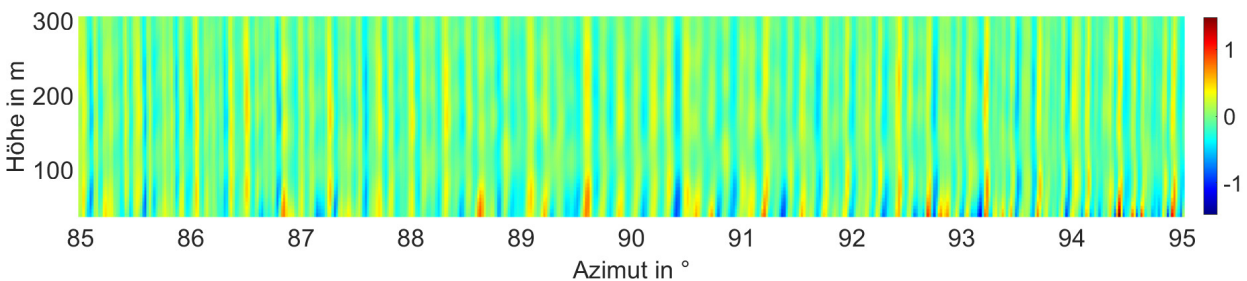


Abbildung 8: Bearing-Fehler mit 5 WEA als Streuobjekte (Ausschnitt aus der Analysefläche)

### 3 Einflüsse der Empfangscharakteristik

Insbesondere für den durch Streuobjekte gestörten Fall ist ersichtlich, dass das elektromagnetische Feld aus verschiedenen Raumrichtungen und mit potentiell verschiedenen Polarisationsanteilen an der Empfangsantenne des LFZ eintrifft. Des Weiteren muss davon ausgegangen werden, dass die einzelnen Signalanteile zusätzlich von der LFZ-Karosserie verschieden gebeugt und abgeschattet werden.

Die an der Empfangsantenne eintreffenden Signalanteile werden mit verschiedenen Antennenfaktoren komplex gewichtet aufgenommen. Diese, sowohl von dem Aufenthaltsort als auch von der Lage im Raum, abhängigen Effekte müssen bei der Untersuchung des Zielgrößenfehlers mitberücksichtigt werden.

Für die Untersuchung der durch ein LFZ empfangenen Zielgröße wird das elektrische Feld der DVOR in 144 gleichmäßig verteilten Raumpunkten auf der Analysefläche mit der simulierten Empfangscharakteristik eines LFZ von Typ „King Air 350“ der Beech Aircraft Corporation verrechnet und anschließend ausgewertet. Hierbei wird die Lage des LFZ im Raum parametrisch in mehreren Schritten nach Tab. 1 variiert.

	Minimalwert	Maximalwert	Inkrement
Azimut	0°	340°	20°
Höhe	1 km	15 km	2 km
Gierwinkel	0°	330°	30°
Nickwinkel	-30°	30°	15°
Rollwinkel	-30°	30°	15°

Tabelle 1: Parameter für die Lage des LFZ im Raum

Darüber hinaus wurden jeweils auch die Bearing-Werte berechnet, die sich ergeben, wenn anstatt der Empfangscharakteristik des LFZ „King Air 350“ die Charakteristik einer Alford-Loop-Antenne genutzt würde. Da diese Antenne eine horizontal nahezu omnidirektionale Charakteristik aufweist, während sie unempfindlich für die vertikale Polarisation ist, eignet sich diese Untersuchung, wie auch die Auswertung der rein orbitalen Komponente, in besonderem Maße zu Vergleichszwecken.

Die Ergebnisse sind in Abb. 9 für das ungestörte Szenario und in Abb. 10 bzw. Abb. 11 für ein Szenario mit einer bzw. fünf WEA als Streukörper nach Kap. 2 dargestellt.

