

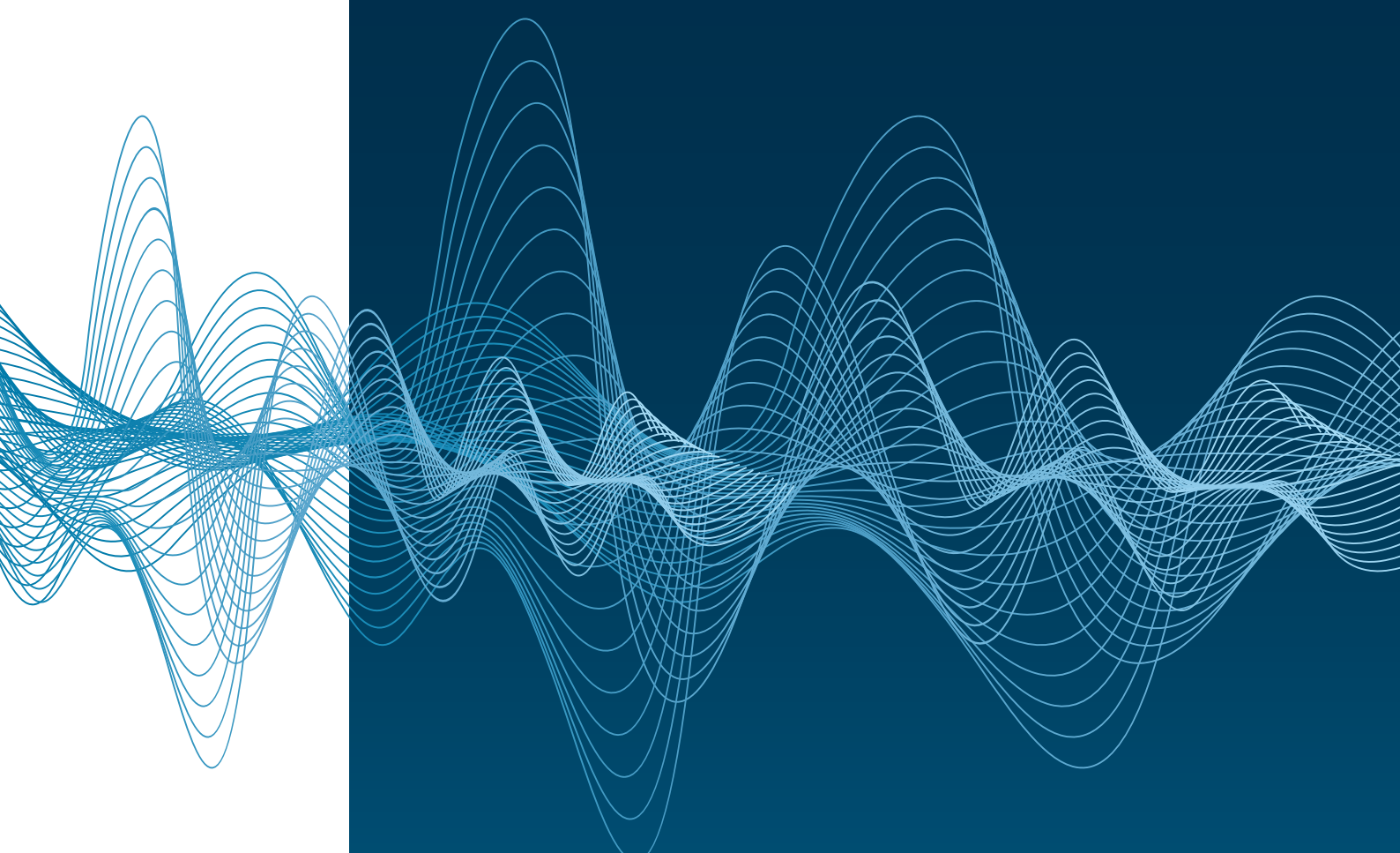
Prof. Dr. Heyno Garbe (Leibniz Universität Hannover)

# emv

Internationale Fachmesse und Kongress  
für Elektromagnetische Verträglichkeit

Düsseldorf, 20. – 22.02.2018

Europas Branchentreffpunkt für EMV  
[e-emv.com](http://e-emv.com)



**mesago**  
Messe Frankfurt Group

# Grußwort

Herzlich Willkommen zur EMV 2018 in Düsseldorf!

Liebe Freunde und Kollegen aus der EMV Gemeinschaft! Sie haben sicher schon lange den Termin der EMV 2018 in Ihrem Kalender notiert. Endlich ist es wieder soweit! Am 20. Februar 2018 öffnet die EMV in Düsseldorf ihre Tore. Ich freue mich schon jetzt darauf, Sie, die EMV Familie, wieder dort zu treffen.

Liebe EMV Interessenten! Sie sind sicher auf Ihrem Gebiet ein hervorragender, kompetenter Fachmann. Leider müssen Sie aber vermehrt feststellen, dass Ihre Geräte, Systeme und Anlagen durch andere gestört oder beeinträchtigt werden. Damit Sie sich mit „Leidensgenossen“ austauschen, neue Lösungsstrategien kennenlernen und die aktuelle EMV Messtechnik testen können, wurde für Sie die EMV Düsseldorf geschaffen.

Vom 20. bis 22. Februar 2018 erfahren Sie alles zu diesen hochaktuellen Trends. Treten Sie in Kontakt zu Experten, die sich mit ähnlichen oder sogar genau Ihren Problemen beschäftigen. Teilen Sie Ihre Lösungsideen mit Ihren Kollegen! Lernen Sie neue Produkte und Methoden kennen, mit denen Sie die Elektromagnetische Verträglichkeit gewährleisten können. Nutzen Sie das breite Spektrum an Networking-Möglichkeiten und holen Sie sich Ideen und Anregungen von Anwendern und Experten im persönlichen Kontakt auf dem EMV Kongress.

Das Programmkomitee hat wieder interessante und vielfältige Kongressvorträge zusammengestellt. Workshops und Tutorials bieten auch Neueinsteigern eine gute Gelegenheit, Basiswissen zu erwerben oder aufzufrischen. Auf der Messe werden Sie Werkzeuge finden, mit denen Sie Ihre Herausforderungen in den Griff bekommen.

Ich freue mich, Sie alle in Düsseldorf zu begrüßen!



Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe  
Leibniz Universität Hannover  
Vorsitzender des Programmkomitees EMV 2018

Hannover, im Dezember 2017



# EMV Kongresskomitee 2018

## *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  
**Dr.-Ing. Heinz-Dietrich Brüns** Technische Universität Hamburg-Harburg  
**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 Grielhuesl** IABG mbH  
**Prof. Dr. Frank Gronwald** Technische Universität Hamburg-Harburg  
**Dr.-Ing. Ralf Heinrich** Teseq 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 Kebel** AIRBUS Operations GmbH  
**Anton Kohling** ANKO-EMC-Consulting GmbH  
**Prof. Dr.-Ing. Klaus-Dieter Kruse** Fachhochschule Flensburg  
**Prof. Dr.-Ing. Marco Leone** Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg  
**Christian Paulwitz** EPCOS AG  
**Dr.-Ing. Wolfgang Pfaff** Robert Bosch GmbH  
**Prof. Dr.-Ing. Matthias Richter** Westsächsische Hochschule Zwickau  
**Dr.-Ing. Frank Sabath** Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnol.-WIS-ABC Schutz

<b>Dr.-Ing. Martin Sack</b>	Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
<b>Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen</b>	Universität Stuttgart
<b>Prof. Dr.-Ing. Jan Luiken ter Haseborg</b>	Technische Universität Hamburg-Harburg
<b>Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick</b>	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
<b>Dr. Markus Wehr</b>	ARGE Rundfunk-Betriebstechnik

# Inhaltsverzeichnis

## Awardnominierungen EMV 2018

YE: nominiert für den Young Engineer Award

BP: nominiert für den Best Paper Award

## Leitungen

<b>Modellierung der Einkopplung statistischer Felder in geschirmte Mehrfachleitungen .....</b>	<b>14</b>
Johanna Kasper, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	

<b>Kompakte Streifenleitung zur Antennenkalibrierung im Frequenzbereich von 150 kHz bis 2 MHz .....</b>	<b>22</b>
Dr. Robert Geise, Prof. Dr. Achim Enders, Oliver Kerfin, Martin Harm, Technische Universität Braunschweig	

<b>Die Verfahren zur Ermittlung der Transferimpedanz von konfektionierten geschirmten Leitungen .....</b>	<b>30</b>
Prof. Dr. Harm-Friedrich Harms, Alexander Schneider, Hochschule Emden-Leer	

<b>Wellenwiderstands-Messungen für IEEE 100BASE-T1 .....</b>	<b>38</b>
Dr. Kerstin Siebert, Jan Loos, Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH	

## EMV-Analyse von Leitungsstrukturen

<b>Simulation leitungsgeführter Störspannungen von DC-DC-Wandlern .....</b>	<b>47</b>
Tim Baumgarten, Dr. Peter Scholz, PHOENIX CONTACT Electronics GmbH; Dr. Denis Sievers, Prof. Dr. Jens Förstner, Universität Paderborn	

<b>Effizientes Netzwerkmodell zur breitbandigen Modellierung gleichförmiger Mehrfachleitungen .....</b>	<b>55</b>
Andreas Mantzke, Sebastian Südekum, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	

<b>Breitbandiges Netzwerkmodell für inhomogene Leitungen unter Berücksichtigung der Abstrahlung .....</b>	<b>63</b>
Sebastian Südekum, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg	

<b>Anpassung der Teileitermethode auf 3-D-Freileitungsmodelle zur Berechnung der induktiven Beeinflussung .....</b>	<b>71</b>
Fabian Wießner, FTZ Leipzig e.V.; Prof. Dr. Faouzi Derbel, HTWK Leipzig; Dr. Christian Rückerl, Berufsgenossenschaft	

## EMV-Modellierung von Elektrofahrzeugkomponenten

### **Anwendung von Fitting-Methoden zum Entwurf von Netzwerkmodellen für E-Fahrzeugkomponenten .....80**

Moustafa Raya, Ojo Alaba, Jagadeesh Immidisetti, Jörg Petzold, Prof. Dr. Ralf Vick,  
Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

### **Modellierung der Koppelimpedanzen innerhalb einer Antriebsmaschine mit einer passiven Ersatzlast .....88**

Dr. Sebastian Jeschke, Jörg Bärenfänger, Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH;  
Prof. Dr. Holger Hirsch, Sergii Tsiapenko, Universität Duisburg-Essen

### **Elektrisches Ersatzschaltbild für Lager von Elektromotoren .....96**

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

### **Simulationsverfahren zur Bestimmung der HF-Impedanzen von Traktionsbatterien .....103**

Moustafa Raya, Prof. Dr. Ralf Vick, Jörg Petzold, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

## Systembetrachtungen zur EMV

### **BP Eignung von Messplätzen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Rahmenantennen .....110**

Friedrich-Wilhelm Trautnitz, Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH; Dr. Alexander Kriz, Seibersdorf Labor GmbH; Andreas Morgenstern, Ronald Svadlenka, SLG Prüf- und Zertifizierungs GmbH

### **Vergleichsuntersuchungen zwischen EMV-Laboratorien im Bereich der Störfestigkeitsprüfungen .....118**

Simon Scheck, Christian Paulwitz, Dr. Stefan Weber, EPCOS AG

### **Aufbau eines automatisierten Messstandes zur Störfestigkeitsuntersuchung von Unmanned Aerial Vehicles .....126**

Felix Burghardt, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover

### **BP EMV Simulationsprozess für komplexe Kfz Systeme .....134**

Dr. Johannes Hippeli, BMW AG

## NF Aspekte

### **Messung der Störfestigkeit integrierter Schaltungen getrennt für das elektrische und magnetische Feld .....143**

Stephan Pfennig, Gunter Langer, Langer EMV-Technik GmbH

### **Einfluss der Kontaktierung auf die Schirmdämpfung von Gehäusen.....151**

Michael Kühn, Marcel Messer, AUDI AG; Prof. Dr. Dr. Robert Weigel, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

### **BP Nutzung von Standard-Software zur Simulation von Testanlagen für niederfrequente Magnetfelder.....158**

Maik Rogowski, Sven Fisahn, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover

**Prädiktion von Blitzeinschlagsbereichen bei Multimegawatt-Windkraftanlagen.....166**  
Sebastian Koj, Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover

## **EMV-Analyse von Resonatoren und Gehäusen**

**Effiziente Berechnung der Streuung an elektrisch großen Leitern im Freiraum und Resonator .....175**  
Jörg Petzold, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

**Von der Messung zur Netzwerkbeschreibung: Modellierung der Anregung nichtlinear belasteter Störsenken durch HPEM-Pulse .....183**  
Robert Michels, Carsten Dietrich, Prof. Dr. Frank Gronwald, Universität Siegen; Matthias Kreitlow, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien (WIS)

**Netzwerkmodell zur breitbandigen Untersuchung von elektromagnetischen Interferenzen in geschlossenen Metallgehäusen .....191**  
Christoph Lange, Paul Konrad, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guricke-Universität Magdeburg

**Entwicklung von Simulationsmethoden für die Bestimmung der Schirmdämpfung von realen Gerätegehäusen .....199**  
Stefan Cecil, Dr. Kurt Lamedschwandner, Seibersdorf Labor GmbH; Dr. Bernhard Auinger, Prof. Dr. Bernd Deutschmann, Prof. Dr. Gunter Winkler, Technische Universität Graz; Dr. Günter Ritzberger, Peter Boxleitner, Fronius International GmbH

## **EMV im Elektrofahrzeug**

BP  
YE **Automatisierte Filteroptimierung für Hochvoltbordnetze basierend auf Schaltungssimulationen zur Störspannungsvorhersage .....208**  
Denis Müller, Michael Beltle, Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart

**Gegenüberstellung leitungsgeführter Störeffekte im HV-Bordnetz für verschiedene Mehrfachantriebstopologien.....216**  
Simon Niedzwiedz, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

**Einfluss des Einsatzes von SiC-Halbleitern in HV-Komponenten auf den Stromripple und die niederfrequenten Magnetfelder .....224**  
Dr. Sebastian Jeschke, Marc Maarleveld, Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH

**Systembetrachtung von Störaussendungs-Messaufbauten bei Komponenten mit Hochvolt- und Niedervolt Bordnetzen hinsichtlich der Masseverbindungen .....230**  
Marc Wiegand, Michael Fromm, Leopold Kostal GmbH und Co. KG

## **Aktuelles aus der Normung**

**Neue ETSI Normen EN 303 446-1/2 für kombinierte Geräte mit Funkmodul.....241**  
Frank Deter, Miele & Cie. KG; Bettina Funk, Swedish Post and Telecom Authority (PTS); Dirk Eyfrig, SICK AG; Dr. Stephan Kloska, VDE Prüf- und Zertifizierungsinstitut GmbH

**Die neue IEC 61000-4-31 in Theorie und Praxis .....249**  
Dr. Ralf Heinrich, Ametek CTS Europe

**Probleme und Unzulänglichkeiten bei der Anwendung von Normen oder  
Warum können Normen nicht perfekt sein? .....257**

Dr. Bernd Jäkel, Siemens AG

**Luftfahrtgerät und die Anwendung der Radio Equipment Directive (RED) .....263**

Robert Kebel, Martin Schirmmacher, Uwe Schwark, Airbus AG

## **EMV in Luftfahrt und Navigation**

**Einfluss eines durch Windenergieanlagen amplitudenmodulierten  
Übertragungskanal auf die Amplitudenmodulation des VOR .....272**

Dr. Georg Zimmer, Dr. Robert Geise, Björn Neubauer, Technische Universität Braunschweig

**EMV Schutzmassnahmen in einer modernen Flugzeugtür .....280**

Uwe Renner, Airbus Helicopters

**Modulation von Störquellen in Sensoren und Stromversorgungen zur  
Reduktion der gemessenen Störpegel bei Luftfahrtgeräten .....290**

Frank Meier, Apparatebau Gauting GmbH

## **Numerische Verfahren**

**Simulation der Exposition des menschlichen Körpers durch magneto-  
quasistatische Felder von induktiven Ladesystemen in Automobilen .....295**

Prof. Dr. Markus Clemens, Martin Zang, Dr. Joachim Streckert, Prof. Dr. Benedikt Schmülling,  
Myrel Alsayegh, Bergische Universität Wuppertal

**Analytisch-numerischer Ansatz zur Berechnung des magnetischen Feldes  
hochfrequenter Störungen in der Umgebung langer ausgedehnter Leiter im  
Frequenzbereich von 9 kHz bis 10 MHz .....303**

Markus Franke, Prof. Dr.-Ing Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen

**MoM-basierte Ersatzschaltbildarstellung für strahlende, verlustbehaftete  
Drahtverbindungsstrukturen .....311**

Christian Bednarz, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

## **EMV im Kfz**

**Analytische Berechnung der Schirmwirkung von Karosserieblechen und  
Einsatz von aktiver Kompensation gegen niederfrequente Magnetfelder  
von HV-Leitungen in Elektrofahrzeugen .....320**

Anika Henke, Robert Nowak, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

**Antennensimulationen in der Automobilindustrie für Spezialfahrzeuge .....330**

Melanie, Rohe, Sascha, Dietrich, Martin, Hellmann, Sebastian, Schreiber, Rheinmetall MAN  
Military Vehicles GmbH

YE **Charakterisierung der Gleichtaktdrossel für Multi-Gig-Kommunikation in  
Automotive-Ethernet-Netzwerken .....340**

Sanaz Mortazavi, Dr. Detlef Schleicher, Frank Schade, Volkswagen AG; Prof. Dr. Friedel Gerfers,  
Technische Universität Berlin



## Anwendung von Normen

<b>Gleichspannungsseitiges Störaussendungsverhalten von Photovoltaik Wechselrichtern und -anlagen</b> .....	<b>349</b>
---	------------

Jörg, Kirchhof, Sabine Kitterer, Dr. René Marklein, Jiamei Wang, Fraunhofer IEE

<b>Wireless Power Transfer - Stand der Normungsaktivitäten</b> .....	<b>359</b>
--	------------

Benjamin Willmann, Volkswagen AG / Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg; Diego Cuartielles Ruiz, AUDI AG; Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

<b>Auswirkungen normativer Änderungen des Prüflingsaufbaus für die Störfeldstärkebewertung am Beispiel der neuen IEC 61800-3 ed. 3</b> .....	<b>368</b>
--	------------

Christian Paulwitz, EPCOS AG

<b>Analyse der verschiedenen Konstellationen in CISPR 25 Aufbau für die abgestrahlte Störaussendungsmessung von 150 kHz bis 30 MHz</b> .....	<b>376</b>
--	------------

Oussama Sassi, Schleicher Detlef, Volkswagen AG; Anna Gheonjian, Badri Khvitia, Diana Eremyan, Zviad Kut Chadze, Giorgi Kapanadze, Roman Jobava, EMCoS Ltd

## Reverberation Cham

<b>Erste Ergebnisse für die gemessene Direktivität von realen Prüflingen aus dem DEBoRA-Projekt</b> .....	<b>385</b>
---	------------

Dr. Mathias Magdowski, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

<b>Analyse und Design zur Nutzung einer mobilen Modenverwirbelungskammer in einer Absorberhalle</b> .....	<b>393</b>
---	------------

Waldemar Schädel, Hochschule-Osnabrück / Daimler AG; Alexander Rommel, Daimler AG

<b>Die Modenverwirbelungskammer als alternative Messumgebung für Kompatibilitätstest in der Magnetresonanztomographie</b> .....	<b>401</b>
---	------------

Enrico Pannicke, Dr. Mathias Magdowski, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

<b>Synthese realer transienter Störsignale mittels arbiträrer Signalgeneratoren für EMV-Untersuchungen</b> .....	<b>408</b>
--	------------

Oliver Kerfin, Anne Lena Vaske, Lukas Oppermann, Technische Universität Braunschweig

## Entstörmaßnahmen

<b>Stromkompensierte Drosseln in der Leistungselektronik: fairer praxisorientierter Vergleich zwischen Ferrit und nanokristallinen Materialien</b> .....	<b>417</b>
--	------------

Christian Paulwitz, Dr. Jörn Schliewe, Dr. Stefan Weber, EPCOS AG

<b>Stromkompensierte Drosseln mit hochpermeablen nanokristallinen Kernen für den 1000 A-Bereich</b> .....	<b>425</b>
---	------------

Stefan Becker, Dietrich Sekels, Sekels GmbH

<b>BP Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen</b> .....	<b>432</b>
---	------------

Dr. Bastian Arndt, Dr. Peter Olbrich, Hartwig Reindl, AVL; Christian Waldera, Volkswagen AG

<b>Einsatz eines iterativen Nahfeldscanverfahrens zur Ermittlung der Stromverteilung von Leiterplatten anhand eines Multi-Dipol-Modells .....</b>	<b>439</b>
Robert Nowak, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund	

## Kfz Messtechnik

<b>Anforderungsgenaueres EMV-Design von Gehäusen aus Werkstoffverbunden für Automotive-Anwendungen .....</b>	<b>450</b>
Hermann L. Aichele, Dr. Sven Robert Raisch, Robert Bosch GmbH	

<b>EMV-Messverfahren zur Unterstützung des Designs von Schirmkonzepten für Elektrofahrzeuge .....</b>	<b>457</b>
Karsten Kreisch, Jörg Bärenfänger, Ramzi Hasni, EMC Test NRW GmbH	

<b>BP Einfluss der Bordnetznachbildung auf Störfestigkeitsmessverfahren (z.B. BCI) oberhalb 100 MHz.....</b>	<b>465</b>
Dr. Ralph Schertlen, Andrea Scholl, Achim Kempe, Dr. Jan Hansen, Roland Eidher, Robert Bosch GmbH	

## Elektromagnetische Felder

<b>Flächendeckende Expositionsbewertung mittels hochgenauer und breitbandiger Feldkarten .....</b>	<b>474</b>
Prof. Dr. Matthias Hampe, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften	

<b>Entwicklung eines Immissionsmessverfahrens für Funkdienste mit Frequenzsprungverfahren.....</b>	<b>482</b>
Willi Hofmann, Dr. Christian Bornkessel, Prof. Dr. Matthias A. Hein, Technische Universität Ilmenau	

<b>Einfluss der Dekodierbandbreite auf die Genauigkeit von LTE-Immissionsmessungen .....</b>	<b>490</b>
Dr. Christian Bornkessel, Muhammad Ehtisham Asghar, Prof. Dr. Matthias A. Hein, Technische Universität Ilmenau	

<b>Einfache Antennenmodelle zur Berechnung von Sicherheitsabständen an Small Cells im 5G-Netz .....</b>	<b>597</b>
Dr. Karsten Menzel, EMFfx Consulting & Simulation; Prof. Dr. Matthias Wuschek, Technische Hochschule Deggendorf	

## Schirmung

<b>Flussleitfähigkeit versus Stromverdrängung: Magnetische Schirmung im niederfrequenten Bereich.....</b>	<b>506</b>
Dr. Stefan Hiebel, Dr. Denis Filistovich, Sekels GmbH	

<b>Untersuchung des Effektes von Ferritkernen auf Kabelstrukturen.....</b>	<b>512</b>
Dr. Moawia Al-Hamid, Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg; Steffen Schulze, Würth Elektronik eiSos GmbH	

## EMV-Modellbildung

### **Optimierung der virtuellen EMV Absicherung durch Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen aus Messungen.....521**

Janne Hein, BMW AG & Technische Universität München; Johannes Hippeli, BMW AG;  
Thomas F. Eibert, Technische Universität München

### **Pareto-Optimierung von reflexionsarmen Sternpunkten in automotiven Bussystemen .....529**

Alexander Stieler, Prof. Dr. Matthias Hampe, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften

### **Grenzen des Stromscan-basierten Dipolmodells und Erweiterung mit einem quasistatischen Ansatz .....537**

Zongyi Chen, Alexander Zeichner, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

## Emission beim Laden von Elektrofahrzeugen

### **BP Grundlegende Betrachtungen der Kopplungsmechanismen möglicher Störgrößen für induktive KFZ-Ladesysteme .....548**

Manuel Haug, Michael Bettle, Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart

### **BP Herausforderungen bei EMV-Messungen von drahtlosen Ladesystemen (WPT-Systeme) für Elektrofahrzeuge im Bereich 9 kHz bis 30 MHz.....556**

Dr. Christof Ziegler, Dr. Stefan Weber, EPCOS AG; Dr. Kerstin Siebert, Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH

### **BP EMV- und Systemuntersuchungen eines bidirektionalen drahtlosen induktiven Energieübertragungssystems für Elektrofahrzeuge .....564**

Dr. René Marklein, Jörg Kirchof, Miao Wang, Mohammad Zaisan Rahen, Fraunhofer IEE

## Energietechnik

### **Richtungsabhängige Störwirkung einer Windenergieanlage auf C-Band Wetterradare .....573**

Karsten Schubert, Jens Werner, Jade University of Applied Sciences; Fabian Schwartau, Technische Universität Braunschweig

### **Einfluss von Leitungsimpedanzen auf verschiedene Verknüpfungspunktspannungen bei der Kompensation von Oberschwingungen durch Active Front-Ends .....581**

Benjamin Hoepfner, Prof. Dr. Ralf Vick, Anke Fröbel, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

## EMV für Produktion und Industrieanwendungen

### **Verfügbarkeit von Industrie 4.0 Produktionsanlagen durch multiple Erdungen von Bezugspotentialen geerdeter betriebener 24 V DC-Versorgungssysteme gefährdet .....590**

Gerhard K. Wolff, Phoenix Contact GmbH & Co. KG

**Nutzung des Konzepts einer Modenverwirbelungskammer zur EMV- und  
Leseratenoptimierung eines Radio-Frequency-Identification-Tunnelgates .....600**  
Sebastian Schwarz, Dr. Mathias Magdowski, Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität  
Magdeburg; Martin Kirch, Dr. Klaus Richter, Fraunhofer IFF

**Systematische Testlücke bei Einstrahlverfahren auf IC-Ebene und deren  
Behebung .....608**  
Dr. Viki Müllerwiebus

## **EMV beim Laden von Elektrofahrzeugen**

**Entwicklung, Implementierung und Verifizierung eines Emulatorkonzepts als  
Gegenstelle zum Elektrofahrzeug für EMV Prüfungen bei DC Ladetopologien .....617**  
Marc Maarleveld, Jörg Bärenfänger, Dr. Sebastian Jeschke, EMC Test NRW GmbH; Sergii  
Tsiapenko, Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen; Michael Tybel, Dr. Michael  
Schugt, Scienlab electronic systems GmbH

**Vergleichende Bewertung verschiedener normativer Störemissionsmessungen  
an einem Elektrofahrzeug .....625**  
Dr. Moawia Al-Hamid, Prof. Dr. Ralf Vick, Philipp Wollmann, Otto-von-Guericke-Universität  
Magdeburg

BP  
YE **Störfestigkeitsanalyse der Power Line Communication für das konduktive  
Laden von Elektrofahrzeugen .....633**  
Thomas Opp, Dr. Bernd Körber, Forschungs- und Transferzentrum e.V. an der WHZ; Norman  
Müller, Prof. Dr. Matthias Richter, Matthias Trebeck, Westsächsische Hochschule Zwickau

## **Leistungselektronik**

**Einfluss eines elektrisch nicht-leitenden Kühlkörpers auf gestrahlte und  
leitungsgebundene Störungen von Leistungshalbleitern .....644**  
Stephan Chromy, Prof. Dr. Stefan Dickmann, Sebastian Fahlbusch, Prof. Dr. Klaus F. Hoffmann,  
Kai Rathjen, Helmut-Schmidt-Universität

YE **FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltharmonischen von  
leistungselektronischen Systemen .....652**  
Andreas Bendicks, Tobias Dörlemann, Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund;  
Norbert Hees, Marc Wiegand, Leopold Kostal GmbH & Co. KG

**Autorenverzeichnis .....662**

---

# Leitungen

---

# Modellierung der Einkopplung statistischer Felder in geschirmte Mehrfachleitungen

M. Sc. Johanna Kasper, Otto-von-Guericke-Universität, Lehrstuhl für EMV  
Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Lehrstuhl für EMV

## 1 Einleitung

Für die Untersuchung von strahlungsgebundenen elektromagnetischen Interferenzen ist es wichtig, Kommunikationsleitungen und Stromversorgungskabel zu untersuchen, da sie als parasitäre Empfangsantennen fungieren können. Eine Kombination mehrerer Leitungen kann als eine Mehrfachleitung beschrieben werden. Befindet sich der Prüfling in elektrisch großen und geometrisch komplexen Hohlraumresonatoren, wie Schiffen, Hubschraubern oder Fahrzeugkarosserien, so ist eine statistische Beschreibung des elektromagnetischen Feldes sinnvoll. Bei der Betrachtung von statistischen Feldern wird das einfallende Feld durch die Überlagerung vieler ebener Wellen mit jeweils zufälliger Einfallsrichtung und Polarisation modelliert. Statistische Felder können im Rahmen der elektromagnetischen Verträglichkeit in Modenverwirbelungskammern (MVKn) nachgebildet werden. Für die weitere Etablierung von MVKn als alternative EMV-Testumgebung ist ein Verständnis der stochastischen elektromagnetischen Feldeinkopplung in Leitungsstrukturen notwendig. In [8] wurden grundlegende Konzepte der Einkopplung von stochastischen Feldern in eine Einfachleitung in einer MVK vorgestellt. Großer Forschungsbedarf besteht noch bei der Einkopplung von statistischen Feldern in zwei- und dreidimensionale Strukturen und komplexe Systeme, sowohl von theoretischer als auch von experimenteller Seite. Mehrfachleitungen über einer leitenden Ebene wurden in [3] experimentell und in [5] theoretisch untersucht. Weiterhin wurden auch isolierte Mehrfachleitungen sowohl von experimenteller Seite in [4] als auch von theoretischer Seite in [6] betrachtet. In [7] wurde die eingekoppelte Spannung verschiedener geschirmter Einfachleitungen in einer MVK gemessen.

Ziel dieser Arbeit ist es, ein Modell für geschirmte Mehrfachleitungen herzuleiten, das sowohl rechnerisch effizient als auch hinreichend genau ist, um eine schnelle Abschätzung des eingekoppelten Stromes auf die Innenleiter zu liefern.

## 2 Modell

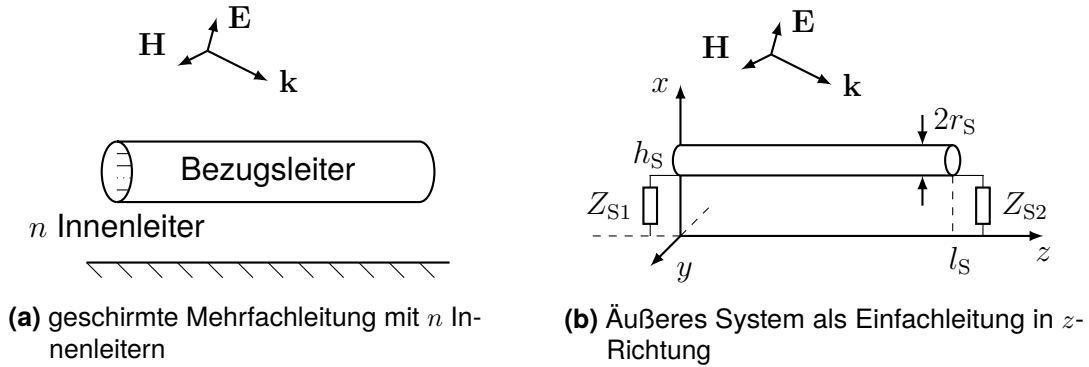
Die zu betrachtende Mehrfachleitung besteht aus  $n$  Innenleitern und einem Schirm über einer perfekt leitenden Ebene. Der Schirm wirkt gleichzeitig als Bezugsleiter. Innerhalb dieser Arbeit gelten für die geschirmte Mehrfachleitung folgende Vereinfachungen:

- gleichförmige Mehrfachleitung, die Innenleiter sind parallel zueinander und zum Schirm, der Schirm ist parallel zur leitenden Ebene
- verlustlose Leitung
- Querabmessungen der Leitung sind klein gegenüber der Wellenlänge
- Strom auf dem Schirm ist konzentriert, kein Ringstrom ist vorhanden
- Stromsumme ist an jeder Stelle der Leitung Null



Die geschirmte Mehrfachleitung kann in ein äußeres und ein inneres System aufgeteilt werden. Das einfallende stochastische Feld wird als Überlagerung  $N$  ebener Wellen mit beliebiger Einfallrichtung und Polarisation, wie in [8] vorgestellt, modelliert, sodass hier auf die ausführliche Beschreibung verzichtet wird. Im nächsten Schritt wird der auf den Schirm eingekoppelte Strom  $I_S$  ermittelt. Mit Hilfe der Transferimpedanz  $Z_T'$  und den verteilten Spannungs- und Stromquellen  $U_q'$  und  $I_q'$  können mit Hilfe der BLT-Gleichungen die Ströme  $I_{L1,i}$  an den Anfängen und  $I_{L2,i}$  an den Enden der Innenleiter bestimmt werden.

## 2.1 Feldeinkopplung auf den Kabelschirm



**Bild 1:** Schema einer geschirmten Mehrfachleitung

Unter den geltenden Vereinfachungen kann das äußere System wie eine Einfachleitung über einer leitenden Ebene beschrieben werden (siehe Abb. 1). Für den Leitungswellenwiderstand des Schirmes über Masse gilt  $Z_{0,S} = 1/2\pi\sqrt{\mu_S/\epsilon_S} \operatorname{arcosh}(h_S/r_S)$ . Hierbei ist  $h_S$  der Abstand zwischen Schirm und leitender Ebene,  $r_S$  der Radius des Schirmes und  $\mu_S$  sowie  $\epsilon_S$  beschreiben das Medium, in dem sich der Schirm befindet. Die Feldstärke der einkoppelnden ebenen Welle ist definiert durch

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{e}E e^{-j\cdot(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}+\beta)}, \quad (1)$$

wobei  $\mathbf{r}$  die Position im Raum darstellt und der Einheitsvektor  $\mathbf{e}$  die Polarisation der Welle definiert. Die Amplitude der Welle ist durch  $E$  und die Ausbreitungsrichtung durch den Wellenvektor  $\mathbf{k}$  gegeben, dessen Amplitude die Wellenzahl  $k = 2\pi/\lambda = \omega/c$  ist. Weiterhin ist  $\beta$  der Phasenwinkel der ebenen Welle. Wie in [8] beschrieben, ist für die zufällige Verteilung der Einfallrichtung und Polarisation der einfallende Welle, eine Beschreibung in Kugelkoordinaten sinnvoll. Die Richtung von  $\mathbf{k}$  ist durch den Polarwinkel  $\vartheta$  und den Azimutwinkel  $\varphi$  definiert.

$$\mathbf{k} = \begin{pmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{pmatrix} = k \begin{pmatrix} \sin \vartheta \cos \varphi \\ \sin \vartheta \sin \varphi \\ \cos \vartheta \end{pmatrix} \quad (2)$$

Der Polarisationsvektor  $\mathbf{e}$  steht immer senkrecht auf  $\mathbf{k}$  und ist eindeutig durch den Polarisationswinkel  $\alpha$  bestimmt.

$$\mathbf{e} = \begin{pmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha \cos \vartheta \cos \varphi - \sin \alpha \sin \varphi \\ \cos \alpha \cos \vartheta \sin \varphi + \sin \alpha \cos \varphi \\ -\cos \alpha \sin \vartheta \end{pmatrix} \quad (3)$$

Aus den Leitungsgleichungen nach Agrawal folgen die Wellengleichungen

$$\frac{d^2 U_S^s(z)}{dz^2} + k^2 U_S^s(z) = \frac{d}{dz} E_{\tan}^e(h_S, z), \quad (4a)$$

$$\frac{d^2 I_S^t(z)}{dz^2} + k^2 I_S^t(z) = -j\omega C'_S E_{\tan}^e(h_S, z). \quad (4b)$$

Die Variablen  $U_S$  und  $I_S$  sind die Spannung und der Strom auf dem Schirm in Abhängigkeit zum anregenden, tangentialen Feld

$$E_{\tan}^e(h_S, z) = \underbrace{-2jEe_z \sin(k_x h_S)}_{E_{\tan}^e(h_S)} e^{-jk_z z} e^{j\beta}. \quad (5)$$

In (4b) ist  $C'_S$  der Kapazitätsbelag des Schirms. Die Superscripts <sup>t</sup> stehen für „total“ und <sup>s</sup> für „scattered“. Mit Gl. (5) können die Lösungen für den Strom und die Spannung entlang des Schirmes folgendermaßen formuliert werden

$$I_S^t(z) = \underbrace{-\frac{j\omega C'_S E_{\tan}^e(h_S)}{k^2 - k_z^2}}_{I_0} \cdot e^{-jk_z z} + I_1 \cdot e^{-jk_z z} + I_2 \cdot e^{jk_z z}, \quad (6a)$$

$$U_S^s(z) = \underbrace{-\frac{jk_z E_{\tan}^e(h_S)}{k^2 - k_z^2}}_{U_0} \cdot e^{-jk_z z} + U_1 \cdot e^{-jk_z z} + U_2 \cdot e^{jk_z z}. \quad (6b)$$

Hierbei lassen sich die drei Terme der Lösung als hinlaufende, rücklaufende und eine durch das einfallende Feld zusätzlich erzeugte Welle interpretieren. Zwischen den Gln. (6a) und (6b) gelten folgende Beziehungen:

$$U_0 = Z_{0,S} \cdot I_0 \cdot \frac{k_z}{k}, \quad U_1 = Z_{0,S} \cdot I_1, \quad U_2 = -Z_{0,S} \cdot I_2. \quad (7)$$

Mit den Randbedingungen

$$U_0 + U_1 + U_2 = U_{t1} - Z_1 \cdot (I_0 + I_1 + I_2), \quad (8a)$$

$$U_0 e^{-jk_z l} + U_1 e^{-jkl} + U_2 e^{jkl} = U_{t2} + Z_2 \cdot (I_0 e^{-jk_z l} + I_1 e^{-jkl} + I_2 e^{jkl}), \quad (8b)$$

können die Amplituden der hin- und rücklaufenden Stromwellen bestimmt werden

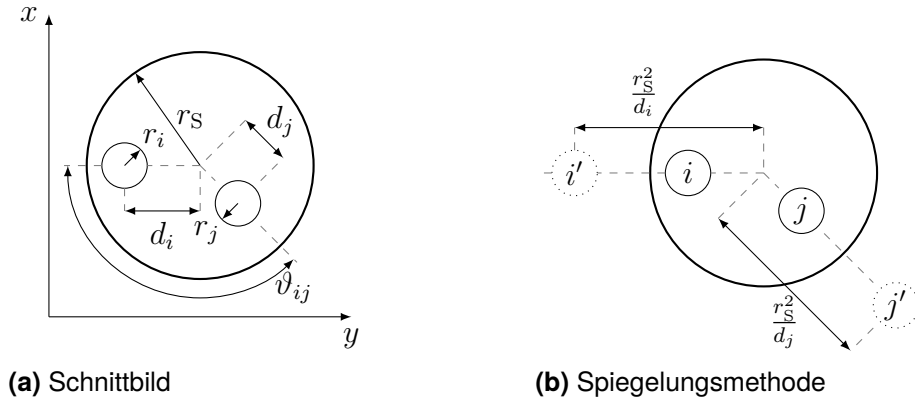
$$I_1 = \frac{I_0 \cdot (C_1 - A_1 C_2 e^{-j(k+k_z)l}) + U_{t1} \cdot \frac{1}{Z_1 + Z_{0,S}} + U_{t2} \cdot \frac{A_1 e^{-jkl}}{Z_2 + Z_{0,S}}}{1 - A_1 A_2 e^{-j2kl}}, \quad (9a)$$

$$I_2 = \frac{I_0 \cdot (C_2 e^{-j(k+k_z)l} - A_2 C_1 e^{-j2kl}) - U_{t1} \cdot \frac{A_2 e^{-j2kl}}{Z_1 + Z_{0,S}} - U_{t2} \cdot \frac{e^{-jkl}}{Z_2 + Z_{0,S}}}{1 - A_1 A_2 e^{-j2kl}}. \quad (9b)$$

Hier ist  $l$  die Länge des Schirmes. Dabei werden folgende Vereinfachungen verwendet:

$$A_1 = \frac{Z_{S1} - Z_{0,S}}{Z_{S1} + Z_{0,S}} \quad C_1 = -\frac{Z_{S1} + Z_{0,S} \frac{k_z}{k}}{Z_{S1} + Z_{0,S}} \quad U_{t1} = 2Ee_x e^{j\beta} \begin{cases} h_S & \text{wenn } k_x = 0 \\ \frac{\sin(k_x h_S)}{k_x} & \text{sonst} \end{cases} \quad (10a)$$

$$A_2 = \frac{Z_{S2} - Z_{0,S}}{Z_{S2} + Z_{0,S}} \quad C_2 = -\frac{Z_{S2} - Z_{0,S} \frac{k_z}{k}}{Z_{S2} + Z_{0,S}} \quad U_{t2} = 2Ee_x e^{j\beta} e^{-jk_z l} \begin{cases} h_S & \text{wenn } k_x = 0 \\ \frac{\sin(k_x h_S)}{k_x} & \text{sonst} \end{cases} \quad (10b)$$



**Bild 2:** Schema einer Mehrfachleitung innerhalb eines zylindrischen Schirmes

## 2.2 Einkopplung auf die Innenleiter

Das innere System setzt sich aus den  $n$  Innenleitern und dem Schirm zusammen (siehe Abb. 2). Der eingekoppelte Strom in die Innenleiter ist hauptsächlich von ihrer Geometrie und Lage innerhalb des Schirmes abhängig. Eine kompakte Form zur Beschreibung der Einkopplung in das innere Mehrfachleitungssystem stellt die BLT-Gleichung dar [11]. Die  $n \times 1$  Stromvektoren  $[I_{L1}]$  am Anfang und am  $[I_{L2}]$  Ende der Innenleiter werden durch

$$[I_L] = \begin{bmatrix} [I_{L1}] \\ [I_{L2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_0] & [0] \\ [0] & [Y_0] \end{bmatrix} \cdot \left[ \mathbb{1} - \begin{bmatrix} [\rho_1] & [0] \\ [0] & [\rho_2] \end{bmatrix} \right] \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} -[\rho_1] & e^{\gamma l} [\mathbb{1}] \\ e^{\gamma l} [\mathbb{1}] & -[\rho_2] \end{bmatrix}^{-1}}_{[S]} \cdot \begin{bmatrix} [S_1] \\ [S_2] \end{bmatrix} \quad (11)$$

bestimmt und können zu einem  $2n \times 1$  Vektor  $[I_L]$  zusammengefasst werden. Hier beschreibt  $[Y_0] = [Z_0]^{-1}$  die  $n \times n$  Leitungswellenadmittanzmatrix der Innenleiter. Unter Verwendung der Spiegelungsmethode kann der Abstand zu den Spiegelladungen  $i'$  und  $j'$  in Abb. 2b mit  $r_S^2/d_i$  und  $r_S^2/d_j$  bestimmt werden. Die Eigen- und Koppelinduktivitätsbeläge einer geschirmten Mehrfachleitung aus Abb. 2 lassen sich nach (Kapitel 5, Gl. (5.26) [10]) bestimmen. Aus diesen Induktivitätsbelägen folgt für ein beliebiges System mit  $n$  Innenleitern eine  $n \times n$  Induktivitätsmatrix. Somit folgt für den Leitungswellenwiderstand des inneren Systems  $[Z_0] = ([L'] [C']^{-1})^{1/2}$  für die Matrixeinträge

$$Z_{0,i} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}} \ln \left( \frac{r_S^2 - d_i^2}{r_S r_i} \right), \quad (12a)$$

$$Z_{0,ij} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}} \ln \left( \frac{d_j \sqrt{(d_i d_j)^2 + r_S^4 - 2d_i d_j r_S^2 \cos \vartheta_{ij}}}{r_S \sqrt{(d_i d_j)^2 + d_j^4 - 2d_i d_j^3 \cos \vartheta_{ij}}} \right), \quad (12b)$$

mit dem Zusammenhang für eine verlustlose Leitung  $[L'] [C'] = \mu_i \varepsilon_i$ , wobei  $\mu_i$  und  $\varepsilon_i$  das Medium beschreiben, in dem sich die Innenleiter befinden. Der Winkel zwischen den Leitern  $i$  und  $j$  wird mit  $\vartheta_{ij}$  bezeichnet. Die Leiter haben jeweils einen Radius von  $r_i$  bzw.  $r_j$  und einen Abstand  $d_i$  bzw.  $d_j$  vom Mittelpunkt des Schirmes. Die  $n \times n$  Reflexionskoeffizienten an den Anfängen und Enden der Mehrfachleitung sind

$$[\rho_1] = ([Z_{L1}] - [Z_0]) \cdot ([Z_{L1}] + [Z_0])^{-1}, \quad [\rho_2] = ([Z_{L2}] - [Z_0]) \cdot ([Z_{L2}] + [Z_0])^{-1}. \quad (13)$$

Die Länge aller Leiter ist gleich der Länge des Schirmes  $l$ . In Gl. (11) beschreibt  $\gamma_i$  die Ausbreitungskonstante auf den Innenleitern und der letzte  $2n \times 1$  Vektor  $[S]$  den Quellterm.

Ist der Strom auf dem Schirm bekannt, so kann der Quellterm für die  $i$ te Leitung nach [11, Gl. (9.74)] zu

$$S_{1,i} = \frac{1}{2} \int_0^l e^{\gamma_i z} [U'_q(z) + Z_{0,i} I'_q(z)] dz, \quad (14a)$$

$$S_{2,i} = -\frac{1}{2} \int_0^l e^{\gamma_i(l-z)} [U'_q(z) - Z_{0,i} I'_q(z)] dz \quad (14b)$$

bestimmt werden. Die Anregung der Innenleiter ist durch die verteilten Spannungs- und Stromquellen  $U'_q$  und  $I'_q$  definiert, die ebenfalls vom Schirmstrom abhängig sind [1]

$$U'_q = Z'_T \cdot I_S(z), \quad I'_q = Y'_T \cdot \frac{d}{dz} I_S(z). \quad (15)$$

Die Kopplung zwischen dem inneren und äußeren System wird über die Transferimpedanz  $Z'_T$  beschrieben, die maßgeblich von der Geometrie und Art des Schirmes abhängig ist. Die Transferimpedanz  $Z'_{Th}$  eines homogenen dünnwandigen Rohres der Dicke  $\Delta$  ist nach [2] definiert mit

$$Z'_{Th} = R_0 \cdot \frac{K \Delta}{\sinh(K \Delta)}. \quad (16)$$

Hier ist  $R_0 = \frac{1}{2\pi r_a \sigma \Delta}$  der Gleichstromwiderstand des Rohres wie in [11] und  $K = \frac{1+j}{\delta}$  eine komplexe Wirbelstromkonstante mit der Skintiefe  $\delta$ . Vance [12] hat den Ausdruck aus Gl. (16) zu einer Transferimpedanz  $Z'_T$  für geflochtene Schirme erweitert. Wegen des schwachen Einflusses der Transferadmittanz  $Y'_T$ , soll diese in den Gln. (14) und (15) vernachlässigt werden. Mit der Lösung für den Strom auf dem Schirm aus Abschnitt 2.1 lassen sich die Integrale nun lösen

$$S_{1,i} = \frac{1}{2} Z'_T \left\{ \frac{e^{l(\gamma_i - jk_z)} - 1}{\gamma_i - jk_z} I_0 + \frac{e^{l\gamma_-} - 1}{\gamma_-} I_1 + \frac{e^{l\gamma_+} - 1}{\gamma_+} I_2 \right\}, \quad (17)$$

$$S_{2,i} = -\frac{1}{2} e^{\gamma_i l} Z'_T \left\{ \frac{e^{-l(\gamma_i - jk_z)} - 1}{-\gamma_+} I_0 + \frac{e^{-l(\gamma_i - jk_z)} - 1}{-\gamma_+} I_1 + \frac{e^{-l\gamma_-} - 1}{-\gamma_-} I_2 \right\}. \quad (18)$$

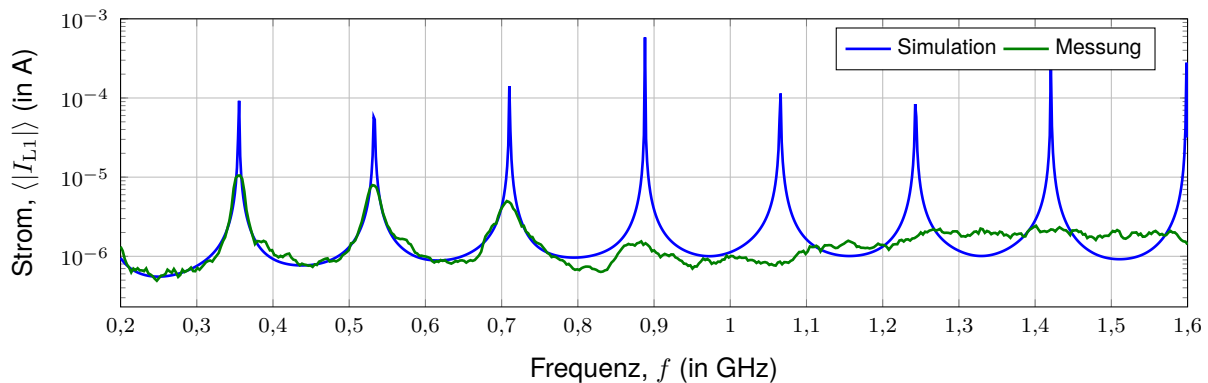
Hierbei sind  $\gamma_+ = \gamma_i + jk$  und  $\gamma_- = \gamma_i - jk$  die modifizierten Ausbreitungskonstanten.

### 3 Ergebnisse und Diskussion

#### 3.1 Geschirmte Einfachleitung

Um die Einkopplung des stochastischen elektromagnetischen Feldes zu analysieren, wird die in [8] vorgestellte Methode genutzt. Hierbei werden die Ströme für jede einfallende ebene Welle berechnet und dann aufsummiert. Dies ist möglich, solange es sich um ein lineares System handelt. Beispielhaft soll hier der eingekoppelte Strom in eine geschirmte Einfachleitung RG-58 untersucht werden. Das experimentell untersuchte Kabel befand sich  $h_S = 0,035$  m über der leitenden Masseebene und hatte eine Länge von 0,8 m, der Radius des Schirmes betrug  $r_S = 4,95$  mm. Der Schirm war mit der leitenden Ebene verbunden ( $Z_{S1} = Z_{S2} = 0 \Omega$ ) und die Lastimpedanzen des inneren Systems wurden auf  $Z_{L1} = Z_{L2} = 50 \Omega$  gesetzt. Die Messdaten wurden aus [7] herangezogen. Die Messungen wurden in der großen Modenverwirbelungskammer an der Otto-von-Guericke-Universität in Magdeburg durchgeführt. Die Streuparameter zwischen der Sendeantenne und der Leitung

wurden für 72 äquidistante Rührerpositionen mit 501 Frequenzschritten von 200 MHz bis 1,6 GHz gemessen und anschließend in den eingekoppelten Strom umgerechnet. Die Simulationen wurden mit  $B = 360$  elektromagnetischen Randbedingungen aus jeweils  $N = 10$  überlagerten ebenen Wellen durchgeführt. Die Länge des Leiters wurde mit  $l + 2 \cdot h_S = 0,87$  m angenommen, um die vertikalen Anteile der Leitung mit zu berücksichtigen. Die Transferimpedanz  $Z'_T$  des RG-58 wurde mit Hilfe des Vance-Modells [12] beschrieben. Der Vergleich zwischen dem simulierten und gemessenen Strom  $I_{L1}$  am Anfang des Innenleiters ist in Abb. 3 gezeigt. Die Kurven stimmen bei niedrigeren Frequenzen bis ca. 700 MHz, solange die klassische Leitungstheorie gültig ist, recht gut überein. Um das statistische Rauschen der Messung zu verringern, wird ein gleitender Mittelwert über jeweils 5 Frequenzen berechnet. Resonanzen treten bei ca. 355 MHz, 532 MHz, 710 MHz und 888 MHz auf, die bei  $l = \lambda/2, \lambda, 3/2\lambda, \dots$  für eine symmetrisch fehlangepasste Leitung erwartet werden können [9]. Bei höheren Frequenzen weichen die Kurven voneinander ab.



**Bild 3:** Mittelwert des Betrags des eingekoppelten Stromes am Anfang des Innenleiters

### 3.2 Geschirmte Doppelleitung

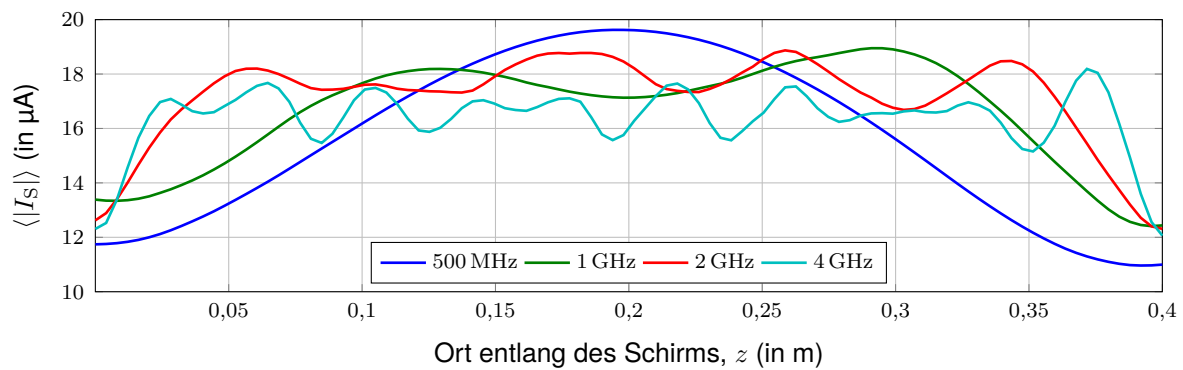
Für die weitere Validierung des präsentierten Modells wurde eine recht einfache Geometrie einer geschirmten Mehrfachleitung gewählt, die aus einem Vollmantelschirm mit zwei Innenleitern bestand. Der Schirm befand sich in der Höhe  $h_S = 0,05$  m über der Masseebene, hatte einen Außenradius von  $r_a = 0,04$  m und eine Dicke von  $\Delta = 1$  mm. Die beiden Innenleiter waren jeweils  $d_i = d_j = 0,01$  m vom Mittelpunkt entfernt und lagen in einem Winkel von  $\vartheta = 180^\circ$  zueinander. Die Länge des Schirmes und der Innenleiter betragen jeweils 0,4 m. Die Innenleiterradii waren  $r_1 = r_2 = 1$  mm. Der Schirm soll mit seinem Leitungswellenwiderstand am Anfang und am Ende abgeschlossen werden ( $Z_{S1} = Z_{S2} = Z_{0,S} = 414 \Omega$ ).

Der auf den Schirm eingekoppelte Strom ist für verschiedene Frequenzen der anregenden Welle, wie er in Abschnitt 2.1 berechnet wird, in Abb. 4 über der Länge des Schirmes dargestellt. Je höher die Frequenz wird, desto steiler steigt der Mittelwert am Anfang und am Ende der Leitung und desto flacher verläuft das Plateau in der Mitte der Leitung. Aus Gl. (12) folgt für die Wellenleiterimpedanz der Innenleiter

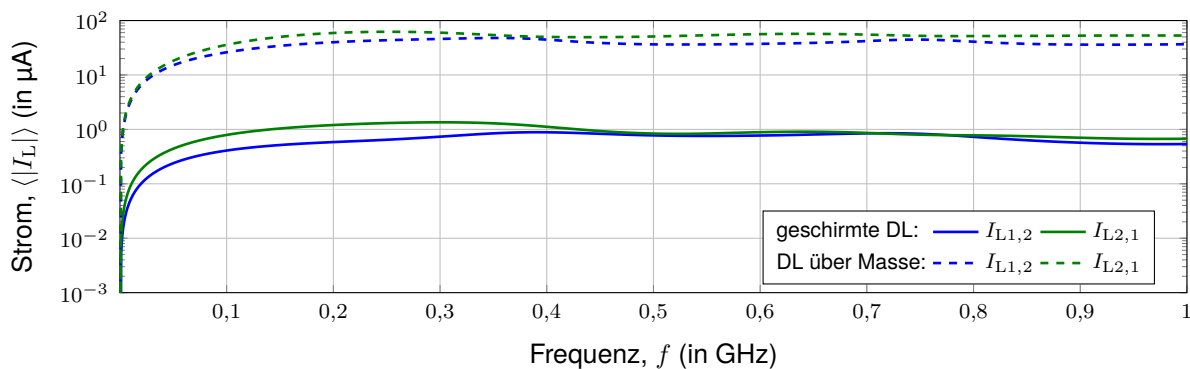
$$[Z_0] = \begin{bmatrix} 358 \Omega & 84 \Omega \\ 84 \Omega & 358 \Omega \end{bmatrix} \cdot \quad (19)$$

Die Lastwiderstände  $[Z_{L1}] = [Z_{0,1} \quad 2Z_{0,2}]$  am Anfang und  $[Z_{L2}] = [1,5Z_{0,1} \quad 2,5Z_{0,2}]$  am Ende der Innenleiter wurden als Vielfache des Leitungswellenwiderstandes gewählt. Zum

Vergleich der Ergebnisse sind die eingekoppelten Ströme einer Doppelleitung (DL) über einer leitenden Ebene, mit Hilfe des Simulationsmodells aus [3] mit den gleichen Abmaßen wie die geschirmte Mehrfachleitung (Höhe über Masseebene  $h = 0,02\text{ m}$ , Radii  $r_1 = r_2 = 1\text{ mm}$ , Abstand der Leiter zueinander  $d = 0,02\text{ m}$ ) in Abb. 5 dargestellt. Die in die Innenleiter der geschirmten Leitung eingekoppelten Ströme sind wesentlich kleiner als die der Doppelleitung über der Ebene. Dennoch zeigen die Verläufe einen ähnlichen Verlauf. Zu höheren Frequenzen nehmen die in die geschirmten Innenleiter eingekoppelten Ströme ab. Diese Beobachtung stimmt mit der Theorie überein. Für ein homogenes Rohr steigt die Schirmwirkung mit steigender Frequenz.



**Bild 4:** Mittelwert des Betrags des Stromes entlang des Schirmes



**Bild 5:** Mittelwert des Betrags des eingekoppelten Stromes am Anfang (L1) und Ende (L2) der Innenleiter

## 4 Zusammenfassung

Es wurde ein Simulationsmodell zur Untersuchung der Einkopplung statistischer Felder in eine geschirmte Ein- und Mehrfachleitung vorgestellt. Der eingekoppelte Strom in die Innenleiter wurde als Funktion der Frequenz ermittelt und über mehrere elektromagnetische Randbedingungen ausgewertet. Zur Validierung des Modells wurden die Simulationsergebnisse für eine geschirmte Einfachleitung mit bereits existierenden Messergebnissen verglichen. Die Simulationsergebnisse zeigen besonders im niederen Frequenzbereich eine recht gute Übereinstimmung mit den Messergebnissen. Das präsentierte Modell erlaubt eine schnelle Untersuchung des eingekoppelten Stromes auf die Innenleiter. Die Rechenzeit für die präsentierten Ergebnisse lag im Bereich von wenigen Minuten. Überdies lassen sich sehr einfach verschiedene Parameterstudien durchführen. In zukünftigen Arbeiten soll die Feldeinkopplung in geschirmte Mehrfachleitungen messtechnisch in einer Modenverwirbelungskammer untersucht werden.



## Literatur

- [1] HELMERS, Sven ; GONSCHOREK, Karl-Heinz: On the contribution of transfer admittance to external field coupling into shielded cables. 1 (1999), August, S. 206–211 vol.1. <http://dx.doi.org/10.1109/ISEMC.1999.812896>. – DOI 10.1109/ISEMC.1999.812896. – (Cat. No. 99CH36261)
- [2] KADEN, Heinrich (Hrsg.): *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*. 2. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag GmbH, 1959. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-3257>. <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-3257>. – ISBN 978–3–662–30232
- [3] KASPER, Johanna ; MAGDOWSKI, Mathias ; ALI, Mohammad ; VICK, Ralf: Theoretical and Experimental Analysis of the Stochastic Electromagnetic Field Coupling to Multiconductor Transmission Lines Above a Ground Plane. Angers, September 2017
- [4] KASPER, Johanna ; MAGDOWSKI, Mathias ; VICK, Ralf ; ANAMOV, Rushan ; GIMRANOV, Marat ; FEDEROV, Evgenii ; FERENTS, Andrey: Electromagnetic Field Coupling to Planar and Triangular Multiconductor Transmission Lines in a Reverberation Chamber. In: *Joint IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Magdeburg, Mai 2018, S. 6
- [5] KASPER, Johanna ; VICK, Ralf: Model of the stochastic electromagnetic field coupling to multiconductor transmission lines above a ground plane. In: *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, IJNM* (2017)
- [6] KASPER, Johanna ; VICK, Ralf: Simulation of the Stochastic Electromagnetic Field Coupling to Multiconductor Transmission Lines using Enhanced Per-Unit-Length Parameters. Angers, September 2017
- [7] MAGDOWSKI, Mathias ; BANJADE, Buddhi R. ; VICK, Ralf: Measurement of the Coupling to Shielded Cables Above a Ground Plane in a Reverberation Chamber. „ September 2016. – ISBN 978–1–5090–1415–6, S. 223–228. – IEEE Catalog Number CFP1606F-US
- [8] MAGDOWSKI, Mathias ; ТКАЧЕНКО, Sergey V. ; VICK, Ralf: Coupling of Stochastic Electromagnetic Fields to a Transmission Line in a Reverberation Chamber. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 53 (2011), Mai, Nr. 2, S. 308 – 317. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2010.2097267>. – DOI 10.1109/TEMC.2010.2097267. – ISSN 0018–9375
- [9] MAGDOWSKI, Mathias ; VICK, Ralf: Closed-Form Formulas for the Stochastic Electromagnetic Field Coupling to a Transmission Line With Arbitrary Loads. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 54 (2012), Oktober, Nr. 5, S. 1147 – 1152. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2012.2193130>. – DOI 10.1109/TEMC.2012.2193130. – ISSN 0018–9375
- [10] PAUL, Clayton R.: *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. 2. Hoboken, New Jersey, USA : John Wiley & Sons, 2008 (IEEE Press). – ISBN 978–0–470–13154–1
- [11] TESCHE, Frederick M. ; IANOZ, Michel ; KARLSSON, Torbjörn: *EMC Analysis Methods and Computational Models*. 1. New York : Wiley-Interscience, 1996. – ISBN 0–471–15573–X
- [12] VANCE, Edward F.: *Coupling to shielded cables*. New York : John Wiley & Sons, 1978. – ISBN 978–0471041078

# Kompakte Streifenleitung zur Antennenkalibrierung im Frequenzbereich von 150 kHz bis 2 MHz

Dr.-Ing. Robert Geise, Prof. Dr. Achim Enders, Oliver Kerfin, M. Sc., Martin Harm, M. Sc.  
Technische Universität Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit  
Braunschweig, Deutschland, r.geise@tu-braunschweig.de

## 1 Einleitung

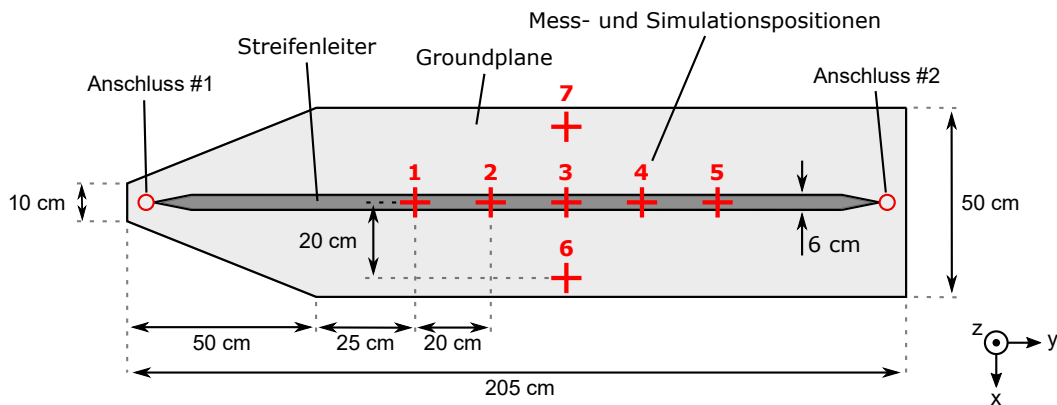
Für die messtechnische Kalibrierung wie auch für die Funktionsprüfung von Antennen ist die Bereitstellung genau bekannter Referenzfelder eine grundlegende Voraussetzung. In dieser Publikation wird eine kompakte Streifenleitung vorgestellt, die zur Erzeugung von Kalibrierfeldern in einem spezifizierten Frequenzbereich von 150 kHz bis 2 MHz geeignet ist. Aufgrund ihrer Mobilität kann die Leitung auch für Funktionsprüfungen in situ, d. h. an dem Ort, an welchem die zu untersuchende Antenne auch während des regulären Betriebs montiert ist, eingesetzt werden.

Um ein hohes Prüfvolumen z. B. für die Untersuchung von großen Loop-Antennen zu erreichen, ist die Auslegung der Streifenleitung auf eine möglichst hohe Feldhomogenität oberhalb des Streifenleiters ausgerichtet. Damit unterscheidet sich die hier gezeigte Streifenleitung grundlegend von typischen Streifenleitungsanordnungen, bei denen eine homogene Feldverteilung lediglich zwischen der Groundplane und dem Streifenleiter angestrebt wird. Mögliche Anwendungen des hier gezeigten Konzepts sind u. a. im Bereich der Avionik bei der Funktionsprüfung von ADF-Antennen (ADF, engl. *automatic direction finder*) gemäß der Norm RTCA DO-179 sowie in der Energietechnik bei der Kalibrierung von Loop-Antennen zur Messung niederfrequenter Magnetfelder zu finden.

Die Geometrie der Streifenleitung ist in Abbildung 1 dargestellt. Der Aufbau besteht aus einem 6 cm breiten Messing-Streifenleiter, der in einem Abstand von 4,5 cm über einer metallischen Groundplane positioniert ist. Die Groundplane ist aus einer Aluminium-Wabenplatte hergestellt, wodurch die Streifenleitung trotz ihrer Länge von 205 cm gleichzeitig leicht sowie unempfindlich bei einem Transport ist und sich dementsprechend ideal für ortsungebundene Einsätze eignet. Das links abgebildete getaperte Ende der Groundplane geht auf eine spezifische Einbausituation der Streifenleitung in einer gegenüber externen Störeinflüssen geschirmten Kabine zurück, in welcher die Leitung vorzugsweise verwendet wird.

Die Streifenleitung wird über zwei N-Steckverbinder, Anschluss #1 und Anschluss #2, an das zu nutzende Messequipment angeschlossen. Im Rahmen der nachfolgend vorgestellten Untersuchungen ist der Anschluss #1 jeweils mit einer Signalquelle verbunden; Anschluss #2 wird mit einem variablen ohmschen Widerstand abgeschlossen. In den Messungen wie auch in den Simulationen erfolgt eine Auswertung der elektrischen und magnetischen Felder an den sieben in Abbildung 1 rot markierten Positionen.

In Abschnitt 2 dieses Betrags wird ein theoretisches Modell für Feldstärken oberhalb der Streifenleitung entwickelt. Mit diesem Modell können die magnetischen und elektrischen



**Bild 1:** Geometrie der Streifenleitung und Positionen für die Bestimmung der elektrischen und der magnetischen Feldstärken

Feldstärken analytisch abgeschätzt werden, um Mess- und Simulationsergebnisse zu validieren. Dabei wird der Einfluss des gewählten Abschlusswiderstandes an Anschluss #2 auf das elektrische sowie das magnetische Feld oberhalb der Leitung diskutiert. Das Vorgehen zur messtechnischen Charakterisierung der Streifenleitung wird in Abschnitt 3 beschrieben. Hierzu erfolgt die Messung der elektrischen Feldstärke mit einem elektrooptischen Sensorsystem, das magnetische Feld wird mit einer Loop-Antenne aufgezeichnet. Ergänzend zu der messtechnischen Untersuchung erfolgt eine 3D-Feldsimulation der Leitung mittels der Simulationssoftware CST Microwave Studio [1]. Das entsprechende Simulationsmodell wird in Abschnitt 4 vorgestellt. Die Gegenüberstellung der analytischen Abschätzung, der Mess- sowie Simulationsergebnisse erfolgt in Abschnitt 5. Anhand dieses Vergleichs werden sowohl die Funktionalität der Streifenleitung als autarker Feldgenerator im Allgemeinen als auch die zuvor vorgestellte theoretische Modellierung der Leitung validiert. Abschnitt 6 gibt abschließend einen Ausblick auf zukünftige, weiterführende Untersuchungen an der hier vorgestellten Streifenleitung.

## 2 Theoretisches Modell der Streifenleitung

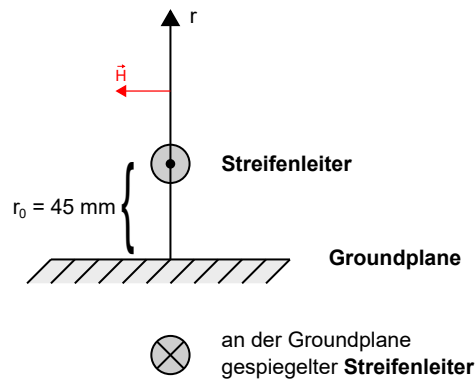
Die theoretische Modellierung der Streifenleitung beinhaltet die Bestimmung des Magnetfeldes mit Hilfe der Spiegeltheorie, wie im folgenden Abschnitt erläutert. Die Berechnung des elektrischen Feldes erfolgt über den Feldwellenwiderstand, welcher in Abschnitt 2.2 diskutiert wird.

### 2.1 Analytischer Ausdruck für das Magnetfeld

Die magnetische Feldstärke oberhalb der Streifenleitung kann aufgrund des niedrigen Frequenzbereichs, d. h. für den damit gegebenen quasi-statischen Fall, mit Hilfe der Bildtheorie abgeschätzt werden. Dabei wird die in Abbildung 2 gezeigte Geometrie zugrunde gelegt.

Das H-Feld außerhalb eines langen stromdurchflossenen Leiters im Ursprung  $r = 0$  ist

$$H(r) = \frac{I}{2\pi r} . \quad (1)$$



**Bild 2:** Vereinfachte Geometrie der Streifenleitung zur Abschätzung der magnetischen Feldstärke

Das resultierende Feld oberhalb der Streifenleitung kann in der Symmetrieebene (Positionen 1 bis 5 gemäß Abbildung 1) durch Substitution der Randbedingung der Groundplane mit einem gespiegelten Leiter wie folgt berechnet werden:

$$H(r) = \frac{I}{2\pi(r - r_0)} - \frac{I}{2\pi(r + r_0)} \quad (2)$$

Bei den in Abschnitt 3 beschriebenen Magnetfeldmessungen bzw. bei den entsprechenden Simulationen in Abschnitt 4 wird der Streifenleitung an Anschluss #1 eine Eingangsleistung von +10 dBm = 0,01 W zugeführt. Der Strom in einem ideal angenommenen Streifenleiter beträgt bei dieser Leistung und einem Abschlusswiderstand von 50  $\Omega$

$$I = \sqrt{0,01 \text{ W} \cdot \frac{1}{50 \Omega}} = 0,014 \text{ A} \quad (3)$$

In einer Höhe von 20 cm oberhalb der Groundplane ergibt sich die magnetische Feldstärke damit gemäß Gleichung (2) zu

$$H(r = 20 \text{ cm}) = 5,32 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (4)$$

Da bei der Streifenleitung die Feldlösung die TEM-Mode ist, kann das elektrische Feld aus dem Magnetfeld über den Feldwellenwiderstand berechnet werden. Dies sowie der Umstand, warum in Gleichung (3) der Abschluss- und nicht der Leitungswellenwiderstand verwendet wird, werden im folgenden Abschnitt erläutert.

## 2.2 Leitungswellen-, Abschluss- und Feldwellenwiderstand

Der Feldwellenwiderstand  $Z_{\text{Feld}}$  der Streifenleitung ergibt sich aus dem Verhältnis des elektrischen Feldes zum magnetischen Feld. Das elektrische Feld hängt von der Spannung zwischen dem Streifenleiter und der Groundplane, das Magnetfeld von dem Strom auf der Streifenleitung ab. Bei einer idealen Streifenleitung sind Spannung und Strom über den Leitungswellenwiderstand  $Z_{\text{Leitung}}$  verknüpft.

Nach [2] kann das Verhältnis von  $Z_{\text{Leitung}}$  zu dem Freiraumwellenwiderstand  $Z_0$  aus der Geometrie der Streifenleitung berechnet werden. Für das Verhältnis des Abstandes zwischen der Groundplane und dem Streifenleiter zur Breite des Streifenleiters von  $\frac{4,5 \text{ cm}}{6 \text{ cm}} = 0,75$  ergibt sich das Verhältnis des Freiraumwellenwiderstands zum Leitungswellenwiderstand zu

$$\frac{Z_0}{Z_{\text{Leitung}}} = 3,390. \quad (5)$$

Dementsprechend folgt für den Leitungswellenwiderstand

$$Z_{\text{Leitung}} = \frac{Z_0}{3,390} = \frac{377 \Omega}{3,390} \approx 110 \Omega. \quad (6)$$

Der Leitungswellenwiderstand der Streifenleitung weicht folglich von der  $50 \Omega$ -Bezugsimpedanz des gängigen HF-Equipments ab. Aufgrund der geringen elektrischen Länge der Leitung in dem untersuchten Frequenzbereich bis maximal 2 MHz wird das Verhältnis von Spannung zu Strom hauptsächlich durch den verwendeten Abschlusswiderstand an Anschluss #2 der Leitung definiert. Als Folge stimmen die gemessene bzw. die simulierte Verteilung des elektrischen und des magnetischen Feldes nur dann mit der Feldverteilung einer idealen unendlich langen Leitung überein, wenn eine  $110 \Omega$ -Abschlussimpedanz genutzt wird: Ausschließlich für diesen Fall ergibt sich der ermittelte Feldwellenwiderstand zu  $Z_{\text{Feld}} = Z_0 = 377 \Omega$ . Für alle anderen Abschlusswiderstände ergibt sich ein Feldwellenwiderstand abweichend von  $Z_0$ :

$$Z_{\text{Feld}} = 3,390 \cdot Z_{\text{Abschluss}}. \quad (7)$$

Hieraus folgt der Feldwellenwiderstand bei Verwendung eines standardmäßigen  $50 \Omega$ -Abschlusses zu  $170 \Omega$ . Das elektrische Feld folgt aus dem Magnetfeld dementsprechend mit

$$E(r) = H(r) \cdot Z_{\text{Feld}}. \quad (8)$$

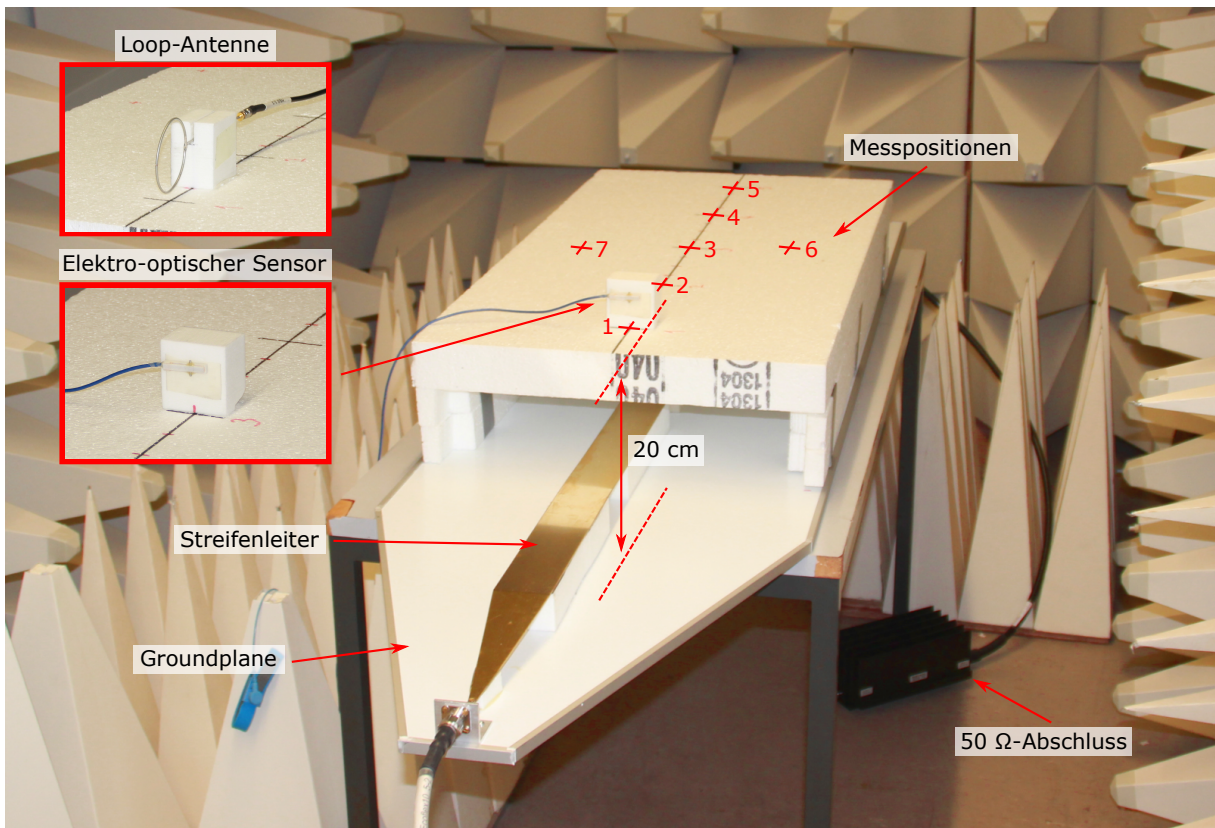
### 3 Messtechnische Charakterisierung der Streifenleitung

Die Absolutwerte für die elektrische und für die magnetische Feldstärke sowie die Feldhomogenität oberhalb der Streifenleitung werden mit Hilfe eines elektro-optischen Sensorsystems (eine nähere Beschreibung ist in [3] zu finden) und mit einer geschirmten Loop-Antenne ermittelt bzw. bewertet. Zur Aufnahme der Messgrößen wird ein vektorieller Netzwerkanalysator genutzt. Um aus den Messwerten auf die tatsächlich vorliegenden, absoluten Feldstärken schließen zu können, werden sowohl das elektro-optische Sensorsystem als auch die Loop-Antenne in einer TEM-Zelle kalibriert.

#### 3.1 Messaufbau zur Bestimmung der Feldstärken oberhalb der Streifenleitung

Der elektro-optische Sensor wie auch die Loop-Antenne werden bei den Messungen in einem Abstand von 20 cm oberhalb der Groundplane positioniert; der elektro-optische Sensor wird dabei kopolar zur z-Komponente des elektrischen Feldes, die Loop-Antenne kopolar zur x-Komponente des magnetischen Feldes ausgerichtet. Die jeweiligen Messungen erfolgen an den in Abbildung 1 gekennzeichneten Positionen.

Die Messungen erfolgen in einem Frequenzbereich von 150 kHz bis 2 MHz mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator ENA 5080 von Keysight Technologies. Bei den Messungen ist Port 1 des Netzwerkanalysators über einen HF-Verstärker 50A220 von Amplifier Research mit dem Anschluss #1 der Streifenleitung und Port 2 mit dem elektro-optischen Sensorsystem bzw. der Loop-Antenne verbunden. Aufgenommen werden die Übertragungsgrößen  $S_{21, \text{Leitung, Elopt}}(f)$  und  $S_{21, \text{Leitung, Loop}}(f)$ . Anschluss #2 der Leitung wird mit einem koaxialen  $50 \Omega$  bzw.  $110 \Omega$ -Widerstand abgeschlossen. Abbildung 3 zeigt die Realisierung der Streifenleitung sowie das Setup zur messtechnischen Charakterisierung der Streifenleitung mittels des elektro-optischen Sensors bzw. mit der Loop-Antenne.



**Bild 3:** Setup zur messtechnischen Charakterisierung der Streifenleitung

### 3.2 Kalibrierung des elektro-optischen Sensors und der Loop-Antenne

Die Kalibrierung des elektro-optischen Sensors und der Loop-Antenne erfolgt in einer  $\mu$ TEM- [3] bzw. TEM-Zelle mit einer jeweiligen Septumhöhe  $h_{\text{Septum}}$ . Hierzu werden die frequenzabhängigen Übertragungsfunktionen  $S_{21, \text{Cal, Elopt}}(f)$  bzw.  $S_{21, \text{Cal, Loop}}(f)$  vom Eingang der TEM-Zelle zum Anschluss des Sensors bzw. der Antenne mit Hilfe des vektoriellen Netzwerkanalysators ENA5080 gemessen.

Der Antennenfaktor des elektro-optischen Sensors  $AF_{\text{Elopt}}(f)$  ist definiert als

$$AF_{\text{Elopt}}(f) = \frac{E_{\text{Mess}}(f)}{U_{\text{Mess}}(f)} = \frac{1}{h_{\text{Septum}} \cdot S_{21, \text{Cal, Elopt}}(f)}, \quad (9)$$

für den Antennenfaktor  $AF_{\text{Loop}}(f)$  der Magnetfeldantenne gilt analog

$$AF_{\text{Loop}}(f) = \frac{H_{\text{Mess}}(f)}{U_{\text{Mess}}(f)} = \frac{1}{h_{\text{Septum}} \cdot 377 \Omega \cdot S_{21, \text{Cal, Loop}}(f)}. \quad (10)$$



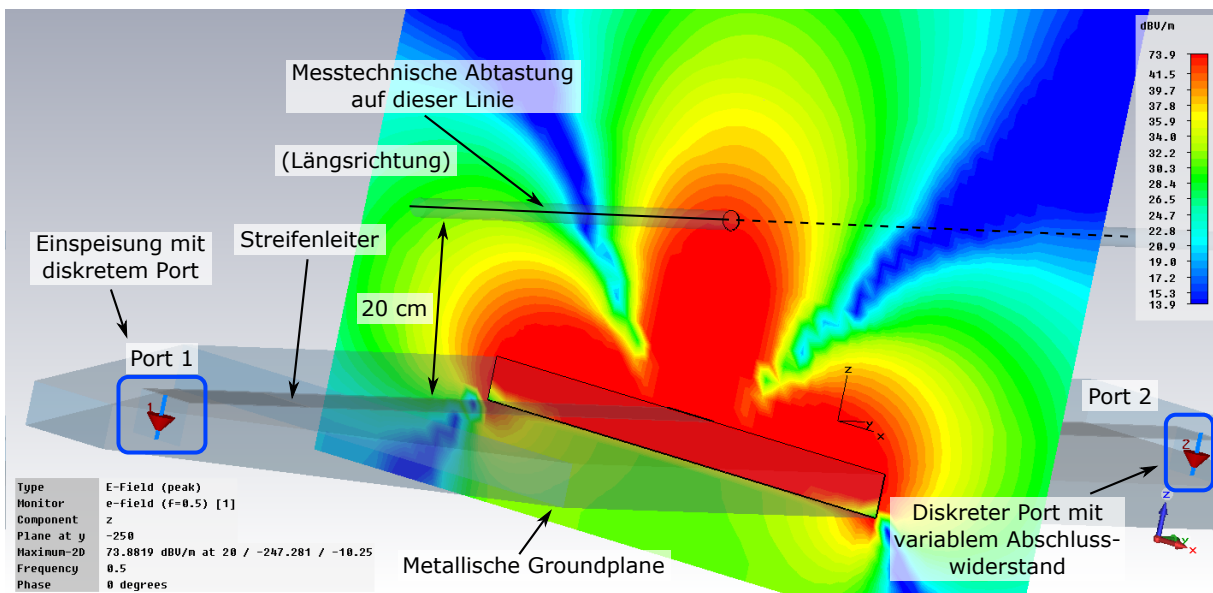
Mit diesen Antennenfaktoren lassen sich das elektrische Feld  $E_{\text{Leitung}}(f)$  und das magnetische Feld  $H_{\text{Leitung}}(f)$  aus den mit dem Netzwerkanalysator (Ausgangsleistung  $P_{\text{VNA, Out}}$ ) an der Streifenleitung gemessenen Größen ermitteln:

$$E_{\text{Leitung}}(f) = \sqrt{P_{\text{VNA, Out}} \cdot 50 \Omega} \cdot AF_{\text{Elopt}}(f) \cdot S_{21, \text{Leitung, Elopt}}(f), \quad (11)$$

$$H_{\text{Leitung}}(f) = \sqrt{P_{\text{VNA, Out}} \cdot 50 \Omega} \cdot AF_{\text{Loop}}(f) \cdot S_{21, \text{Leitung, Loop}}(f). \quad (12)$$

#### 4 Feldsimulation der Streifenleitung

Zur Validierung der Streifenleitung und der Messtechnik für die elektrischen und magnetischen Felder wird die Struktur in CST Microwave Studio simuliert. Das Simulationsmodell und exemplarisch die Komponente des elektrischen Feldes in z-Richtung bei einer Simulationsfrequenz von 500 kHz und bei einer an Port 1 eingespeisten Leistung von +45 dBm sind in der Abbildung 4 zu sehen. In dem Simulationsmodell ist die Einspeisung mit einem diskreten Port mit vorgegebener Spannung, entsprechend der einzuspeisenden Leistung, realisiert. Der Abschlusswiderstand wird bei den Simulationen durch die Impedanz des Ports 2 vorgegeben und beträgt bei den dargestellten Feldbildern  $110 \Omega$ .

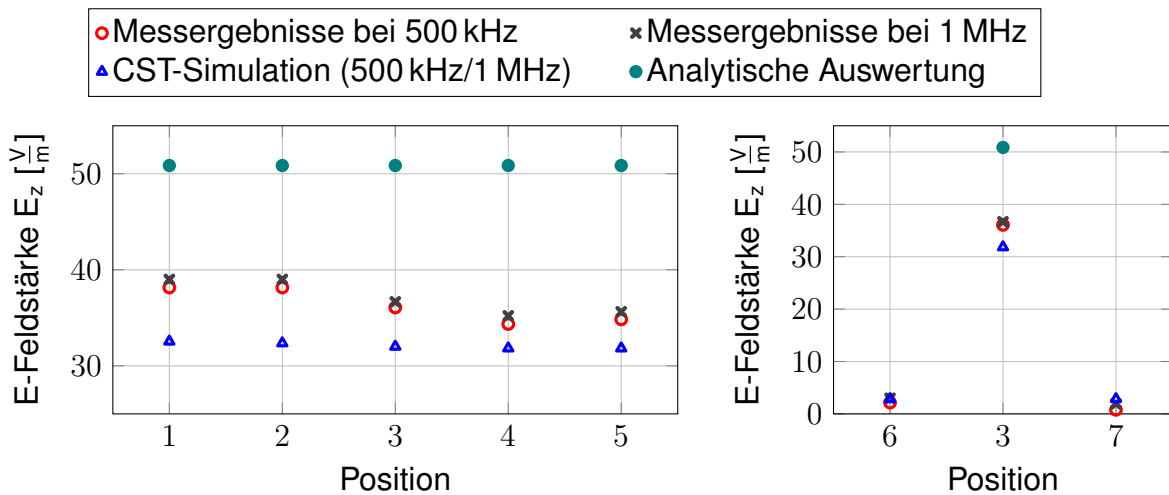


**Bild 4:** Simuliertes elektrisches Feld in Querrichtung der Streifenleitung

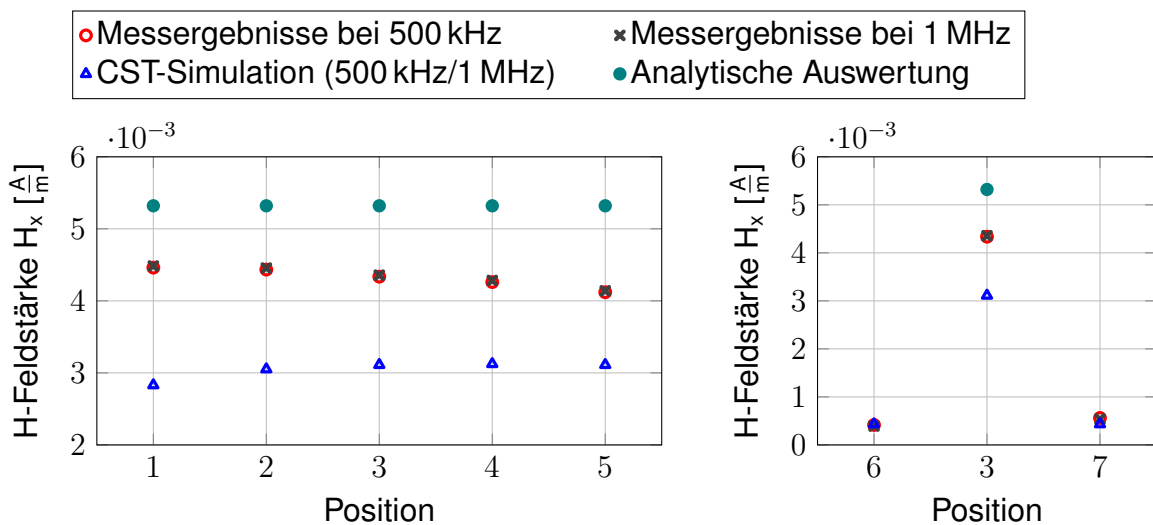
#### 5 Analytisches Modell, Messung und Simulation – Feldstärken im Vergleich

Die in den vorangegangenen drei Kapiteln beschriebenen Methoden zur Bestimmung der Feldstärken werden in diesem Abschnitt gegenübergestellt. Aus Dynamikgründen wird die Streifenleitung bei der Messung der elektrischen Feldstärke mit einer Leistung von +45 dBm gespeist. Die Messung der Magnetfelder erfolgt bei einer Leistung von +10 dBm. Diese Leistungen werden äquivalent auch für die theoretische Modellierung wie auch für die Simulation in CST verwendet.

Abbildung 5 und 6 zeigen die elektrische bzw. die magnetische Feldstärke an den Positionen 1 bis 7.



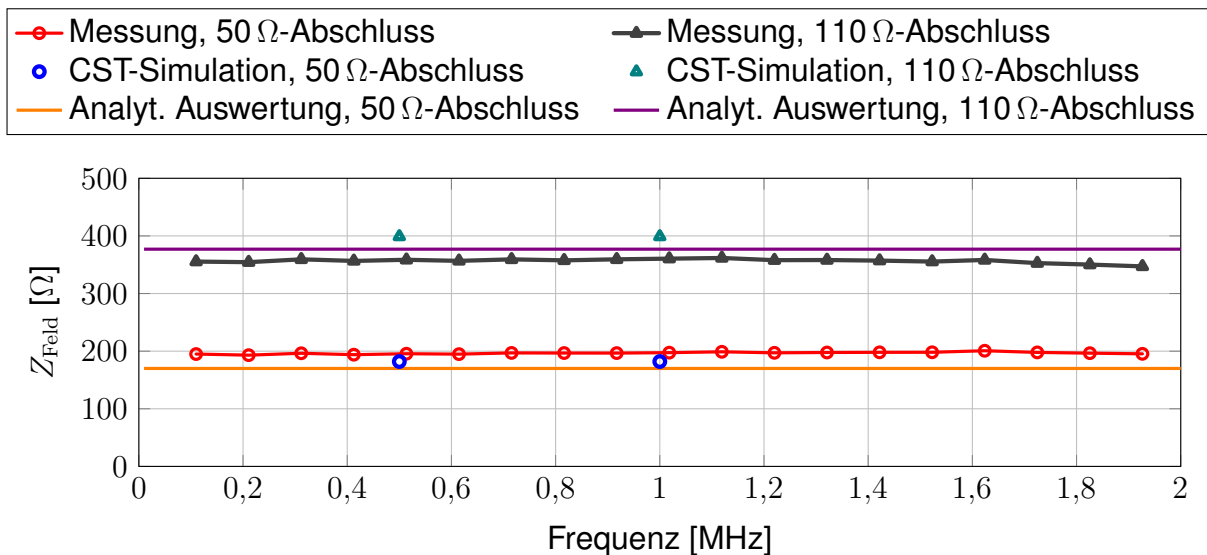
**Bild 5:** Elektrische Feldstärke in Längs- und Querrichtung bei einem Abschlusswiderstand von  $50 \Omega$



**Bild 6:** Magnetische Feldstärke in Längs- und Querrichtung bei einem Abschlusswiderstand von  $50 \Omega$

Alle drei Methoden zur Ermittlung der Feldstärke liefern gut übereinstimmende Ergebnisse mit einer maximalen Abweichung von weniger als 6 dB. Diese Kongruenz der Feldstärkewerte validiert die Funktionalität der Streifenleitung zur Bereitstellung von Referenzfeldern. Derartige Referenzfelder können beispielsweise für die Funktionsprüfung von ADF-Antennen und auch für die Kalibrierung von Feldsonden verwendet werden. Insbesondere für die Kalibrierung großer Loop-Antennen für den Einsatz im niederfrequenten Bereich, bei denen elektromagnetische Verkopplungen in herkömmlichen TEM-Zellen einen Unsicherheitsfaktor darstellen, ist die Streifenleitung sehr gut geeignet; aufgrund der hohen Feldhomogenität in Längsrichtung gilt dies auch für Objekte mit Längsabmaßen bis etwa 1 m.

Abbildung 7 zeigt die gemessenen und simulierten Feldwellenwiderstände sowie die Werte gemäß Gleichung (7) für Abschlussimpedanzen von  $50 \Omega$  bzw.  $110 \Omega$ . Auch hier zeigt sich, dass die frequenzunabhängigen Referenzfelder der TEM-Mode über den Bereich von 10 kHz bis 2 MHz bereitgestellt und mit hoher Genauigkeit in situ gemessen werden können.



**Bild 7:** Feldwellenwiderstand der Streifenleitung für Abschlusswiderstände von 50 Ω und 110 Ω

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Eine Streifenleitung zur Erzeugung niederfrequenter Referenzfeldstärken wurde realisiert und mess- sowie simulationstechnisch validiert. Abhängigkeiten des Feldwellenwiderstandes von dem Abschlusswiderstand der Leitung wurden theoretisch diskutiert und messtechnisch erfasst.

Soll ein Prüfling mit TEM-Feldverhältnissen beaufschlagt werden, so ist die Streifenleitung mit ihrer Leitungswellenimpedanz von 110 Ω abzuschließen. Auch in typischen 50 Ω-Umgebungen beträgt die Fehlanpassung am Eingang der Leitung dabei lediglich –8,5 dB.

Zukünftige Untersuchungen beschäftigen sich mit einer Festlegung von Prüfvolumina für unterschiedliche Objektgrößen, die aufgrund der Inhomogenität der Felder in Querrichtung erforderlich ist (vgl. Abbildungen 5 und 6).

## Literatur

- [1] *CST MICROWAVE STUDIO®, User Manual Version 2017, Nov. 2017, CST GmbH, Darmstadt, Germany, www.cst.com.*
- [2] HILBERG, Wolfgang: *Charakteristische Größen elektrischer Leitungen: eine Einführung in die Berechnung von Wellenwiderständen, Kapazitäts- und Induktivitätsbelägen homogener elektrischer Leitungen vom Zylinder- und Kegeltyp.* Stuttgart : Verl. Berliner Union [u.a.], 1972. – ISBN 3–408–53061–0
- [3] THIELE, L. ; GEISE, R. ; SPIEKER, H. ; SCHÜÜR, J. ; ENDERS, A.: Electro-optical-sensor for near-field measurements of large antennas. In: *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, 2010.* – ISSN 2164–3342, S. 1–5

# Die Verfahren zur Ermittlung der Transferimpedanz von konfektionierten geschirmten Leitungen

Referent: Prof. Dr.-Ing. Harm-Friedrich Harms, Hochschule Emden-Leer, FB Technik, Abt. E+I, Constantiaplatz 4, D-26725 Emden, Deutschland, Harm-Friedrich.Harms@hs-emden-leer.de

Co-Autor: BEng. Alexander Schneider, Hochschule Emden-Leer, FB Technik, Abt. E+I, Constantiaplatz 4, D-26725 Emden, Deutschland, alexschneider\_1@yahoo.de

## 1 Einleitung

Die Transferimpedanz  $Z'_T$  ist aus EMV-Sicht die wichtigste Eigenschaft einer geschirmten Leitung. Sie gibt an, wie groß die in den Signalweg eingekoppelte Spannung ist, wenn ein definierter Strom auf dem Schirm fließt. Dieser Strom wird in der Praxis durch elektromagnetische Störungen verursacht. Dazu zählen insbesondere die galvanische, induktive und gestrahlte Einkopplung. Solange die Leitungslänge gering im Verhältnis zur Wellenlänge des betrachteten Störsignals ist, kann davon ausgegangen werden, dass die eingekoppelte Störspannung proportional zur Leitungslänge ist. Um den Wert der Impedanz zu erhalten wird daher die eingekoppelte Spannung nicht nur durch den Strom, sondern auch durch die Leitungslänge dividiert. Diese Transferimpedanz ist daher eine längenbezogene Größe (Gl. 1.1; Bild 2.1).

$$Z'_T = U/(I \cdot l) \quad (\text{Gl. 1.1})$$

In der Praxis ist aber auch die Ausführung und der Übergangswiderstand von Steckverbindern oder von Ein- und Durchführungen an den Enden der Leitung zu berücksichtigen. Die gute Schirmung einer Leitung wird durch ungeschirmte Steckverbindungen nahezu nutzlos. Werden diese konfektionierten Leitungen untersucht, ergibt sich die Transferimpedanz als Spannung bezogen auf den Strom. Diese Transferimpedanz gilt nur für einen bestimmten Leitungstyp in Kombination mit den verwendeten Steckverbindern. Daher geht die spezielle Länge üblicherweise nicht in die Bestimmung ein (Gl. 1.2).

$$Z_T = U/I \quad (\text{Gl. 1.2})$$

Es geht nicht nur die Transferimpedanz der mit den Leitungen verbundenen Stecker in ein Messergebnis ein. Die Qualität der Buchsen und der Übergangswiderstand zwischen ihnen beeinflussen das Ergebnis ebenso. Insbesondere bei Steckverbindern, bei denen keine exakten Montagevorgaben wie beispielsweise Drehmomente für Schraubverbindungen, Einrasten des Verbinders oder ähnlich existieren, sind die Ergebnisse von Messungen häufig wenig reproduzierbar.

## 2 Messverfahren zur Messung der Transferimpedanz

Angeregt durch den Beitrag: *Alternative Messmethoden zur Bestimmung der Transferimpedanz (Z<sub>T</sub>) von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen für Elektro- und Hybridfahrzeuge* [1] der EMV2016 in Düsseldorf wurden im Rahmen studentischer Arbeiten an der Hochschule Emden-Leer unterschiedliche Messverfahren untersucht. Die Messver-

fahren, außer Kap. 2.1, basieren alle auf demselben Prinzip zur Ermittlung der Transferimpedanz (Bild 2.1). Abweichend von der prinzipiellen Darstellung sind die Enden sinnvollerweise mit dem Wellenwiderstand abzuschließen.

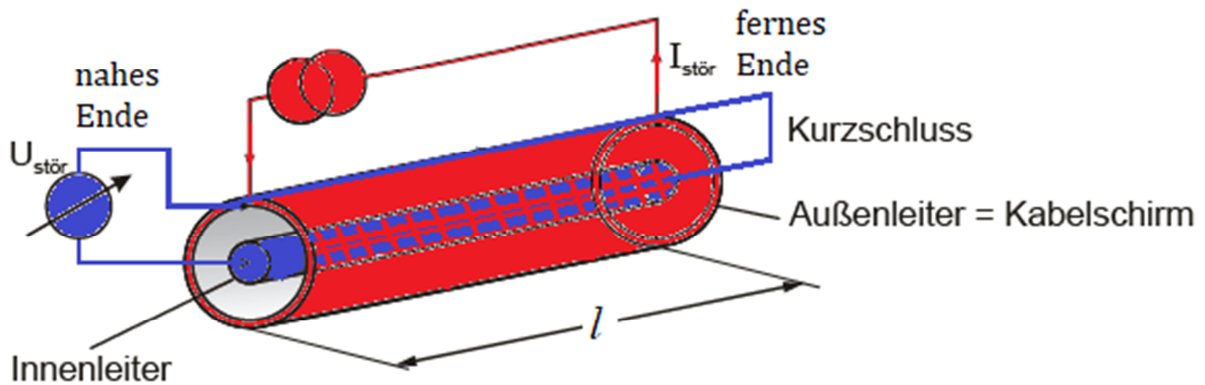


Bild 2.1: Prinzip der Messung der Transferimpedanz, Primärkreis rot, Sekundärkreis blau [2]

## 2.1 Gleichstrommessungen

Ein erstes Indiz für die Qualität der Schirmung einer Leitung ist der ohmsche Widerstand des Schirmes. Wenn zu wenig Material für den Schirm verwendet wird, kann keine gute Transferimpedanz und somit keine gute Schirmung erzielt werden. Im Rahmen einer ersten Untersuchung wurde daher ein Aufbau zur Messung des Gleichstromwiderstandes entworfen (Bild 2.2). Die Grundlage bildete die Vier-Leiter Messmethode. Dieses Verfahren ist für die genaue Bestimmung niedriger Widerstände unabdingbar.

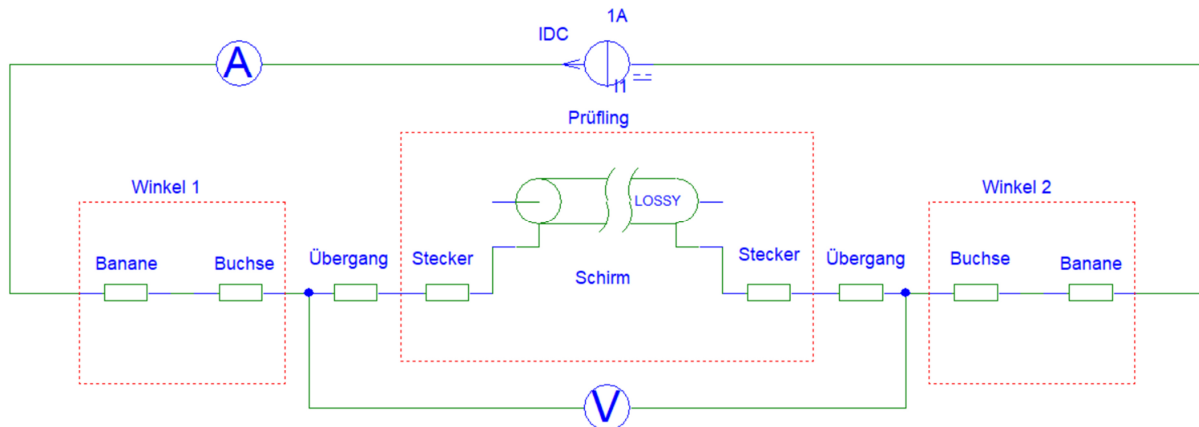


Bild 2.2: Schematischer Aufbau zur Messung des Gleichstromwiderstandes [3]

Der Teststrom sollte mindestens 1 A betragen, um einen gut messbaren Spannungsabfall an der zu prüfenden Leitung zu bewirken. Das Spannungsmessgerät wird mittels zweier weiterer separater Leitungen mit dem Prüfling verbunden. In Bild 2.2 wird deutlich, dass somit nur der gewünschte Spannungsabfall über dem Schirm und den Steckern gemessen wird. Die Widerstände der Zuleitungen der Stromquelle sowie die Eigenschaften der Bananenstecker und der Buchsen gehen nicht in den Wert der Spannung ein. Der Gleichstromwiderstand wurde aus der gemessenen Spannung berechnet. Die sehr unterschiedlichen Ergebnisse sind in Bild 2.3 dargestellt.

Bezugsgröße: I/A		1	Alle Messungen bei 20°		
Messaufbau	Bezeichnung	U/mV	Rmess/mΩ	Messlänge/cm	Rschirm'/Ω/km
USB-μUSB	Kommunikationskabel(USB2.0)	44	44	46,5	94,62
	Ladekabel Tablet	1220	1220	99,5	1226,13
	Ladekabel Powerbank	0	∞	66	∞
	Kommunikations-/Ladekabel	680	680	79,5	855,35
RJ45	Stecker vorgefertigt	7,5	7,5	22	34,09
	Stecker von Hand aufgelegt	4,5	4,5	24	18,75
USB	USB3.0 blau	620	620	51	1215,69
BNC	RG58 C/U	38	38	175	21,71
	Markenleitung	14,3	14,3	99	14,44
	RG58U gechrimt	499	499	101,5	491,63

Bild 2.3: Messergebnisse zu konfektionierten, symmetrischen sowie unsymmetrischen Leitungen [3]

Die Ergebnisse gemäß Bild 2.3 stellen die Transferimpedanz der Leitung für den Gleichstromfall dar. Die in diesem Verfahren gemessene Spannung teilt sich im Verhältnis der Abschlusswiderstände auf die Leitungsenden auf. Geht man vom beidseitigen Abschluss der Leitung mit dem Wellenwiderstand aus halbiert sich diese.

## 2.2 Messungen mit Oszilloskop

Der Aufbau zur Messung der Transferimpedanz mit potentialfreien Oszilloskopen (Akkubetrieb) basiert auf dem Verfahren zur Gleichstrommessung (Bild 2.2). Die Stromquelle wird durch einen Signalgenerator ersetzt. Zur Anpassung des Generators erfolgt die Einspeisung des Stromes auf den Schirm über einen 50 Ω Widerstand im Primärkreis. Die Spannung über diesem Widerstand wird mittels eines Oszilloskops gemessen. Diese Spannung repräsentiert den Speisestrom (Bild 2.4). Mittels eines zweiten Oszilloskops wird die Spannung des Sekundärkreises am Ende der Leitung gemessen [4]. Ergebnisse der Messungen finden sich in Bild 2.5.

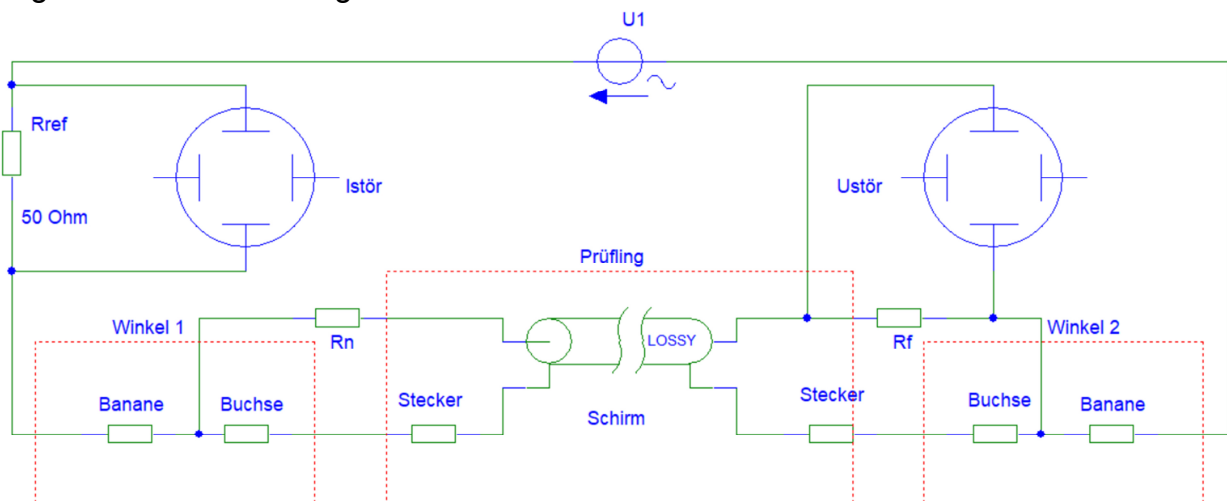


Bild 2.4: Schaltplan zur Ermittlung der Transferimpedanz [4]



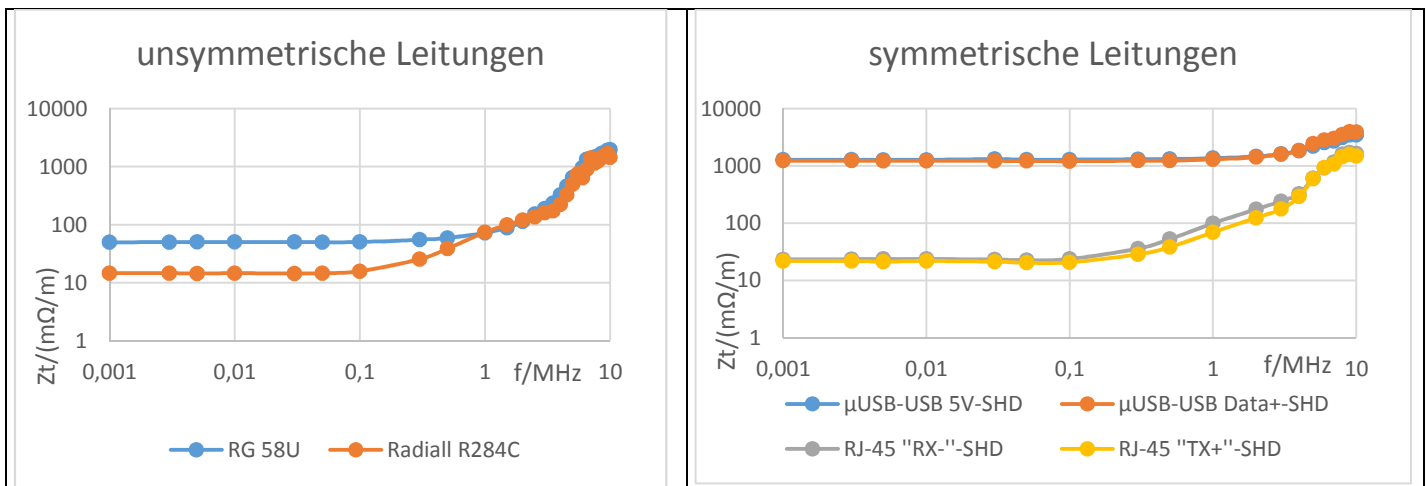


Bild 2.5: Messungen mit geänderten Aufbau [4]

### 2.3 Messungen mit Spektrumanalysator und Stromzangen

Während der Messung mit den Oszilloskopen zeigten sich insbesondere Schwächen des Verfahrens aufgrund der Massungssituation der Messtechnik. Zur Vermeidung dieser Problematik wird im folgenden Ansatz auf die galvanische Einspeisung verzichtet. Der Störstrom wird sowohl mittels Stromzangen eingekoppelt, als auch gemessen. Der Aufbau befindet sich über einer Massefläche (Bild 2.6). Als Signalquelle dient der Trackinggenerator eines Spektrumanalysators. Er speist direkt die Stromwandlerzange zur Einspeisung des Stromes. Mittels einer weiteren Stromwandlerzange wird der eingespeiste Strom vom Spektrumanalysator gemessen. Diese Messung dient als Referenzmessung, da die Höhe des eingekoppelten Stromes von der Frequenz abhängt. In einem zweiten Durchlauf wird dann nicht die eingekoppelte Stromstärke, sondern die eingekoppelte Spannung gemessen. Bezieht man diese auf den Strom, so erhält man wiederum die Transferimpedanz. Die Leitungen werden mit dem Wellenwiderstand am nahen und fernem Ende abgeschlossen. Die gemessene Spannung entspricht somit der halben Spannung, die auf dem Innenleiter einkoppelt. Somit muss die (Gl. 1.1) zur Berechnung der Transferimpedanz angepasst werden zu (Gl. 2.1) [4].

$$Z'_T = 2 * U / (I * l) \quad (\text{Gl. 2.1})$$

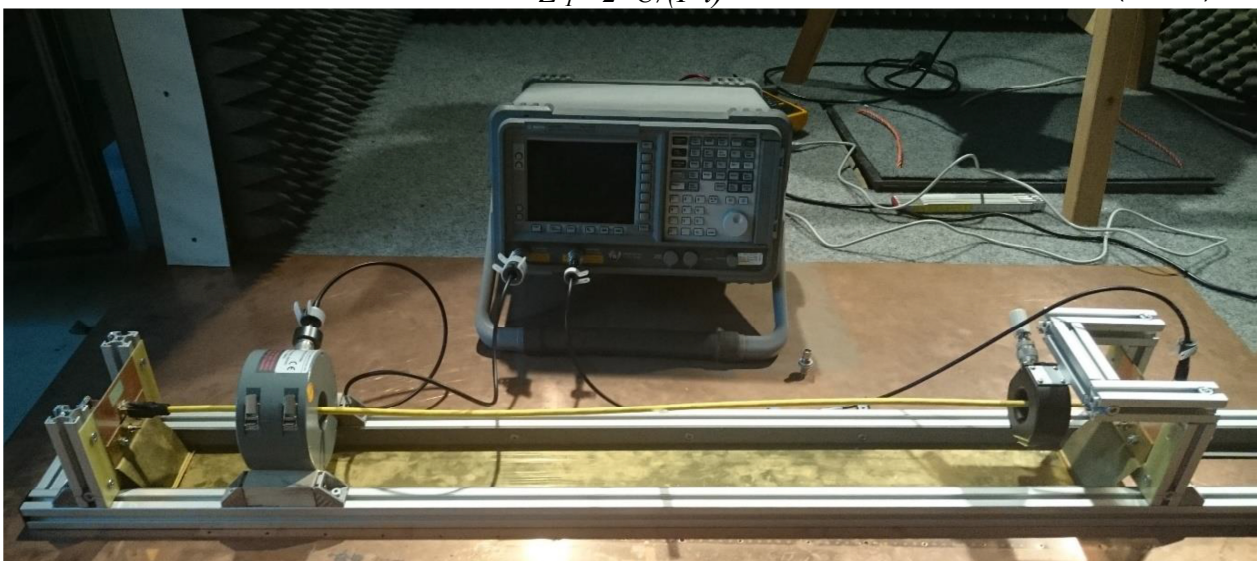


Bild 2.6: Messaufbau mit Spektrumanalysator und Stromzangen [2]

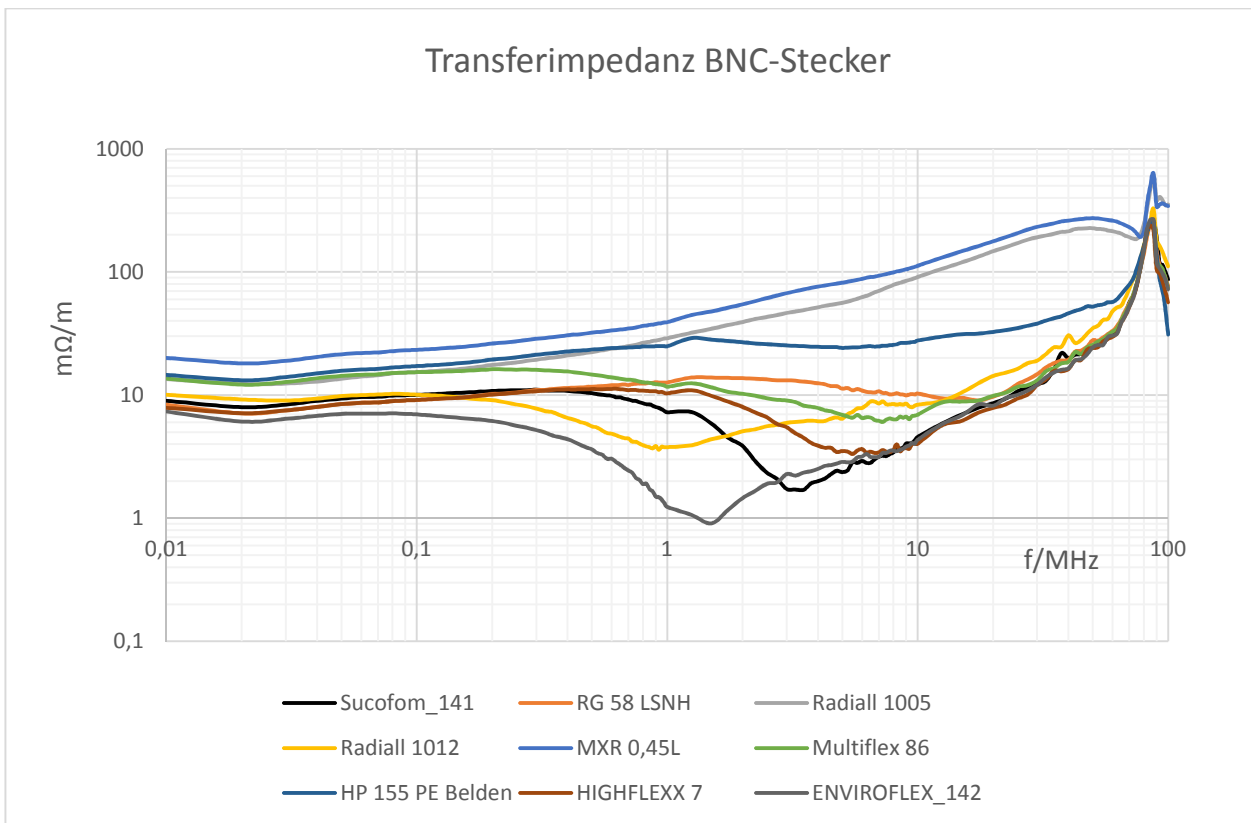


Bild 2.7: Ergebnisse zu diversen Leitungen mit BNC-Steckern [2]

In diesem Aufbau zeigten sich zunächst unerwünschte parasitäre Effekte. Durch den Einsatz von Common Mode Drosseln auf den Messleitungen liefert der Messaufbau für koaxiale Leitungssysteme gute, reproduzierbare Ergebnisse (Bild 2.7).

Gut zu erkennen ist der Abfall der Transferimpedanz bei einigen Leitungen der auf die zunehmende Stromverdrängung zurück zu führen ist. Der stetige Anstieg der Transferimpedanz entsteht durch den magnetischen Durchgriff durch die Löcher bzw. Schlitze der Schirmung. Bei allen Leitungen tritt bei ca. 85-90 MHz eine Resonanz aufgrund der Länge der Leitung auf. Diese Resonanz konnte auch in einer Simulation nachvollzogen werden. Mit Einsetzen der Resonanz sind keine verlässlichen Messergebnisse mehr zu erwarten.

## 2.4 Paralleldrahtverfahren

Das Paralleldrahtverfahren [5] unterscheidet sich beim vorangegangenen Aufbau durch die Einspeisung des Störstromes auf den Schirm. Sie erfolgt über einen Draht bzw. eine Leitung, die direkt auf der Oberfläche der zu untersuchenden Leitung geführt wird. Die Einspeisung erfolgt praktisch durch ein Übersprechen eines Testsignals auf den Prüfling. Der Primär- und Sekundärkreis sind über die Gehäuse galvanisch verbunden. Bei mehradrigen Leitungen werden die Adern an den Enden gegeneinander kurzgeschlossen und anschließend mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen (Bild 2.8).

Der Paralleldraht muss ordnungsgemäß aufgelegt und befestigt werden, ansonsten werden die Messergebnisse verfälscht [6]. Die Impedanz des Paralleldrahtes gegenüber dem Schirm der zu testenden Leitung sollte möglichst nahe dem Wellenwiderstand des verwendeten Signalgenerators sein. Der Messaufbau beinhaltet ein starres Ende zur



Einspeisung mittels Signalgenerator und ein flexibles Ende zur Anpassung an differierende Längen der konfektionierten zu prüfenden Leitungen. Gemessen werden kann am fernen oder nahen Ende der Leitung. Das Bild 2.9 zeigt die Messergebnisse für eine USB-A Leitung die an einem Ende mit einer Gleichtaktrossel belegt ist.

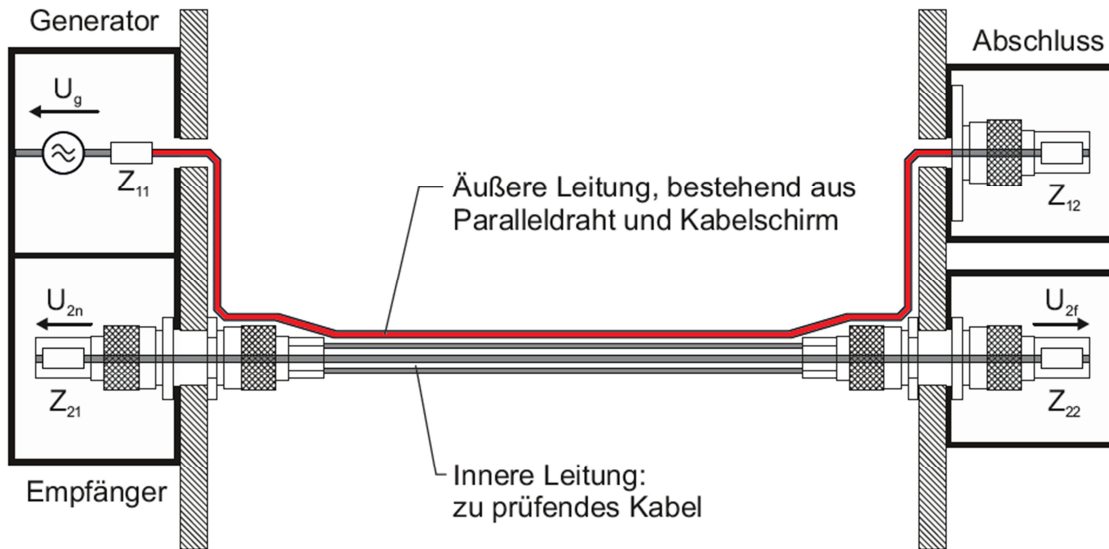


Bild 2.8: Messaufbau zur Messung der Transferimpedanz mit dem Paralleldrahtverfahren [6]

### Transferimpedanz $Z_T$ mit Ferritkern

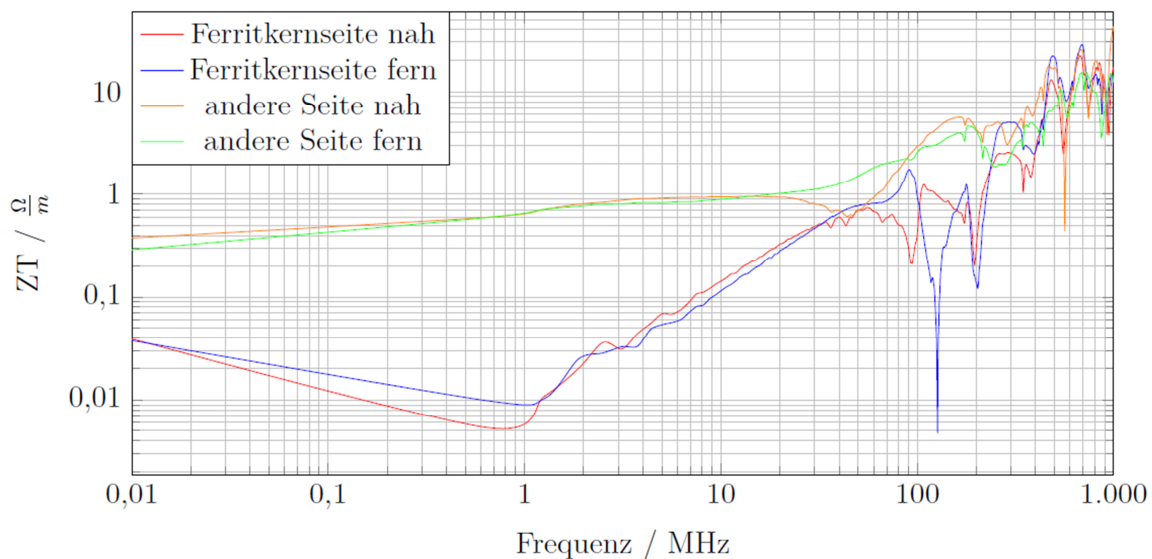


Bild 2.9: Messung der Transferimpedanz einer USB-A Leitung mit Ferritkernen [6]

## 2.5 Triaxiales Messverfahren

Das Triaxiale Messverfahren [7] wurde im Rahmen der aktuellen Untersuchungen nicht erprobt und wird hier nur der Vollständigkeit halber aufgelistet. Es ähnelt in seinem Messprinzip dem aus Kap.2.3. Augenscheinlichster Unterschied ist das Massesystem. Anstelle einer Massefläche wird die zu prüfende Leitung von einem Rohr umschlossen, das auf Massepotential liegt. Der Primär- und Sekundärkreis sind galvanisch verbunden. Das Verfahren ist grundsätzlich nur für Leitungsstücke ohne Steckverbinder definiert und genormt. Die Leitungsenden müssen speziell präpariert werden [7].

### 3 Zusammenfassung

Generell muss bei der Ermittlung der Transferimpedanz klar sein, was bestimmt werden soll: Die Transferimpedanz einer Leitung, einer Leitung plus Steckverbindern, einer Leitung plus Steckverbindern plus Übergangswiderstand (Bild 2.2) oder einer Leitung plus Steckverbinder plus Übergangswiderstand plus Buchsen. Im Verlauf mehrerer Untersuchungen wurden Erfahrungen im Umgang mit unterschiedlichen Messverfahren zur Transferimpedanz gesammelt. Es sollten Messverfahren untersucht werden, die den Einfluss der Steckverbinder an den Enden der Leitungen berücksichtigen.

Die Basis für gute EMV-Eigenschaften der konfektionierten Leitung kann ggf. schon eine Sichtprüfung ergeben. Die Steckverbinder müssen rundum geschirmt sein. Die Masseverbindung der Beiden darf nicht einfach durch eine einzelne Litze in der Leitung realisiert werden. Es muss ein durchgängiger Schirm zwischen den beiden Steckern vorhanden sein. Wenn dann die Gleichstrommessung einen geringen Widerstandswert ergibt, kann von einer geringen Transferimpedanz und damit guten EMV-Eigenschaften der Leitung ausgegangen werden. Diese Messung darf jedoch keinesfalls einfach mit einem Widerstandsmessgerät erfolgen. Es muss das beschriebene Vierleitermessverfahren verwendet werden.

Für eine Messung im Frequenzbereich würden die Autoren das Verfahren mit Spektrumanalysator und Strommesszangen bevorzugen. Es ist relativ einfach in seinem Aufbau und liefert verlässliche Ergebnisse bis die in der Länge der Leitung begründete erste Resonanz auftritt. Der bislang verwendete Aufbau weist allerdings noch Entwicklungspotential auf. Bei den mehradrigen Leitungen muss der Anschlussbereich der Abschlusswiderstände noch besser ausgeführt werden. Dies betrifft insbesondere die Schirmung. Zudem sollten die Aluminium Strebenprofile durch solche aus nicht leitfähigem Material ersetzt werden.

Das Triaxiale Messverfahren fand im Rahmen dieser Untersuchung bislang keine Anwendung. Für die Untersuchung von konfektionierten Leitungen ist es in seiner genormten Ausführung nicht geeignet. Eine Modifikation dürfte aufwendig sein. Dieses Verfahren bleibt sicherlich der Untersuchung von reinen Leitungen und Kabeln vorbehalten.

### 4 Ausblick

Der Fokus weiterer Untersuchungen liegt bei symmetrischen Leitungen [8]. Im Gegensatz zu den asymmetrischen Leitungen ist der Schirm ein reiner EMV-Schirm und dient nicht als Rückleitung für ein Signal. Zur Vermeidung von Störein- bzw. Störauskopplungen sind die Adern (*a-b*), die gemeinsam ein Signal oder eine Versorgungsspannung übertragen sollen, häufig verseilt. Um den störreduzierenden Effekt der Verseilung zu erfassen, müssen diese Adern, wie im regulären Betrieb der Leitung, ebenfalls im *differential mode* vermessen werden. Der Messaufbau ist in Bild 4.1 dargestellt.

Der Wellenwiderstand für symmetrisch übertragene Signale liegt bei Netzwerkleitungen bei 100  $\Omega$  und bei USB-Leitungen bei 90  $\Omega$ . Aufgrund der Symmetrie ergeben sich für die Abschlusswiderstände  $R$  nach Masse 50  $\Omega$  bzw. 45  $\Omega$ . Das Einprägen des Störstroms  $I_{st}$  erfolgt vorzugsweise mittels einer Stromwandlerzange wobei die Messung dieses Stromes als  $I_m$  mittels einer weiteren Stromwandlerzange erfolgt. Es sind jedoch auch die galvanische und die Einspeisung mittels Paralleldrahtverfahren möglich. Zur Messung der Differenzspannung am Ausgang der Leitung bietet sich die Verwendung

eines Oszilloskops oder auch eines Vektorvoltmeters unter Nutzung der Differenzbildung zwischen zwei Kanälen an.

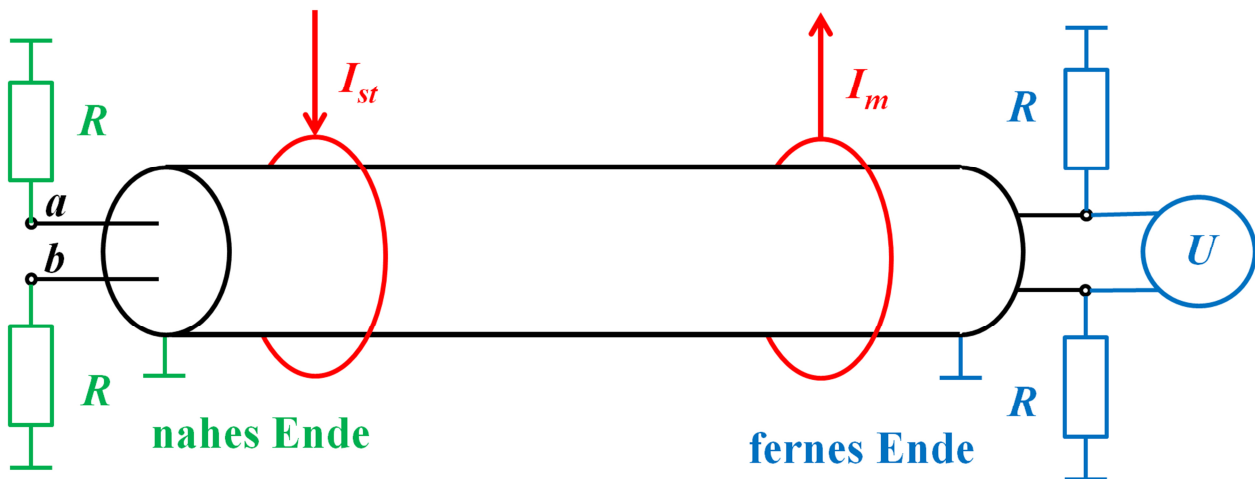


Bild 4.1: Prinzipschaltbild zur Vermessung von symmetrischen Leitungen

Typischerweise handelt es sich, wie bei der USB oder Netzwerkleitung, um einen Leitungstyp, der mehr als nur ein Aderpaar ( $a-b$ ) enthält. Dann sind alle übrigen Aderenden ebenfalls mit dem Wellenwiderstand abzuschließen.

Die Messanordnung wird optimiert. Um die Einflüsse des Aufbaus auf die Messungen zu reduzieren, wird das metallische Fundament (Bild 2.6) durch eines aus Kunststoff ersetzt. Zudem ergibt sich aus den bisherigen Erfahrungen die Notwendigkeit, den Anschlussbereich äußerst sorgfältig abzuschirmen.

## 5 Literaturangaben

- [1] Abid Mushtaq, Katharina Hermes, Prof. Dr. Stephan Frei: Alternative Messmethoden zur Bestimmung der Transferimpedanz (ZT) von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen für Elektro- und Hybridfahrzeuge, EMV 2016 Tagungsband, pp. 489 – 495
- [2] Alexander Schneider: Messung der Transferimpedanz von Kommunikationskabeln mit Steckverbindern, Bachelorarbeit HS-EL 2017SS
- [3] Alexander Schneider, Anlage zur Schirmmessung(DC), Praxisphase HS-EL 2016SS
- [4] Alexander Schneider: Bestimmung der Schirmungsqualität von Datenübertragungsleitungen, Projektarbeit HS-EL 2016WS
- [5] E DIN IEC 62153-4-6:2004-07, Prüfverfahren für Metallische Kommunikationskabel Speisedrahtverfahren
- [6] Frederic Driessen: Paralleldrahtverfahren zur Prüfung von konfektionierten Leitungen, Bachelorarbeit HS-EL 2017SS
- [7] E DIN EN 62153-4-3:2011-10, Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel Triaxialverfahren
- [8] Jann Hyda: Entwicklung eines Aufbaus zur Messung der Transferimpedanz von konfektionierten symmetrischen Leitungen, Bachelorarbeit HS-EL 2018SS

# Wellenwiderstands-Messungen für IEEE 100BASE-T1

Dr.-Ing. Kerstin Siebert, EMC Test NRW GmbH  
Jan Loos, EMC Test NRW GmbH  
Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH

## 1 Einleitung

Bereits heute stoßen Programmierer von Fahrzeugapplikationen vielfach an die Grenzen der Datenraten der automobilen Bussysteme, wie LIN, CAN und FlexRay mit maximal 10 Mbit/s. Für zukünftige Anwendungen, wie sie u.a. für das autonome Fahren benötigt werden, sind noch weit höhere Datenraten nötig. Einen Anfang in diese Richtung wurde mit der Entwicklung von BroadR-Reach™ gemacht, was eine Datenrate von 100 Mbit/s ermöglicht. BroadR-Reach™ ist vom IEEE unter dem Namen IEEE 100BASE-T1 standardisiert. Die vollduplex Datenübertragung wird dabei über ungeschirmte Single-Twisted-Pair-Kabel (UTP) realisiert. Um dies zu ermöglichen kann zum einen nur eine maximale Leitungslänge von 15 m verwendet werden, und zum anderen wird die Bandbreite auf 33,3 MHz begrenzt. Außerdem muss der Kommunikationskanal, also Kabel und Stecker, verschiedene Anforderungen bezüglich der Signalintegrität und EMV erfüllen. Dazu werden u.a. Parameter zur Symmetrie bestimmt, sowie Wellenwiderstand, Einfüge- und Reflexionsdämpfung. Während alle anderen Parameter im Frequenzbereich bestimmt werden ist für die charakteristische Impedanz, den Wellenwiderstand, eine Messung im Zeitbereich spezifiziert [1].

In anderen gängigen Spezifikationen und Normen ist die Ermittlung des Wellenwiderstandes über Messungen im Frequenzbereich beschrieben. Nach EN50289-1-11 kann der mittlere Wellenwiderstand über die Ermittlung der Geschwindigkeit (EN 50289-1-7) und der Kapazität (EN 50289-1-5) bestimmt werden. Der Eingangswellenwiderstand wird nach EN50289-1-11 nach der Leerlauf-/Kurzschlussmethode gemessen. Diese gängigen Messmethoden zur Wellenwiderstandsbestimmung aus Spezifikationen und Normen werden in den folgenden Kapiteln analysiert und eine darüber hinaus gehende Weiterentwicklung zur Bestimmung des Wellenwiderstandes aufgezeigt. Die Vor- und Nachteile dieser Methoden werden theoretisch und am Beispiel von IEEE 100BASE-T1-Komponenten miteinander verglichen.

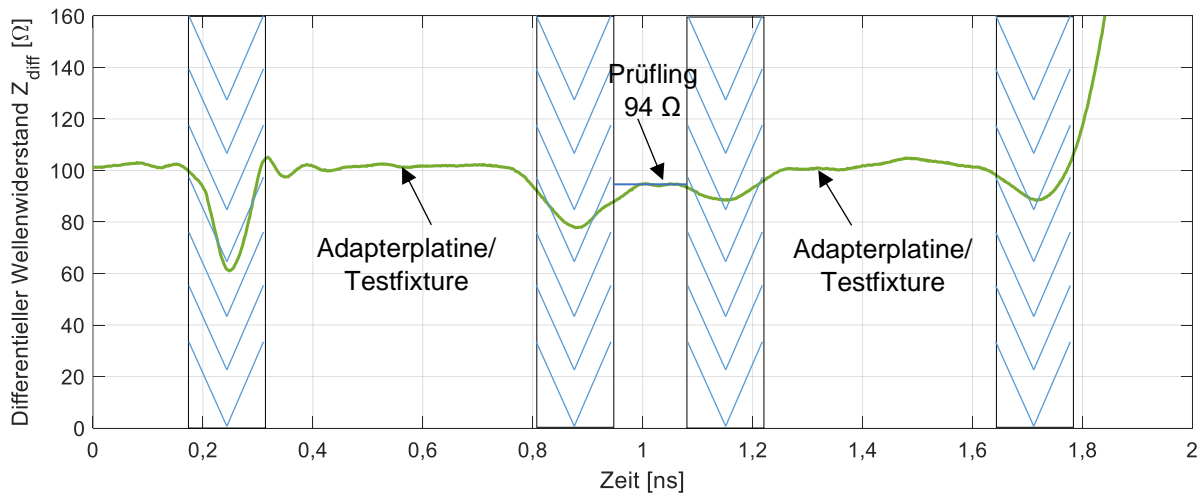
## 2 Wellenwiderstandsbestimmung im Zeitbereich

Für die Bestimmung des Wellenwiderstandes der Komponenten des IEEE 100BASE-T1-Kommunikationskanals ist in [1] eine TDR (Time Domain Reflectometry), also eine Messung im Zeitbereich spezifiziert.

### 2.1 TDR (Time Domain Reflectometry)

Bei der TDR wird ein Puls auf den Prüfling gesendet und die Reflexion an Wellenwiderstandsänderungen gemessen. Im Falle eines differentiellen Bussystems wie IEEE 100BASE-T1 besteht die Herausforderung darin einen differentiellen Puls zu

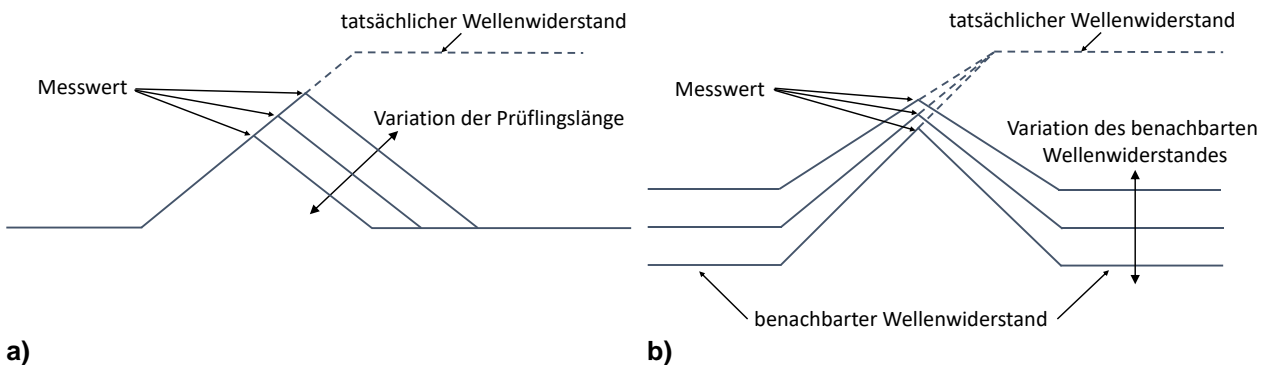
generieren. Eine TDR hat den Vorteil, dass Wellenwiderstandsänderungen durch das zeitlich versetzte Eintreffen der Reflexionen auch einfach örtlich aufgelöst visualisiert werden können. Zum Erkennen von kurzen Elementen mit verändertem Wellenwiderstand sind jedoch auch kurze Pulsanstiegszeiten notwendig.



**Bild 1:** Differentielle TDR-Messergebnisse eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders mit einer Pulsanstiegszeit von 35 ps

Bild 1 zeigt die TDR-Messergebnisse eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders. Dabei beträgt die Anstiegszeit des differentiellen Pulses  $T_A=35$  ps. Diese Anstiegszeit ist in den reflektierten Messergebnissen durch die Addition der Hin- und der Rücklaufzeit in der doppelten Länge an jeder Wellenwiderstandsänderung sichtbar. Das bedeutet, dass die Amplituden bei dieser Anstiegszeit erst frühestens  $2T_A=70$  ps nach einer Wellenwiderstandsänderung ausgewertet werden können. Die schraffierten Bereiche zeigen Reflexionen durch Übergangsstellen. Auch bei kurzen Reflexionsstellen wirkt sich der Einfluss der Flanken über  $4T_A=140$  ps aus;  $2T_A=70$  ps Änderung in die eine Richtung plus  $2T_A=70$  ps zurück (vgl. Bild 1 fallende und steigende Schraffur). Der Prüfling der mit Hin- und Rücklaufzeit  $2T_{EUT}$  „sichtbar“ sein sollte, kann daher bei einer Pulsanstiegszeit von  $T_A$  nur über  $2T_{EUT} - 2T_A$  (in diesem Fall ca. 137 ps) „gesehen“ werden. Bei längeren Pulsanstiegszeiten verkürzt sich die Sichtbarkeit entsprechend. Ab einer Pulsanstiegszeit von ca. 100 ps befindet sich der 2 cm lange Prüfling komplett im Flankenbereich und kann nicht mehr genau ausgewertet werden (vgl. Bild 2).

Bei der in [1] zur Prüflingsbewertung geforderten Pulsanstiegzeit von 700 ps zeigen sich Prüflinge in dieser Größenordnung nur noch als leichte Welle in den TDR-Messergebnissen, da die Flanke des Pulses im Bereich des Prüflings noch lange nicht beendet ist. Die Messergebnisse sind in einem solchen Fall von zwei Faktoren abhängig. Zum einen von der Länge des Prüflings, da je nach Prüflinglänge die Auswertung an einer anderen Stelle der Flanke und damit bei einer anderen Amplitude stattfindet (siehe Bild 2a). Und zum anderen vom benachbarten Wellenwiderstand, da die Flanke davon abhängig bei einer anderen Amplitude beginnt und somit auch bei einer anderen Amplitude ausgewertet wird (vgl. Bild 2b).



**Bild 2:** Fehlmessungen bei zu langen Pulsflanken bzw. zu kurzen Prüflingen und Einfluss a) der Prüflingslänge und b) benachbarter Wellenwiderstände auf die Fehlmessung

Für den Fall einer noch nicht beendeten Flanke ist das Messergebnis wie in Bild 2 dargestellt also genauer, je länger der Prüfling ist und je genauer der benachbarte Wellenwiderstand mit dem des Prüflings übereinstimmt.

Für die Auswertung mit einer Pulsanstiegszeit von 700 ps nach [1] bedeutet das ein variierendes Messergebnis, abhängig von den undefinierten Größen Prüflingslänge und Prüflingswellenwiderstand.

Andererseits stellt sich die Frage, in wie weit der Wellenwiderstand eines vergleichbar kurzen Steckverbinders, welcher mit einer Pulsanstiegszeit von 700 ps nicht exakt erfasst werden kann, die IEEE 100BASE-T1-Signalqualität beeinflusst. Ein Puls mit einer Anstiegszeit von 700 ps entspricht im Frequenzbereich einer Knickfrequenz von  $1/\pi 700 \text{ ps} = 455 \text{ MHz}$  [6]. Dem gegenüber steht eine Bandbreitenbegrenzung des IEEE 100BASE-T1-Spektrums auf 33,3 MHz. Daher ist davon auszugehen, dass Reflexionen durch derart kurze Bauelemente die IEEE 100BASE-T1-Signalintegrität kaum beeinflussen.

Für die einzelne Vermessung von ca. 1 cm langen Steckern ist also eine Anstiegszeit der Pulsflanke im niedrigen ps-Bereich nötig, um Überlagerungen der Reflexion am Anfang des Steckers mit der nächsten Reflexion am Ende des Steckers differenzieren zu können. In Abhängigkeit vom Dielektrikum ergeben sich andere Geschwindigkeiten, so dass 1 cm in 33 ps bei Lichtgeschwindigkeit im blanken Draht bis ca. 55 ps im üblichen Koaxialkabel zurückgelegt wird. Dementsprechend sind die Pulsanstiegszeiten zu wählen, was allerdings große Herausforderungen an den differentiellen Pulsgenerator stellt. Neben der Anforderung an die Synchronität der beiden Pulse, muss eine exakte Amplitude entsprechend schnell nach der Flanke erreicht werden, was auch ein ebenso schnelles Abklingen von eventuellen Überschwingungen erfordert.

### 3 Normgerechte Wellenwiderstandsbestimmung im Frequenzbereich

Die Messung des Wellenwiderstandes im Frequenzbereich bietet gegenüber der Messung im Zeitbereich den Vorteil einer einfachen Analyse der Frequenzabhängigkeit der charakteristischen Impedanz (Wellenwiderstand). Dabei kann beobachtet werden, dass die charakteristische Impedanz erst ab etwa 10 kHz einen konstanten Wert annimmt. Frequenzunabhängige Werte für den Wellenwiderstand sind also erst oberhalb von 10 kHz zu messen.

Nach EN 50289-1-11 wird der mittlere Wellenwiderstand, welcher über die Geschwindigkeit und die Kapazität bestimmt wird, und der Eingangswellenwiderstand, welcher nach der Leerlauf-/Kurzschlussmethode gemessen wird, unterschieden. Dabei

wird bei symmetrischen Prüflingen, wie dem IEEE 100BASE-T1-Steckverbinder, ein Symmetrieübertrager („balun“) verwendet.

### 3.1 Kapazität / Geschwindigkeit

Nach EN 50289-1-11 kann der mittlere Wellenwiderstand über die Ermittlung der Geschwindigkeit (EN 50289-1-7) und der Kapazität (EN 50289-1-5) bestimmt werden.

#### 3.1.1 Geschwindigkeit

Die komplexen modalen Streuparameter können in Betrag  $|s|$  und Phase  $\theta$  getrennt werden:

$$s_{m21} = |s_{m21}|e^{-j\theta_{m21}}$$

Bei Anpassung können aus der Phase der modalen Vorwärts-Transmissionsfaktoren  $\theta_{m21}$  in Radiant und der Länge der Leitung  $l$  die modalen Geschwindigkeiten berechnet werden:

$$v_m = \frac{2\pi fl}{\theta_{m21}}$$

Die Phase muss zuvor in eine monoton fallende Form gebracht werden.

Wichtig ist dabei zu beachten, dass für den allgemeinen nicht angepassten Fall die Geschwindigkeit  $v_m$  nicht direkt aus der gemessenen Phase  $\theta_{m21}$  berechnet werden kann, sondern aus der entsprechend [5] bereinigten modalen Ausbreitungsfunktion  $e^{-\gamma_m l}$  berechnet werden muss (siehe Gleichung (3.30) in [5]). Dies ist zum Zweck der Wellenwiderstandsbestimmung immer der Fall, da nicht davon ausgegangen werden kann, dass eine wellenwiderstandsrichtige Anpassung stattfindet, wenn der Wellenwiderstand noch nicht bekannt ist.

#### 3.1.2 Kapazität

Die differentielle Kapazität kann direkt zwischen den Leitern gemessen werden. Nach EN 50289-1-5 wird die Kapazität bei niedrigen Frequenzen von 400 Hz, 600 Hz und 1 kHz gemessen. Diese Ergebnisse können unter der Annahme einer konstanten Kapazität für die Berechnung des frequenzunabhängigen Wellenwiderstandswertes ab ca. 10 kHz verwendet werden. Die Kapazität selbst ist aber im inhomogenen und/oder polaren Medium frequenzabhängig, verursacht durch Polarisationsverluste. Bei der Bestimmung des „Hochfrequenz“-Wellenwiderstandes über die bei niedrigen Frequenzen gemessene Kapazität werden Polarisationsverluste nicht berücksichtigt, was im inhomogenen und/oder polaren Medium zu Fehlern führt.

Bei üblichen IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern ist von einem effektiv inhomogenen Medium auszugehen, da die relevanten Feldanteile über die gewöhnlich dünne Isolation hinausreichen und sich somit teilweise in Luft und teilweise im Dielektrikum, also im inhomogenen Medium befinden. Daher ist bei der Bestimmung des mittleren Wellenwiderstandes von IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern über die Messung einer „niederfrequenten“ Kapazität mit Fehlern zu rechnen.

### 3.2 Kurzschluss / Leerlauf

Die frequenzabhängige charakteristische Impedanz kann nach EN50289-1-11 als Eingangswellenwiderstand nach der Leerlauf-/Kurzschlussmethode gemessen werden.

$$Z_c = \sqrt{Z_{\text{open}} \cdot Z_{\text{short}}}$$

Bei der Bestimmung der Streuparameter bzw. Impedanzen bei Leerlauf und Kurzschluss am fernen Ende ist eine identische Position des Leerlaufes und des Kurzschlusses notwendig, damit die Resonanzstellen bei Leerlauf und bei Kurzschluss exakt bei derselben Frequenz auftreten und sich gegenseitig kompensieren. Dies ist in einem differentiellen Messaufbau immer mit kleinen Fehlern behaftet, da bei Realisierung des Kurzschlusses entweder kleine zusätzliche Längen eingebracht werden oder durch Zusammenlöten der parallelen Leiterenden eine kleine Verkürzung der Länge stattfindet. Selbst bei Verwendung von Kalibrierstandards für Kurzschluss und Leerlauf sind unter Umständen unterschiedliche Längen gegeben.

Diese kleinen Laufzeitunterschiede führen zu kleinen Verschiebungen der Resonanzstellen, was einen erheblichen Fehler im Bereich der Resonanzen verursacht. Insbesondere da die Resonanzstellen aufgrund ihrer extremen Werte besonders fehleranfällig sind.

Vorteilhaft ist bei besonders kurzen Prüflingen, wie IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern, dass die ersten Resonanzstellen erst bei höheren Frequenzen auftreten. Andererseits stellt sich die Frage, in wie weit die Messergebnisse bei Frequenzen, deren entsprechende Wellenlänge weit über der Prüflingslänge liegt, Aussagekraft für den Wellenwiderstand besitzen.

## 4 Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung

Alle oben beschriebenen Verfahren aus Spezifikationen und Normen zur Bestimmung des differentiellen Wellenwiderstandes haben verschiedene Einschränkungen, welche zum Beispiel bei IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern schnell zu Fehlern im Messergebnis führen. Daher soll hier eine Herangehensweise beschrieben werden, welche einige dieser Einschränkungen umgeht und dadurch die Fehleranfälligkeit bei der Bestimmung des Wellenwiderstandes verringert.

Die bei Messungen im Frequenzbereich vorgesehene Verwendung von Symmetrieübertragern ist immer nur für einen begrenzten Frequenzbereich einsetzbar. Nach [2] und [3] können die S-Parameter symmetrischer Elemente aber auch ohne Symmetrieübertrager mit einem Netzwerkanalysator (NWA) gemessen werden. Das hat den Vorteil, dass die Parameter über einen breiten Frequenzbereich gemessen werden können.

Bei Messung der nodalen Streuparameter ohne Symmetrieübertrager muss zunächst eine Transformation in modale Streuparameter erfolgen. Die, im 50  $\Omega$ -System gemessenen, nodalen Streuparameter werden mit der unabhängig vom Wellenwiderstand gültigen 4-Tor-Transformationsmatrix [4]

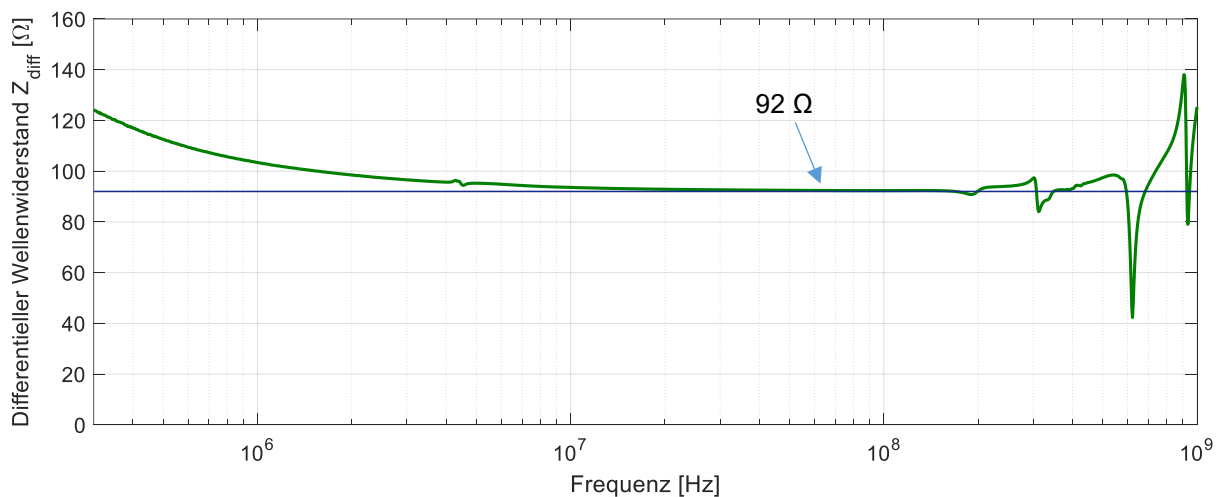
$$\mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

in modale Streuparameter umgerechnet [4]:



$$\mathbf{S}_{\text{modal}} = \mathbf{M}\mathbf{S}_{\text{nodal}}\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc21} & S_{dc22} \\ S_{cd11} & S_{cd12} & S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} & S_{cc21} & S_{cc22} \end{bmatrix}$$

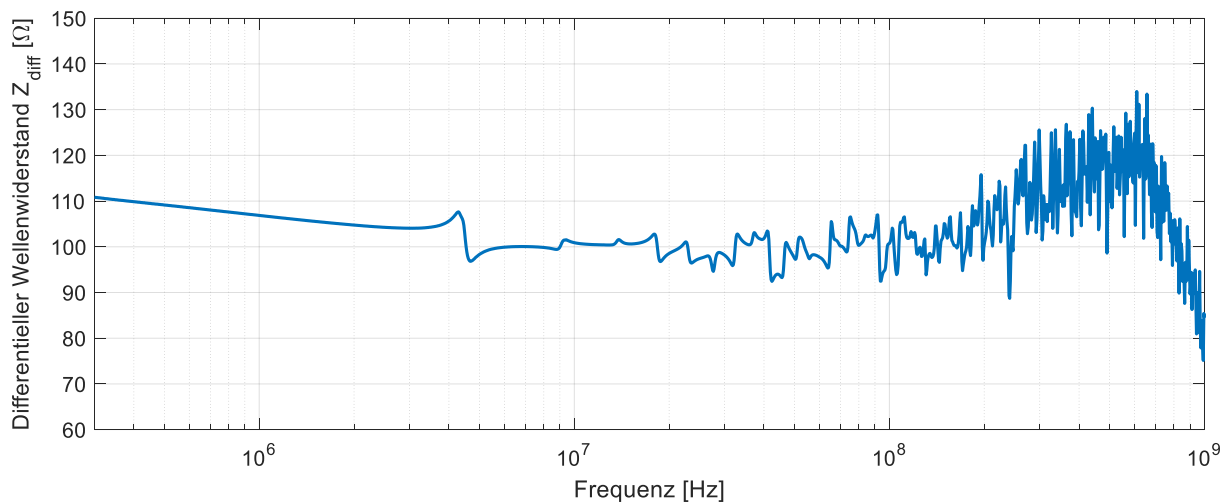
Zur Bestimmung des differentiellen Wellenwiderstandes kann die obere linke 2x2-Teilmatrix verwendet werden. Diese beschreibt ein differentielles Zweitor, welches leicht von Software, die zur systemtheoretischen Analyse geeignet ist, weiterverarbeitet werden kann. Welche mathematische Auswertung dann herangezogen wird, beeinflusst das Messergebnis nur noch im numerischen Bereich, die Unterschiede sind also vernachlässigbar. Entweder kann zum Beispiel eine Auswertung über die Kettenparameter stattfinden, oder die in Abschnitt 3.2 beschriebene Leerlauf-/Kurzschlussmethode simuliert werden. Durch die Verwendung nur einer einzigen 4-Port-Messung entfallen die oben beschriebenen konstruktiven Fehlerquellen bei der Realisierung des exakt gleich langen differentiellen Kurzschlusses und Leerlaufs. Der nach dieser Methode bestimmte frequenzabhängige Wellenwiderstand eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders ist in Bild 3 dargestellt.



**Bild 3:** Differenzieller frequenzabhängiger Wellenwiderstand eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders nach der Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung

Während die in Kapitel 2 beschriebenen TDR-Messungen mit einer Pulsanstiegszeit von 35 ps einen Wellenwiderstandswert von ca. 94 Ω ergeben, kann bei der Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung in Bild 3 im konstanten Bereich ein Wellenwiderstand von ca. 92 Ω abgelesen werden. Die Abweichung dieser Messergebnisse liegt durchaus im Bereich der zu erwartenden Toleranzen, obwohl die Auswertung im Frequenzbereich bei ungleich niedrigeren Frequenzen stattfindet. Der Zeitbereichspuls mit einer Anstiegszeit von 35 ps beinhaltet relevante Frequenzanteile bis in den 10 GHz-Bereich, während die Auswertung in Bild 3 im 10 MHz-Bereich zu vergleichbaren Ergebnissen führt. Wiederum stellt sich die Frage, in wie weit die Messergebnisse bei Frequenzen, deren entsprechende Wellenlänge weit über der Prüflingslänge liegt, Aussagekraft für den Wellenwiderstand besitzen. Dazu ist zunächst eine Übereinstimmung im Bereich der zu erwartenden Toleranzen zwischen den Messergebnissen aus Bild 1 und Bild 3 festzuhalten.

Zum Vergleich wurden weiterhin Messungen an einem nach [1] spezifizierten Kabel mit einer Länge von 10 m durchgeführt. Die Messergebnisse sind in Bild 4 dargestellt.



**Bild 4:** Differentieller frequenzabhängiger Wellenwiderstand eines 10 m langen IEEE 100BASE-T1-Kabels nach der Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung

Bei der deutlich größeren Prüflingslänge von 10 m treten die ersten Resonanzen bereits im niedrigen MHz-Bereich auf. Im Bereich der Resonanzstellen treten große Amplitudenänderungen innerhalb weniger Frequenzschritte auf. Bei zu großer Messbandbreite und/oder zu wenigen Frequenzpunkten werden die exakten Amplituden nicht richtig erfasst. Dies führt zu Fehlern in diesen Bereichen, die sich im Frequenzverlauf der charakteristischen Impedanz zeigen. Durch die analytische Auswertung von nur einer 4-Port-Messung können diese sich aber weitgehend kompensieren, so dass um die Resonanzstellen herum nur vergleichsweise kleine Messfehler von um die  $\pm 5...10 \Omega$  auftreten.

## 5 Zusammenfassung

Zur Charakterisierung von IEEE 100BASE-T1-Komponenten ist unter anderem eine TDR-Messung des Wellenwiderstandes vorgesehen. Diese hat den Vorteil, dass Wellenwiderstandsänderungen auch einfach örtlich aufgelöst visualisiert werden können, benötigt aber für die exakte Vermessung von 1...2 cm langen Steckern einen differentiellen Puls mit einer Anstiegszeit im niedrigen ps-Bereich. Dies stellt eine Herausforderung an die Messtechnik dar, so dass teures Messequipment benötigt wird. Allerdings ist zur Bewertung nur eine Anstiegszeit von 700 ps spezifiziert, womit die kurzen Steckverbinder nicht aufgelöst werden können. Dies führt zu verschiedenen Fehlern in den Messergebnissen.

Die verschiedenen Messungen der Wellenwiderstände im Frequenzbereich nach EN 50289-1-11 haben dagegen andere Nachteile. Bei der Bestimmung über die Geschwindigkeit muss wellenwiderstandsrichtig abgeschlossen werden, was bei zunächst unbekanntem Wellenwiderstand nicht möglich ist. Die Frequenzabhängigkeit der verwendeten Kapazität ist in inhomogenen Medien nicht vernachlässigbar, so dass auch hier Fehler auftreten. Weiterhin kommt es bei der Leerlauf-/Kurzschlussmethode konstruktiv leicht zu minimalen Abweichungen bei der Position des Leerlaufes und des Kurzschlusses, was zu erheblichen Fehlern in einem weiten Bereich um die Resonanzstellen führt, so dass nur sehr bedingt der Wellenwiderstand abgelesen werden kann.

Ein deutlich besseres Ergebnis wird erzielt, wenn nur eine 4-Port-Messung unter Verwendung von 50Ω-Abschlüssen durchgeführt wird und damit analytisch die differentielle Leerlauf-/Kurzschlussmethode simuliert wird. Der Einfluss der Resonanzstellen wird hierdurch deutlich verringert. Dennoch verbleibt, wie auch bei anderen Methoden, die größte Fehleranfälligkeit an den Resonanzstellen.

Ein Vergleich der Messergebnisse am Beispiel von IEEE 100BASE-T1-Komponenten zeigt eine gute Übereinstimmung der vorgestellten Methode mit einer steilflankigen TDR. Auch konnten bisher bei dieser Methode keine Einschränkungen bezüglich der Länge oder Eigenschaften des Prüflings festgestellt werden, wie es bei den anderen Methoden der Fall ist.

## **Danksagung**

Die TDR-Messergebnisse in dieser Arbeit entstanden im Rahmen der vielfältigen engen Kooperationen der EMC Test NRW GmbH mit der TU Dortmund. An dieser Stelle soll ein herzlicher Dank ausgesprochen werden an Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei und Alexander Zeichner vom Arbeitsgebiet Bordsysteme der TU Dortmund für die Hilfe bei den TDR-Messungen.

## **Literaturangaben**

- [1] Dr. B. Körber: IEEE 100BASE-T1 Definitions for Communication Channel, Version 1.0, OPEN Alliance, 2017
- [2] Rene Meys, Frederic Janssens: „Measuring the Impedance of Balanced Antennas by an S-Parameter Method“, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume 40, No. 6, December 1998
- [3] Keith Duncan Palmer, Mel W. van Rooyen: „Simple Broadband Measurement of Balanced Loads Using a Network Analyzer“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume 55, No. 1, February 2006
- [4] Christof Ziegler: „4-Tor-Netzwerkanalyse und On-Wafer-Messtechnik zur Bestimmung modaler Streuparameter bis 50 GHz“, Dissertation, Technische Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 2003
- [5] Kerstin Siebert: „Entwicklung von Mehrleitermodellen für Signalintegritäts- und EMV-Analysen von Kfz-Bussystemen“, Dissertation, Technische Universität Dortmund, Dortmund, 2013
- [6] Joachim Specovius: Grundkurs Leistungselektronik, Vieweg+Teubner Verlag, ISBN: 978-3-8348-1307-7, 2010

---

# **EMV-Analyse von Leitungsstrukturen**

---

# Simulation leitungsgeführter Störspannungen von DC-DC-Wandlern

M. Sc. Tim Baumgarten, Dr. Peter Scholz, PHOENIX CONTACT Electronics GmbH, Technologie Entwicklung

Dr. Denis Sievers, Prof. Dr. Jens Förstner, Universität Paderborn, Institut für Elektrotechnik und Informationstechnik

## 1 Einleitung

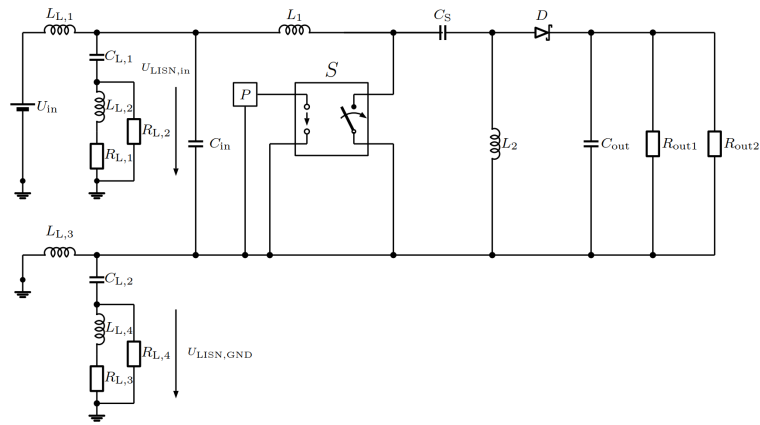
In diesem Beitrag werden simulatorische und messtechnische EMV-Untersuchungen von Gleichspannungswandlern vorgestellt. Der Fokus liegt auf leitungsgeführten Störspannungen, ihre Abhängigkeit vom Schaltungslayout und ihre Unterdrückung durch Filterung. Der Simulationsprozess besteht aus kombinierten Feld- und Netzwerksimulationen. Zur Bewertung der Simulationsergebnisse werden zwei Prototypen gezeigt und verglichen, die unterschiedliche EMV-Eigenschaften aufweisen. Bei der Beurteilung der Ergebnisse wird insbesondere Wert auf die Untersuchung gelegt, inwieweit einfache Schaltungssimulationen ausreichen, um leitungsgeführte Störspannungen korrekt vorherzusagen und wann aufwändigere Feldsimulationen notwendig sind.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Schaltungsaufbau

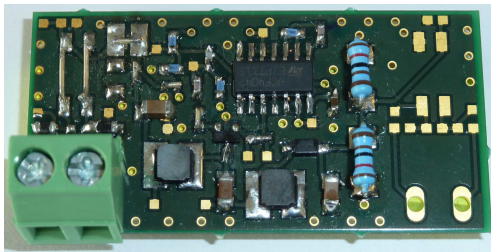
Als Untersuchungsobjekt dienen Gleichspannungswandler vom Typ SEPIC (engl. *Single Ended Primary Inductance Converter*). Abhängig vom eingestellten Tastverhältnis des Schalttransistors kann dabei eine höhere oder niedrigere Ausgangsspannung bezogen auf die Eingangsspannung erreicht werden. Bild 1 zeigt eine Schaltskizze des SEPICs, bestehend aus einem Eingangskondensator  $C_{in}$ , Koppelkondensator  $C_S$ , Ausgangskondensator  $C_{out}$ , zwei Spulen  $L_1$  und  $L_2$ , einer Diode  $D$  und einem Transistor  $S$  (hier als einfacher Schalter gezeigt). Der Koppelkondensator  $C_S$  isoliert Eingangs- und Ausgangsseite der Schaltung voneinander und schützt somit die Eingangsseite vor einer kurzgeschlossenen Last. Ein Vorteil der SEPIC-Topologie gegenüber einem Buck-Boost-Converter ist die Erhaltung der selben Polarität und des selben Bezugspotentials zwischen Eingangs- und Ausgangsseite.

Zusätzlich sind im Schaltbild die Bauelemente einer Netznachbildung (engl. Line Impedance Stabilization Network (LISN)) nach DIN EN 55016-1-2 gezeigt, die zur Auskoppelung der hochfrequenten Anteile leitungsgeführter Störspannungen dienen. Leitungsführte Störemissionen erscheinen als in das Stromnetz eingepreßte Störströme, die dann am Netzzinnenwiderstand einen Störspannungsabfall erzeugen [3]. Daher ist der Innenwiderstand des Netzes maßgeblich für die entstehenden Störspannungen. Die Netznachbildung besteht aus jeweils einer 250  $\mu$ H Drossel ( $L_{L1}$ , bzw.  $L_{L3}$ ) die das Prüfobjekt für hohe Frequenzen vom Netz entkoppelt. Über Koppelkondensatoren ( $C_{L1}$ , bzw.  $C_{L2}$ ) werden die hochfrequenten Störungen auf die netzimpedanznachbildende Schaltung aus

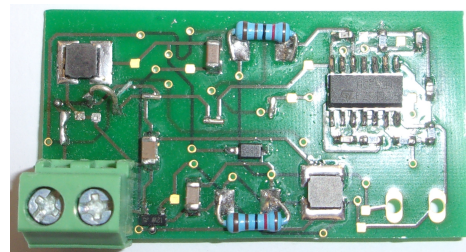


**Bild 1:** Schaltbild des SEPIC mit vorgeschalteter Netznachbildung.

$50 \Omega \parallel (50 \mu\text{H} + 5 \Omega)$  gegeben. Der  $50 \Omega$  Parallelwiderstand spiegelt dabei den Innenwiderstand des Messgerätes wieder, der in den Simulationen beachtet werden muss, um der Messung vergleichbare Ergebnisse zu erzielen.



**(a)** Prototyp: Gutes Design



**(b)** Prototyp: Schlechtes Design

**Bild 2:** Messschaltungen für Vergleichsmessungen

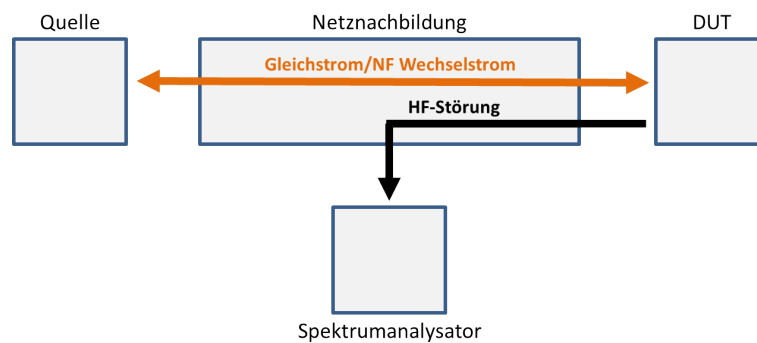
Es werden zwei Prototypen (Bild 2) vorgestellt die als „gutes Design“ und „schlechtes Design“ bezeichnet werden, da sie gute bzw. schlechte leitungsgeführte EMV-Eigenschaften besitzen. Bei beiden Schaltungen wurden vierlagige Layouts verwendet. Beim Entwurf des guten Designs wurde darauf geachtet, dass die Komponenten des SEPICs sehr nah beieinander liegen, um große Schaltströme und Spannungen nicht weit über die Platine zu schicken und die aus Hin- und Rückleiter entstehende Masche klein zu halten. Dabei sind die Bauteile vollständig auf der obersten Lage platziert und auch soweit wie möglich auf dieser Lage kontaktiert um möglichst keine Lagenwechsel der Leiterbahnen und wenige Durchkontaktierungen zu benötigen. Die freien Flächen sind mit Masse geflutet. Die zweite Lage ist bis auf die Durchkontaktierungen vollständig mit Masse geflutet, dies soll kapazitive Kopplungen der Bauteile untereinander verringern und elektromagnetische Abstrahlungen reduzieren. Auf der dritten Lage befinden sich weitere Leiterbahnen. Die unterste Lage schließlich ist auch wieder vollständig mit Masse geflutet. Die großen Masseflächen dienen zum einen der Abschirmung und zum anderen besitzen sie eine geringe Impedanz um Impedanzkopplungen zu vermeiden.

Beim Entwurf des schlechten Designs wurde Wert darauf gelegt, möglichst starke leitungsgeführte Emissionen zu erzeugen. Aus diesem Grunde besitzt dieses Layout keine Masseflächen. Des Weiteren wurde auf eine möglichst ungünstige Anordnung der Bauelemente, welche die größten Leistungen aufnehmen bzw. abgeben geachtet. Daher sind die einzelnen Komponenten des SEPICs über die gesamte Schaltung verteilt worden, um

die von ihnen aufgespannte Masche zu maximieren. Gleichzeitig ist die Bahnführung aller Leitungen möglichst lang und verwunden gewählt.

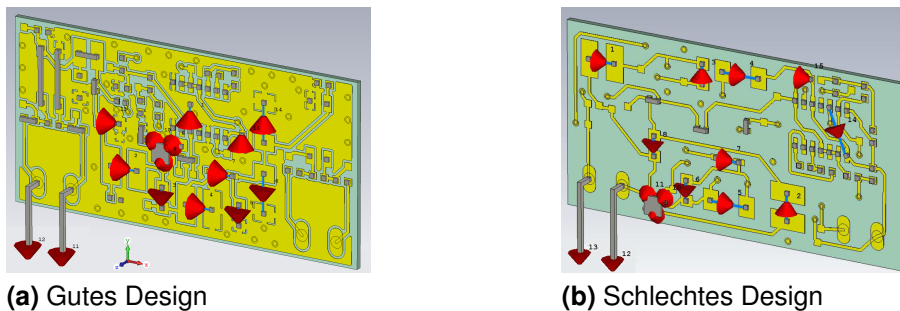
## 2.2 Messaufbau

In Bild 3 ist der Messaufbau schematisch dargestellt. Eine Spannungsquelle liefert den Betriebsstrom für das zu testende Gerät (engl. Device Under Test (DUT)). Dieser Strom wird durch eine Netznachbildung (Modell: TESEQ NNB51) geführt, welche den Gleichstrom bzw. niederfrequenten Wechselstrom der Quelle zum Testgerät durchlässt. Die vom Testgerät auf die Versorgungsleitungen aufgeprägten Hochfrequenzstörungen werden hingegen nicht an die Quelle weitergegeben, sondern auf ein Messgerät ausgekoppelt. Als Messgerät dient ein Spektrumanalysator (Modell: Rohde & Schwarz FSB 1093.4495.03).



**Bild 3:** Schematischer Messaufbau zur Messung leitungsgeführter Störspannungen.

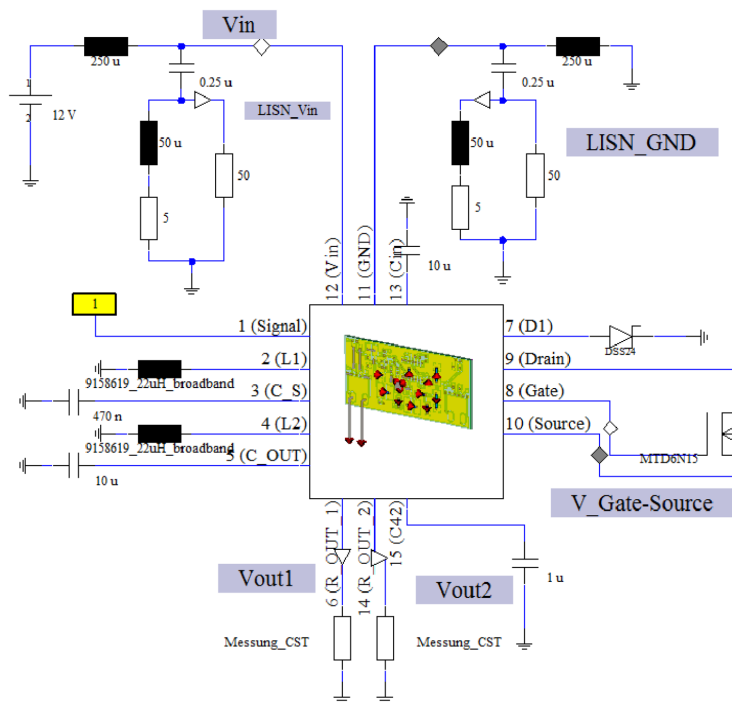
## 2.3 Simulationsaufbau



**Bild 4:** Simulationslayouts des guten und schlechten Designs.

Zur Simulation der leitungsgeführten Störspannungsspektren erfolgt eine kombinierte Feld- und Schaltungssimulation in *CST STUDIO SUITE*. Zuerst wird ein 3D-Modell des Platinenlayouts in *CST MICROWAVE STUDIO* importiert. Das 3D-Modell der importierten Layouts ist in Bild 4 dargestellt. Das Simulationsgitter des guten Designs besteht aus 425461 Zellen, das des schlechten Designs, aufgrund der fehlenden Masseflächen, nur aus 29818 Gitterzellen. An Stelle der Bauelemente werden Tore (engl. Ports) in die Simulation eingesetzt. Die Struktur wird über die Tore angeregt und die Streuparameter zwischen ihnen bestimmt. Der Einsatz von Toren macht die Simulation der Schaltung flexibler als die Verwendung fester Bauelemente, da die Streuparameter der Schaltung nur einmal simuliert werden müssen und dann für Schaltungssimulationen beliebige Bauteile eingesetzt werden können.

Mit dieser dreidimensionalen Struktur wird eine Feldsimulation durchgeführt. Dazu wird die Struktur in einem Vergitterungsschritt in ein tetraedales Gitter zerlegt. Dann werden durch den Lösungsalgorithmus nacheinander sämtliche Tore mit bestimmten Frequenzen angeregt und die Streuparameter berechnet. Auf diese Weise wird die Kopplung aller Tore bestimmt. Mit den gewonnenen Ergebnissen erfolgt anschließend eine Modellordnungsreduktion, um aus den Streuparametern ein Netzwerkmodell zu generieren. Dieses Modell steht anschließend in *CST DESIGN STUDIO* als Blockschaltbild für Netzwerksimulationen zur Verfügung. Bild 5 zeigt exemplarisch einen Schaltplan für eine Netzwerksimulation. In dieser Netzwerksimulation sind die Verbindungen der Bauteile untereinander nicht ideal, wie es bei einer reinen Schaltungssimulation wäre, sondern werden durch das Modell der zuvor berechneten Struktur bestimmt. An diesen, das Layout beinhaltenden Schaltungsblock, werden nun die in der Schaltung verwendeten Bauteile angefügt. Das Breitbandverhalten der Bauteile wurde im Vorfeld messtechnisch durch einen Impedanzanalyser bestimmt und in die Schaltungssimulation eingefügt.