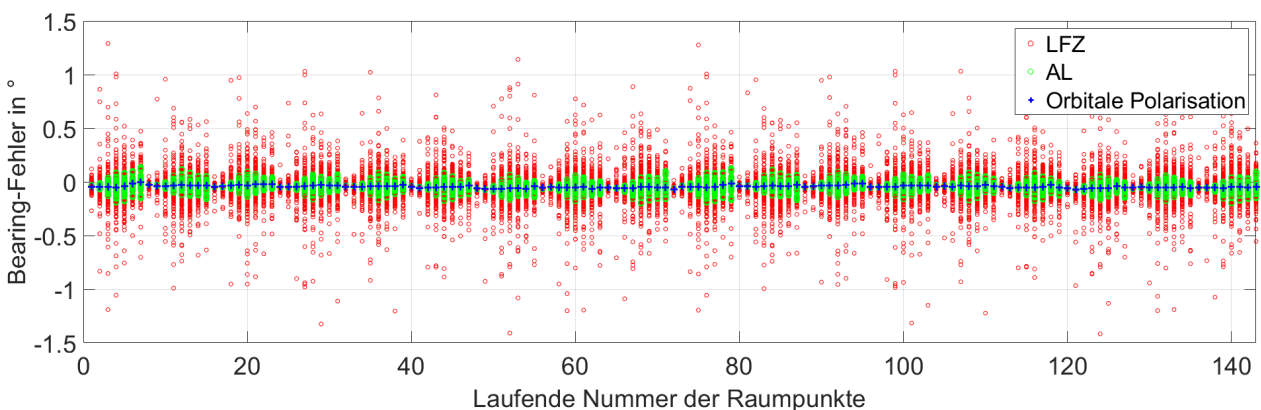


Abbildung 9: Bearing-Fehler auf der gesamten Analysefläche ohne Streuobjekte

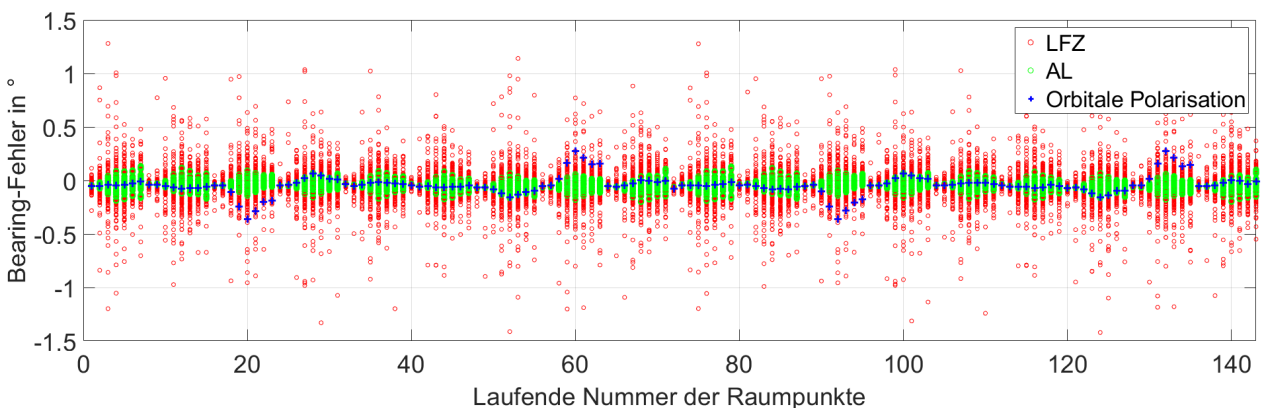


Abbildung 10: Bearing-Fehler auf der gesamten Analysefläche mit einer WEA als Streukörper

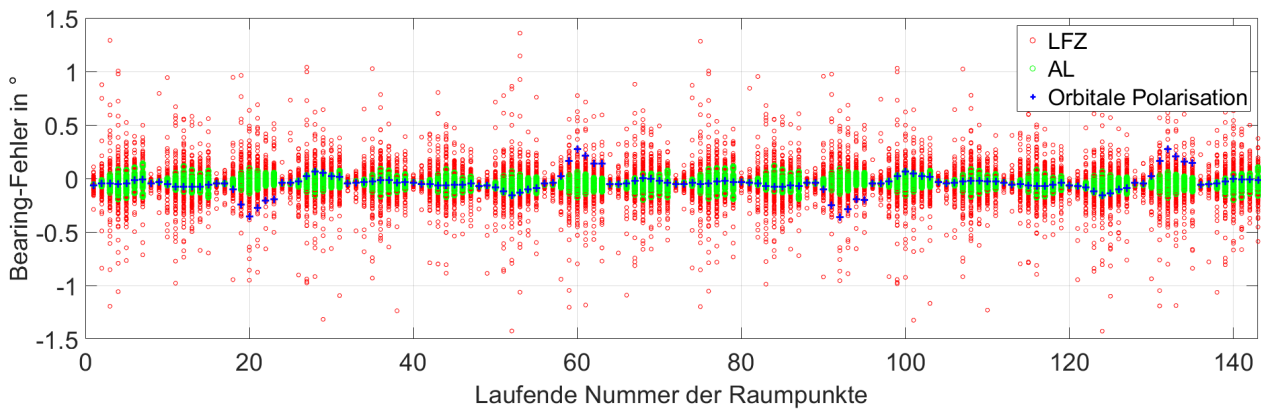


Abbildung 11: Bearing-Fehler auf der gesamten Analysefläche mit fünf WEA als Streukörper

Die sich aus Tab. 1 ergebende Raumpunktdichte ist gut geeignet, um die Störungseinflüsse des gesamten operationellen Raumes abzubilden. Da der direkte elektromagnetische Schattenbereich der WEA jedoch vergleichsweise klein ist, ist eine höhere Raumpunktdichte in diesem Bereich notwendig, um diesen zu repräsentieren. Es wird daher eine weitere Menge von 136 Raumpunkten nach Tab.2 für die Untersuchungen definiert. Die entsprechenden Ergebnisse für ein Szenario mit einer bzw. fünf WEA als Streukörper sind in den Abb. 12 und Abb. 13 dargestellt.

	Minimalwert	Maximalwert	Inkrement
Azimut	70°	110°	2,5°
Höhe	38 m	304 m	38 m

Tabelle 2: Raumpunkte auf der Analysefläche im elektromagnetischen Schattenbereich der WEA

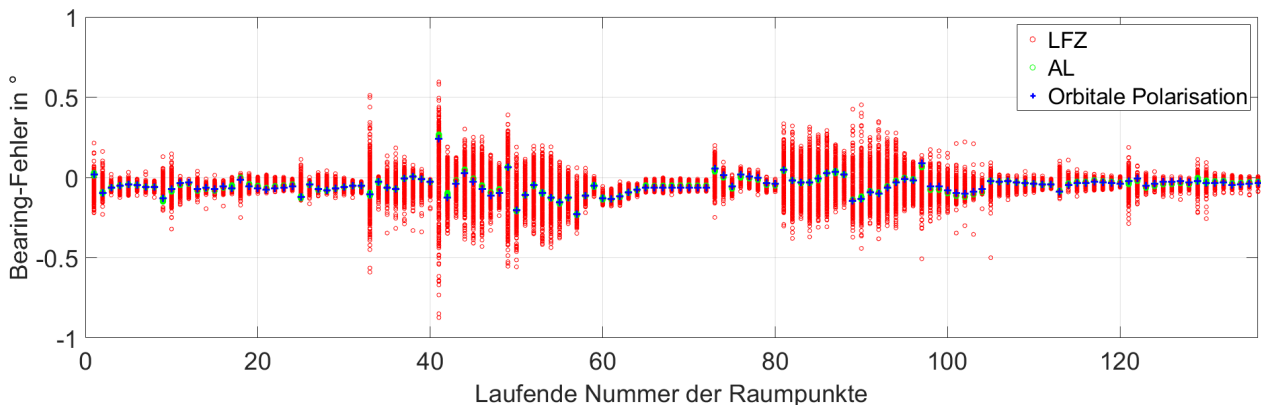


Abbildung 12: Bearing-Fehler auf einem Ausschnitt der Analysefläche im direkten elektromagnetischen Schattenbereich einer WEA

Auf den Abszissen der Abb. 9-13 ist jeweils die laufende Nummer der Raumpunkte aufgetragen, wobei deren Numerierung mit dem Azimutwinkel in der äußeren und der Höhe in der inneren Schleife erfolgt. Wie bereits andere Untersuchungen gezeigt haben, fällt die Zunahme der Bearing-Fehler durch die Erhöhung der Streuobjekt-Anzahl von einer auf fünf WEA vergleichsweise gering aus [8]. Dieser Effekt ist insbesondere in den Abb. 10 und Abb. 11 festzustellen, die die gesamte Analysefläche repräsentieren.