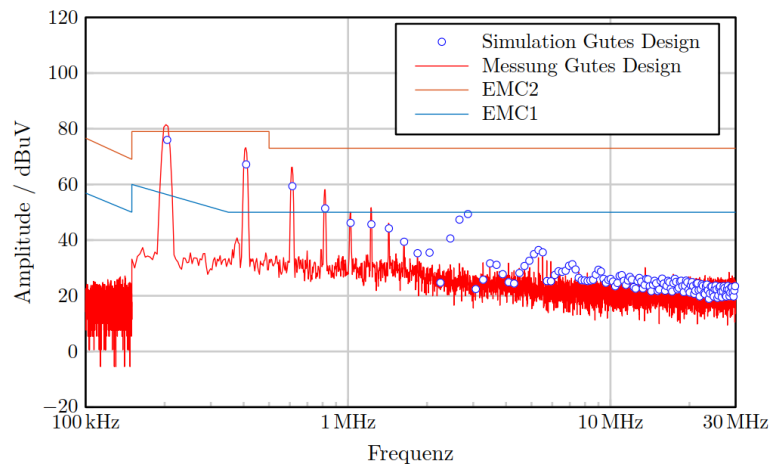
**Bild 5:** Schaltplan einer Netzwerksimulation

### 3 Simulations- und Messergebnisse

Bild 6 zeigt das simulierte und gemessene Spektrum des guten Designs. Zusätzlich sind die Grenzwerte für leitungsgeführte Emissionen nach [1] angegeben. Es zeigt sich, dass das gute Design die schärferen EMC 1 Grenzwerte verletzt, die Voraussetzungen der weniger scharfen EMC 2 Grenzwerte aber einhält. Auch sind nur die Grundschwingung und die ersten drei Oberwellen problematisch. Dieses Design könnte daher im industriellen Umfeld verwendet werden. Es zeigt sich auch, dass die Emissionen mit steigender Frequenz immer stärker gedämpft werden, so ist im Frequenzbereich bis 2 MHz ein Abfallen der Amplituden um 40 dB pro Dekade erkennbar, was auf eine Filterwirkung 2. Ordnung hinweist. Untersuchungen haben gezeigt, dass die drei Maxima im Bereich zwischen zwei und drei MHz aus dem nicht perfekten *SPICE*-Modell des Transistors resultieren. Sie kön-

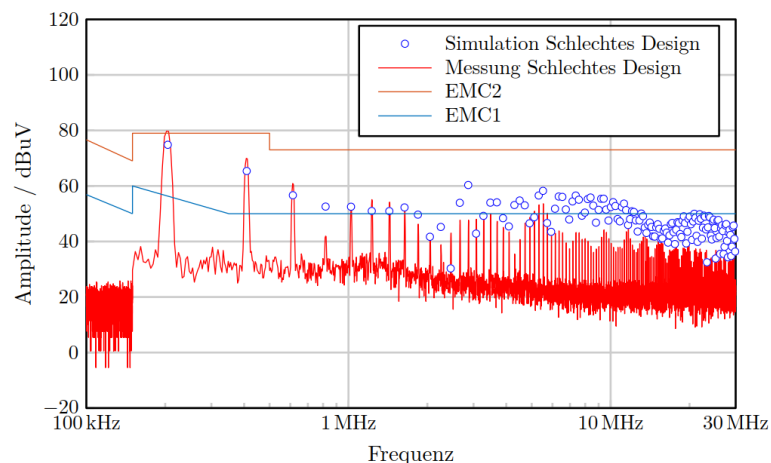


nen für die weiteren Betrachtungen vernachlässigt werden, da sie in den Messungen, genauso wie in Simulationen mit anderen Transistormodellen, nicht auftreten. Im Vergleich beider Spektren zeigt sich, dass die Simulationsergebnisse mit denen des gemessenen Spektrums gut übereinstimmen. Im Bereich der ersten vier Harmonischen sind die Abweichungen von Messung und Simulation im Bereich von ca. 5 dB. Die Abweichungen werden mit steigender Frequenz etwas größer, bewegen sich aber stets in einem Bereich von ca. 10 dB.



**Bild 6:** Simulations- und Messergebnis des guten Designs.

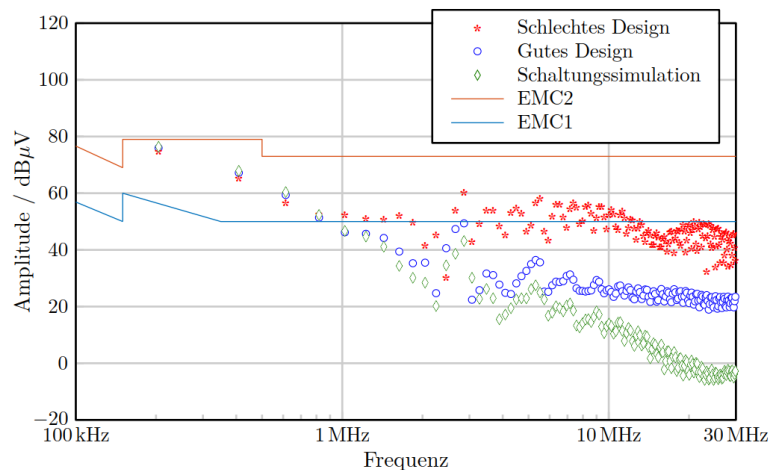
In Bild 7 ist das Simulations- und das Messspektrum des schlechten Designs gezeigt. Es zeigt sich, dass der EMC 1-Grenzwert an wesentlich mehr Frequenzpunkten überschritten wird als beim guten Design. Im Bereich der ersten Harmonischen sind die Abweichungen zwischen den Spektralspitzen wie zuvor gezeigt im Bereich von 5 dB wenn vom Wert bei etwa 800 kHz abgesehen wird. Die gemessenen Spektralanteile zeigen im höheren Frequenzbereich geringere Amplituden, was darauf hinweist, dass im Simulationsmodell noch nicht alle relevanten Dämpfungseigenschaften enthalten sind.



**Bild 7:** Simulations- und Messergebnis des schlechten Designs.

Bild 8 zeigt die Ergebnisse des guten und schlechten Design gegenübergestellt mit einer reinen Schaltungssimulation. In der Schaltungssimulation sind die Bauelemente nicht über den Layoutblock sondern ideal miteinander verbunden. Es zeigt sich, dass die Einflüsse des Layouts bei Frequenzen bis 1 MHz marginal sind. Bei höheren Frequenzen

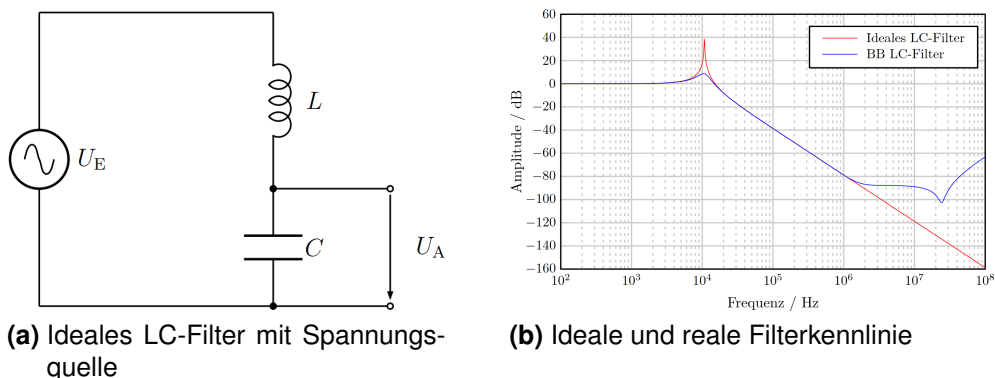
treten allerdings deutliche spektrale Unterschiede von bis zu 30 dB auf. Offensichtlich haben die aus der Leitungsführung resultierenden Kopplungseffekte zu einer dramatischen Erhöhung leitungsgeführter Emissionen geführt. Anders ausgedrückt lässt sich festhalten, dass eine Verbesserung der EMV-Eigenschaften erst bei höheren Frequenzen durch Layoutänderungen erreicht werden kann, bei niedrigen Frequenzen sind die parasitären Eigenschaften der Bauteile zusammen mit den schnell schaltenden Strömen und Spannungen dominant. In diesem Frequenzbereich müssen andere Maßnahmen ergriffen werden um leitungsgeführte Störaussendungen zu dämpfen, zum Beispiel der Einsatz von Filtern, wie im folgenden Abschnitt erläutert wird.



**Bild 8:** Vergleich: Simulation gutes und schlechtes Design und reine Schaltungssimulation.

### 3.1 Emissionsunterdrückung durch Filterung

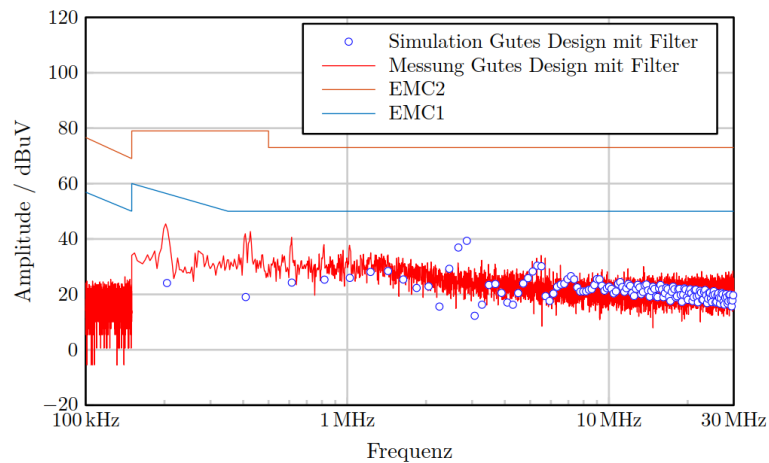
Um die niederfrequenten Anteile der Emissionsspektren zu dämpfen wird ein LC-Filter eingesetzt. Bild 9(a) zeigt das Schaltbild und 9(b) die Filterkennlinie unter Annahme idealer (rot) und realer (blau) Bauelemente.



**Bild 9:** Verwendetes LC-Filter

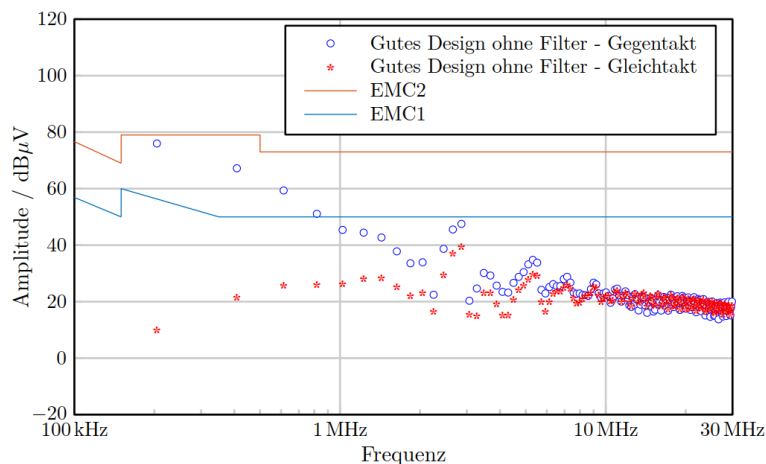
Bild 10 zeigt Messung und Simulationsspektrum des guten Designs mit LC-Filter. Es zeigt sich, dass das Filter vor allem im Bereich niedriger Frequenzen sehr effektiv wirkt, dies aber sukzessive abnimmt, so dass ab ca. 5 MHz kein Effekt mehr erkennbar ist. Es zeigt sich, dass das Filter im simulierten Spektrum bei niedrigen Frequenzen das Emissionsspektrum stärker dämpft als die Messung dieses widerspiegelt. Erst ab ca. 5 MHz beginnen beide Kurven zueinander zu passen. Allerdings zeigt sich auch in der Messung, dass

die niederfrequenten Emissionsmaxima nahezu vollständig unterdrückt werden. Außer der Grundfrequenz sind kaum noch Maxima auszumachen und die Amplitude der Grundfrequenz ist bereits um fast 40 dB gedämpft. Es zeigt sich also in Simulation und Messung, dass ein einfaches LC-Filter bei entsprechend gutem Design geeignet ist, um die Grenzwerte einzuhalten. Es gibt zwei Ursachen, warum sich die Messkurve des guten Designs mit Filter so stark von der idealen Filterkennlinie unterscheidet. Zum Einen stellt die gezeigte Filterkennlinie ein isoliertes System dar, in dem eine hinter dem Filter liegende Schaltung wird nicht mitbetrachtet wird. So folgt in der realen Schaltung direkt nach dem Filter der Eingangskondensator  $C_{in}$  des SEPICs und dann die erste Spule  $L_1$ . Diese Konfiguration lässt Resonanzen zu was größere Abweichungen von der einfachen Kennlinie erklären kann.



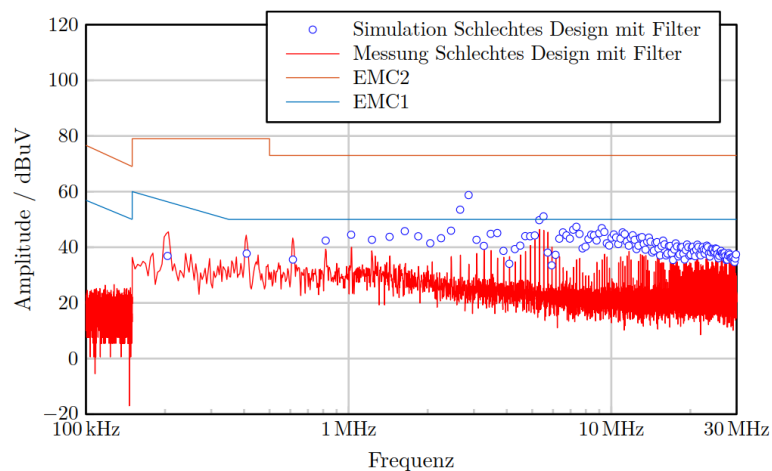
**Bild 10:** Simulations- und Messergebnis des guten Designs mit LC-Filter

Zum Anderen besitzt ein LC-Filter die Eigenschaft Gegentakt-Störungen gut, Gleichtakt-Störungen aber nur schlecht zu unterdrücken. So führt die Spule zu einer gewissen Dämpfung der Gleichtaktstörungen, der Kondensator hat aufgrund der symmetrischen Spannungsänderung aber keinen Einfluss. Bild 11 zeigt das Spektrum des guten Designs aufgelöst nach Gegentakt- und Gleichtaktanteil. Im Bereich ab ca. 2 MHz gehen beide Kurven ineinander über, daher ist ab dort kein großer Effekt des LC-Filters mehr möglich. Die Ursachen für Gleichtaktstörungen sind oft kapazitive Kopplungen oder Potentialdifferenzen auf Masseleitungen [2].



**Bild 11:** Gutes Design: Spektrum mit Gleichtakt- und Gegentaktanteil

Bild 12 zeigt das Spektrum des schlechten Designs mit LC-Filter. Aufgrund des Gleichtaktanteils ist auch hier das Filter bei niedrigen Frequenzen am effektivsten. Allerdings hat sich auch bei hohen Frequenzen das Spektrum deutlich verbessert. Das Spektrum verläuft allerdings trotz des Filters noch recht nahe zum Grenzwert.



**Bild 12:** Simulations- und Messergebnis des schlechten Designs mit LC-Filter

## 4 Zusammenfassung

Dieser Beitrag hat leitungsgeführte Störspannungen von Schaltreglern mit Hilfe von Simulationen untersucht und die Ergebnisse mit Messwerten verglichen. Es stellte sich heraus, dass das Layout der Schaltregler erst bei Frequenzen oberhalb von 1 MHz einen signifikanten Einfluss auf die Störspannungen hat. Bei niedrigen Frequenzen sind die simulierten Amplituden dagegen vom Layout näherungsweise unabhängig. In diesem Bereich hat sich eine einfache Schaltungssimulation als ausreichend herausgestellt, um die leitungsgeführten Störspannungen vorherzusagen. Der Einsatz eines einfachen LC-Filterns zeigte sich geeignet die Emissionen im gesamten Spektralbereich, speziell aber im niedrigen Frequenzbereich, effektiv zu reduzieren.

Abschließend sei angemerkt, dass aufgrund der universellen Einsetzbarkeit des Simulationsverfahrens sich die hier erläuterten Untersuchungen auch auf andere Schaltreglertypen übertragen lassen.

## Literatur

- [1] *Germanischer Lloyd: Rules for Classification and Construction, VI Additional Rules and Guidelines*. 2012
- [2] FRANZ, Joachim: *EMV - Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen, 5. Auflage*. Springer Fachmedien Wiesbaden : Springer Vieweg, 2013. – ISBN 978-3-8348-1781-5
- [3] SCHWAB, Adolf J.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Berlin Heidelberg New York : Springer Verlag, 1996. – ISBN 3-540-60787-0

# Effizientes Netzwerkmodell zur breitbandigen Modellierung gleichförmiger Mehrfachleitungen

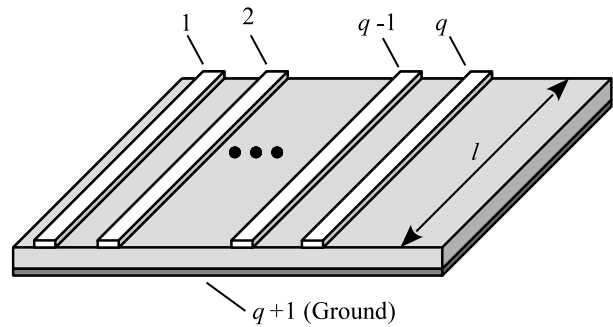
Dipl.-Ing. Andreas Mantzke, M. Sc. Sebastian Südekum, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone  
Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

## 1 Einleitung

Seit jeher ist die Modellierung von Mehrfachleitungen (MTLs), wie bspw. Mikrostreifenleitungen auf PCBs (Abb. 1), ein Forschungsschwerpunkt der EMV, da die gegenseitige Kopplung (Übersprechen) auf einer MTL die Signalintegrität signifikant beeinträchtigen kann. Viele Modelle wurden entwickelt und speziell für den Fall homogener MTLs mit linearen und passiven Lasten existieren geschlossene Lösungen [1]. Um hinsichtlich der Beschaltung flexibler zu sein, werden Makromodelle verwendet, die jedoch generell den Nachteil haben, dass sie mathematisch sehr komplex sind und nur indirekt für Zeitbereichsbetrachtungen genutzt werden können. Darüber hinaus sind viele Makromodelle, obwohl sie grundsätzlich eine gute Modellierung des Problems darstellen [2], für den praktischen Einsatz ungeeignet, da sie sich auf einer rein mathematischen Ebene definieren, während ein äquivalentes Ersatzschaltbild oftmals von EMV-Ingenieuren bevorzugt wird, um beispielsweise komplexe Systemsimulationen betreiben zu können. Auch die unzähligen numerischen Lösungsansätze, wie z.B. [3], können nur auf Umwegen für komplexe Problemstellungen genutzt werden und sind daher eher ungeeignet.

Im vorgestellten Beitrag wird ein neuartiger Modellierungsansatz für gleichförmige MTLs präsentiert, der eine Erweiterung eines bereits bestehenden Modells für Einfachleitungen darstellt [4]. Das Modell basiert auf einer Eigenfunktionsentwicklung, wobei die Eigenfunktionen und -werte wegen der Einschränkung auf gleichförmige Leitungen analytisch gegeben sind. Die aus der Eigenfunktionsentwicklung abgeleiteten Impedanzparameter entsprechen einem äquivalenten Netzwerk, das dem Foster-Theorem genügt und somit effizient, inhärent stabil und mit beliebigen Lasten (linear, nicht-linear, aktiv und passiv) im Zeit- und Frequenzbereich nutzbar ist. Das Modell erlaubt außerdem die Betrachtung frequenzabhängiger Verluste, solange die korrespondierenden Güten hinreichend hoch sind. Zudem wird das Modell durch ein induktives Netzwerk hinsichtlich seiner Konvergenz beschleunigt, wenn nur eine definierte Frequenzbandbreite betrachtet werden muss.

Die Netzwerkdarstellung ermöglicht einen einfachen Zugang zum Modell, sodass es mit wenig Aufwand in jedem Netzwerksimulator, wie z.B. SPICE, implementiert werden kann. Das Modell wird anhand einer kommerziellen Feldberechnungssoftware im Zeitbereich validiert, wobei auch nichtlineare Lasten betrachtet werden und eine gute Übereinstimmung mit der Referenz festgestellt wird. Der einfachere Fall einer Betrachtung im Frequenzbereich wird nicht näher beleuchtet, liefert aber erfahrungsgemäß eine sehr gute bis perfekte Übereinstimmung mit gängigen Modellen der Leitungstheorie [1].



**Abbildung 1:** Mikrostreifenleitung bestehend aus  $q$  verkoppelten Einfachleitungen

## 2 Netzwerkdarstellung für Einfachleitungen

Um das äquivalente Fosternetzwerk für eine Mehrfachleitung abzuleiten, wird die Idee des Mode-Matching-Verfahrens genutzt [5]. Dafür muss das äquivalente Netzwerk für eine Einfachleitung (TL), die durch ihre Länge  $l$  und die primären Leitungsparameter  $L'$ ,  $C'$ ,  $G'$  und  $R'$  definiert wird, bekannt sein. Das allgemeine Multiport-Netzwerk wird in [4] detailliert vorgestellt und exemplarisch in Abb. 2 gezeigt. Das Ersatzschaltbild (ESB) besteht aus  $N$  modalen Schwingkreisen, einem statischen Anteil ( $n = 0$ ), der die verlustbehaftete Kapazität der TL enthält, und einem Induktivitätsnetzwerk zur Beschleunigung der Konvergenz. Die Verkopplung des Ports  $a$  auf den  $n$ . Schwingkreis wird durch einen idealen Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis  $1 : \nu_{n,a}$  realisiert, das mit der  $n$ . Eigenfunktion  $\phi_n(x)$  der modalen Spannungsverteilung korreliert und aus der Analyse der korrespondierenden Helmholtz-Gleichung resultiert [4]. Die Eigenfunktionsentwicklung der Green'schen Funktion, die die Helmholtz-Gleichung im inhomogenen Fall löst, ergibt die verlustlosen Impedanzparameter in Form einer unendlichen Reihe von Parallelschwingkreisen, wobei die Systemverluste über eine effektive Güte  $Q$  nachträglich berücksichtigt werden können:

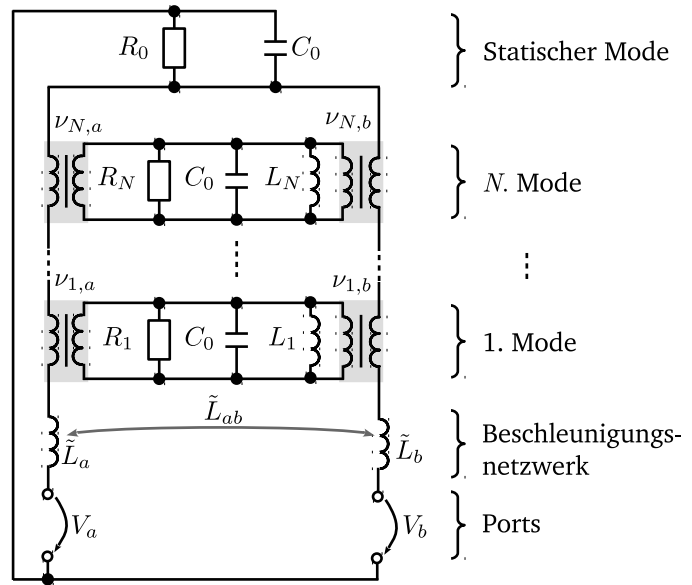


Abbildung 2: Foster-ESB für eine Einfachleitung [4]

Dieser Ansatz ist nur gültig, wenn die Systemverluste hinreichend klein sind bzw. die Güte hinreichend groß ist ( $Q \gg 1$ ). Abschließend können die modalen Netzwerkelemente wie folgt berechnet werden, wobei  $R_0$  sich wie  $R_n$  für die Mittenfrequenz  $\omega_1/2$  berechnet [4]:

$$Q = \omega \frac{L'C'}{G'L' + R'C'} \quad (1)$$

Dieser Ansatz ist nur gültig, wenn die Systemverluste hinreichend klein sind bzw. die Güte hinreichend groß ist ( $Q \gg 1$ ). Abschließend können die modalen Netzwerkelemente wie folgt berechnet werden, wobei  $R_0$  sich wie  $R_n$  für die Mittenfrequenz  $\omega_1/2$  berechnet [4]:

$$C_0 = C'l; \quad L_n = \frac{lL'}{\pi^2 n^2}; \quad G_n = 1/R_n = l \left( \frac{R'C'}{L'} + G' \right) \Big|_{\omega=\omega_n}, \quad (2)$$

$$\nu_{n,a} = \phi_n(x_a) \sqrt{l} = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ \sqrt{2} \cos(k_n x) & n > 0 \end{cases} \quad (3)$$

Hierbei ist  $\omega_n$  die Kreisresonanzfrequenz des  $n$ . Modes und  $k_n$  der zum  $n$ . Mode korrespondierende Eigenwert:

$$\omega_n = \frac{k_n}{\sqrt{C'L'}}; \quad k_n = \frac{n\pi}{l}. \quad (4)$$

Im Allgemeinen müssen unendlich viele modale Schwingkreise betrachtet werden, um die Impedanzparameter korrekt zu beschreiben. Limitiert man jedoch die Bandbreite durch eine Maximalfrequenz  $f_{max}$ , können die subresonanten Moden durch ein induktives Netzwerk ersetzt werden [4]:

$$\tilde{L}_{ab} = L_{ab} - \sum_{n=1}^N L_{ab,n} \nu_{n,a} \nu_{n,b}, \quad (5)$$

Hierbei ist  $L_{ab}$  die statische Koppelinduktivität zwischen den Ports  $a$  und  $b$ , die sich aus der allgemeinen Impedanzdarstellung geschlossen ableiten lässt [4]:

$$L_{ab} = \sum_{n=1}^{\infty} L_n \nu_{n,a} \nu_{n,b} = L' \left( \frac{l}{3} + \frac{x_a^2 + x_b^2}{2l} - x_a \right); \text{ mit } x_a \geq x_b. \quad (6)$$

Durch die reduzierten Induktivitäten wird eine Konvergenzbeschleunigung des verbleibenden Netzwerkes erreicht und die Anzahl  $N$  der vollständig betrachteten Moden kann durch folgende Formel sicher abgeschätzt werden [4]:

$$N > 4l\sqrt{\varepsilon\mu}f_{max}. \quad (7)$$

Hier sind  $\varepsilon$  und  $\mu$  die Permittivität bzw. Permeabilität des umgebenden Mediums, die bei inhomogenen Leitungen, wie z.B. Mikrostreifenleitungen, durch effektive Größen ersetzt werden [1].

### 3 Erweiterung der Netzwerkdarstellung auf Mehrfachleitungen

Um das Netzwerk für den MTL-Fall abzuleiten, wird das Mode-Matching Verfahren sinngemäß auf das Problem einer MTL bestehend aus  $q = 2$  Einfachleitungen angewendet. Beim Mode-Matching Verfahren werden zwei Systeme, die über gemeinsame Randbedingungen gekoppelt sind, durch die Summe aller Eigenfunktionen des jeweils ungestörten Systems beschrieben. In einem zweiten Schritt werden diese Eigenfunktionen über die Randbedingung so skaliert, dass sie das gegebene Randwertproblem erfüllen. Das Randwertproblem wird gemäß Abb. 3 gestellt und durch die korrespondierenden Leitungsgleichungen beschrieben [1]:

$$\frac{d\mathbf{V}}{dx} = -j\omega [L'] \mathbf{I} \quad (8)$$

$$\frac{d\mathbf{I}}{dx} = -j\omega [C'] \mathbf{V} + \begin{pmatrix} I_a \delta(x - x_a) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

Hierbei sind  $[C']$  und  $[L']$  die Matrizen mit den Kapazitäts- und Induktivitätsbelägen der MTL und  $\mathbf{V}$  bzw.  $\mathbf{I}$  die Vektoren mit den Leitungsspannungen bzw. -strömen. Die MTL wird durch einen diskreten Strom  $I_a$  an der Stelle  $x_a$  angeregt und durch Entkopplung der Gleichungen (8) und (9) erhält man die entsprechende inhomogene Wellengleichung der resultierenden Spannungsverteilung entlang der Leitung:

$$\frac{d^2\mathbf{V}}{dx^2} + [k^2] \mathbf{V} = -j\omega [L'] \begin{pmatrix} I_a \delta(x - x_a) \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Laut Mode-Matching kann (10) durch die Eigenfunktionen  $\phi_n$  der Einfachleitungen gelöst werden, da die gleichen Randbedingungen  $\left. \frac{\partial \mathbf{V}}{\partial x} \right|_{x=0,l} = 0$  wie im Fall der Einfachleitung gelten. Außerdem wird hier der Übersicht halber eine Wellenzahlmatrix  $[k^2] = \omega^2 [L'] [C']$  eingeführt. Um eine Eigenfunktionsentwicklung von (10) durchzuführen, wird der Spannungsvektor als Kombination gewichteter Eigenfunktionen  $\phi_n$  gemäß (3) angesetzt

$$\mathbf{V}(x_b) = \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{A}_n(x_a) \phi_n(x_b). \quad (11)$$

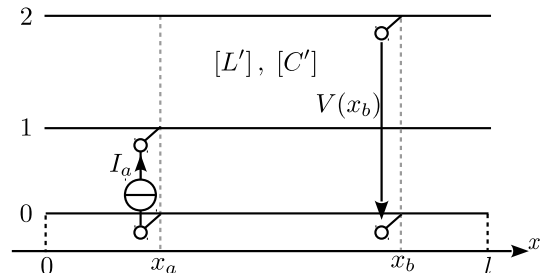


Abbildung 3: MTL mit Quell- und Aufpunkt bei  $x_a$  bzw.  $x_b$

Der Vektor  $\mathbf{A}_n$  enthält Konstanten, die von der jeweiligen Anregung abhängig sind. Setzt man (11) in (10) an, so erhält man folgende Darstellung:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \left( \frac{d^2 \phi_n(x_i)}{dx_i^2} \mathbf{A}_n(x_j) + [k^2] \mathbf{A}_n(x_j) \phi_n(x_i) \right) = -j\omega [L'] \begin{bmatrix} I_a \delta(x - x_a) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Nach einigen algebraischen Schritten können die Konstanten  $\mathbf{A}_n$  bestimmt werden:

$$\mathbf{A}_n(x_a) = (k_n^2 [1]_2 - [k^2])^{-1} I_a \phi_n(x_a) j\omega \begin{bmatrix} L'_{11} \\ L'_{12} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Wird (13) zusammen mit (11) genutzt um die Green'sche Funktion via (10) zu bestimmen, erhält man nach diversen Umrechnungsschritten und Normierung auf den anregenden Strom  $I_a$  die Transferimpedanz bei Anregung der ersten Leitung:

$$\begin{bmatrix} Z_{ab}^1 \\ Z_{ab}^2 \end{bmatrix} = \sum_{n=0}^{\infty} (k_n^2 [1]_2 - [k^2])^{-1} \phi_n(x_a) \phi_n(x_b) j\omega \begin{bmatrix} L'_{11} \\ L'_{12} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Hierbei ist  $[1]_2$  die  $2 \times 2$  Einheitsmatrix und  $Z_{ab}^{1/2} = Z_{ba}^{1/2}$  die reziproke Transferimpedanz für den Aufpunkt an der Stelle  $x_b$  auf der 1. bzw. 2. Leitung. Um entsprechende Darstellungen für eine Anregung der  $q$ . Leitung zu erhalten, muss der Vektor mit den Induktivitätsbelägen in (14) der  $q$ . Zeile von  $[L']$  entsprechen. Wie man sieht, ist (14) zu komplex, als das ein äquivalentes ESB direkt daraus abgeleitet werden könnte, daher wird nachfolgend die magnetische und elektrische Kopplung separat von einander betrachtet und mit physikalisch plausiblen Netzwerkstrukturen zur Realisierung der Kopplung abgeglichen.

### 3.1 Magnetische Kopplung

Betrachtet man ausschließlich die magnetische Verkopplung zweier Leitungen, vereinfachen sich die Matrizen der Leitungsbeläge entsprechend:

$$[C'] = \begin{bmatrix} c'_{11} + \underbrace{c'_{12}}_{=0} & -\underbrace{c'_{12}}_{=0} \\ -\underbrace{c'_{21}}_{=0} & c'_{22} + \underbrace{c'_{21}}_{=0} \end{bmatrix}; \quad [L'] = \begin{bmatrix} L'_{11} & L'_{12} \\ L'_{21} & L'_{22} \end{bmatrix}.$$

Hierbei ist  $c'_{12} = c'_{21}$  der Kapazitätsbelag zwischen den beiden Leitern und  $c'_{11/22}$  der Kapazitätsbelag des ersten bzw. zweiten Leiters gegen Masse [1]. Da  $[k^2]$  trotzdem eine voll besetzte Matrix ist, ändert sich die Struktur von (14) nicht, kann aber für den Fall von  $q = 2$  Leitungen umgeschrieben werden, indem die inverse Matrix explizit ausgedrückt wird [6]:

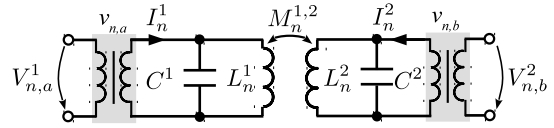
$$\begin{bmatrix} Z_{ab}^1 \\ Z_{ab}^2 \end{bmatrix} = j\omega \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi_n(x_a) \phi_n(x_b)}{(k_n^2 - k_{11}^2)(k_n^2 - k_{22}^2) - k_{12}^2 k_{21}^2} \begin{bmatrix} k_n^2 - k_{22}^2 & k_{12}^2 \\ k_{21}^2 & k_n^2 - k_{11}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L'_{11} \\ L'_{12} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Dieser Lösung wird ein physikalisch plausibles Netzwerk (Abb. 4) gegenübergestellt, das die modalen Schwingkreise über je eine Koppelinduktivität  $M_n^{1,2}$  verknüpft. Dabei wird ausgenutzt, dass die Spannungsverteilung durch den orthonormalen Funktionssatz  $\phi_n$  beschrieben wird, sodass nur Moden gleicher Ordnung miteinander verknüpft sein können.



Die Äquivalenz des physikalischen Netzwerks in Abb. 4 und (15) kann durch die Methoden der Netzwerkberechnung gezeigt werden, indem bspw. die Transferimpedanz  $Z_{ab}^2$  abgeglichen wird. Aus dem Vergleich ergibt sich, dass die modale Koppelinduktivität  $M_n^{1,2}$  zwischen  $L_n^1$  and  $L_n^2$  wie folgt berechnet wird:

$$M_n^{1,2} = \frac{L'_{12} l}{n^2 \pi^2}, \quad (16)$$



**Abbildung 4:** Physikalisches Netzwerk zur induktiven Kopplung modaler Schwingkreise

### 3.2 Elektrische Kopplung

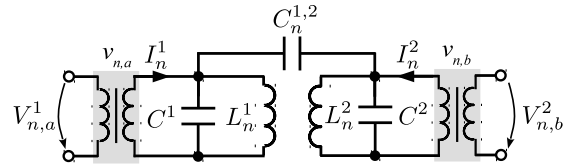
Unter ausschließlicher Betrachtung der elektrischen Verkopplung zweier Leitungen vereinfachen sich die Matrizen der Leitungsbeläge zu:

$$[C'] = \begin{bmatrix} c'_{11} + c'_{12} & -c'_{12} \\ -c'_{21} & c'_{22} + c'_{21} \end{bmatrix}; \quad [L'] = \begin{bmatrix} L'_{11} & 0 \\ 0 & L'_{22} \end{bmatrix}.$$

Die Wellenzahlmatrix  $[k^2]$  ist nach wie vor voll besetzt, jedoch vereinfacht sich (14), da der Koppelinduktivitätsbelag  $L'_{12} = L'_{21} = 0$  entfällt und somit folgende vereinfachte Darstellung resultiert:

$$\begin{bmatrix} Z_{ab}^1 \\ Z_{ab}^2 \end{bmatrix} = j\omega L'_{11} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi_n(x_a)\phi_n(x_b)}{(k_n^2 - k_{11}^2)(k_n^2 - k_{22}^2) - k_{12}^2 k_{21}^2} \begin{bmatrix} k_n^2 - k_{22}^2 \\ k_{21}^2 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Dieser Lösung wird wieder ein physikalisch plausibles Netzwerk (Abb. 5) gegenübergestellt, das die modalen Schwingkreise über je eine Koppelkapazität  $C_n^{1,2}$  verknüpft. Dabei wird erneut ausgenutzt, dass die Spannungsverteilung durch den orthonormalen Funktionssatz  $\phi_n$  beschrieben wird, sodass nur Moden gleicher Ordnung miteinander verkoppelt sind. Die Äquivalenz des physikalischen Netzwerks in Abb. 5 und (17) kann allgemein durch die Methoden der Netzwerkberechnung gezeigt werden, indem bspw. die Transferimpedanz  $Z_{ab}^2$  überprüft wird. Aus dem Vergleich ergibt sich, dass die modale Koppelkapazität  $C_n^{1,2}$  zwischen dem  $n$ . Moden der 1. und 2. Leitung wie folgt berechnet wird:



**Abbildung 5:** Physikalisches Netzwerk zur kapazitiven Kopplung modaler Schwingkreise

$$C_n^{1,2} = C^{1,2} = c'_{12} l. \quad (18)$$

### 3.3 Konvergenzbeschleunigung

Durch die zusätzliche Einführung modaler Koppelinduktivitäten  $M_n^{1,2}$  zwischen den Leitungen, muss das Netzwerk mit konvergenzbeschleunigenden Induktivitäten um die entsprechenden subresonanten Anteile  $\tilde{M}_{ab}$  für die magnetische Kopplung von Ports  $a$  und  $b$  auf unterschiedlichen Leitungen ergänzt werden. Bildet man die quasi-statische Näherung von (15) ( $[k^2] \rightarrow [0]$ ), so erhält man einen identischen Ausdruck wie im Fall der Konvergenzbeschleunigung bei Einfachleitungen [4], sodass sich die Berechnung analog zu (5) ergibt:

$$\tilde{M}_{ab} = M_{ab} - \sum_{n=1}^N M_n^{1,2} \nu_{n,a} \nu_{n,b}. \quad (19)$$

Setzt man außerdem voraus, dass MTLs nur Ports am Anfang und Ende der Leitung besitzen, können die statischen Koppelinduktivitäten  $M_{ab}$  ebenfalls analog zu den Einfachleitungen berechnet werden [4]:

$$M_{ab} = \begin{cases} \frac{L'_{12}l}{3} & x_a = x_b \\ -\frac{L'_{12}l}{6} & x_a \neq x_b \end{cases} \quad (20)$$

### 3.4 Äquivalentes Ersatzschaltbild

Das vollständige äquivalente Foster-ESB für MTLs erhält man durch Superposition der bisherigen Ergebnisse, d.h. eine MTL mit  $q$  Leitungen wird durch  $q$  Foster-ESBs für die entsprechende Einfachleitung modelliert, deren modale Schwingkreise durch entsprechende Koppelkapazitäten und -induktivitäten verknüpft sind. Zusätzlich werden die Koppelverluste, analog zu den Verlusten der modalen Schwingkreise, durch eine effektive Güte  $Q_{12}$  berücksichtigt:

$$\frac{1}{Q_{12}(\omega)} = \frac{R'_0}{\omega L'_{12}} + \frac{G'_{12}}{\omega c'_{12}}, \quad (21)$$

die zur Berechnung eines effektiven Widerstands  $R_n^{1,2}$  parallel zur Koppelkapazität genutzt wird:

$$1/R_n^{1,2} = l \left( \frac{R'_0 c'_{12}}{L'_{12}} + G'_{12} \right) \Big|_{\omega=\omega_n}. \quad (22)$$

Hierbei ist  $R'_0$  der Widerstandsbelag des Rückleiters. Wie bei den Einfachleitungen, werden die effektiven Widerstände auf die Resonanzfrequenzen  $\omega_n$  der verkoppelten Leitungen ausgelegt. Im Fall inhomogener Leitungen kann diese Frequenz jedoch bei den enthaltenen Leitungen variieren. Trotzdem ist eine Abschätzung möglich, indem man erst eine Matrix  $[v]$  mit Ausbreitungsgeschwindigkeiten berechnet:

$$[v] = \sqrt{([L'] [C'])^{-1}}. \quad (23)$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v_i$  auf der  $i$ . Leitung entspricht dem  $i$ . Eintrag der Hauptdiagonalen und kann zur Abschätzung der Resonanzfrequenzen genutzt werden:

$$f_{n,i} \approx n \frac{2l}{v_i} \quad (24)$$

Das resultierende Foster-ESB ist exemplarisch für eine Zweifachleitung mit Ports an den Leitungsenden in Abb. 6 dargestellt.

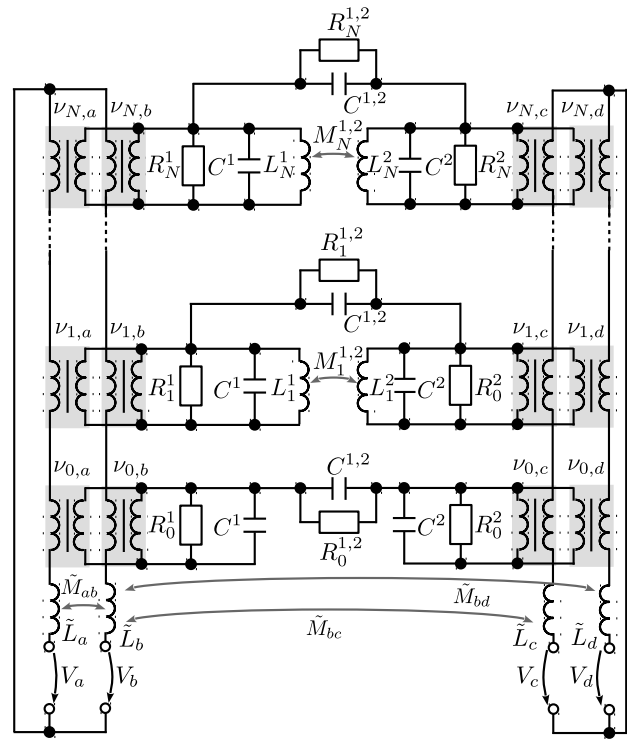


Abbildung 6: Foster-ESB für eine verlustbehaftete Zweifachleitung mit vier Ports

## 4 Validierungsbeispiel Mikrostreifenleitung

Abschließend soll eine realitätsnahe Mikrostreifen-MTL inklusive vertikaler Verbindungsstücke (Vias) hinsichtlich des Übersprechens in einer Zeitbereichssimulation untersucht und mit einer kommerziellen Referenz verglichen werden [7]. Die Abmessungen und Materialparameter der Platine sind  $w_1 = 2.8$  mm,  $w_2 = 8$  mm,  $h = 1.55$  mm,  $t = 35$   $\mu$ m,  $l = 0.2325$  m,  $\epsilon_r = 4.5$ ,  $\kappa = 5.6 \cdot 10^7$  S/m und  $\tan \delta_{el} = 0.015$ .

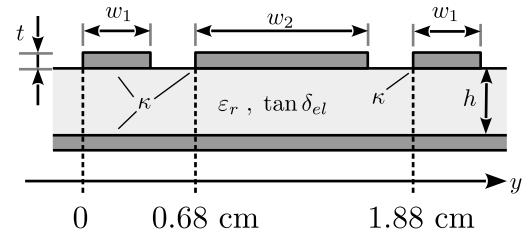


Abbildung 7: Querschnitt der Beispiel-MTL

Zuerst werden die Matrizen der Leitungsbeläge mittels einer numerischen Analyse der Querschnittsgeometrie bestimmt [7]. Für das betrachtete Beispiel (Abb. 7) ergeben sich die folgenden Matrizen für die kapazitiven bzw. induktiven Leitungsbeläge:

$$[C'] \approx \begin{bmatrix} 121.4 & -2.911 & -0.172 \\ -2.911 & 259.7 & -2.911 \\ -0.172 & -2.911 & 121.4 \end{bmatrix} \text{ [pF/m]} ; [L'] \approx \begin{bmatrix} 308.8 & 13.68 & 3.198 \\ 13.68 & 159.6 & 13.68 \\ 3.198 & 13.68 & 308.8 \end{bmatrix} \text{ [nH/m]}$$

Die Leitwertmatrix  $[G']$  wird üblicherweise über den Verlustwinkel des Dielektrikums  $\tan \delta_{el}$  berechnet:  $[G'] = \omega \tan \delta_{el} [C']$ . Zur Bestimmung der Widerstandsbeläge wird der Widerstandsbelag  $R'_{Strip}$  eines Streifens der Breite  $w_1$  und Dicke  $t$  bei starkem Skin-Effekt mit (25) abgeschätzt. Der Widerstandsbelag der Masseebene wurde numerisch bestimmt [7] und auf  $R'_{Strip}$  normiert, sodass sich folgende Widerstandsbelagsmatrix ergibt:

$$[R'] \approx R'_{Strip} \begin{bmatrix} 1.25 & 0.25 & 0.25 \\ 0.25 & \left(\frac{w_1}{w_2} + 0.25\right) & 0.25 \\ 0.25 & 0.25 & 1.25 \end{bmatrix} ; \text{ mit } R'_{Strip} \approx \sqrt{\frac{\pi \omega \mu_0}{\kappa 8}} \frac{1}{w_1 + t}. \quad (25)$$

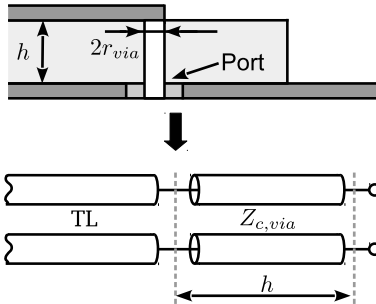


Abbildung 8: Modellierung des Vias mit einer kurzen Leitung

Bei dieser Beschreibung der Widerstandsbeläge wird ausschließlich der Skin-Effekt berücksichtigt, während der Proximity-Effekt nicht betrachtet wird, was eine mögliche Fehlerquelle hinsichtlich der Verlustmodellierung darstellt. Danach werden die Vias durch kurze Leitungen der Länge  $h$  approximiert, wobei der Wellenwiderstand  $Z_{c,via}$  wie folgt genähert wird [8]:

$$Z_{c,via} \approx \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( \ln \left( \frac{2h}{r_{via}} \right) - 1 \right). \quad (26)$$

Im betrachteten Beispiel ist  $r_{via} = 0.5$  mm. Die Leitung wird mit einer Dreiecksspannung der Amplitude  $V_q = 2$  kV und Fall-/Anstiegszeit  $\tau_{f/r} = 1$  ns angeregt, sodass die Maximalfrequenz mit  $f_{max} \approx \frac{1}{\tau_{f/r}} = 1$  GHz abgeschätzt werden kann. Daraus resultieren für das Foster-ESB nach (7)  $N = 7$  Schwingkreise. Die nichtlineare Last (Abb. 9), über die die Far-End Crosstalkspannung  $V_{FE}$  abfällt, beinhaltet eine Zener-Diodenschaltung, die die Spannung auf ca. 7.8V begrenzt, wobei das SPICE Modell der Dioden vom Hersteller stammt [9]. Wie man in Abb. 10 erkennt, ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Foster-ESB und Referenz [7] und auch der spannungsbegrenzende Einfluss der Dioden ist gut zu erkennen. Die Fehlanpassung durch die Lasten sorgt für Mehrfachreflexionen, die nur langsam infolge der geringen Leitungsverluste abklingen, was aber in Abb. 10 aus Gründen der Übersicht nicht dargestellt wird.

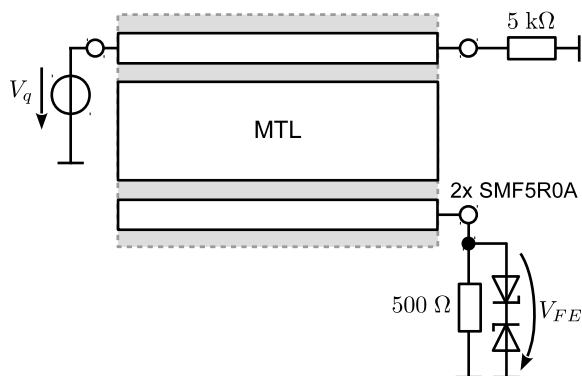


Abbildung 9: Setup für transiente Simulation

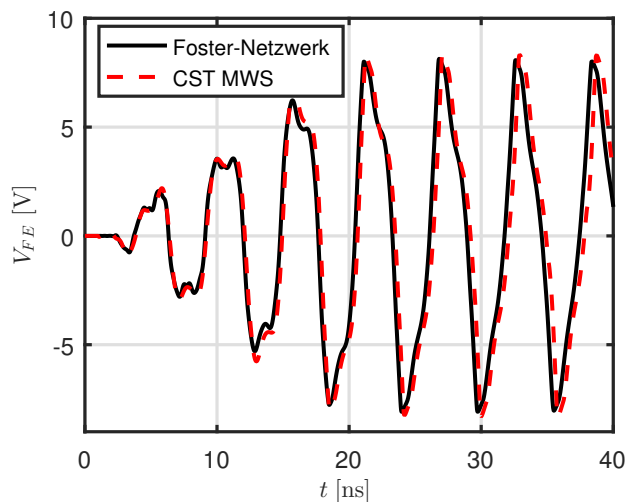


Abbildung 10: Far-End Crosstalk Spannung  $V_{FE}$  über nichtlinearer Last

## 5 Zusammenfassung

Ein neuartiges äquivalentes Netzwerkmodell für MTLs wurde vorgestellt und validiert. Es basiert auf der kanonischen Foster-Netzwerkdarstellung in Kombination mit einem gekoppelten Induktivitätsnetzwerk, das die Konvergenz beschleunigt. Die äquivalenten Netzwerkelemente werden durch eine modale und quasi-statische Analyse bestimmt, die nur einmalig auszuführen ist. Die Ordnung des Foster-ESBs kann durch eine einfache Beziehung, basierend auf der erforderlichen Frequenzbandbreite, sicher abgeschätzt werden. Im Gegensatz zu einigen anderen Ansätzen, ist das Modell inhärent stabil und kann mit linearen und nichtlinearen Abschlüssen verwendet werden. Die Vielseitigkeit und Effizienz des vorgeschlagenen Modells wird durch den Vergleich mit einer kommerziellen 3D-Software bei einem nichtlinearen Simulationsbeispiel im Zeitbereich demonstriert.

## Literatur

- [1] C. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, ser. Wiley-Interscience. Wiley, 2008.
- [2] G. Antonini, "Spectral models of lossy nonuniform multiconductor transmission lines," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 2, pp. 474–481, Apr. 2012.
- [3] O. Gebele and H. D. Bruns, "An efficient numerical method to solve the non-uniform mtl equation including field coupling," in *Electromagnetic Compatibility, 2003 IEEE International Symposium on*, vol. 2, Aug. 2003, pp. 648–652 vol.2.
- [4] M. Leone and A. Mantzke, "A foster-type field-to-transmission line coupling model for broadband simulation," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 6, pp. 1630–1637, Dec. 2014.
- [5] A. Jostingmeier, C. Rieckmann, and A. Omar, "Computation of the irrotational magnetic eigenfunctions belonging to complex cavities," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 1994.
- [6] K. Burg, H. Haf, and F. Wille, *Höhere Mathematik für Ingenieure*, 6th ed., A. Meister, Ed. Wiesbaden: Teubner, 2008, vol. Bd. 2, no. Lineare Algebra.
- [7] [Online] [www.CST.com](http://www.CST.com) ; Stand: Juni 2017.
- [8] M. Leone, *Berechnung des Ein- und Abstrahlungsverhaltens von Leiterplatten mit der Momentenmethode*, als ms. gedr ed., ser. Fortschritt-Berichte VDI. Düsseldorf: VDI-Verl., 2000, literaturverzeichnis S. 169 - 175.
- [9] [Online] [www.Onsemi.com](http://www.Onsemi.com) ; Stand: Juni 2017.

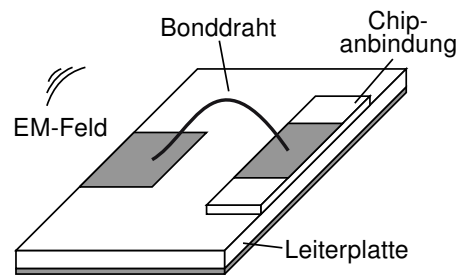
# Breitbandiges Netzwerkmodell für inhomogene Leitungen unter Berücksichtigung der Abstrahlung

M. Sc. Sebastian Südekum, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

## 1 Einleitung

Angesichts der stetig steigenden Signal- und Schaltfrequenzen und der zunehmenden Komplexität elektronischer Systeme ist das Hochfrequenzverhalten von elektrischen Leitungen weiterhin eine wichtige Fragestellung für die EMV. Geeignete Leitungsmodelle werden benötigt, um beispielsweise die Signal- und Versorgungsintegrität in elektrischen Systemen effizient zu analysieren. In den vergangenen Jahrzehnten wurden bereits zahlreiche Modelle und analytische Formeln, die auf der Leitungstheorie basieren, entwickelt. Die grundlegenden Ergebnisse sind in [1] zusammengefasst. Die meisten bekannten Ansätze setzen jedoch eine homogene Leitungsgeometrie voraus. Betrachtet man aber praktisch relevante inhomogene Geometrien, wie Bonddrähte in integrierten Schaltkreisen (Abb. 1), Leiterbahnen auf Leiterplatten oder Freileitungen, ist diese Annahme nicht immer zutreffend.



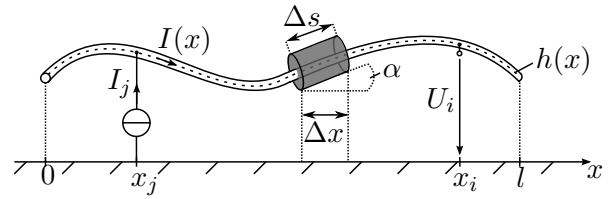
**Abb. 1:** Abstrahlung eines Bonddrahtes auf einer Leiterplatte

Die Anzahl der Modelle für inhomogene Leitungen ist weitaus geringer und viele beschränken sich auf den Frequenzbereich (z. B. [2]). Ein transientes Systemverhalten kann dabei durch eine IFFT bestimmt werden, was aber die Verwendung nichtlinearer Abschlüsse ausschließt. Ein wirklich leistungsfähiger Ansatz wird in [3] hergeleitet. Dieser berücksichtigt neben der Ortsabhängigkeit auch die Frequenzabhängigkeit der Leitungsparameter und erlaubt Simulationen im Zeit- und Frequenzbereich. Nichtsdestotrotz verlieren all diese Modelle mit zunehmender Inhomogenität ihre Gültigkeit, da die Abstrahlung der Leitung zunimmt (Abb. 1). Dies wird jedoch im Rahmen der Leitungstheorie nicht berücksichtigt.

In unserem Beitrag präsentieren wir ein neuartiges inhärent passives, stabiles und konvergenzbeschleunigtes Foster-Ersatzschaltbild, das auch die Abstrahlungsverluste berücksichtigt. Basierend auf der modalen Lösung der diskretisierten Leitungsgleichungen wird zunächst das verlustlose Ersatzschaltbild aufgestellt. Die Konvergenzbeschleunigung ergibt sich dabei direkt durch ein Netzwerk gekoppelter Induktivitäten. Die Abstrahlungsverluste werden anschließend aus den modalen Fernfeldern durch entsprechende modale Leitwerte eingearbeitet. Um das gesamte Netzwerkmodell zu implementieren, müssen im Vorfeld die längenbezogene Induktivität und Kapazität der entsprechenden Leitungsgeometrie bekannt sein. Nach einer umfassenden Recherche ergab sich jedoch, dass die Definition dieser Parameter in der Literatur nicht behandelt wird. Aus diesem Grund werden die Leitungsparameter für den Fall inhomogener Leitungen untersucht und ein allgemeiner Ausdruck entwickelt, der für praktische Simulationen ausreichend genaue Ergebnisse liefert. Das vorgestellte Ersatzschaltbild kann in jede SPICE-kompatible Simulationsumgebung eingebettet, dort beliebig beschaltet (aktiv/passiv, linear/nichtlinear) und für Simulationen im Zeit- und Frequenzbereich genutzt werden. Dies wird anhand eines Beispiels demonstriert und die Ergebnisse werden mit einer weitaus aufwendigeren kommerziellen Vollwellensimulation verglichen.

## 2 Leitungparameter inhomogener Leitungen

Wir betrachten eine beliebig inhomogene Leitung in einem homogenen Medium. Bezogen auf eine frei wählbare globale Koordinate  $x$  ist die Leitungsgeometrie eindeutig durch ihre Länge  $l$  und die Trajektorie  $h(x)$  gegeben (siehe Abb. 2). Durch die Einspeisung des Stromes  $I_j$  in  $x_j$  resultiert eine Strom- und Spannungsverteilung  $I(x)$  und  $U(x)$  entlang der Leitung. Die eindeutige Definition der Spannung impliziert, dass sich nur der Quasi-TEM-Mode ausbreitet [4]. Im Rahmen dieser Annahme werden zunächst sämtliche Abstrahlungseffekte vernachlässigt und das Leitungsverhalten wird eindeutig durch den ortsabhängigen Induktivitäts- und Kapazitätsbelag  $L'(x)$  und  $C'(x)$  charakterisiert. Zusätzlich wird hierbei angenommen, dass auch die Leitungsverluste und dielektrischen Verluste vernachlässigbar sind. Demzufolge wird die Strom- und Spannungsverteilung im Frequenzbereich durch die Gleichungen der Leitungstheorie bestimmt [4]



**Abb. 2:** Inhomogene Leitung der Länge  $l$  mit Einspeisung in  $x_j$  und Beobachtungspunkt in  $x_i$

$$\frac{dU(x)}{dx} + j\omega L'(x)I(x) = 0 \quad (1)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} + j\omega C'(x)U(x) = I_j\delta(x - x_j), \quad (2)$$

mit der Kreisfrequenz  $\omega = 2\pi f$  (Frequenz  $f$ ) und der Deltafunktion  $\delta(x)$ . Die Leitungsgleichungen (1) und (2) und somit auch die Leitungparameter bilden die Grundlage zahlreicher Modelle, wie z. B. [3] und [5]. Wie jedoch  $L'(x)$  und  $C'(x)$  für den allgemeinen Fall inhomogener Leitungen zu wählen sind, wird in der Literatur recht oberflächlich behandelt. Naheliegender würde man die Leitungparameter  $L'_h$  und  $C'_h$  des homogenen Falls wählen und den ortsabhängigen Parameter, wie den veränderlichen Abstand der Drähte  $h(x)$  aus Abb. 2, berücksichtigen. Somit würde der Übergang  $L'_h \rightarrow L'_h(x)$  und  $C'_h \rightarrow C'_h(x)$  resultieren. Wie später gezeigt wird, ist dieser Ansatz ungenau und liefert lediglich für schwache Inhomogenitäten befriedigende Ergebnisse.

Um exemplarisch den Kapazitätsbelag  $C'(x)$  zu betrachten, wird für den elektrostatischen Fall die Ladung  $\Delta Q$  innerhalb des Zylinders mit der Länge  $\Delta s$  ausgewertet. Dieser umschließt einen Leiter zwischen den Punkten  $x$  und  $x + \Delta x$  (siehe Abb. 2). Für den Grenzfall  $\Delta s \rightarrow 0$  kann die Gesamtladung näherungsweise durch die Linienladung  $q_L(x)$  ausgedrückt werden. Diese wiederum ergibt sich aus der Spannung  $U(x)$  und dem Kapazitätsbelag  $C'_h(x)$  in der globalen Koordinate  $x$ :

$$\Delta Q \approx q_L(x)\Delta s = C'_h(x)U(x)\Delta s = \frac{C'_h(x)}{\cos(\alpha(x))}U(x)\Delta x. \quad (3)$$

Somit resultiert der äquivalente Kapazitätsbelag

$$C'(x) = \frac{C'_h(x)}{\cos(\alpha(x))}. \quad (4)$$

Durch den ortsveränderlichen Neigungswinkel

$$\alpha(x) = \arctan\left(\frac{dh(x)}{dx}\right) \quad (5)$$

wird ersichtlich, dass  $C'_h(x)$  und  $C'(x)$  nur für schwache Inhomogenitäten näherungsweise gleich sind. Für den Grenzfall  $\alpha = \pm\pi/2$  wird  $C'(x)$  singulär. Hierbei kann die Trajektorie nicht durch die Koordinate  $x$  eindeutig beschrieben werden. Eine Koordinatentransformation vermeidet dieses Problem. Ganz analog erhalten wir einen Ausdruck für den Induktivitätsbelag  $L'(x)$ , indem der magnetische Fluss zwischen den Leitern für einen Abschnitt  $\Delta s$  ausgewertet wird:

$$L'(x) = \frac{L'_h(x)}{\cos(\alpha(x))}. \quad (6)$$

### 3 Äquivalentes Foster-Ersatzschaltbild

Nachdem die Leitungsparameter näher untersucht worden sind, soll im Folgenden das äquivalente Ersatzschaltbild einer inhomogenen Leitung hergeleitet werden. Entkoppelt man dazu die Leitungsgleichungen (1) und (2), resultiert das Randwertproblem der Spannung entlang der Leitung [5]

$$-\frac{1}{j\omega} \left( \frac{d}{dx} \frac{1}{L'(x)} \frac{d}{dx} \right) U(x) + j\omega C'(x)U(x) = I_j \delta(x - x_j) \quad , \text{ mit } \left. \frac{dU(x)}{dx} \right|_{x=0,l} = 0. \quad (7)$$

Durch die Anwendung der Finiten-Differenzen-Methode (FD-Methode) und die Einführung einer äquidistanten Diskretisierung mit  $N$  Punkten nach [6] kann das Randwertproblem (7) in ein lineares Gleichungssystem überführt werden

$$\left( j\omega[\mathbf{C}] + \frac{1}{j\omega}[\mathbf{S}_L] \right) (\mathbf{U}) = I_j(\boldsymbol{\delta}_j). \quad (8)$$

Hierbei bezeichnen  $[\mathbf{C}]$  and  $[\mathbf{S}_L]$  die  $N \times N$  Matrizen der Kapazitäten und der reziproken Induktivitäten.  $(\mathbf{U})$  repräsentiert den gesuchten Spannungsvektor und

$$(\boldsymbol{\delta}_j) = [0, \dots, 1, \dots, 0]^T \quad (9)$$

ist das diskrete Analogon der Deltafunktion. Setzt man die Anregung der Leitung zu Null ( $I_j = 0$ ), resultiert aus der Matrixgleichung (8) direkt das Eigenwertproblem

$$[\mathbf{S}_L](\mathbf{v}_n) = \omega_n^2[\mathbf{C}](\mathbf{v}_n) \quad \text{für } n \in \{0, \dots, N-1\}. \quad (10)$$

Angenommen es treten  $N$  verschiedene Eigenwerte  $\omega_n^2$  auf, somit sind die Eigenvektoren  $(\mathbf{v}_n)$  linear unabhängig und erfüllen folgende Orthogonalitätsrelation [7]

$$(\mathbf{v}_m)^T[\mathbf{C}](\mathbf{v}_n) = C_n \delta_{nm} \quad (11)$$

mit dem Normierungsfaktor  $C_n$ , der die Dimension einer Kapazität besitzt. Betrachtet man die physikalische Bedeutung des Eigenwertproblems (10), stellen die Eigenwerte  $\omega_n^2$  die Quadrate der Resonanzfrequenzen der Leitung und die Eigenvektoren  $(\mathbf{v}_n)$  die entsprechenden Spannungsverteilungen bei Resonanz dar, im Rahmen der Genauigkeit des FD-Ansatzes.

Um schließlich die Matrixgleichung (8) zu lösen, kann der Spannungsvektor  $(\mathbf{U})$  als Linearkombination der  $N$  Eigenvektoren dargestellt werden. Wendet man die Gl. (9)-(11) an, resultiert die Impedanz  $Z_{ij}$  zwischen dem Beobachtungspunkt  $i$  an der Stelle  $x_i$  und dem Anregungspunkt  $j$  bei  $x_j$  als Lösung der Gl. (8):

$$Z_{ij} = \frac{U_i}{I_j} = \frac{(v_0)^2}{j\omega C_0} + j\omega \sum_{n=1}^{N-1} \frac{v_n^j v_n^i}{C_n (\omega_n^2 - \omega^2)} \quad (12)$$

mit dem  $i$ . Element  $v_n^i$  des Eigenvektors  $(\mathbf{v}_n)$ . Für  $\omega \rightarrow 0$  ist die leerlaufende Leitung (siehe Abb. 2) kapazitiv. Daher gilt für die erste Resonanzfrequenz  $\omega_0 = 0$  und der Eigenvektor  $(\mathbf{v}_0)$ , der die statische Spannungsverteilung repräsentiert, besitzt konstante Einträge  $v_0$ . Führt man die Größen  $C_n$ ,  $L_n$ ,  $v_n^i$  als modale Kapazität, Induktivität und Kopplungsfaktor und  $C_{DC}$  als statische Kapazität ein, kann Gl. (12) als Impedanz eines äquivalenten modalen Netzwerkes interpretiert werden

$$Z_{ij} = \frac{1}{j\omega C_{DC}} + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{v_n^j v_n^i}{j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n}}. \quad (13)$$

Durch das einmalige Lösen des Eigenwertproblems (10) für eine gegebene Leitungsgeometrie resultieren direkt die Netzwerkparameter

$$C_n = (\mathbf{v}_n)^T [\mathbf{C}] (\mathbf{v}_n) \quad , \quad C_{DC} = \frac{C_0}{v_0^2} \quad , \quad L_n = \frac{1}{\omega_n^2 C_n} \quad (14)$$

und der modale Kopplungsfaktor  $v_n^i$ , der als Windungszahlverhältnis eines idealen Transformators interpretiert werden kann. Gl. (13) entspricht somit einem äquivalenten Foster-Ersatzschaltbild mit  $N - 1$  Moden (Abb. 3) [8]. Für den praktisch relevanten Fall, dass sich die Ports an den Leitungsenden befinden, besitzt das Netzwerk 2 Ports ( $i, j = 1, 2$ ).

### 3.1 Konvergenzbeschleunigung

Die Komplexität (Anzahl der Moden) des modalen Netzwerkes skaliert mit der Diskretisierung  $N$ . Um schließlich hinreichend genaue Ergebnisse zu erhalten, sollte die höchste Resonanzfrequenz  $\omega_{N-1}$  viel höher gewählt werden als die benötigte Bandbreite  $\omega_{max}$ . Betrachtet man die Summe (13) nur bis zu einem Mode  $N_0$ , der noch mindestens innerhalb der Bandbreite resonant ist, würde dies aufgrund der schlechten Konvergenz von Gl. (13) große Abweichungen hervorrufen. Um dieses Problem zu vermeiden, werden alle subresonanten Moden mit

$\omega_n \gg \omega_{max}$  durch ihr induktives Verhalten berücksichtigt:

$$Z_{ij} \approx \frac{1}{j\omega C_{DC}} + \sum_{n=1}^{N_0} \frac{v_n^j v_n^i}{j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n}} + j\omega \sum_{n=N_0+1}^{N-1} v_n^j v_n^i L_n. \quad (15)$$

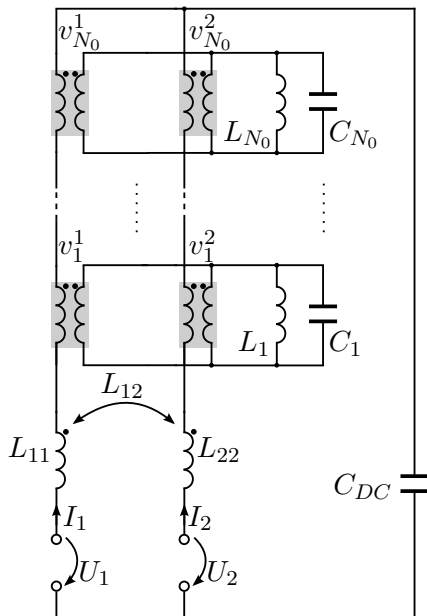
Dabei kann die Summe der modalen Induktivitäten durch konzentrierte gekoppelte Induktivitäten an den Ports  $i$  und  $j$  ersetzt werden:

$$L_{ij} = \sum_{n=N_0+1}^{N-1} v_n^j v_n^i L_n. \quad (16)$$

Somit erhalten wir einen konvergenzbeschleunigten Ausdruck für die Impedanz des äquivalenten modalen Netzwerkes (siehe Abb. 3)

$$Z_{ij} \approx \frac{1}{j\omega C_{DC}} + j\omega L_{ij} + \sum_{n=1}^{N_0} \frac{v_n^j v_n^i}{j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n}}. \quad (17)$$

Dieses Foster-Ersatzschaltbild kann in jede Netzwerksimulationsumgebung eingebettet und für Zeit- und Frequenzbereichsimulationen bei beliebiger Beschaltung (ak-



**Abb. 3:** Foster-Ersatzschaltbild einer verlustlosen, inhomogenen Leitung mit dem Induktivitätsnetzwerk zur Konvergenzbeschleunigung



tiv/passiv, linear/nichtlinear) genutzt werden. Die maximale Anzahl an Moden  $N_0$  sollte mindestens alle innerhalb der Bandbreite  $\omega_{max}$  resonanten Moden berücksichtigen. Eine gute Abschätzung der Modellordnung bezüglich der Bandbreite ist in [5] angegeben:

$$N_0 > \frac{l\omega_{max}}{\pi} \max_{x \in [0,l]} \left\{ \sqrt{L'(x)C'(x)} \right\}. \quad (18)$$

### 3.2 Berücksichtigung der Abstrahlung

Das in Abb. 3 präsentierte Netzwerkmodell ist innerhalb der Modellgrenzen der Leitungstheorie gültig [4]. Bezogen auf die Bandbreite reduziert sich aber mit zunehmender Inhomogenität der Leitung der Gültigkeitsbereich aufgrund zunehmender Abstrahlung. Um auch die Abstrahlung im Modell zu berücksichtigen, wird unter der Annahme geringer bis hin zu moderaten Strahlungsverlusten das abgestrahlte Feld des dominierenden Modes  $n$  bei Resonanz ( $\omega = \omega_n$ ) im Fernfeld berechnet. Die entsprechende abgestrahlte modale Leistung  $P_{rad,n}$  bestimmt den modalen Gütefaktor

$$Q_n = \frac{\omega_n W_{e,n}}{P_{rad,n}}. \quad (19)$$

$W_{e,n}$  ist hierbei die elektrische Energie in der modalen Kapazität  $C_n$ . Schließlich können durch das Hinzufügen des modalen Leitwertes (siehe Abb. 4)

$$G_n = \frac{\omega_n C_n}{Q_n} \quad (20)$$

in jedem Resonanzkreis die Strahlungsverluste eingearbeitet werden [4]. Die abgestrahlte modale Leistung ergibt sich nach [9] durch die Integration des modalen elektrischen Feldes  $\mathbf{E}_n$  über eine Kugel  $S_F(R)$  im Fernfeld mit dem Radius  $R$

$$P_{rad,n} = \frac{1}{2Z_w} \iint_{S_F(R)} |\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{e}_\theta|^2 + |\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{e}_\phi|^2 dS_F. \quad (21)$$

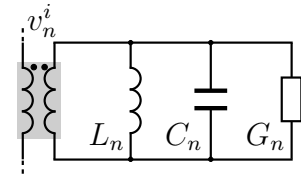
$Z_w = \sqrt{\mu/\varepsilon}$  ist hierbei der Feldwellenwiderstand. Das elektrische Feld des  $n$ . Modes bestimmt sich wiederum durch [9]

$$\mathbf{E}_n(\mathbf{r}) \approx -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \int_s I_n(\mathbf{r}') \mathbf{e}_s e^{jk(\mathbf{r}' \cdot \mathbf{e}_r)} ds, \quad (22)$$

mit der Wellenzahl  $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ , dem Aufpunkt  $\mathbf{r}$ , dem entsprechenden Einheitsvektor  $\mathbf{e}_r$  und dem Quellpunkt  $\mathbf{r}'$ . Der Einheitsvektor des Stromes entlang des Pfades  $s$  ist gegeben durch  $\mathbf{e}_s$ . Um schließlich die modale Stromverteilung  $I_n(x)$  zu bestimmen, wendet man auf die Spannungsverteilung aus Gl. (12) im Rahmen des FD-Ansatzes die Leitungsgleichung (1) an. Der resultierende Stromvektor

$$(\mathbf{I}) = \sum_{n=1}^{N-1} (\mathbf{I}_n) = \sum_{n=1}^{N-1} I_j \frac{v_n^j}{C_n(\omega_n^2 - \omega^2)} [\tilde{\mathbf{S}}_L](\mathbf{v}_n) \quad (23)$$

ergibt sich aus der Summe der modalen Ströme  $(\mathbf{I}_n)$ .  $[\tilde{\mathbf{S}}_L]$  bezeichnet eine weitere Matrix von reziproken Induktivitäten. Da im statischen Fall der Strom verschwindet, wird der Term für  $n = 0$  in Gl. (23) vernachlässigt. Entnimmt man aus der Stromsumme (23) den  $n$ . Term und berücksichtigt die Trajektorie der Leitung im Koordinatensystem gemäß Abb. 2, kann das



**Abb. 4:** Erweiterung eines modalen Resonanzkreises (Abb. 3) durch  $G_n$  zur Berücksichtigung der Strahlungsverluste

Integral (22) ausgewertet werden. Außerdem kann durch Superposition der modalen Felder das gesamte abgestrahlte elektrische Feld der Leitung berechnet werden:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{E}_n = \sum_{n=1}^{N-1} \frac{j\omega I_j v_n^j}{C_n(\omega_n^2 - \omega^2)} [\mathbf{A}][\tilde{\mathbf{S}}_L](\mathbf{v}_n). \quad (24)$$

$[\mathbf{A}]$  bezeichnet die Transformationsmatrix von der Stromverteilung zum Fernfeld. Diese Matrix muss lediglich für eine gegebene Leitungsgeometrie einmalig aufgestellt werden. Setzt man schließlich  $\mathbf{E}_n$  aus (24) in Gl. (21) ein und approximiert das Integral durch eine Doppelsumme, erhalten wir den modalen Gütefaktor

$$Q_n = \frac{\omega_n C_n Z_w}{R^2 \tilde{P}_n}, \quad (25)$$

mit

$$\tilde{P}_n = \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^Q \left( \left| ([\mathbf{A}(\theta_q, \phi_p)][\tilde{\mathbf{S}}_L](\mathbf{v}_n)) \cdot \mathbf{e}_\theta \right|^2 + \left| ([\mathbf{A}(\theta_q, \phi_p)][\tilde{\mathbf{S}}_L](\mathbf{v}_n)) \cdot \mathbf{e}_\phi \right|^2 \right) \sin \theta_q \Delta\theta \Delta\phi. \quad (26)$$

$P$  bezeichnet hierbei die Anzahl der Stützstellen des Feldes in  $\phi$ -Richtung mit dem Abstand  $\Delta\phi$  und  $Q$  repräsentiert das Gleiche für  $\theta$ .

#### 4 Validierungsbeispiel

Zur Validierung unseres modalen Netzwerkmodells betrachten wir einen asymmetrischen Bondraht mit dem Radius  $r = 1 \mu\text{m}$  und der Länge  $l = 1 \text{ cm}$ , der sich über einer ideal leitfähigen Massefläche befindet (Abb. 5). Die Leitungsgeometrie lässt sich mit einer entsprechenden Splinefunktion

$$h(x) = h_{min} + a(x-l) + b(x-l)^2 + c(x-l)^3 \quad (27)$$

mit  $h_{min} = 30 \mu\text{m}$  modellieren. Wenn bei  $x_{max} = 0,325l$  die maximale Höhe  $h_{max} = 1,75 \text{ mm}$  ist, sind die Parameter gegeben durch  $a = 0,06 \text{ m}^{-1}$ ,  $b = 131,312 \text{ m}^{-2}$  und  $c = 12509 \text{ m}^{-3}$ . Mit [4] und unseren Definitionen aus (4) und (6) sind die Leitungsparameter

$$C'(x) = \frac{C'_h(x)}{\cos(\alpha(x))} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\text{arcosh}\left(\frac{h(x)}{r}\right) \cos(\alpha(x))} \quad (28)$$

$$L'(x) = \frac{L'_h(x)}{\cos(\alpha(x))} = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{\text{arcosh}\left(\frac{h(x)}{r}\right)}{\cos(\alpha(x))}.$$

Eine kommerzielle Vollwellensimulation, die zusätzlich noch eine Reduktion der Modellordnung beinhaltet, dient als Referenz [10]. Bei der Implementierung des 3D Modells werden die Ports an den Leitungsenden durch vertikale, elektrisch kurze Drähte modelliert. Um diese Vertikalsegmente auch in unserem Modell einzubeziehen, können sie nach [11] durch ein äquivalentes Leitungsmodell berücksichtigt werden, das als  $\pi$ -Ersatzschaltbild dargestellt werden kann.

Zunächst betrachten wir die Eingangsimpedanz  $Z_{11}$  der Leitung. Die Bandbreite beträgt  $f_{max} = 100 \text{ GHz}$  und somit ergeben sich mit Gl. (18) für das Foster-Ersatzschaltbild  $N_0 = 15$

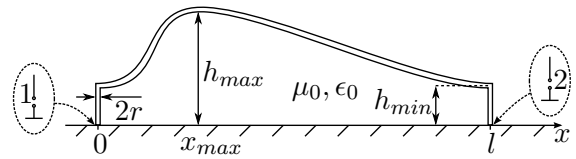
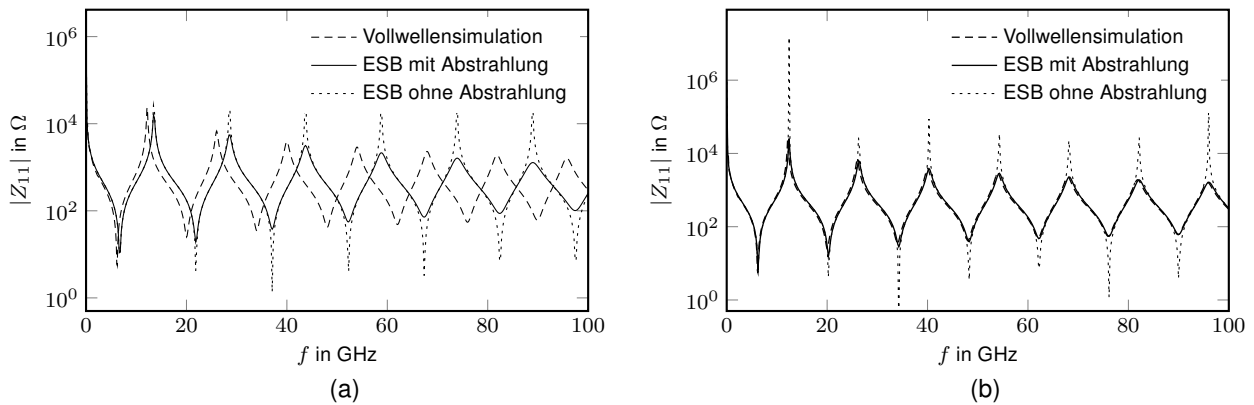
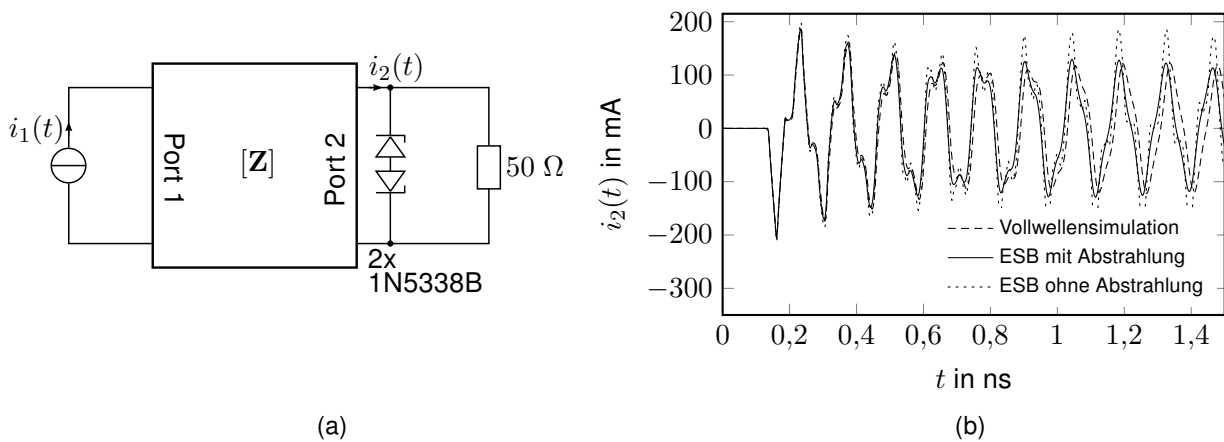


Abb. 5: Bondraht über einer ideal leitfähigen Masseebene

Moden. Anhand der Abb. 6(a) stellt man fest, dass die herkömmliche Definition der Leitungsparameter zu falschen Ergebnissen führt. Dahingegen werden mit der überarbeiteten Definition der Leitungsparameter (4) und (6) für inhomogene Leitungen sehr gute Ergebnisse erzielt (Abb. 6(b)). Weiterhin zeigen die Ergebnisse in Abb. 6(b), dass auch die Strahlungsverluste nicht vernachlässigbar sind, da beim Netzwerk ohne Abstrahlung große Abweichungen im Bereich der Maxima und Minima auftreten. Durch die Erweiterung des Netzwerkes durch die modalen Leitwerte wird die Abstrahlung berücksichtigt und die Übereinstimmung mit der Vollwellensimulation kann als sehr gut bezeichnet werden.



**Abb. 6:** Betrag der Eingangsimpedanz **(a)** Modales Netzwerk ( $N_0 = 15$ ) mit den herkömmlichen Leitungsparametern, **(b)** Modales Netzwerk ( $N_0 = 15$ ) mit der neuen Definition der Parameter aus (4) und (6)



**Abb. 7:** **(a)** Leitungsmodell mit Anregung an Port 1 und nichtlinearer Beschaltung an Port 2 für die Zeitbereichssimulation und **(b)** Stromantwort  $i_2(t)$  an Port 2

Um schließlich die Einsetzbarkeit unseres modalen Ersatzschaltbildes für inhomogene und abstrahlende Leitungen auch im Zeitbereich zu demonstrieren, wird Port 2 durch eine Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes mit zwei antiserial verschalteten Zener-Dioden nichtlinear abgeschlossen (Abb. 7(a)). Port 1 wird dabei durch einen Dreieckstimpuls mit einer Anstiegs- und Fallzeit von  $\tau_r = 0,025$  ns und einer Amplitude von 0,1 A angeregt. Die Bandbreite des Pulses kann mit  $f_{max} \approx 1/\tau_r = 40$  GHz abgeschätzt werden, sodass eine Modenanzahl von  $N_0 = 7$  für unser modales Ersatzschaltbild resultiert (Gl. (18)). Anhand der Abb. 7(b) stellt man fest, dass die Stromantwort des verlustbehafteten Netzwerkmodells (mit Abstrahlung) sehr gut mit der Referenzsimulation übereinstimmt. Aufgrund der Abstrah-

lung muss das transiente Verhalten zusätzlich gedämpft sein. Das verlustlose Modell (ohne Abstrahlung) spiegelt dieses Verhalten nicht wider.

## 5 Zusammenfassung

In unserem Beitrag wurde eine inhärent passive und stabile Foster-Ersatzschaltbildarstellung für inhomogene und abstrahlende Leitungen präsentiert und erfolgreich validiert. Hierbei wurde im Vorfeld erstmalig ein allgemeiner Ausdruck für die Leitungsparameter inhomogener Leitungen entwickelt. Das zunächst verlustlose modale Ersatzschaltbild geht dabei direkt aus der Eigenvektorentwicklung der Portimpedanz hervor. Es basiert auf ein entsprechendes Eigenwertproblem, welches einmalig für eine gegebene Geometrie gelöst werden muss. Eine Konvergenzbeschleunigung des Modells wird durch ein Netzwerk gekoppelter Induktivitäten erzielt. Die Strahlungsverluste werden nachträglich durch modale Leitwerte in dem Netzwerk eingearbeitet, indem die modalen Fernfelder berechnet werden. Somit wird der Gültigkeitsbereich des Modells über die Modellgrenzen der Leitungstheorie hinaus erweitert. Unser Ersatzschaltbild lässt sich als Netzliste in jede SPICE-ähnliche Simulationsumgebung einbetten. Dort kann es als Teilsystem beliebig beschaltet (aktiv/passiv, linear/nichtlinear) und für Simulationen im Zeit- und Frequenzbereich verwendet werden. Die Modellordnung (Anzahl der Moden) kann dabei bezogen auf die notwendige Bandbreite sicher abgeschätzt werden. Der Vergleich zu einer weitaus aufwendigeren Vollwellensimulation und anschließender Reduktion der Modellordnung, die von einem kommerziellen Simulationsprogramm durchgeführt wird, demonstriert die hohe Effizienz und Genauigkeit, sowie die Vielseitigkeit unseres modalen Netzwerkmodells.

## Literatur

- [1] Paul, C.R. ; Sons, John Wiley (Hrsg.): *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. 2. Hoboken, NJ, 2008
- [2] Gad, E.: Circuit-Based Analysis of Electromagnetic Field Coupling With Nonuniform Transmission Lines. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 50 (2008), February, Nr. 1
- [3] Antonini, G.: Spectral Models of Lossy Non-Uniform Multiconductor Transmission Lines. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 54 (2012), April, Nr. 2, S. 474–481
- [4] Ramo, S. ; Whinnery, J.R. ; Duzer, T. van: *Fields and Waves in Communication Electronics*. 3. John Wiley & Sons, Inc., 1993
- [5] Südekum, S. ; Mantzke, A. ; Leone, M.: Efficient Modal Network Model for Nonuniform Transmission Lines Including Field Coupling. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 58 (2016), August, Nr. 4, S. 1359–1366
- [6] Taflove, A.: *Computational Electrodynamics - The Finite-Difference Time-Domain Method*. Artech House, Inc., 1995
- [7] Parlett, B. N. ; O'Malley, R. E. (Hrsg.): *The Symmetric Eigenvalue Problem*. SIAM, 1998
- [8] Foster, R. M.: A Reactance Theorem. In: *Bell System Technical Journal* 3 (1924), S. 259–267
- [9] Balanis, C. A.: *Antenna Design - Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2005
- [10] Computer Simulation Technology (CST): *CST Microwave Studio*. Online, 2017. – [www.cst.com](http://www.cst.com)
- [11] Jordan, E. C. ; Balmain, K. G.: *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. Prentice-Hall, Inc., 1968

# **Anpassung der Teileitermethode auf 3-D-Freileitungsmodelle zur Berechnung der induktiven Beeinflussung**

M.Sc. Fabian Wießner, FTZ Leipzig e.V.

Prof. Dr.-Ing. Faouzi Derbel, HTWK Leipzig, Institut für Elektrische Energietechnik

Dr.-Ing. Christian Rückerl, BG ETEM

## **1 Problembeschreibung**

Bedingt durch die Energiewende und dem damit verbundenen Netzausbau ist es immer häufiger notwendig Montagearbeiten auf Freileitungsmasten in der Nähe von unter Spannung stehenden Leitern durchzuführen. Die dabei auftretende induktive und kapazitive Beeinflussung durch elektrische und magnetische Felder muss als Gefährdung für das Montagepersonal berücksichtigt werden. In der Vergangenheit wurden Freileitungsmodelle zumeist nur mit 2-D-Modellen berechnet, wobei die Parameter der Freileitung als konstant angenommen wurden [1]. In der Realität haben die Masten jedoch unterschiedliche Erdausbreitungswiderstände, die Bodenleitfähigkeit entlang der Freileitung ändert sich und die Anordnung der Leiterseile variiert (z.B. Leiterfolgenwechsel und verschiedene Masttypen). In der Praxis werden Beeinflussungsrechnungen häufig nach [2,3,4] durchgeführt. Dabei wird die schirmende Wirkung der Erdseile und anderer leitfähiger Objekte in der Umgebung nur im Fehlerfall mit Reduktionsfaktoren berücksichtigt. Geht man davon aus, dass kein Fehlerfall vorliegt, so wird diese Wirkung in [2] nicht berücksichtigt. Da die Ströme in den Erdseilen eine zusätzliche Spannung induzieren, kann die gesamte Spannung geringer oder sogar höher im Vergleich zum Modell nach [2] sein. Insbesondere die Phasenlage der Ströme in den Erdseilen spielt eine entscheidende Rolle. In einem 2-D-Modell werden die Ströme in den Erdseilen als konstant angenommen. In der Realität ist dies nicht der Fall, weil die Leiter des aktiven Systems verdreht werden und sich dadurch die Phasenlage der Ströme in den Erdseilen ändert. Es soll deshalb eine Methode gezeigt werden, mit welcher die Beeinflussung bei beliebig angeordneten Leiterstrukturen berechnet werden kann. Gefährdung des Montagepersonals durch hohe induzierte Berührungsspannungen. Erwärmung von Leitern (EUK) durch hohe Ströme infolge Induktion. Damit ist es möglich, vor Beginn der Montagearbeiten Gefährdungen für das Montagepersonal durch induzierte Spannungen (fließende Ströme) zu berechnen. Dafür wird die Teileitermethode aufbauend auf [5,6] für dreidimensionale Anordnungen erweitert. Die Vorgehensweise wird für ein Berechnungsbeispiel gezeigt.

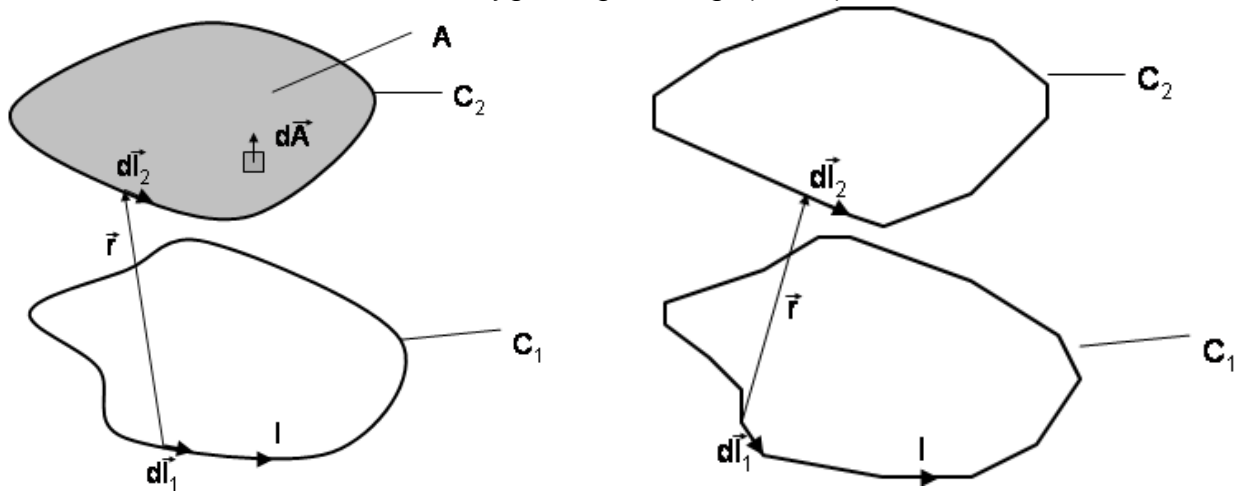
## **2 Berechnen von Strömen endlich langer und vermaschter Leiterstrukturen**

Die Berechnung der induzierten Spannungen, welche bei den Montagearbeiten zu Gefährdungen für das Montagepersonal durch zu hohe Berührungsspannungen (fließende Ströme) führen würde, wird unter Verwendung eines Modells aus konzentrierten Elementen durchgeführt. Die Impedanzen des Modells bestehen jeweils aus dem ohmschen Widerstand des Elements, der Eigeninduktivität des Elements und der Gegeninduktivität zu allen anderen Elementen des Modells. Die Leiterbündel einer Freileitung

sind im Betrieb nicht mit dem Erdseil bzw. mit dem LWL galvanisch verbunden. Jedoch sind die Leiterbündel über Kopplungsmechanismen mit dem Erdseil bzw. mit dem LWL verbundenen, um die Wirkung der elektromagnetischen Induktion darzustellen. So verursacht zum Beispiel der Strom in einem Element eine induzierte Spannung in einem anderen Element. Folgend wird auf die Berechnung der einzelnen konzentrierten Elemente eingegangen und der Aufbau des Berechnungsmodells beschrieben.

## 2.1 Allgemein für Linienleiter

Zum Bestimmen der induzierten Spannungen wird das Vektorpotenzial verwendet. Hierbei wird davon ausgegangen, dass in einer Leiterschleife  $C_1$  ein Strom  $I$  fließt. Der magnetische Fluss, welcher aus dem Strom in der Leiterschleife  $C_1$  resultiert, induziert eine Spannung in die Leiterschleife  $C_2$ . Zur Bestimmung der Gegeninduktivitäten beliebiger Leiterschleifen werden diese in Polygonzüge zerlegt (Bild 1).



**Bild 1:** Leiterschleife zur Berechnung der Gegeninduktivität (links), diskretisierte Leiterschleife zur Berechnung der Gegeninduktivität (rechts)

Diese Teilleiterstücke sind jeweils sehr kurze gerade Leiterstücke. Die Genauigkeit der Berechnung kann erhöht werden, je kleiner diese Teilleiterstücke zerlegt werden. Die Induktivität wird aus der Summe aller Teilinduktivitäten der Teilleiterstücke bestimmt. Dies ist gültig, obwohl sich die magnetischen Flüsse der Teilleiterstücke ins Unendliche ausbreiten. Durch die Flussüberlagerungen heben sich die unendlichen Teile des magnetischen Flusses auf und es bleibt ein endlicher Anteil. Über das Vektorpotenzial und den Satz von Stokes ergibt sich die Formel für die äußere Induktivität zweier Leiterschleifen  $C_1$  und  $C_2$ . Somit gilt für die Kopplungsinduktivität  $M_{12}$  (1).

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\vec{s}_1 d\vec{s}_2}{\|\vec{r}_1 - \vec{r}_2\|} \quad (1)$$

Zur Bestimmung der induktiven Einkopplung wird das Umlaufintegral aus (1) in  $n$  mal berechenbare Integrale zerlegt. Dafür wird die Ausrichtung der Leiterstücke wie in Bild 3 verwendet. Das Vektorelement  $ds_1$  wird dabei zum Teilleiterstück differentieller Länge  $dx$ . Das Vektorelement  $ds_2$  wird rechtwinklig auf  $dx$  projiziert und ist damit der Kosinus des Zwischenwinkels beider Leiterstücke multipliziert mit dem Teilleiterstückelement  $dt$ . Somit gilt für die Gegeninduktivität zweier Leiterschleifen (2) und für die Gegeninduktivität zweier endlich langer Leiterstücke gilt (3).

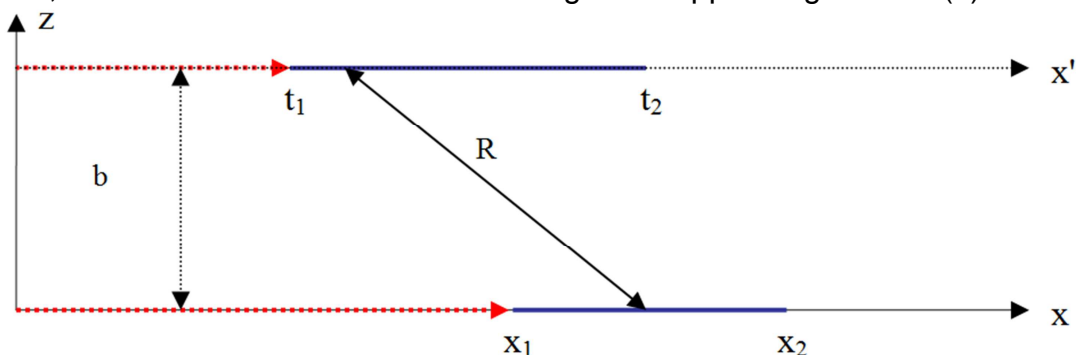
$$M_{12} = \sum_n \sum_m L_{nm} \quad (2)$$

$$L_{nm} = \frac{\mu_0 \cdot \cos(\delta_{nm})}{4\pi} \int_{t_1}^{t_2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{dxdt}{R_{nm}(x,t)} \quad (3)$$

Die Funktion  $R_{nm}(x,t)$  aus (3) ist die Abstandsfunktion der Geraden  $x$  und  $t$ , auf denen die beiden Leiterstücke liegen. Die Integrationsgrenzen  $x_1$ ,  $t_1$ ,  $x_2$  und  $t_2$  ergeben sich jeweils aus dem Anfang und dem Ende der Leiterstücke. Da eine allgemeine Lösung des Doppelintegrals nur numerisch ermittelt werden kann, wird die Lösung lediglich für die Modelle von parallelen und windschiefen Leitern beschrieben. Um alle beliebigen Anordnungen berechnen zu können, werden die Anordnungen, unter Verwendung der später beschriebenen Koordinatentransformation, in eines der bestimmten Modelle gefasst.

## 2.2 Gegeninduktivität von paralleler Leiter

Die induktive Einkopplung zwischen zwei parallelen Leitern, welche in Bild 2 dargestellt wird, ist der einfachste Fall für die Lösung des Doppelintegrals aus (3).



**Bild 2:** Modell zur Berechnung der Gegeninduktivität paralleler endlich langer Leiter

Für den Fall, dass der Zwischenwinkel der beiden Leiterstücke null Grad oder 180 Grad beträgt und der Abstand  $b$  zwischen den beiden Leitern ungleich null ist, gilt für die Abstandsfunktion  $R$  (4).

$$R = \sqrt{b^2 + (t-x)^2} \quad (4)$$

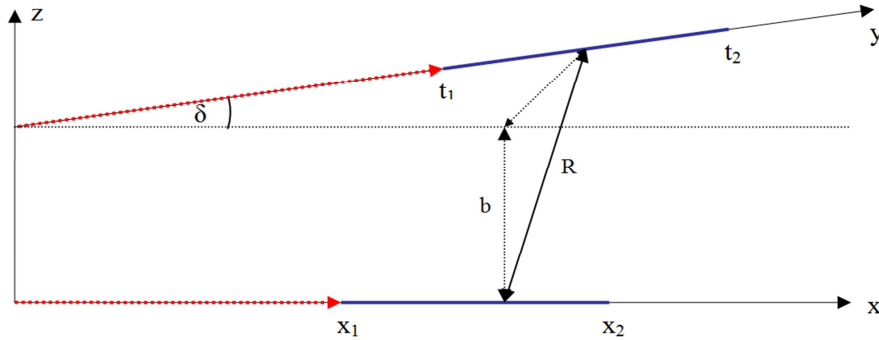
Das Lösen des Doppelintegrals aus (3) liefert die analytische Lösung für die Kopplungsinduktivität zwischen zwei parallelen Leitern und ergibt sich zu (5).

$$L_{nm} = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \sum_{u=1}^2 \sum_{v=1}^2 (-1)^{u+v} \cdot \left\{ -(x_v - t_u) \cdot \operatorname{ar sinh} \left( \frac{x_v - t_u}{b} \right) + \sqrt{b^2 + (x_v - t_u)^2} \right\} \quad (5)$$

## 2.3 Gegeninduktivität von windschiefen Leitern

Die Bestimmung der Gegeninduktivität zweier endlicher windschief zueinander liegender Teilleiterstücke ist die allgemeine Lösung (3). Hierbei wird es nötig, die Abstandsfunktion  $R$  so weit wie möglich zu vereinfachen, da sonst die Lösung des Doppelintegrals aus (3) zu aufwendig wäre. Deshalb wird für die Ermittlung der Abstandsfunktion  $R$  ein passendes Modell entwickelt. Dies geschieht unter Verwendung der später betrachteten Koordinatentransformation. Es wird angenommen, dass sich die beiden Geraden, auf denen die jeweiligen Leiterstücke liegen, in planparallelen Ebenen zueinander befinden. Die Verbindung der beiden Geraden, welche orthogonal zu den beiden Ebenen liegen, wird als  $z$ -Achse definiert. Die beiden Richtungsvektoren der Geraden sind die  $x$ - und  $y$ -Achse des Koordinatensystems. Zur Bestimmung des Zwischenwinkels  $\delta$  zwischen den

beiden Geraden wird das Skalarprodukt beider Richtungsvektoren genutzt. Daraus ergibt sich die in Bild 3 dargestellte Leiteranordnung.



**Bild 3:** Modell zur Berechnung der Gegeninduktivität windschiefer endlich langer Leiter

Die Variable  $b$  ist der Abstand zwischen den beiden planparallelen Ebenen, in denen die Leiterstücke liegen. Daraus folgt die Abstandsfunction  $R$  (6) der windschief zueinander liegenden Leiterstücke.

$$R = \sqrt{b^2 + x^2 + t^2 - 2 \cdot t \cdot \cos(\delta)} \quad (6)$$

Durch das Lösen des Doppelintegrals aus (3) mit der eingesetzten Abstandsfunction  $R$  (6) für  $R_{nm}$  ergibt sich die Berechnungsfunktion der Gegeninduktivität für windschiefe Leiter (7).

$$L_{nm} = \frac{\mu_0 \cdot \cos(\delta_{nm})}{4\pi \cdot \sin(\delta_{nm})^2} \cdot \sum_{u=1}^2 \sum_{v=1}^2 (-1)^{\mu+v} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \cos(\delta_{nm}) \cdot z_{uv} (\ln(|z_{uv}|) - 1) + \\ \left[ \begin{array}{l} cs_{uv} \cdot (\ln(|z_{uv}|) - 1) + c_v \cdot \ln \left( \frac{|cs_{uv} + z_{uv} - c_v|}{|\sqrt{-d} - c_v|} \right) \end{array} \right] \\ \pm \left[ \begin{array}{l} +\sqrt{d} \cdot \left( \arcsin \left( \frac{-c_v \cdot z_{uv} - d}{z_{uv} \cdot \sqrt{c_v^2 + d}} \right) + \frac{2}{\pi} \right) \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (7)$$

Die Variablen  $d$ ,  $c_v$ ,  $cs_{uv}$  und  $z_{uv}$  (8-11) sind Substitutionen, welche sich beim Lösen des Doppelintegrals (3) ergeben. Diese werden wegen der besseren Darstellung nicht eingesetzt.

$$d = b^2 \cdot \sin^2(\delta_{nm}) \quad c_v = x_v \cdot \sin^2(\delta_{nm}) \quad cs_{uv} = \sqrt{z_{uv}^2 - 2c_v z_{uv} - d} \quad (8 - 11)$$

$$z_{uv} = \sqrt{t_u^2 + x_v^2 - 2x_v t_u \cos(\delta_{nm}) + b^2 - t_u \cdot \cos(\delta_{nm}) + x_v}$$

Das Vorzeichen des Summanden der Berechnungsfunktion der Gegeninduktivität (7) ist eine Fallunterscheidung und kann durch das Auflösen der Substitutionsvariable  $z_{uv}$  (11) nach der Grenze des Doppelintegrals  $t_u$  (6) bestimmt werden. Diese Umstellung der Wurzelfunktion liefert zwei Lösungen für Grenze  $t_u$ . Das Vorzeichen des Summanden der Berechnungsfunktion (7) ist somit, das Vorzeichen der Wurzel, der mit der Grenze  $t_u$  übereinstimmenden Lösung.

## 2.4 Koordinatentransformation zum Berechnen der Gegeninduktivität beliebig angeordneter Leiter

Die Gegeninduktivität zweier Leiterstücke aus (3) ist unabhängig von der Lage im Raum. Diese ist lediglich von der Lage der beiden Leiterstücke zueinander abhängig. Daher ist es möglich, beliebige Leiteranordnungen in die gewünschte Leiteranordnung aus Bild 3



zu überführen. Dazu werden die Einheitsvektoren des neuen Koordinatensystems (12-14) gebildet, mit welchen die invertierte Einheitsvektormatrix (15) gebildet wird.

$$\vec{x}'_e = \frac{\vec{x}_2 - \vec{x}_1}{|\vec{x}_2 - \vec{x}_1|} \quad \vec{y}'_e = \frac{\vec{t}_2 - \vec{t}_1}{|\vec{t}_2 - \vec{t}_1|} \quad \vec{z}'_e = \frac{\vec{x}'_e \times \vec{y}'_e}{|\vec{x}'_e \times \vec{y}'_e|} \quad (12-14) \quad T = \begin{pmatrix} x'_{ex} & y'_{ex} & z'_{ex} \\ x'_{ey} & y'_{ey} & z'_{ey} \\ x'_{ez} & y'_{ez} & z'_{ez} \end{pmatrix}^{-1} \quad (15)$$

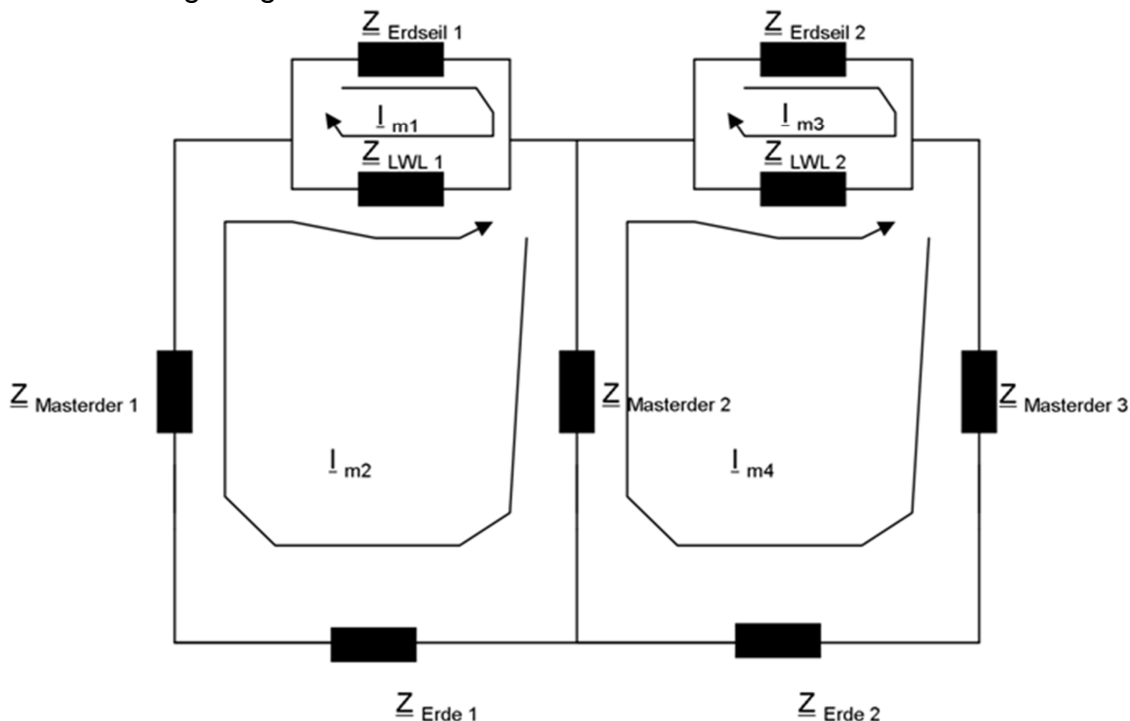
Für das neue Koordinatensystem ist es nötig, einen Ursprung festzulegen. Dafür wird der Schnittpunkt S der Geraden, welche durch den kürzesten Abstand der Geraden x und t verläuft, und der Geraden, auf der das Leiterstück x liegt, gewählt. Somit ergeben sich für die neuen Koordinaten (16-19).

$$\vec{x}'_1 = T \cdot (\vec{x}_1 - \vec{S}) \quad \vec{x}'_2 = T \cdot (\vec{x}_2 - \vec{S}) \quad \vec{t}'_1 = T \cdot (\vec{t}_1 - \vec{S}) \quad \vec{t}'_2 = T \cdot (\vec{t}_2 - \vec{S}) \quad (16-19)$$

Die Vektoren  $x_1'$  und  $x_2'$  besitzen kein  $y_e'$  und  $z_e'$  Anteil. Der  $x_e'$  Anteil der Vektoren  $x_1'$  und  $x_2'$  ist die Lage auf der x - Achse in Bild 3. Die Vektoren  $t_1'$  und  $t_2'$  besitzen keinen  $x_e'$  Anteil. Der  $y_e'$  der Vektoren  $t_1'$  und  $t_2'$  liefert die Lage der Punkte auf der y-Achse in Bild 3 und der  $z_e'$  den geringsten Abstand b. Mit den in (16 - 19) bestimmten Parametern kann die Gegeninduktivität zweier Teilleiter mit (7) berechnet werden.

## 2.5 Induktive Kopplung bei galvanisch gekoppelten Maschen

Die induktive Kopplung bei galvanisch gekoppelten Maschen kann ebenfalls mit (2) berechnet werden, unter Einschränkung der gemeinsam durchflossenen Leiterstücke. Diese müssen mit dem Model in Bild 3 unter Verwendung des mittleren geometrischen Abstandes von sich selbst nach [7] berechnet werden. Im nächsten Bearbeitungsschritt werden alle unabhängigen Stromaschen im Gesamtmodell definiert. Ein Beispiel dafür wird in Bild 4 gezeigt.



**Bild 4:** Beispiel zum Festlegen der Maschenströme

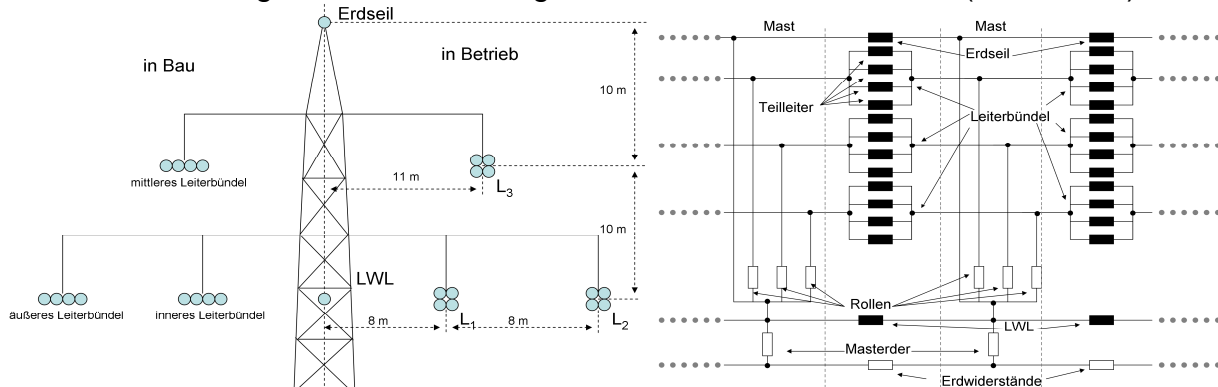
Bild 4 zeigt eine Möglichkeit für das Festlegen der Stromaschen entlang dem Erdseil und dem LWL an einem Beispiel für drei Masten. Der Ausschnitt beinhaltet vier Stromaschen ( $I_{m1}$  bis  $I_{m4}$ ). Durch Überlagerung der Maschenströme ergeben sich die in den

einzelnen Elementen fließenden Ströme und daraus die resultierenden Spannungen. Sind alle Gegeninduktivitäten zwischen den einzelnen Maschen bestimmt, so können mit dem linearen Gleichungssystem (20) alle Ströme und Spannungen in den Maschen des Berechnungsmodells bestimmt werden. In (20) steht somit in der Hauptdiagonale der Maschenimpedanzmatrix  $Z_m$  die Summe der Impedanzen der jeweiligen Masche. Die Nebendiagonalen der Maschenimpedanzmatrix  $Z_m$  in (20) beinhalten die induktiven und galvanischen Kopplungen zwischen den jeweiligen Maschen. Diese können wie in (9) für die Kopplung zwischen den Maschen bestimmt werden.

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_{m1} \\ \underline{U}_{m2} \\ \underline{U}_{m3} \\ \vdots \\ \underline{U}_{mn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{Z}_{m11} & \underline{Z}_{m12} & \underline{Z}_{m13} & \cdots & \underline{Z}_{m1n} \\ \underline{Z}_{m21} & \underline{Z}_{m22} & \underline{Z}_{m23} & \cdots & \underline{Z}_{m2n} \\ \underline{Z}_{m31} & \underline{Z}_{m32} & \underline{Z}_{m33} & \cdots & \underline{Z}_{m3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Z}_{mn1} & \underline{Z}_{mn2} & \underline{Z}_{mn3} & \cdots & \underline{Z}_{mnn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_{m1} \\ \underline{I}_{m2} \\ \underline{I}_{m3} \\ \vdots \\ \underline{I}_{mn} \end{pmatrix} \quad \underline{Z}_{m12} = -\underline{Z}_{LWL1} + j\omega M_{12} \quad (20 - 21)$$

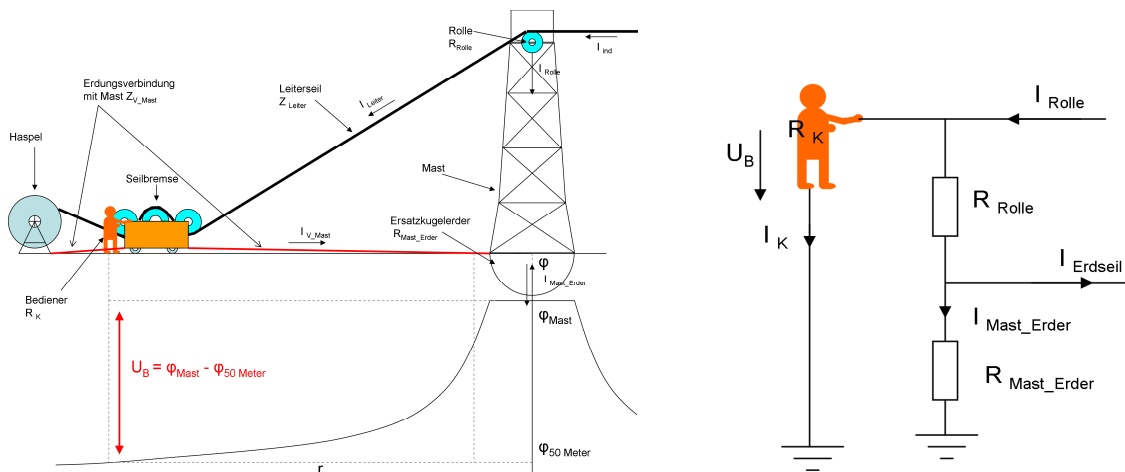
### 3 Berechnung der Berührungsspannung an der Zugtechnik während der Montage von Leiterbündel via Seilzug

Bei der Montage von Leiterbündel einer Freileitung, bei der das benachbarte Leitersystem in Betrieb ist, kommt es zu sehr hohen induzierten Spannungen und daraus resultierenden hohen Ströme in den geerdeten Leiterbündeln. Die Berührungsspannung an der Seilzugtechnik kann mit den in 2 beschriebenen Berechnungsverfahren bestimmt werden. Die Freileitungsmasten im Seilzugabschnitt sind Donaumasten (Bild 5 links).



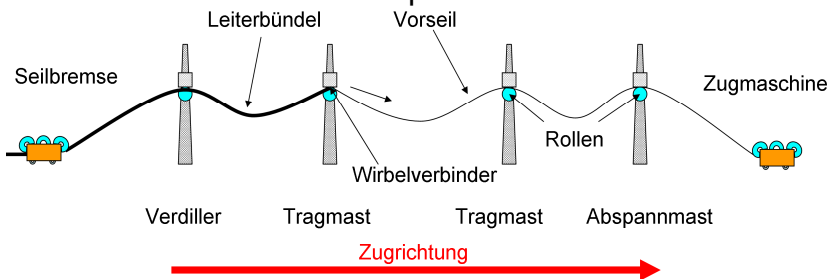
**Bild 5:** Mastbild der Freileitung (links), Ausschnitt aus dem konzentrierten Elemente - Modell geerdeter Leiter zweier Freileitungsmasten (rechts)

Auf dem Freileitungsmast befindet sich ein Leitersystem, welches mit einem maximalen Strom von 3,6 kA in Betrieb ist, ein Erdseil, ein LWL (Leitungsparameter gleich mit Erdseil) und das in Bau befindliche Leitersystem, welche über Laufräder der an den Masten geerdet sind. In Bild 5 (rechts) ein Ausschnitt aus dem konzentrierte Elemente - Modell des geerdeten Leitersystems dargestellt, in welche das sich im Betrieb befindende Leitersystem eine Spannung induzierte. Anlog zu Bild 4 werden die Strom-Maschen in dem Modell festgelegt und mit (20) berechnet. Aus den berechneten Ströme kann die Berührungsspannung an den Windenplätzen berechnet werden, wo sich die Seilzugtechnik (Seilwinden) für die Montage via Seilzug befindet. Die Berührungsspannungen den Windenplätzen ergeben sich aus Spannungsfall über den Laufräder der Seilzugrolle und dem Anteil des Potentials des Freileitungsmasten (Bild 6).



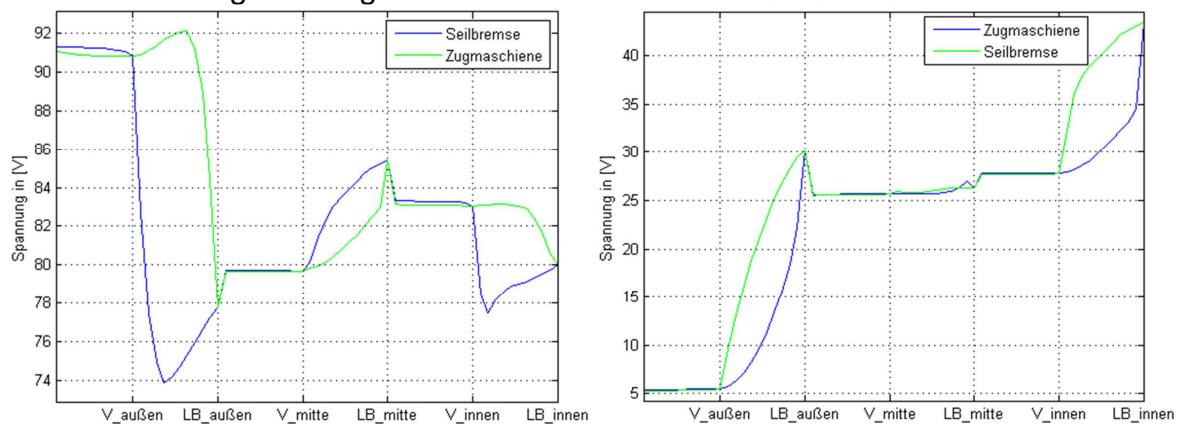
**Bild 6:** Potenzialtrichter am Windenplatz der Seilbremse (links), Zusammensetzung der Berührungsspannung an der Seilbremse (rechts)

Beim Seilzug werden mit einem Vorseil aus Stahl die Leiterseile des jeweiligen Leiterbündels entlang des Seilzugabschnittes gezogen (Bild 7). Im Modell mit konzentrierten Elementen werden daher Impedanzen des Vorseils durch die des Leiterbündels ersetzt.



**Bild 7:** Veranschaulichung der Seilzugrichtung vom Verdrillungsmast zu Abspannmast

Damit kann die Berührungsspannung für jeden Zeitpunkt während des Seilzuges der Leiterbündel berechnet werden. Die Fragestellung, ob die in Bild 7 dargestellt Seilzugrichtung oder die Seilzugrichtung vom Abspannmast zum Verdrillungsmast im Bezug auf die resultierenden Berührungsspannungen am Windenplatz die günstigere ist, kann mit dem Berechnungsmodell geklärt werden.



**Bild 8:** Berührungsspannung am Windenplatz beim Verdrillungsmast (links)/Abspannmast (rechts) Seilzugrichtung nach Bild 7 (blau), die entgegengesetzte Seilzugrichtung (grün)

In Bild 8 wird die Berührungsspannung während der gesamten Seilzugarbeiten gezeigt. Bei diesen Seilzugarbeiten wird zunächst das im Bild 5 links dargestellte äußere Vorseil von der Zugmaschine zur Seilbremse gezogen. Danach wird das äußere Leiterbündel von der Seilbremse zur Seilzugmaschine gezogen. Dies wird danach für das mittlere Vorseil und Leiterbündel und zuletzt für das innere Vorseil und Leiterbündel wiederholt. Im Bild 8 (links) ist zu erkennen, dass bereits vor Beginn der Seilzugarbeiten die Berüh-

rungsspannung am Verdrillungsmast deutlich erhöht ist. Dies liegt an den Strömen über das Erdseil und das LWL, welche sich durch den Wechsel der Leiterfolge am Verdrillungsmast über den Mast der abfließen müssen. Dadurch entsteht an diesem ein erhöhtes Potenzial. Des Weiteren kann in Bild 8 (links) erkannt werden, dass die Seilzugrichtung in Bild 7 die günstigere ist, da bei der entgegengesetzten Seilzugrichtung die Berührungsspannung am Verdrillungsmast beim Seilzug des ersten Leiterbündels ansteigt. Dies liegt an dem zusätzlichen Strom des gezogenen Leiterbündels, welches über das Erdseil und LWL abfließen muss und damit das Potenzial des Verdrillungsmastes erhöht. Die Seilzugrichtung hat auf die maximale Berührungsspannung des am anderen Ende des Seilzugabschnittes liegenden Abspannmastes (Bild 8 rechts) keinen Einfluss.

#### **4 Schlussfolgerungen und Ausblick**

Aus dem Berechnungsbeispiel wird deutlich, dass sich das vorgestellte Verfahren für die Berechnung von induzierten Spannungen von Hochspannungsfreileitungen eignet. Mit dem Modell kann der Einfluss von Erdungsmaßnahmen, Seilzugreihenfolge, Seilzugrichtung auf induzierte Spannungen (fließende Ströme) untersucht werden. Durch die Möglichkeit zur Berechnung der Berührungsspannung während des Seilzuges liefert das vorgestellte Berechnungsverfahren einen Beitrag zum Bewerten von möglichen Gefährdungspotenzialen beim Freileitungsbau oder anderen Montagearbeiten. Des Weiteren kann mit der 3-D-Teilleitermethode eine Vielzahl von andern Anwendungen berechnet werden, da durch die Möglichkeit des punktuellen sehr genauen Diskretisierens eine hohe Genauigkeit bei gleichzeitig überschaubarem Berechnungsaufwand möglich ist. Mögliche Anwendungsgebiete sind z.B. die Berechnung der Beeinflussung von Telekommunikationsanlagen oder die von Berechnung Stromwärmeverlusten durch Erdungsanlagen mit Berücksichtigung von Stromverdrängungseffekten

#### **Literaturangaben**

- [1] Pohlmann, Dörnemann: Aspekte der elektrischen Beeinflussung bei der Verlegung von Leiterseilen in der Nähe von in Betrieb befindlichen Freileitungen, 6. Internationale AuS - Konferenz, VDE-Verlag Berlin-Offenbach, 2002
- [2] TE 1: Anleitung zur Berechnung der in Telekommunikations-Leitungen durch Starkstromleitungen induzierten Spannungen, Schiedsstelle für Beeinflussungsfragen, 2006
- [3] DIN VDE 0845-6-2: Maßnahmen bei Beeinflussung von Telekommunikationsanlagen durch Starkstromanlagen, 2014
- [4] ITU-T, Directives concerning the Protection of telecommunicationlines against harmful effects from electric power and electrified railway lines, Vol. II, Geneva 1999
- [5] Eichhorn, K.Fr: Induktivitäten windschiefer Leitersysteme, Electrical Engineering (Archiv für Elektrotechnik); Springer-Verlag; Vol. 61, No. 6; 1979, S. 353 - 362
- [6] Raunig, C., Schmutzger, E: Modellierung und Berechnung der mutuellen niederfrequenten induktiven Kopplung, Elektrotechnik und Informationstechnik, V 131, I 8, Springer-Verlag, 2014
- [7] Rochus Gröber: Einbeitrag zur Berechnung der Stromkraft und der mittleren geometrischen Abstände bei Leitern mit besonderen Querschnittsformen, Dissertation RWTH Aachen, 1967

---

# **EMV-Modellierung von Elektrofahrzeugkomponenten**

---

# Anwendung von Fitting-Methoden zum Entwurf von Netzwerkmodellen für E-Fahrzeugkomponenten

M. Sc. Moustafa Raya, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

B.Sc. Ojo Alaba, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

B.Sc. Jagadeesh Immidiseti, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Dipl.-Phys. Jörg Petzold, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

## 1 Einleitung

Die wachsenden EMV-Anforderungen an Elektrofahrzeuge, vor allem bei der zunehmenden Nutzung von schnell schaltenden Leistungselektronikkomponenten, die die Hauptquellen für hochfrequente elektromagnetische Störungen sind, unterstreichen die Notwendigkeit einer EMV-Analyse bereits in der Entwurfsphase. Die erzeugten Störungen breiten sich im Bordnetz aus und können in empfindliche Komponenten überkoppeln. Um das EMV-Verhalten des gesamten Systems zu analysieren, sind Netzwerksimulationen gut geeignet. Zu diesem Zweck sollen genaue Netzwerkmodelle der HV-Komponenten eines E-Fahrzeugs erstellt werden. In [2] wurde ein Hochfrequenz-Netzwerkmodell eines E-Fahrzeugsbordnetzes erstellt. In dem Modell wurden folgende Komponenten berücksichtigt: Eine Netznachbildung, ein Wechselrichter und ein Motor. Zur Verifikation der Simulation wurden Messungen im Zeit- und Frequenzbereich durchgeführt. Im Rahmen dieser Arbeit wurden Impedanzmessungen an den Komponenten eines E-Fahrzeugs wie Elektromotor, Wechselrichter und Batterie durchgeführt. Für jede Komponente wurde ein Netzwerkmodell erstellt, das mit Hilfe der Messergebnisse unter Verwendung geeigneter Fitting-Methoden vervollständigt werden soll. Dabei wurden Schaltungen sowohl für Gleich-, als auch für Gegentaktimpedanzen entworfen. Die Modelle können in SPICE-Simulationsanwendungen genutzt werden. Ein Vergleich der Impedanzmessungen und der Simulationen dokumentiert eine gute Übereinstimmung. Anhand der Fitting-Methoden, können Messkurven über die Frequenz wie Übertragungsfunktionen, oder in diesem Fall, Impedanzmessungen in Form von gebrochen rationalen Funktionen approximiert werden. Eine Implementation dieses Verfahrens ist die Vektor Fitting (VF) Methode. Sie wurde für verschiedene Kurvenformen in [3], [4] und [5] präsentiert. In [3] wurde die Methode für glatte Funktionen dargestellt, in der reale Anfangspole eingegeben werden. In [4] wurde die Methode erweitert, so dass Funktionen für Kurven mit höherer Anzahl von Resonanzpunkten erstellt werden können, wenn komplexe Anfangspole eingegeben werden. Die Zielstellung der VF ist das Nachbilden einer Messantwort  $f(s)$  im Frequenzbereich mit einer gebrochen rationalen Funktion in Form von Gl. (1).

$$f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \quad (1)$$

In [4] wurde eine iterative Prozedur zum Lösen von 1 präsentiert. Bei jeder Iteration werden die Residuen aus den bekannten Polstellen der vorherigen Iteration berechnet. Aus den so ermittelten Residuen werden dann neue Polstellen bestimmt, die als Parameter für die folgende Iteration übergeben werden. Dafür werden die initialen Pole  $\bar{a}_n$  als Startbedingung eingegeben. Zum Repräsentieren in linearer Form, wird (1) mit einer unbekanntem Funktion  $\sigma(s)$  multipliziert, die rational in Form von

$$\sigma(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \quad (2)$$

approximiert ist.

Setzt man die initialen Pole in

$$\sigma(s)f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh = \left( \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) f(s) \quad (3)$$

ein und löst das sich ergebene lineare Gleichungssystem

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b}, \quad (4)$$

ergeben sich die Unbekannten  $c_n$ ,  $d$  und  $h$ , die durch den Vektor  $\mathbf{x}$  repräsentiert sind.

Stellt man (3) nach  $f(s)$  um ergibt sich

$$f(s) = \frac{(\sigma f)_{fit}(s)}{\sigma_{fit}(s)} = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \tilde{z}_n)}. \quad (5)$$

Anhand von (5) ist leicht zu erkennen, dass die Nullstellen von  $\sigma(s)$  gleich die Polenstellen von  $f(s)$  sind. Die Nullstellen von  $\sigma(s)$  werden mit den Gleichungen (3) und (2) berechnet. Die bekannten Pole werden anschließend in (1) eingesetzt, um die Residuen zu bestimmen. In [4] ist es empfohlen die initialen Pole als komplex-konjugierte Paare mit geringer Dämpfung anzusetzen. Dabei sollte ein Verhältnis von  $\beta/\alpha = 100$  gewählt werden.

$$a_n = -\alpha + j\beta, \quad a_{n+1} = -\alpha - j\beta \quad (6)$$

Diese hier kurz beschriebene Methode wird auf die Messdaten der Impedanzen des Motors, der Batteriezellen und dem Wechselrichter eines elektrischen Bordnetzes für Elektrofahrzeug angewendet. In dem nächsten Abschnitt wird die Erstellung von Netzwerkmodellen aus den Fitfunktionen erläutert.

## 2 Simulation

Die Erstellung von SPICE-Ersatzschaltbildern durch die Anwendung von Fittingmethoden wurde in [1] präsentiert. Es wurde gezeigt, wie elektrische Schaltungen sich durch rationale Funktionen darstellen lassen. Dabei wurde erläutert, wie ein komplexes Polpaar durch elektrische Schaltungen ersetzt werden kann. Es wurde gezeigt, dass die realen Pole und Residuen als  $RL$  Schaltkreis nachgebildet werden können. Im Gegenteil hierfür die

komplexen konjugierten Polpaare können in Form von  $R_s L_s C_s$  Reihenschaltung Komponenten nachgebildet werden können, wobei ein zusätzlicher Fehlerterm bleibt. Um diesen Term zu kompensieren, wird eine Spannungsgesteuerte Stromquelle mit der Größe  $b L_s C_s$  zu der Schaltung addiert. Die Bestimmungsgleichungen der Ersatzschaltungskomponenten lassen sich als

$$L = \frac{1}{\text{res}_{\text{RL}}} \quad (7a)$$

$$R = -\frac{p_{\text{RL}}}{\text{res}_{\text{RL}}} \quad (7b)$$

$$L_s = \frac{1}{C_s} \quad (7c)$$

$$R_s = -\left(\frac{p_1 + p_2}{\text{res}_1 + \text{res}_2}\right) \quad (7d)$$

$$C_s = \left(\frac{\text{res}_1 + \text{res}_2}{p_1 p_2}\right) \quad (7e)$$

$$\bar{I}(s) = b L_s C_s \bar{V}_{C_s}(s) \quad (7f)$$

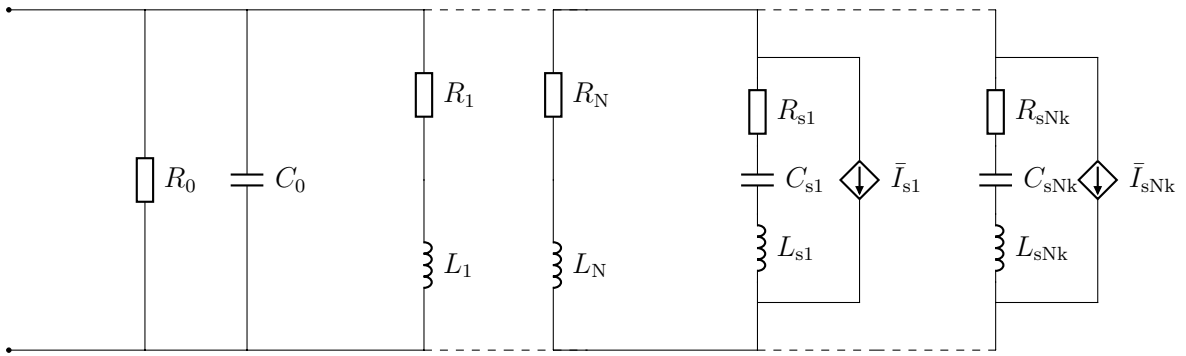
$$\text{mit } b = -(\text{res}_1 p_2 + \text{res}_2 p_1), \quad (7g)$$

zusammenfassen. Wobei  $\text{res}_{\text{RL}}$  und  $p_{\text{RL}}$  die realen Residuen und Pole sind.  $\text{res}_1, \text{res}_2$  und  $p_1, p_2$  sind Paare von komplexen konjugierten Residuen und Polen. Das Netzwerkmodell für zwei Zellen einer Traktionsbatterie wird im Folgenden diskutiert. Wie im Abschnitt 1 erklärt wurde, werden als erstes die Pole und Residuen der rationalen Funktion aus den gemessenen Impedanzwerten bestimmt. Innerhalb des gemessenen Frequenzbereichs werden 40 initiale Pole mit logarithmischen Schritten gesetzt. Die berechneten realen und komplexen konjugierte Pole sind in Tabelle 1 zusammengefasst. Zur Bestimmung der Netzwerkkomponenten werden diese Werte in die Gl. (7) eingesetzt. Dies ergibt die Komponentengrößen in Tabelle 2. Es ist zu erkennen, dass manche Werte negativ sind, was nicht realistisch ist. Dies spiegelt den Modellcharakter der Methode wider, da die ermittelten Bauelemente nicht notwendigerweise eine physikalische Repräsentation besitzen. Da Spice auch negative Bauteilgrößen nutzen kann, werden diese Werte somit im Modell verwendet. Das Ersatzschaltbild (ESB), bestehend aus parallelen Teilschaltungen ist in Abb. 1 gezeigt, wobei dieses auch für Motor und Wechselrichter gilt. In dem ESB bilden  $R_0$  und  $C_0$  die Parameter  $d$  und  $h$  aus (1) ab.  $R_N$  und  $L_N$  bilden die N-te Schaltungsordnung der realen Pole. Im Falle der Batterie entspricht dies der 4. Ordnung. NK ist die maximale Ordnung der  $R_s L_s C_s$  Schaltung. Für die Batterie ist diese 18. Auf die gleiche Weise wurden die Komponentengrößen für Motor und Wechselrichter berechnet.

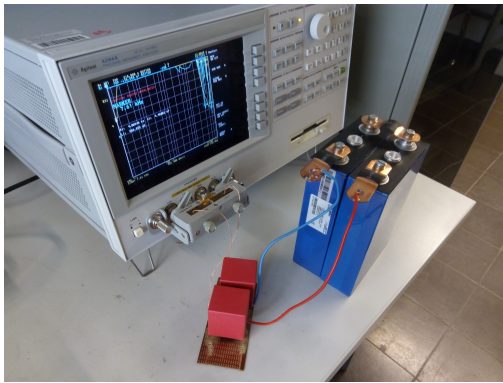
### 3 Messungen

Für die Messung der Impedanzen wurde ein Impedanzanalysator verwendet. Dieser wurde direkt an Motor und Wechselrichter angeschlossen. Zum Messen der asymmetrischen Impedanz des Motors, wurde eine Klemme an eine Phase und die zweite an das Gehäuse angeschlossen. Die Gegentaktimpedanz wurde zwischen zwei Phasen am Ausgang des Wechselrichters gemessen (siehe Abb. 2b), wobei die internen Schalter in Sperrbereichen betrieben wurden. Zum Verhindern des Stromflusses in das Messgerät, wurde vor

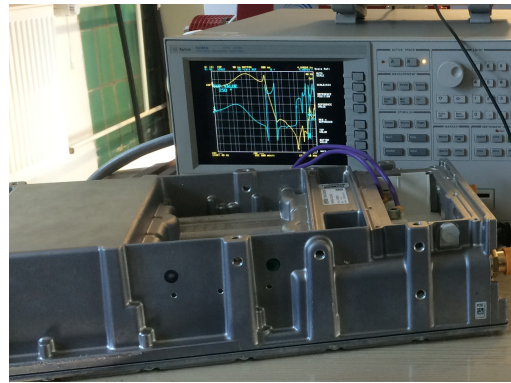




**Bild 1:** Ersatzschaltung der Komponenten

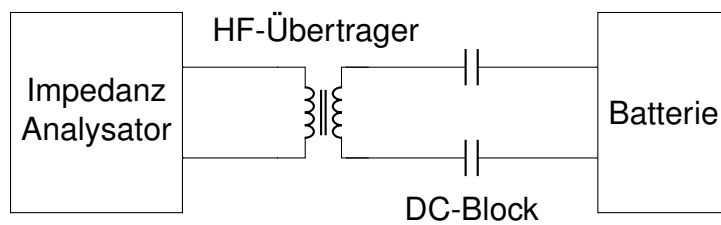


**(a)** Batterie Zellen



**(b)** Wechselrichter

**Bild 2:** Meassaufbau der E-Fahrzeugkomponenten



**Bild 3:** Meassaufbau der Batterieimpedanz

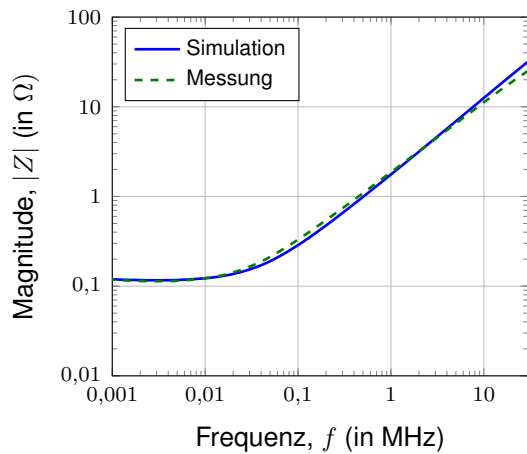
**Tabelle 1:** Pole und Residuen zweier Batteriezellen

Reale Pole	Reale Residuen	Komplexe Pole	Komplexe Residuen
$-8,52 \times 10^3$	$3,74 \times 10^7$	$-2,21 \times 10^3 + j5,79 \times 10^3$	$-8,36 \times 10^3 \pm j2,69 \times 10^4$
$-8,58 \times 10^3$	$-3,75 \times 10^7$	$-1,97 \times 10^3 \pm j1,19 \times 10^4$	$6,92 \times 10^3 \pm j7,52 \times 10^1$
$-1,03 \times 10^6$	$9,34 \times 10^6$	$-7,34 \times 10^1 \pm j1,26 \times 10^4$	$2,68 \times 10^1 \pm j2,84 \times 10^1$
$-3,94 \times 10^7$	$2,26 \times 10^4$	$-1,78 \times 10^3 \pm j1,33 \times 10^4$	$-1,01 \times 10^3 \pm j6,54 \times 10^3$
		$-3,85 \times 10^3 \pm j2,46 \times 10^4$	$4,20 \times 10^4 \pm j1,11 \times 10^5$
		$-3,69 \times 10^3 \pm j2,47 \times 10^4$	$-3,61 \times 10^4 \pm j1,084 \times 10^5$
		$-5,66 \times 10^2 \pm j2,68 \times 10^4$	$-2,30 \times 10^2 \pm j7,99 \times 10^1$
		$-2,06 \times 10^3 \pm j4,45 \times 10^4$	$-6,97 \times 10^2 \pm j2,7 \times 10^2$
		$-1,38 \times 10^4 \pm j5,15 \times 10^4$	$-6,05 \times 10^3 \pm j1,78 \times 10^4$
		$-6,10 \times 10^3 \pm j5,74 \times 10^4$	$3,754 \times 10^3 \pm j7,06 \times 10^3$
		$-3,07 \times 10^3 \pm j5,96 \times 10^4$	$-2,13 \times 10^3 \pm j4,70 \times 10^1$
		$-1,68 \times 10^4 \pm j1,23 \times 10^5$	$-1,09 \times 10^4 \pm j8,55 \times 10^3$
		$-2,41 \times 10^4 \pm j1,26 \times 10^5$	$9,16 \times 10^3 \pm j9,81 \times 10^3$
		$-2,27 \times 10^4 \pm j2,40 \times 10^5$	$-6,30 \times 10^3 \pm j4,31 \times 10^2$
		$-3,91 \times 10^4 \pm j2,54 \times 10^5$	$1,29 \times 10^4 \pm j2,51 \times 10^3$
		$-5,40 \times 10^3 \pm j4,18 \times 10^5$	$-4,87 \times 10^2 \pm j1,12 \times 10^2$
		$-2,24 \times 10^4 \pm j4,41 \times 10^5$	$2,03 \times 10^2 \pm j1,93 \times 10^3$
		$-1,35 \times 10^7 \pm j7,08 \times 10^8$	$1,83 \times 10^6 \pm j1,17 \times 10^6$

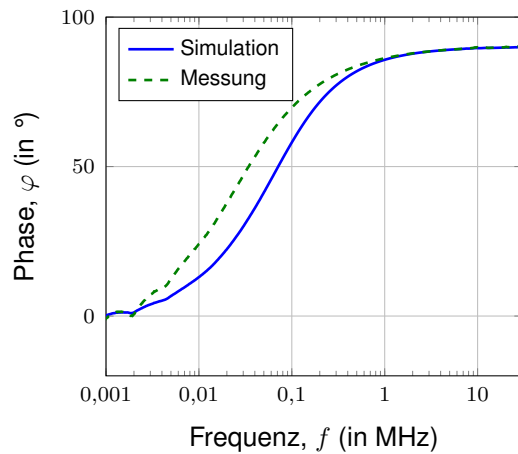
der Messung der Batteriezellen ein Kondensator als ein Gleichstromblock an jedem Pol eingebaut, wie in Abb. 3 dargestellt ist. Der entsprechende Aufbau ist in Abb. 2a zu sehen. Um eine galvanische Trennung zu sichern, wurde zusätzlich ein HF-Übertrager in Reihe mit den Kondensatoren verbaut.

### 3.1 Auswertung

Die Messergebnisse der Gegentaktimpedanz für zwei Batteriezellen werden mit der Simulation in Abb. 4 verglichen. Es ist zu erkennen, dass die Kurven ohne Resonanzen gut übereinstimmen. Deswegen konnten bereits mit 40 Polen gute Fittingsergebnisse erreicht werden. Die Ergebnisse der Messung der Gegentaktimpedanz des Wechselrichters sind in Abb. 5 gezeigt. Die Kurven weisen eine Resonanz bei 2 MHz. Für die gezeigten Ergebnisse waren 110 Pole nötig, auf deren Aufführung hier aus Platzgründen verzichtet wird. Die augenscheinlich hohe Anzahl der Pole ist durch das Fitting von glatten Kurven mit den rationalen Funktionen bedingt, die besser für das Abbilden von Resonanzen geeignet sind.

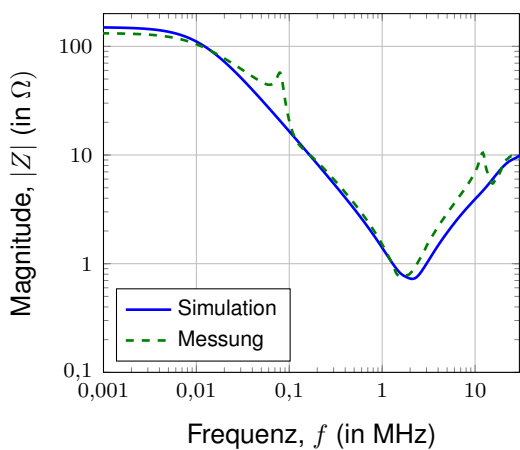


(a) Magnitude

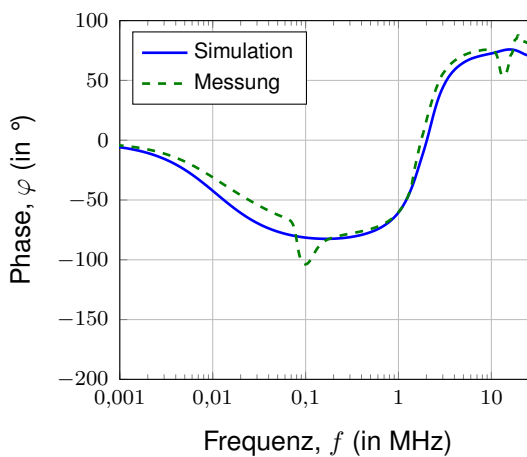


(b) Phase

**Bild 4:** Messung und Simulation der Impedanz für zwei Zellen

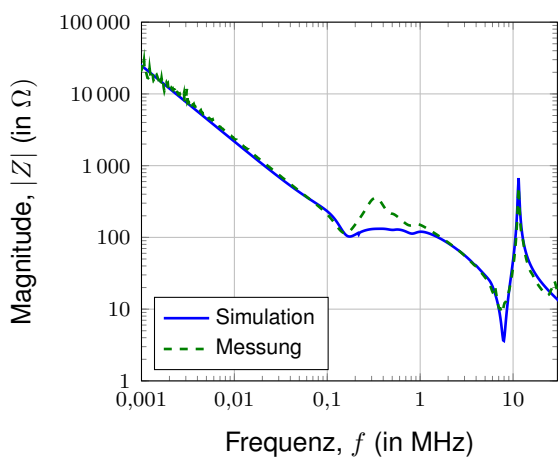


(a) Magnitude

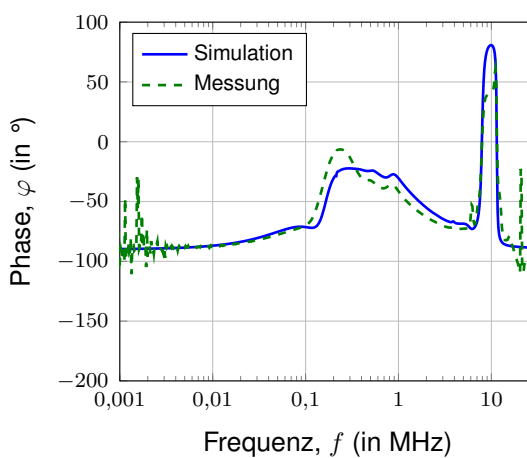


(b) Phase

**Bild 5:** Messung und Simulation der Gegentaktimpedanz für Inverter



(a) Magnitude



(b) Phase

**Bild 6:** Messung und Simulation der asymmetrischen Impedanz für Motor

**Tabelle 2:** RLC Werte zweier Batteriezellen

$n$	$R$	$L$	$R_s$	$L_s$	$C_s$	$b$
1	$2,28 \times 10^{-4}$	$2,68 \times 10^{-8}$	$-2,65 \times 10^{-1}$	$-5,98 \times 10^{-5}$	$-4,35 \times 10^{-4}$	$-3,49 \times 10^8$
2	$-2,29 \times 10^{-4}$	$-2,67 \times 10^{-8}$	$2,85 \times 10^{-1}$	$7,22 \times 10^{-5}$	$9,50 \times 10^{-5}$	$2,56 \times 10^7$
3	$1,11 \times 10^{-1}$	$1,07 \times 10^{-7}$	$2,73 \times 10^0$	$1,86 \times 10^{-2}$	$3,36 \times 10^{-7}$	$-7,16 \times 10^5$
4	$1,74 \times 10^3$	$4,43 \times 10^{-5}$	$-1,75 \times 10^0$	$-4,90 \times 10^{-4}$	$-1,12 \times 10^{-5}$	$-1,79 \times 10^5$
5			$9,17 \times 10^{-2}$	$1,19 \times 10^{-5}$	$1,35 \times 10^{-4}$	$5,80 \times 10^9$
6			$-1,02 \times 10^{-1}$	$-1,38 \times 10^{-5}$	$-1,16 \times 10^{-4}$	$-5,65 \times 10^9$
7			$-2,45 \times 10^0$	$-2,17 \times 10^{-3}$	$-6,39 \times 10^{-7}$	$4,04 \times 10^6$
8			$-2,97 \times 10^0$	$-7,17 \times 10^{-4}$	$-7,00 \times 10^{-7}$	$-2,71 \times 10^7$
9			$-2,27 \times 10^0$	$-8,23 \times 10^{-5}$	$-4,26 \times 10^{-6}$	$1,68 \times 10^9$
10			$1,63 \times 10^0$	$1,33 \times 10^{-4}$	$2,25 \times 10^{-6}$	$-7,67 \times 10^8$
11			$-1,44 \times 10^0$	$-2,35 \times 10^{-4}$	$-1,19 \times 10^{-6}$	$-1,87 \times 10^7$
12			$-1,54 \times 10^0$	$-4,56 \times 10^{-5}$	$-1,41 \times 10^{-6}$	$-2,48 \times 10^9$
13			$2,64 \times 10^0$	$5,46 \times 10^{-5}$	$1,10 \times 10^{-6}$	$2,94 \times 10^9$
14			$-3,60 \times 10^0$	$-7,93 \times 10^{-5}$	$-2,17 \times 10^{-7}$	$-4,94 \times 10^8$
15			$3,03 \times 10^0$	$3,87 \times 10^{-5}$	$3,90 \times 10^{-7}$	$2,29 \times 10^9$
16			$-1,12 \times 10^1$	$-1,04 \times 10^{-3}$	$-5,50 \times 10^{-9}$	$8,92 \times 10^7$
17			$1,10 \times 10^2$	$2,45 \times 10^{-3}$	$2,09 \times 10^{-9}$	$1,71 \times 10^9$
18			$7,36 \times 10^0$	$2,72 \times 10^{-7}$	$7,30 \times 10^{-12}$	$-1,62 \times 10^{15}$

## 4 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden Impedanzmessungen der Antriebssystemkomponenten wie Motor, Wechselrichter und Batterie eines Elektrofahrzeugs präsentiert. Die Erstellung von Netzwerkkomponenten anhand der Methode des Vektor-Fitting wurde erläutert und am praktischen Beispiel demonstriert. Mit 40 Polen konnte ein Netzwerkmodell für Batterieimpedanznachbildung erreicht werden. Mit Hilfe willkürlich festgelegter Start-Pole konnten durch die Methode die tatsächlichen Pole berechnet werden. Die realen Pole wurden mit  $RL$ -Schaltung umgesetzt. Die komplexen konjugierten Pole wurden durch  $RLC$ -Schaltungen und eine spannungsgesteuerte Stromquelle implementiert. Das Ersatzschaltbild bestand aus Vielzahl der beschriebenen Teilschaltungen. Die Ersatzschaltbilder wurden auf die gleiche Weise für die asymmetrische Impedanz des Motors und Gegentaktimpedanz des Inverters erstellt, wofür 110 Pole nötig waren. Die hohe Anzahl der Polen ist durch die Nachbildung glatter Kurven mit komplexen Polen zu Stande gekommen. Die anschließenden Simulationen mit Hilfe der erstellten ESBs zeigen gute Übereinstimmung mit den Messungen.

## 5 Danksagung

Diese Arbeit wurde unter dem Kennzeichen 16EMO0120K vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages gefördert.

## Literatur

- [1] ANTONINI, G.: Spice equivalent circuits of frequency-domain responses. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 45 (2003), Nr. 3, S. 502–512. <http://dx.doi.org/10.1109/TEM.2003.815528>. – DOI 10.1109/TEM.2003.815528. – ISSN 0018–9375
- [2] CHINGCHI CHEN ; XINGYI XU: Modeling the conducted EMI emission of an electric vehicle (EV) traction drive. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'98)*, 24-28 Aug. 1998, S. 796–801
- [3] GUSTAVSEN, B. ; SEMLYEN, A.: Simulation of transmission line transients using vector fitting and modal decomposition. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 13 (1998), Nr. 2, S. 605–614. <http://dx.doi.org/10.1109/61.660941>. – DOI 10.1109/61.660941. – ISSN 08858977
- [4] GUSTAVSEN, B. ; SEMLYEN, A.: Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 14 (1999), Nr. 3, S. 1052–1061. <http://dx.doi.org/10.1109/61.772353>. – DOI 10.1109/61.772353. – ISSN 08858977
- [5] SEMLYEN, Adam ; GUSTAVSEN, Bjoern: Vector fitting by pole relocation for the state equation approximation of nonrational transfer matrices. In: *Circuits Systems and Signal Processing* 19 (2000), Nr. 6, S. 549–566. <http://dx.doi.org/10.1007/BF01271288>. – DOI 10.1007/BF01271288. – ISSN 0278–081X

# Modellierung der Koppelimpedanzen innerhalb einer Antriebsmaschine mit einer passiven Ersatzlast

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

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

Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, Fachbereich IW/ETS, Bismarckstr.81, 47057 Duisburg

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

Sergii Tsiapenko M.Sc., Universität Duisburg-Essen, Fachbereich IW/ETS, Bismarckstr.81, 47057 Duisburg

## 1 Einleitung

Im Zuge der Antriebsstrangelektrifizierung werden leistungselektronisch geregelte Antriebssysteme auf engem Bauraum in die bestehenden Fahrzeugarchitekturen integriert. Um das Antriebssystem mit Leistungen im 100kW Bereich betreiben zu können, wird ein separates Antriebsbordnetz mit Betriebsspannungen von bis zu 800V [1] eingesetzt. Da Schaltheftungen breitbandige elektromagnetische Emissionen verursachen, die mit steigender Spannung ansteigen, erzeugen die Komponenten des Antriebssystems deutliche höhere Emissionen als die des 12V Bordnetzes. Da beide Systeme im Fahrzeug auf engem Raum nebeneinander betrieben werden, müssen diese wirksam voneinander entkoppelt werden. Hierzu wird das Antriebsbordnetz vollständig geschirmt und isoliert vom 12V Bordnetz als IT-Netz realisiert. Lediglich die Systemschirmung ist an mehreren Stellen zwecks Potentialausgleichs mit der Fahrzeugkarosserie verbunden.

Eine Schwachstelle dieses Konzepts stellt die Antriebswelle dar, die nicht in die Schirmung eingebunden ist. Wird der Drehstromantrieb, nicht an einem symmetrischen Drehstromnetz sondern im Fahrzeug über einen Umrichter betrieben, so liegt am Sternpunkt eine treppenförmige Spannung an [2]. Die schnellen Spannungssprünge verursachen kapazitive Ausgleichsströme innerhalb der Maschine, die sich zum einen auf das Motorgehäuse und zum anderen auf die Antriebswelle ausbreiten. Hierdurch entstehen in der Maschine im Wesentlichen zwei Stromflusspfade. Einmal entsteht ein Kreisstrom, der über die Welle und das Motorgehäuse fließt. Dieser wird über den Spannungsabfall längs der Antriebswelle getrieben. Auf der anderen Seite entsteht ein Strom, der auf die Welle auskoppelt und aus dem Antrieb in Richtung Getriebe fließt [3]. Anhängig von den Erdungsverhältnissen, bilden sich hier ungewollte Strompfade über teils ausgedehnte leitende Strukturen, die eine Abstrahlung bewirken können. Gerade dieser Wellenstrom sorgt für umfassende abstrahlungsfähige Strukturen, die bei einer Fahrzeughomologationsmessung zu Grenzwertüberschreitungen führen können.

Innerhalb des Antriebs ist ein wesentlicher Kopplungspfad über die Lager, deren isolierender Ölfilm eine Kapazität darstellt. Somit nimmt die isolierende Wirkung der Lager hinzu höheren Frequenzen ab, was die Dämpfung zwischen Stator und Rotor reduziert. Wird der Motor unter Gesichtspunkten der HV-LV Kopplung betrachtet, so ist die Statorwicklung auf der HV-Seite und der Rotor auf der LV-Seite. Dementsprechend

ist auch hier ähnlich wie beispielsweise bei den HV-Leitungen und den Komponenten eine entsprechende HV-LV Koppeldämpfung zu realisieren. Die Messung dieser Koppeldämpfung ist, da sie im drehenden Zustand durchgeführt werden muss nicht direkt zu realisieren.

In dieser Arbeit wird eine Methode vorgestellt, die es anhand einer Messung von Sternpunktspannung und Wellenstrom im drehenden Betrieb erlaubt, die Impedanz des Koppelpfades zwischen dem Stator und dem Rotor zu ermitteln. Der Wellenstrom wird über einen induktiven Stromwandler gemessen, der direkt an der Welle angebracht wird [4].

In [5] wurde eine passive Ersatzlast vorgestellt, die die Gleich- und Gegentaktimpedanz einer Antriebsmaschine an den Drehstromanschlüssen des Umrichters modelliert. Diese wird in einem weiteren Schritt derart erweitert, dass die Wellenströme bzw. die Spannung an der Antriebswelle direkt an der Ersatzlast gemessen werden können. Hierzu wird die Koppelimpedanz zwischen Stator und Rotor über passive Bauelemente innerhalb der Ersatzlast realisiert.

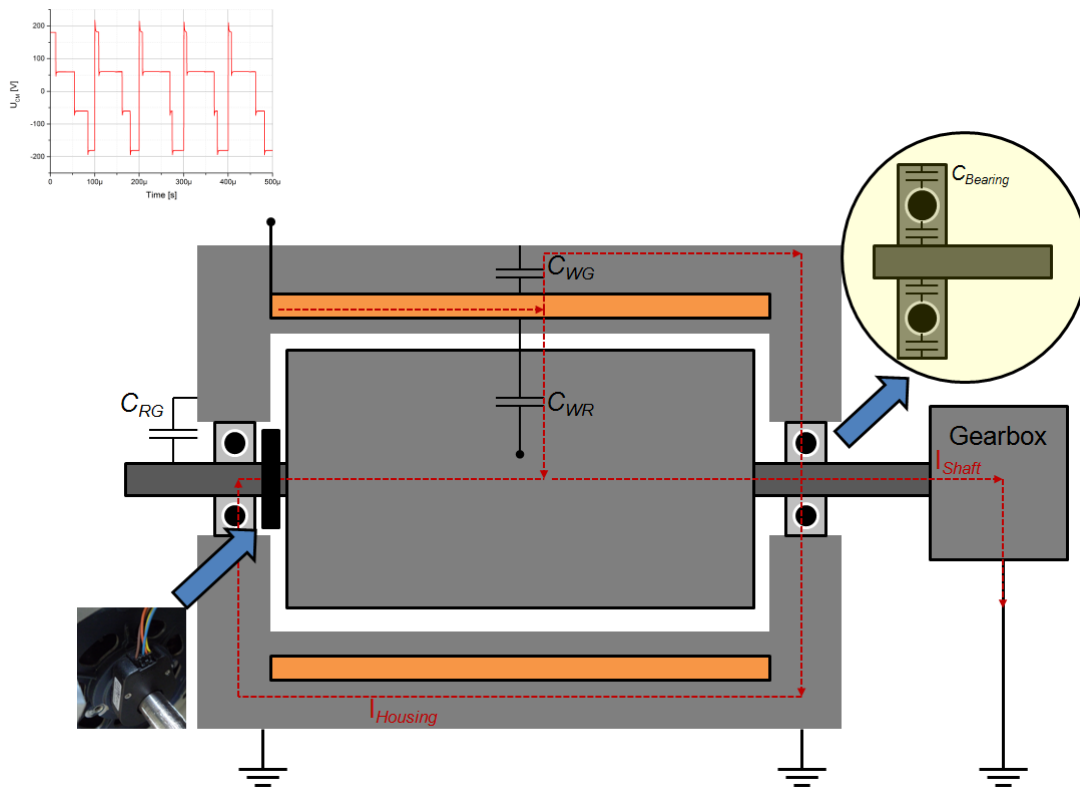
Zur Entstörung des Systems, also zur Reduktion der Wellenströme, kann zum einen versucht werden, die Treppenförmige Spannung am Sternpunkt zu reduzieren. Dies kann über einen Sinusfilter realisiert werden, welcher allerdings für hohe Leistungen eine schwere und baumraumintensive Komponente darstellt, welche eher in industriellen Anwendungen zum Einsatz kommt. Eine andere Möglichkeit ist der Einsatz von Ferriten auf der Welle oder eine Erdung der Welle direkt am Ausgang aus dem Motorgehäuse um einen definierten Stromflusspfad zu schaffen. Der Einfluss solcher Maßnahmen auf die Störströme innerhalb und außerhalb der Maschine kann mit der passiven Ersatzlast messtechnisch untersucht werden.

## **2 Koppelpfade und Störströme innerhalb der Antriebsmaschine**

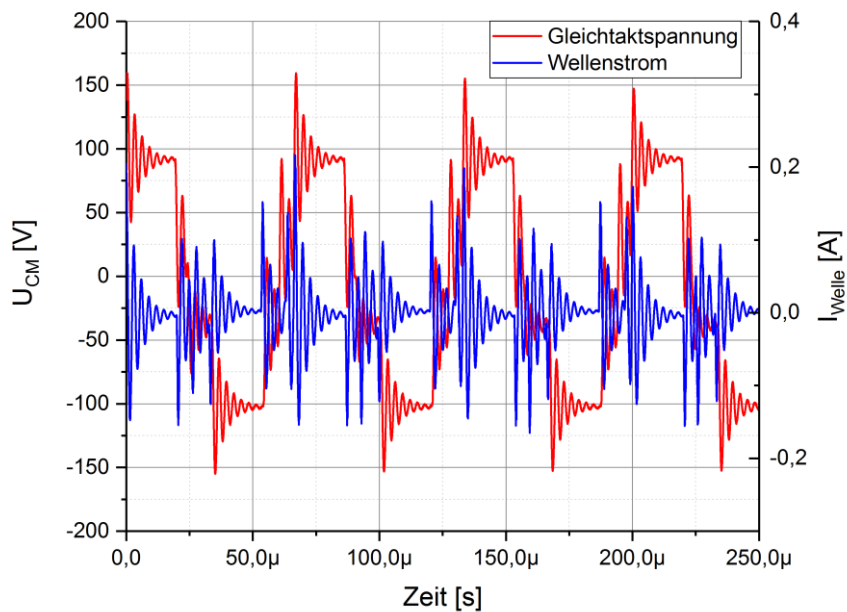
Auch wenn die Antriebsmaschine in Elektrofahrzeugen bzgl. der EMV eine passive Komponente darstellt, so ist sie dennoch als Störsenke und als Koppelpfad zwischen dem Hochvolt Antriebsbordnetz und dem 12V Bordnetz zu betrachten. Bild 1 zeigt den schematischen Aufbau einer typischen Antriebsmaschine mit den Stromflusspfaden der Störströme. Zudem sind in Bild 2 die in einem umrichterbetriebenen Antriebssystem auftretende Gleichtaktspannung und die daraus resultierenden Wellenströme dargestellt.

Bei Betrachtung des schematischen Aufbaus der Antriebsmaschine in Bild 1 gibt es im Wesentlichen einen kapazitiven Koppelpfad zwischen der Statorwicklung und dem Rotor der Maschine und zwischen der Statorwicklung und dem Motorgehäuse. Durch die Treppenförmige Gleichtaktspannung zwischen Sternpunkt und Motorgehäuse bzw. Rotor kommt es, wie in Bild 2 dargestellt, zu kapazitiven Ausgleichsströmen, die beispielsweise auf der Welle messbar sind. Insgesamt ergeben sich für diese Ströme innerhalb der Maschine zwei Stromflusspfade.

Zum einen ergibt sich ein Kreisstrom, der über den Rotor und das Motorgehäuse fließt. Getrieben wird dieser über den Spannungsabfall längs der Welle. Dieser Strom tritt nach außen hin nicht in Erscheinung und hat hauptsächlich eine verschleißende Wirkung auf die Antriebslager, über die er fließt.



**Bild 1:** Schematischer Aufbau einer E-Maschine mit Koppelpfaden für Gleichtaktströme



**Bild 2:** Gleichtaktspannung und Wellenstrom in einem umrichterbetriebenen Antriebssystem

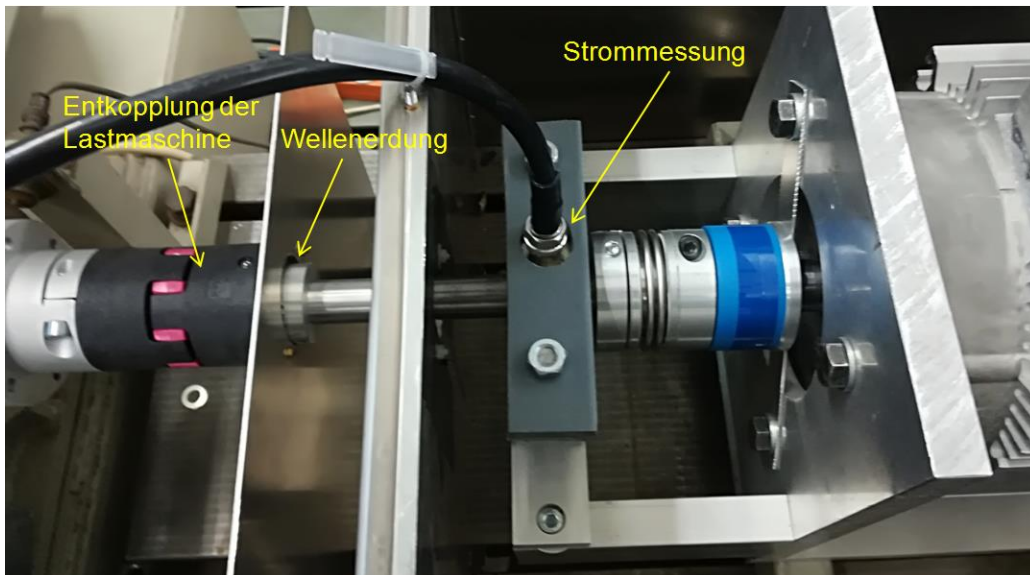
Zum anderen bildet sich ein Stromflusspfad über die Welle aus dem Motor heraus. Abhängig von den Erdungsverhältnissen schließt sich dieser parasitäre Stromkreis dann beispielsweise über das Getriebe und das Differential. Da gerade diese Komponenten großflächige abstrahlfähige Strukturen darstellen, sind Sie im Bezug auf die EMV eines solchen Traktions-systems kritisch zu betrachten. Im Detail zeigen dies schon die Messergebnisse in Bild 2. Durch die Gleichtaktspannung kommt es zu Stromimpulsen von etwa  $200\text{mA}_{\text{pp}}$ . Dieser Strom setzt sich



zusammen aus einem Anteil, der direkt von der Statorwicklung auf die Welle koppelt und einem zweiten Anteil, der über die Lager von Motorgehäuse auf die Welle koppelt. Da die Lager im rotierenden Betrieb isolierend wirken, koppeln die Ströme kapazitiv über den Ölfilm der Lager [6].

## 2.1 Bestimmung der HV-LV Koppeldämpfung der Antriebsmaschine im aktiven Betrieb

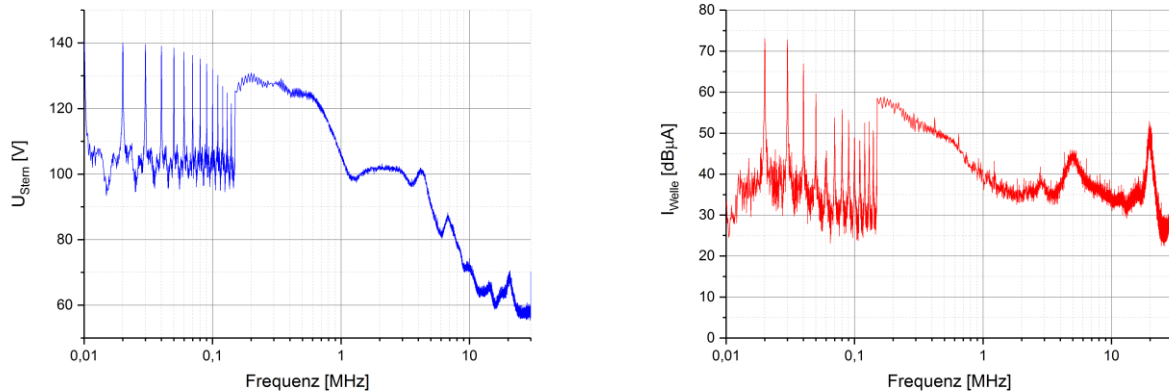
Wird die Antriebsmaschine unter Gesichtspunkten der HV-LV Koppeldämpfung betrachtet, so wird klar, dass hier die Kopplung zwischen der Statorwicklung, die auf Hochvoltpotential liegt und der Antriebswelle untersucht werden muss. Soll das Konzept einer vollständigen Schirmung für das HV-System umgesetzt werden, so muss neben der Schirmdämpfungsmessung der HV-Leitungen und der Komponentengehäuse auch eine Messung der Koppeldämpfung zwischen Statorwicklung und Rotor erfolgen. Da sich die Kopplungseigenschaften der Lager zwischen den stehenden und der drehenden Betrieb wesentlich unterscheiden, ist die Messung idealerweise im aktiven Betrieb also bei drehender Maschine durchzuführen. Da eine gute Kontaktierung der Welle für eine Messung der Impedanz schwierig zu realisieren ist, wird hier die Impedanz über eine Messung der Quellenspannung und des resultierenden Wellenstroms vorgenommen. Der Aufbau für die Messung des Wellenstroms ist in Bild 3 gezeigt. Da für eine Strommessung ein möglich niederimpedanter Stromflusspfad gegeben sein muss, wird die Welle hinter der Stromzange über eine Wellendichtung mit dem Erde des Prüfstands verbunden. Um zusätzlich die Lastmaschine auf der rechten Seite zu entkoppeln, wird eine nicht leitende Kupplung eingesetzt. So kann ein Einfluss der Lastmaschine auf die Messung effektiv verhindert werden.



**Bild 3:** Aufbau zur Messung der Wellenströme der Antriebsmaschine inklusive Entkopplungs- und Erdungsmaßnahmen

Quelle ist die Gleichtaktspannung, die zwischen Sternpunkt und Motorgehäuse anliegt. Diese wird direkt über einen Differenzastkopf gemessen. In Folge dieser Gleichtaktspannung auf der Statorwicklung ergibt sich der Wellenstrom, der direkt am Ausgang der Maschine mit einem induktiven Messwertempfänger erfasst wird. Unter Berücksichtigung der dämpfenden Wirkung des Kernmaterials, kann so der Wellenstrom

bestimmt werden. Die Ergebnisse der Messung sind in Bild 3 zu sehen. Durch die Gleichtaktspannung am Sternpunkt der Maschine ergibt sich der Wellenstrom links. Neben den Amplitudenmaxima bei Vielfachen der Umrichtertaktfrequenz von 10kHz zeigen sich gerade im höheren Frequenzbereich Resonanzerscheinungen, die durch die Impedanz der Maschine verursacht werden.

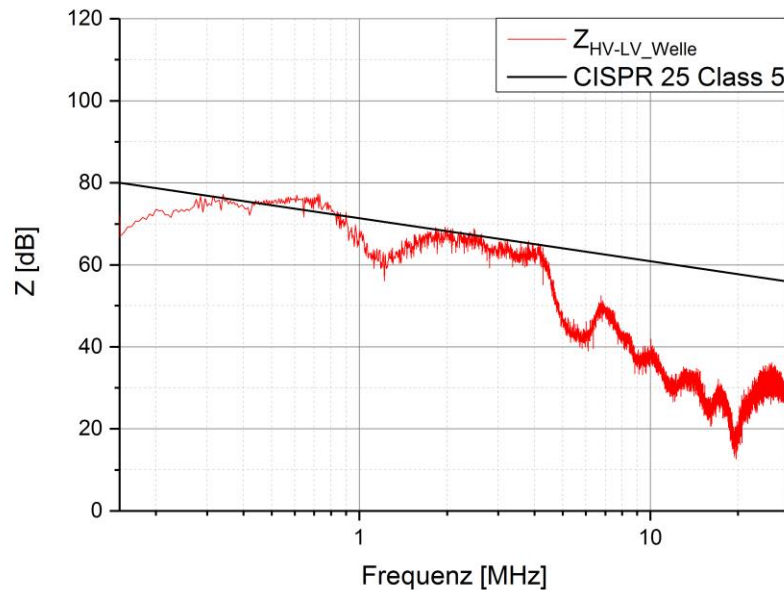


**Bild 4:** Links: Gleichtaktspannung zwischen Sternpunkt und Motorgehäuse; rechts: Resultierender Wellenstrom

Speziell bei der Resonanz bei 8 MHz ist die Gleichtaktimpedanz des Antriebs minimal. Aus diesen beidem Messung ergibt sich dann im Frequenzbereich die Impedanz für die Kopplung zwischen der Statorwicklung auf HV Potential und der Antriebswelle zu

$$Z_{Stator-Welle} = U_{CM,Stern} - I_{Welle} \quad (1).$$

Somit ist es möglich die Koppelimpedanz einer Maschine im aktiven Betrieb über die Messung der Quellenspannung und des daraus resultierenden Störstroms zu bestimmen. Die Ergebnisse für die Koppelimpedanz bzw. die Dämpfung zwischen Stator und Welle sind in Bild 4 zusammen mit den Klasse 5 Grenzwert für die HV-LV Koppeldämpfung nach CISPR 25 [7] dargestellt. Es ist klar zu sehen, dass die die Impedanz des Koppelpfades im Wesentlichen kapazitiv verhält. Dies war bei Betrachtung der koppelpfade in Bild 1 auch zu erwarten. Auf der einen Seite koppelt der Strom über die Antriebslager, deren Ölfilm sich kapazitiv verhält und auf der anderen Seite koppelt der Strom direkt über die Wicklungsisolierung und den Luftspalt der Maschine, welche auch eine Kapazität darstellen. Zudem ist zu sehen, dass die hier vermessene Maschine den Klasse 5 Grenzwert für die HV-LV Koppeldämpfung bis zu einer Frequenz von etwa 4MHz einigermaßen einhält. Für noch höhere Frequenzen fällt die Dämpfung allerdings stark ab und erreicht bei etwa 20 MHz nur noch eine Dämpfung von 15dB statt 60dB. Da sich die Impedanz der Koppelpfade kapazitiv verhält, sinkt diese mit steigender Frequenz und es koppeln mehr Störungen auf die Antriebswelle. Wird nun das gesamte voll geschirmte HV System betrachtet, so wird deutlich, dass das Schirmkonzept hier eine Schwachstelle hat.



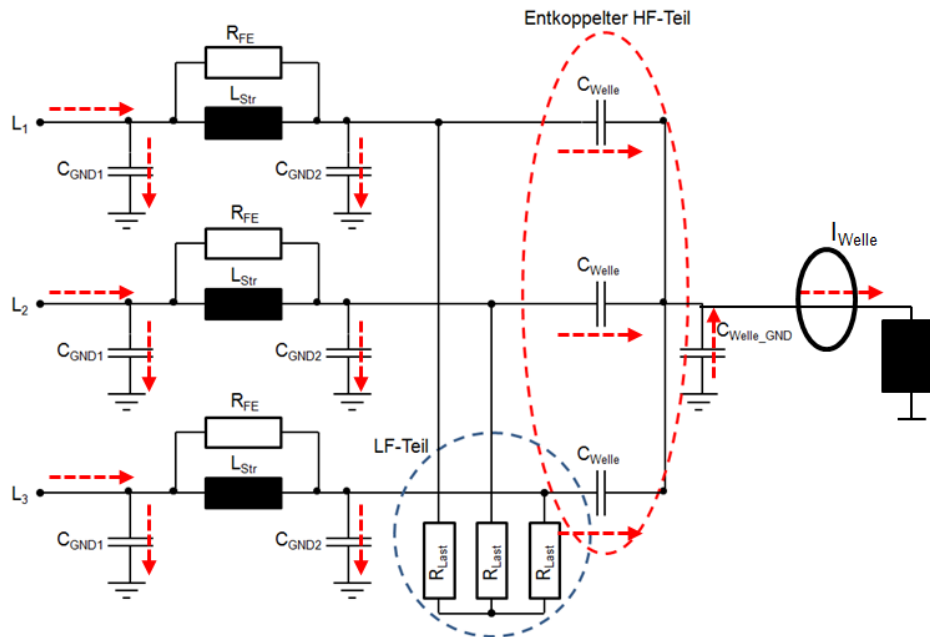
**Bild 5:** Koppelimpedanz zwischen Statorwicklung und Welle einer 50kW Asynchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen

### 3 Nachbildung der Störstrompfade innerhalb der Motorersatzlast

Anhand der Motorersatzlast ist es nun möglich die einzelnen Störströme, die im Betrieb des Motors auftreten einzeln zu messen. Bild 6 zeigt schematisch den Aufbau der Motorersatzlast. Hier sind die drei Wicklungen jeweils durch ein Wicklungsersatzschaltbild bestehend aus der Stranginduktivität, einem Widerstand zur Modellierung der Eisenverluste und zwei Kapazitäten, die die Kopplung zwischen Wicklung und Gehäuse beschreiben. Der Sternpunkt teilt sich auf in einen Laststernpunkt für die Betriebsströme des Systems und einen kapazitiven Sternpunkt, der die Kopplung zwischen der Wicklung und der Antriebswelle darstellt. Über diese drei Kapazitäten koppelt der Strom direkt über den Luftspalt auf den Rotor. Zudem gibt es noch einen Koppelpfad von dem Motorgehäuse über die Antriebslager auf den Rotor. Da sich diese, wie in Bild 1 gezeigt ebenfalls kapazitiv verhalten, wird dieser Koppelpfad hier über die Kapazität  $C_{Welle\_GND}$  modelliert. Der gesamte Wellenstrom ergibt sich aus der Summe der beiden Störstrompfade zu

$$I_{Welle} = 3 \cdot I_{C_{Welle}} + I_{C_{Welle\_GND}} \quad (2).$$

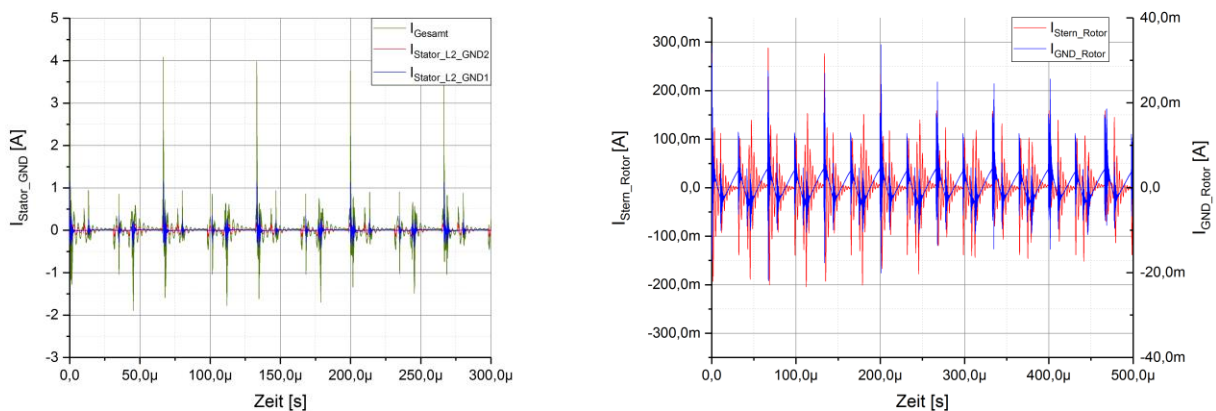
Da die Ersatzlast an der Messstelle für den Wellenstrom einen Messabgriff hat, können nun unterschiedliche Impedanzen für den Koppelpfad über Getriebe und Differential realisiert werden um deren einfluss auf die Wellenströme zu untersuchen. Zudem können innerhalb der Ersatzlast die Stromflusspfade einzeln gemessen werden, wodurch der Einfluss der Motorparameter und auch von Entstörmaßnahmen auf die Wellenströme messtechnisch untersucht werden kann.



**Bild 6:** Schematischer Aufbau der Motorersatzlast mit Gleichtaktstörströmen

Die Ergebnisse der Messung an der Ersatzlast sind in Bild 7 dargestellt. Auf der linken Seite sind die Ströme dargestellt, die von der Wicklung auf das Gehäuse überkoppeln. Es zeigt sich am Beispiel der Wicklung L2, dass über die Kapazität  $C_{GND1}$ , die deutlich größer ist als die Kapazität  $C_{GND2}$ , auch mehr Strom auf das Gehäuse der Ersatzlast auskoppelt. Für alle drei Wicklungen ergibt sich somit während jeder Schalthandlung des Umrichters ein Strom von 5 APP, der auf das Gehäuse auskoppelt.

Da aber die Kapazität der Antriebslager in [6] zu etwa 500pF bestimmt wurde ist der Anteil dieses Stromflusspfades am gesamten Wellen Strom gering, wie die Ergebnisse in Bild 7 rechts zeigen. Hier ist der Anteil, der direkt vom Stator auf die Welle koppelt etwa um den Faktor 10 höher.