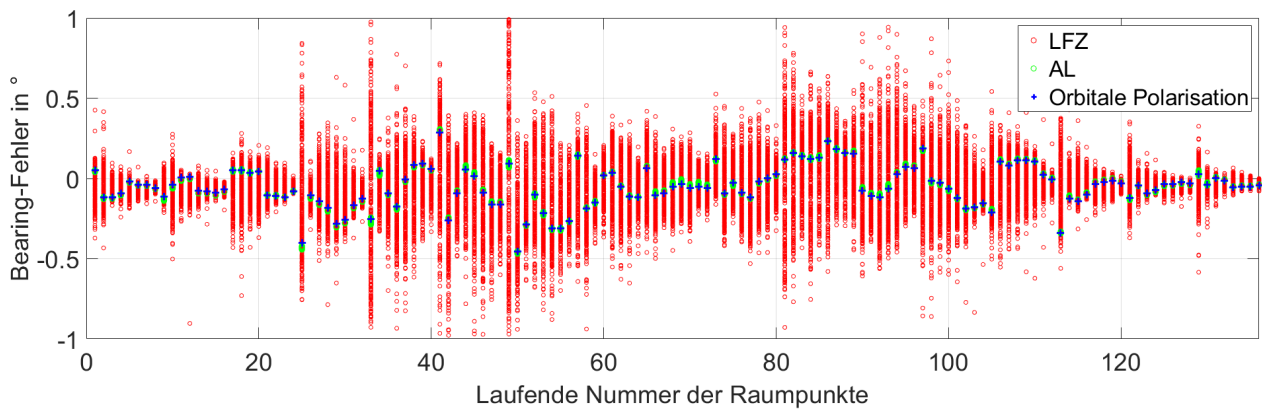


Abbildung 13: Bearing-Fehler auf einem Ausschnitt der Analysefläche im direkten elektromagnetischen Schattenbereich von fünf WEA

Wie den Abb.9-11 des Weiteren zu entnehmen ist, verursacht die Empfangscharakteristik des LFZ eine Schwankungsbreite der Bearing-Fehler, die in etwa den maximalen Fehlern entspricht, die durch die WEA verursacht werden, wobei auch Ausreißer bis ca. 2° auftreten. Ein Ersatz der Empfangscharakteristik des LFZ durch die einer AL-Antenne reduziert die Schwankungsbreite auf einen etwa halb so großen Wert.

Verglichen mit den Ergebnissen der gesamten Analysefläche, ergeben sich bei den in Abb.12-13 dargestellten Ergebnissen, die den direkten elektromagnetischen Schattenbereich der Analysefläche repräsentieren einige Änderungen. Auffallend ist, dass die Erhöhung der WEA-Anzahl zu einer stärkeren Zunahme der Bearing-Fehler führt als auf der gesamten Analysefläche. Die Schwankungsbreite aufgrund der Empfangscharakteristik ist etwas größer als der maximale Fehler, der durch die Anwesenheit der WEA hervorgerufen wird. Besonders auffällig ist, dass die Schwankungsbreite durch den Einsatz einer AL-Charakteristik enorm reduziert wird.

#### 4 Fazit

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die Empfangscharakteristik eines Luftfahrzeugs die empfangenen Bearing-Werte eines DVOR negativ beeinflussen kann. Die typische Schwankungsbreite bei der Variation der Lage im Raum bewegt sich im untersuchten Szenario etwa in der gleichen Größenordnung wie die maximalen Fehler, die von Windenergieanlagen als Streukörper hervorgerufen werden. Durch die Vergleichsuntersuchungen mit einer Alford-Loop-Empfangscharakteristik wurde gezeigt, dass die störenden Einflüsse der Antennencharakteristik deutlich abgeschwächt werden können, insbesondere im direkten elektromagnetischen Schattenbereich von Streukörpern, wo typischerweise auch die größten Fehler in DVOR-Szenarien zu erwarten sind.

## Danksagung

Diese Arbeit wurde teilweise unterstützt vom Verbundprojekt WERANplus. Gefördert durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Energie aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages. FKZ: 0324252B.

Des Weiteren wurden die Ergebnisse dieser Arbeit teilweise mit der Software FEKO (Altair) und unter Nutzung des Scientific Computing Clusters (LUIS) der Leibniz Universität Hannover erstellt.

## Literaturangaben

[1] ICAO, DOC 8071, Volume I, Fourth Edition: Manual on testing of radio navigation aids. Testing of ground-based radio navigation systems, 2000.

[2] S. R. Anderson and R. B. Flint, "The CAA Doppler Omnidirectional Range," in Proceedings of the IRE, vol. 47, no. 5, pp. 808-821, May 1959. DOI: 10.1109/JRPROC.1959.287274

[3] S. Sandmann, J. Bredemeyer, T. Schrader, H. Garbe: A Numerical Time Domain Method for Calculation of the Indicated DVOR Bearing in Dynamically Disturbed Scenarios. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 8pp. DOI: 10.1049/iet-map.2018.5591, August 2019.

[4] Ludovic Claudepierre; Rémi Douvenot; Alexandre Chabory; Christophe Morlaas: A Deterministic VOR Error Modeling Method—Application to Wind Turbines. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Year: 2017, Volume: 53, Issue: 1 Pages: 247 - 257, DOI: 10.1109/TAES.2017.2650058.

[5] Ludovic Claudepierre; Rémi Douvenot; Alexandre Chabory; Christophe Morlaas: A method for computing the VOR multipath error - comparisons with in-flight measurements. 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Year: 2016, Pages: 1 - 5, DOI: 10.1109/EuCAP.2016.7481546.

[6] S. Sandmann, Heyno Garbe: Uncertainty contribution of a wind turbine to the electric field of a DVOR antenna as a function of wind direction and rotor position, Adv. Radio Sci., 14, 17-24, <https://doi.org/10.5194/ars-14-17-2016>, 2016.

[7] S. Sandmann, S. Divanbeigi, H. Garbe: Reflexionseigenschaften von Windenergieanlagen im Funkfeld von Funknavigations- und Radarsystemen. Adv. Radio Sci., 13, 9-18, <https://doi.org/10.5194/ars-13-9-2015>, 2015.

[8] S. Sandmann, H. Garbe, J. Bredemeyer, T. Schrader: Ermittlung der gesamten Unsicherheit des Winkelfehlers eines Doppler-Drehfunkfeuers (DVOR) in XXX. Messtechnisches Symposium 2016, pp 175-182, 2016 Walter de Gruyter GmbH, Berlin / Boston, ISBN 978-3-11-049487-7, DOI: 10.1515/9783110494297-023.

# Auslegung und Vergleich von Adaptern zur direkten Stromeinspeisung für leitungsgebundene Störfestigkeitsprüfungen

M. Sc. Jan Ückerseifer, B. Sc. Jan-Christian Schweitzer, Prof. Dr. Frank Gronwald  
Universität Siegen, Lehrstuhl für Zuverlässigkeit Technischer Systeme und Elektrische Messtechnik, jan.ueckerseifer@uni-siegen.de

## 1 Einleitung

Feldgebundene Störfestigkeitsprüfungen generieren auf der Oberfläche elektrisch leitfähiger Prüflinge Oberflächenströme. Ähnliche Stromverteilungen können alternativ durch direkte Stromeinspeisung über galvanisch an den Prüfling gekoppelte Stromquellen mit geeignetem Rückleiter nachgebildet werden. In der Luftfahrtindustrie wird ein solches Testprozedere unter dem Begriff DCI (engl. *direct current injection*) geführt. In [4] findet sich ein exemplarischer DCI-Aufbau am Beispiel eines Flugzeugs mit Adaptern zur Stromeinspeisung bzw. –entnahme, wobei der Rückleiter als Massefläche realisiert ist. Andere Prüfaufbauten verwenden stattdessen einen koaxialen Rückleiter, der den Prüfling vollständig umschließt. Eine Übersicht beider Ansätze gibt [9].

Ziel dieses Beitrags ist es, DCI-Adapter zur Stromeinspeisung zu entwerfen und messtechnisch zu untersuchen, inwieweit verschieden dimensionierte Adapter geeignet für eine direkte Stromeinspeisung unterschiedlicher Prüflinge sind. Als Kriterien dienen Grad der Impedanzanpassung an den Prüfling, ihre wirksame Bandbreite sowie Stromtragfähigkeit. Entgegen den in einschlägiger Literatur vornehmlich betrachteten koaxialen Einspeisungen werden zusätzlich nicht-koaxiale Systeme analysiert. Da beiden Varianten meist keine quantitativen Entwurfsvorschriften beiliegen, erfolgen numerisch basierte Dimensionierungsbeispiele. Die langfristige Zielsetzung in der Entwicklung von DCI-Adaptern besteht darin, DCI-Tests aus der Luftfahrt auf die Automobilindustrie zu übertragen.

## 2 Problemstellung

Um bei EMV-Tests hochfrequente Ströme auf ein Testobjekt einzuspeisen, finden Generatoren mit Innenwiderständen von  $50\ \Omega$  Verwendung. Wird der Prüfling direkt an den Generator angeschlossen, kommt es bei Fehlanpassung zu Reflexionen. Insbesondere im Fall hoher Einspeiseleistungen besteht hierbei das Risiko einer Zerstörung des Generators. Aus diesem Grund ist die Verwendung geeigneter Anpassglieder notwendig, die zwischen Generator und Prüfling eingefügt werden.

Hierfür stehen diverse Möglichkeiten zur Verfügung, die beispielsweise in [10], [3] und [11] diskutiert sind. Diese umfassen einerseits Schaltungen aus diskreten Bauelementen mit Widerständen, Kondensatoren und/oder Spulen, die eine Impedanztransformation bewirken. Selbige kann ebenfalls mit Hilfe von Streifenleitungen realisiert werden, wobei Mikrostreifenleitungen am einfachsten herstellbar sind.

Derartige Anpassglieder werden für eine ausgewählte Frequenz dimensioniert, bei der theoretisch optimale Anpassung erreicht wird. Da bei EMV-Tests zudem ein weiterer Frequenzbereich abzudecken ist, spielt die Bandbreite dieser Anpassglieder eine wesentliche Rolle. Als Kriterium dient jener Frequenzbereich, in dem der Reflexionsfaktor  $\underline{S}_{11}$  betragsmäßig einen vorgegebenen Wert unterschreitet; häufig wird  $|\underline{S}_{11}| \leq -10\ \text{dB}$ , mitunter auch  $|\underline{S}_{11}| \leq -5\ \text{dB}$  im Hinblick auf DCI-Einspeisungen gefordert.

### 3 Charakterisierung des Prüflings

Zwecks Dimensionierung geeigneter Anpassglieder ist zuerst die Eingangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{DUT}}$  des Prüflings (engl. *device under test*, DUT) zu ermitteln. Diese kann [8] zufolge unter Verwendung eines Netzwerkanalysators (NWA) mit Innenwiderstand  $Z_i$  durch Messen von S-Parametern bestimmt werden zu

$$\underline{Z}_{\text{DUT}} = Z_i \frac{(1 + \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) + \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{(1 - \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}} \quad (1)$$

Einen entsprechenden Aufbau zur S-Parameter-Messung illustriert Abbildung 1 am Beispiel einer kupfernen Platte als generisches Testobjekt, welche via BNC-Buchsen mit einem Netzwerkanalysator verbunden ist. Alleinig ihre Innenleiter sind mit der Platte kontaktiert, als Rückstrompfad dient eine separate Massefläche.

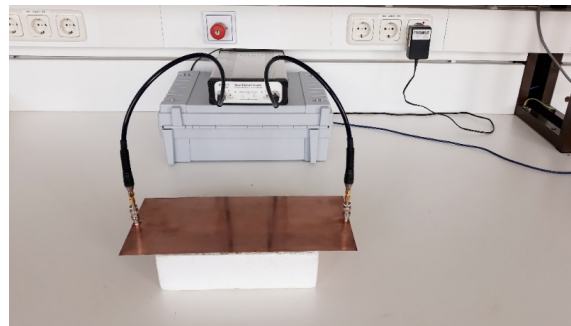


Abbildung 1: Testaufbau zur Messung der Eingangsimpedanz.

Wie Abbildung 2 verdeutlicht, ist im Frequenzbereich  $1 \text{ MHz} \leq f \leq 1 \text{ GHz}$  die Eingangsimpedanz stark veränderlich und nimmt für eine Messfrequenz  $f_M = 430 \text{ MHz}$  den Wert  $\underline{Z}_{\text{DUT}} = (17 - j25) \Omega$  an. Vorstehende Frequenz wurde exemplarisch herausgegriffen und korreliert bezüglich ihrer Wellenlänge mit den Prüflingsabmessungen. Der Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -4,6 \text{ dB}$  ist im Folgenden mittels geeigneter Anpassglieder zu optimieren.