**Bild 7:** Links: Störströme, die von Stator auf das Gehäuse koppeln bei 400V 10kW und 15kHz Taktfrequenz; rechts: Vergleich der Störströme, die vom über die Lager auf die Welle koppeln mit denen, die direkt vom Stator auf die Welle koppeln

## 4 Zusammenfassung

In elektrisch angetriebenen Fahrzeugen wird zur Reduktion der Beeinflussung von 12V und Antriebsbordnetz die Strategie des vollständig geschirmten HV-Antriebsstrangs verfolgt. Hierzu wird eine Messung der HV-LV Koppeldämpfung an allen Komponenten des Systems durchgeführt. Bei einer Antriebsmaschine ist die Statorwicklung auf der HV Seite und der Rotor auf der LV Seite, so dass es auch hier zu einer Überkopplung kommen kann. Da die Antriebswelle nicht in das Schirmkonzept integriert ist, kann es hier zu ungewollten Störstrompfaden im Betrieb kommen, die über leitfähige Strukturen im Bereich der Antriebsachse abstrahlen können.

Da sich die Impedanz des Koppelpfades zwischen Stator und Rotor im Stillstand und im rotierenden Betrieb deutlich unterscheidet, ist eine Messung im aktiven Betrieb zielführend. Hierzu wurde ein Verfahren vorgestellt, mit dem es über eine Messung der Sternpunktspannung und des daraus resultierenden Wellenstroms möglich ist die Koppelimpedanz zwischen der Statorwicklung und der Welle zu bestimmen. Die Ergebnisse der vermessenen Maschine zeigen, dass die HV-LV Koppeldämpfung mit steigender Frequenz drastisch abnimmt und bei etwa 20MHz nur noch bei etwa 15dB liegt. Dies macht deutlich, dass zumindest die untersuchte Maschine eine massive Schwachstelle des Schirmkonzepts darstellt.

Im Folgenden wurde gezeigt, wie die einzelnen Störstrompfade innerhalb einer passiven Motorersatzlast nachgebildet und messtechnisch untersucht werden können. Hier zeigt sich im besonderen, dass der Stromflusspfad, der direkt von der Statorwicklung auf den Rotor den größten Anteil am Wellenstrom ausmacht. Zudem hat sich gezeigt, dass die Koppelkapazitäten der Störstrompfade innerhalb einer passiven Ersatzlast modelliert werden können. Zudem kann mit dieser Methode der Einfluss der Impedanz des Stromflusspfades über Getriebekomponenten mit der Ersatzlast untersucht werden kann.

### Literaturangaben

[1] A.Engstle, M.Diemi, A.Angermaier, W.Schelter: 800V for electric vehicles - Voltage level suitable for calibration, ATZ vol. 115, 09.2013

[2] S. Jeschke, et.al.: Entwicklung einer passive Motornachbildung zur Prüfung von Antriebssystemen von Elektro- Hybridfahrzeugen, EMV 2016, Düsseldorf 2016

[3] S.Jeschke, H.Hirsch, M.Koppers, D.Schramm: Investigations on the impact of different electric vehicle traction systems in urban traffic, IEEE VPPC 2013, Peking 2013

[4] S.Jeschke, H.Hirsch, S.Tsiapenko: Investigations on the Shaft Currents of an Electric Vehicle Traction System in Dynamic Operation, EMC Europe 2015, Dresden 2015

[5] S.Jeschke, et.al.: EMI Measurement on Electric Vehicle Drive Inverters using a Passive Motor Impedance Network, APEMC 2016, Shenzhen 2016

[6] S.Jeschke, H.Hirsch, S.Tsiapenko: Untersuchung der Kopplungseigenschaften der Antriebslager auf die Wellenströme in Antriebssystemen von Elektro- und Hybridfahrzeugen, EMV 2016, Düsseldorf 2016

[7] IEC/CISPR 25: Vehicles, Boats and Internal Combustion Engines- Radio Disturbance Characteristics- Limit and Method of Measurement for the Protection of On-Board Receivers - Standard, IEC working Draft 4<sup>th</sup> Edition, Mai 2014

## Elektrisches Ersatzschaltbild für Lager von Elektromotoren

Referent: Matthias Hirte, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Institut für Medizintechnik, Postfach 4120, Magdeburg, Deutschland, matthias.hirte@ovgu.de

Co-Autoren: Prof. Ralf, Vick, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Institut für Medizintechnik, Postfach 4120, Magdeburg, Deutschland, ralf.vick@ovgu.de

### Abstract

In elektrischen Maschinen können Ströme über die Lager auftreten. Diese Ströme sind problematisch, da sie die Lebensdauer von den Lagern deutlich verkürzen können. In der Literatur sind die Ursachen und Auswirkungen diese Ströme beschrieben [1][2]. Weitere Veröffentlichungen geben Simulationsmodelle und Ersatzschaltbilder für die Quellen und Übertragungspfade der Lagerströme an [3]. Die elektrischen Eigenschaften des Lagers werden meist vernachlässigt. Außerdem werden in zunehmendem Maße bei Drehstrommaschinen die Umrichter direkt in das Motorgehäuse eingebaut. Das Motorgehäuse (und damit auch das Lager) muss in der Lage sein, die vom Umrichter erzeugten Störungen abzuschirmen. Um die Schirmwirkung abschätzen zu können, müssen die elektrischen Eigenschaften des Lagers bekannt sein. Diese sind in der Literatur nur unzureichend angegeben. In [2], ist ein einfaches Ersatzschaltbild für ein Wälzlager angegeben.

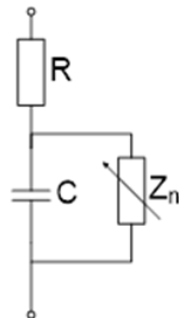


Abbildung 1: einfaches Ersatzschaltbild für ein Wälzlager [2]

Der nichtlineare Widerstand  $Z_n$  beschreibt die elektrische Entladung innerhalb des Schmierfilms des Lagers. Dieser Effekt ist vorrangig für den schnelleren Alterungsprozess auf Grund von Lagerströmen verantwortlich. Für hochfrequente Störungen ist dieses Ersatzschaltbild nur bedingt geeignet.

In diesem Paper wird das Ersatzschaltbild für hochfrequente Störströme erweitert und die Bestimmung der Parameter für die einzelnen Ersatzelemente beschrieben. Es wird außerdem untersucht inwieweit die Parameter von der Bewegungssituation des Lagers abhängig sind.

## Aufbau eines Lagers

Ein Lager besteht aus einer inneren Lageschale, die mit der Welle verbunden ist, und äußeren Lagerschale, die mit dem Gehäuse verbunden ist. Dazwischen befinden sich Kugeln, die das Lager beweglich machen. Zur Reduzierung der Reibung und zur Verringerung des Verschleißes ist an den Berührungsflächen ein Schmierstoff aufgebracht [4]. Bei einem klassischen aufgebauten Lager sind Lagerschalen aus einem Metall (z.B. Stahl oder Edelstahl) und der Schmierfilm aus einem Öl (z.B. Mineralöl). Lager aus Keramik oder Kunststoff werden auf Grund ihrer sehr abweichenden elektrischen Eigenschaften in diesem Paper nicht berücksichtigt

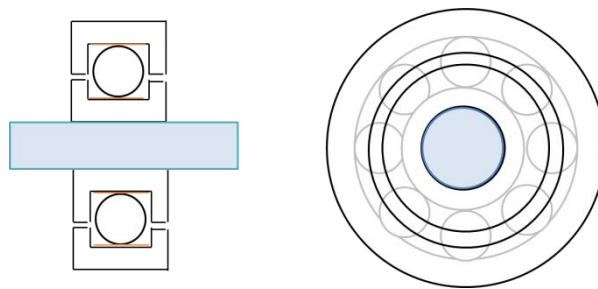
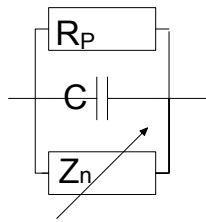


Abbildung 2: Aufbau eines Wälzlagers (Seiten- und Frontansicht)

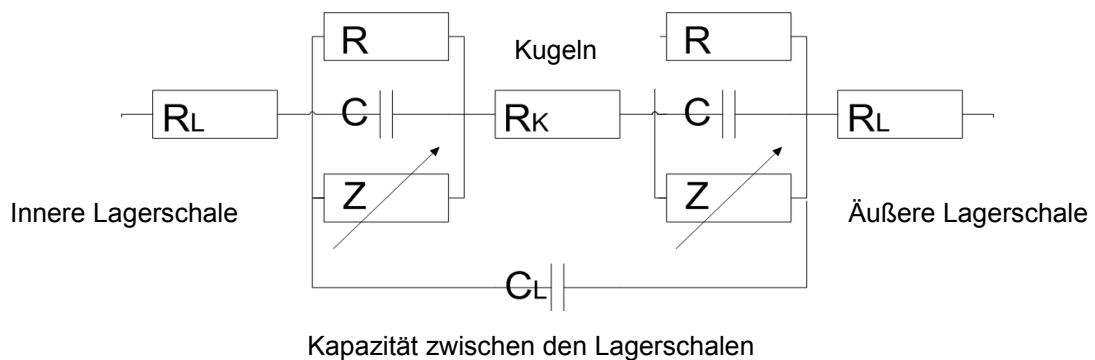
## Abgeleitetes Ersatzschaltbild

Die elektrischen Eigenschaften werden vorrangig von dem Übergang von den beiden Lagerschalen zu den Kugeln bestimmt. Maßgeblich sind das verwendete Schmiermittel, sowie das Abstand zwischen Lagerschale und Kugeln. Das allgemeine Ersatzschaltbild für einen Übergang ist in Abbildung 3 dargestellt. In Abhängigkeit von der Leitfähigkeit des Schmierstoffs und der Berührungsfläche zwischen Kugeln und Lagerschalen wirkt der Übergang mehr ohmisch oder mehr kapazitiv. Die Impedanz  $Z_n$  bildet das nichtlineare Verhalten des Übergangs wieder. Bei höheren Spannungen kann es zu Entladungen kommen.



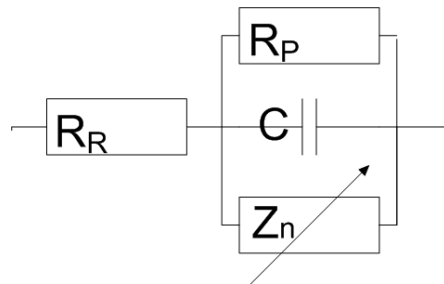
**Abbildung 3: Ersatzschaltbild eines Übergangs von der Lagerschale zu den Kugeln**

Die Lagerschalen und die Kugeln eines als ohmscher Widerstand beschrieben werden, so dass sich das Ersatzschaltbild für das komplette Lager wie in darstellen.



**Abbildung 4: gesamtes Ersatzschaltbild eines Wälzlagers**

Durch Zusammenfassen der einzelnen Teilelemente kann das Ersatzschaltbild zusammengefasst werden. Eine Zusammenfassung ist möglich, da nur die Außenwirkung des Lagers untersucht werden soll.



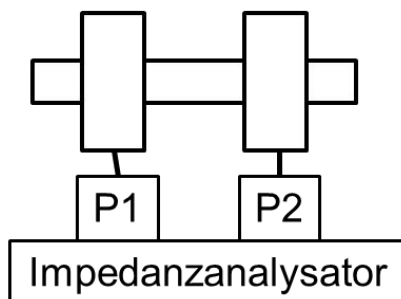
**Abbildung 5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild für ein Wälzlager**

Bei den durchgeführten Arbeiten ist auf Bestimmung des nichtlinearen Widerstandes  $Z_n$  wurde verzichtet worden. Er wird nur bei größeren Spannungen am Lager wirksam, die hier nicht weiter untersucht werden.



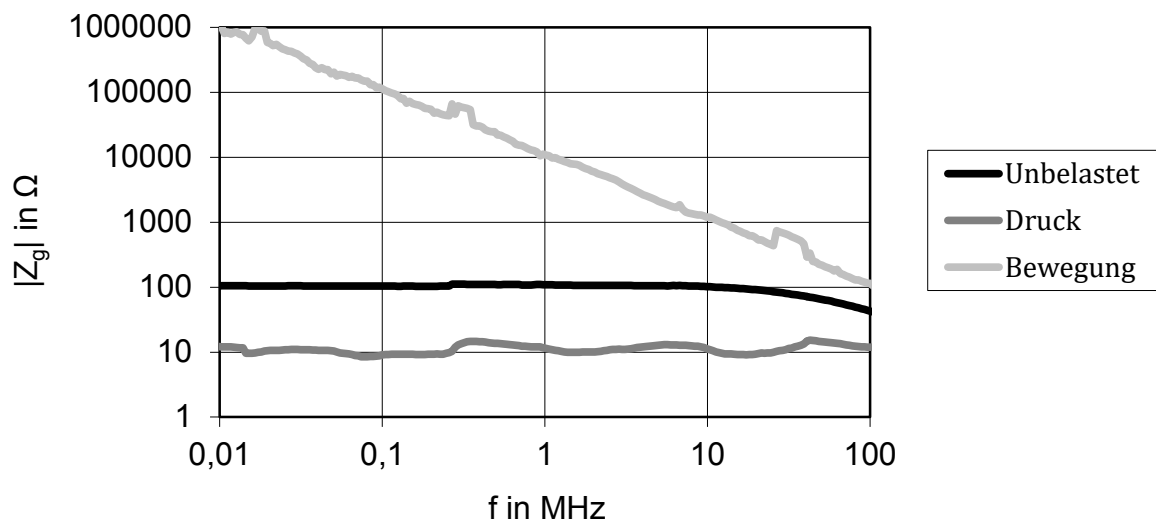
## Ermittlung der Ersatzparameter

Für eine theoretische Ermittlung der Ersatzgrößen  $R_r$ ,  $R_p$ ,  $C$  und  $Z_n$  ist stark von dem Abstand zwischen den Lagerschalen und den Kugeln abhängig. Die Dicke des Schmierfilms ist schwer vorherzusagen. Auf eine theoretische Berechnung wurde deshalb verzichtet und eine messtechnische Herangehensweise gewählt. Die Bestimmung der Parameter wurde mit einem Impedanzanalysator im Frequenzbereich von 9 kHz bis 110 MHz durchgeführt. Sie wurden bei drei unterschiedlichen Belastungssituationen ermittelt. Zunächst wurde ein Lager im unbewegten Zustand ohne Druck auf der inneren Lagerschale vermessen (Unbelastet). Die zweite Messung erfolgte bei einem unbewegten Lager, bei dem innere Lagerschale an die Äußere gedrückt wurde (Druck). Die dritte Messung erfolgte bei einem bewegten Lager ohne Druck auf die Lagerschale (Bewegung). Um diese einzelnen Belastungssituationen messen zu können, wurde immer über zwei Lager gemessen. Die beiden äußeren Lagerschalen wurden jeweils mit einem Port des Impedanzanalysators verbunden. Die Anschlüsse wurden möglichst niederinduktiv ausgeführt. Die beiden inneren Lagerschalen wurden mit einer Welle verbunden. Der Messaufbau ist in Abbildung 6 angegeben.

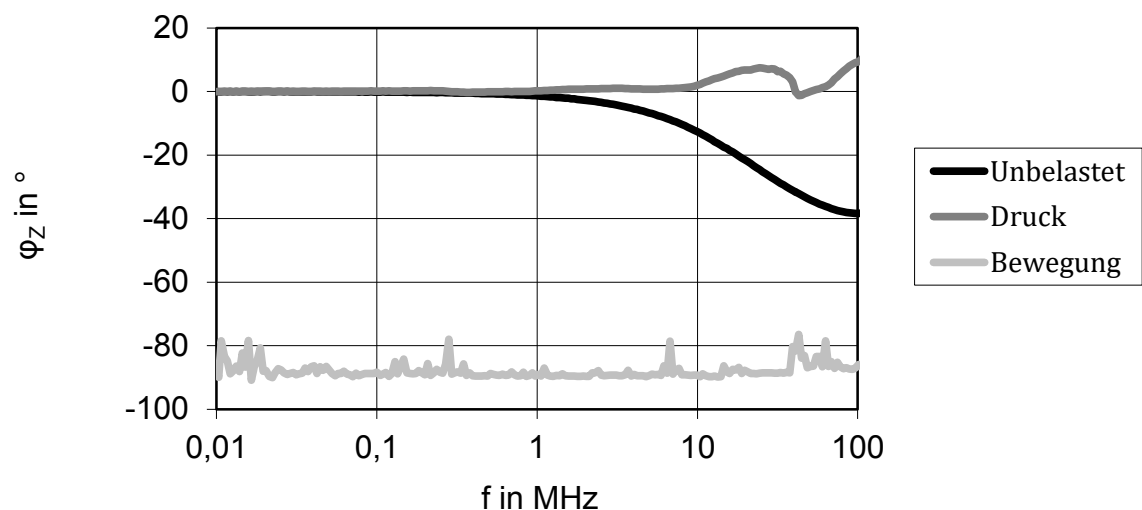


**Abbildung 6: Schematische (links) und reale (rechts) Darstellung des Messaufbaus**

Es wurden der Betrag (Abbildung 7) und der Phasenwinkel (Abbildung 8) der gesamten Impedanz  $Z_g$  zwischen den beiden Ports des Impedanzanalysators gemessen.



**Abbildung 7: Betrag der Impedanz für die drei Belastungszustände**



**Abbildung 8: Phasenwinkel der Impedanz bei den drei Belastungszuständen**

Die Belastungszustände zeigen im untersuchten Frequenzbereich sehr unterschiedliches Verhalten. Im unbelasteten Fall zeigt es das typische Verhalten einer Parallelschaltung aus einem Kondensator und einem Widerstand. Bei dem mit Druck belasteten Lager ist die Impedanz über den gesamten Frequenzbereich rein ohmisch, wohingegen sie bei einer bewegten Welle rein kapazitiv ist. Grundsätzlich kann das abgeleitete Ersatzschalt für alle drei Zustände verwendet werden, die einzelnen Parameter müssen jedoch auf die Belastungssituation angepasst werden. Die abgeleiteten Werte für den ohmschen Widerstand und die Kapazität des Ersatzschaltbildes sind in Tabelle 1 dargestellt. Da über Impedanz über zwei Lager in

Reihe gemessen wurde, ist der Betrag der Impedanz (unter der Annahme, dass die beiden Lager gleich sind und die Welle keinen Einfluss hat) für ein Lager zu halbieren. Für die Fälle bei denen die Grenzfrequenz nicht innerhalb des gemessenen Frequenzbereichs lag, konnte nur ein Parameter exakt bestimmt werden. Eine Vergrößerung des Messbereichs war mit der verwendeten Messtechnik nicht möglich. Es war außerdem nicht möglich die Größe des Reihenwiderstandes des abgeleiteten Ersatzschaltbildes zu bestimmen, da er erst bei höheren Frequenzen wirksam wird. Er ist in jedem Fall kleiner als der Parallelwiderstand.

**Tabelle 1: Abgeleitete Ersatzparameter für ein Lager für einzelne Belastungszustände**

	R in $\Omega$	C in pF
Unbelastet	Ca. 50	Ca. 100
Druck	5	<100
Bewegung	>1M	30

Der ohmische Anteil der Impedanz ist extrem stark von der Belastungssituation abhängig. Bei dem unbelasteten Fall schwankte er außerdem bei der Wiederholung der Messung, so dass er auch eine Abhängigkeit von der Ruhelage hat. Zusätzlich könnten weitere Abhängigkeiten bestehen (z.B. Drehzahl), die nicht weiter untersucht wurden. Um das Ersatzschaltbild anwenden zu können, sind die Parameter für die genaue Belastungssituation zu bestimmen. Der kapazitive Anteil weniger von der Belastungssituation abhängig.

### **Zusammenfassung und Ausblick**

Es wurde ein Ersatzschaltbild für ein Wälzlager erstellt. Es konnte gezeigt werden, dass das Ersatzschaltbild grundsätzlich anwendbar ist. Die einzelnen Parameter sind jedoch sehr stark von der Belastungssituation des Lagers abhängig. Um das Ersatzschaltbild nutzen zu können, sind die Parameter für die jeweilige Belastungssituation zu bestimmen. Eine Umrechnung der Parameter von einer zu einer anderen Belastungssituation war mit der durchgeführten nicht möglich. Eine solche Umrechnung ist eventuell möglich, wenn exakte Kennlinien von Belastungsparameter (wie Drehzahl und Gewicht auf der Welle) aufgenommen werden können. Die Untersuchungen wurden an einem einzelnen Lager durchgeführt. Das Ersatzschaltbild ist auf andere Lager übertragbar. Inwieweit sich die einzelnen Parameter von Lager zu Lager unterscheiden, muss noch untersucht werden.

## **Literaturangaben**

- [1] ABB, „Lagerströme in modernen AC-Antriebssystemen“, Technische Anleitung Nr. 5, 2001
- [2] M. R. Rezaei, „Jahresbericht 2003“ TU Braunschweig 2003
- [3] Annette Muetze, „Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors“ Universität Darmstadt, 2004
- [4] Schaeffler, „Schmierung von Wälzlagern“, TPI 176, 2013

# Simulationsverfahren zur Bestimmung der HF-Impedanzen von Traktionsbatterien

M. Sc. Moustafa Raya, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

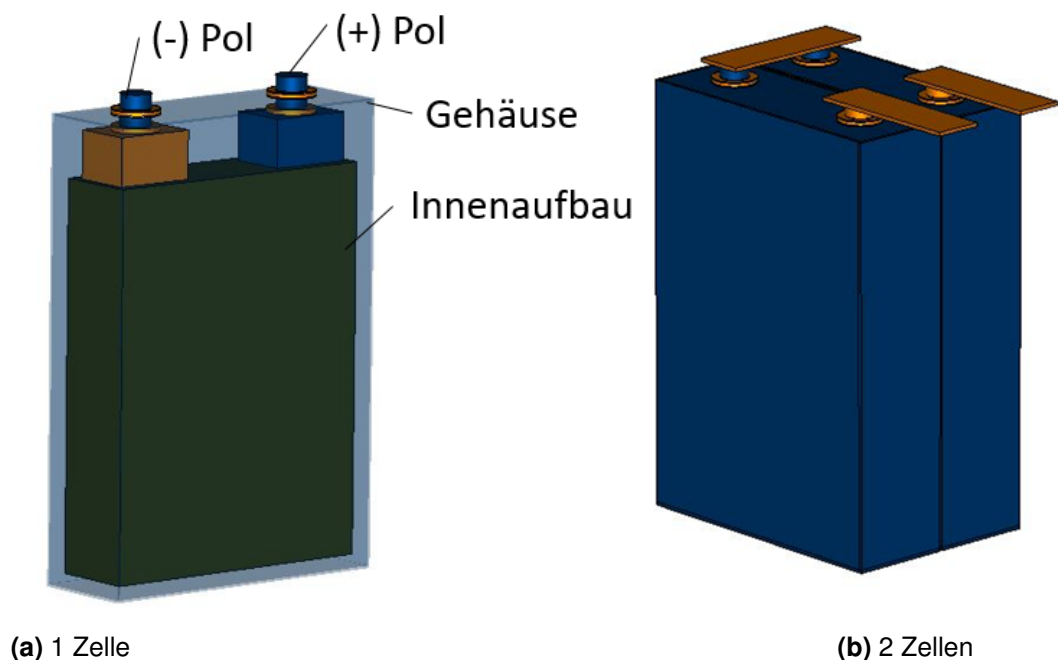
Dipl.-Phys. Jörg Petzold, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

## 1 Einleitung

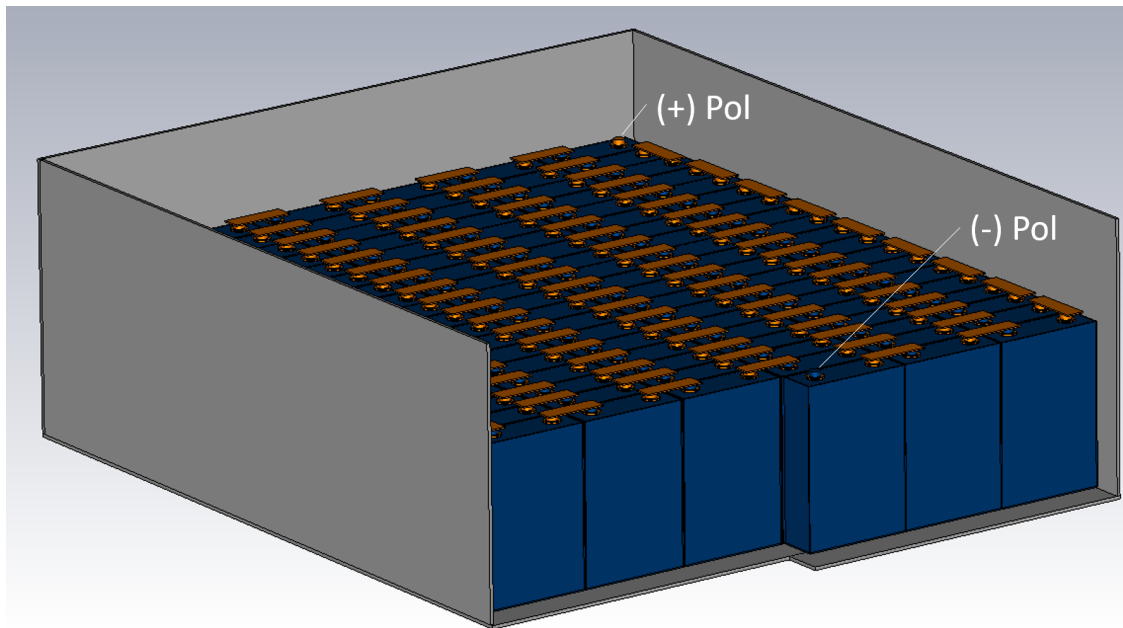
Emissionsfreie Elektroautos erfordern Traktionsbatterien mit hohem Energiespeicher als Teil des Bordnetzes. Implementierte, schnell schaltende Leistungsschalter im Wechselrichter und DC-DC-Wandler des Bordnetzes erzeugen Störungen bei Schaltfrequenzen und deren Oberschwingungen, die in das Batteriesystem einkoppeln können. Um die Wechselwirkung der Störungen zwischen der Batterie und dem Gesamtsystem zu analysieren, ist es erforderlich die Eingangsimpedanz der verwendeten Batterie im betroffenen Frequenzbereich zu ermitteln. Bisher basierten die meisten vorgestellten Methoden zur Bestimmung von HF-Impedanzen der Batterien auf experimentellen Messungen. Obwohl einige analytische Methoden zur Berechnung der Batterieimpedanzen vorgestellt wurden, sind solche Verfahren jedoch nur für einfache Zellen und Batterieanordnungen sinnvoll. Diese Arbeit stellt eine Simulationsmethode zur Bestimmung der HF-Impedanz der Traktionsbatterien dar. Die Methode basiert auf der Feldsimulation des konstruierten Batterie-modells. Damit ist die Bestimmung von Gleich- und Gegentaktimpedanzen möglich. Die Methode kann verwendet werden, um die Impedanz für Einzelzellen, sowie für Systeme aus mehreren solchen Zellen zu bestimmen. Sie wurde anhand verschiedener Batterietypen mit geringer Spannung in [5] untersucht. Das Verfahren wird in dieser Arbeit für die Impedanzbestimmung von prismatischen Zellen des Lithiumeisenphosphat-Typs ( $\text{Li-FePO}_4$ ) und von einer Hochspannungsbatterie aus einer Vielzahl dieser Zellen angewendet. Messungen der Impedanzen der genannten Batteriezellen zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen. Die meisten veröffentlichten Arbeiten konzentrierten sich auf Messungen zur Bestimmung der Batterieimpedanzen. Doersam et al. präsentierten in [2] verschiedene Methoden im Zeit- und Frequenzbereich zur Messung der Batterieimpedanz. In [6], wurde eine Impedanzmessung einer Automobil-Traktionsbatterie unter Verwendung des Vektor-Netzwerk-Analysators (VNA) durchgeführt. Der Messbereich lag zwischen 300 kHz und 200 MHz. In [4] wurde ein Netzwerk Model für die Impedanznachbildung einer 360 V Traktionsbatterie erstellt. Das Model wurde mit passiven Komponenten nachgebaut, um EMV-Messungen nach Norm durchführen zu können. Eine analytische Berechnungsmethode wurde unter Verwendung der Leitungstheorie in [3] präsentiert. Die Rechenmethode kann für zylindrische Batteriezellen oder einfache linearen Anordnung verwendet werden. Aufgrund der Notwendigkeit einer effizienten Lösung für komplexe Strukturen von Batteriezellen und Anordnungen wie sie in E-Fahrzeugen Anwendung finden, wird in dieser Arbeit ein entsprechendes Simulationsverfahren vorgestellt. Das Verfahren kann die Impedanzen beliebiger Zellformen und Batterieanordnungen bestimmen. Es basiert auf der Kenntnis des Batterieinnenaufbaus. Mit dieser Methode ist es möglich, die Gleich- und Gegentaktimpedanzen zu bestimmen.

## 2 Simulation

Die  $\text{LiFePO}_4$ -Einzelzellen besitzen eine prismatische Form mit den Abmaßen 120 mm x 45 mm x 188 mm. Sie weisen eine Einzelspannung von 3,2 V auf und werden in Reihe geschaltet, um eine Spannung von 400 V zu erreichen. Das Gehäuse der Zelle ist aus Aluminium. Der Innenaufbau besteht aus mehreren Aluminium- und Kupfer-Schichten, die übereinander gefaltet sind. Zwischen den Schichten befinden sich Elektroden aus Graphit und  $\text{LiFePO}_4$ -Material, zusammen mit einem Elektrolyt und einem Separator. Der positive Pol (+ Pol) ist mit den Aluminiumschichten und der negative Pol (- Pol) ist mit den Kupferschichten verbunden. In [3] wurde ein Ansatz vorgestellt, in dem die komplexe innere Struktur der Batterie, bestehend aus Multielektroden, Elektrolyten und Separator im HF-Bereich als Massivleiter nachgebildet werden kann. Diese Form von Emulation wird für die Simulation verwendet. Dabei bleibt die Herausforderung die Bestimmung der elektromagnetischen Eigenschaften des definierten Massivmaterials. Die effektiven Werte der Permeabilität und der elektrischen Leitfähigkeit wurden zuerst berechnet und anschließend im Lauf der Parametrisierung im Simulationsmodell angepasst. Das homogene Material hat eine elektrische Leitfähigkeit  $\sigma_{\text{eff}}$  von  $3 \times 10^7$ , was vergleichbar mit der Leitfähigkeit von Aluminium ist. Dagegen hat die relative Permeabilität  $\mu_{\text{eff}}$  einen Wert von 50, dieser Wert kommt durch den Einfluss des  $\text{LiFePO}_4$ -Materials zu Stande. Das Simulationsmodell für eine Zelle  $\text{LiFePO}_4$  ist in Abb. 1a gezeigt. Abb. 1b zeigt das Modell zweier Zellen in Reihe mit ihren Verbindungen. Das Gehäuse ist aus Aluminium gemäß Fertigung und galvanisch von den beiden Polen getrennt. In Gegenteil zum realen Innenaufbau, besteht die innere Struktur des Simulationsmodells aus einem homogenen Material mit den oben beschriebenen elektrischen Eigenschaften. Abb. 2 präsentiert das Simulationsmodell der Traktionsbatterie. Es besteht aus 111 in Reihe geschalteten Zellen. Das Gehäuse der Gesamtbatterie besteht ebenfalls aus Aluminium. Die Simulation erfolgte mit der Finite-Integration-Technik von CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) [1].



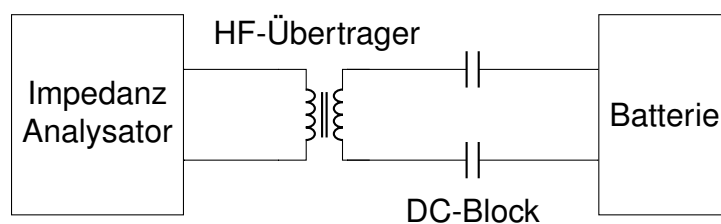
**Bild 1:** Simulationsmodell einzelner  $\text{LiFePO}_4$ -Zellen



**Bild 2:** Simulationsmodell des Gesamtsystems

### 3 Messung

Für die Messungen wurde der Impedanzanalysator 4294A von Agilent verwendet. Aufgrund der hohen Spannung der Traktionsbatterie, wurde ein Kondensator als ein Gleichstromblock an jedem Pol eingebaut, wie in Abb. 3 dargestellt ist. Um das empfindliche Messgerät zusätzlich zu schützen, wurde ein HF-Übertrager in Reihe mit den Kondensatoren verbaut. Dieser entkoppelt das Messgerät von der Batterie galvanisch. Der Einfluss der Impedanzen der Leitungen, Kondensatoren und Übertrager wurde vor der Messung rauskalibriert. Die Messungen wurden mit einem Testsignal von 0,5 V von 20 kHz bis 110 MHz für Einzelzellen und bis 5 MHz für die Traktionsbatterie durchgeführt. Die Ergebnisse werden im nächsten Abschnitt gezeigt und diskutiert.

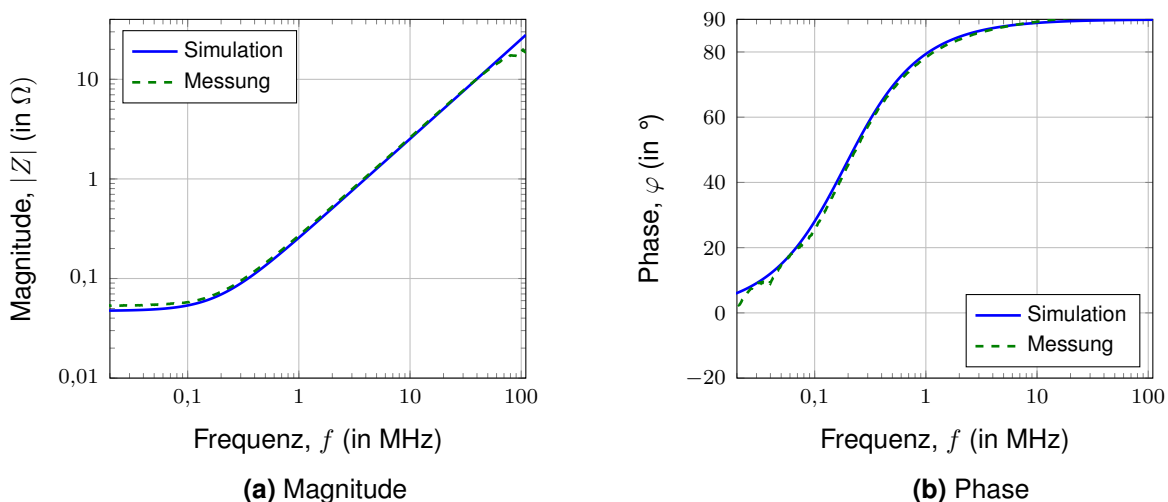


**Bild 3:** Messaufbau

#### 3.1 Auswertung

In diesem Abschnitt werden die Simulationsergebnisse anhand der Amplitude und der Phase der Batterieimpedanzen mit den Messungen verglichen. Abb. 4 zeigt die Simulations- und Messergebnisse einer Zelle. Die Messungen und Simulationen weisen sowohl für die Magnitude als auch für die Phase eine gute Übereinstimmung auf. Die Impedanzergebnisse werden bei niedrigen Frequenzen vom Realteil dominiert, wobei diese Werte von der Temperatur und vom Ladezustand der Batterie (SoC) abhängig sind. Bei höheren Fre-

quenzen dominiert der induktive Teil, wobei dies hauptsächlich von der geometrischen Struktur der Batterien abhängt und weniger empfindlich gegenüber der Temperatur und dem SoC ist. Die Messergebnisse der zwei in Reihe geschalteten Zellen werden mit Simulationen in Abb. 5 verglichen. Das Simulationsmodell hierfür ist in Abb. 1b dargestellt. Die Simulationsergebnisse stimmen gut mit der Messung überein. Bei 97 MHz kann in den Graphen eine Resonanz beobachtet werden. Die Resonanz tritt aufgrund eines  $L - C$  Resonators auf.  $L$  resultiert durch die Batterie und  $C$  resultiert durch den Spalt zwischen den beiden Zellen. Die Resonanz kann sich verschieben, wenn der Abstand zwischen den Zellen geändert wird. Die Messung und Simulationsergebnisse der Gegentaktimpedanz der Traktionsbatterie sind in Abb. 6 dargestellt. Die Simulation stimmt auch hier mit der Messung überein. Die Magnitude zeigt ein induktives Verhalten mit einer Phase von  $90^\circ$ . Bei 2 MHz taucht eine Resonanz auf. Dafür sind die parasitären Kapazitäten zwischen den Verbindungen und zwischen den Gehäusen der Einzelzellen die Ursache. Hier könnten auch parasitäre Kapazitäten durch die Verbindungskabel innerhalb des Batteriesystems entstehen. Die asymmetrische Impedanz zwischen dem + Pol und dem Gehäuse in Abb. 7 zeigt wie erwartet ein kapazitives Verhalten mit einer Phase von  $-90^\circ$ , da die Magnitude über die Frequenz sinkt. Oberhalb von 1 MHz treten mehrere Resonanzen auf. Die erste Resonanz entsteht durch die Wechselwirkung der kapazitiven Kopplung zwischen Batterie und Gehäuse mit dem inneren induktiven Verhalten. Die zweite Resonanz ist dieselbe Resonanz wie bei der Gegentaktimpedanz.

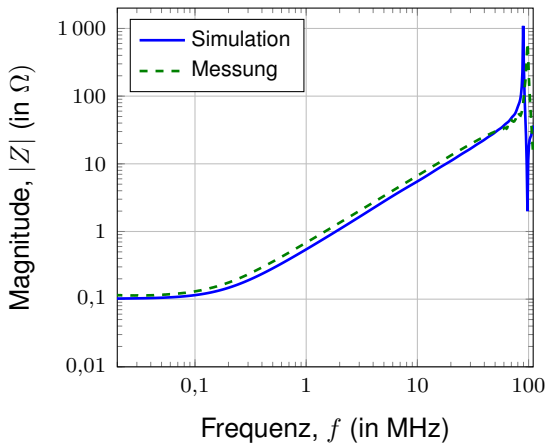


**Bild 4:** Messung und Simulation der Impedanz für eine Zelle

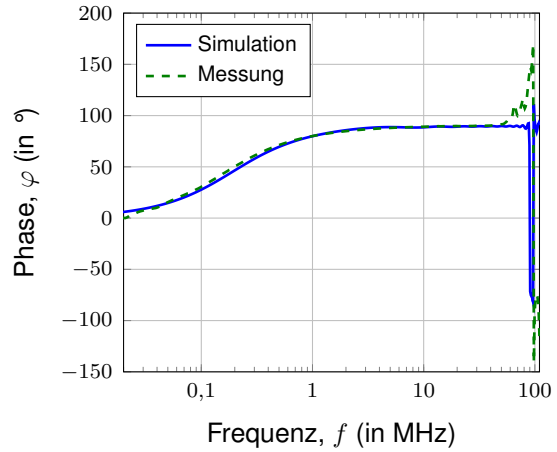
## 4 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde eine Feldsimulationsmethode vorgestellt, um die Impedanz von Traktionsbatterien bei hohen Frequenzen zu bestimmen. Bei der Methode wird die Batteriezelle als 3D-Modell konstruiert, wobei ihre innere Struktur aus Mischelektroden mit Elektrolyten und Separator als homogenes festes Material modelliert wird. Nach der Definition der elektrischen Eigenschaften dieses Materials, kann die Simulation die Impedanz der komplexen Zelle liefern. Zum Bilden eines HV-Batteriesystems, werden mehrere Simulationsmodellzellen in Reihe geschaltet. Das Verfahren war in der Lage, genaue Ergebnisse für Batteriezellen und deren Netzwerke zu liefern. Mit dieser Methode konnten die asymmetrische Impedanz und die Gegentaktimpedanz der Traktionsbatterie bestimmt



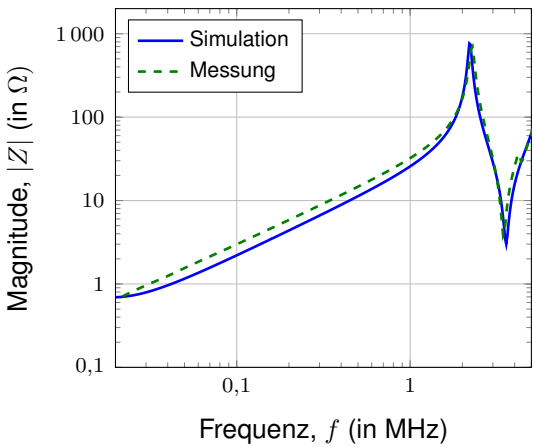


(a) Magnitude

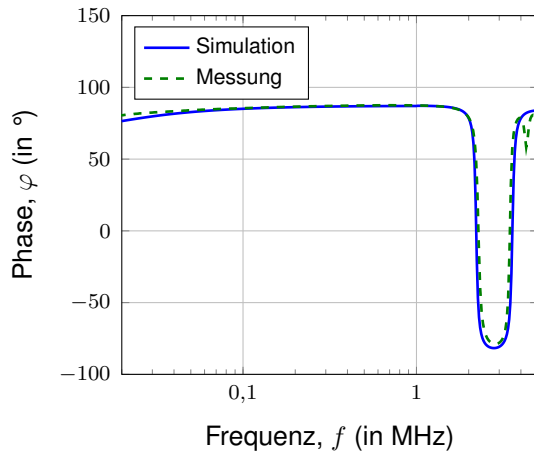


(b) Phase

**Bild 5:** Messung und Simulation der Impedanz für zwei Zellen

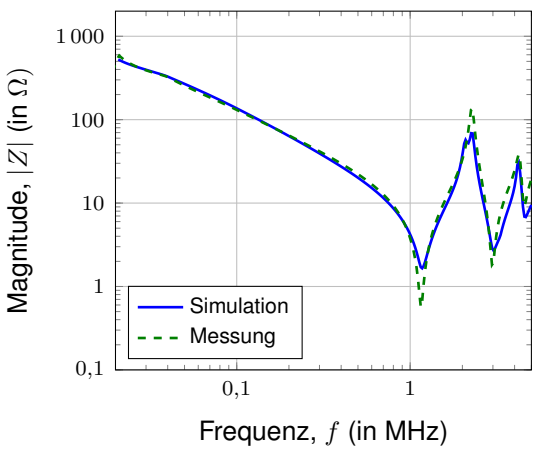


(a) Magnitude

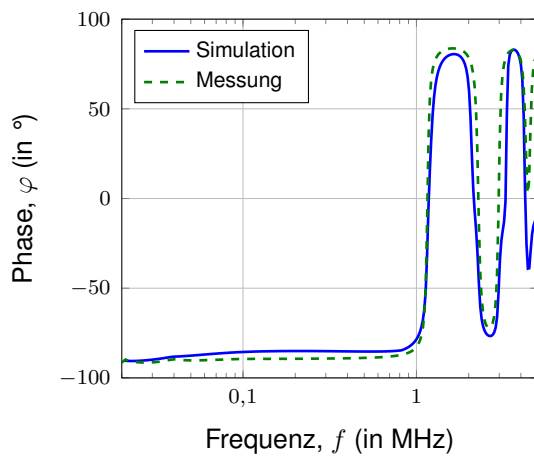


(b) Phase

**Bild 6:** Messung und Simulation der Gegentaktimpedanz der Traktionsbatterie



(a) Magnitude



(b) Phase

**Bild 7:** Messung und Simulation der asymmetrischen Impedanz der Traktionsbatterie

werden. Die Ergebnisse wurden von 20 kHz bis 110 MHz für Einzelzellen und bis 5 MHz für die Traktionsbatterie verglichen. Es wurde eine gute Übereinstimmung zwischen Simulationen und Messungen erzielt. Mit dieser Methode ist es möglich, das EMV-Verhalten von Batterien zu beobachten und vorherzusagen.

## 5 Danksagung

Diese Arbeit wurde unter dem Kennzeichen 16EMO0120K vom Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages gefördert.

## Literatur

- [1] COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY: *CST Microwave Studio, Solvers, Transient Solver*. Darmstadt, Germany: CST AG, 2017. <https://www.cst.com/Products/CSTmws/Solvers/TransientSolver>
- [2] DOERSAM, T. ; SCHOERLE, S. ; HOENE, E. ; LANG, K. D. ; SPIEKER, C. ; WALDMANN, T.: High frequency impedance of Li-ion batteries. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Dresden : IEEE, August 2015, S. 714–719
- [3] HOENE, E. ; GUTTOWSKI, S. ; SAIKLY, R. ; JOHN, W. ; REICHL, H.: RF-properties of automotive traction batteries. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, 2003, S. 425–428
- [4] JESCHKE, S. ; MAARLEVELD, M. ; BAERENFAENGER, J. ; HIRSCH, H. ; TSIAPENKO, S. ; WALDERA, C. ; OBHOLZ, M.: Development of a passive impedance network for modeling electric vehicle traction batteries for EMI measurements. In: *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, S. 1–6
- [5] RAYA, Moustafa ; VICK, Ralf: A simulation method to determine the RF impedance of batteries. In: *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, S. 1–5
- [6] REUTER, M. ; FRIEDL, T. ; TENBOHLEN, S. ; KOHLER, W.: Influence of a traction battery's input impedance on conducted emissions of an automotive HV inverter. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Denver : IEEE, August 2013, S. 229–234

---

## **Systembetrachtungen zur EMV**

---

# **Eignung von Messplätzen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz mit Rahmenantennen**

Autor: Dipl.-Ing. (Univ.) Friedrich-Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH, Daimlerstrasse 17 89564 Nattheim, Deutschland, f-w.trautnitz@albatross-projects.com

Co-Autor: Dipl.-Ing. Dr. Alexander Kriz, Seibersdorf Labor GmbH, 2444 Seibersdorf, Österreich, alexander.kriz@seibersdorf-laboratories.at

Co-Autor: Dipl.-Ing. Andreas Morgenstern, SLG Prüf- und Zertifizierungs GmbH, Burgstädter Strasse 20, 09232 Hartmannsdorf, Deutschland, A.Morgenstern@slg.de.com

Co-Autor: Dipl.-Ing. (Univ.) Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH, Daimlerstrasse 17 89564 Nattheim, Deutschland, j.riedelsheimer@albatross-projects.com

Co-Autor: Dipl.-Ing. Ronald Svadlenka, SLG Prüf- und Zertifizierungs GmbH, Burgstädter Strasse 20, 09232 Hartmannsdorf, Deutschland, r.svadlenka@slg.de.com

## **1 Untersuchungen mit Rahmenantennen in einer Absorberhalle mit leitender Bodenfläche**

### **1.1 Vorwort**

In der CISPR 16-1-4 ist eine Erweiterung des Kapitels zur Eignung von EMV Messplätzen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz in Vorbereitung. Die Arbeiten zur Verifizierungsmethode sind inzwischen so weit fortgeschritten, dass noch 2017 ein erster CD zu erwarten ist.

Im Rahmen der Arbeit des VDE-Normenarbeitskreises und der CISPR AHG1 wurden umfangreiche Untersuchungsmessungen zu diesem CD durchgeführt. Nach einem Round Robin Test (RRT) in 2012 und den Ausarbeitungen zur Eignung von EMV Messplätzen unter 30 MHz wurden weiterführende Untersuchungen zu Kopplungseffekten im Messaufbau durchgeführt [4], [5]. Des Weiteren wurde die normierte Funkfelddämpfung (NSA - Normalized Site Attenuation) in verschiedenen Messentfernungen im Bereich 3 m bis 10 m, in Schrittweiten von 1 m, mit Rahmenantennen (Durchmesser: 60 cm und 30 cm) analysiert und abschließend in Bezug gesetzt zu den, mit 50 cm Rahmenantennen ermittelten Messwerten aus dem RRT aus dem Jahr 2012, aufgenommen in derselben Absorberhalle in 10 m Messabstand.

### **1.2 Messtechnische Untersuchungen und Messung der NSA von 9 kHz bis 30 MHz**

Zu Beginn der NSA-Messungen von 9 kHz bis 30 MHz wurde eine umfangreichere Untersuchung des Messaufbaues vorgenommen. Wie bereits aus den vorangegangenen Messungen im Rahmen des RRT zu erkennen war, können durch Kopplungseffekte zwischen den Messantennen bzw. Kopplungen über die Kabelschirmung, je nach Kontaktierung des Schirmes von Sende – und Empfangskabel an der Schirmung, sowie die Masseanbindung der Messgeräte größere Abweichungen

der gemessenen NSA Werte entstehen. Diese Einflussgrößen wurden durch unterschiedliche Messkonfigurationen, Masseanbindungen bis hin zur vollständigen galvanischen Trennung der sende- und empfangsseitigen Messsysteme analysiert. Als Antennen wurden Labormuster der Seibersdorf Labor GmbH mit Rahmendurchmesser von 60 cm und 30 cm eingesetzt. Die Messungen wurden nach dem Vorschlag CISPR A 1101 DC durchgeführt. In diesem Vorschlag wird eine Volumenmethode mit fester Antennenhöhe vorgeschlagen. Die NSA wird dabei in drei Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ , und  $H_z$  gemessen.

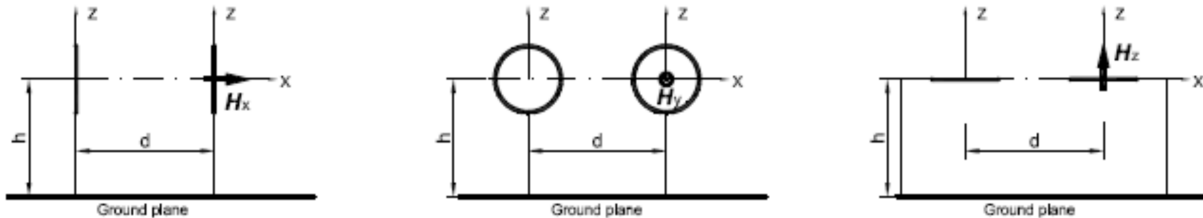


Bild 1: Antennen in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ , und  $H_z$

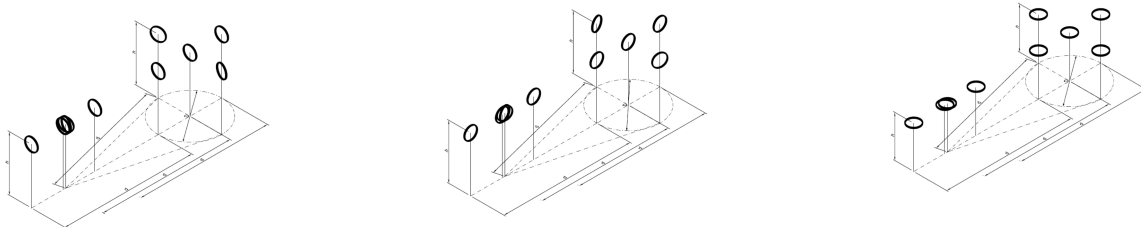


Bild 2: Perspektivische Anordnung der Messpositionen im Volumen in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ , und  $H_z$

Folgende Punkte wurden detailliert untersucht:

- 1.2.1 Kopplungseffekte und Resonanzeinflüsse
- 1.2.2 Einfluss der leitenden Bodenfläche
- 1.2.3 Messung der seitlichen Volumenpunkte
- 1.2.4 Messung der NSA in Messentfernungen von 3 bis 10 m mit 60 cm und 30 cm Rahmenantennen in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ , und  $H_z$
- 1.2.5 Vergleich der aktuellen NSA Messungen mit den Ergebnissen aus 2012 mit 50 cm Rahmenantennen

### 1.2.1 Kopplungseffekte und Resonanzeinflüsse:

Es wurde untersucht, inwiefern die Kopplung des Sende- und Empfangsweges unmittelbaren Einfluss auf das Ergebnis der NSA haben kann.

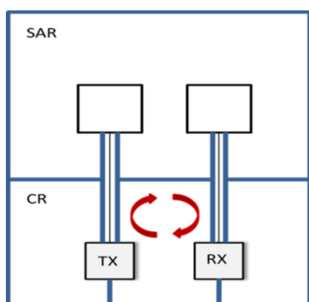


Bild 3: Kopplungseffekt bei Standardaufbau

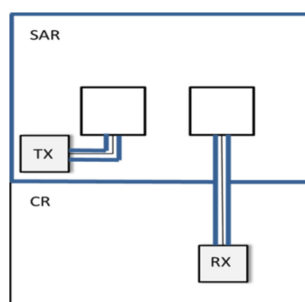


Bild 4: Entkopplung der Messsysteme

Bild 3 zeigt den Standardaufbau bei der Messung der NSA. Die dabei auftretende Masseschleife, die zwischen PE-Signalgenerator-Sendekabel-Schirmwand-Empfangskabel-Empfänger-PE aufgespannt wird, ist dabei verantwortlich für die Signalvariation, die schon bei geringfügigen Variationen im Messaufbau zu beobachten sind. Partielle Entkopplung der Einzelkomponenten mittels Trenntransformator bzw. Lichtwellenleitersteuerung waren dabei nur bedingt zielführend. Erst eine vollständige Entkopplung der Messsysteme, bei dem die Sendeseite in der Absorberhalle vollständig von der Empfangsseite entkoppelt und mittels Lichtwellenleiter angesteuert wurde, zeigte einen stabilen, reproduzierbaren Messaufbau (siehe Bild 4).

### 1.2.2 Einfluss der leitenden Bodenfläche (ground plane):

Die metallisch leitende Bodenfläche in der betrachteten Absorberhalle wurde mit einem 2 mm dicken verzinkten Stahlblech realisiert sowie mit einem Deckblech auf der Drehscheibe aus 6 mm Chromstahl. Es wurde geprüft, ob die beiden Ausführungen Einfluss auf die NSA nehmen. Dazu wurden die Ergebnisse der NSA an vier Positionen in der Absorberhalle über unterschiedlichen Konfigurationen der leitenden Bodenfläche verglichen. Der Einfluss der verschiedenen metallischen Bodenflächen auf die NSA in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ , und  $H_z$  liegt im Bereich bis 0,5 dB.

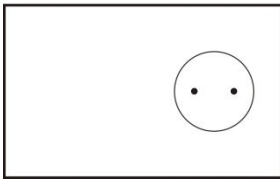


Bild 5a: Position 1

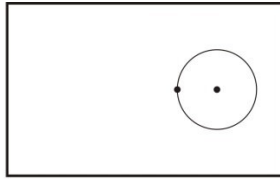


Bild 5b: Position 2

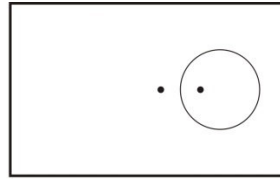


Bild 5c: Position 3,

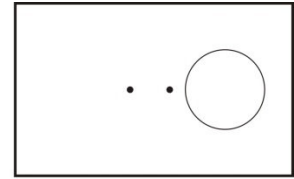


Bild 5d: Position 4

Bild 5a, 5b, 5c, 5d: Position 1 (blau): Beide Antennen auf der Drehscheibe mittig, Position 2 (rot): Eine Antenne im Mittelpunkt der Drehscheibe, die zweite am Rand, Position 3 (schwarz): Eine Antenne auf der Drehscheibe, die zweite auf der GP, Position 4 (grün): Beide Antennen auf der GP, zwei Meter von der Drehscheibe entfernt.

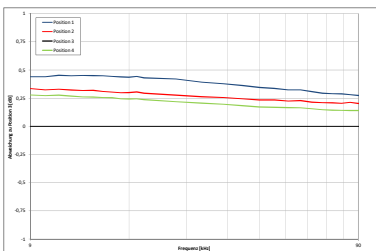


Bild 6a: Orientierung  $H_x$

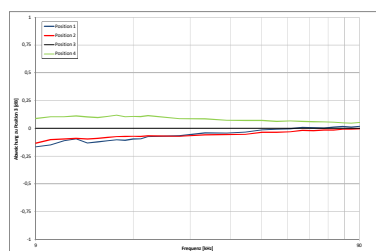


Bild 6b: Orientierung  $H_y$

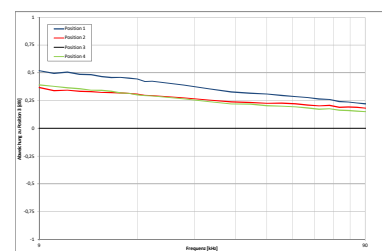


Bild 6c: Orientierung  $H_z$

Die Bilder 6a – 6c zeigen die Abweichungen der verschiedenen Messungen, in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ , und  $H_z$ , im Frequenzbereich 9 kHz – 90 kHz, normiert auf die typische Messkonfiguration bei Prüflingsmessungen entsprechend Position 3.

### 1.2.3 Messung der seitlichen Volumenpunkte

Die Messung der NSA in den seitlichen Volumenpunkten ist derzeit in den Normen ANSI und CISPR im Frequenzbereich 30 MHz – 1 GHz unterschiedlich geregelt. Es wurde untersucht, ob das Einrücken des Referenzpunktes der Sendeantenne in den

Seitenpositionen des Volumens (Referenzpunkt auf der Umfangsline des Volumens zu äußerem Antennenelement bündig abschließend mit der Umfangsline des Volumens) einen messbaren Einfluss auf das Messergebnis liefert.

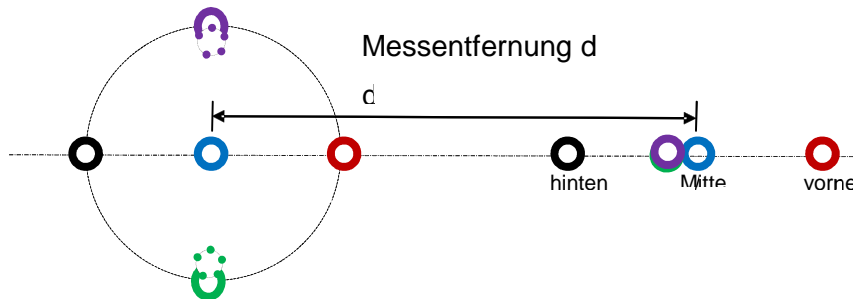


Bild 7: Messpositionen  $H_x$  im Volumen: Referenzpunkt auf der Umfangsline des Volumens bzw. äußeres Antennenelement bündig abschließend mit der Umfangsline des Volumens

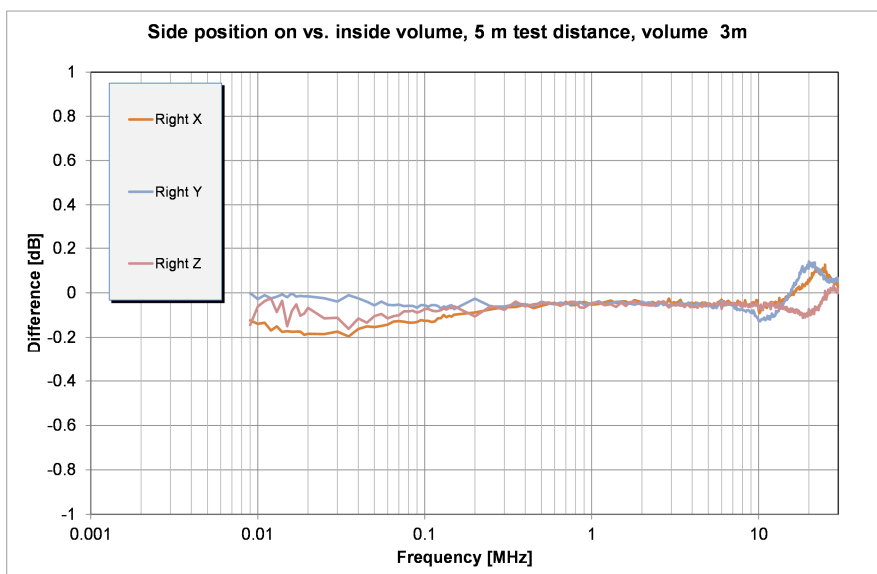


Bild 8: Differenz der nicht eingerückten und eingerückten NSA für alle 3 Orientierungen bei einer Messentfernung von 5 m, Volumengröße 3 m

Wie man aus den Ergebnissen sehen kann, liegt der Unterschied bei eingerückten und nicht eingerückten Antennen unter 0,2 dB.

#### 1.2.4 Messung der NSA in Messentfernungen von 3 m bis 10 m mit 60 cm und 30 cm Rahmenantennen in den Orientierungen $H_x$ , $H_y$ , und $H_z$

Es wurden Messungen der NSA in der Längsachse der Absorberhalle in den Messentfernungen von 3 m bis 10 m in Schrittweiten von 1 m Abstand in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ , und  $H_z$  durchgeführt. Die Bilder 9, 11 und 13 zeigen die Messergebnisse in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ ,  $H_z$  gemessen mit 60 cm Rahmenantennen. Die Bilder 15, 17 und 19 zeigen die vergleichbaren Messungen in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$ ,  $H_z$  gemessen mit 30 cm Rahmenantennen.

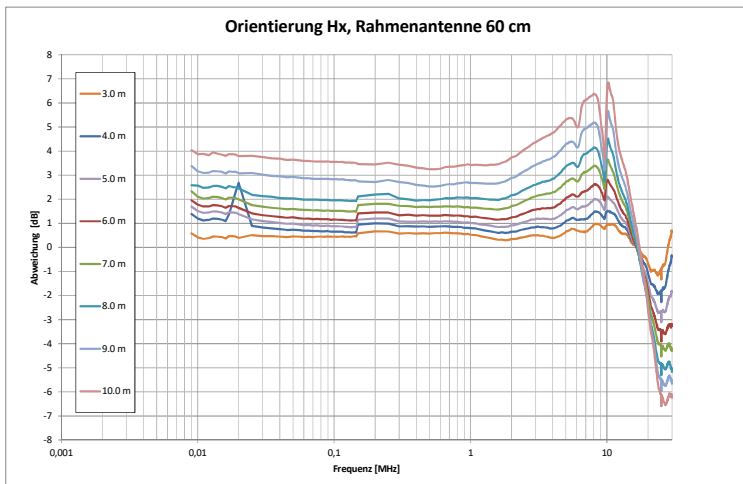


Bild 9: NSA Messung in  $H_x$  Orientierung in verschiedenen Messabständen von 3 bis 10 m; Rahmenantennen 60 cm



Bild 10: Messanordnung

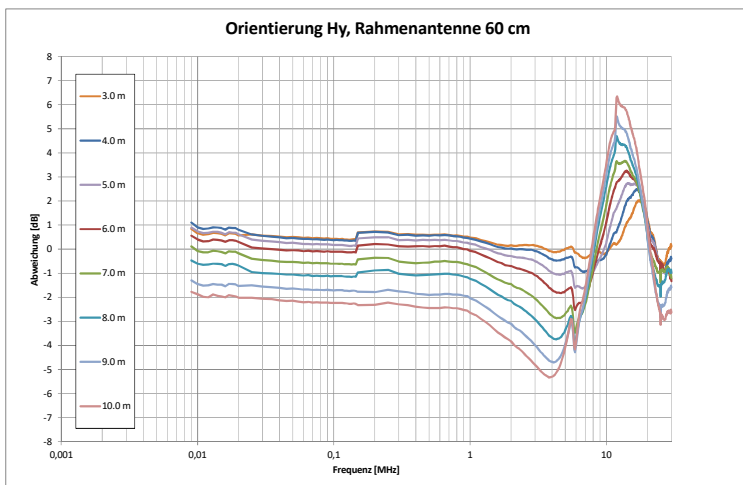


Bild 11: NSA Messung in  $H_y$  Orientierung in verschiedenen Messabständen von 3 bis 10 m; Rahmenantennen 60 cm

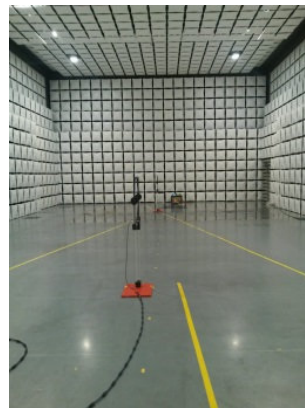


Bild 12: Messanordnung

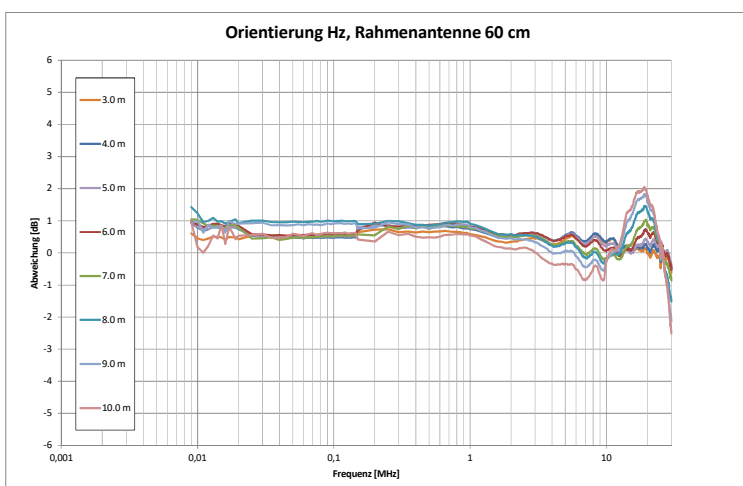


Bild 13: NSA Messung in  $H_z$  Orientierung in verschiedenen Messabständen von 3 bis 10 m; Rahmenantennen 60 cm



Bild 14: Messanordnung



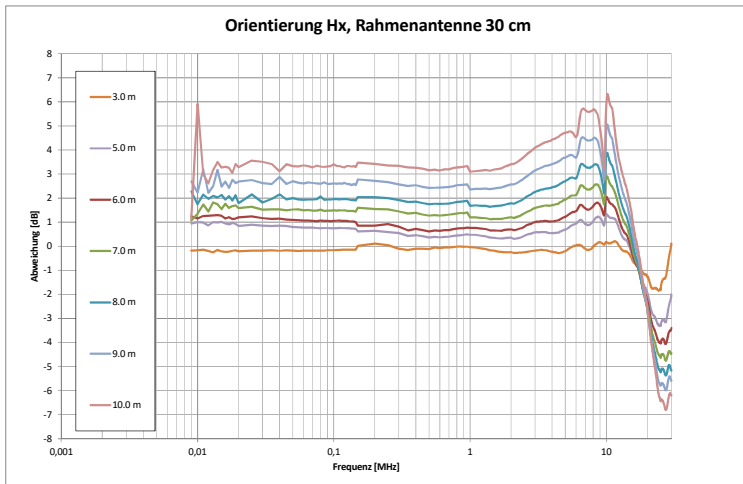


Bild 15: NSA Messung in  $H_x$  Orientierung in verschiedenen Messabständen von 3 bis 10 m (ohne 4 m Messabstand); Rahmenantennen 30 cm

Bild 16: Messanordnung

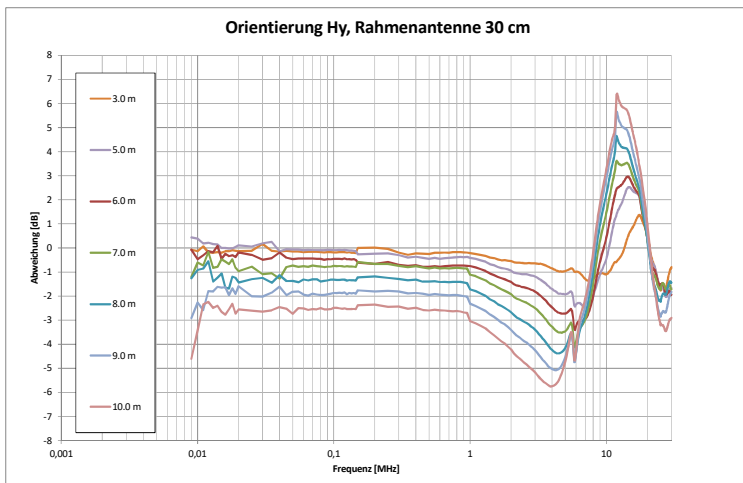


Bild 17: NSA Messung in  $H_y$  Orientierung in verschiedenen Messabständen von 3 bis 10 m (ohne 4 m Messabstand); Rahmenantennen 30 cm

Bild 18: Messanordnung

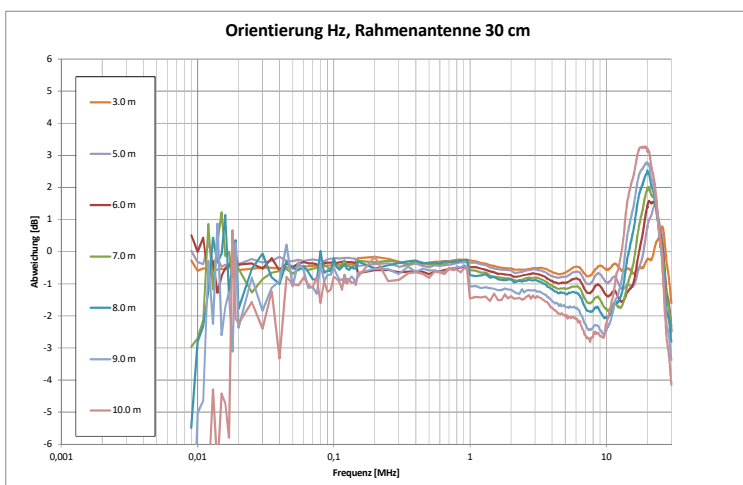


Bild 19: NSA Messung in  $H_z$  Orientierung in verschiedenen Messabständen von 3 bis 10 m (ohne 4 m Messabstand); Rahmenantennen 30 cm

Bild 20: Messanordnung

Unterhalb von 100 kHz sind größere Abweichungen bei Messung mit Rahmenantennen Durchmesser 30 cm in den Messergebnissen zu erkennen, bedingt durch die begrenzte Messdynamik und dem damit verbundenen Rauscheinfluss.

Vergleicht man die Messergebnisse der Messungen mit 60 cm und 30 cm Rahmenantennen kann man erkennen, dass in  $H_x$  und  $H_y$  Orientierung die Ergebnisse bei geringer Messdistanz Abweichungen bis ca. 1 dB zeigen, mit zunehmender Messentfernung reduziert sich der Einfluss auf Werte bis ca. 0,5 dB. Im Gegensatz zur Orientierung  $H_z$ , in der die Abweichung durchgehend bei ca. 1 dB liegt.

### 1.2.5 Vergleich der aktuellen NSA Messungen mit den Ergebnissen aus 2012 mit 50 cm Rahmenantennen

In den aktuellen Untersuchungen sollten insbesondere die signifikanten Abweichungen unter 1 MHz weiter analysiert werden, die sich bei den Messungen im RRT von 2012 gezeigt haben. Mit den diskutierten Untersuchungen wurden die Lösungsansätze erarbeitet, um die Messgenauigkeit deutlich zu steigern.

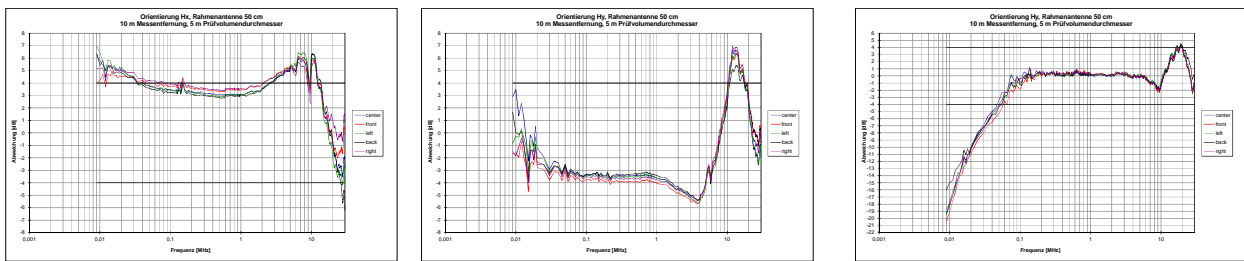


Bild 21: NSA Messung (2012) in den Orientierungen  $H_x$ ,  $H_y$  und  $H_z$  in 10 m Messabstand; Rahmenantennen 50 cm Durchmesser

## 2 Zusammenfassung:

Die in der CISPR 1101 A/DC vorgeschlagene Messmethode wurde in einer Absorberhalle in verschiedenen Messentfernungen durchgeführt und die Messergebnisse diskutiert. Es hat sich gezeigt, dass die erforderliche Messgenauigkeit zur Eignungsprüfung der Messplätze mit der verfügbaren Messtechnik gewährleistet ist. Die Untersuchungen hinsichtlich der Messentfernung haben gezeigt, dass eine Einhaltung des Akzeptanzkriteriums ab ca. 7 m Messentfernung nicht mehr gewährleistet ist. Dies soll in dem Normenentwurf in der Betrachtung der Messunsicherheit entsprechend der zusätzlichen Abweichung berücksichtigt werden. Wie im RRT 2012 gezeigt wurde, kann das Akzeptanzkriterium auf Freifeldmessplätzen auch in 10 m Messabstand eingehalten werden.

## 3 Literaturangaben

- [1] CISPR A 1101/DC
- [2] CISPR A 1106/DC
- [3] CISPR A 1107/INF
- [4] Trautnitz, F.-W., Riedelsheimer, J.: Validierung von Störfeldstärke – Messplätzen im Frequenzbereich von 9 kHz – 30 MHz mit Rahmenantennen, EMV Düsseldorf 2016

[5] Trautnitz, F.-W., Riedelsheimer, J.: Erstellung eines Validierungsverfahrens für EMV Messplätze im Frequenzbereich von 9 kHz – 30 MHz mit Magnetfeldantennen, EMV Düsseldorf 2014

# Vergleichsuntersuchungen zwischen EMV-Laboratorien im Bereich der Störfestigkeitsprüfungen

Simon Scheck, EPCOS AG, EMV-Labor, Regensburg, Deutschland  
Christian Paulwitz, EPCOS AG, EMV-Labor, Regensburg, Deutschland  
Dr.-Ing. Stefan Weber, EPCOS AG, München

## 1 Ausgangssituation

Unter dem Aspekt der Sicherstellung der Qualität von Prüfergebnissen sind Vergleiche zwischen Laboratorien zwingend erforderlich. Die Durchführung solcher Vergleichsuntersuchungen in Form von Ringvergleichen oder Eignungsprüfungen ist bei den Prüfungen der Störaussendung jahrelange Praxis, jedoch für den Anwendungsbereich der Störfestigkeitsprüfungen unzureichend entwickelt. Es mangelt an geeigneten Prüflingen und aussagekräftigen Verfahren.

## 2 Vergleichsuntersuchungen der Störfestigkeit am Beispiel der EN/IEC 61000-4-3

Dieser Teil der EN/IEC 61000 gilt für die Prüfung der Störfestigkeit von elektrischen oder elektronischen Geräten gegen hochfrequente elektromagnetische Felder. Er legt Prüfpegel und die erforderlichen Prüfverfahren fest.

Für die Berechnung der Messunsicherheit liefern hauptsächlich die Kalibrierung der E-Feldsonde, die Einregelung der Leistung während des Einmessens und der Prüfung sowie die Einhaltung des Abstandes von der Antenne zum Prüfling relevante Beiträge, was zu einer erweiterten Messunsicherheit im Bereich von 2 dB führt. – Anhang J [1]

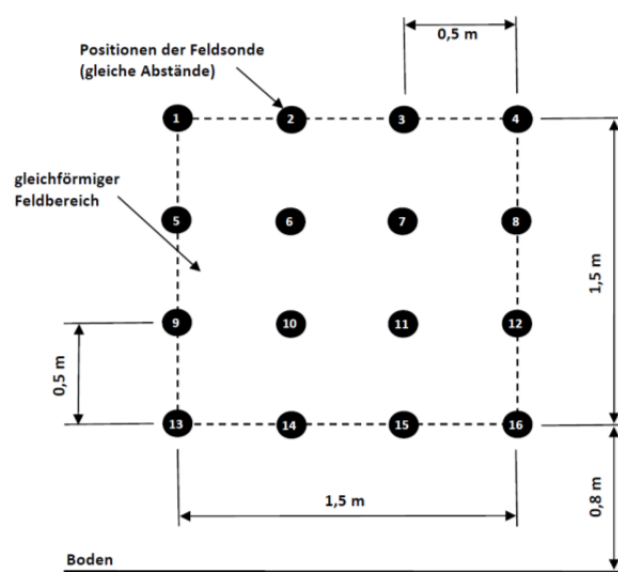
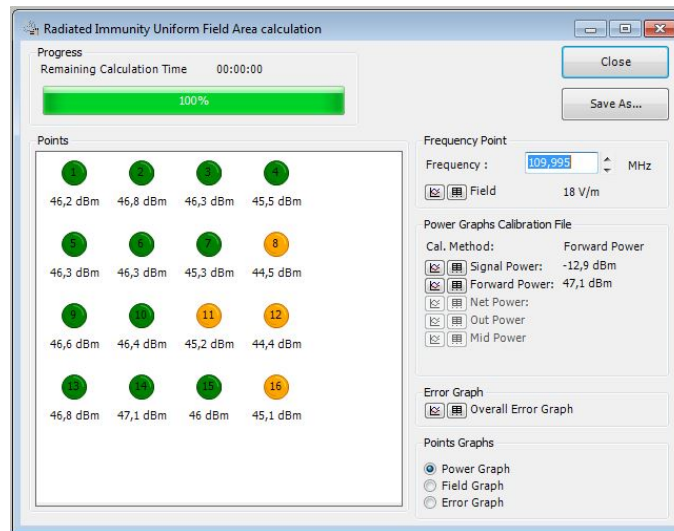


Bild 1: gleichförmiger Bereich nach der EN/IEC 61000-4-3 [1]

Ein weiterer Anteil ist die Abweichung während des Einmessens des gleichförmigen Bereiches, hier ist für 12 der 16 Punkte eine Abweichung von  $\pm 6$  dB zulässig. Die restlichen 4 Punkte bleiben unberücksichtigt und können auch außerhalb dieses Bereichs liegen.



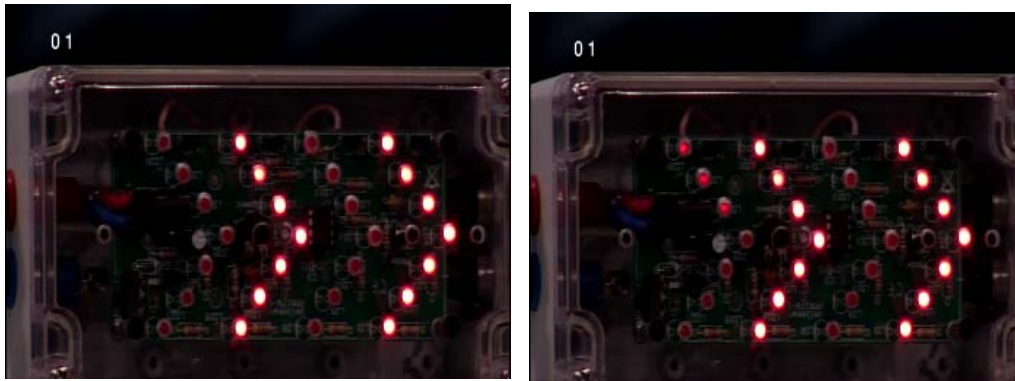
**Bild 2:** Beispiel für die Berechnung des gleichförmigen Bereichs bei 110 MHz – vertikale Antennenpolarisation [2]

Die „Kalibrierung des Feldes“ – eigentlich das Einmessen der Einstellungen für die Durchführung der Prüfungen – findet im leeren Bereich ohne Prüfling statt, bei nachfolgenden Prüfungen können Veränderungen durch die Anwesenheit des Prüflings selbst erfolgen. Diese Verzerrung des Feldes kann beim Einmessen des gleichförmigen Bereiches nicht berücksichtigt werden und führt zu weiteren Unsicherheiten abhängig von der Geometrie und dem Abstand der Strahlungsquelle.

## 2.1 Musterprüfling

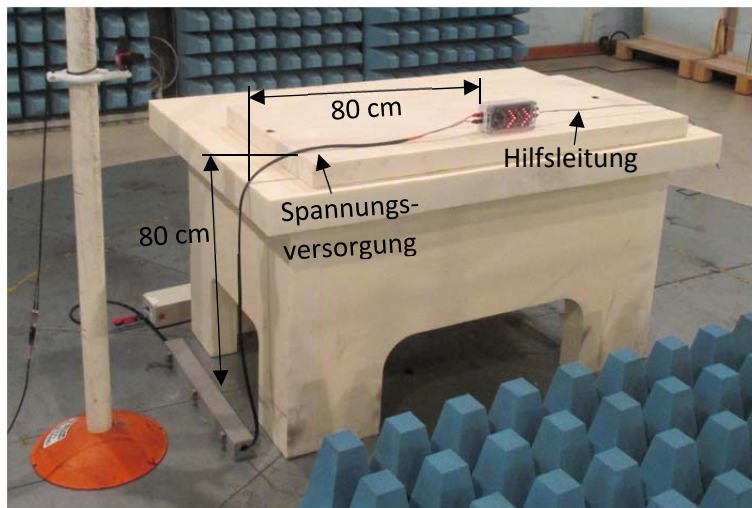
Neben der kalkulierten Messgeräteunsicherheit und den Unsicherheiten des normativen Verfahrens spielen Unsicherheiten bei der Bewertung des Prüfergebnisses eine weitere Rolle. Es ist Aufgabe des Prüfplans, eine eindeutige Fehlerbeurteilung mit festgelegten Toleranzen sicherzustellen. Messtechnisch erfassbare Größen oder digitale Aussagen (z. B. Fehlermeldungen) sind wünschenswert, aber abhängig vom Prüfling kommen auch Sinneseindrücke (wie z. B. in diesem Fall: Aufleuchten von Dioden) mit einem mehr oder weniger breiten Übergangsbereich zur Anwendung.

Der Musterprüfling besteht aus einem LED-Modul mit vier Bänken. Zwei dieser Bänke leuchten als Funktionskontrolle und zur Referenz dauerhaft, die anderen beiden leuchten in Abhängigkeit des exponierten Feldes. Als Ausfallkriterium wird eine Änderung der nicht leuchtenden LEDs definiert. In der praktischen Anwendung ist der subjektive Übergangsbereich bei diesem Prüfling mit etwa 0,5 V/m hinreichend genau für die Bewertung der Ausfallsschwelle mit dem Ziel von Laborvergleichen.



**Bild 3:** Musterprüfling – links: Ausgangszustand – rechts: Ausfall

Das Testmodul „LED-Pfeil“ liegt auf einem Tisch, es wird nur eine Prüflingsposition dem HF-Feld (Amplitudenmodulation mit einem Sinus von 1 kHz und einer Tiefe von 80 % sowie einer Schrittweite der Trägerfrequenz von 1% mit einer Verweilzeit von 0,5 s) ausgesetzt.



**Bild 4:** Musterprüfling – Aufbau im Feld als Tischgerät

Die Versorgungsleitung wird vom Testmodul weg zunächst 0,8 m horizontal auf dem Tisch (0,8 m Höhe) geführt und dann 0,8 m senkrecht zum Boden, wo sie direkt durch ein CMAD (common mode absorbing device) zur DC-Quelle geführt wird. Ferner ist noch eine weitere Leitung an dem Prüfling angeschlossen, die ohne Abschluss auf dem Tisch liegt. Die Fehlerbewertung erfolgt nach dem Leuchten der initial nicht leuchtenden LEDs, wobei die Intensität des LED-Lichts nicht bewertet wird. Ein Ausfall liegt vor, wenn mindestens eine LED (leichtes Leuchten) oder alle LEDs leuchten. Die Tests werden jeweils bei horizontaler und vertikaler Antennenpolarisation durchgeführt.

Zuerst wird über den gesamten Frequenzbereich von 80 MHz bis 1 GHz mit einer Prüfschärfe von 10 V/m gefahren, um das Frequenzband zu ermitteln, in dem der Prüfling ausfällt, sowie der Prüfpegel am Anfang und am Ende des Ausfallbandes (0,5-V/m-Schritte sind ausreichend genau).

Anschließend wird bei drei Einzelfrequenzen 83 MHz – 110 MHz und 200 MHz der Prüfpegel ermittelt, ab dem der Prüfling Reaktionen zeigt. Dies erfolgt bis zu einer maximalen Feldstärke von 20 V/m in ebenfalls 0,5-V/m-Schritten. Falls die maximal mögliche Prüfschärfe des Labors niedriger ist, ist dies anzugeben.

Mit diesem Prüfling werden die Reaktionsschwellen der elektrischen Feldstärke erfasst und die kritischen Frequenzbereiche ermittelt. Diese Schwellen lassen sich aufgrund verschiedener Reaktion des Prüflings differenzieren und quantifizieren. Dadurch lassen sich die Ergebnisse verschiedener Laboratorien bewerten und können untereinander verglichen werden.

### **3 Ergebnisse der Vergleichsuntersuchungen der Störfestigkeitsprüfung am Beispiel der EN/IEC 61000-4-3**

#### **3.1 Messungen in verschiedenen Konstellationen in demselben Labor**

Die Vergleichsuntersuchungen in verschiedenen Konstellationen beinhalten die Prüfung im vorher beschriebenen Aufbau als Tischgerät in 80 cm Höhe als Referenz.

Als nächstes kam ein zweiter Aufbau zum Einsatz. Dieser ist ebenfalls eingemessen und wird verwendet, um eine Feldstärke von 20 V/m zu erreichen. Er unterscheidet sich im eingesetzten Verstärker mitsamt dem Richtkoppler und dem Abstand zwischen Prüfling und der Antennenspitze von 3 m bzw. 2,6 m.

Bei der Wiederholung des Tests in der Konstellation mit 2,6 m Antennenabstand erfolgte eine Änderung der Höhe des Prüflings von 80 cm auf 130 cm über der Bezugsmassefläche.

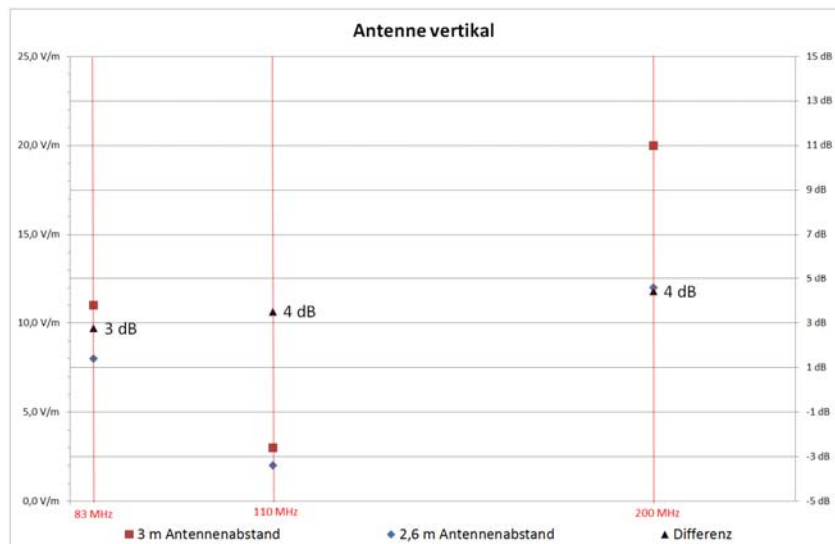
Weiterhin wurde im Aufbau mit 3 m Antennenabstand der Prüfling um 180 ° gedreht, um die Strukturen, in welche das Prüffeld einkoppeln kann, in einen anderen Bereich des gleichförmigen Bereichs zu bringen.

Letztlich kam ein anderer Prüftisch – Holz statt Hartschaum – bei einem Antennenabstand von 2,6 m zur Einsatz.

Die Ausfallschwellen konnten in diesen verschiedenen Setups ermittelt werden. In den folgenden Diagrammen sind diese Schwellen der elektrischen Feldstärke sowie die Differenz zwischen dem minimalen und maximalen Wert in dB zu ersehen.

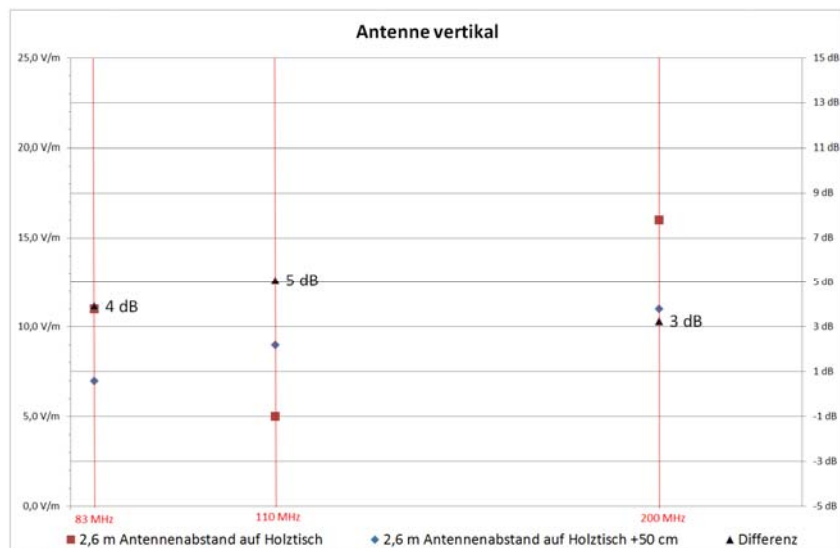
Betrachtet man beispielsweise die Differenz der Ausfallschwellen mit vertikaler Antennenpolarisation in zwei verschiedenen Aufbauten, ergibt sich je nach Frequenz ein Unterschied von maximal 4 dB. Die wesentliche aufbautechnische Änderung liegt hier im Abstand zwischen der Antenne und dem Prüfling. Da bei den hier betrachteten Frequenzen mit beiden Antennenabständen keine Fernfeldbedingungen gegeben sind, können sowohl die Platzierung als auch die Verwendung einer anderen Antenne mit anderem Richtdiagramm zu Unterschieden durch Wechselwirkungen führen.