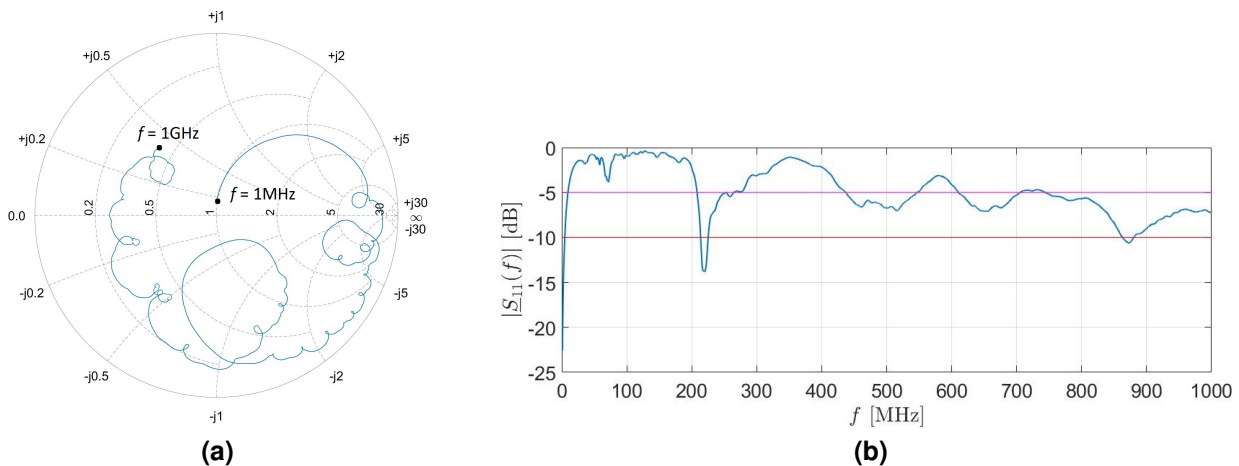


Abbildung 2: (a) Eingangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{DUT}}(f)$  im Smith-Diagramm. (b) Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .



#### 4 Anpassglieder mit Streifenleitungsschaltungen

Bei der Dimensionierung von Anpassgliedern wird gefordert, dass ihre Reihenschaltung mit dem Prüfling aus Generatorsicht eine reelle Eingangsimpedanz  $Z_i = 50 \Omega$  aufweist. Für ein LC-Filter als Anpassglied, siehe Abbildung 3, ist selbige Forderung mathematisch formuliert über

$$\frac{jX_C(\underline{Z}_{\text{DUT}} + jX_L)}{\underline{Z}_{\text{DUT}} + j(X_C + X_L)} \stackrel{!}{=} Z_i \quad . \quad (2)$$

Trennen in separate Gleichungen für Real- und Imaginärteil sowie Auflösen nach den Reaktanzen  $X_C, X_L$  ergibt  $C = 10 \text{ pF}$  respektive  $L = 18 \text{ nH}$ . Aufgrund der Tatsache, dass angesichts hoher Prüffrequenzen parasitäre Effekte im praktischen Aufbau von SMD-Schaltungen eine Anpassung erschweren, ist eine Realisierung mit Streifenleitungen vorzuziehen.

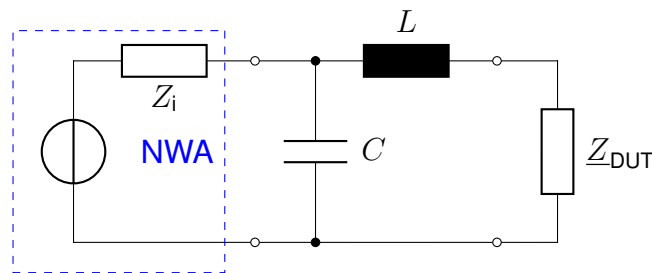


Abbildung 3: LC-Filter als Anpassglied.

Gemäß der Leitungstheorie ist die Eingangsimpedanz einer am Ende mit  $\underline{Z}_{\text{out}}$  abgeschlossenen Leitung der Länge  $l$  mit Wellenwiderstand  $Z_L$  gegeben durch

$$\underline{Z}_{\text{in}} = Z_L \frac{\underline{Z}_{\text{out}} + jZ_L \tan(\beta l)}{Z_L + j\underline{Z}_{\text{out}} \tan(\beta l)} \quad . \quad (3)$$

Darin bezeichnet  $\beta = 2\pi/\lambda$  die Phasenkonstante bezüglich  $\lambda = c/f_M \approx 32 \text{ cm}$  als Wellenlänge eines mit der Geschwindigkeit  $c = c_0/\sqrt{\epsilon_r}$  im Leiterplattensubstrat ( $\epsilon_r = 4,8$ ) propagierenden Signals. Der Kondensator des LC-Filters ist am einfachsten als leerlaufende ( $\underline{Z}_{\text{out}} = \infty$ ) Parallelstichleitung realisierbar. Gleichung (3) geht damit über in

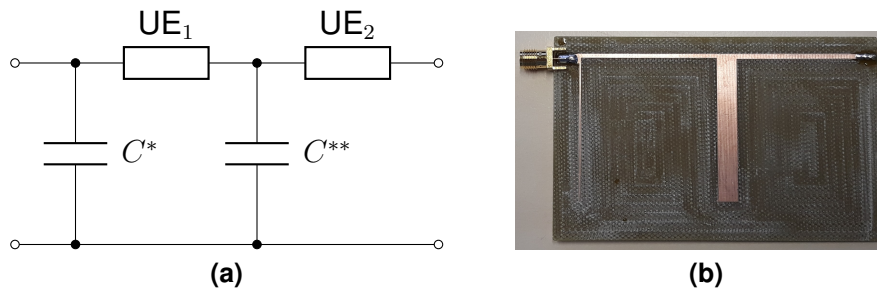
$$\underline{Z}_{\text{in}} = -jZ_L \cot(\beta l) \quad . \quad (4)$$

Für Leitungslängen  $0 < l < \lambda/4$  verhält sich die Stichleitung folglich kapazitiv, dagegen für  $\lambda/4 < l < \lambda/2$  induktiv. Die übliche Wahl  $l = \lambda/8$  für sämtliche Streifenleitungen (engl. *commensurate line circuits*) führt auf

$$\underline{Z}_{\text{in}} = -jZ_L \quad . \quad (5)$$

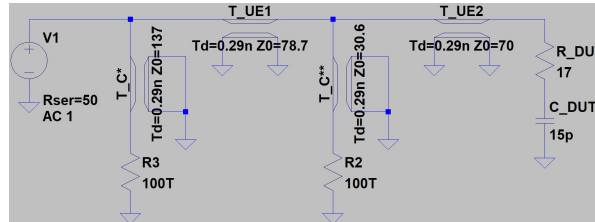
Damit ist die Eingangsimpedanz direkt proportional zum Leitungswellenwiderstand, der bei Mikrostreifenleitungen durch die Leiterbahnbreite bestimmt ist.