**Bild 5:** Vergleich bei horizontaler Antennenpolarisation mit unterschiedlichen Abständen

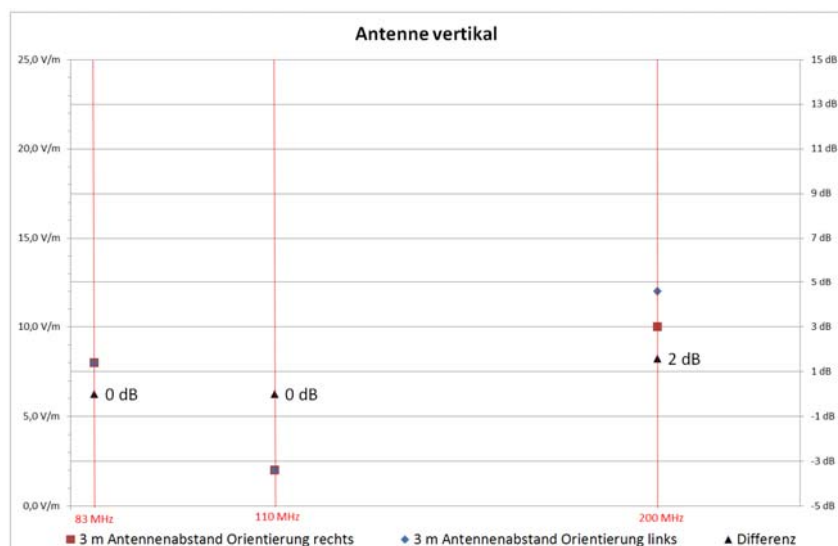
Bei der Betrachtung der Feldstärken bei gleichem Messaufbau, jedoch einer Anordnung des Prüflings auf 80 cm über der Groundplane zu 130 cm, liegen die einkoppelnden Strukturen des Prüflings nicht auf einem Punkt des Feldes, sondern in mehreren Feldern des gleichförmigen Bereiches mit verschiedenen Feldpunkten. Hieraus ergibt sich ein Unterschied von maximal 5 dB. Mögliche Gründe liegen darin, dass die Diskretisierung des 1,5 m x 1,5 m großen Bereiches durch 16 bzw. 12 Einzelpunkte, welche der praktischen Umsetzung der „Kalibrierung des Feldes“ geschuldet ist, nur endlich erfolgen kann. Darüber hinaus befinden sich andere Strukturen, besonders die Versorgungsleitung, unterschiedlich bzw. über verschiedene Einkoppelstrecken im Feld.



**Bild 6:** Vergleich bei vertikaler Antennenpolarisation in 80 cm und 130 cm Höhe

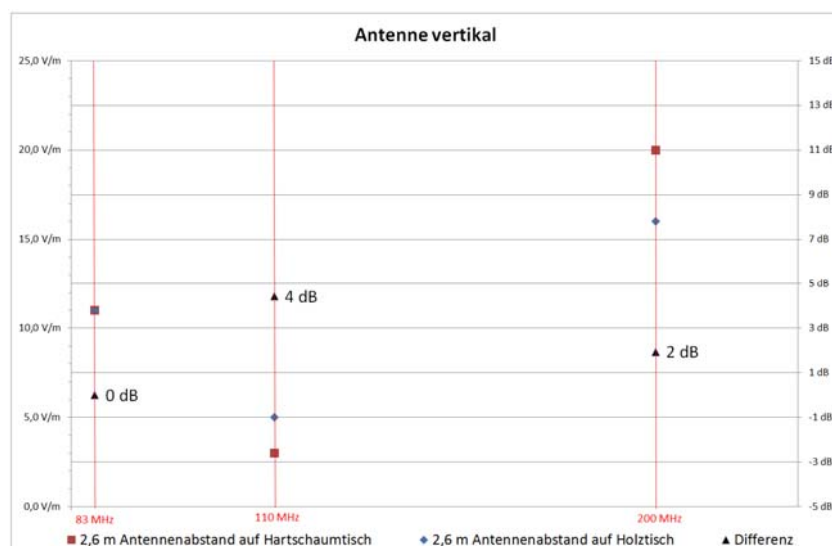
Gemäß den normativen Vorgaben sind Tischgeräte in einer Höhe von 80 cm über der Groundplane anzuordnen. Ein möglicher zulässiger Freiheitsgrad liegt in der Orientierung des Prüflings. Vergleicht man die Anordnung des Prüflings auf 80 cm Höhe nach links bzw. nach rechts orientiert, so ergibt sich eine maximale Abweichung von 2 dB.





**Bild 7:** Vergleich bei vertikaler Antennenpolarisation mit unterschiedlichen Orientierungen des Prüflings

Der letzte Vergleich zeigt den Unterschied zwischen verschiedenen Materialien des Tisches, auf dem der Prüfling platziert wird. Hier wurden ein Hartschaum- und ein Holztisch verwendet. Aus dieser Untersuchung ergibt sich eine maximale Abweichung von 4 dB. Laut der EN/IEC 61000-4-3 sollten Tische oder Unterlagen aus Material mit niedriger Dielektrizitätskonstante (niedriger Permittivität), wie z. B. steifes Polystyren, verwendet werden, da solche aus Holz oder glasfaserverstärktem Kunststoff wegen möglicher Reflexionen zu einer Störung des Feldes und zur Verschlechterung der Gleichförmigkeit des Feldes führen können.



**Bild 8:** Vergleich bei vertikaler Antennenpolarisation mit unterschiedlichen Tischen

Bewegt man sich im Rahmen der Norm, d. h. eine Prüflingshöhe vom 80 cm mit einem geeigneten Tisch, ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung und Vergleichbarkeit mit diesem Musterprüfling.

### 3.2 Messungen in verschiedenen Laboratorien

Beim Vergleich der Ausfallschwellen mit beiden Antennenpolarisationen in verschiedenen Laboratorien ergibt sich ein Unterschied von maximal 4 dB bzw. 6 dB. Die Gründe dieses Unterschiedes rühren nicht zuletzt von den unterschiedlichen Prüfaufbauten her, welche alle der vorher betrachteten Aspekte beinhalten können.

Bei dem relativ großen Unterschied von 6 dB ist der absolute Wert der Ausfallschwellen zu betrachten. Mit Werten von 1 V/m zu 2 V/m ist das Verhältnis sehr hoch, jedoch liegt die absolute Differenz im Bereich der Auflösung von 0,5 V/m und auch sehr nahe an der Schwelle der subjektiven Wahrnehmung.

Mit diesen Unterschieden ergab sich eine gute Übereinstimmung, was die Eignung des Musterprüflings für Vergleichsmessungen belegt.

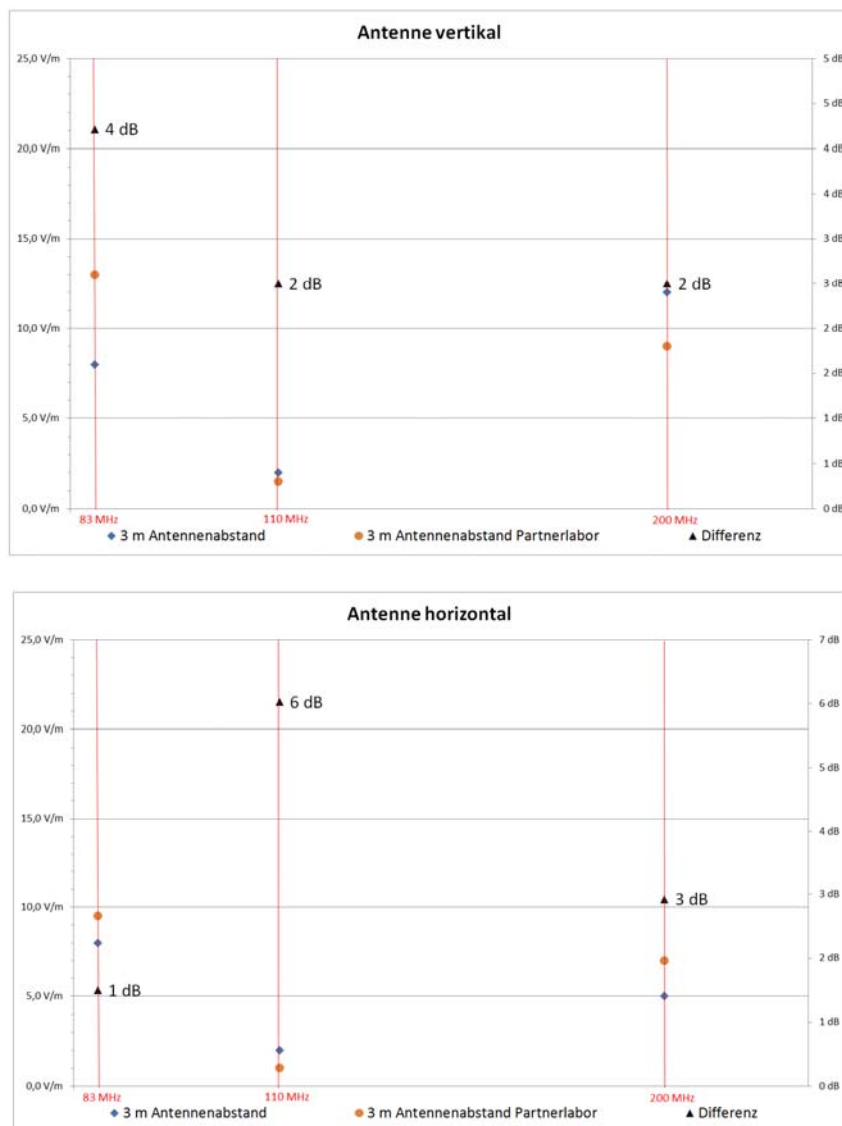


Bild 9 und 10: Messwerte und Unterschiede in verschiedenen Laboratorien

## 4 Zusammenfassung

Aus den hier untersuchten unterschiedlichen Aufbauten kann folgendes zusammengefasst werden:

- Die verschiedenen Prüflingshöhen haben einen wesentlichen Einfluss, dies erklärt sich durch die unterschiedliche Anordnung im Feld, wodurch sich auch die Länge der beeinflussten Strukturen verändert.
- Bereits bei 110 MHz war die Ausführung des Tisches relevant.
- Die Rückkopplung zur Antenne (hier: unterschiedliche Abstände zwischen Prüfling und Antenne), welche durch verschiedene Antennentypen beeinflusst wird, hat ebenfalls erheblichen Einfluss.
- Der Vergleich zwischen den Laboratorien war sehr gut, sofern ausreichend hohe Ausfallsschwellen erreicht wurden.

Um eine breitere Datenbasis zu erhalten, werden für künftige Vergleichsuntersuchungen weitere Laboratorien mit einbezogen.

Mit dem hier vorgestellten Musterprüfling ist ein Vergleich verschiedener Laboratorien möglich und kann zur Planung und Auswertung solcher Vergleichsuntersuchungen verwendet werden.

### Literaturangaben

- [1] EN 61000-4-3 (2006) +A1 (2008) +A2 (2010)  
harmonisierten Europäischen Norm  
Deutsche Fassung DIN EN 61000-4-3 (VDE 0847-4-3) (2011)  
*Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-3:  
Prüf- und Messverfahren – Prüfung der Störfestigkeit gegen hochfrequente  
elektromagnetische Felder*
- [2] Radimation, Integral EMI/EMC measurement software  
Version 2016.2.8, Device driver system 2017.2.3.1152  
DARE!! Instruments, Vijzelmolenlaan 7, 3447 GX, Woerden

# **Aufbau eines automatisierten Messstandes zur Störfestigkeitsuntersuchung von Unmanned Aerial Vehicles**

M. Sc. Felix Burghardt, Leibniz Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik

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

## **1 Einleitung**

Die Verbreitung von Unmanned Aerial Vehicles (UAVs), auch unter der Bezeichnung „Drohnen“ bekannt [1], wächst seit Jahren und ihre Anzahl wird nach Einschätzung der Federal Aviation Administration (FAA) auch in Zukunft weiter steigen [3]. Durch die Vielzahl an Fluggeräten rückt daher auch zunehmend die elektromagnetische Verträglichkeit eines UAVs mit seiner Umgebung in den Blickpunkt aktueller Forschung.

Für die Ermittlung der Störschwelle eines UAVs gibt es noch kein standardisiertes Messverfahren. Ein möglicher Aufbau eines solchen Messstandes, mit welchem die Störschwelle sowohl von einzelnen Baugruppen als auch die des Gesamtsystems ermittelt werden kann, wird in dieser wissenschaftlichen Arbeit detailliert aufgezeigt. Zudem konnte der Messstand bereits erfolgreich bei der Analyse eines UAVs eingesetzt werden [2].

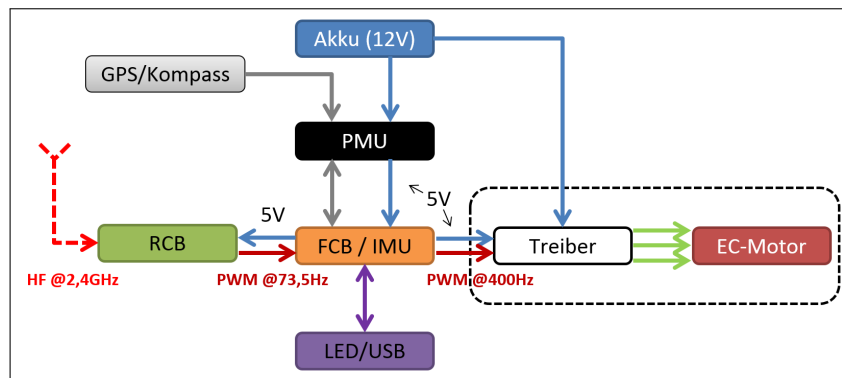
## **2 Grundlagen**

Potthast [5] hat die elektromagnetische Störung als ein von der gewollten Fluglage abweichendes Flugverhalten definiert. Eine solche Abweichung lässt sich bei Multicoptern (UAVs mit mehreren in einer Ebene liegenden und senkrecht gegen den Boden wirkenden Rotoren) durch die Beobachtung der einzelnen Rotationsfrequenzen erkennen. Verändert sich die Rotationsfrequenz eines Rotors während der Beaufschlagung durch elektromagnetische Signale bei gleichbleibenden Steuersignalen, so hat die Beaufschlagung Auswirkungen auf das Flugverhalten des Systems.

### **2.1 Aufbau eines Multicopters**

Um die Abhängigkeiten der einzelnen Komponenten in einem Multicopter besser nachvollziehen zu können, ist in Abbildung 1 der Aufbau eines Multicopters als Blockschaltbild dargestellt.

Jeder Multicopter besitzt eine „Inertiale Messeinheit“ (IMU), welche sowohl Drehraten- als auch Beschleunigungssensoren vereint. Diese IMU ist im vorliegenden Multicopter zudem Bestandteil des „Flight Control Boards“ (FCB). Das FCB beinhaltet neben der IMU auch den Regler und kann somit als „Schaltzentrale“ des Multicopters angesehen werden. Das FCB erhält die Versorgungsspannung von 5 V durch die „Power Management Unit“ (PMU), welche wiederum die Spannung des Akkus (12 V) überwacht. Neben dieser Überwachung kann optional ein Kompass und GPS Empfänger an die PMU angeschlossen werden. Eine weitere optionale Baugruppe ist die „Status-LED“, welche mittels einer



**Bild 1:** Blockschaltbild eines Multicopters

USB-Buchse direkten Zugriff auf das FCB ermöglicht. Diese wird an das FCB direkt angeschlossen. Die von einem Sender ausgesendeten Steuersignale empfängt der Multicopter über eine Drahtantenne. Das „Remote Control Board“ (RCB) wandelt die empfangenen Steuersignale in pulswidenmodulierte Signale (mit einer Frequenz von 73,5 Hz) um und leitet diese parallel an das FCB weiter. Der Motortreiber erhält die Versorgungsspannung direkt vom Lithium-Polymer-Akku (LiPo-Akku) und das Steuersignal durch das FCB als pulswidenmoduliertes Signal (mit einer Frequenz von 400 Hz). Dieser treibt anschließend einen bürstenlosen Gleichstrommotor an, wobei eine Kontrolle der Rotationsfrequenz des Motors in der Regel nicht realisiert wird.

## 2.2 Anforderungen an den Messstand

Mit Hilfe des Messstandes soll nun untersucht werden, unter welchen Umständen eine Störung auftritt. Neben dem Einfluss der Feldstärke und der Signalform ist auch die Beaufschlagungsdauer ein wichtiger zu untersuchender Parameter. Ebenfalls ist die Qualität der Störung von großem Interesse, da nicht jede Störung zu einem Ausfall des Gesamtsystems führen muss. Zudem soll der Einfluss einzelner Subsysteme auf das Gesamtsystem ergründet werden, sodass zukünftige Analysen einzelner Subsysteme eventuell zur Bestimmung der Störfestigkeit des Gesamtsystems ausreichen.

Aus diesem Grund muss für die Störfestigkeitsanalyse eines Multicopters an die Messumgebung verschiedenste Anforderungen gestellt werden:

- Reproduzierbarkeit der Messergebnisse muss gewährleistet sein.
- Durchführung von automatisierten Messreihen mit Identifizierung, Klassifizierung und Protokollierung der Systemstörungen.
- Einfacher Wechsel zwischen Gesamtsystem und Subsystemen mit nur geringfügigen Änderungen des Messstandes.
- Gleichzeitige Messung mehrerer PWM-Signalen bzw. Rotationsfrequenzen zur Überwachung des DUT-Zustandes.
- EMV gerechter Aufbau - Sensoren dürfen durch die elektromagnetische Beaufschlagung selber nicht beeinträchtigt werden.

Für die Kommunikation zwischen dem Messstand und dem Multicopter bedarf es zudem verschiedener Schnittstellen, da sowohl Steuersignale empfangen, als auch Messsignale versendet werden müssen. In Anbetracht der Untersuchung von einzelnen Baugruppen sowie des Gesamtsystems, kann ein Multicopter in verschiedene Subsysteme unterteilt werden. Diese sind:

- Subsystem „FCB“: Bestehend aus Akku, PMU, FCB und wahlweise GPS/LED
- Subsystem „Motortreiber und Motor“: Bestehend aus Akku, Motortreiber und Motor
- Gesamtsystem: Bestehend aus Akku, PMU, FCB, Motortreiber, Motor und wahlweise GPS/LED

Aus der Zusammensetzung der einzelnen Baugruppen folgen die in Tabelle 1, für die Untersuchung eines Hexacopters (6 Rotoren), aufgelisteten Schnittstellen:

**Tabelle 1:** Eigenschaften des Messstandes bei verschiedenen DUTs

DUT	Eingang	Ausgang
FCB	6x PWM (@73,5 Hz)	6x PWM (@400 Hz)
Rotor mit Motortreiber	1x PWM (@400 Hz)	1x Rotorfrequenz
Gesamtsystem	6x PWM (@73,5 Hz)	6x Rotorfrequenz

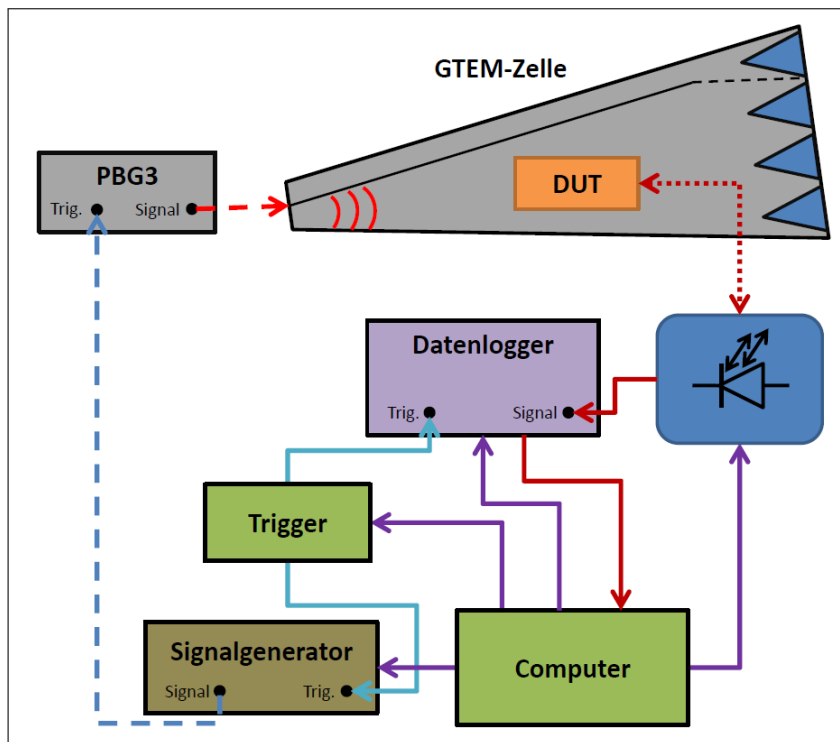
### 3 Aufbau des Messstandes

Die in Abschnitt 2.2 beschriebenen Anforderungen beschränken die Möglichkeiten der Messstandentwicklung. Um alle Anforderungen zu erfüllen wurden Entwicklungen sowohl in der Hardware als auch in der Software vorgenommen, welche im Folgenden näher beschrieben werden.

#### 3.1 Hardware

Für eine bessere Verständlichkeit des Messstandaufbaus ist in Abbildung 2 das zugehörige Blockschaltbild skizziert. In einer GTEM-Zelle (Gigahertz-Transversal-Elektromagnetisch) befindet sich das DUT, dessen Betriebszustand mittels Lichtwellenleiter (LWL) gesteuert und ausgelesen werden kann. Sowohl die Rotationsfrequenz als auch die Pulsweite des FCBs können anschließend über einen Datenlogger aufgezeichnet werden. Dieser leitet nach der Aufzeichnung die Signale an einen Computer weiter, über den die Auswertung vorgenommen wird.

Der Computer hat auf Basis der Auswertung darüber hinaus die Aufgabe zu entscheiden, ob für die nächste Messung Parameter geändert werden sollen oder die Messreihe neu gestartet bzw. abgebrochen wird. Zur Steuerung der Messgeräte sind diese per GPIB (General Purpose Interface Bus – IEC-625-Bus) oder Ethernet mit dem Computer verbunden. Des Weiteren kann per USB der Trigger für den zeitsynchronen Beginn der Messung angesteuert werden.

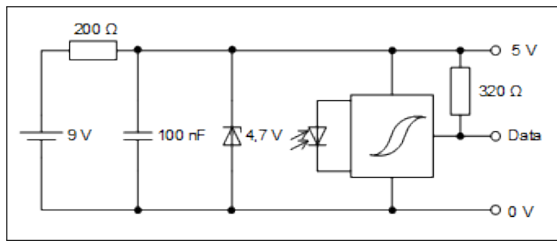


**Bild 2:** Blockschaltbild des Messstandes

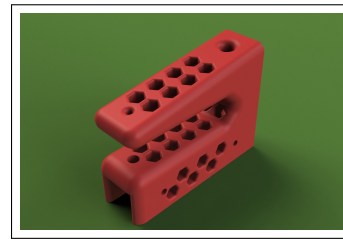
Der Signalgenerator erzeugt, aus einer vom Computer vorgegeben Anzahl an Pulsen und einer einstellbaren Puls wiederholungsrate, ein Burst-Signal. Dieses Signal dient zur Triggerung eines Pulsgenerators (PBG3 von Kentech Instruments Ltd.), welcher doppel-exponentielle Pulse mit einer kurzen Anstiegszeit (90 ps bis 110 ps) und einer hohen Spannungsamplitude (9 kV bis 13 kV) erzeugen kann. Die Pulse werden anschließend an den Port der GTEM-Zelle mittels eines Koaxialkabels übertragen. Die sich dann in der GTEM-Zelle ausbreitenden TEM-Wellen wechselwirken abschließend mit dem DUT, wodurch sich die Signalkette des Messstandes schließt.

Die Besonderheit des Messstandes bildet die optische Kommunikation mit dem DUT. Dafür wurde zunächst eine „Messbox“ entwickelt. In dieser befindet sich zum einen ein optoelektrischer Wandler und zum anderen ein Arduino Board (Mikrocontroller) zur Erzeugung der unterschiedlichen PWM-Signale. Diese Messbox befindet sich außerhalb der GTEM-Zelle, sodass eine störungsfreie Übertragung der optischen Signale gewährleistet werden kann.

In der GTEM-Zelle muss eine Schnittstelle, zur Umwandlung der optischen Signale der Messbox in elektrische Signale für das FCB, vorhanden sein. Dafür wird eine Spannungsversorgung benötigt, die autark eine stabilisierte Spannung zur Verfügung stellt. Experimente mit DC/DC-Wandlern haben gezeigt, dass diese durch die während der Messung vorhandene elektromagnetische Beaufschlagung selbst beeinflusst werden und folglich mit solchen Wandlern keine Stabilisierung der Spannung möglich ist. Abhilfe schafft hingegen die Spannungsstabilisierung mit Hilfe einer Z-Diode. Abbildung 3a zeigt eine einfache aber effektive Schaltung, welche in der GTEM-Zelle mittels einer 9 V Batterie eine konstante Spannung von 4,7 V zur Verfügung stellt.



(a) Spannungsstabilisierungsschaltung



(b) Gabellichtschranke

**Bild 3:** Baugruppen für die Kommunikationsschnittstellen in der GTEM-Zelle

Für die Übertragung der Messsignale vom Subsystem „FCB“ zur Messbox werden diese ebenfalls, unter Nutzung der vorgestellten Spannungsstabilisation, optoelektrisch gewandelt. Das Subsystem „Motortreiber und Motor“ sowie das Gesamtsystem haben hingegen als Messsignal kein elektrisches, sondern ein mechanisches Signal (Rotationsfrequenz). Da die meisten Motoren und Motortreiber nicht für eine elektrische Bestimmung der Drehzahl ausgelegt sind, wird die Drehzahl optisch detektiert. Dabei hat sich die Verwendung einer Gabellichtschranke zur Detektion der Rotordrehzahl als sehr zuverlässig erwiesen (Abbildung 3b). Eine LED leuchtet dabei direkt in einen Lichtwellenleiter hinein, wobei der Lichtstrahl durch das Rotorblatt zwei mal pro Umdrehung unterbrochen wird. Dieses Signal kann direkt zur Messbox weitergeleitet und dort in ein elektrisches Signal umgewandelt werden.

### 3.2 Software

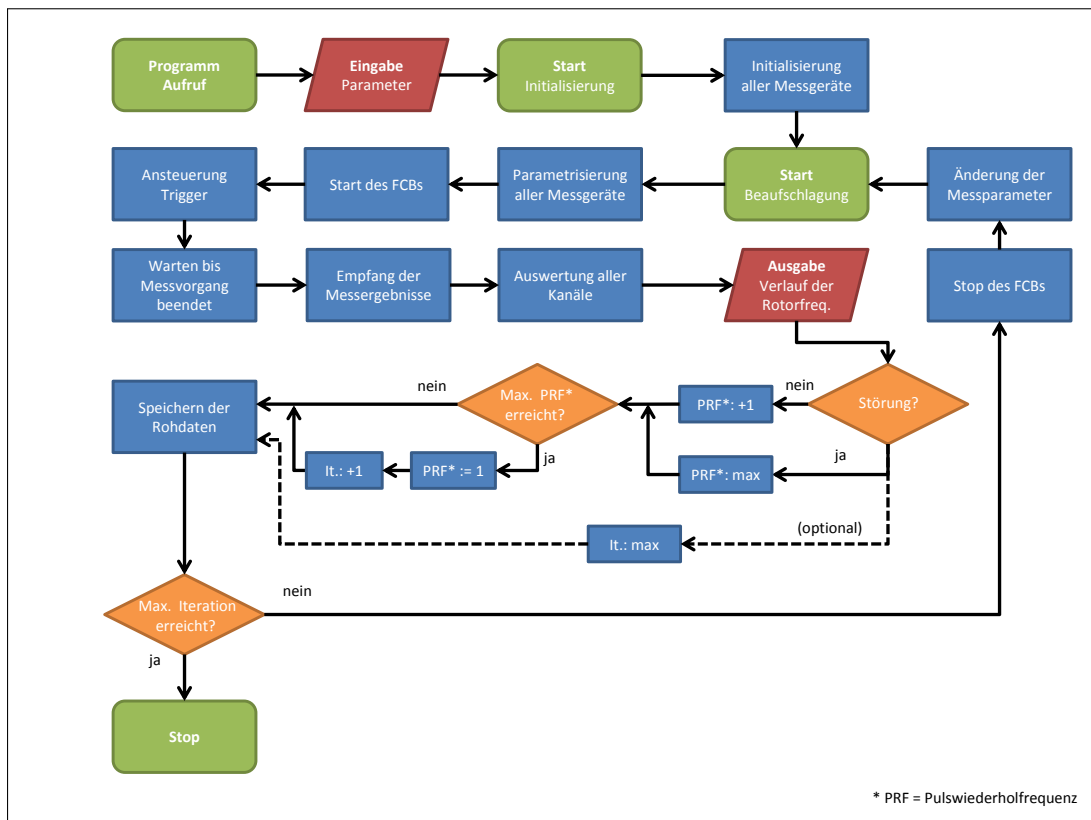
Ein wichtiger Anforderungspunkt aus Abschnitt 2.2 ist die Automatisierung des Messstandes. Diese Aufgabe erfüllt ein Computer, welcher somit auch als zentrale Leitstelle angesehen werden kann.

Die Steuersoftware des Messstandes ist in LabVIEW programmiert worden und umfasst neben der Fernsteuerung der Messgeräte (Signalgenerator, Datenlogger, Trigger) auch die Auswertung der Messergebnisse. Auf Grundlage der Ergebnisse kann die Steuersoftware automatisch entscheiden, welche Schritte als nächstes eingeleitet werden. Nach jeder Messreihe speichert die Software zudem alle Rohdaten für eine spätere ausführlichere Auswertung in MATLAB ab.

In Abbildung 4 ist für eine anschauliche Darstellung ein Programmablaufplan für die Ansteuerung eines FCBs und der Verarbeitung von Rotorfrequenzen mehrerer Rotoren abgebildet. Nach dem Start der Steuerung müssen vom Benutzer alle Konfigurationsparameter eingegeben werden, welche sich während der Messung nicht verändern. Dies sind unter anderem die komplette Konfiguration des Datenloggers (Speichertiefe, Messdauer, Anzahl der Kanäle, etc.) und des Signalgenerators (Signalform, Triggerform, Amplitude, etc.). Nach der Initialisierung können die variablen Konfigurationsparameter eingetragen werden, welche die Pulswiederholfrequenz (PRF) des Signalgenerators oder die Anzahl an Wiederholungen (Iterationen) festlegen.

Nachdem die Initialisierung erfolgreich abgeschlossen wurde, wird zum Start der Messreihe auf eine Bestätigung des Benutzers gewartet. Ist diese erfolgt, beginnt eine automatische Prozedur. Zunächst wird die zuvor festgelegte PRF an den Signalgenerator





**Bild 4:** Programmablaufplan des Messstandes

übertragen. Anschließend wird das FCB gestartet und der Trigger aktiviert den Datenlogger. Nach einer zuvor festgelegten Ruhezeit wird anschließend der Signalgenerator angetriggert und die Beaufschlagung beginnt. Nach der Beendigung der Beaufschlagung wird erneut ein Zeitraum abgewartet, bis die Messung beendet ist. Nach dem Ende des Messvorganges können alle in dieser Zeit aufgezeichneten Messdaten vom PC abgerufen werden. In LabVIEW werden anschließend alle Kanäle analysiert und der Verlauf der Rotorfrequenz respektive Pulsweite berechnet. Dieser Verlauf wird abschließend grafisch dargestellt.

Der nächste Schritt besteht in der automatischen Bewertung der gerade durchgeführten Messung. Dafür wird jedes aufgenommene Signal in eine Kategorie der Störungsklassifikation nach dem „Zeitpunkt und Dauer“, definiert von Sabath [6], eingeordnet. Die höchste Störungsklasse eines einzelnen Messkanals entscheidet für die ganze Messung, ob eine Störung vorliegt und wenn ja, welche Entscheidung eigenständig getroffen werden soll. Liegt keine Störung vor, so wird mit der nächst höheren PRF fortgefahren. Wurde ein Kanal gestört, so wird die PRF maximiert (Obergrenze des verwendeten Pulsgenerators). Das Erreichen der maximalen PRF führt im nächsten Schritt zur Beendigung der Messreihe. In diesem wird die PRF auf den Ursprungswert zurückgesetzt und der Iterationszähler um eine Iteration erhöht. Wurde jedoch ein Ausfall des Systems festgestellt, so werden alle noch ausstehenden Messungen nicht weiter berücksichtigt und der Zähler der Iterationen gleich auf das Maximum gesetzt.

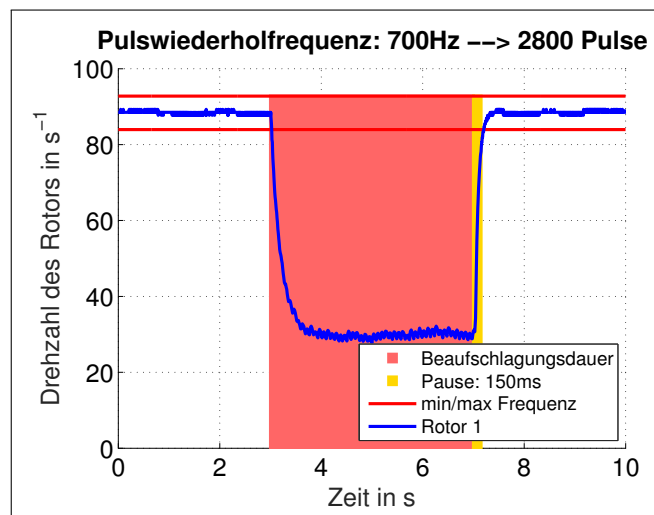
Nach dieser Bewertung werden alle Rohdaten von allen Kanälen abgespeichert. Für die Vervollständigung des Messprotokolls erfolgt zudem die Eintragung und Speicherung wei-

terer Parameter wie z.B. der Beaufschlagungsdauer oder des Betriebsmodi des DUTs. Ist das Maximum an vorgesehenen Iterationen erreicht, so wird die Messung beendet. Hat der Iterationszähler noch nicht das Maximum erreicht, so wird das FCB gestoppt und die Messparameter mit der neuen PRF überschrieben. Der Steuerkreis schließt sich abschließend mit dem erneuten Start der Beaufschlagung.

Die Auswertung aller Messdaten einer Messkampagne (bei der Messung einer einzigen Parameterkonfiguration können innerhalb von 10 Sekunden bis zu sieben Millionen Messpunkte anfallen) wird mit Hilfe von MATLAB durchgeführt. Dazu wurden verschiedene Skripte entwickelt, welche die gewonnenen Messdaten aufbereiten, bewerten und miteinander in Zusammenhang bringen.

In LabVIEW werden alle Rohdaten in dem offenen Dateiformat \*.tdms abgespeichert. Dieses Dateiformat ermöglicht dem Benutzer Messdaten hierarchisch und in verschiedene Gruppen abzuspeichern, ohne dass dieser eine eigene Datenstruktur entwickeln muss. Der Nachteil des Dateiformates besteht darin, dass in MATLAB keine \*.tdms Dateien importiert werden können. Für den Messstand wurde deshalb das Skript von Brad Humphreys [4] verwendet um \*.tdms Dateien in \*.mat Dateien umzuwandeln. Nach der erfolgreichen Umwandlung liegen die Rohdaten unstrukturiert im Workspace von MATLAB vor. Diese werden anschließend für die weitere Bearbeitung neu strukturiert und abgespeichert.

Da nun alle Rohdaten in einem für MATLAB verständlichen Dateiformat vorhanden sind, wird anschließend der zeitliche Verlauf der Rotationsfrequenz respektive Pulsbreite aller aufgezeichneten Signale bestimmt. Dieser Verlauf ermöglicht eine einfachere Betrachtung, ob die Signale während der Messung Schwankungen unterlagen. Zudem werden nun nur noch wenige Tausend Datenpunkte pro Messkanal benötigt. Dies wirkt sich bei der Störungsklassifizierung der Signale zudem positiv auf den Speicherplatz und der Berechnungsgeschwindigkeit aus.



**Bild 5:** Grafische Auswertung einer Parameterkonfiguration von Subsystem „Motor und Motortreiber“

Der zeitliche Frequenz-/PWM-Verlauf einer Messung kann mittels eines weiteren Skriptes grafisch dargestellt werden. Aus dem Messprotokoll werden dazu automatisch die Beaufschlagungszeit und weitere Parameter ausgelesen und in der Grafik markiert. Gleichzeitig

findet eine automatische Einordnung in eine Störungsklasse statt. Abbildung 5 zeigt beispielhaft eine solch generierte Grafik. In dieser ist ein Einbruch der Drezahl während der Beaufschlagungsdauer eines einzelnen Rotors im Subsystem „Motor und Motortreiber“ erkennbar.

Damit die Auswertung statistisch belastbar wird, muss jede Parameterkonfiguration mehrmals wiederholt werden. Der Vergleich dieser Messungen wird mittels eines weiteren Skriptes durchgeführt. Letztendlich können Aussagen von einer Parameterkonfiguration über die Qualität und Quantität (Mittelwert) der Störungen sowie den Zeitpunkt der ersten Störung getroffen werden.

## 4 Zusammenfassung

Durch die zunehmende Anzahl von Multicoptern im privaten als auch kommerziellen Besitz wächst das Interesse an einer Betrachtung der elektromagnetischen Störempfindlichkeit dieser Geräte. In dieser Arbeit wurde detailliert der Aufbau eines Messstandes beschrieben, mit welchem eine elektromagnetische Störempfindlichkeitsmessung sowohl des Gesamtsystems eines Multicopters, als auch seiner Subsysteme durchgeführt werden kann. Der Messstand ist in der Lage Messergebnisse zu interpretieren und ausgehend von der Interpretation bei weiteren Messungen verschiedene Parameter zu variieren. Es wurde ein Einblick in den Hardware- als auch Softwareaufbau des Messstandes gegeben und die vom Messstand visuelle Ausgabe präsentiert.

Die Autoren bedanken sich bei dem Team „Elektromagnetische Wirkungen und HPEM“ des Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien – ABC-Schutz, Munster, für ihre Gastfreundschaft und verlässliche Unterstützung in ihren EMV Laboren. Die Forschungsarbeit wurde vom selben Institut mit der Vertragsnummer E/E590/CZ025/CF149 gefördert.

## Literatur

- [1] BUNDESMINISTERIUM FÜR VERKEHR UND DIGITALE INFRASTRUKTUR: Die neue Drohnen-Verordnung. (2017)
- [2] BURGHARDT, Felix ; GARBE, Heyno: Development of a test rig to measure the EM-susceptibility of an unmanned aerial vehicle. In: *2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, 2017, S. 1–4
- [3] FEDERAL AVIATION ADMINISTRATION: FAA Aerospace Forecast - Fiscal Years 2017-2037. (2017), S. 30 – 32
- [4] HUMPHREYS Brad: *ConvertTDMS v10*. <https://github.com/humphreysb/ConvertTDMS>. Version: 2017
- [5] POTTHAST, Stefan: Tutorial: A brief Introduction on the Susceptibility of UAS against HPEM Threats. In: *2015. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility IEEE*, 2015
- [6] SABATH, Frank: *Classification of Electromagnetic Effects at System Level*. Springer, 2010. – 325–333 S.

# EMV Simulationsprozess für komplexe Kfz Systeme

Dr.-Ing. Johannes Hippeli, BMW AG, 80788 München, Deutschland,  
Johannes.Hippeli@bmw.de

## 1 Kurzfassung

EMV Simulation ist ein sehr anspruchsvolles, wertvolles und mächtiges Werkzeug für EMV Spezialisten. Wenn dieses Werkzeug nicht nur für einzelne individuelle Analysen, sondern auch als fester Bestandteil bei der Produktentwicklung komplexer Systeme verwendet werden soll, bedarf es einer Vielzahl an Voraussetzungen und Befähigungen. Dieser Fachartikel behandelt Fragestellungen und Lösungen, wie die EMV Simulation in den Entwicklungsprozess von Kraftfahrzeugen erfolgreich integriert werden kann.

Es wird diskutiert, warum die EMV Systemsimulation im Vergleich zur etablierten Crash Berechnung bei der Demokratisierung nicht mithalten kann. Anschließend wird der operative Simulationsprozess beschrieben, welcher sich aus der Datenbeschaffung, Modellierung, Berechnung und Auswertung zusammensetzt. Damit der Prozess funktionieren kann, werden Befähigungen benötigt. Zu den Befähigungen gehört ein professionelles Datenmanagement System, eine durchgängige Toolkette, abgestimmte synchronisierte Projektpläne des Gesamtsystems, fest definierte Simulationslastfälle und eine durchgängige Verifikations- und Validierungsstrategie.

Wenn der Prozess definiert und die Befähigungen sichergestellt sind, kann der Aufwand dem Nutzen gegenübergestellt werden, um den neuen Prozess zu bewerten.

## 2 Diskussion der EMV Simulation im Vergleich zur Crash Simulation

Die Crash Simulation wird seit Jahren erfolgreich mit Hilfe virtueller Methoden durchgeführt. Warum die elektromagnetische Simulation nicht in ähnlicher Art und Weise bei den Automobilfirmen Anwendung findet, wird in diesem Kapitel diskutiert. Um die Crash Simulation mit der EMV Simulation zu vergleichen, werden die Aufwände, die Anwendungen und der Nutzen jeweils gegenübergestellt.

### 2.1 Vergleich der Aufwände

Um Crash Berechnungen durchführen zu können, werden sehr detaillierte geometrische Modelle mit sehr genau charakterisierten Materialeigenschaften benötigt. Die Finite Elemente (FE) Modelle haben mehrere Millionen Netzzellen und die Verbindungstechnik von Kleber, Schrauben, Nieten, Schweißnähten etc. ist mit speziellen Modellierungsmethoden berücksichtigt. Eine der Schlüsselinformationen der Crash Berechnung sind die Materialeigenschaften. Jedes relevante Material muss hinsichtlich der mechanischen Umformungen wie Dehnung, Biegsamkeit oder Bruch u.a. in Abhängigkeit der Geschwindigkeit, Temperatur und Krafteinwirkung charakterisiert

werden [1]. Die Abhängigkeiten sind in vielen Bereichen nichtlinear. Daher gibt es zur Charakterisierung sehr viele und aufwändige Versuchsreihen, die sehr teuer sind. Aus diesem Grund können die Materialeigenschaften verschlüsselt in den Materialbibliotheken der Modelle hinterlegt werden, um dieses wertvolle Wissen trotz firmenübergreifendem Einsatz und trotz großer Anzahl an Anwendern zu schützen.

Die EMV Simulation kommt im Gegensatz zur Crash Simulation mit viel einfacheren Geometriemodellen aus. Oftmals reichen Oberflächenmodelle mit mehreren zehntausend Netzzellen aus, um z.B. eine Fahrzeugkarosserie zu modellieren. Auch die Materialien sind viel einfacher zu berücksichtigen, da in vielen Fällen die elektrische Leitfähigkeit, Permeabilität oder Permittivität als skalare Werte ausreichend sind. In Einzelfällen werden die Materialeigenschaften komplexwertig und in Abhängigkeit der Frequenz benötigt, deren Charakterisierung spezielle Messtechnik benötigt. Die Anzahl der benötigten Materialien und die Aufwände zur Charakterisierung sind jedoch bei weitem nicht so groß wie bei der Crash Simulation. Oftmals reichen Erfahrungswerte aus, um eine ausreichende Genauigkeit bei den Berechnungen zu erzielen. Die Schwierigkeit der Modellerstellung bei der EMV Simulation besteht darin, die große Vielfalt an Modellierungsansätzen für das Verhalten von elektrischen oder elektronischen Baugruppen zu kennen und anwenden zu können. Modelle müssen je nach Untersuchung in einem Teilbereich des Frequenzbereichs von Hz bis GHz gültig sein und es gibt in der Elektrotechnik ebenfalls nichtlineares Verhalten (z.B. Sättigung von permeablen Filterkernen oder Halbleiter Kennlinien), dessen genaue Modellierung sehr aufwändig ist. Auf Grund der Vielfalt an Modellierungsmethoden ist bei der Anwendung Expertenwissen erforderlich, um die Gültigkeiten und Randbedingungen korrekt zu berücksichtigen. Geschütztes und wertvolles Wissen wie Schaltungstechniken oder Platinen Layouts lassen sich mit Verhaltensmodellen (*Model Order Reduction*, *Black Box* Modelle) schützen. Firmenübergreifende Zusammenarbeit und große Nutzerkreise lassen sich somit auch bei der EMV Simulation ermöglichen.

Prinzipiell spricht nichts dagegen auch für die EMV Simulation, analog zur Crash Berechnung, in die genaue Modellerstellung und deren Spezifikationen zu investieren. Die Anwendungen würden durch umfangreiche und anspruchsvolle Modellbibliotheken deutlich erleichtert werden. Letztlich muss geprüft werden, ob der erzielbare Nutzen die Aufwände rechtfertigt.

## **2.2 Vergleich der Anwendungen und deren Möglichkeit zur Demokratisierung**

Die Lastfälle der Crash Simulation (z.B. Front-, Seiten-, Heck-, Offset-, Überroll-Crashtest) sind zwar vielfältig und länderabhängig, jedoch standardisiert und sehr genau in Simulationsroutinen abbildbar. Zur Gegenüberstellung mit der EMV Simulation werden im Folgenden die Quelle oder Anregung im Simulationsmodell, das Koppelmodell und die Beobachtungsgrößen einzeln betrachtet.

Die Anregung bei der Crash Simulation ist sehr genau spezifiziert. Die Größe der Barrieren, Anfangsgeschwindigkeiten und Richtung des Aufpralls lassen kaum Spielraum für individuelle Ansätze oder Methoden zu. Im Gegensatz dazu gibt es bei der EMV Simulation unzählige Arten und Methoden der Quellmodellierung in Abhängigkeit der Domäne (Zeit-/Frequenzbereich), des erforderlichen Gültigkeitsbereichs und der Art der

Ausbreitung (z.B. leitungsgeführt, gestrahlt, Nahfeld, Fernfeld). Entsprechend viele individuelle Lastfälle und Lösungswege lassen sich daraus entwickeln.

Das Koppelmodell bei der Crash Simulation ist so gut wie unabhängig von der Anregung. Die FE-Modelle und Materialparameter können pro Variante einmalig erstellt werden und für viele unterschiedliche Lastfälle direkt verwendet werden. Bei der EMV Simulation hat die Art der Quelle bereits Auswirkung auf die benötigte Auswahl des Koppelmodells. Damit sich Ströme, Spannungen oder Felder von der Quelle zur Beobachtungsgröße hin richtig ausbreiten können, müssen Koppelmodelle individuell auf Grund unterschiedlicher dominanter Einflüsse angepasst werden. Die Kunst darin ist zu wissen, wie der benötigte elektromagnetische Effekt im Modell berücksichtigt werden kann und was alles weggelassen oder vernachlässigt werden kann. Somit ist auch beim Koppelmodell Expertenwissen erforderlich. Modellierungskataloge und Lastfallbeschreibungen würden sich sehr weit auffächern, falls diese für eine große Anzahl an Nutzern beschrieben werden sollten.

Die Beobachtungsgrößen sind bei der Crash Simulation relativ einfach interpretierbar. Einzuhaltende Verformungstiefen im Fahrgastraum, wirkende Kräfte auf Fahrzeugteile oder Personen, einzuhaltende Zeiten bei der Crash-Abschaltung usw. können genau spezifiziert und ausgewertet werden. Da es sich größtenteils um direkt messbare physikalische Größen im Modell und der Realität handelt, und auch Verformungen direkt bewertbar sind, ist ein Vergleich zwischen Simulation und Messung gut realisierbar und nachvollziehbar. Bei der EMV Simulation sind die Beobachtungsgrößen als einziger Modellbestandteil genau definiert. In der Regel sind das Ströme, Spannungen oder Felder an bestimmten Positionen im Modell. Diese orientieren sich meistens an genormten Messaufbauten. Der Unterschied zur Crash Simulation besteht darin, dass das Simulationsergebnis schwieriger mit der messtechnischen Realität verglichen werden kann. Denn physikalische Größen wie elektromagnetische Felder lassen sich nur indirekt messen, wobei die Messtechnik eine nicht zu vernachlässigende Rückwirkung auf die Messgröße selbst hat. Auch Stromverteilungen in metallischen Geometrien wie der Karosserie lassen sich nicht direkt messen und vergleichen. Ein weiterer Aspekt ist, dass subjektive Eindrücke, wie beispielsweise Störungen im Radioempfang oder Licht- bzw. Displayflackern, die ein Mensch mit seinen Sinnen wahrnehmen kann, äußerst schwierig in einem Modell abbildbar und darin auswertbar sind. Der Vergleich zwischen Simulation und Realität ist somit deutlich schwieriger.

Zusammengefasst existieren erhebliche Unterschiede bei der Beschreibung von Lastfällen oder Anwendungsfällen zwischen Crash und EMV Simulationen auf Systemebene. Dies liefert Argumente, warum die Demokratisierung der Crash Simulation viel weiter fortgeschritten ist als bei der EMV Simulation.

## **2.3 Vergleich des Nutzens**

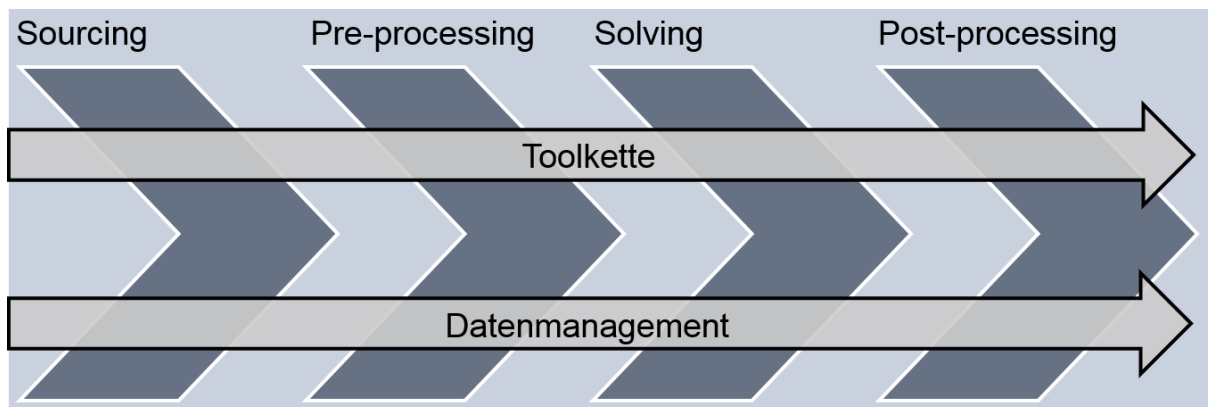
Der Nutzen der Crash Simulation ist offensichtlich. Aus Sicht der Verbraucher ermöglichen virtuelle Methoden eine optimale Gestaltung der Sicherheit im Falle von Unfällen, die sehr vielfältig sein können. Durch diese Optimierung werden unter Umständen Leben gerettet und Sicherheitsstandards ermöglicht, die über die gesetzlichen Anforderungen hinausgehen. Aus Sicht der Hersteller fließen die Crash Anforderungen mit Hilfe virtueller Methoden schon sehr früh in der Produktentwicklung

ein und Änderungen der Bauteile können ständig und effizient bewertet werden. Eine alternative Absicherung mit Hilfe von Hardware ist viel teurer (jeder Versuch kann mit derselben Hardware meist nur einmal durchgeführt werden) und auf Grund der zeitlichen Abhängigkeiten zwischen Auslegung und Absicherung viel träger als bei der virtuellen Absicherung. Sowohl für die Verbraucher, als auch für die Unternehmen sind das greifbare und überzeugende Vorteile.

Der Nutzen der EMV Simulation ist ebenfalls vorhanden, jedoch bei weitem nicht so offensichtlich und einfach zu argumentieren wie bei der Crash Simulation. Aus Sicht der Verbraucher ist die Situation eine andere. Ein Unfall wird meistens durch nachvollziehbares menschliches Fehlverhalten ausgelöst, kommt sehr häufig vor, ist statistisch erfassbar und hat fast immer eine Konsequenz und direkte Rückwirkung auf den Menschen. EMV-Probleme entstehen dagegen meist unwissentlich, werden nicht immer erkannt oder sogar fälschlicherweise als solche bewertet, sind viel seltener und haben auch dann nur vereinzelt eine nicht tolerierte Rückwirkung oder Konsequenz für den Menschen. Der Nutzen für Verbraucher wird durch die Vermeidung von EMV Problemen erzielt und kann nur schwierig quantifiziert werden. Für Unternehmen lässt sich der Nutzen virtueller EMV Methoden ebenfalls schwierig planen oder messen. Die Diskussion des Nutzens der EMV Simulation folgt in einem späteren Kapitel.

### 3 Prozessbeschreibung der EMV Simulation

Um einen Simulationsprozess in einem Unternehmen zu etablieren, ist die Definition und Beschreibung erforderlich. Je größer der Nutzerkreis wird, je mehr Schnittstellen vorhanden sind und je mehr Untersuchungen durchgeführt werden, umso wichtiger werden ordnende Prozesse.



**Bild 1:** Simulationsprozess

Ein Simulationsprozess kann in vier grundlegende Teilprozesse unterteilt werden. Der erste Prozessschritt ist die Datenbeschaffung (*sourcing*). Der zweite Prozessschritt ist die Modellvorbereitung (*pre-processing*). Der dritte Prozessschritt ist die Durchführung und Bewertung der Simulationen (*solving*). Der letzte Prozessschritt beinhaltet die Auswertung, Kommunikation und Transfer der Simulationsergebnisse (*post-processing*). Neben dem operativen Prozess, der den Ablauf der Simulationen beschreibt, werden mehrere Befähigungsprozesse im Unternehmen benötigt, die die Grundlagen, Rahmenbedingungen, Ressourcen und Infrastruktur sicherstellen. Diese

Befähigungsprozesse sorgen für einen reibungslosen Ablauf und für die benötigte Qualität.

In dieser Ausarbeitung werden das Datenmanagement, die Toolkette und die Bereitstellung aktueller Dokumentationen wie generische und projektbezogene Synchropläne, Anwendungen und Lastfälle behandelt. Die Qualitätssicherung ist eine der wichtigsten Voraussetzung für einen erfolgreichen Simulationsprozess. Verifikations- und Validierungsprozesse müssen sicherstellen, dass über die gesamte Toolkette verifizierte Modelle verwendet werden und durch den sicheren Umgang mit den Simulationsmethoden valide und belastbare Ergebnisse generiert werden.

### 3.1 Datenmanagement

Das Datenmanagement begleitet den Prozess der Modellerstellung, sorgt für die Bereitstellung der Modelle und die Archivierung von Simulationsprojekten und Ergebnissen. Ein Datenbanksystem mit Rechtevergabe, Ermöglichung zur Ableitung von Modellen und Varianten, Freigabe von Modellen, Verknüpfungsmöglichkeiten verschiedener Datenquellen und Schaffung von Beziehungswissen sind Beispiele für Inhalte des Datenmanagements. Es empfiehlt sich, Arbeitsabläufe in das Datenmanagementsystem zu integrieren. Damit lassen sich ständig wiederholende Abläufe wie z.B. Assemblierungsschritte, Berechnungen oder Auswertungen automatisieren. Professionelles Datenmanagement trägt dazu bei, die Datenintegrität zu verbessern, den Verifikationsprozess zu vereinfachen und den Simulationsprozess in allen Schritten zu automatisieren.

### 3.2 Toolkette

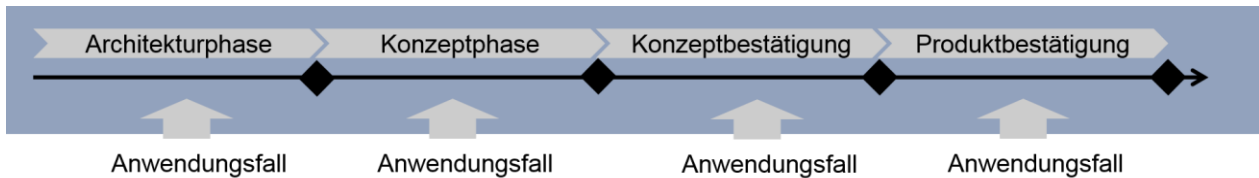
Die Toolkette und deren Weiterentwicklung hin zu automatisierten Schnittstellen ist eine weitere Befähigung für einen effizienten Simulationsprozess. Toolketten sind unternehmensspezifisch und müssen zwischen einzelnen Fachbereichen abgestimmt werden. Bei der Datenbereitstellung gibt es Datenbanken, Datenformate und manuelle Schnittstellen zu betrachten. Beim *pre-processing* können Modellierungsvorschriften und Modellierungskataloge helfen, die richtigen Datenformate und Schnittstellen zu befähigen. Es werden Tools zur Verhaltensmodellierung oder für *Model Order Reduction* (MOR) benötigt. Manuelle Schritte bei der Datenaufbereitung können erforderlich sein, sollten jedoch auf Grund der Fehleranfälligkeit vermeiden werden. Beim *solving* werden Tools zur Berechnung benötigt, welche geeignete Lösungsverfahren und Import Schnittstellen aufweisen. Das *post-processing* benötigt Tools zur Auswertung und Darstellung von Simulationsergebnissen. Diese Tools müssen in der Lage sein, Auswertungen zu automatisieren und geeignet darzustellen.

Eine Toolkette mit geeigneten Schnittstellen sorgt dafür, dass im Prozess Verifikationsstrategien automatisiert werden. Zu viele manuelle Schnittstellen in der Toolkette sind fehleranfällig und können dazu führen, dass z.B. alte oder ungültige Teilmodelle, Modelleigenschaften, Varianten oder Ergebnisse verwendet werden.



### 3.3 Synchropläne

Synchropläne sind unternehmensspezifisch. In den Prozessen der Produktentstehung lassen sich Synchropläne in verschiedene Phasen einteilen. In jeder Phase können spezifische Anwendungsfälle für EMV Simulationen mit der jeweils phasenadäquaten Modellreife etabliert werden.



**Bild 2:** Phasen eines generischen Synchroplans im Produktentstehungsprozess

In der Architekturphase und Konzeptphase liegen Daten unvollständig oder ungenau vor. In diesen Phasen können Simulationsstudien, Reviews, vergleichende Simulationen oder die Ermittlung und Dimensionierung von Designregeln als nützliche Anwendungsfälle eingesetzt werden. Während der Konzeptbestätigung und Produktbestätigung liegen genauere Daten vor. Meistens gibt es in diesen Phasen Hardware Prototypen zur Absicherung. In diesen Phasen können Simulationen Messungen ergänzen. Mit Hilfe von Messungen können alle relevanten Parameter ermittelt werden und mit Hilfe der Simulation können diese optimiert werden. Weiterhin können Probleme analysiert und verstanden werden. Basierend auf Erfahrungen können immer wieder Anwendungsfälle entwickelt oder weiterentwickelt werden.

### 3.4 Anwendungen und Lastfälle

Anwendungen und Lastfälle, die wiederkehrend verwendet werden sollen, müssen von erfahrenen Simulationsexperten entwickelt werden. Für den gesamten Ablauf muss stets vom *sourcing* bis zum *post-processing* jeder Schritt durchdacht und stabil anwendbar sein. Der Simulationsexperte sollte sich in den Themengebieten EMV (v.a. Praxiserfahrung), elektromagnetische Feldtheorie, Solver und numerische Verfahren, den Simulationstools sowie CAD-Anwendungen bestens auskennen. Im Idealfall werden bei der Entwicklung der Anwendung Verifikationsstrategien berücksichtigt. Um eine Anwendung für den breiten Einsatz freizugeben, sollte diese ausreichend validiert sein. Bei bestandener Validierung und Vertrauen in die Anwendung kann dieser Schritt bei Folgeanwendungen entfallen. Die Verifikation der Teilschritte des entwickelten Ablaufs einer Anwendung bleibt hingegen zur Sicherstellung der Qualität bestehen.

Das Ergebnis ist ein leicht bedienbarer und prozesssicherer Anwendungsfall, der von erfahrenen und auch von weniger erfahrenen Anwendern fehlerfrei genutzt werden kann. Es ist unbedingt zu vermeiden, falsche Rückschlüsse aus schlecht definierten und mit verborgenen Fehlern behafteten Anwendungsfällen zu ziehen, weil dadurch die Glaubwürdigkeit und der Nutzen der gesamten Simulation in Frage gestellt werden kann.

### 3.5 Verifikation und Validierung

Bei den Anwendungsfällen soll eine durchgängige Verifikations- und Validierungsstrategie

(V&V) berücksichtigt werden. Andernfalls ist der dauerhafte Nutzen nur schwierig realisierbar.

Beim *sourcing* ist die Verifikation am wichtigsten. Wenn falsche, zu alte oder fehlerhafte Daten verwendet werden, wird viel Aufwand für zweifelhafte Ergebnisse erzeugt. Durchgängige Toolketten, passende Datenformate und Schnittstellen, sowie professionelles Datenmanagement unterstützen die Verifikation. Die Validierung soll im besten Fall für alle Teilergebnisse durchführbar sein. Wenn beispielsweise MOR-Methoden verwendet werden, sollten diese mindestens einmalig mit analytischen Methoden oder Messungen verifiziert oder validiert worden sein, um den Gültigkeitsbereich zu kennen.

Für die Demokratisierung der EMV Simulation in einem Unternehmen ist es eine Voraussetzung, dass die V&V-Strategie entlang der operativen Ausführung der entwickelten Simulationsprozesse mit berücksichtigt ist. Wenn die EMV Simulation als Dienstleistung wichtige Ergebnisse für Entscheidungen liefert, sollte zusätzlich über die Zertifizierung der Simulation nachgedacht werden [2].

#### **4 Nutzen des EMV Simulationsprozesses**

Der Nutzen ist die treibende Kraft für einen neuen Prozess. Im Falle der EMV werden bestehende Prozesse ersetzt oder ergänzt. Beim Ersetzen findet eine Kompensation mit wegfallenden Aufwänden statt. Bei einer Ergänzung muss sich die Effizienz oder ein übergeordneter Nutzen steigern, um die zusätzlichen Aufwände zu rechtfertigen.

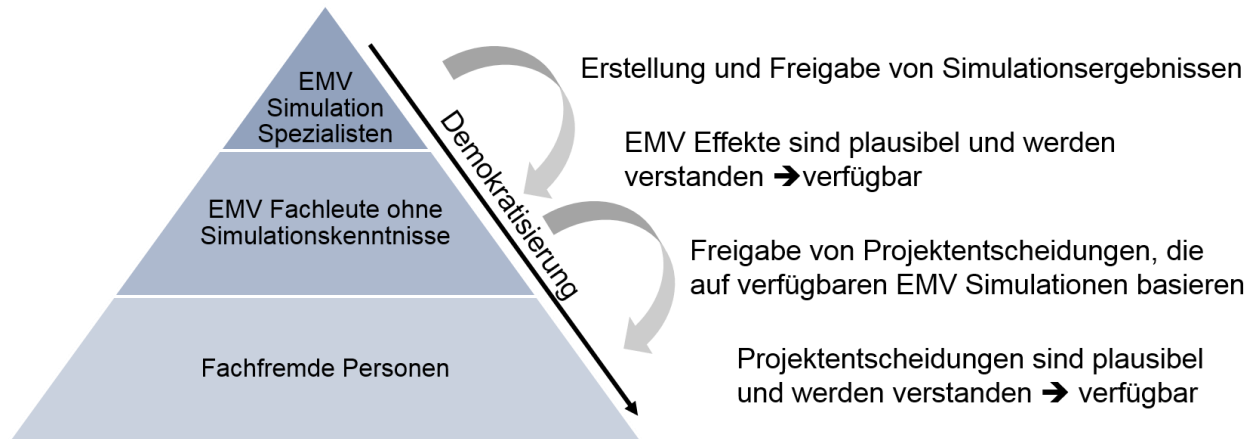
Eine messbare Effizienzsteigerung kann dadurch erzielt werden, dass Hardware Bedarfe zur Entwicklung und Absicherung reduziert werden, dass ungeplante Entwicklungsleistungen reduziert werden, oder dass eine frühere Produktreife den Entwicklungsprozess verkürzt. Unternehmerischer Nutzen kann entstehen, wenn die zusätzlich entstandenen Erkenntnisse das Wissen und die Ausbildung des Personals steigern. Wenn optimierte und intelligente EMV-Konzepte die Produktkosten reduzieren oder Produktmerkmale verbessern, können Wettbewerbsvorteile erzielt werden.

Strategischer unternehmerischer Nutzen kann auch ein Argument sein. Mit Hilfe neuer virtueller Methoden und Tools können immer komplexere Systeme entwickelt werden, wo hingegen herkömmliche Methoden an ihre Grenzen kommen. Komplexität zeichnet sich darin aus, dass sie nicht lösbar ist und es keine Möglichkeit der exakten Bestimmung und Modellierung gibt [3]. Sie lässt sich jedoch mit geeigneten Methoden und Werkzeugen wie der EMV Simulation, sowie einem hohen Maß an Wissen über die kausalen Zusammenhänge der Systemelemente deutlich einschränken und reduzieren.

#### **5 Zusammenfassung und Diskussion**

Der Weg von einzelnen Simulationsprojekten hin zu einer durchgängigen Verankerung der Simulation im Entwicklungsprozess von komplexen Systemen ist eine große Herausforderung. Wenn die Voraussetzungen geschaffen sind, können etablierte und vor allem einmalig erfolgreiche Simulationen und Anwendungen ständig und mit reproduzierbarem Nutzen angewendet werden. In erster Linie wird die Arbeit der Simulationsexperten effizienter und produktiver, wenn es einen Simulationsprozess und dessen Befähigung im Unternehmen gibt. Nach einer gewissen Anlaufphase kann die Demokratisierung der EMV Simulation thematisiert werden. Die Demokratisierung der EMV Simulation muss im Speziellen definiert werden. Prinzipiell bedeutet dies, dass der

Allgemeinheit etwas zur Verfügung gestellt wird, was vorher nur privilegierten Personen zugänglich war. Bei dem Vergleich mit der Crash Simulation wurde diskutiert, warum die EMV Simulationen sehr individuell und schwierig anwendbar sind. Daher macht es im ersten Schritt keinen Sinn, dass die Tools und Methoden der Allgemeinheit zugänglich gemacht werden. Vielmehr sollten zuerst Ergebnisse aus Simulationen zugänglich und damit demokratisiert werden (siehe Bild 3). Dies führt zu mehr Akzeptanz für getroffene Entscheidungen.



**Bild 3:** Demokratisierung der EMV Simulation

Bis die Tools und Anwendungsfälle in Form von einfach bedienbaren Apps der Allgemeinheit verfügbar gemacht werden können, muss die V&V Strategie von der Software verantwortet werden. Dieses Ziel kann als Herausforderung der nächsten Jahrzehnte angenommen werden. Für andere Disziplinen wie CFD (*Computational Fluid Dynamics*), die ebenfalls nicht die Nutzerzahlen von Crash Simulanten erreicht hat, gibt es vergleichbare Diskussionen zu dem Thema der Demokratisierung mit ähnlicher Analyse und Fazit [4].

## Literaturangaben

[1] FAT-Schriftenreihe 211: Dynamische Werkstoffkennwerte für die Crashsimulation, Verband der Automobilindustrie, April 2007

[2] S. Lange, M. Schaarschmidt, F. Sabath, „On the need of certification in computational electromagnetic based engineering services“, 2015, IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Dresden, Germany

[3] D. Dörner, H. W. Kreuzig, F. Reither & T. Stäudel, 1994, „Lohhausen. Vom Umgang mit Unbestimmtheit und Komplexität“. Verlag Hans Huber, 2. Auflage

[4] R.K. Hanna; I. Weinhold, 2017, „Die Demokratisierung der CFD-Simulation“, Whitepaper von Mentor Graphics (zuletzt aufgerufen am 17.11.2017): <https://www.mentor.com/products/mechanical/resources/overview/the-democratization-of-cfd-423eb1c2-81a0-43e0-a03e-2a9e30a19b30>

---

## NF Aspekte

---

# Messung der Störfestigkeit integrierter Schaltungen getrennt für das elektrische und magnetische Feld

Stephan Pfennig, Gunter Langer,  
Langer EMV-Technik GmbH,  
01728 Bannewitz, Deutschland,  
pfennig@langer-emv.de

## 1 Einführung

Eine Methode zur Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit von integrierten Schaltungen (IC's) unter Verwendung einer TEM-Zelle ist in DIN EN 62132-2 [1] spezifiziert. Bei dieser Methode wird der zu untersuchende IC auf ein Testboard montiert und das Testboard in eine Öffnung in der Wand der TEM-Zelle eingelegt. Bei der Messung wird der IC mit dem in der TEM-Zelle erzeugten elektromagnetischen Prüffeld beaufschlagt. Das Prüffeld erfüllt im nutzbaren Frequenzbereich der TEM-Zelle die Fernfeldbedingungen. Die elektrische und magnetische Komponente des Prüffeldes bzw. der sich in der Zelle ausbreitenden TEM-Wellen sind über die Feldwellenimpedanz des freien Raumes  $Z_{W0} \approx 377 \Omega$  fest miteinander verknüpft, stehen senkrecht zueinander und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Welle. Im Fall einer Störbeeinflussung kann nicht bestimmt werden, ob die Beeinflussung durch die elektrische oder magnetische Komponente des Prüffeldes verursacht wurde.

Im Weiteren wird eine neue Methode zur Messung der Störfestigkeit von integrierten Schaltungen vorgestellt, die eine Unterscheidung zwischen der Störfestigkeit gegenüber elektrischen und magnetischen Feldern ermöglicht. Diese Methode verwendet zwei speziell entwickelte Feldquellen zur Erzeugung eines elektrischen bzw. magnetischen Prüffeldes. Das Testboard mit dem IC wird in eine Massefläche eingelegt. Anschließend wird unter Verwendung eines Distanzringes eine der Feldquellen über dem IC positioniert. Die Höhe des Distanzringes bestimmt dabei den Abstand zwischen Feldquelle und IC. Bei dieser Methode befindet sich der IC im Nahfeld der Quelle.

Mit den Feldquellen kann die Messung der Störfestigkeit getrennt für das elektrische und magnetische Feld erfolgen. Dieser Vorteil wurde in [2] verwendet, um die Schirmwirkung verschiedener Schirmkonfigurationen und Materialien zu untersuchen. Die Messung der elektrischen Feldstärke bzw. magnetischen Flussdichte erfolgte dabei mit Hilfe von zwei Feldmessern, die anstelle des IC's in das Testboard eingelegt wurden.

Der Aufbau zur Messung der feldgebundenen Störfestigkeit und der Schirmwirkung wird in Abschnitt 2 vorgestellt. Eine Charakterisierung der Prüffelder erfolgt in Abschnitt 3. Ausgewählte Ergebnisse zur Schirmdämpfung werden in Abschnitt 4 vorgestellt und diskutiert. Eine Zusammenfassung gibt Abschnitt 5.

## 2 Messaufbau

Zur Messung der Störfestigkeit im Frequenzbereich bis 3 GHz werden die IC-Testumgebung ICE1 und das IC Testsystem P1402/P1502 verwendet [3]. Für Messungen bis 1 GHz kann das IC Testsystem P1401 / P1501 verwendet werden [3].

Für die Messung werden die Massefläche GND 25, der Distanzring D70h10 mit der Höhe  $h = 10$  mm, die Feldquelle P1402 zur Erzeugung des magnetischen Prüffeldes und die Feldquelle P1502 zur Erzeugung des elektrischen Prüffeldes verwendet. Das Testboard mit dem IC wird in die Massefläche eingelegt und die entsprechende Feldquelle unter Verwendung des Distanzringes über dem IC positioniert. Zur Erzeugung der Prüffelder werden die Feldquellen über einen Signalgenerator, Verstärker und zusätzlichen Richtkoppler gespeist.

Zum IC Testsystem gehören die Feldmesser EPM 02 und BPM 02, mit denen die elektrische bzw. magnetische Feldstärke am Ort des IC's gemessen werden kann. Mit Hilfe der Feldmesser, die unter Verwendung des Adapters GNDA 02 in die Massefläche GND 25 eingelegt werden, kann eine Regelung der Generatorleistung auf die gewünschte Prüffeldstärke erfolgen. Die notwendigen Leistungspegel können im Rahmen einer Vormessung ermittelt werden.

In Verbindung mit den Feldmessern EPM 02 und BPM 02 können die Feldquellen zur Untersuchung der Schirmwirkung auf IC-Ebene verwendet werden. Die einzelnen Komponenten und den Messaufbau zeigt Abb. 1. Dieser Messaufbau wurde in [2] verwendet, um die Schirmwirkung verschiedener Schirmkonfigurationen und Materialien zu untersuchen. Dazu wurde eine IC-Attrappe aus Styrodur verwendet. Diese wurde auf dem Feldmesser platziert und anschließend der Schirm aufgebracht [2].

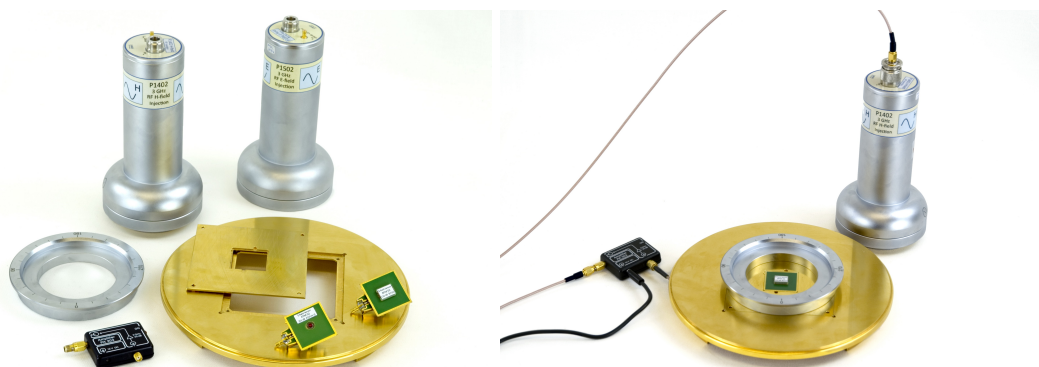


Abbildung 1: Messequipment und Messaufbau zur Messung der Schirmdämpfung

Zur Messung der Schirmdämpfung wurde jeweils ein Feldmesser anstelle des IC's in die Massefläche eingelegt und die entsprechende Feldquelle zusammen mit dem Distanzring über dem Feldmesser positioniert. Anschließend wurde der Ausgang des verwendeten Netzwerkanalysators (NWA's) mit der Feldquelle und der Ausgang des Feldmessers über einen Vorverstärker mit dem Eingang des NWA's verbunden und die Einfügedämpfung des Systems ohne sowie mit dem jeweiligen Schirm gemessen.

### 3 Prüffeld der Feldquellen

Die Feldquelle P1402 erzeugt ein magnetisches Feld und die Feldquelle P1502 ein elektrisches Feld. Im Bereich des zu prüfenden IC's ist das elektrische Feld der P1502 senkrecht zur Massefläche gerichtet und das magnetische Feld der P1402 in einer Ebene parallel zur Massefläche. Durch Drehen der Feldquelle P1402 auf dem Distanzring kann die Richtung des magnetischen Feldes in dieser Ebene variiert werden.

#### 3.1 Bestimmung der Feldstärken

Wird der Feldmesser EPM02 bzw. der Feldmesser BPM 02 in die Massefläche eingelegt, kann das erzeugte Feld am Ort des zu prüfenden IC's gemessen werden. Die am Ausgang der Feldmesser gemessenen Spannungen  $u_m$  bei Anregung der Feldquellen mit einer Leistung von  $-5 \text{ dBm}$  sind in Abb. 2 dargestellt. Mit Hilfe der Korrekturfaktoren der Feldmesser  $k_{\text{EPM}}$  und  $k_{\text{BPM}}$  kann die entsprechende elektrische Feldstärke  $E$  bzw. magnetische Flussdichte  $B$  berechnet werden.

$$k_{\text{EPM}} = \frac{E}{u_m} \quad \frac{E}{\text{dB}\left(\frac{\mu\text{V}}{\text{cm}}\right)} = \frac{u_m}{\text{dB}\mu\text{V}} + \frac{k_{\text{EPM}}}{\text{dB}\left(\frac{1}{\text{cm}}\right)} \quad (1)$$

$$k_{\text{BPM}} = \frac{B}{u_m} \quad \frac{B}{\text{dB}\mu\text{T}} = \frac{u_m}{\text{dB}\mu\text{V}} + \frac{k_{\text{BPM}}}{\text{dB}\left(\frac{\text{T}}{\text{V}}\right)} \quad (2)$$

Die Ergebnisse für den Frequenzbereich von 1 MHz bis 4 GHz sind in Abb. 2 dargestellt und zeigen, dass das Feld beider Feldquellen im Frequenzbereich bis 3 GHz näherungsweise konstant ist. Eine zusätzliche Anpassung der Feldstärke an die Prüffeldstärke kann, wie in Abschnitt 2 kurz beschrieben, durch eine frequenzabhängige Regelung der Generatorleistung erfolgen.

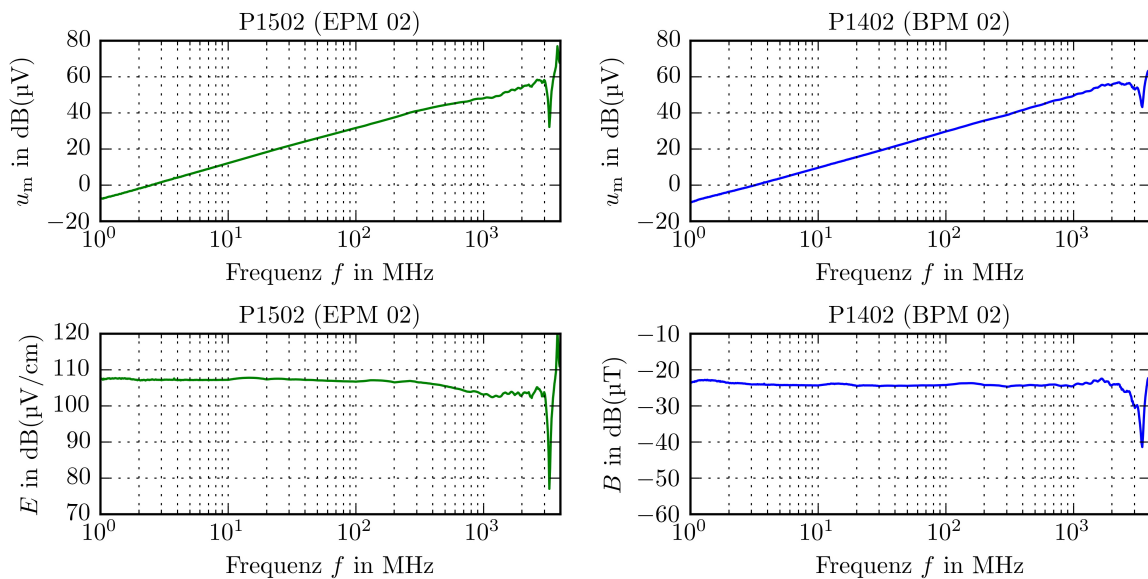


Abbildung 2: Berechnung der Feldgrößen mit Hilfe der Feldmesser EPM02/BPM02.

### 3.2 Feldkomponenten im Nahfeld der Feldquellen

Zur Charakterisierung der Feldquellen wurden für beide Feldquellen die elektrische und magnetische Feldstärke am Ort des zu prüfenden IC's mit Hilfe der Feldmesser bestimmt. Die Diagramme in Abb. 3 (oben) zeigen, dass neben der dominierenden bzw. gewünschten Feldgröße jeweils auch die andere Feldgröße existiert. Diese ist in Abhängigkeit von der Frequenz jedoch deutlich geringer. Neben den Feldstärken ist in Abb. 3 (unten) für beide Feldquellen das Verhältnis der Feldstärken  $E/H$ , das heißt die Feldwellenimpedanz  $Z_W$  der Quelle, in  $\text{dB}\Omega$  angegeben. Die Ergebnisse zeigen, dass die Feldwellenimpedanz der elektrischen Feldquelle wie erwartet im Nahfeld [4, S. 204] hochimpedant ist und mit steigender Frequenz abfällt. Entsprechend ist die Feldwellenimpedanz der magnetischen Feldquelle im Nahfeld niederimpedant und steigt mit der Frequenz an. In beiden Fällen fällt bzw. steigt die Feldwellenimpedanz mit näherungsweise 20 dB/Dekade und nähert sich im GHz-Bereich der Feldwellenimpedanz des freien Raumes  $Z_{W0} \approx 377 \Omega$  ( $Z_{W0} \approx 51 \text{ dB}\Omega$ ).

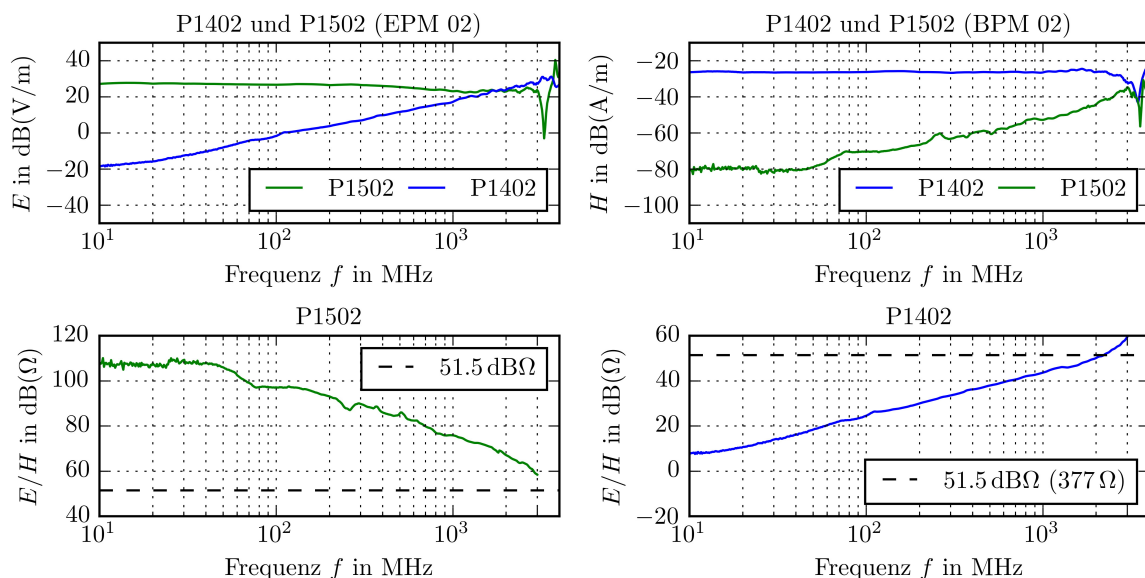


Abbildung 3: Elektrische Feldstärke  $E$ , magnetische Feldstärke  $H$  und Feldwellenimpedanz  $E/H$  der Feldquellen P1402 und P1502.

Die gewonnenen Ergebnisse gelten für den Distanzring D70 h10 und zeigen, dass sich der zu prüfende IC bis näherungsweise 3 GHz im Nahfeld der Quellen befindet. Das heißt, die vorgestellte Methode zur getrennten Messung der Störfestigkeit gegenüber elektrischen und magnetischen Feldern kann bis ungefähr 3 GHz verwendet werden.

Als Übergangspunkt zwischen dem Nahfeld und dem Übergangsfeld des elektrischen und magnetischen Elementardipols bzw. einer Dipol- und Rahmenantenne wird in [4, S. 204] der Abstand  $r$  von der Quelle angegeben, für den  $r/r_0 = 0,63$  gilt. Für einen konstanten Abstand  $r = 10 \text{ mm}$  von der Quelle und  $r_0 = \lambda/(2\pi) = c/(2\pi f)$  ergibt sich die Frequenz  $f = 3,0 \text{ GHz}$ . Das heißt, liegt der betrachtete Aufpunkt 10 mm von der Quelle entfernt, befindet sich dieser bis 3 GHz im Nahfeld der Quelle. Diese theoretische Abschätzung unterstützt die messtechnisch gewonnene Frequenzgrenze.



### 3.3 Feldhomogenität

Ein weiteres Kriterium zur Bewertung des Prüffeldes ist dessen Homogenität. In einer ersten Messung wurde die Feldhomogenität der Feldquellen P1401 und P1501, die zur Messung der Störfestigkeit bis 1 GHz verwendet werden können, untersucht. Dazu wurde der Distanzring mit der jeweiligen Feldquelle auf der Massefläche verschoben. Das verwendete Koordinatensystem wurde so gewählt, dass die Ebene  $z = 0$  in der Massefläche liegt und der Koordinatenursprung im Mittelpunkt der kreisförmigen Massefläche. Die Ergebnisse für eine Verschiebung der Feldquellen entlang der  $x$ - bzw.  $y$ -Achse zeigt Abb. 4. Die Messwerte wurden auf  $E(x = 0, y = 0) = E_0$  und  $B(x = 0, y = 0) = B_0$  normiert dargestellt. Aufgrund von Symmetrien im Aufbau der Feldquellen wurde die Feldhomogenität bei drei der vier Messungen nur für den positiven Achsenabschnitt aufgenommen.

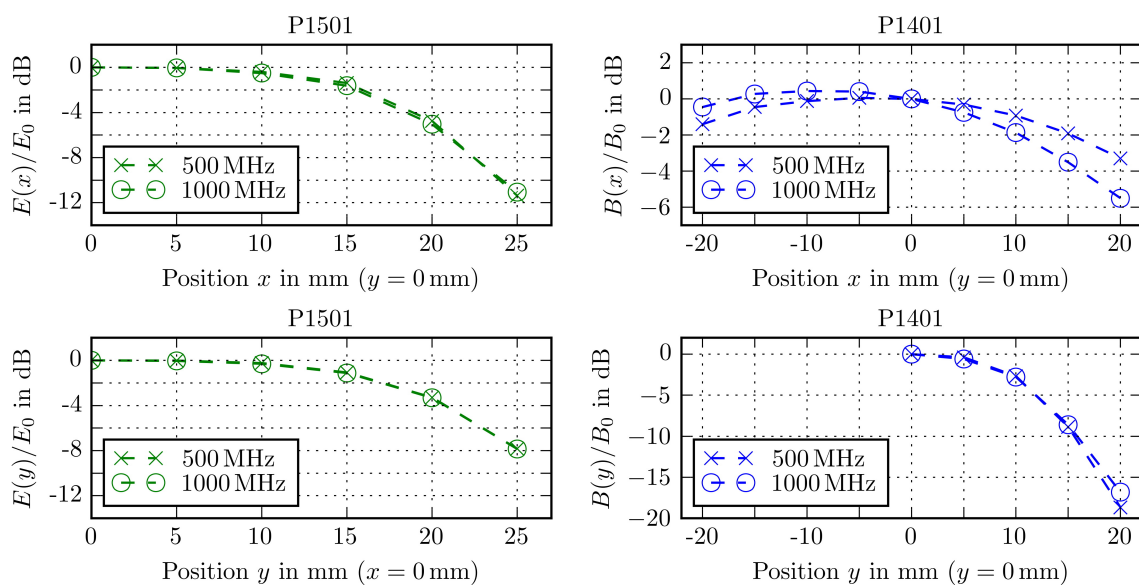


Abbildung 4: Feldhomogenität der Feldquellen P1401 und P1501 bei Verwendung des Distanzringes D70 h10.

Zur Bewertung der Feldhomogenität kann im ersten Schritt das Kriterium verwendet werden, dass das Feld im Prüfbereich nicht mehr als 6 dB abfallen darf. Für die Feldquelle P1501 wäre damit in erster Näherung ein kreisförmiger Prüfbereich mit einem Radius von 20 mm möglich. Da das Feld der P1401 in  $y$ -Richtung jedoch stärker abfällt, ergibt sich bei Verwendung des 6 dB-Kriteriums ein Prüfbereich mit einem Radius von ungefähr 12 mm bzw. in erster Näherung ein rechteckiger Bereich von  $(40 \times 24)$  mm.

Weitere Untersuchungen zur Feldhomogenität der IC Testsysteme sowie zum Einfluss des zu prüfenden IC's auf das Prüffeld sind geplant. Beide Feldquellen besitzen einen Messausgang, über den die felderzeugende Spannung bzw. der felderzeugende Strom im Inneren der Feldquelle gemessen werden kann. Mit Hilfe dieser Messausgänge kann der Einfluss des IC's auf das Prüffeld messtechnisch ermittelt werden und darüber auch eine Anpassung der Prüffeldstärke erfolgen.

## 4 Messung der Schirmdämpfung

Zur Messung der Schirmdämpfung wurde der in Abb. 1 vorgestellte Messaufbau verwendet. Bei den Messungen wurde für verschiedene Schirmkonfigurationen die Einfügedämpfung (der Vorwärts-Transmissionsfaktor  $S_{21}$ ) des Systems ohne und mit Schirm gemessen. Mit Hilfe der Korrekturfaktoren der Feldmesser und des Vorverstärkers wurde die elektrische Feldstärke bzw. magnetische Flussdichte berechnet. Aus den entsprechenden Kurven wurde anschließend für jede Schirmkonfiguration die Schirmdämpfung  $a_s$  für das elektrische bzw. magnetische Feld berechnet. Zur Untersuchung der verschiedenen Schirmkonfigurationen wurde zunächst eine IC-Attrappe aus Styrodur über dem jeweiligen Feldmesser platziert und anschließend der Schirm aufgebracht.

Die beste Schirmwirkung würde prinzipiell ein Schirm erzielen, der den IC vollständig bedeckt und rundum mit Masse verbunden ist. Praktisch ist dies jedoch nicht immer umsetzbar. Als einfachste Variante der Schirmung wurden daher Streifen aus Kupferklebeband verwendet, wobei deren Breite  $b$  variiert und bei der Anbindung des Schirmes zwischen der einseitigen bzw. beidseitigen Kontaktierung des Schirmstreifens gegen Masse unterschieden wurde. Der beobachtete Einfluss der Kontaktierung wurde untersucht und gezeigt, dass bei Verwendung von Kupferklebeband der Übergangswiderstand stark variieren kann und dies einen signifikanten Einfluss auf die Schirmwirkung hat. Die Ergebnisse wurden bereits in [2] vorgestellt und diskutiert.

Im ersten Schritt wurde die Schirmwirkung des Kupferklebebandes für Streifen der Breiten  $b = (2, 4, 6, 8, 10)$  mm untersucht. Die Ergebnisse für die Schirmung des elektrischen und magnetischen Feldes sind für die beidseitige Kontaktierung des Schirmes in Abb. 5 dargestellt.

Im Fall der beidseitigen Kontaktierung verbessert sich die Schirmwirkung wie erwartet mit der Breite des Streifens. Die Ergebnisse für das elektrische Feld zeigen, dass die Schirmdämpfung im Frequenzbereich bis 2 GHz näherungsweise konstant ist. Für das magnetische Feld steigt die Schirmdämpfung im unteren Frequenzbereich mit ungefähr 20 dB pro Dekade an und ist im oberen Frequenzbereich bis 2 GHz näherungsweise konstant. Da der beidseitig kontaktierte Schirm eine Kurzschlusschleife bildet, entspricht dieser Verlauf ebenfalls dem erwarteten Verhalten.

Der Wirkmechanismus der Kurzschlusschleife zur Schirmung magnetischer Felder wurde in [2] erläutert und dabei auf die Wirksamkeit der Kurzschlusschleife in Abhängigkeit von der Frequenz eingegangen. Die für das magnetische Feld beobachtete Verschiebung der Kurven im unteren Frequenzbereich kann ebenfalls mit dem Wirkmechanismus der Kurzschlusschleife erläutert werden. Diese Verschiebung wird durch den Übergangswiderstand zwischen Massefläche und Schirm verursacht. Bei Verwendung von Kupferklebeband kann der Übergangswiderstand stark variieren und im Fall hoher Übergangswiderstände die Schirmwirkung deutlich geringer sein [2].

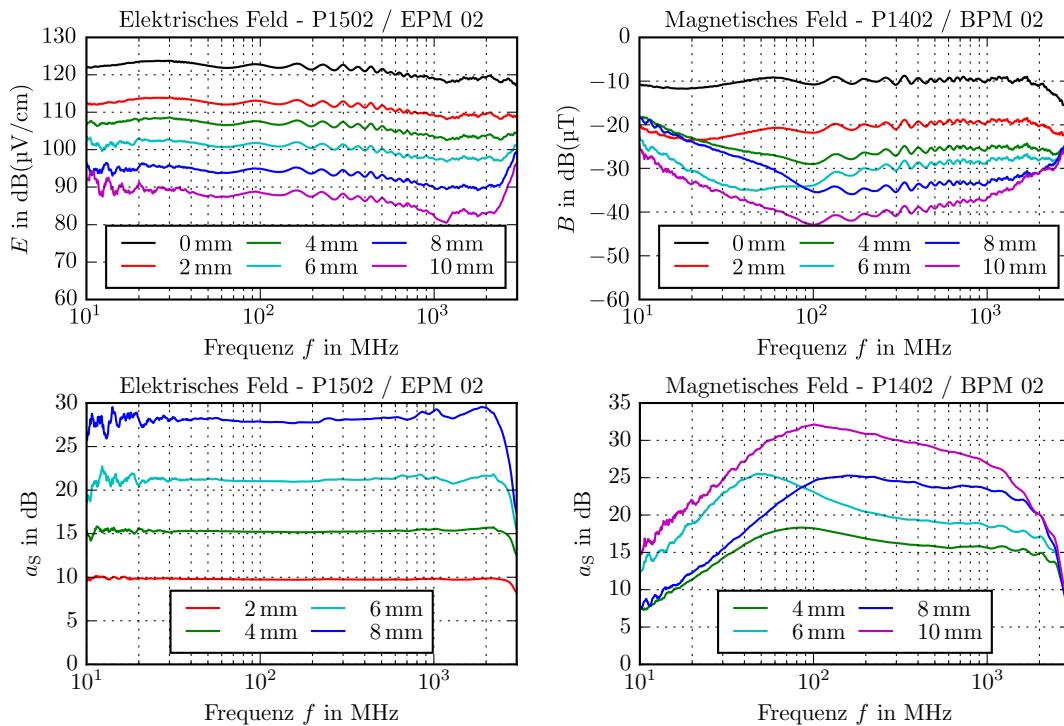


Abbildung 5: Elektrische Feldstärke  $E$  bzw. magnetische Flussdichte  $B$  in Abhängigkeit der Schirmbreite  $b$  und resultierende Schirmdämpfung  $a_s$  für einen beidseitig mit Masse verbundenen Schirmstreifen.

Für die einseitige Kontaktierung des Schirmes ergaben sich die in Abb. 6 dargestellten Ergebnisse. Im linken Diagramm sind diese für das elektrische Feld dargestellt und zeigen, dass sich im Vergleich zur beidseitigen Kontaktierung die Schirmwirkung im unteren Frequenzbereich nicht ändert. Im höheren Frequenzbereich wird die Schirmwirkung jedoch durch die parasitäre Kapazität zwischen Schirm und Masse, die von der Breite des Schirmes abhängig ist, reduziert [2]. Die Ergebnisse im rechten Diagramm zeigen, dass der Schirm für das magnetische Feld keine Wirkung besitzt. Da der Schirm nur einseitig kontaktiert ist, wird keine Kurzschlusschleife gebildet.

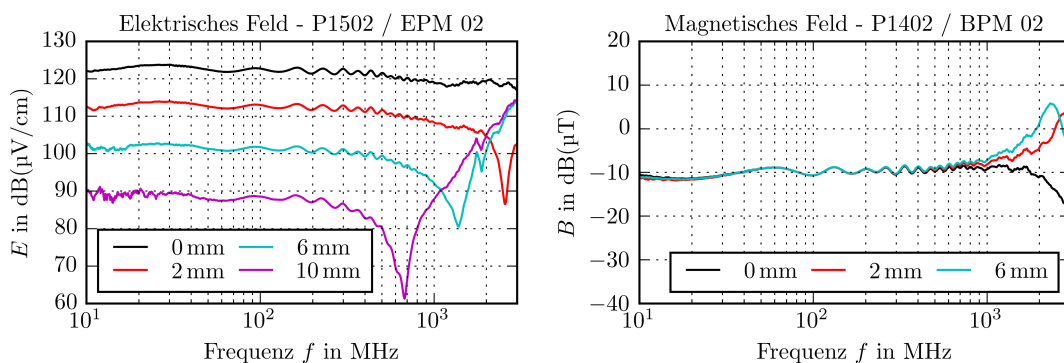


Abbildung 6: Elektrische Feldstärke  $E$  bzw. magnetische Flussdichte  $B$  in Abhängigkeit der Schirmbreite  $b$  für einen einseitig mit Masse verbundenen Schirmstreifen.

Bei Verwendung eines einseitig kontaktierten Schirmes mit großer Schirmfläche über dem IC und einer sehr schmalen Anbindung gegen Masse sind die parasitäre Kapazität des Schirmes und Induktivität der Schirmanbindung entsprechend groß. In diesem Fall wird die Schirmwirkung bereits im unteren Frequenzbereich signifikant reduziert. Daher sollte bei einer einseitigen Kontaktierung des Schirmes auf eine breite Anbindung des Schirmes geachtet werden [2].

## 5 Zusammenfassung

Es wurde eine neue Methode zur Messung der Störfestigkeit von IC's vorgestellt, die es erlaubt, die Störfestigkeit getrennt für das elektrische und magnetische Feld zu bewerten. Diese Methode verwendet eine definierte Massefläche, einen Distanzring und zwei separate Feldquellen zur Erzeugung des elektrischen bzw. magnetischen Prüffeldes. Das Testboard mit dem IC wird in die Massefläche eingelegt und anschließend eine der Feldquellen unter Verwendung des Distanzringes über dem IC positioniert. Die Höhe des Distanzringes bestimmt dabei den Abstand zwischen der Feldquelle und dem IC. Da sich der IC bei dieser Methode im Nahfeld der Quelle befindet, kann die Messung der Störfestigkeit getrennt für das elektrische und magnetische Feld erfolgen und damit der Störmechanismus näher untersucht werden. Diese Methode bietet sich daher als Ergänzung zur Messung in der TEM-Zelle nach DIN EN 62132-2 an.

Die vorgestellte Methode wurde verwendet, um die Schirmwirkung auf IC-Ebene zu untersuchen. Dabei wurde zwischen der Schirmwirkung gegenüber dem elektrischen und dem magnetischen Feld unterschieden. Im Rahmen der Untersuchungen wurden verschiedene Schirmkonfigurationen und Materialien verwendet. Die gewonnenen Ergebnisse zeigen sehr anschaulich, welche Schirmkonfigurationen zur Schirmung elektrischer bzw. magnetischer Felder geeignet sind.

## Literaturangaben

- [1] DIN EN 62132-2:2011-07: *Integrierte Schaltungen - Messung der elektromagnetischen Störfestigkeit - Teil 2: Messung der Störfestigkeit bei Einstrahlungen - TEM-Zellen- und Breitband-TEM-Zellenverfahren*
- [2] PFENNIG, Stephan: Measuring Shielding Effectiveness at the IC Level. In: *Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI), 2017 IEEE International Symposium on*. <http://dx.doi.org/10.1109/ISEMC.2017.8078011>. – DOI 10.1109/ISEMC.2017.8078011
- [3] *Produktübersicht IC Messtechnik, Langer EMV-Technik GmbH*. <https://www.langer-emv.de/de/category/ic-messtechnik/12>
- [4] SCHWAB, Adolf J. ; KÜRNER, Wolfgang: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. 5., aktualisierte und ergänzte Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. – ISBN 978-3-540-42004-0

# Einfluss der Kontaktierung auf die Schirmdämpfung von Gehäusen

M. Eng. Michael Kühn, AUDI AG, I/EE-25, 85045 Ingolstadt

B. Eng. Marcel Messer, AUDI AG, I/EE-25, 85045 Ingolstadt

Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel, FAU Erlangen, Lehrstuhl Technische Elektronik, Cauerstrasse 9, 91058 Erlangen

## 1 Einleitung

Nach Ansicht der Bundesregierung ist die Elektromobilität ein elementarer Baustein für eine zukunftsweisende und emissionsarme Mobilität. Außerdem bietet die Elektromobilität die Möglichkeit, die Abhängigkeit von fossilen Brennstoffen zu minimieren. Ein Elektrofahrzeug benötigt einen Energiespeicher (HV-Batterie), eine Leistungselektronik sowie eine elektrische Maschine respektive Antriebseinheit inklusive Getriebe. Die Leistungselektronik fungiert hierbei als Pulswechselrichter und erzeugt aus der Gleichspannung der HV-Batterie einen 3-phasigen-Sinusstrom für den Antrieb der elektrischen Maschine. Die Spannungslage des HV-Bordnetzes bzw. des Traktionsnetzes (DC-Seite) bewegt sich zwischen 300V bis 800V. Das nachfolgende Bild 1 stellt die Dramaturgie der Elektromobilität und der EMV dar.

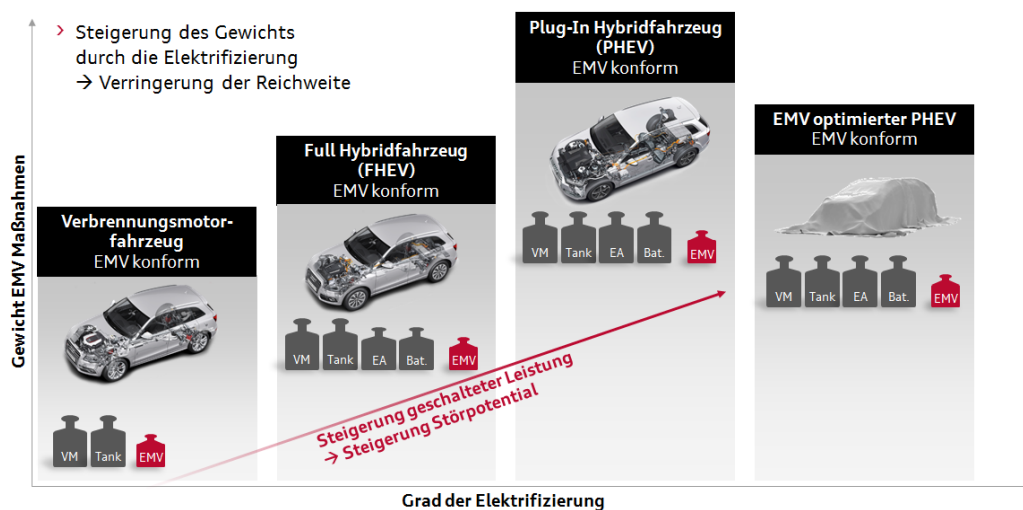


Bild 1: Gewicht der EMV-Maßnahmen in Abhängigkeit der Elektrifizierung

Es ist offensichtlich, dass zwischen einem konventionellen Fahrzeug mit Verbrennungsmotor und einem Plug-In Hybridfahrzeug (PHEV) ein deutlicher Gewichtsunterschied besteht. Dies ist einerseits den zusätzlichen HV-Komponenten geschuldet, andererseits aber auch den EMV-Maßnahmen. Diese EMV-Maßnahmen sind beispielsweise für Sicherheitsanforderungen, aber auch für die Entstörung der Rundfunk- und Datendienste erforderlich. Auch das HV-Bordnetz sowie sämtliche HV-Komponenten sind vollständig geschirmt ausgeführt. Dabei stellt sich häufig die Frage, wie bestehende Anforderungen bezüglich der Schirmdämpfung umzusetzen sind und welchen Einfluss die

Parameter haben. Oder anders gesagt, wie können EMV-Anforderungen in mechanische Werte übersetzt werden.

## 2 Schirmdämpfungsanforderung für Gehäuse im Automobilbereich

Die gute Nachricht ist, dass es sowohl eine Anforderung als auch ein Messverfahren für die Schirmdämpfung von Gehäusen im Automobilbereich gibt. Leider muss auch in diesem Fall genau geschaut werden, wie die Anforderung messtechnisch zu erfüllen ist. Die Schirmdämpfungsanforderung ist die sogenannte 70/40dB Dämpfungskurve im Frequenzbereich  $100\text{kHz} < f < 120\text{MHz}$  gültig ist. Die nachfolgende Gleichung liefert die Berechnungsvorschrift:

$$a[\text{dB}] = 70\text{dB} - 30\text{dB} \frac{f}{\frac{100\text{kHz}}{120\text{MHz}}}$$

Diese Dämpfungskurve deckt beispielsweise die folgenden Funkdienste ab: Langwelle (LW), Mittelwelle (MW) und Ultrakurzwelle (UKW). Dem gegenüber steht die DIN EN 61000-5-7 (siehe [1]), welche Kennzeichnungen, Prüfanforderungen und –verfahren für das elektromagnetische Schirmverhalten von leeren Gehäusen bietet. Weiterhin unterteilt die Norm drei Frequenzbereiche:

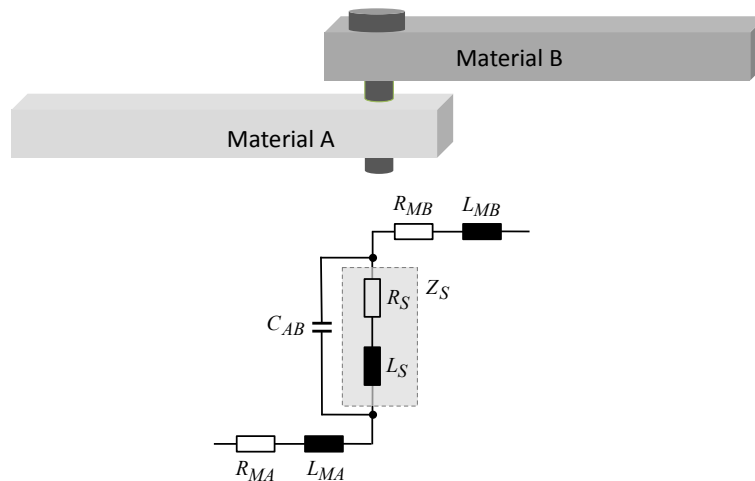
- Niederfrequenzbereich:  $10\text{kHz} < f < 30\text{MHz}$
- Mittelfrequenzbereich:  $30\text{MHz} < f < 1\text{GHz}$
- Hochfrequenzbereich:  $1\text{GHz} < f < 40\text{GHz}$

Speziell interessant für diesen Beitrag sind der Nieder- und Mittelfrequenzbereich, da dort auch die 70/40dB Dämpfungskurve (teilweise) gültig ist. Die Norm sieht für den Niederfrequenzbereich eine Messung mit der Rahmenantenne, also eine Messung des magnetischen Feldes vor. Die Anforderung sieht bei 100kHz eine Schirmdämpfung von 70dB vor, was für die Schirmung von magnetischen Feldern nur mit hochleitfähigen Material sowie entsprechender Materialdicke zu erreichen ist. Daher stellt sich die Frage, woher kommt die 70/40dB Dämpfungsanforderung bzw. wie wurde es hergeleitet. Die 70/40dB Dämpfungskurve wurde aus der Differenz der gestrahlten Störaussendung nach CISPR 25 (ALSE-Methode) einer 12V- und einer HV-Komponente bestimmt. Dies bedeutet ferner, dass die Anforderung auf Basis einer E-Feld Messung mit der Stabantenne basiert, folglich muss auch im Niederfrequenzbereich mit der Stab- anstelle der Rahmenantenne gemessen werden. Sämtliche Messergebnisse in diesem Beitrag basieren auf dieser Argumentationskette und verwenden die Stabantenne im Niederfrequenzbereich.

## 3 Einflussfaktoren auf die Schirmdämpfung

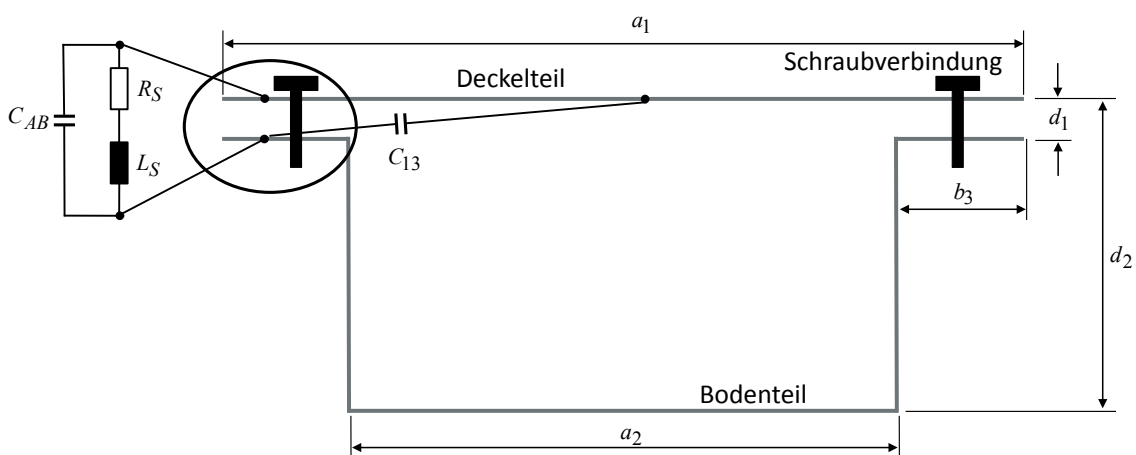
Sicherlich einer der größten Einflussfaktoren auf Gehäuseebene ist die Kontaktierung der Gehäuseteile (z.B. Deckel- und Bodenteil). Beispielsweise funktioniert ein Faraday'scher Käfig nur bei adäquater Verbindung der beiden Platten, was sich auch auf das zweiteilige Gehäuse übertragen lässt (siehe [2] für tiefergehende Informationen). Die einfachste Art der Kontaktierung sowohl aus mechanischer, als auch aus elektrischer Perspektive ist die Schraubverbindung zwischen den beiden Gehäuseteilen. Eine Schraubverbindung ist

natürlich nur eine punktuelle Verbindung und garantiert keine flächige Verbindung. Sollte sich zusätzlich noch eine Dichtung aus nicht leitfähigem Kunststoff zwischen Deckel- und Bodenteil befinden, ist eine Feldeinkopplung durch die so entstehenden Schlitzte möglich. In diesem Beitrag soll aber ein anderer Effekt im Vordergrund stehen, welcher sich auf Basis des nachfolgenden Bild 2 beschreiben lässt.



**Bild 2:** Elektrisches Ersatzschaltbild einer Schraubverbindung

Die Abbildung 2 zeigt eine singuläre Schraubverbindung von zwei elektrisch leitfähigen Materialien mit dem dazugehörigen elektrischen Ersatzschaltbild. Die Materialien werden modelliert durch eine Reihenschaltung eines Widerstands und einer Induktivität, die Schraubverbindung ebenfalls durch eine solche Reihenschaltung und der Luftraum dazwischen ist mit einer Kapazität abgebildet. Hierbei fällt auf, dass diese Konstellation nichts Anderes als ein Parallelresonanzschwingkreis ist. Nun übertragen wir diesen Gedankengang auf ein Gehäuse bestehend aus Deckel- und Bodenteil mit  $n$  Schraubverbindungen (siehe Bild 3).



**Bild 3:** Übersicht elektrische Parameter auf Gehäuseebene

Auch hier ist offensichtlich, dass diese Parallelresonanzschwingkreis für jede Schraubverbindung existieren und eine analytische Abschätzung zeigte, dass die

Resonanzfrequenz im Mittelfrequenzbereich ( $30\text{MHz} < f < 1\text{GHz}$ ) liegen muss. Offensichtlich ist, dass diese Schwingkreise erstens geometrieabhängig sind und zweitens von der Anzahl an Kontaktierungspunkten  $n$  abhängen.

#### 4 Vorbereitung der Impedanz- und Schirmdämpfungsmessungen

Zunächst einmal wurde ein Demonstratorgehäuse benötigt, welches sich an der Geometrie des Gehäuses aus Abbildung 3 orientiert. Die Abmessungen ( $L, B, H$ ) des Aluminiumgehäuses sind mit  $0,3\text{m}$ ,  $0,3\text{m}$  und  $0,2\text{m}$  bei einer Wandstärke von  $t=1\text{mm}$  angegeben. Weiterhin verfügt das Gehäuse über einen  $3\text{cm}$  breiten Kragen für die Kontaktierung sowie M3 Bohrungen im Abstand von  $2,8\text{cm}$ . Das Deckelteil ist lediglich als Platte mit der Materialstärke  $t$  ausgeführt. Für eine Bestätigung der Überlegungen aus Kapitel 3 war es erforderlich Impedanzmessungen am Demonstratorgehäuse durchzuführen. Hierfür wurde ein Messverfahren verwendet, welches mittels eines einfachen 2-Port-Netzwerkanalyzer den niederohmigen Impedanzverlauf im Frequenzbereich korrekt messen kann. Das Messprinzip ähnelt einem 4-Leiter-Messverfahren, wobei Port 1 den Strom liefert und die Spannungsmessung via Port 2 erfolgt. Die Berechnung der Impedanz erfolgt dann durch kleinere Umformungen des gemessenen  $S_{21}$  Parameters. Das Messverfahren ist ausführlich in [3] beschrieben. Die Schirmdämpfungsmessungen wurden auf Basis von [1] durchgeführt, jedoch mit einer Stabantenne statt einer Rahmenantenne für den Niederfrequenzbereich (siehe Kapitel 2). Zusätzlich zu den Messungen wurden auch numerische Feldsimulationen mit CST Microwave Studio durchgeführt, um den Sachverhalt besser nachvollziehen zu können. Die nachfolgende Tabelle listet die im Rahmen dieses Beitrags durchgeführten bzw. vorgestellten Mess- und Simulationsergebnisse. Das Ziel soll es sein, dass durch die unterschiedlichen Parameterkonstellationen des Abstand  $d$  sowie der Anzahl an Kontaktierungspunkte  $n$ , die Resonanzstelle entsprechend im Spektrum wandert.

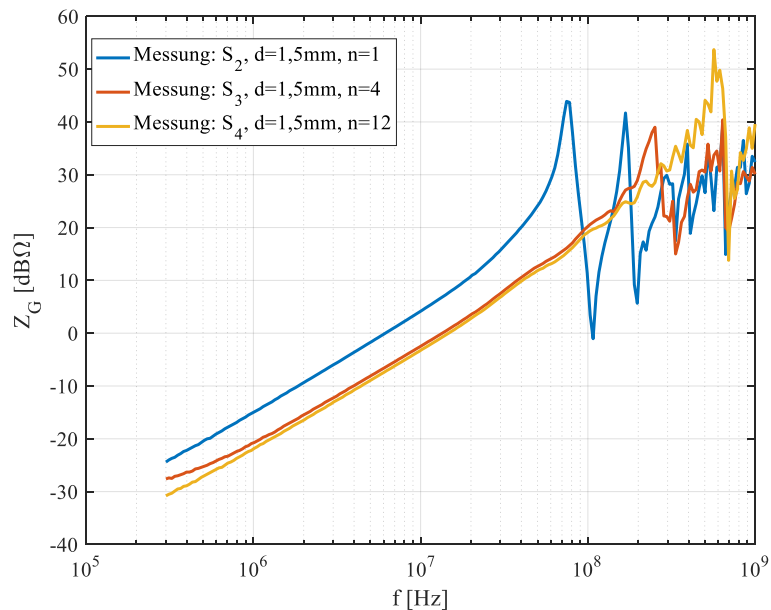
Setup	Abstand $d$ [mm]	Anzahl Schraubverbindungen $n$
S <sub>2</sub>	1,5	1
S <sub>3</sub>	1,5	4
S <sub>4</sub>	1,5	12
S <sub>6</sub>	4,5	1
S <sub>8</sub>	4,5	12
S <sub>10</sub>	13,5	1

Tabelle 1: Übersicht Messungen/Simulationen am Demonstratorgehäuse

#### 5 Mess- und Simulationsergebnisse

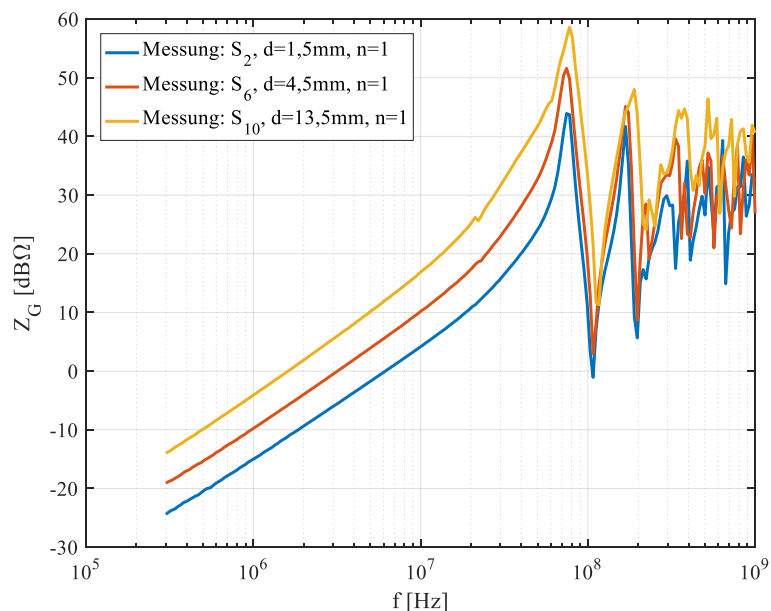
Das nachfolgende Bild 4 zeigt den Impedanzverlauf des Demonstratorgehäuses bei Variation der Anzahl von Kontaktierungspunkten  $n$ .





**Bild 4:** Impedanzmessung Demonstratorgehäuse, Variation der Kontaktierungspunkte

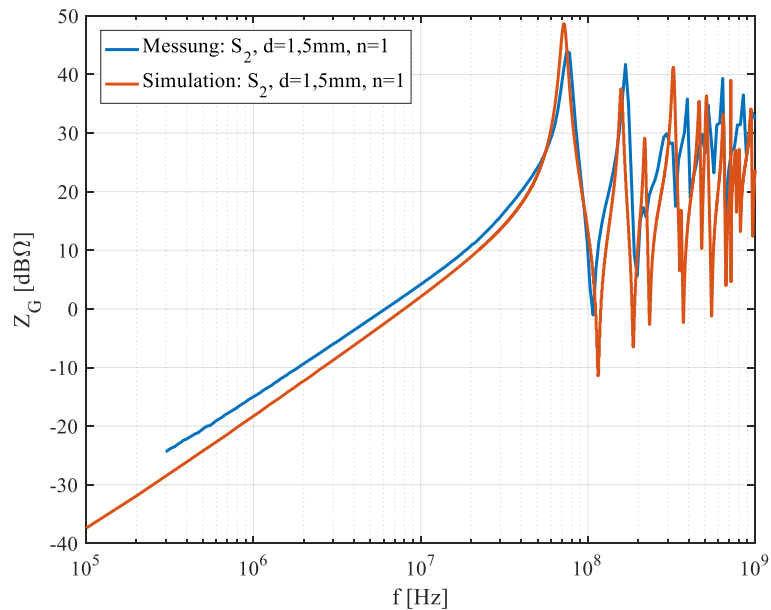
Es ist zu erkennen, dass die Resonanzstelle bei steigender Anzahl an Kontaktierungspunkten im Spektrum nach hinten wandert. Besonders interessant hierbei ist, dass die Resonanzstelle für  $n=1$  im Frequenzbereich der 70/40dB Dämpfungsanforderung liegt. Das nächste Bild 5 zeigt den Impedanzverlauf für unterschiedliche Abstände  $d$  zwischen Deckel- und Bodenteil. Im Gegensatz zu Bild 4 ist hier die Verschiebung der Resonanzstelle nur leicht wahrnehmbar. Dennoch ist mit steigendem Abstand auch eine Verschiebung der Resonanzstelle nach oben erkennbar.



**Bild 5:** Impedanzmessung Demonstratorgehäuse, Variation des Abstands

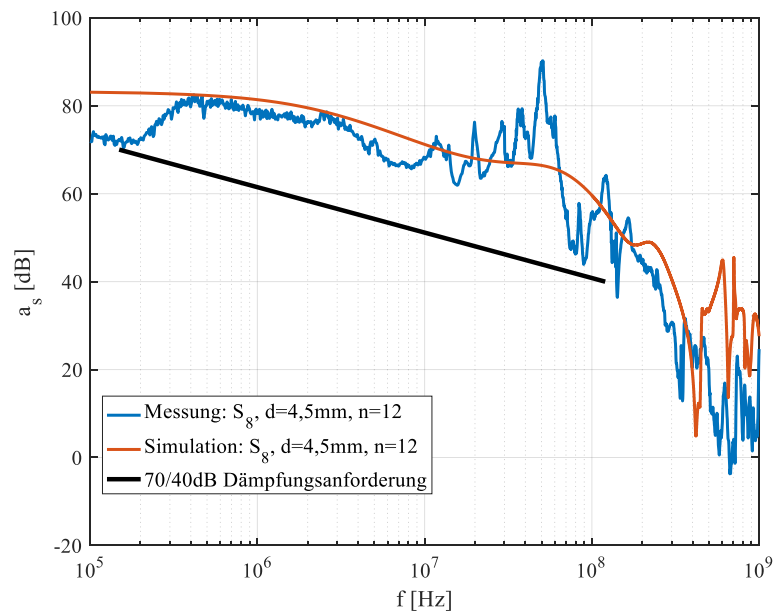
Das nachfolgende Bild 6 zeigt einen Vergleich zwischen der Impedanzmessung, der korrespondierenden Simulation und einer analytischen Abschätzung. Es ist zu erkennen, dass die Messung und die Simulation eine sehr gute Übereinstimmung aufweisen. Die

erste charakteristische Resonanz sowie die nachfolgenden Resonanzstellen wurden hinreichend gut durch die Simulation abgebildet.



**Bild 6:** Vergleich Impedanzmessung und Simulation für S2

Das nächste Bild 7 zeigt abschließend das Ergebnis der Schirmdämpfungsmessung und -simulation für Setup S8. Hier ist die 70/40dB Dämpfungsanforderung im Plot visualisiert.



**Bild 7:** Vergleich Schirmdämpfungsmessung und Simulation für S8

Dieser Plot zeigt, dass die Einhaltung der Grenzwertkurve nicht unmöglich ist. Auch zeigt sich ein interessanter Verlauf der Schirmdämpfung, welcher durch die Theorie (siehe [2]) bestätigt wird. Die Simulation mittelt prinzipiell diesen Verlauf und weist eine Resonanzstelle bei ca. 400MHz auf. Hier gibt es eine leichte Abweichung zwischen der

Simulation der Messung, welche durch Inhomogenitäten im Demonstratorgehäuse (z.B. Luftspalte, Stauchungen) zu erklären ist.

## **6 Konklusion**

In diesem Beitrag konnte gezeigt werden, dass jede Anforderung genau interpretiert werden muss, um somit keine falsche Erwartungshaltung zu erzeugen. Weiterhin wurde auf einen Effekt (Resonanzstelle) aufmerksam gemacht, welcher durch eine spezielle Parameterkonstellation der Kontaktierung entsteht und deutlich durch Impedanzmessungen nachzuweisen ist. Auch wurde durch eine Variation der charakteristischen Parameter, wie z.B. der Abstand oder die Anzahl an Kontaktierungspunkten, eine Verschiebung der Resonanzstelle bewirkt. Mittels numerischer Feldsimulation konnte der Verlauf der Impedanzkurve korrekt wiedergegeben werden. Zum Schluss wurden noch Schirmdämpfungsmessergebnisse präsentiert, wobei die Simulation hier kleinere Abweichungen aufweist, aber das physikalische Verhalten grundsätzlich korrekt darstellt.

## **Literaturangaben**

- [1] Norm DIN EN 61000-5-7 2001. Elektromagnetische Verträglichkeit Teil 5-7: Installationsrichtlinien und Abhilfemaßnahmen - Schutzarten durch Gehäuse gegen elektromagnetische Störgrößen
- [2] Wolfsperger, H.A.: Elektromagnetische Schirmung: Theorie und Praxisbeispiele. Springer Berlin Heidelberg, 2008 (VDI-Buch)
- [3] Keysight Technologies: Application Note: Ultra-Low Impedance Measurements using 2-Port Measurements. 2014

# Nutzung von Standard-Software zur Simulation von Testanlagen für niederfrequente Magnetfelder

M. Sc. Maik Rogowski, [rogowski@geml.uni-hannover.de](mailto:rogowski@geml.uni-hannover.de)  
Dipl.-Ing. Sven Fisahn, [fisahn@geml.uni-hannover.de](mailto:fisahn@geml.uni-hannover.de)  
Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe, [garbe@geml.uni-hannover.de](mailto:garbe@geml.uni-hannover.de)

Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Fachgebiet elektromagnetische Verträglichkeit, Leibniz Universität Hannover, Appelstr. 9a, 30167 Hannover, Deutschland

## 1 Einleitung

Normkonforme Störaussendungs- und Störfestigkeitsmessungen von Devices Under Test (DUTs) müssen in einer definierten Messumgebung durchgeführt werden. Als Messumgebungen haben sich unter anderem die Absorberhalle (SAC oder FAR) oder der Freifeldmessplatz durchgesetzt. Die Messung von magnetischen Feldern im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz stellt hierbei jedoch noch immer eine große messtechnische Herausforderung dar. Ein Verfahren zur Validierung von EMV-Messplätzen in diesem Frequenzbereich wurde bereits entwickelt [1]. Problematisch ist dabei allerdings der Abstand zwischen dem Messobjekt und der Sende- bzw. Empfangsantenne, da dieser wesentlich kleiner ist als die Wellenlänge der jeweils betrachteten Frequenz. Außerdem hat eine reale Groundplane einen großen Einfluss auf das Messergebnis. Jedoch wurde dieser Einfluss bislang kaum untersucht, da diese Problematik messtechnisch sehr schwierig zu handhaben ist. Die Nutzung von numerischen Methoden könnte daher für Abhilfe sorgen [2], [3].

In dieser Arbeit wird mithilfe von numerischen Feldberechnungs- bzw. Simulationsprogrammen der Einfluss von typischen Materialeigenschaften der Groundplane, wie beispielsweise die spezifische Leitfähigkeit  $\kappa$  oder die relative Permeabilität  $\mu_r$ , auf die Messung von magnetischen Feldern im niederfrequenten Bereich untersucht. Dabei wird zunächst auf die numerischen Methoden eingegangen, die von den verwendeten Simulationsprogrammen genutzt werden, insbesondere auf die Momentenmethode und die Finite-Difference-Frequency-Domain-Methode. Weiterhin wird eine reale Testanlage wie beispielsweise die Open Test Site (OTS) oder die Open Area Test Site (OATS) mithilfe eines generischen Modells numerisch berechnet bzw. simuliert, wobei ein spezielles Augenmerk auf den Materialparametern der Groundplane liegt. Hierzu wird der Aufbau und die Konfiguration des Simulationsmodells erläutert. Da bei Messungen immer die Fußpunktspannung der Empfangsantenne die relevante physikalische Größe darstellt, wird diese Größe ebenfalls in Abhängigkeit von den Materialparametern der Groundplane bei den verschiedenen Simulationen ermittelt.

## 2 Numerische Methoden der Simulationssoftware

Bei den Programmen zur Simulation von EMV-Fragestellungen werden unterschiedliche numerische Methoden zur Feldberechnung verwendet. Hierbei wird grundsätzlich zwischen Oberflächendiskretisierern (integrale Darstellung) und Volumendiskretisierern (differenzielle Darstellung) unterschieden. Die Method of Moments (MoM) zählt unter anderem zu den Oberflächendiskretisierern, welche die Feldzustände an den Grenzflächen

zwischen zwei Volumengebieten untersuchen. Hingegen wird bei Volumendiskretisierern das gesamte felderfüllte Volumen untersucht. Typische Vertreter dieser Diskretisierungsart sind die Finite-Difference-Time-Domain-Methode (FDTD) und die Finite Elemente Methode (FEM). Da in dieser Arbeit hauptsächlich der Einfluss von den Materialparametern der Groundplane auf die Fußpunktspannung der Antenne untersucht wird, bietet sich die Nutzung eines Oberflächendiskretisierers und somit die Momentenmethode an, welche im Folgenden näher erläutert wird.

## 2.1 Momentenmethode (MoM)

Die Basis dieser numerischen Methode liegt laut [4] bei den Helmholtz-Gleichungen für das elektrische Potential  $\phi$  und das Vektorpotential  $\vec{A}$ , jeweils für eine harmonische Anregung mit der Kreisfrequenz  $\omega$ :

$$\begin{aligned}\Delta \underline{\phi} + k_0^2 \cdot \underline{\phi} &= -\frac{\rho}{\epsilon}, \\ \Delta \vec{A} + k_0^2 \cdot \vec{A} &= -\mu \cdot \vec{J}.\end{aligned}$$

Hierbei ist  $\rho$  die Raumladungsdichte und  $\vec{J}$  die Stromdichte. Ferner gilt

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu \epsilon}.$$

Aus dieser Grundlage folgt für das elektrische und magnetische Feld:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= -\text{grad} \underline{\phi} - j\omega \vec{A}, \\ \vec{H} &= \frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A}.\end{aligned}$$

Die vorgegebene Geometrie wird in kleine Segmente diskretisiert, wobei die Form der Stromverteilung als gegeben angenommen wird. Für jedes Segment muss die Amplitude des Stromes, welche mit Hilfe vom Punkten im Raum, in denen die Feldstärkeverhältnisse bekannt sind, bestimmt werden. Diese Punkte befinden sich an den leitfähigen Grenzflächen. Des Weiteren müssen die Randwerte des jeweiligen Gebietes berücksichtigt werden, indem die Feldstärke eines Segmentes in einem beliebigen Punkt bestimmt wird. Ist die Stromverteilung bekannt, kann die Stromdichte  $\vec{J}_j$  im jeweiligen Segment als konstant angenommen und die Feldstärke in dem Punkt wie folgt bestimmt werden:

$$\vec{E}_i = Z_{i,j} \cdot \vec{J}_j.$$

Die tangentielle Komponente der elektrischen Feldstärke wird über der Segmentlänge zur Spannung  $U_i$  aufintegriert. Die Summe über alle Beiträge von  $U_i$  ergeben den Spaltenvektor  $\vec{U}$ . Da die tangentialen Komponenten des elektrischen Feldes an der Oberfläche von ideal leitfähigen Strukturen zu Null werden, sind die meisten Elemente des Spaltenvektors  $\vec{U}$  ebenfalls Null. Nur für Speisungspunkte enthält der Vektor einen Beitrag mit einem Spannungswert, da eine eingepreßte Generatorspannung entlang eines klar definierten Segmentes erzeugt wird. Unter der Voraussetzung, dass die Stromausbreitung nur entlang einer Linie erfolgt, ergibt sich der Ausdruck

$$\vec{U} = \vec{Z} \cdot \vec{I}.$$

Die Unbekannten in diesem Gleichungssystem sind die Amplituden der Ströme der einzelnen Segmente, welche mittels linearer Gleichungssysteme bestimmt werden können.

Die unterschiedlichen kommerziellen Feldberechnungsprogramme, welche MoM verwenden, unterscheiden sich meistens nur in der Form der verwendeten Strombelegung. Die Strombelegung wird vorwiegend durch eine treppenförmige Näherung (Rechteckform) oder eine lineare Näherung (Dreieckform) beschrieben.

## 2.2 Finite-Difference-Frequency-Domain-Methode (FDFD)

Diese numerische Methode gehört zur Familie der Volumendiskretisierer und weist viele Gemeinsamkeiten mit der FDTD-Methode (Finite Difference Time Domain) auf, sodass ein Großteil der Literatur zur FDTD-Methode ebenfalls anwendbar ist. Die Grundlage dieser Methode ist eine Finite-Differenzen-Approximation der Differentialoperatoren in der zu lösenden Differentialgleichung [5]. Mit Hilfe der diskretisierten Maxwell-Gleichungen werden die elektromagnetischen Felder berechnet. Hierbei wird die Yee-Zelle verwendet. Das bedeutet, dass die gesamte Struktur in Elementarquader unterteilt wird, auf denen die Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes in einem versetzten Gitter zueinander orientiert sind. Die Maxwell-Gleichungen bilden die Basis, aus der unter der Annahme der Quellen- und Verlustfreiheit die integrale Darstellung wie folgt beschrieben werden kann:

$$\oint \vec{H} \, d\vec{s} = \iint \vec{D} \, d\vec{A},$$

$$\oint \vec{E} \, d\vec{s} = \iint \vec{B} \, d\vec{A}.$$

Hinzu kommen die Materialgleichungen für ein homogenes, isotropes Medium:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E},$$

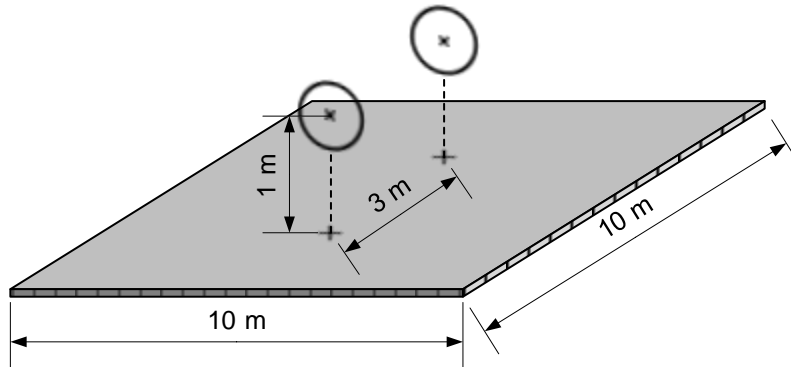
$$\vec{B} = \mu \vec{H}.$$

Werden die Gleichungen in Raum und Zeit diskretisiert, dann berechnet sich das Linienintegral durch eine Multiplikation der elektrischen Feldstärke mit der entsprechenden Kantenlänge. Analog kann das Flächenintegral berechnet werden, indem die magnetische Feldstärke mit der dazugehörigen Fläche multipliziert wird. Dadurch entsteht für jede Komponente des elektrischen und magnetischen Feldes eine Differenzialgleichung. Nachdem eine Startverteilung vorgegeben wird, werden alle Feldkomponenten eines Gitterpunktes von dem davor befindlichen Gitterpunkt bestimmt. Mittels Fast-Fourier-Transformation (FFT) können die Werte vom Zeitbereich in den Frequenzbereich überführt werden.

## 3 Allgemeiner Aufbau und Konfiguration des Simulationsmodells

Die Grundlage für die Simulationen bildet das Validierungsverfahren nach [1]. Dieses beschreibt einen Aufbau aus zwei Rahmenantennen, von denen die eine als Sende- und die andere als Empfangsantenne betrieben wird. Beide Antennen sind in einem Abstand von 3 m voneinander und einer Höhe von 1 m über dem Boden (Groundplane) platziert. Diese

Anordnung wird mit einer 10 m x 10 m großen Groundplane im freien Raum simuliert. Die Sendeantenne wird von einer Quelle mit einer Spannung von 1 V gespeist und sendet ein elektromagnetisches Feld aus, welches an der Empfangsantenne empfangen wird. An der Empfangsantenne befindet sich eine Impedanz von 50  $\Omega$ , über der die Fußpunktspannung gemessen wird. Abbildung 1 zeigt die Anordnung für die Simulation mit den Rahmenantennen und der Groundplane, welche letztendlich auch das Modell der SAC darstellt.



**Abbildung 1:** Aufbau des Simulationsmodells

Die Materialparameter der Groundplane, deren Einfluss bei der Simulation untersucht wird, sind die spezifische elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  und die relative Permeabilität  $\mu_r$ . Es werden dabei 4 unterschiedliche Materialien untersucht, welche verschiedene Werte für die Leitfähigkeit und Permeabilität aufweisen. Die Materialparameter sind so gewählt, dass sowohl ein elektrisch sehr gut leitfähiges Material als auch Materialien mit einer sehr hohen Permeabilität und abnehmender elektrischer Leitfähigkeit betrachtet werden. Die verschiedenen Konfigurationen für die Materialeigenschaften der Groundplane sind in Tabelle 1 gezeigt. Alle vier Materialien werden jeweils mit den drei am Institut verfügbaren Simulationsprogrammen untersucht.

**Tabelle 1:** Parameter der Simulation: Frequenzbereich und Materialparameter

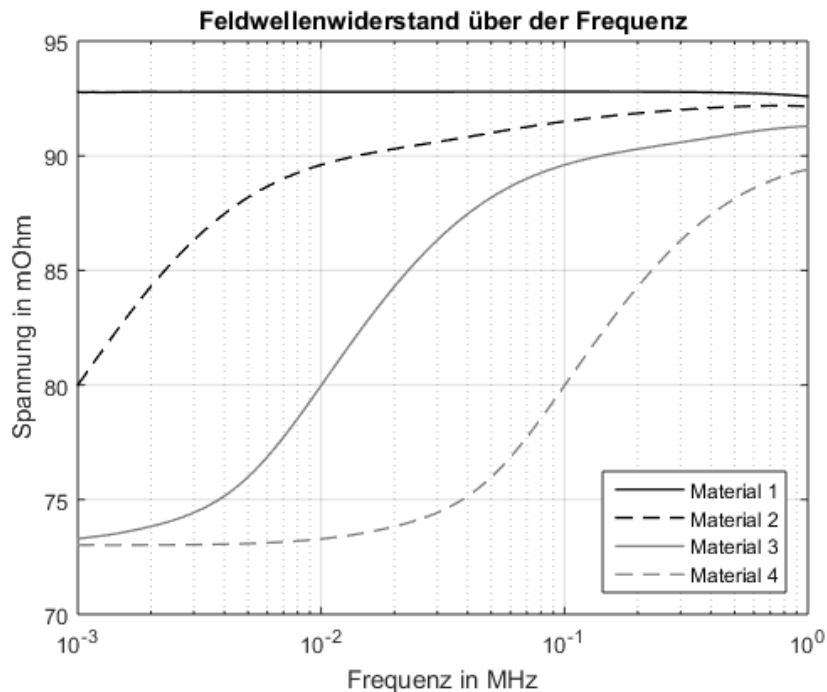
Material	$\kappa$ in S/m	$\mu_r$ in H/m	Frequenzbereich
Material 1	$56 \cdot 10^6$	1	1 kHz - 1 MHz
Material 2	$5,6 \cdot 10^6$	2000	1 kHz - 1 MHz
Material 3	$0,56 \cdot 10^6$	2000	1 kHz - 1 MHz
Material 4	$0,056 \cdot 10^6$	2000	1 kHz - 1 MHz

#### 4 Simulationen mit verschiedenen Feldberechnungsprogrammen

In dieser Arbeit werden unterschiedliche Software-Pakete zur numerischen Berechnung von niederfrequenten Magnetfeldern im Freiraum untersucht und verglichen. Es werden Simulationsprogramme genutzt, von denen zwei Oberflächendiskretisierer sind und eines ein Volumendiskretisierer ist. Besonderes Interesse bei dieser Untersuchung gilt dem Verlauf der Fußpunktspannung unter Einfluss der Materialparameter  $\kappa$  und  $\mu_r$ .

## 4.1 Oberflächendiskretisierer 1

Der erste Oberflächendiskretisierer verwendet die Momentenmethode zur numerischen Berechnung der elektromagnetischen Felder. Abbildung 2 zeigt die mithilfe der Simulationen bestimmten Spannungen am Fußpunkt der Empfangsantenne in Abhängigkeit von der Frequenz. Es ist gut erkennbar, dass die aus dem Material 1 bestehende Groundplane mit der höchsten elektrischen Leitfähigkeit und einer rel. Permeabilität von 1 die größte Fußpunktspannung aufweist. Des Weiteren ist zu sehen, dass das Feld umso weniger in die Empfangsantenne einstrahlt, je kleiner die elektrische Leitfähigkeit der Materialien wird. Weiterhin fällt auf, dass der Einfluss von der rel. Permeabilität im tiefen Frequenzbereich bis etwa 400 kHz stärker ist als im Frequenzbereich darüber. Dieses ist mit der  $1/r^3$ -Abhängigkeit des Magnetfeldes zu erklären. Der Verlauf der einzelnen Fußpunktspannungen zeigt ebenfalls, dass mit steigender Frequenz die Spannung und somit die Einkopplung in die Empfangsantenne steigt. Dies liegt an dem Hochpassverhalten der Antennen.



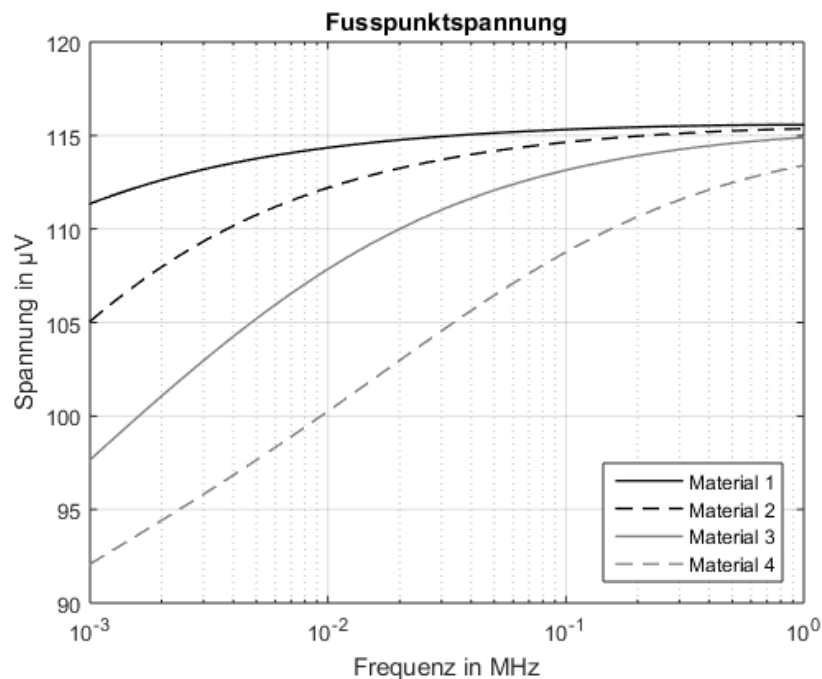
**Abbildung 2:** Fußpunktspannung der Empfangsantenne, berechnet mit Oberflächendiskretisierer 1

## 4.2 Oberflächendiskretisierer 2

Der Oberflächendiskretisierer 2 verwendet ebenfalls, wie auch schon der Oberflächendiskretisierer 1, die Momentenmethode zur numerischen Berechnung der elektromagnetischen Felder. In Abbildung 3 ist zu sehen, dass die aus dem Material 1 bestehende Groundplane mit der höchsten elektrischen Leitfähigkeit ebenfalls die größte Fußpunktspannung an der Empfangsantenne erzeugt. Die elektrische Leitfähigkeit aller Materialien zeigt den gleichen Einfluss wie auch schon beim vorangegangenen Simulationsprogramm, d.h. je geringer die elektrische Leitfähigkeit ist, umso geringer ist die Fußpunktspannung. Des Weiteren fällt auf, dass der Einfluss von der rel. Permeabilität im



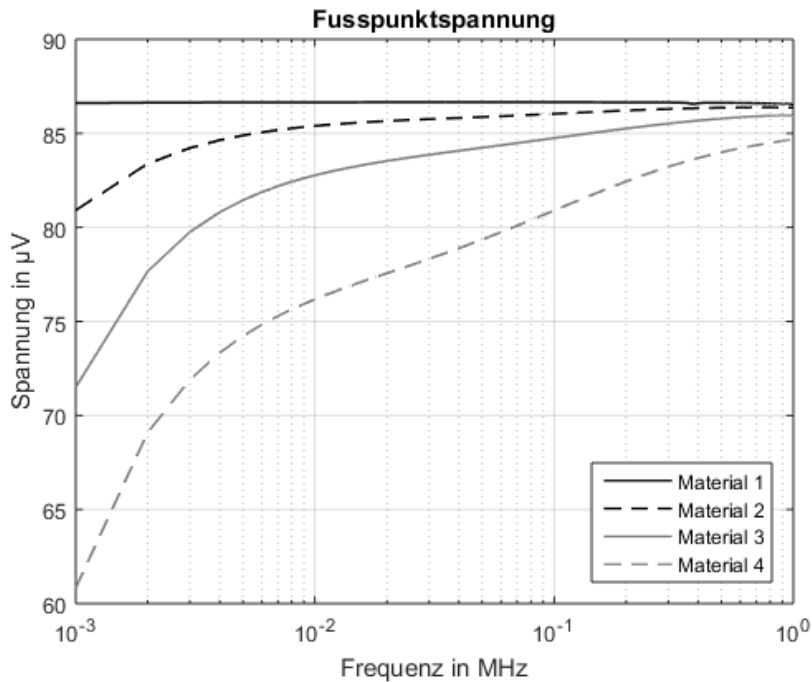
tiefen Frequenzbereich bei dieser Simulation geringer ist als beim Oberflächendiskretisierer 1. Lediglich der Verlauf von Material 4 deutet einen ähnlichen Verlauf an. Weiterhin ist zu erkennen, dass die jeweiligen Fußpunktspannungen höhere Wert annehmen als bei anderen Simulationsprogrammen. Jedoch ist der allgemeine Verlauf der einzelnen Fußpunktspannungen gleich. Mit steigender Frequenz steigt auch die Spannung und somit die Einkopplung in die Empfangsantenne an (Hochpassverhalten).



**Abbildung 3:** Fußpunktspannung der Empfangsantenne, berechnet mit Oberflächendiskretisierer 2

### 4.3 Volumendiskretisierer

Der Volumendiskretisierer verwendet im Gegensatz zu den anderen beiden Simulationsprogrammen die FDFD-Methode zur numerischen Berechnung der elektromagnetischen Felder. Jedoch ist in Abbildung 4 gut erkennbar, dass bei dieser Methode viele Übereinstimmungen zu den anderen Simulationen zu finden sind. So tritt bei der aus dem Material 1 bestehenden Groundplane mit der höchsten elektrischen Leitfähigkeit wiederum die größte Fußpunktspannung an der Empfangsantenne auf. Auch ist der allgemeine Einfluss der elektrischen Leitfähigkeit prinzipiell identisch mit den vorangegangenen Simulationsergebnissen. Der Einfluss der rel. Permeabilität ähnelt den Verläufen aus der Simulation des Oberflächendiskretisierers 2. Ebenfalls ist zu erkennen, dass sich lediglich bei Material 4 ein ähnlicher Verlauf andeutet wie in der Simulation mit dem Oberflächendiskretisierer 1. Eine weitere Übereinstimmung findet sich beim allgemeinen Verlauf der einzelnen Fußpunktspannungen, da mit steigender Frequenz die Einkopplung in die Empfangsantenne steigt.

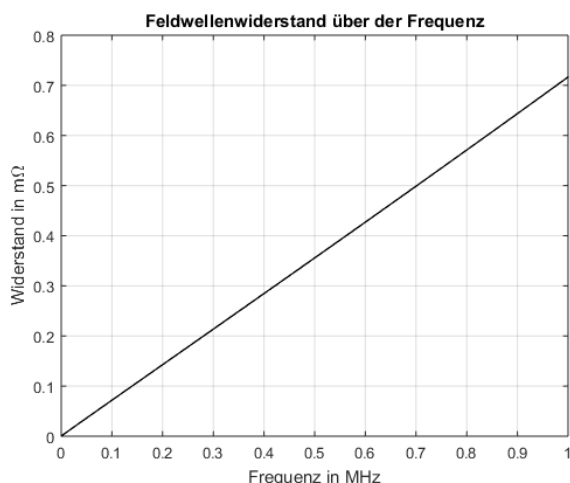


**Abbildung 4:** Fußpunktspannung der Empfangsantenne, berechnet mit dem Volumendiskretisierer

#### 4.4 Vergleich der Simulationsergebnisse und Validierung

Allgemein lässt sich mit den Simulationen zeigen, dass im Fall von Material 1 (hohe Leitfähigkeit und rel. Permeabilität von 1) immer die höchste Antennenfußpunktspannung auftritt. Des Weiteren ist zu erkennen, dass Material 1 im betrachteten Frequenzbereich von 1 kHz - 1 MHz kaum frequenzabhängig ist, lediglich beim Oberflächendiskretisierer 2 ist eine minimale Frequenzabhängigkeit erkennbar, welche aber weniger als 5 % beträgt. Weiterhin ist bei allen Simulationsprogrammen eine Abnahme der Intensität der Einkopplung in der Reihenfolge von Material 1, 2, 3, und 4 identisch. Bei jedem Simulationsprogramm ist zu erkennen, dass alle Verläufe sich mit steigender Frequenz einem Endwert annähern. Lediglich die Endwerte variieren je nach Methode, aber sie befinden sich in einem Bereich von  $\pm 15\%$  um 100  $\mu\text{V}$  herum. Der Einfluss der rel. Permeabilität ist nur beim Oberflächendiskretisierer 1 deutlich erkennbar, jedoch deuten die Verläufe von Material 4 der anderen beiden Simulationsprogramme auch auf diesen Einfluss hin.

Um die Simulationsergebnisse im Allgemeinen zu validieren, wird mit einem der Simulationsprogramme (Oberflächendiskretisierer 1) das elektrische und das magnetische Feld im Mittelpunkt der Empfangsantenne ermittelt. Aus diesen beiden Größen lässt sich der Feldwellenwiderstand durch Quotientenbildung bestimmen. In Abbildung 5 ist der auf diese Weise ermittelte Verlauf dargestellt. Es ist ersichtlich, dass der Feldwellenwiderstand linear mit der Frequenz ansteigt. Der Wert des Feldwellenwiderstandes beträgt bei einer Frequenz von 1 MHz zwar lediglich 720 m $\Omega$ , jedoch ist dieser niedrige Wert durchaus plausibel, da die felderzeugende Rahmenantenne im Nahfeld ein Niederimpedanzfeld aufweist. Bei einer Frequenz von 1 MHz wäre ein Antennenabstand von mindestens 300 m erforderlich, um Fernfeldbedingungen und somit einen Feldwellenwiderstand von 377  $\Omega$  sicherzustellen.



**Abbildung 5:** Feldwellenwiderstand am Ort der Empfangsantenne

## 5 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird mit Hilfe von Simulations- bzw. numerischen Feldberechnungsprogrammen der Einfluss von zwei charakteristischen Materialeigenschaften der Groundplane (spezifische elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  und relative Permeabilität  $\mu_r$ ) auf die Messung von magnetischen Feldern im niederfrequenten Bereich bis 1 MHz untersucht. Dabei werden drei verschiedene numerische Feldberechnungsprogramme verwendet, die auf unterschiedlichen Berechnungsmethoden und Diskretisierungsarten basieren, und die Ergebnisse miteinander verglichen.

Es lässt sich durch die Simulationen bestätigen, dass die Materialparameter einen großen Einfluss auf die auf die Einkopplung der Felder in die Empfangsantenne und somit auf die Fußpunktspannung haben. Besonders die elektrische Leitfähigkeit wirkt sich stark auf die Simulationsergebnisse aus. Die rel. Permeabilität hingegen wirkt sich nur im tiefen Frequenzbereich bis ca. 400 kHz aus. Dies bedeutet, dass bei Testanlagen wie der OTS, OATS und der SAC die Ergebnisse sich stark voneinander unterscheiden können, je nach den Materialeigenschaften der Groundplane.

## Literaturangaben

- [1] F.-W. Trautnitz, J. 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
- [2] M. Tröscher, U. Jakubus, G. Steinmair: *Combined PEEC/MoM solution technique for efficient electromagnetic emission calculations of PCBs in metallic enclosures*; International Symposium on Electromagnetic Compatibility; 2004; pp. 266 – 270
- [3] H. Brüns, A. Vogt, C. Findekle, A. Schröder, M. Madgowski, M. Robinson, F. Heidler, C. Schuster; *Modeling challenging EMC problems*; IEEE Electromagnetic Compatibility Magazin; 2017; pp 45 - 54
- [4] Ö. Yildiz, H. Brüns, C. Schuster; *Integral equation methods (MoM) in numerical modeling*; IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMC+SIPI); 2017; pp. 1 - 23
- [5] N. H. Huynh. Dissertation: *Verbesserung der Effizienz der FDTD-Methode für die Analyse von koplanaren MMICs*; Elektrotechnik der TU Berlin; 2000

# Prädiktion von Blitzeinschlagsbereichen bei Multimegawatt-Windkraftanlagen

M. Sc. Sebastian Koj, Prof. Dr.-Ing. Heyno Garbe  
Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover,  
Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik,  
Fachgebiet Elektromagnetische Verträglichkeit

## 1 Einleitung und Motivation

Mit dem politisch erklärten Ziel, regenerative Energiequellen zu fördern und ihren Anteil an der gesamten Energieversorgung deutlich zu steigern, haben die Windkraftanlagen (WKAs) in den letzten Jahrzehnten eine rasante Entwicklung erfahren. Neben dem Ausbau von Standorten – sowohl onshore als auch offshore – ist die Entwicklung durch eine ständige Vergrößerung der Dimensionen von WKAs (Nabenhöhe und Rotordurchmesser) und eine stetige Leistungssteigerung auf heute mehrere Megawatt (Multimegawatt) gekennzeichnet.

Die mit der Leistungssteigerung einhergehende Wertkonzentration führt zu dem Wunsch die Verfügbarkeit von WKAs zu steigern und die Stillzeiten durch unbeabsichtigte Ausfälle von Teilkomponenten zu minimieren. Dies ist durch geplante und gezielte Wartung der WKA Komponenten möglich, vorausgesetzt der Ermüdungszustand der Teilkomponente sei bekannt. Zur Überwachung des Zustandes der kritischen Komponenten werden sogenannte Condition Monitoring Systems (CMS) eingesetzt, die zum einen aus diversen, über die gesamte Anlage verteilten Sensoren und zum anderen aus elektrischen Mess- und Steuereinheiten bestehen. Eine der wertvollsten und gleichzeitig für den Betrieb unabdingbaren Komponenten jeder WKA sind die Rotorblätter. Hierdurch wird insbesondere die Überwachung der Rotorblätter motiviert, z. B. mithilfe von Beschleunigungssensoren auf Ermüdung. Allerdings halten somit vermehrt metallische und damit leitfähige Gegenstände Einzug in die Rotorblätter moderner WKAs.

WKAs sind aufgrund der exponierten Lage ihrer Standorte und ihrer Gesamtbauhöhe von über 100 Metern direkten Blitzeinwirkungen ausgesetzt. Ein direkter Blitzeinschlag, dessen Energie zu einem längeren und ungeplanten Stillstand einer WKA führen kann, stellt ein stochastisch vorkommendes Ereignis dar und kann nur mit einer gewissen Auftretswahrscheinlichkeit vorhergesagt werden. Schätzungen zufolge werden moderne Multimegawatt-WKAs etwa alle 12 Monate von einem direkten Blitzeinschlag getroffen [1]. Hieraus wird ersichtlich, dass neben dem CMS ein konformes Blitzschutzsystem unabdingbar für einen stillstandarmen Betrieb von modernen WKAs ist.

Die Aufgabe des (äußeren) Blitzschutzsystems besteht darin, den Blitzstrom über entsprechende, exponiert platzierte Fangeinrichtungen (Rezeptoren) aufzunehmen und mittels definierten leitfähigen Strukturen in das Erdreich abzuleiten. Bei Rotorblättern werden die Rezeptoren üblicherweise in Blattspitzen verbaut. Jedoch stellt auch das CMS mit seinen in metallischen Gehäusen eingeschlossenen und mit elektrischen Leitern zu Netzwerken verbundenen Sensoren ebenfalls potentielle Blitzeinschlagsbereiche auf den Rotorblättern dar und muss beim Blitzschutzkonzept gemäß der normativen Lage [2], [3] und [4] berücksichtigt werden.

Zur Prädiktion solcher Blitzeinschlagsbereiche auf den Rotorblättern von modernen WKAs wird in diesem Beitrag zunächst in Kapitel 2 auf die physikalische Natur des Blitzes

eingegangen und daraus die Höhe der elektrischen Feldstärke als charakteristisches Merkmal für ein Blitzeinschlagort abgeleitet. Anschließend wird in Kapitel 3 der Blitzschutz moderner WKAs nach dem Stand der Technik durchleuchtet. In Kapitel 4 wird ein numerisches Modell einer WKA mit einem in den Rotorblättern integrierten Sensornetz samt zugehöriger Materialparameter beschrieben. Dieses Modell wird mittels einer Simulationssoftware in einem elektrostatischen Feld untersucht. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen liefern die Feldverteilungen für das elektrische Potential und die Feldstärke in direkter Umgebung der WKA. Diese werden in Kapitel 5 vorgestellt und in Hinblick auf die Prognose von Blitzeinschlagsbereiche auf Rotorblättern diskutiert. Eine Zusammenfassung schließt diesen Beitrag ab.

## 2 Kurze Blitzkunde

Die Naturerscheinung Blitz hat den Menschen schon immer begleitet und fasziniert. Die Entstehung der am häufigsten vorkommenden Blitze ist heute weitestgehend erforscht und beschrieben, z. B. in [1], [5] und [6]. An dieser Stelle wird nur auf die wesentlichen, für diesen Beitrag essentiellen Aspekte des Blitzes eingegangen.

Bevor es zu einem Blitzeinschlag kommt muss zunächst in den Wolken aufgrund von Wetterphänomenen zur Ladungstrennung kommen. Ein Blitz entsteht, wenn sich diese Ladung gegen einen Bereich mit einer Ladung der entgegengesetzten Polarität entlädt. Der Bereich mit der entgegengesetzten Ladung kann sich hierbei entweder in den benachbarten Wolken oder aber auf der Erde befinden. Für die Blitzeinschläge an WKAs sind nur die Blitzentladungen gegen Erde von Interesse. Hierbei werden zwei Grundarten von Blitzen unterschieden:

- der Abwärtsblitz (Wolken-Erde-Blitz), der an einer Wolke beginnt und hin zur Erde gerichtet ist;
- der Aufwärtsblitz (Erde-Wolke-Blitz), der an einer exponierten Stelle der Erde, z.B. Berggipfel oder aber an der Spitze von hohen Bauwerken beginnt und hin zur einer Wolke gerichtet ist.

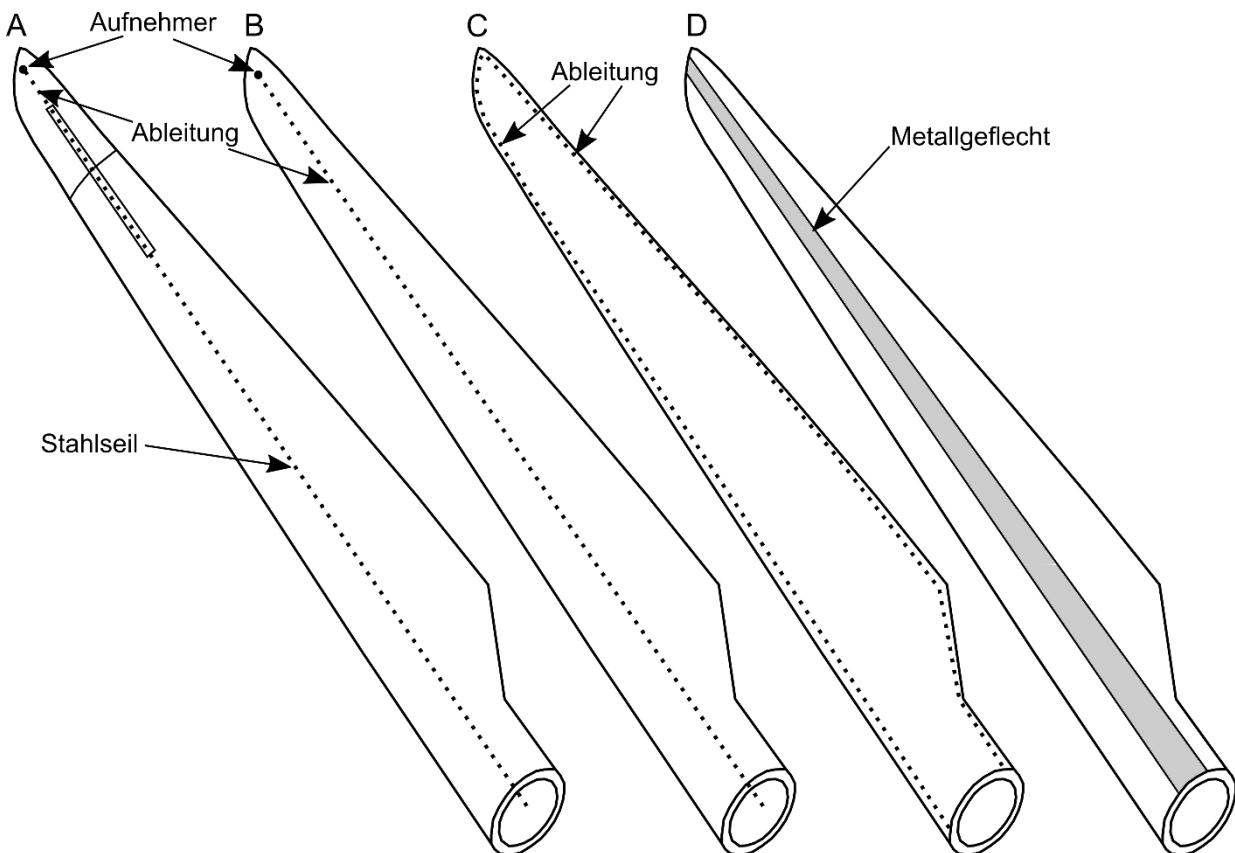
Wegen der Bauhöhen der modernen WKAs von über 100 Metern ist an ihnen sowohl das Auftreten der Abwärts- als auch der Aufwärtsblitzentladungen möglich.

Beide Blitzarten haben gemeinsam, dass sie jeweils mit einem Leitblitz beginnen. Voraussetzung für das Entstehen der Leitblitze sind lokale elektrische Feldstärken von mehreren 100 kV/m [1], wobei die Spitze des Leitblitzes gegenüber der Erde ein Potential von mehr als 10 MV hat [2]. Nähert sich z.B. der Leitblitz eines Abwärtsblitzes der Erde, so erhöht das Potential der Leitblitzspitze die elektrische Feldstärke auf der Erdoberfläche soweit, bis der Durchbruchwert von Luft überschritten wird. Ab dieser Feldstärke entstehen vom Erdreich hin zu der Leitblitzspitze orientierte Blitz- oder Verbindungskanäle, über die nach der Verbindung mit dem Leitblitz die Blitzentladung erfolgt. Der weitere zeitliche Verlauf der Blitzentladung hängt von der Grundart und der Polarität des Blitzes ab und wird z.B. in [7] betrachtet.

Zusammenfassend soll gesagt werden, dass zum einen erhöhte elektrische Felder als Ursache der Initiierung von Leitblitzen sind. Zum anderen bestimmen lokale Erhöhungen der elektrischen Feldstärke den Entstehungsort von Verbindungskanälen und somit auch den Blitzeinschlagort, weil dort die notwendige Durchbruchfeldstärke am ehesten erreicht wird. Dabei können die Verbindungskanäle auch nichtleitende Oberflächen durchbrechen, wenn unter ihnen leitenden Elemente verbaut sind, die zur lokalen Erhöhung der elektrischen Feldstärke beitragen. Somit kann mit der Kenntnis der lokalen Erhöhungen der elektrischen Feldstärken auf den Blitzeinschlagsbereich geschlossen werden.

### 3 Blitzschutz bei Windkraftanlagen

Mit der Erkenntnis, dass Blitzentladungen an Orten mit erhöhten lokalen Feldstärken auftreten, wurden im Laufe der Jahre Blitzschutzkonzepte entwickelt, immer weiter verbessert und genormt. Hierbei wird zwischen direkten und indirekten Blitzschutz unterschieden. Der äußere Blitzschutz hat die Aufgabe, den Blitzstrom über definierte Wege in das Erdreich abzuleiten, sodass das geschützte Objekt keinen Schaden nimmt. Hingegen ist die Aufgabe des inneren Blitzschutzes, die im geschützten Objekt installierten elektrischen und elektronischen Geräte vor Überspannungen zu schützen, die durch den Blitzstrom hervorgerufen werden. Der äußere Blitzschutz, auch bei WKAs, kann vereinfacht in drei Komponenten unterteilt werden: Fangeinrichtungen, Ableitungen und Erdungsanlage. Hierbei müssen die Fangeinrichtungen an Orten platziert werden, an denen es zur lokalen Erhöhung der elektrischen Feldstärke kommen kann, weil dort die Wahrscheinlichkeit eines Blitzeinschlages am größten ist. Zur Festlegung dieser Orte werden üblicherweise vereinfachte Methoden angewendet: das Blitzkugel-, Maschen- oder Schutzwinkelverfahren [1]. Bei geometrisch komplizierten Anwendungsfällen, wie bei WKAs, eignet sich das Blitzkugelverfahren besonders gut für diese Aufgabe. Gemäß [2] ist das Blitzkugelverfahren jedoch nicht für die Rotorblätter anwendbar. Die Lage und Art der Fangeinrichtungen auf den Rotorblättern ist aktueller Gegenstand der Forschung, siehe z. B. [8] und [9]. Im informativen Anhang C von [2] sind die am häufigsten vorkommenden Ausführungen von Fangeinrichtungen und Ableitungen in Rotorblättern angegeben, siehe Bild 1. Die dargestellten Ausführungen der Fang- und Ableitsysteme lassen sich in zwei Arten unterteilen. Zum einen sind es Systeme, bei denen die Blitzableiter die Blattoberfläche in Nähe der Blattspitze durchstoßen und die Ableitungen im Inneren des Blattes vom Aufnehmer hin zur Blattwurzel verlaufen, siehe Bild 1 (Bauarten A und B).



**Bild 1:** Blitzschutzkonzeptionen für große moderne WKA-Rotorblätter nach [2]

Zum anderen werden die Ableitungen an der Blattoberfläche entlang der Vorderkante angeordnet oder in die Hinterkante eingebettet, Bild 1 (Bauart C). Eine weitere Ausführung der Fang- und Ableitungseinrichtung, die an der Blattoberfläche angebracht wird, ist in Bild 1 als Bauart D dargestellt. Hier wird ein Metallgeflecht entlang der gesamten Blattlänge angebracht, das sowohl die Aufnahme als auch das Ableiten des Blitzstromes gewährleisten soll. Bei den Oberflächensystemen muss stets ein Kompromiss zwischen der ausreichenden Stromtragfähigkeit und der Beeinflussung der strömungsmechanischen Eigenschaften des Blattes gefunden werden. Des Weiteren stellen Geräuschentwicklung und die Befestigungsmethoden der Oberflächensysteme enorme Herausforderungen dar.

Die Bauart A im Bild 1 stellt eine Blattausführung mit Blattspitzenbremse dar. Zur Betätigung der Bremse wird ein Stahlseil verwendet, welches bei ausreichender Dimensionierung auch die Aufgabe der Blitzableitung übernehmen kann. Bei modernen WKAs werden üblicherweise die gesamten Rotorblätter um ihre Achse drehbar montiert (Pitchsystem) und bei Bedarf kann das komplette Blatt zur Abbremsung des Rotors genutzt werden. Somit kann die Blattspitzenbremse entfallen. Aus den genannten Gründen wird im weiteren Teil dieses Beitrages lediglich die Bauart B betrachtet.

## 4 Numerische Untersuchung

### 4.1 Ansatz zur Bestimmung der elektrischen Feldstärke

Zur Prädiktion von Blitzeinschlagsbereichen auf den Rotorblättern von Multimegawatt WKAs muss die Verteilung des elektrischen Feldes bekannt sein. Dazu wird ein CAD Modell einer WKA im elektrostatischen Feld mittels der Finite Elemente Methode (FEM) numerisch untersucht. Zur Berechnung des elektrostatischen Feldes wird zunächst das skalare Potentialfeld  $\varphi$  gemäß der Poisson-Gleichung ermittelt

$$\Delta\varphi = -\frac{\rho}{\varepsilon}, \quad (1)$$

mit der Ladungsverteilung  $\rho$ , der Permittivität  $\varepsilon$  und den Laplace-Operator  $\Delta$ . Durch Vorgabe von Potentialen am Rand des untersuchten ladungsfreien Gebietes kann Gleichung (1) zur Laplace-Gleichung vereinfacht werden:

$$\Delta\varphi = 0. \quad (2)$$

Anhand einer hohen Dichte der Äquipotentiallinien können bereits Bereiche mit hoher Feldstärke identifiziert werden. Die elektrische Feldstärke  $\vec{E}$  kann schließlich über den Gradienten des Potentialfeldes gewonnen werden gemäß

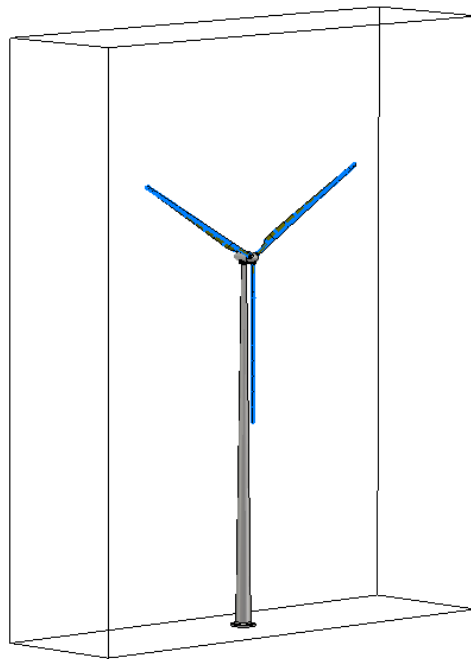
$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi. \quad (3)$$

Im nächsten Abschnitt wird die Modellbildung erläutert.

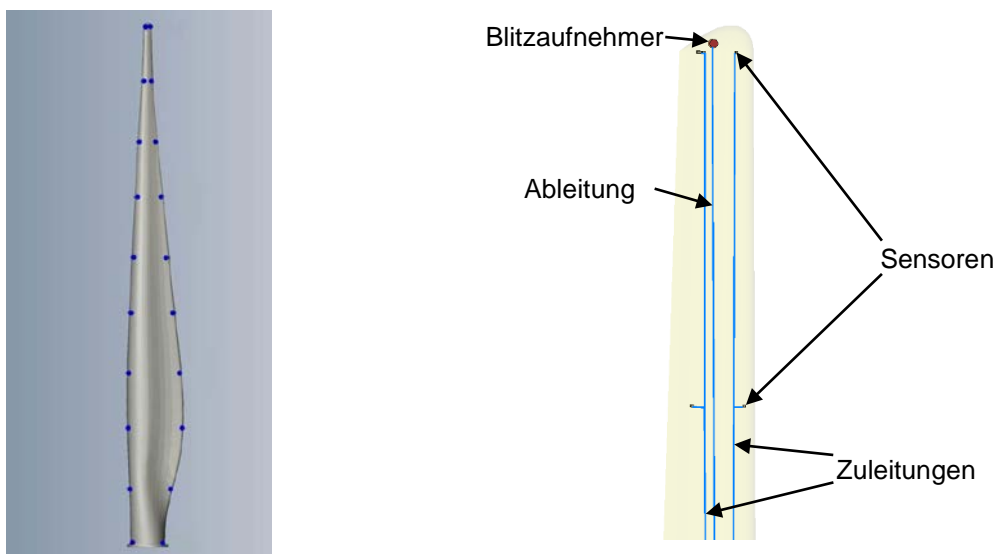
### 4.2 Numerische Implementierung

Die Gleichungen (1) bis (3) werden mit dem elektrostatischen Solver einer gängigen FEM Software für einen ladungsfreien Quader nach Bild 2 gelöst, wobei als Randbedingung das elektrische Potential der unteren Seitenfläche zu  $\varphi = 0 \text{ V}$  und das der oberen zu  $\varphi = 50 \text{ MV}$  angenommen wird. Im Quader ist das untersuchte Modell einer WKA platziert.

In jedem Rotorblatt des Modells ist jeweils ein Netzwerk eingebaut, welches aus ideal leitenden (PEC) Quadern und Leitern besteht (siehe Bild 3 links und rechts), um die Beschleunigungssensoren samt ihren Zuleitungen nachzubilden. Weiterhin ist in jeder Blattspitze ein ideal leitender Blitzableiter gemäß Bauart B aus Bild 1 modelliert, welcher über Ableitungen mit der Nabe verbunden ist (Bild 3 rechts). Die Zuleitungen der Sensoren werden, ähnlich wie die Blitzableitungen, mit der Nabe verbunden und somit über die Gondel und dem Turm mit der Unterseite des Quaders, welche das Potential  $\varphi = 0 \text{ V}$  trägt. Die Dimensionen und Materialparameter des Modells sind in Tabelle 1 zusammengefasst.



**Bild 2:** Simulationsmodell einer WKA im Ladungsfreien Quader. Das elektrische Potential der unteren Seitenfläche beträgt  $\varphi = 0 \text{ V}$ , das der oberen  $\varphi = 50 \text{ MV}$ .



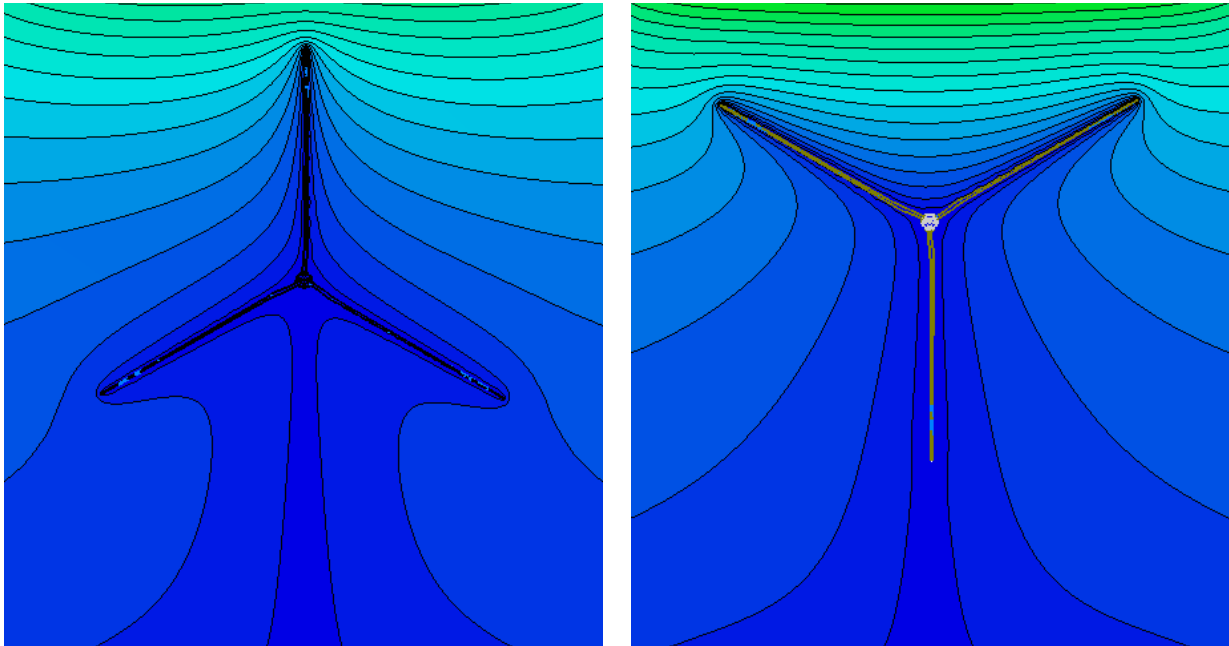
**Bild 3: Links:** Überblick über die Positionen der Beschleunigungssensoren entlang des Rotorblattes. **Rechts:** Blitzaufnehmer samt Ableitung und Teil des Sensornetzwerkes im Rotorblatt.



**Tabelle 1:** Dimensionen und Materialparameter des untersuchten WKA Modells

Turmhöhe	100 m
Rotorblattlänge	45 m
Material des Turms, der Gondel und der Nabe	PEC
Material der Sensoren und deren Zuleitungen	PEC
Material der Blitzaufnehmer und Ableitungen	PEC
Material der Rotorblätter	Glasfaserverstärkter Kunststoff (GFK) mit $\epsilon_r = 4$ , $\mu_r = 1$ , $\kappa = 0$

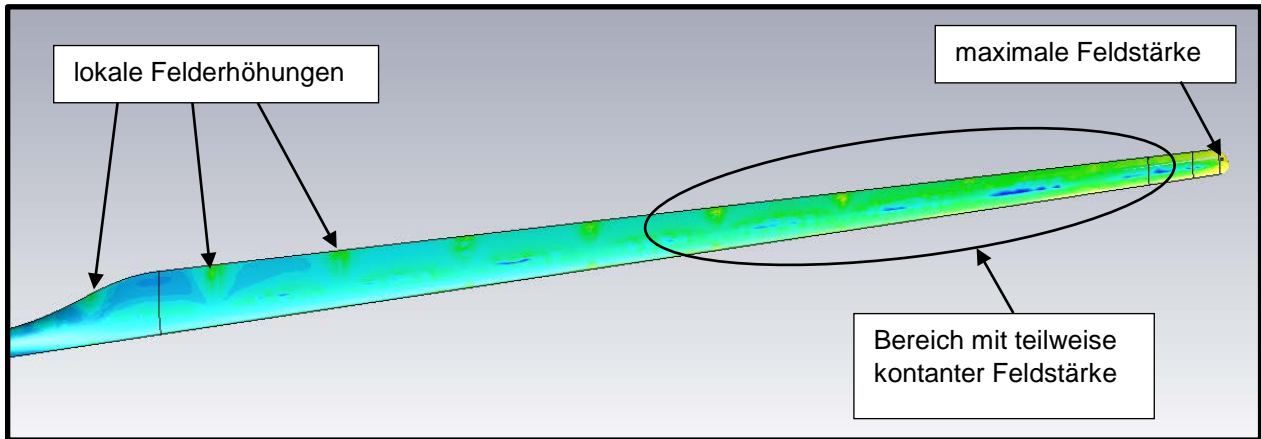
## 5 Simulationsergebnisse und deren Interpretation



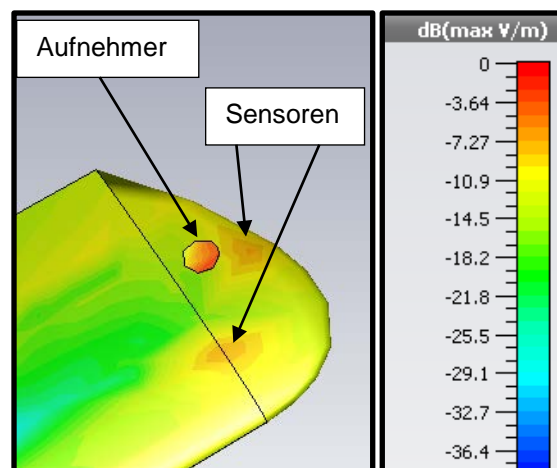
**Bild 4:** Potentialfelder in einer Ebene durch die Rotorblätter für zwei Extrempositionen des Rotors.  
**Links:** die  $\lambda$ -Position, **Rechts:** die Y-Position des Rotors.