Die Längsinduktivität des LC-Filters wird mit Hilfe der Kuroda-Identitäten nach [8] in eine parallel liegende Kapazität umgerechnet mit dem Ergebnis in Abbildung 4. Sie ist dann ebenfalls als leerlaufende Parallelstichleitung realisierbar, die von ihrer Umgebung durch Serienstreifenleitungen, sog. Einheits-elemente (engl. *unit element*, UE), zu trennen ist. Ihre errechneten Wellenwiderstände sind  $Z_{UE_1} \approx 78,7 \Omega$ ,  $Z_{UE_2} \approx 70 \Omega$ , diejenigen der Parallelstichleitungen  $Z_{C^*} \approx 137 \Omega$ ,  $Z_{C^{**}} \approx 30,6 \Omega$ .



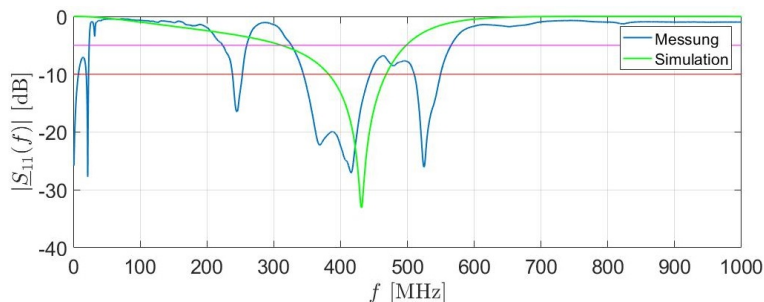
**Abbildung 4:** (a) LC-Filter nach Anwenden der Kuroda-Identitäten. (b) Zugehörige Mikrostreifenleitungsschaltung.

Die ordnungsgemäße Funktion der Gesamtschaltung mit eingefügtem Anpassglied wird vor ihrem Aufbau durch Simulation in LTspice [5] verifiziert, siehe Abbildung 5. Alle Streifenleitungen sind darin als verlustlose Leitungen nachgebildet, im Falle von Parallelstichleitungen ist ihr leerlaufendes Ende durch hochohmige Widerstände modelliert.



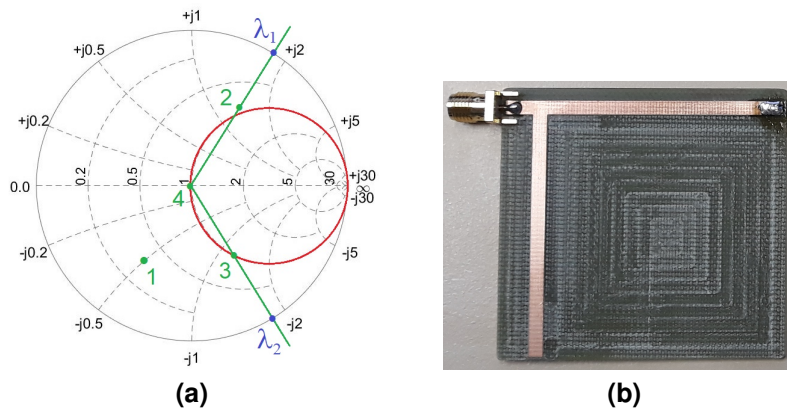
**Abbildung 5:** Simulationsmodell in LTspice.

Die Anpasswirkung im vorgesehenen Frequenzpunkt belegen reduzierte Reflexionen von  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -33 \text{ dB}$  bei einer  $-10 \text{ dB}$ -Bandbreite von  $86 \text{ MHz}$  gemäß Abbildung 6. Am realen Prüfling verschiebt sich die Anpasswirkung zu geringfügig niedrigeren Frequenzen bei gleichzeitig vergrößerter Bandbreite von  $100 \text{ MHz}$  mit  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -16 \text{ dB}$ . Simulation und Messung sind wegen  $\underline{Z}_{DUT} = \underline{Z}_{DUT}(f_M)$  lediglich an der Stelle  $f = f_M$  direkt vergleichbar.



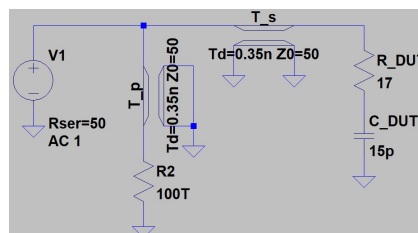
**Abbildung 6:** Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .

Anpassschaltungen können ebenfalls grafisch mit Hilfe des Smith-Diagramms entwickelt werden, siehe Abbildung 7. Hierzu ist zunächst die auf  $50\ \Omega$  normierte Prüflingsimpedanz  $Z'_{\text{DUT}} = 0,34 - j0,5$  einzutragen (Punkt 1). Sie wird anschließend durch Spiegelung am Mittelpunkt in eine Admittanz umgewandelt (Punkt 2) und im Uhrzeigersinn bis zum zweiten Schnittpunkt mit dem Anpassungskreis gedreht (Punkt 3). Diese Drehung entspricht physikalisch einer Serienstreifenleitung der Länge  $l_s = \lambda_2 - \lambda_1 \approx 0,15\lambda$ . Aus Beziehung (4) kann mit dem in Punkt 3 abgelesenen Blindleitwert  $B \approx -28\ \text{mS}$  die Leitungslänge  $l_p = 1/\beta \operatorname{arccot}(-1/Z_L B) \approx 0,15\lambda$  einer parallel zu schaltenden Leerlaufstichleitung berechnet werden, die in den Anpassungspunkt 4 führt.



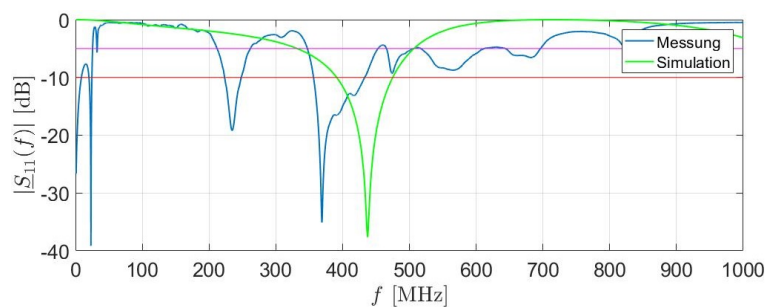
**Abbildung 7:** (a) Schaltungssynthese im Smith-Diagramm. (b) Zugehörige Mikrostreifenleitungsschaltung.

Anpassglied nebst Prüfling sind entsprechend Abbildung 8 in LTspice modelliert. Abbildung 9 legt die korrekte Funktion der Streifenleitungsschaltung nahe, die ein Minimum von  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -37\ \text{dB}$  bei  $84\ \text{MHz}$  Bandbreite hervorruft.



**Abbildung 8:** Simulationsmodell in LTspice.

Messungen am realen Prüfling offenbaren eine verglichen zum LC-Filter ausgeprägtere Verschiebung der Anpassung zu kleineren Frequenzen. Dem erreichten Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -11\ \text{dB}$  sind  $77\ \text{MHz}$  Bandbreite zugehörig.

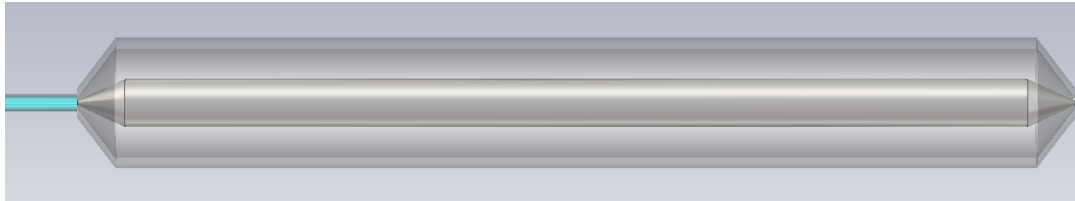


**Abbildung 9:** Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .

## 5 Anpassglieder mit Konusleitungen

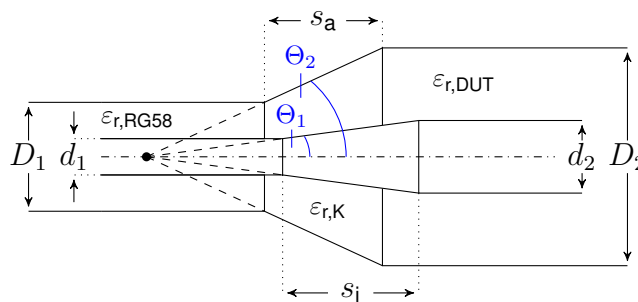
Wird der Prüfling als Innenleiter eines koaxialen Leitersystems betrieben, kann die Anpassung an ein ebenfalls koaxiales Speisekabel durch Anpassglieder konischer Formgebung erreicht werden.

Abbildung 10 zeigt eine solche Testanordnung für einen zylinderförmigen Prüfling mit Konusübergang als Anpassglied auf beiden Seiten. Die Anordnung wird linker Hand mit RG58-Kabel gespeist und am rechten Ende mit  $50\ \Omega$  abgeschlossen. Der den Prüfling umgebende Rückleiter weist mit ihm ebenfalls einen Wellenwiderstand von  $50\ \Omega$  auf. In praktischen Aufbauten besteht er häufig aus Drähten oder Metallbändern.



**Abbildung 10:** Koaxiales Leitersystem mit Konusübergängen.

Die Dimensionierung beider konischer Übergänge geht anhand Abbildung 11 hervor. Zunächst ist der horizontale Abstand  $s_i$  zwischen Speisekabelinnenleiter (Durchmesser  $d_1$ ) und Prüfling (Durchmesser  $d_2$ ) vorzugeben.



**Abbildung 11:** Geometrie am Konusübergang [7].

Damit berechnet sich der erste Steigungswinkel am Innenkonus aus geometrischen Überlegungen zu

$$\Theta_1 = \arctan\left(\frac{d_2 - d_1}{2s_i}\right) \quad . \quad (6)$$

Der Wellenwiderstand einer Konusleitung ist entlang ihrer Symmetrieachse konstant und beträgt allgemein

$$Z_K = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{r,K}}} \ln\left(\frac{\tan(\Theta_2/2)}{\tan(\Theta_1/2)}\right) \stackrel{!}{=} 50\ \Omega \quad , \quad (7)$$

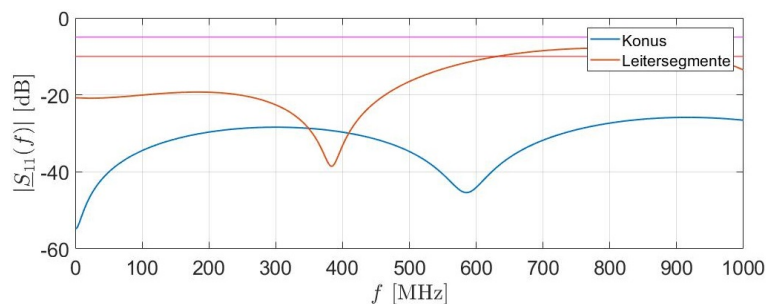
worin  $Z_0 \approx 377 \Omega$  den Freiraumwellenwiderstand und  $\varepsilon_{r,K}$  die Materialpermittivität zwischen Innen- und Außenkonus meinen [7]. Daraus lässt sich der zweite Steigungswinkel bestimmen gemäß

$$\Theta_2 = 2 \arctan \left[ \tan(\Theta_1/2) \exp \left( \frac{Z_K}{Z_0} 2\pi \sqrt{\varepsilon_{r,K}} \right) \right] \quad (8)$$

Beide Außenleiter mit Innendurchmessern  $D_1$  (Speisekabel) und  $D_2$  (Prüfling) sind somit im Abstand

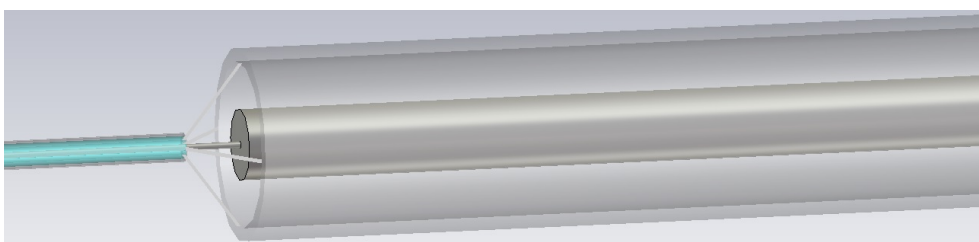
$$s_a = \frac{D_2 - D_1}{2 \tan(\Theta_2)} \quad (9)$$

voneinander entfernt anzuordnen. Das in Abbildung 10 dargestellte Modell mit Parametern  $s_i = 10 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 0,9 \text{ mm}$ ,  $D_1 = 3,2 \text{ mm}$ ,  $d_2 = 10 \text{ mm}$ ,  $D_2 = 23 \text{ mm}$  und  $\varepsilon_{r,K} = \varepsilon_{r,\text{DUT}} = 1$ ,  $\varepsilon_{r,\text{RG58}} = 2,3$  liefert bei S-Parameter-Analyse in CST [1] den Verlauf entsprechend Abbildung 12.



**Abbildung 12:** Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .

Er ist darin zusammen mit einer Vergleichskurve aufgetragen, deren zugehöriger Prüfaufbau im Rückleiter anstelle konischer Übergänge einzelne Leitersegmente vorsieht, siehe Abbildung 13. In Bezug auf die aus Konusleitungen bestehenden Übergänge ist breitbandige Anpassung bei verschwindend kleinem Reflexionsgrad über den gesamten Frequenzbereich erkennbar. Wird der Strom über mehrere Leitersegmente rückgeführt, ist zwar der Reflexionsfaktor bis etwa 630 MHz akzeptabel, oberhalb davon überschreitet er jedoch die  $-10 \text{ dB}$ -Grenze.



**Abbildung 13:** Koaxiales Leitersystem mit vier Leitersegmenten.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Es ist festzuhalten, dass sich Streifenleitungsschaltungen zur verhältnismäßig schmalbandigen Anpassung von Prüflingen eignen, etwa im für EMV-Tests relevanten Resonanzbereich. Der erreichte Reflexionsfaktor ist zufriedenstellend und die Anpassung umso breitbandiger, je geringer die Prüflingsimpedanz um die gewählte Dimensionierungsfrequenz herum fluktuiert. Ursächlich Parameter toleranzen im praktischen Aufbau sowie Abweichungen von idealisierten Annahmen wird diese Frequenz nicht exakt getroffen. Hier erscheinen abstimmbare Anpassglieder hinsichtlich zukünftiger Entwicklungen von DCI-Adaptern sinnvoll, vgl. [2], [6].

Signifikant größere Bandbreiten bei kleinen Reflexionsfaktoren ermöglichen koaxiale Einspeisungen, wie am Beispiel eines Zylinders gezeigt. Sie sind überdies für kleine Prüffrequenzen praktikabel, bei denen Anpassglieder aus Leitungsabschnitten unverhältnismäßig lange Leiter erfordern. Geometrisch komplexere Prüflinge implizieren allerdings aufwendige Rückleiterkonstruktionen zur Aufrechterhaltung konstanter Wellenwiderstände.

## 7 Danksagung

Dieses Forschungsprojekt wird vom Bundesministerium für Verkehr und digitale Infrastruktur (BMVI) im Rahmen des Forschungsprogramms „Automatisiertes und vernetztes Fahren“, LINKTEST finanziert. Den Herren Dr. Martin Aidam und Dr. Markus Rothenhäusler wird für unterstützende Hinweise gedankt.

## Literatur

- [1] COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY : *CST Studio Suite 2018*. Version 2018.06, <https://www.cst.com>
- [2] DIEDHIOU, D. L. ; SAULEAU, R. ; BORISKIN, A. V.: Microfluidically Tunable Microstrip Filters. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63 (2015), July, Nr. 7, S. 2245–2252
- [3] JANSSEN, W.: *Streifenleiter und Hohlleiter*. Hüthig, 1992
- [4] LEAT, C.: *The Safety of Aircraft Exposed to Electromagnetic Fields: HIRF Testing of Aircraft using Direct Current Injection*. Australian Government Department of Defence, 2007
- [5] LINEAR TECHNOLOGY : *LTspice IV*. Version 4.23, <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>
- [6] LUNG-HWA HSIEH ; KAI CHANG: Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51 (2003), Feb, Nr. 2, S. 520–525
- [7] MEINKE, H.H. ; LANGE, K. ; GUNDLACH, F.W. ; LÖCHERER, K.H.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 2: Komponenten*. Springer, 1992
- [8] POZAR, D.M.: *Microwave Engineering*. 4.Auflage, Wiley, 2011
- [9] ROTHENHÄUSLER, M. ; RUHFASS, A. ; LEIBL, T.: Broadband DCI as a multi usable EMC-test method. In: *2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2008. – ISSN 2158–110X, S. 1–5
- [10] TIETZE, U. ; SCHENK, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12.Auflage, Springer, 2002
- [11] ZINKE, O. ; BRUNSWIG, H. ; VLCEK, A. ; HARTNAGEL, H.L.: *Hochfrequenztechnik 1: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*. Springer, 1995

# Medienpartner

**Bodo's Power Systems**

**All about TEST**  
Nachrichten und Informationen zu Test- und Messtechnik für Elektronik in Entwicklung, Produktion und Service.

**e elektronik informationen**

**hf-praxis**  
HF- und Mikrowellentechnik

**HANSER automotive**

**PLUS**  
Produktion von Leiterplatten und Systemen  
Fachzeitschrift für Aufbau- und Verbindungstechnik in der Elektronik

**ew** Magazin für die Energiewirtschaft

**netzpraxis**  
Magazin für Energieversorgung – Planung • Bau • Betrieb • Service

**Microwave Journal**

**it INTERFERENCE TECHNOLOGY**

**konradin** mediengruppe

**E&E**  
FASZINATION ELEKTRONIK

**Signal Integrity Journal**  
Signal Integrity • Power Integrity • EMC/EM

**emv-esd**

**TEDO VERLAG**

**etz**  
elektrotechnik & automation

**ELEKTRONIK PRAXIS**

**Markt&Technik**  
DIE UNABHÄNGIGE WOCHENZEITUNG FÜR ELEKTRONIK



ISBN 978-3-86359-826-6