In Bild 4 sind numerisch berechneten Potentialfelder in einer Ebene durch den Rotor exemplarisch für zwei Extrempositionen dargestellt. In beiden Fällen ist die größte Dichte der Äquipotentiallinien jeweils in der Nähe der nach oben gerichteten Blattspitzen zu finden. Somit müssen an diesen Stellen auch die größten elektrischen Feldstärken auftreten. Des Weiteren ist gut zu sehen, dass in der Y-Position des Rotors (Bild 4 rechts) die Dichte der Äquipotentiallinien entlang der oberen Seite der beiden oberen Blätter größer ist als entlang des oberen Rotorblattes in der  $\lambda$ -Position (Bild 4 links). Das bedeutet, dass entlang der beiden Rotorblätter in Y-Position die lokalen Extremwerte der elektrischen Feldstärke ähnliche Größen erreichen. In Hinblick auf die Prädiktion der Blitzeinschlagsbereiche kann geschlossen werden, dass bei der  $\lambda$ -Position der Blitzeinschlag in die Spitze des obersten Blattes am wahrscheinlichsten ist. Im Falle der Y-Position ist ein Blitzeinschlag in die Blattspitzen der beiden oberen Blätter ebenfalls sehr wahrscheinlich, jedoch wird hier aufgrund der hohen Dichten der Äquipotentiallinien entlang der beiden oberen Rotorblätter noch zusätzlich die Verteilung der elektrischen Feldstärke auf der Blattoberfläche in Bild 5 betrachtet. Dort sind lokale Erhöhungen der elektrischen Feldstärke an denjenigen Stellen zu erkennen, an denen auch die Sensoren installiert sind.

Besonders sichtbar ist dies in der Nähe der Blattwurzel. Weiterhin kann zwischen der Blattspitze und näherungsweise der Blattmitte ein Bereich mit teilweise konstanter Feldstärke beobachtet werden, welcher in Bild 5 ist mit einer Ellipse gekennzeichnet ist. Die bereits anhand der Potentialbilder getroffenen Annahmen werden hierdurch bestätigt. Die maximale elektrische Feldstärke tritt auf der Blattspitze auf. Zu besseren Übersicht ist dieser Bereich in Bild 6 vergrößert dargestellt.



**Bild 5:** Verteilung der elektrischen Feldstärke auf der Oberfläche eines Rotorblatts in Y-Position des Rotors. Auf das Maximum normierte Darstellung. Es gilt die Skala in Bild 6.



**Bild 6:** Verteilung der elektrischen Feldstärke auf der Blattspitze.

Die höchste Feldstärke tritt wie erwartet am Blitzableiter auf. Interessanterweise wird auf der Blattoberfläche in unmittelbarer Nähe des Ableiters lediglich eine ca. 6 dB kleinere Feldstärke berechnet (Faktor 2). An diesen Stellen befinden sich die im Inneren des Rotorblattes verbauten Sensoren, die trotz der nichtleitenden Oberfläche des Blattes eindeutig eine Felderhöhung an der Oberfläche des Blattes verursachen. Somit können auch an diesen Stellen Verbindungskanäle für eine Blitzentladung entstehen, was eine Zerstörung der Blattspitze zur Folge haben kann. Die einfachste Abhilfe in diesem Fall ist eine andere, von der Blattspitze entfernte Platzierung der Sensoren. Bei den restlichen Sensoren sollten aufgrund der lokalen Felderhöhungen weitere Blitzableiter entlang des Blattes installiert werden.

## 6 Zusammenfassung

Zur Gewährleistung einer hohen Verfügbarkeit werden in modernen Windkraftanlagen (WKAs) verstärkt Condition Monitoring Systems (CMS) verbaut. CMS bestehen aus einer Vielzahl an Sensoren, die den Zustand der unterschiedlichen Komponenten und Teilsysteme der WKA überwachen. Da die Rotorblätter eine wesentliche und für den Betrieb der WKA unverzichtbare Komponente darstellen, werden auch diese mit Sensoren versehen. Eine Besonderheit bei der Komponente Rotorblatt besteht darin, dass diese wie auch die in ihr verbaute Sensorik vor direkten Blitzeinschlag geschützt werden muss. Eine Bestimmung von Blitzeinschlagsbereichen mittels des klassischen Blitzkugelverfahrens ist gemäß [2] für die Rotorblätter nicht anwendbar. Deswegen wird in dieser Arbeit zunächst die elektrische Feldstärke als entscheidende Größe für den Blitzeinschlagort motiviert. Anschließend wird die normative Lage für den Blitzschutz von WKAs durchleuchtet und die gängigste Aufnahme- und Ableiteinrichtung definiert, um diese in einem Simulationsmodell zur Vorhersage von Blitzeinschlagstellen auf Rotorblättern mit integrierten Sensornetzen nachzubilden. Dieses Modell wird schließlich in einer elektrostatischen Umgebung mittels numerischer Feldberechnungen untersucht. Aus den gewonnenen Verteilungen der Potentialfelder in der Umgebung einer WKA werden Erhöhungen des elektrischen Feldes auf der Oberfläche einer WKA ermittelt. Diese Feldverteilungen zeigen, dass bei bestimmten Rotorpositionen lokale Erhöhungen der elektrischen Feldstärke entlang der gesamten Blattlänge entstehen und an diesen Stellen Blitzentladungen möglich sind. Diese Information kann bei der Auslegung der Rotorblätter genutzt werden. Die hier vorgestellte Methode stellt ein einfaches Hilfsmittel beim Entwurf des Blitzschutzsystems einer modernen WKA dar.

### Danksagung

Die Autoren bedanken sich ganz herzlich bei Herrn Dr. Demming-Janssen von der CST AG für inspirierende Gespräche über Simulationen mit Windkraftanlagen. Herrn Axel Hoffmann gehört der Dank für tatkräftige Unterstützung bei Durchführung der Simulationsarbeiten. Diese Arbeit entstand im Rahmen des Forschungsprojektes DFWind (<http://dfwind.de>). Gefördert durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Energie aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages, FKZ 0325936A-E.

### Literaturangaben

- [1] Dehn + Söhne: Blitzplaner, 3. Auflage, Dehn, 2013
- [2] IEC 61400-24:2010: Wind turbines - Part 24: Lightning protection
- [3] Germanischer Lloyd, GL 2010 IV: Guideline for the Certification of Wind Turbines
- [4] DIN EN 62305-1 bis 4: Blitzschutz, Teil 1 bis 4
- [5] Hasse, P., Wiesinger, J., Zischank, W.: Handbuch für Blitzschutz und Erdung, 5. Auflage, Pflaum, 2006
- [6] Rakov, V.A., Uman, M.A.: Lightning Physics and Effects, Cambr. Univ. Pr., 2003
- [7] Smorgonskiy, A., Rachidi, F., Rubinstein, M., Korovkin, N. V., Vassilopoulos A.P.: Are Standardized Lightning Current Waveforms Suitable for Aircraft and Wind Turbine Blades Made of Composite Materials? IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 59, No. 4, August 2017
- [8] Madsen, S.F., Holboll, J., Henriksen, M., Bertelsen, K., Erichsen, H. V.: New test method for evaluating the lightning protection system on wind turbine blades, Proc. 28. Int. Conf. on Lightning Protection, Kanazawa, Japan, 2006
- [9] Wang, Y., Hu, W.: Investigation of the Effects of Receptors on the Lightning Strike Protection of Wind Turbine Blades, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 59, No. 4, August 2017

---

# **EMV-Analyse von Resonatoren und Gehäusen**

---

# Effiziente Berechnung der Streuung an elektrisch großen Leitern im Freiraum und Resonator

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

In früheren Arbeiten wurde die Streuung externer Felder an elektrisch kleinen Strukturen unter Berücksichtigung der Abstrahlungsbedingungen untersucht. Während Letzteres für Freiraum-Bedingungen häufig vernachlässigt werden kann, erweist es sich für Untersuchungen in Hohlraumresonatoren als unerlässlich [4, 1]. Es wurden weiterhin Anstrengungen unternommen, um die Einschränkung auf elektrisch kleine Strukturen zu überwinden [2]. Das in dieser Arbeit vorgestellte Verfahren zur Bestimmung der Streuquellen führt basierend auf bekannten Lösungen für das quasi-statische Problem zur einer enormen Zeitersparnis gegenüber üblichen Implementationen der Momenten-Methode (MoM), die die volle Greensche Funktion zur Berechnung der Matrix-Elemente nutzen. Außerdem erlaubt das Verfahren eine vergleichsweise einfache Anwendung auf vom Freiraum abweichende Randbedingungen. Im Abschnitt 2 wird die Methode des kleinen Streuers (MkS) anhand des Beispiels eines dünnen und elektrisch langen Drahtes im Freiraum hergeleitet. Anschließend wird auf Basis der vorhergehenden Erkenntnisse der lange Draht im Hohlraumresonator untersucht. Im Abschnitt 3 werden anhand konkreter Geometrien die Ergebnisse der MkS mit Ergebnissen verschiedener Standard-MoM-Solver verglichen.

## 2 Analytisches Modell

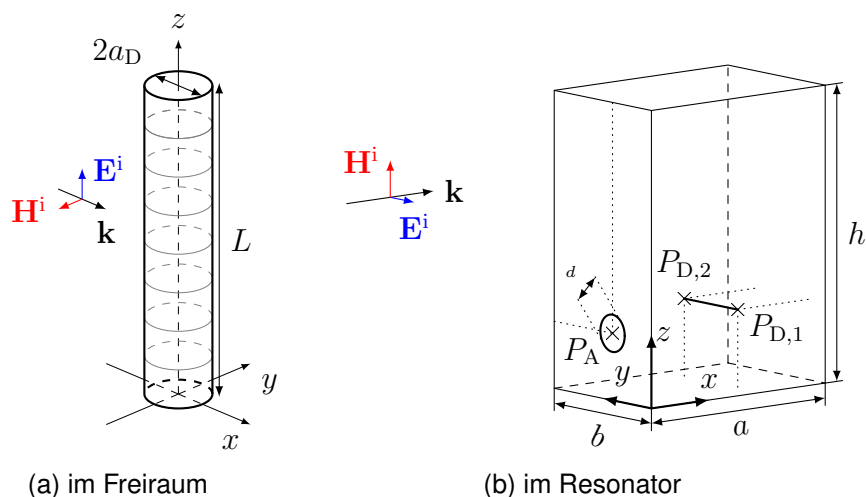


Abbildung 1: Geometrie der untersuchten Konfigurationen

## 2.1 Im Freiraum

Der Ausgangspunkt der folgenden Betrachtungen soll die Pocklington-Gleichung

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \int_0^L G_{f,D}^{A_e} J_z(z') dz' = -j\omega\varepsilon E_z^i(z) \quad (1)$$

$$\text{mit } G_{f,D}^{A_e} = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad \text{und} \quad R = \sqrt{(z - z')^2 + a_D^2},$$

mit der Referenz auf die Abbildung 1a sein. Es handelt sich um eine Integral- und Differentialgleichung zur Bestimmung der Stromverteilung  $J_z$ , die sich mit Hilfe des Formalismus der Greenschen Funktionen aus den Maxwell-Gleichungen ableiten lässt. Das einfallende Feld  $E_z^i$  ist dabei das Feld, das in Abwesenheit des Leiters an dessen Ort existieren würde. Die Greensche Funktion  $G_{f,D}^{A_e}$  beschreibt die Wechselwirkung einer elektrischen Punkt-Quelle mit dem zugehörigen Vektorpotential. Der erste Term in Klammern auf der linken Seite von (1) stellt dann die Beziehung des Vektorpotentials der Stromverteilung zum zugehörigen Feld her. Im Allgemeinen existiert keine direkte analytische Lösung von (1), jedoch können mit Hilfe numerischer Verfahren wie der Momentenmethode sehr gute Näherungen gefunden werden. In dieser Arbeit findet alternativ ein Verfahren zur Regularisierung von  $G_{f,D}^{A_e}$  Anwendung, das es erlaubt den Einfluss der Selbstrückwirkung des Drahtes und dessen Abstrahlung getrennt zu betrachten. Die allgemeine Vorgehensweise besteht aus der Extraktion des quasi-singulären Anteils durch

$$4\pi G_{f,D}^A = \underbrace{\frac{1}{R}}_{\Re_s} + \underbrace{\frac{\cos(-kR) - 1}{R}}_{\Re_r} + j \underbrace{\frac{\sin(-kR)}{R}}_{\Im} \quad (2)$$

Die Abb. 2 demonstriert die Verläufe der einzelnen Anteile. Dabei ist zu erkennen, dass

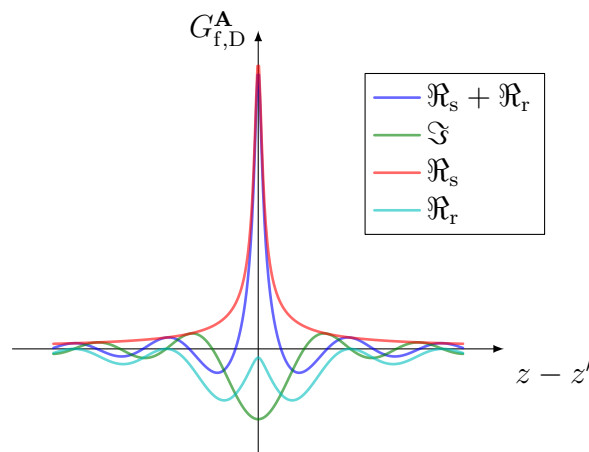


Abbildung 2: Verlauf einzelner Anteile der Greenschen Funktion für einen dünnen Leiter im Freiraum

der  $\Re_s$ -Anteil die Singularität nahe  $z - z' = 0$  enthält und eine Approximation des Realteils darstellt. Zerlegt man gleichzeitig die Anregung in die Anteile

$$E^{i,\Re_s} + E^{i,\Re_r} + E^{i,\Im} = E_z^i \quad (3)$$

die mit den jeweiligen Teilen der Greenschen Funktion assoziiert sind, ermöglicht sich eine getrennte Behandlung der singulären und regulären Wechselwirkungen. Setzt man den ersten Term auf der rechten Seite von (2) in (1) ein, lässt sich die erhaltene Gleichung analog zu den Grundlagen der Leitungstheorie behandeln. In [5] wird gezeigt, dass für dünne, lange Drähte die unbekannte Stromverteilung  $J_z$  aus dem Integral gezogen werden kann. So ergibt sich die Differential-Gleichung

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) J_{e,z}(z)A(z) = -j\omega\varepsilon 4\pi E^{i,\Re_s}(z), \quad (4)$$

$$\text{mit } A(z) = \int_0^L \frac{1}{\sqrt{(z-z')^2 + a^2}} dz'. \quad (5)$$

Die Gleichung (4) kann analytisch gelöst werden und die Lösung lässt sich für eine allgemeine Anregung schreiben als

$$J_{e,z}(z) = \int_0^L G_D(z, z') E^{i,\Re_s}(z') dz', \quad (6)$$

wobei  $G_D$  die Greensche Funktion für die Stromverteilung ist und lautet

$$G_D = -\frac{4\pi j\omega\varepsilon}{A} \frac{\sin(kz_<) \sin(k(z_> - L))}{\sin(kL)} \quad (7)$$

$$\text{mit } z_< = \min\{z, z'\} \quad \text{und} \quad z_> = \max\{z, z'\}.$$

Um eine beliebige Anregung und um später die Integration der Lösung des Imaginärteils aus (2) zu ermöglichen, wird der Leiter nun in  $N$  Elemente der Länge  $\delta l$  unterteilt, so dass von einer elementweise konstanten Anregung ausgegangen werden kann. Die Anzahl der Elemente  $N$  wird dabei mit

$$N = \frac{12L}{\lambda_{\min}} \quad (8)$$

bestimmt. Dabei ist  $L$  die Länge des Leiters und  $\lambda_{\min}$  die kleinste auftretende Wellenlänge im betrachteten Frequenzband. So lässt sich die Stromverteilung auf Basis von (6) für die einzelnen Elemente schreiben als

$$J_1(z) \Big|_{0 \leq z < \delta l} = E^{i,\Re_s}(z_1) \int_{z_1 - \frac{\delta l}{2}}^{z_1 + \frac{\delta l}{2}} G_D(z, z') dz' + E^{i,\Re_s}(z_2) \int_{z_2 - \frac{\delta l}{2}}^{z_2 + \frac{\delta l}{2}} G_D(z, z') dz' + \dots \quad (9a)$$

$$J_2(z) \Big|_{\delta l \leq z < 2\delta l} = E^{i,\Re_s}(z_1) \int_{z_1 - \frac{\delta l}{2}}^{z_1 + \frac{\delta l}{2}} G_D(z, z') dz' + E^{i,\Re_s}(z_2) \int_{z_2 - \frac{\delta l}{2}}^{z_2 + \frac{\delta l}{2}} G_D(z, z') dz' + \dots \quad (9b)$$

⋮

$$J_N(z) \Big|_{(N-1)\delta l \leq z < N\delta l} = E^{i,\Re_s}(z_1) \int_{z_N - \frac{\delta l}{2}}^{z_N + \frac{\delta l}{2}} G_D(z, z') dz' + E^{i,\Re_s}(z_2) \int_{z_N - \frac{\delta l}{2}}^{z_N + \frac{\delta l}{2}} G_D(z, z') dz' + \dots \quad (9c)$$

Nach einer weiteren Integration

$$\int_{z_n - \frac{\delta l}{2}}^{z_n + \frac{\delta l}{2}} J_n(z) dz = j\omega \varepsilon p_n \quad (10)$$

lässt sich das lineare Gleichungssystem (9) als Matrixgleichung

$$p_n = [G_D] E_n^{i, \Re_s} \quad (11)$$

für ein Set von insgesamt  $N$  elektrisch kleinen elektrischen Dipolmomenten  $p_n$  formulieren. Es ist zu beachten das die Anregung  $E_n^{i, \Re_s}$  unbekannt ist. Nur die Summe der Feldanteile aus (3) ist bekannt. Der übrige Anteil  $E_n^{i, \Im}$  ist mit dem Imaginärteil der Greenschen Funktion assoziiert. Setzt man diesen in (1) ein kann der Differential-Ausdruck in den Klammern in das Integral gezogen werden, da der Ausdruck im Integral regulär ist. Nach dem Ausführen der Ableitungen und der Berücksichtigung der Diskretisierung erhält man ein zweites Gleichungssystem

$$E^{i, \Im}(z_1) = G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}(z_1, z_1) \int_{z_1 - \frac{\delta l}{2}}^{z_1 + \frac{\delta l}{2}} J_1(z') dz' + G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}(z_1, z_2) \int_{z_2 - \frac{\delta l}{2}}^{z_2 + \frac{\delta l}{2}} J_2(z') dz' + \dots \quad (12a)$$

$$E^{i, \Im}(z_2) = G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}(z_2, z_1) \int_{z_1 - \frac{\delta l}{2}}^{z_1 + \frac{\delta l}{2}} J_1(z') dz' + G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}(z_2, z_2) \int_{z_2 - \frac{\delta l}{2}}^{z_2 + \frac{\delta l}{2}} J_2(z') dz' + \dots \quad (12b)$$

⋮

$$E^{i, \Im}(z_N) = G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}(z_N, z_1) \int_{z_1 - \frac{\delta l}{2}}^{z_1 + \frac{\delta l}{2}} J_1(z') dz' + G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}(z_N, z_2) \int_{z_2 - \frac{\delta l}{2}}^{z_2 + \frac{\delta l}{2}} J_2(z') dz' + \dots, \quad (12c)$$

das sich zusammen mit

$$j\omega \varepsilon G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e} = \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) G_{f, \Im}^{\mathbf{A}_e} \quad (13)$$

erneut als Matrix-Gleichung für  $N$  elektrische Dipolmomente

$$E_n^{i, \Im} = [G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}] p_n \quad (14)$$

schreiben lässt. Durch die Inversion der Matrix aus (11), dem anschließenden Einsetzen in (3) erhält man so eine Matrixgleichung

$$E_n^i = [[G_D]^{-1} + G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}] p_n \quad (15)$$

und durch erneute Inversion der Summe beider Matrizen die Lösung

$$p_n = [[G_D]^{-1} + G_{f, \Im}^{\mathbf{E}_e}]^{-1} E_n^i. \quad (16)$$

In dieser Arbeit wird sich auf die Behandlung des ersten und letzten Summanden von (3) beschränkt, da die Betrachtungen zum regularisierten reellen Anteil  $\Re_r$  der Lösung den Rahmen sprengen würde. Dennoch kann dieser ähnlich des  $\Im$ -Anteils behandelt werden und geht in die Ergebnisse in Abschnitt 3 ein. Im Abschnitt 3.1 wird anhand eines konkreten Beispiels ein Vergleich der Ergebnisse von (16) und einer MoM-Lösung angestellt. Das so validierte Modell soll im nächsten Schritt auf den Leiter im Hohlraumresonator angewandt werden.



## 2.2 Im Resonator

Die Schritte, die aus den Maxwell-Gleichungen zu (1) führen sind allgemein gültig und nicht auf den Freiraum beschränkt. Also lässt sich auch für den Leiter im Resonator eine Pocklington-Gleichung aufstellen. Für eine Geometrie, wie sie in Abb. 1b dargestellt ist, ergibt sich so

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2\right) \int_{\text{Draht}} \left(\overline{\overline{G}}_{c,D}^{\mathbf{A}_e}\right)_{yy}(y, y') J_{e,y}(y') dy' = -j\omega\epsilon E_y^e(y). \quad (17)$$

Die Gleichung (17) entspricht, bis auf die Koordinatenwechsel und die Greensche Funktion  $\left(\overline{\overline{G}}_{c,D}^{\mathbf{A}_e}\right)_{yy}$ , der Gleichung (1). Neu ist die dyadische Greensche Funktion für das Vektorpotential einer elektrischen Quelle im Resonator, deren  $yy$ -Komponente der diagonalen Dyade  $\overline{\overline{G}}_{c,D}^{\mathbf{A}_e}$

$$\begin{aligned} \left(\overline{\overline{G}}_{c,D}^{\mathbf{A}_e}\right)_{yy} &= \frac{1}{ha} \sum_{n_z, n_x=0}^{\infty} \epsilon_{n_z} \epsilon_{n_x} \sin(k_z^\nu z) \sin(k_z^\nu z') \\ &\quad \times \sin(k_x^\nu x) \sin(k_x^\nu x') \frac{1}{\gamma_\nu \sinh(\gamma_\nu b)} \\ &\quad \times \begin{cases} \cosh(\gamma_\nu y) \cosh(\gamma_\nu(b-y')) & \text{für } y \geq y' \\ \cosh(\gamma_\nu y') \cosh(\gamma_\nu(b-y)) & \text{für } y' \geq y \end{cases}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \text{wobei } \gamma_\nu &= \sqrt{(k_z^\nu)^2 + (k_x^\nu)^2 - k_c^2} \\ \text{und } k_x^\nu &= \frac{\pi n_x}{a}, \quad k_y^\nu = \frac{\pi n_y}{b}, \quad k_z^\nu = \frac{\pi n_z}{h}, \end{aligned}$$

aufgrund der gewählten Geometrie, die einzig wirksame Komponente ist. Die Gleichung (18) gibt die Moden-Darstellung der Greenschen Funktion für einen Hohlraumresonator wieder, deren Herleitungen [3] entnommen werden kann. In [4] wird ein Verfahren zu Regularisierung von (18) für den Fall elektrisch kleiner Quellen erläutert. Dazu wird die unendliche Summe in (18) in eine endliche und eine unendliche Summe

$$\left(\overline{\overline{G}}_{c,D}^{\mathbf{A}_e}\right)_{yy} = \frac{1}{ha} \left( \sum_{n_z, n_x=0}^{\gamma_{\max}} \dots + \sum_{\gamma_{\max}}^{\infty} \dots \right) \quad (19)$$

gespalten. Die zweite Summe auf der rechten Seite von (19) kann durch ein Integral approximiert werden. So ergibt sich

$$\left(\overline{\overline{G}}_{c,D}^{\mathbf{A}_e}\right)_{yy} \approx \underbrace{\frac{1}{ha} \sum_{n_z, n_x=0}^{\gamma_{\max}} \dots}_{G_{c,r}^{\mathbf{A}_m}} + \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-\gamma_{\max} R}}{R}. \quad (20)$$

Der zweite Summand in (20) ähnelt der Greenschen Funktion für den Freiraum und kann wie in Abschnitt 2.1 behandelt werden, während der erste Summand den Platz des Imaginärteils in (2) einnimmt. Wiederholt man nun die Vorgehensweise, die im Abschnitt 2.1 beschrieben wird, diesmal auf Basis von (20), ergibt sich zusammen mit

$$j\omega\epsilon G_{c,r}^{\mathbf{E}_e} = \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2\right) \left(\overline{\overline{G}}_{c,D}^{\mathbf{A}_e}\right)_{yy} \quad (21)$$

der Ausdruck

$$p_n = [[G_D]^{-1} + [G_{c,r}^{E_e}]]^{-1} E_n^e. \quad (22)$$

Ein Vergleich von (22) und (16) zeigt schnell, dass sich lediglich der für die Abstrahlung maßgebliche Term  $[G_{c,r}^{E_e}]$  verändert hat, während die Nahwechselwirkung  $[G_D]^{-1}$  im Freiraum und im Resonator identisch ist. Im Abschnitt 3.2 wird ein Vergleich der MkS und der MoM für ein konkretes Beispiel angestellt, um die Methode zu validieren.

### 3 Berechnung der eingekoppelten Ströme

In diesem Abschnitt wird die MkS anhand konkreter Beispiele mit den Ergebnissen kommerzieller MoM-Solver validiert und diskutiert. Dazu wird Bezug auf die geometrischen Darstellungen aus der Abb. 1 genommen. Verglichen werden jeweils die eingekoppelten Ströme in einen elektrisch großen Leiter im Freiraum und im Resonator. Dazu werden die mittels mit (22) oder (16) bestimmten Dipolmomente durch

$$j\omega\varepsilon p_n = J_{e,n} \delta l \quad (23)$$

als elementweise konstante Ströme ausgedrückt. Dabei ist festzuhalten, dass dies lediglich dem Vergleich der Ergebnisse dient. Bei der MkS selbst muss keine Annahme über die Ortsabhängigkeit des Stroms getroffen werden.

#### 3.1 Im Freiraum

Der untersuchte Leiter im Freiraum hatte die Länge  $L = 1$  m und einen Leiterradius von  $a = 1$  mm. Er wurde mit einer linear polarisierten ebene Welle mit  $\theta = \frac{\pi}{4}$ ,  $\phi = 0$  und einer Amplitude des elektrisches Feldes von  $E_0 = 1 \frac{V}{m}$  angeregt (siehe Abb. 1a). Die anregende Feldkomponente lässt sich dann als

$$E_z^i(z) = E_0 \sin(\theta) e^{jkz \cos(\theta)} \quad (24)$$

schreiben. In den Abb. 3 sind jeweils die Ergebnisse für den eingekoppelten Strom in der Mitte und Nahe eines Endes des Leiters für einen Frequenzbereich von 0 GHz bis 5 GHz dargestellt. Klar zu erkennen sind die erwarteten Antennen-Resonanzen und eine sehr gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen des kommerziellen MoM-Solvers CONCEPT II.

#### 3.2 Im Resonator

Die gewählten Parameter für den Leiter im Resonator sind in der Tabelle 1 zusammengefasst. Da die vergleichsweise einfache Anregung durch eine ebenen Welle im Inneren des Resonators nicht sinnvoll ist, wurden hier die Anregung zum Einen mittels einer idealen Spannungsquelle in der Mitte des Leiters und zum Anderen mittels einer elektrisch kleinen Apertur, die durch ein äußeres Feld angeregt wird, modelliert. Zur Modellierung der Apertur wurden Ergebnisse aus [1] genutzt. Beide Ergebnisse werden in den Abb. 4 mit Resultaten des kommerziellen MoM-Solvers FEKO verglichen.

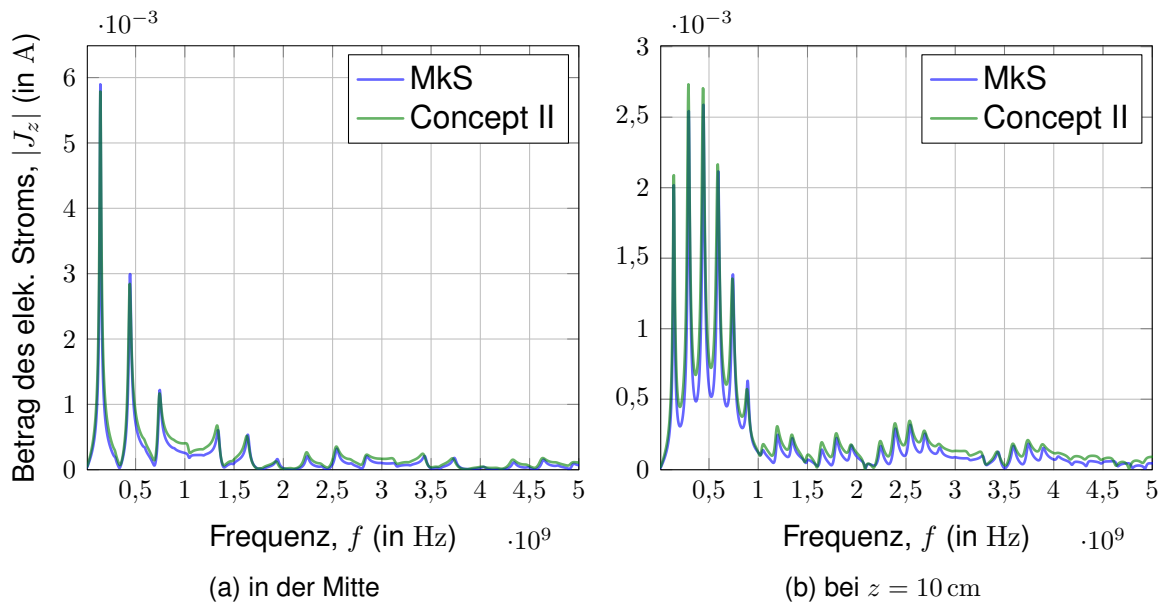


Abbildung 3: Betrag des elektrischen Stroms an verschiedenen Orten des 1 m langen Leiters, bestimmt mit (16) und mit Concept II

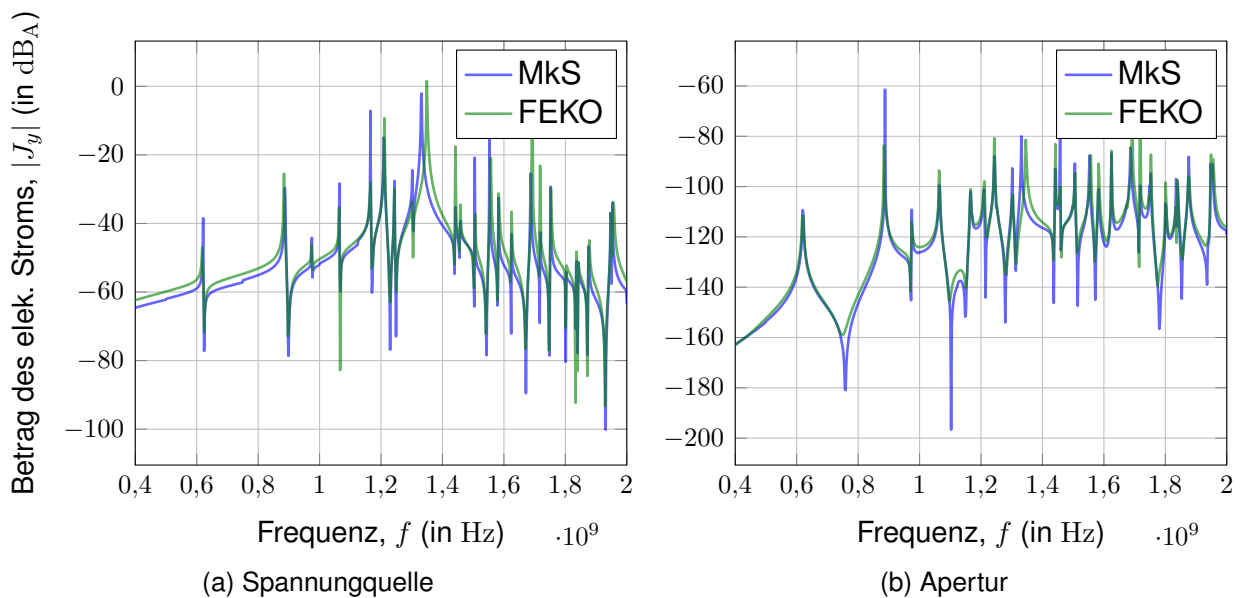


Abbildung 4: Betrag des elektrischen Stroms in der Mitte eines Leiters im Resonator für verschiedene Anregungen, bestimmt mit (22) und dem MoM-Solver von FEKO

Tabelle 1: Parameter des Setups aus Abb. 1b

Parameter	$(a \ b \ h)$	$P_A$	$d$	$P_{D,1}$	$P_{D,2}$	$L_D$	$a_D$
Werte in cm	(30 20 40)	(0 8 7)	2	(17 2,5 11)	(17 13,5 11)	11	0,05

#### 4 Zusammenfassung

Durch die Anwendung des Verfahrens der Regularisierung kann bei der MkS im Gegensatz zu den meisten MoM-Solvern auf jede numerische Integration verzichtet werden, was bei einer entsprechenden Implementierung einen geringen Rechenaufwand erwarten lässt. Es ist anzumerken, dass die MkS in der hier vorgestellte Form allerdings nur auf gerade, dünne Leiter anwendbar ist, während die MoM sehr viel allgemeinere Probleme behandeln kann. Ein Vorteil ist die relativ einfache Anpassung der MkS auf vom Freiraum abweichende Abstrahlungsbedingungen. Für die Berechnungen im Resonator fallen zusätzlich zur analytischen Lösungen des quasi-statischen Teils des Problems mit der MkS nur ein Bruchteil der Rechenzeiten gängiger MoM-Solver an, da bei der MkS nur die interne Struktur diskretisiert werden muss, während bei der Momenten-Methode auch der Resonator diskretisiert werden muss. Die geringen Abweichungen nahe der Leiterresonanzen finden ihre Ursache in einer kleinen Verschiebung der Resonanzfrequenzen des Leiters durch die Approximation des Realteils der Greenschen Funktionen. Eine Erweiterung der Methode auf komplexere Leitergeometrien und weitere Abstrahlungsumgebungen erscheint möglich und wird Bestandteil zukünftiger Arbeiten sein.

#### Literatur

- [1] 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*, S. 68–73
- [2] RAMBOUSKY, Ronald ; TKACHENKO, Sergey ; NITSCH, Jürgen: Calculation of currents induced in a long transmission line placed symmetrically inside a rectangular cavity. In: *2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC 2013*, S. 796–801
- [3] TESCHE, Frederick M. ; IANOZ, M. ; KARLSSON, Torbjörn: *EMC analysis methods and computational models*. New York : John Wiley & Sons, 1997. – ISBN 0–471–15573–X
- [4] 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
- [5] TKATCHENKO, S. ; RACHIDI, F. ; IANOZ, M.: Electromagnetic field coupling to a line of finite length: theory and fast iterative solutions in frequency and time domains. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 37 (1995), Nr. 4, S. 509–518. <http://dx.doi.org/10.1109/15.477335>. – DOI 10.1109/15.477335. – ISSN 0018–9375

# Von der Messung zur Netzwerkbeschreibung: Modellierung der Anregung nichtlinear belasteter Störsenken durch HPEM-Pulse

B.Sc. Robert Michels, Dipl.-Ing. Carsten Dietrich, Prof. Dr. Frank Gronwald, Universität Siegen, Zuverlässigkeit Technischer Systeme und Elektrische Messtechnik, Hölderlinstr. 3, 57076 Siegen

Dipl.-Ing. Matthias Kreitlow, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien (WIS), Humboldtstr. 100, 29633 Munster

## 1 Einleitung und Stand der Technik

Gepulste Hochleistungsmikrowellen (kurz: *HPEM-Pulse*) gehören zu den klassischen transienten Störsignalen der EMV. Die Beschreibung der Einkopplung von HPEM-Pulsen in komplexe Systeme umfasst eine Vielzahl von Standardmethoden der EMV, um Koppelpfade „von der Quelle bis zur Senke“ modellieren zu können. Als Basis dienen dazu üblicherweise zunächst Begrifflichkeiten, die im Frequenzbereich definiert sind, wie etwa bei der Definition bestimmter Transferfunktionen, und die mathematisch lineare Zusammenhänge zwischen Anregung und Wirkung voraussetzen [1, 2]. In diesem Beitrag wird vorgestellt, wie auf dieser Basis auch die Wirkung von HPEM-Pulsen auf nichtlinear belastete Störsenken modelliert werden kann. Zu berücksichtigen ist dabei, dass sich solche Störsenken oftmals innerhalb metallischer Gehäuse befinden, welche als Resonatoren wirken können. Es ergeben sich damit bei der Beschreibung des EMV-Koppelpfades drei nichttriviale Aspekte, welche *Transiente*, *Resonatoren* und *Nichtlinearitäten* umfassen.

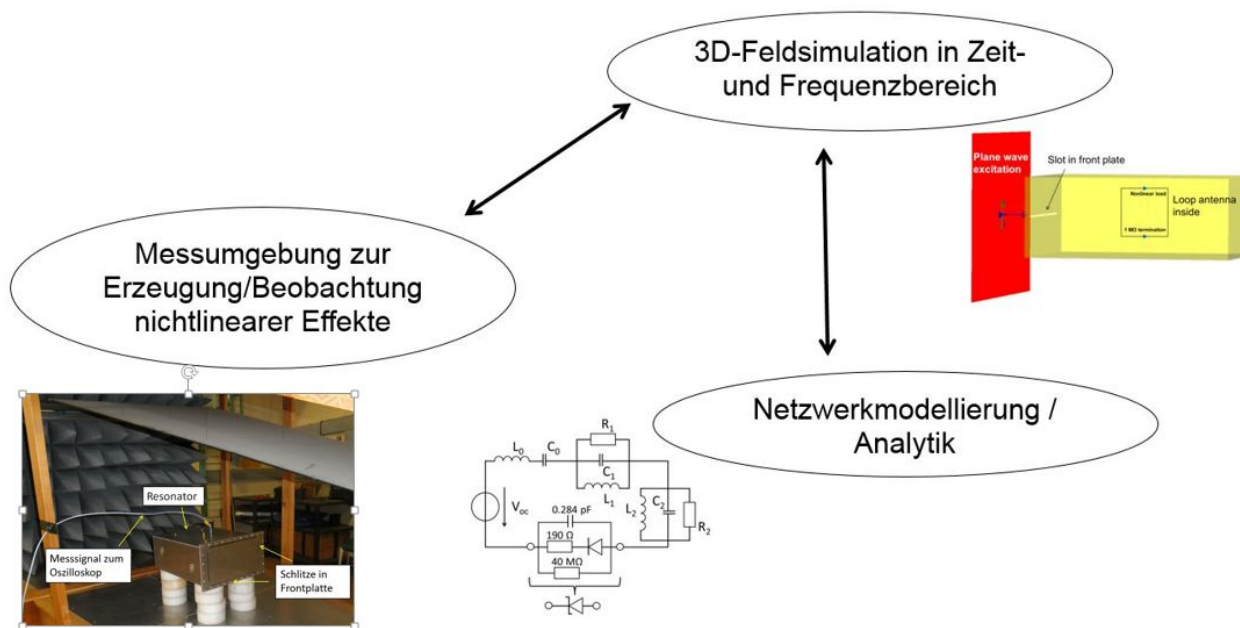
- *Transiente Anregungen* spielen in der EMV natürlich schon seit langem eine wichtige Rolle, etwa bei der Modellierung des *Nuclear Electromagnetic Pulse (NEMP)* und des *Lightning Electromagnetic Pulse (LEMP)* als EMV-Störquellen [1]. Das Gefährdungspotential solcher Störquellen ist etwa in den Dissertationen [3, 4] untersucht worden. Da viele wichtige Konzepte der EMV, wie beispielsweise das der Transferfunktion, üblicherweise im Frequenzbereich formuliert sind, erfordert die Modellierung und auch die Messung transienter Vorgänge eine gewisse Erfahrung in Transformationstechniken, welche nicht immer trivial sind. Beispiele hierfür sind in [5, 6, 7, 8] zu finden.
- Der Einfluss *resonierender Umgebungen* auf das EMV-Verhalten wird zumeist im linearen Fall und im Frequenzbereich untersucht [1, 2, 9, 10], doch auch im Zeitbereich sind analytische Modellierungen möglich [5]. Hier liegt der Fokus oft auf der Auswertung und Interpretation der entsprechenden analytischen Ausdrücke.
- Werden *nichtlineare Elemente* in die Betrachtungen miteinbezogen, so sind viele Methoden der elektromagnetischen Feldtheorie nicht mehr anwendbar, da sie Linearität voraussetzen. Die Erweiterung auf eine nichtlineare Feldtheorie ist jedoch weder praktikabel noch notwendig, da nichtlineare Elemente oft als konzentrierte Bauelemente angesehen werden können. Es wird dann eine Netzwerkformulierung gewählt, bei welcher der lineare Anteil die feldtheoretische Information enthält, zu dem die nichtlinearen Elemente ergänzt werden können. Frühe Arbeiten hierzu finden sich im Bereich nichtlinear belasteter Antennen und Übertragungsleitungen [11, 12, 13]. Die entsprechenden Ergebnisse können, etwa

mit Hilfe des Spiegelprinzips, auch auf Resonatoren übertragen werden [14, 15]. In weiteren Arbeiten ist gezeigt worden, dass der Einfluss von Nichtlinearitäten auf das EMV-Verhalten beträchtlich sein kann [16, 17, 18].

Bereits das Studium der hier aufgeführten Literatur verdeutlicht die Komplexität der Modellierung nichtlinear belasteter Störsenken, welche durch HPEM-Pulse angeregt werden. Innerhalb der zitierten Literatur wird dabei zumeist auf einen bestimmten Zugang fokussiert, der entweder analytische, numerische oder messtechnische Methoden verwendet. In diesem Beitrag wird exemplarisch aufgezeigt werden, wie sich diese verschiedenen Zugänge miteinander korrelieren lassen.

## 2 Verknüpfung von Messungen und Netzwerkmodellierung über Feldsimulation in Zeit- und Frequenzbereich

In Bild 1 sind analytische, numerische und messtechnische Methoden zur Untersuchung nichtlinear belasteter Empfangsstrukturen skizziert. Die darin als Pfeile dargestellten Verknüpfungen werden in den nachfolgenden Abschnitten erläutert und anschließend miteinander korreliert.

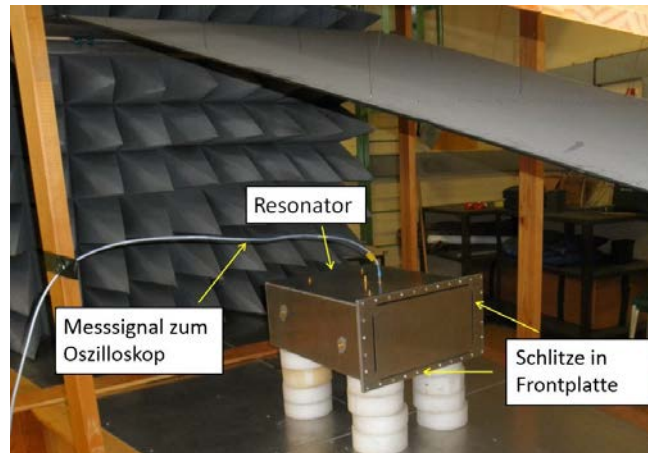


**Bild 1:** 3D-Feldsimulation als Bindeglied zwischen experimenteller Messumgebung und Netzwerkmodellierung zur Analyse der Anregung nichtlinear belasteter Störsenken durch HPEM-Pulse.

### 2.1 Messtechnische Untersuchungen von HPEM-Einkopplungen im TEM-Wellenleiter

Um ein Objekt mit HPEM-Pulsen zu beaufschlagen, wird dieses üblicherweise in einen TEM-Wellenleiter eingebracht, welcher mit einer geeigneten HPEM-Quelle verbunden ist. Ein entsprechender Messaufbau ist in Bild 2 gezeigt. Darin ist das Messobjekt ein Resonator, der durch Aperturkopplung in seinem Inneren angeregt wird. Im Resonator ist

weiterhin eine Antenne positioniert, die entweder linear oder nichtlinear belastet ist. Das Antennensignal kann mittels eines Steckadapters von außen gemessen werden. Dieser Messaufbau ist in [19] näher beschrieben und Details der Kalibrierung zur Berücksichtigung frequenzabhängiger Kabeldämpfungen bei der Messung von Pulsantworten im Zeitbereich finden sich in [8].



**Bild 2:** Experimenteller Messaufbau, bei dem ein Resonator innerhalb eines TEM-Wellenleiters in seinem Inneren durch schlitzförmige Aperturen angeregt wird.

## 2.2 Numerische Simulationen in Zeit- und Frequenzbereich

Zur Simulation des in Bild 2 dargestellten Messaufbaus eignet sich im Hinblick auf die gepulsten Anregungen zunächst ein Zeitbereichsverfahren, wie die Finite Integrationstechnik (FIT) [20]. Das TEM-Wellenfeld wird durch eine ebene Welle modelliert und die Pulsform bestimmt sich aus Messdaten des tatsächlichen Pulses, welche in das Simulationsmodell importiert werden können. Die Geometrie eines solchen Modells ist in Bild 3 dargestellt.



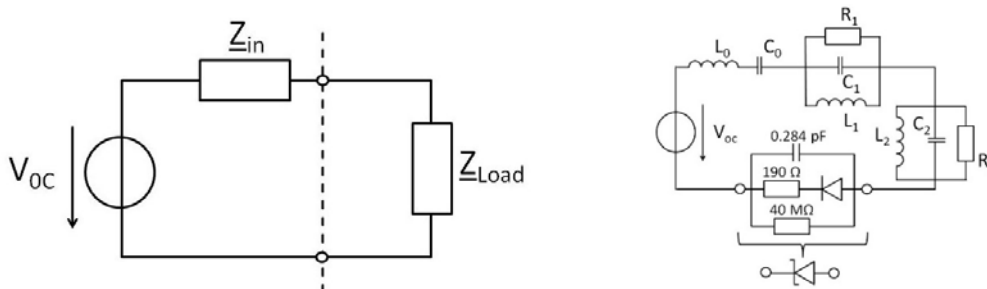
**Bild 3:** Im Simulationsmodell wird der grau dargestellte Resonator durch eine ebene, gepulste Welle angeregt, welche durch die rote Ebene symbolisiert ist [20]. Erkennbar ist im Inneren des Resonators auch eine rechteckförmige Drahtantenne, die nichtlineare Bauelemente enthalten kann.

Im linearen Fall kann solch ein Modell auch im Frequenzbereich erstellt werden, beispielsweise mit Hilfe der Momentenmethode [21,10], so dass Simulationsergebnisse mehrerer unabhängiger Verfahren miteinander verglichen werden können. Im Hinblick auf die Korrelation mit Messergebnissen ist der Einfluss des Steckadapters zu

berücksichtigen, der das Empfangssignal von innen nach außen führt. Anstatt diesen Adapter im Detail zu modellieren, kann sein Einfluss alternativ durch ein *Deembedding* berücksichtigt. bzw. herauskalibriert werden [10].

### 2.3 Netzwerkmodellierung des Empfangsverhaltens nichtlinear belasteter Antennen

Die Netzwerkmodellierung der hier als EMV-Störsenken fungierenden Antennen ist prinzipiell ein Standardverfahren, welches als Eingangsparameter die durch die Anregung verursachte Leerlaufspannung  $V_{oc}$ , die Eingangsimpedanz  $Z_{in}$  der Antenne sowie deren Lastimpedanz  $Z_{Load}$  benötigt [11,12, 22].



**Bild 4:** Netzwerkmodell einer empfangenden Antenne, sowohl allgemein (links) als auch exemplarisch mit konkreten Netzwerkelementen für Eingangsimpedanz und nichtlineare Last (rechts).

Im linken Teil von Bild 4 sind diese Größen zunächst in einem allgemeinen Ersatzschaltbild zusammengefasst. Auch wenn die Lastimpedanz das Verhalten eines linearen Netzwerkelementes im Frequenzbereich impliziert, kann dort auch ein nichtlineares Bauelement für Netzwerksimulationen im Zeitbereich eingefügt werden, was für die betrachtete Problemstellung natürlich wesentlich ist. Konkret müssen die induzierte Leerlaufspannung und die Eingangsimpedanz der Antenne durch numerische Simulationen erhalten werden, so wie im vorigen Abschnitt 2.2. angedeutet. Da die Leerlaufspannung als Funktion der Zeit benötigt wird, bieten sich hierfür entsprechend Simulationen im Zeitbereich an. Die Eingangsimpedanz der Antenne wird üblicherweise durch Simulationen im Frequenzbereich erhalten. Es ist dann nicht trivial, im betrachteten Frequenzbereich diese Eingangsimpedanz durch äquivalente Netzwerkelemente zu repräsentieren. Dieses ist ein klassisches Problem und für Details der entsprechenden Vorgehensweise im betrachteten Fall wird auf [22] verwiesen. Exemplarisch sind im rechten Teil von Bild 4 Netzwerkelemente gezeigt, die neben dem Nahfeldverhalten der Antenne bei tiefen Frequenzen auch Resonanzeigenschaften der Antenne und ihrer Umgebung widerspiegeln. Schließlich wird ein Modell der Last benötigt, in Bild 4 rechts ist dies das Modell einer Schottky-Diode mit einer parasitären Kapazität und realistischen Widerständen. Speziell im Fall nichtlinearer Lasten ist die Kenntnis der parasitären Eigenschaften wichtig aber nicht immer in den entsprechenden Datenblättern verfügbar. Schließlich sei noch darauf hingewiesen, dass die Eingangsimpedanz der empfangenden Struktur an dem Port definiert ist, an dem sich die Last befindet. Dieser Port ist nicht notwendigerweise mit dem tatsächlichen Port der Antenne identisch. Beispielsweise wurde in [22] eine kleine Rahmenantenne untersucht, bei welcher der Antennenport gegenüber der nichtlinearen Last positioniert ist. Als Resultat ergibt sich in dem Fall die Eingangsimpedanz an der Position der nichtlinearen Last als die einer Dipolantenne und nicht als die einer Rahmenantenne.

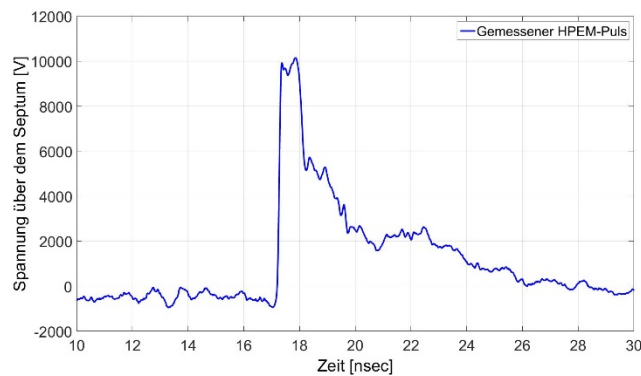


### 3 Korrelation der verschiedenen Methoden

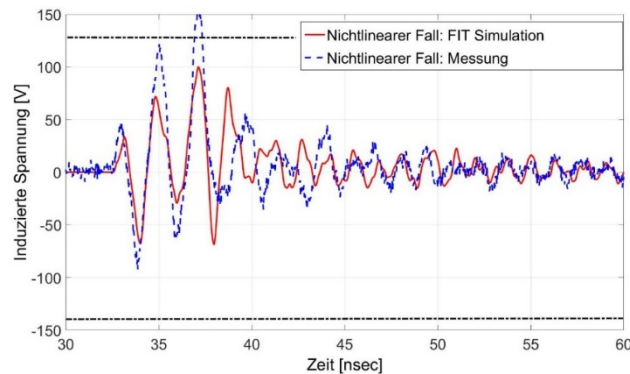
Im Folgenden werden gemäß der in Bild 1 gezeigten Verknüpfungen einige Resultate der verschiedenen Verfahren und Modellierungen miteinander verglichen. Dabei werden zufriedenstellende Übereinstimmungen erzielt, so dass sich als Resultat ein stimmiges Methodenkonzept zur Modellierung der Anregung nichtlinear belasteter Störseken durch HPEM-Pulse ergibt.

#### 3.1 Korrelation zwischen Messtechnik und Numerik

Im nachfolgenden Beispiel werden messtechnisch und numerisch erhaltene Ergebnisse des in Bild 2 skizzierten Messaufbaus verglichen. Die entsprechende Antennenkonfiguration ist genauer in [19] beschrieben und beinhaltet eine an zwei Ports befestigte Rahmenantenne, von denen ein Port mit 50 Ohm abgeschlossen ist. Die am zweiten Port induzierte Spannung dient als Messgröße. Innerhalb der Rahmenantenne befindet sich eine Schottky-Diode als nichtlineare Last. Der Zeitverlauf des anregenden HPEM-Pulses ist in Bild 5 gezeigt.



**Bild 5:** Zeitlicher Verlauf des anregenden HPEM-Pulses, als charakteristische Größe ist die Spannung über dem Septum im TEM-Wellenleiter gezeigt.

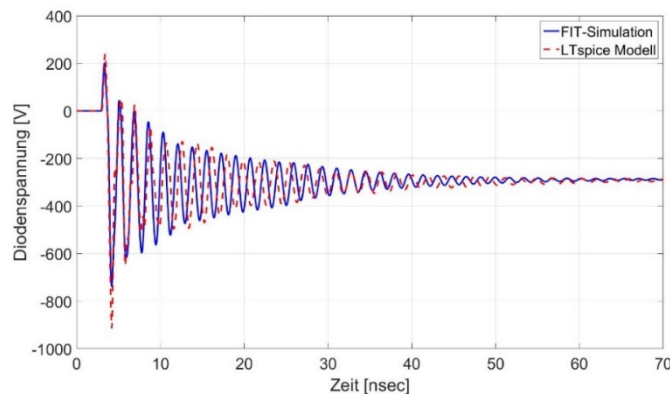


**Bild 6:** Vergleich von Messung und Simulation im nichtlinearen Fall. Bis zur dritten Oszillation zeigt sich eine gute Übereinstimmung beider Methoden.

In Bild 6 zeigt sich als Ergebnis die Ausbildung eines Gleichanteils in der Systemantwort, welcher nach Abklingen der Anregung auch gleichermaßen abklingt und nicht von längerer Dauer ist. Dies lässt sich durch den geringen Messwiderstand von 50 Ohm begründen, über den sich der Gleichanteil abbaut, so dass über der Nichtlinearität keine elektrische Energie gespeichert wird. Der Vergleich von Messung und Simulation zeigt nach mehreren Oszillationen Abweichungen, die teilweise darauf zurückzuführen sind, dass innerhalb des Wellenleiters Reflektionen des anregenden Pulses auftreten, die im Simulationsmodell nicht berücksichtigt sind.

### 3.2 Korrelation zwischen Numerik und Netzwerkmodellierung

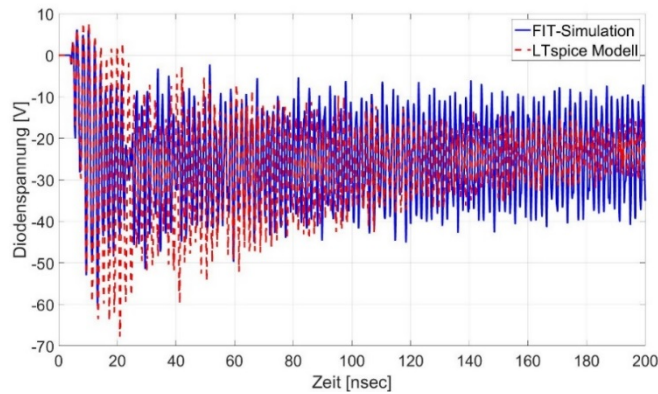
Zur Korrelation zwischen Numerik und Modellierung wird eine Konfiguration betrachtet, bei der eine Rahmenantenne im Resonator befindlich ist und in diesem ohne Anbindung nach außen positioniert ist. In der Rahmenantenne sind eine Schottky-Diode und ein Messwiderstand von 1 MOhm jeweils gegenüber befindlich. Durch diese Anordnung entfällt die Notwendigkeit, die Steckverbindung von innen nach außen modellieren zu müssen. Doch zunächst wird die Rahmenantenne im freien Raum betrachtet und dort mit einem HPEM-Puls beaufschlagt. Als Messgröße dient die über der Diode induzierte Spannung, welche sowohl durch eine Feldsimulation als auch durch eine Netzwerksimulation mit Hilfe des Programms LTspice erhalten wird [22].



**Bild 7:** Induzierte Diodenspannung im Fall der im Freiraum befindlichen Antenne.

Im Resultat zeigt sich in Bild 7 die Ausprägung eines deutlichen Gleichanteils, der über längere Zeitskalen erhalten bleibt. Grund hierfür ist der in der Antenne vorhandene hochohmige 1MOhm Widerstand, der einen schnellen Abbau der über der Diode vorhandenen Spannung verhindert.

Ähnliches zeigt sich in Bild 8 für den Fall, dass sich die Antenne innerhalb eines Resonators befindet. Neben der dominanten Antennenresonanz treten hier aber noch weitere Resonanzen auf, welche die Systemantwort verkomplizieren. Das zeitlich längere Auftreten des durch die Nichtlinearität verursachten Gleichanteils ist aber wie im Freiraumfall vorhanden.



**Bild 8:** Induzierte Diodenspannung im Fall der im Resonator befindlichen Antenne.

## 4 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurden messtechnische, numerische und netzwerktheoretische Verfahren zur Analyse des Antwortverhaltens nichtlinear belasteter Antennen in resonierenden Umgebungen vorgestellt und miteinander korreliert. Als wichtiger nichtlinearer Effekt ergibt sich ein Gleichanteil innerhalb der Systemantwort, der durch die Speicherung elektrischer Energie in der als Schottky-Diode verwendeten Nichtlinearität hervorgerufen wird.

## Danksagung

Diese Forschungsarbeit wurde vom Wehrwissenschaftlichen Institut für Schutztechnologien in Munster im Rahmen des Projekts "Transiente Modellierung von nichtlinear beladenen Resonatoren" unter der Nummer E/E590/EZ018/CF162 gefördert.

## Literaturangaben

- [1] Lee, K. S. H. (Ed.): EMP Interaction: Principles, Techniques, and Reference Data, revised printing, Taylor & Francis, Washington D.C., 1995.
- [2] Tesche, F. M., Ianoz, M. V., and Karlsson, T.: EMC Analysis Methods and Computational Methods, JohnWiley & Sons, New York, 1997.
- [3] D.Nitsch: „Die Wirkung eingekoppelter ultrabreitbandiger elektromagnetischer Impulse auf komplexe Systeme“, Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2005.
- [4] F. Sonnemann: „Elektromagnetische Effekte an elektrischen Zündmitteln (EED) mit angeschlossener Zündelektronik (ZKE) bei impulsförmiger, breitbandiger Bestrahlung“, Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2009.
- [5] J. Nitsch, S. Tkachenko, and S. Potthast: "Pulsed Excitations of Resonators", Interaction Note 619, September 2010.
- [6] T. Ehlen: „Transiente Abstrahlung, Einkopplung und Streuung der Schlitzantennen im EMV-Umfeld“, Advances in Radio Science, vol. 12, (2014), pp. 123-133.
- [7] R. Rambousky, S. Tkachenko, and J. Nitsch: "A novel solution algorithm for non-

- linearly loaded transmission lines inside resonating enclosures”, *Advances in Radio Science*, vol. 12, (2014), pp. 1-8.
- [8] M. Kreitlow, G. Schmidt, and F. Sabath: „Accreditation of a NEMP test procedure: Approach, measurement technique, uncertainty”, 2016 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Ottawa, Canada, July 2016, pp. 841-846.
- [9] S.Tkachenko, R.Rambousky, and J.Nitsch: Electromagnetic Field Coupling to a Thin Wire located symmetrically inside a Rectangular Resonator”, in *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 55, 2013, pp. 334–341.
- [10] A. Vogt, H.-D. Brüns, Q. Wu, F. Gronwald, and C. Schuster: “A Measurement Setup for Quantification of Electromagnetic Interference in Metallic Casings”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, no. 6, December 2015, pp. 1354–1364.
- [11] T.K. Liu and F.M. Tesche: “Analysis of antennas and scatterers with nonlinear loads”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 24, 1976, pp. 131–139.
- [12] T.K. Sarkar and D.D. Weiner: “Scattering Analysis of Nonlinearly Loaded Antennas”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 24, 1976, pp. 126–131.
- [13] A. Djordjevic, T. Sarkar, and R. Harrington: “Analysis of lossy transmission lines with arbitrary nonlinear terminal networks”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, (1986), pp. 660–666.
- [14] K.-C. Lee and T.-H. Chu: “Mutual Coupling Mechanisms Within Arrays of Non-linear Antennas”, *IEEE Trans. on EMC*, vol. 47, 2005, pp. 963–970.
- [15] F. Gronwald: “Antenna Theory in Resonating Systems derived from Fundamental Electromagnetism”, *Habilitationsschrift*, ISBN 3-929757-93-1, (Res Electricae Magdeburgenses, Band 16, 2006).
- [16] H.G. Krauthäuser, S. Tkachenko, and J. Nitsch: “The Action of Non-Linear Effects in a Resonator”, in *Proc. of the XXVIIth General Assembly of the International Union of Radio Science, URSI GA 2002, Maastricht, The Netherlands, August 2002*, 4 pages.
- [17] F. Gronwald: “Iterative solution of a nonlinear antenna problem inside a high-quality resonating chamber”, in *Proc. of EMC Europe 2012, Rome, Italy, 2012*, 6 pages.
- [18] R. Rambousky, S. Tkachenko, and J. Nitsch: “A novel solution algorithm for non-linearly loaded transmission lines inside resonating enclosures”, *Advances in Radio Science*, vol. 12, (2014), pp. 1–8.
- [19] M. Kotzev, M. Kreitlow, and F. Gronwald: Transient Excitation of Nonlinearly Loaded Resonators and Observation of System Responses in Time Domain, in: 2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, Wroclaw, Poland, 5–9 September 2016, IEEE, 75–78, 2016.
- [20] CST: CST EM Studio Version 2013, CST – Computer Simulation Technology AG, Darmstadt, Germany, available at: <http://www.cst.com>
- [21] TET: CONCEPT-II, Institute of Electromagnetic Theory (TET), Hamburg University of Technology (TUHH), available at: <http://www.tet.tuhh.de/concept/uebersicht/>
- [22] M. Kotzev, X. Bi, M. Kreitlow, and F. Gronwald: „Equivalent circuit simulation of HPEM-induced transient responses at nonlinear loads”, *Advances in Radio Science*, vol. 15, (2017), pp. 175-180.

# Netzwerkmodell zur breitbandigen Untersuchung von elektromagnetischen Interferenzen in geschlossenen Metallgehäusen

M. Sc. Christoph Lange, B. Sc. Paul Konrad, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone  
Otto-von-Guricke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

## 1 Einleitung

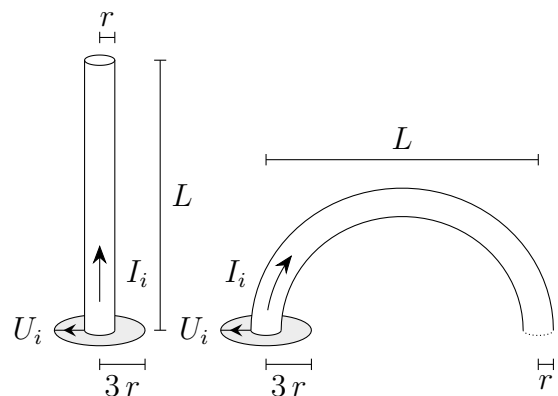
Elektronische Komponenten, die bei hohen Frequenzen betrieben werden, sind häufig in Gehäusen mit metallischen Wänden untergebracht. Wenn die Abmessungen des Gehäuses in der selben Größenordnung liegen wie die Wellenlänge, muss die Anregung von Hohlraummoden berücksichtigt werden. Moderne Computer und Serversysteme mit Signalen im GHz-Bereich sind relevante Beispiele aus der Praxis [1]. Um die Interferenz zwischen den Komponenten in dem Hohlraum zu bestimmen, müssen zeitaufwändige Simulationen oder Messungen durchgeführt werden. Für Ergebnisse im Zeitbereich ist zusätzlicher Aufwand erforderlich, da aus der Frequenzantwort abgeleitete Modelle nicht zwangsläufig stabil sind im Zeitbereich.

Für einfache Geometrien kann die dyadische Greensche Funktion verwendet werden, um die von Stromelementen erzeugte Felder im Hohlraum zu berechnen. In [2] wurde diese Methode verwendet, um die Transferimpedanz zwischen Antennen in einem rechteckigen Hohlraum zu berechnen.

In dieser Arbeit stellen wir ein neues Netzwerkmodell vor, um das elektromagnetische Verhalten von Hohlräumen mit beliebiger Geometrie bei einer Anregung durch elektrisch kleine Stromelemente zu beschreiben. Dieses Netzwerkmodell basiert auf der Modalzerlegung der Felder innerhalb des Hohlraums. Diese Zerlegung ist umfassend in der Literatur beschrieben, z.B. [3], [4] und [5]. Ausgehend von einer geeigneten Portdefinition werden die Eigenmoden verwendet, um die Impedanz zwischen Stromelementen ausgehend von der Leistungsbilanz aufzustellen. Die Konvergenz dieses Ausdrucks wird beschleunigt durch die Extraktion einer quasi-statischen Induktivität. Im letzten Schritt werden Verluste durch zusätzliche Widerstände in das Netzwerkmodell integriert. Ein komplexes Beispiel wird verwendet, um dieses Modell im Frequenz- und Zeitbereich zu validieren. Die Validierung erfolgt sowohl durch Simulation als auch durch Messung.

## 2 Netzwerkmodell

Die Anordnung mit dem Volumen  $V$  ist durch eine leitfähige Wand  $S$  abgeschlossen und wird durch Stromelemente (Bild. 1) angeregt. Das Netzwerkmodell für die Transferimpedanz zwischen diesen Stromelementen ergibt sich aus der Leistungsbilanz. Das hierfür benötigte elektrische Feld  $\mathbf{E}$  kann durch die Modalzerlegung, wie in [3] beschrieben, erhalten werden. Das Konvergenzverhalten dieses Modells wird durch die Extraktion einer quasi-statischen Induktivität verbessert. Wandverluste und verlustbehaftete Materialien in dem Hohlraum werden durch zusätzliche Widerstände berücksichtigt.



**Bild 1:** Betrachtete Stromelemente an der Gehäusewand, gespeist durch Koaxialkabel

## 2.1 Portimpedanz

Die Anregung des Hohlraums erfolgt durch elektrisch kleine Stromelemente in der Nähe der Wände (Bild. 1). Vernachlässigt man die Öffnungen der Koaxialspeisung, kann die gesamte Leistung in dem Hohlraum dargestellt werden als Integral des Skalarproduktes aus der elektrischen Feldstärke  $\mathbf{E}$  und der komplex konjugierten Stromdichte  $\mathbf{J}^*$  entlang des Stromelements [5]:

$$P = -\frac{1}{2} \int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}^* dV = -\frac{1}{2} \langle \mathbf{E}, \mathbf{J}^* \rangle. \quad (1)$$

Hierbei wurde die Kurzschreibweise für das Skalarprodukt  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  verwendet.

Im Folgenden wird angenommen, dass zwei Stromelemente  $\mathbf{J}_i$  und  $\mathbf{J}_j$  die elektrischen Felder  $\mathbf{E}_i$  und  $\mathbf{E}_j$  im Hohlraum anregen. Das Gesamtfeld ergibt sich aus der Überlagerung der Teilfelder und somit folgt für die Gesamtleistung:

$$P = -\frac{1}{2} (\langle \mathbf{E}_i, \mathbf{J}_i^* \rangle + \langle \mathbf{E}_j, \mathbf{J}_i^* \rangle + \langle \mathbf{E}_i, \mathbf{J}_j^* \rangle + \langle \mathbf{E}_j, \mathbf{J}_j^* \rangle). \quad (2)$$

Das ganze System kann als Zweitor mit den Ports  $i$  und  $j$  und deren Transferimpedanz  $Z_{ij}$  aufgefasst werden. Die Eingangsleistung ist nun über die Portspannung  $U_i$  und den Portstrom  $I_i$  definiert. Setzt man voraus, dass das System linear und passiv ist ( $Z_{ij} = Z_{ji}$ ), folgt:

$$P = \frac{1}{2} (V_i I_i^* + V_j I_j^*) = \frac{1}{2} (Z_{ii} |I_i|^2 + Z_{jj} |I_j|^2 + Z_{ij} (I_i I_j^* + I_j I_i^*)). \quad (3)$$

Vergleicht man die letzten Terme in (2) und (3), folgt für die Transferimpedanz:

$$Z_{ij} = -\frac{1}{I_j I_i^*} \langle \mathbf{E}_j, \mathbf{J}_i^* \rangle. \quad (4)$$

## 2.2 Eigenmoden eines beliebigen Hohlraums

Um das elektrische Feld in einem Hohlraum durch die Modalzerlegung darstellen zu können, wird ein vollständiger Satz an Eigenfunktionen benötigt. Wie in [3] beschrieben, wird dieser vollständige Satz verwendet, um die Koeffizienten der Moden mithilfe der Helmholtzgleichung zu bestimmen.

Für einen Hohlraum mit dem Volumen  $V$  und einer beliebig geformten Berandung  $S$  wird das elektrische Feld nach dem Helmholtztheorem in einen quellfreien und einen rotationsfreien Anteil zerlegt. Somit ergibt sich die Darstellung des elektrischen Feldes als Summe über alle Eigenmoden:

$$\mathbf{E} = \sum_{n=0}^{\infty} e_n \mathbf{E}_n + \sum_{n=0}^{\infty} f_n \mathbf{F}_n. \quad (5)$$

Die quellfreien Eigenmoden mit  $\nabla \cdot \mathbf{E}_n = 0$  sind durch die Eigenwertgleichung mit dem Eigenwert  $k_n$  definiert:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E}_n - k_n^2 \mathbf{E}_n = \mathbf{0}. \quad (6)$$

Die Randbedingungen für (6) sind  $\mathbf{n} \times \mathbf{E}_n = \mathbf{0}$  und  $\nabla \cdot \mathbf{E}_n = 0$  auf  $S$ . Die zweite Bedingung wird benötigt, um eine eindeutige Lösung zu erhalten [3]. Für die rotationsfreien Eigenmoden gilt  $\nabla \times \mathbf{F}_n = \mathbf{0}$ , so dass diese dargestellt werden können als  $\mathbf{F}_n = \nabla \phi_n$  mit der Eigenwertgleichung:

$$\nabla \phi_n + l_n^2 \phi_n = 0 \quad (7)$$

und den Randbedingungen  $\phi_n = \text{const.}$  oder  $\mathbf{n} \times \mathbf{F}_n = \mathbf{0}$  auf  $S$ .

Die Eigenmoden sind orthogonal und normalisiert auf die Konstante  $K$  mit der Einheit 1 m:

$$\int_V \mathbf{E}_n \cdot \mathbf{E}_m \, dV = \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{E}_m \rangle = K_{E,m} \delta_{mn} \quad (8a)$$

$$\langle \mathbf{F}_n, \mathbf{F}_m \rangle = K_{F,m} \delta_{mn} \quad (8b)$$

mit dem Kronecker-Delta

$$\delta_{mn} = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n. \end{cases} \quad (9)$$

Aus der Definition der quellfreien und rotationsfreien Eigenmoden folgt, dass diese orthogonal zueinander sind:

$$\langle \mathbf{E}_n, \mathbf{F}_m \rangle = 0. \quad (10)$$

Das zur Berechnung der Verluste benötigte magnetische Feld erhält man aus der folgenden Beziehung zwischen den  $\mathbf{E}_n$ - und  $\mathbf{H}_n$ -Moden [3]:

$$\nabla \times \mathbf{H}_n = k_n \mathbf{E}_n \quad \nabla \times \mathbf{E}_n = k_n \mathbf{H}_n. \quad (11)$$

Zur Bestimmung der Konstanten der einzelnen Moden wird die Helmholtz-Gleichung verwendet:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} - k^2 \mathbf{E} = -j\omega \mu \mathbf{J}. \quad (12)$$

Setzt man den Ansatz (5) in (12) ein und nutzt die Eigenwertgleichung der quellfreien Moden (6) und die Randbedingung der rotationsfreien Eigenmoden  $\nabla \times \mathbf{F}_n = \mathbf{0}$ , erhält man:

$$\sum_{n=0}^{\infty} e_n k_n \mathbf{E}_n - \sum_{n=0}^{\infty} e_n k^2 \mathbf{E}_n - \sum_{n=0}^{\infty} f_n k^2 \mathbf{F}_n = -j\omega \mu \mathbf{J}. \quad (13)$$

Wird der Ausdruck (13) nacheinander mit  $\mathbf{E}_m$  und  $\mathbf{F}_m$  multipliziert und jeweils über  $V$  integriert, erhält man unter Ausnutzung der Eigenschaften der Eigenmoden (8a), (8b) und (10) die Koeffizienten:

$$e_n = -\frac{j\omega \mu}{(k_n^2 - k^2) K_{E,n}} \langle \mathbf{J}, \mathbf{E}_n \rangle \quad (14)$$

$$f_n = -\frac{1}{j\omega \varepsilon K_{F,n}} \langle \mathbf{J}, \mathbf{F}_n \rangle. \quad (15)$$

Setzt man den Ansatz für das elektrische Feld (5) mit den Koeffizienten (14) und (15) in (4) ein, erhält man:

$$Z_{ij} = \frac{j\omega \mu}{I_j I_i^*} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_j \rangle \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_i^* \rangle}{(k_n^2 - k^2) K_{E,n}} + \frac{1}{j\omega \varepsilon I_j I_i^*} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{F}_n, \mathbf{J}_j \rangle \langle \mathbf{F}_n, \mathbf{J}_i^* \rangle}{K_{F,n}}. \quad (16)$$

Unter der Annahme von elektrisch kleinen Stromelementen kann die Stromdichte  $\mathbf{J}$  approximiert werden als Linienstrom entlang eines Pfades  $\mathbf{S}$ . Somit kann die Amplitude der Stromdichte durch den Portstrom ausgedrückt werden mit  $\mathbf{J}_i = I_i \mathbf{S}_i$  und die Impedanz vereinfacht sich zu:

$$Z_{ij} = j\omega \mu \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{E}_n, \mathbf{S}_j \rangle \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{S}_i \rangle}{(k_n^2 - k^2) K_{E,n}} + \frac{1}{j\omega \varepsilon} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{F}_n, \mathbf{S}_j \rangle \langle \mathbf{F}_n, \mathbf{S}_i \rangle}{K_{F,n}}. \quad (17)$$

Diese Annahme ist gültig, wenn die Ausdehnung der Stromelemente  $L$  (Bild. 1) klein gegenüber der kürzesten Wellenlänge ist. Die Darstellung der Impedanz (17) wird erreicht durch die Zerlegung des elektrischen Feldes in eine Summe aus unendlich vielen Eigenmoden, wobei nur eine endliche Anzahl an Moden resonant ist, abhängig von der betrachteten Frequenzbandbreite.

### 2.3 Beschleunigung der Konvergenz

Die Berechnung der Impedanz nach Gl. (17) erfordert die Auswertung einer unendlichen Summe an Eigenmoden. Es wird eine endliche Anzahl an Moden  $M$  verwendet, um diese Summe zu approximieren, so dass die oben beschriebenen Annahmen zum Linienstrom erfüllt sind. Da die Summe im allgemeinen sehr langsam konvergiert, muss eine große Anzahl an Moden verwendet werden. Um diese Anzahl zu reduzieren, wird der Einfluss der höheren Moden in einem Ersatzschaltbildelement zusammengefasst. Wird die Impedanz  $Z_{ij}$  bis zu einer maximalen Frequenz  $f_{\max}$  mit  $N$  Moden berechnet, kann für alle höheren Moden  $k_n^2 - k^2 \approx k_n^2$  angenommen werden. Damit vereinfacht sich der erste Term in (17) zu:

$$j\omega \mu \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_j \rangle \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_i^* \rangle}{(k_n^2 - k^2) K_{E,n}} \approx j\omega \mu \sum_{n=0}^N \frac{\langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_j \rangle \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_i^* \rangle}{(k_n^2 - k^2) K_{E,n}} + j\omega \mu \sum_{n=N+1}^M \frac{\langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_j \rangle \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{J}_i^* \rangle}{k_n^2 K_{E,n}}. \quad (18)$$

Der letzte Term in (18) kann als reduzierte quasistatische Induktivität interpretiert werden:

$$\tilde{L}_{ij} = \mu \sum_{n=N+1}^M \frac{\langle \mathbf{E}_n, \mathbf{S}_j \rangle \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{S}_i \rangle}{k_n^2 K_{E,n}}. \quad (19)$$

Die minimale Anzahl an Moden  $N$  kann abgeschätzt werden durch

$$f_{\max} < \frac{k_N c_0}{2\pi} \quad (20)$$

mit der Wellenzahl  $k_n$  des  $n$ -ten Modes und der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$ . Die aus der Lösung von (6) bekannten Eigenfrequenzen können verwendet werden, um  $N$  mithilfe von (20) zu bestimmen. Dabei muss beachtet werden, dass in Abhängigkeit von der Position und der Form der Anregung nicht alle Moden angeregt werden müssen.

### 2.4 Verluste

Um die Verluste in der Anordnung zu berücksichtigen, werden drei verschiedene Verlustmechanismen unterschieden. Die Wandverluste aufgrund der Metallwände mit der endlichen Leitfähigkeit  $\kappa$  und die Verluste durch dielektrische und magnetische Absorber innerhalb des Hohlraums. Die Integration der Verluste in das Netzwerkmodell erfolgt über die Güte, die definiert ist als Quotient aus gespeicherter Feldenergie und mittlerer Verlustleistung pro Periode [5]. Mithilfe dieser Gütefaktoren können aus den einzelnen Verlustmechanismen komplexe Materialparameter definiert werden:

$$\tilde{\mu} = \mu \left( 1 - \frac{j}{Q_V} - \frac{j}{Q_M} \right) \quad \tilde{\varepsilon} = \varepsilon \left( 1 - \frac{j}{Q_D} \right), \quad (21)$$

wobei sich  $Q_V$  aus den Wandverlusten,  $Q_M$  aus den magnetischen und  $Q_D$  aus den dielektrischen Verlusten ergibt.



## 2.5 Ersatzschaltbildelemente

Mithilfe der komplexen Materialparameter (21) erhält man aus (17) durch Anwendung der Konvergenzbeschleunigung (18) die folgende Darstellung des Netzwerkmodells:

$$Z_{ij} = \sum_{n=0}^N \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{\frac{1}{j\omega L_n + R_n} + j\omega C_n + G_n} + \frac{1}{j\omega C_{ij} + G_{ij}} + j\omega \tilde{L}_{ij} + R_{ij}. \quad (22)$$

Die modalen Koppelfaktoren  $\nu$  und die Ersatzschaltbildelemente sind folgendermaßen definiert:

$$\nu_{n,i}^E = \langle \mathbf{E}_n, \mathbf{S}_i \rangle \quad (23a) \quad \nu_{n,i}^F = \langle \mathbf{F}_n, \mathbf{S}_i \rangle \quad (23d)$$

$$L_n = \mu \frac{1}{k_n^2 K_{E,n}} \quad (23b) \quad C_n = \varepsilon K_{E,n} \quad (23e)$$

$$R_n = \omega L_n \left( \frac{1}{Q_V} + \frac{1}{Q_M} \right) \Big|_{\omega=\omega_n} \quad (23c) \quad G_n = \frac{\omega}{Q_D} C_n \Big|_{\omega=\omega_n}. \quad (23f)$$

Da alle Normierungsfaktoren (8a) positiv sind, sind auch die Ersatzschaltbildelemente positiv und das Netzwerk damit passiv. Die Frequenzabhängigkeit der modalen Widerstände  $R_n$  und Leitwerte  $G_n$  wird approximiert durch ihren Wert bei der entsprechenden Resonanzfrequenz  $\omega_n$ . Dies ist deshalb möglich, weil bei kleinen Verlusten angenommen werden kann, dass dieser Mode bei Resonanz dominiert.

Der letzte Term in (17) kann als statische Kapazität interpretiert werden:

$$C_{ij} = \varepsilon \frac{1}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\nu_{n,i}^F \nu_{n,j}^F}{K_{F,n}}}. \quad (24)$$

Da die Summe in dem Ausdruck (24) sehr langsam konvergiert, ist es vorteilhafter die statische Kapazität mithilfe von numerischen Methoden direkt zu berechnen. Somit ist die Berechnung der rotationsfreien Eigenmoden  $\mathbf{F}_n$  nicht erforderlich.

Die reduzierte quasistatische Induktivität folgt aus (19):

$$\tilde{L}_{ij} = \mu \sum_{n=N+1}^M \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{k_n^2 K_{E,n}} = L_{ij} - \mu \sum_{n=1}^N \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{k_n^2 K_{E,n}}. \quad (25)$$

Da die Auswertung von (25) zusätzliche Moden erfordert und sehr langsam konvergiert, wird die quasistatische Induktivität  $L_{ij}$  ebenfalls numerisch berechnet.

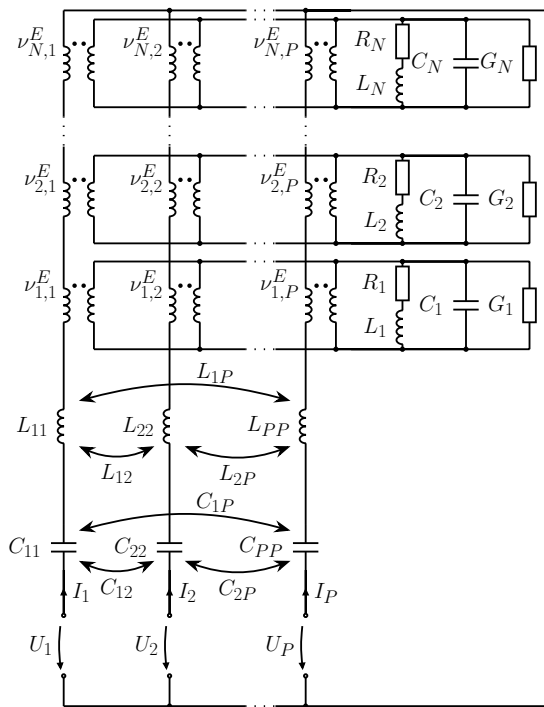
Der Koppelwiderstand und der Koppelleitwert sind definiert als:

$$R_{ij} = \omega \tilde{L}_{ij} \left( \frac{1}{Q_V} + \frac{1}{Q_M} \right) \quad (26a) \quad G_{ij} = \frac{\omega}{Q_D} C_{ij}, \quad (26b)$$

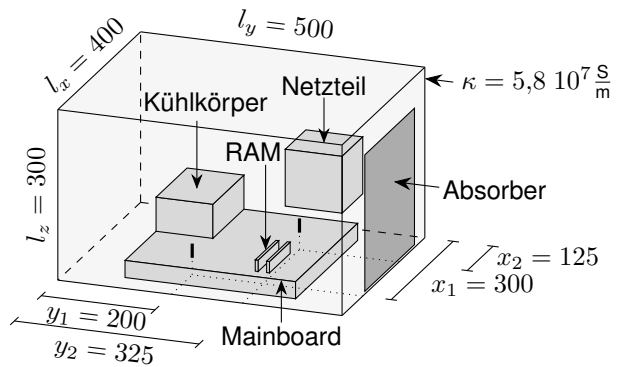
und sind aufgrund der Multiplikation mit den Gütefaktoren mehrere Größenordnungen kleiner als die Raktanzen  $\omega C_{ij}$  und  $\omega L_{ij}$  und werden daher vernachlässigt. Der finale Ausdruck für die Impedanz

$$Z_{ij} \approx \sum_{n=0}^N \frac{\nu_{n,i}^E \nu_{n,j}^E}{\frac{1}{j\omega L_n + R_n} + j\omega C_n + G_n} + \frac{1}{j\omega C_{ij}} + j\omega \tilde{L}_{ij} \quad (27)$$

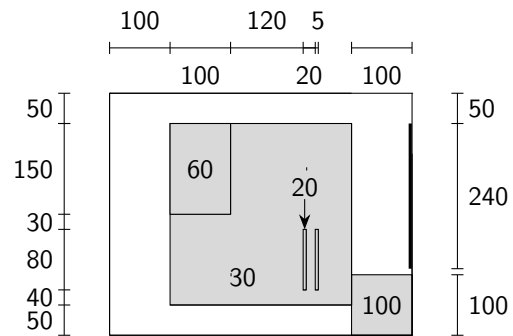
wird durch ein Foster-Ersatzschaltbild [6], wie in Bild 2 für  $P$  Ports gezeigt, repräsentiert. Die hier durch Pfeile angedachten Koppelkapazitäten werden in einem Schaltungssimulator mit gesteuerten Stromquellen realisiert.



**Bild 2:** Foster-Ersatzschalbild mit Verlustelementen und Konvergenzbeschleunigung mit gekoppelten Induktivitäten und Kapazitäten



**Bild 3:** Beispielgehäuse mit komplexen Innenaufbau, leitfähigen Wänden und Folienabsorber, angeregt durch zwei Monopolantennen (vergrößert dargestellt, Maße in mm)



**Bild 4:** Abmessungen (in mm) des Computergehäuses mit den zusätzlich eingetragenen Höhen der Komponenten

### 3 Numerische und messtechnische Validierung

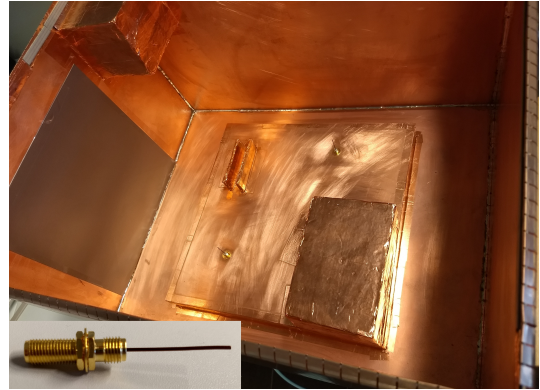
Um das in dieser Arbeit entwickelte Netzwerkmodell aus Abb. 2 zu validieren, wird ein vereinfachtes Computergehäuse gewählt. Dieser Aufbau wird sowohl simulativ durch kommerzielle Simulationssoftware, als auch messtechnisch mit dem Netzwerkmodell verglichen. Dazu soll zunächst die Transferimpedanz zwischen zwei Monopolantennen im Frequenzbereich verglichen werden. Basierend auf diesen Ergebnissen erfolgt der Vergleich im Zeitbereich.

#### 3.1 Frequenzbereich

Die in Abbildung 3 dargestellte Anordnung besteht aus einem Metallgehäuse mit den Abmessungen  $l_x = 400$  mm,  $l_y = 500$  mm und  $l_z = 300$  mm. Diese Nachbildung eines einfachen Computergehäuses enthält einen komplexen Innenaufbau, bestehend aus Mainboard, Kühlkörper, Netzteil und RAM (Random-Access Memory). Alle Innenaufbauten und die Wände bestehen aus Kupfer mit einer Leitfähigkeit  $\kappa = 5,8 \times 10^7$  S m<sup>-1</sup> und sind als eine leitfähig verbundene Oberfläche ausgeführt. Die jeweiligen Abmaße und Höhen sind in Abbildung 4 eingetragen. Als zusätzliches Verlustelement wurde eine kommerzielle Dämpfungsfolie [7] an der Wand befestigt.

Die Anordnung wird durch zwei Monopolantennen an den Positionen  $(x_1 = 300$  mm,  $y_1 = 200$  mm, 30 mm) und  $(x_2 = 125$  mm,  $y_2 = 325$  mm, 30 mm) mit der Länge  $L = 25$  mm und dem

Radius  $r = 0,5 \text{ mm}$  angeregt. Sie sind als Kupferdrähte ausgeführt, als Verlängerung des Innenleiters eines Buchse-Buchse-SMA-Adapters (siehe Abb. 5). Der Teil des Adapters im Inneren des Gehäuses muss bei der Simulation bzw. bei der Berechnung der Eigenmoden für das Netzwerkmodell berücksichtigt werden. Für die Messung kann der Einfluss des Adapters durch Kalibrierung eliminiert werden. Der Messaufbau ist in Abbildung 5 dargestellt. Die Messung wurde mit einem Netzwerkanalysator (R&S ZVA 40) durchgeführt. Um die Netzwerkelemente in (27) zu Berechnen, müssen zunächst die Eigenmoden und die Resonanzfrequenzen des Hohlraums berechnet werden. Da keine analytische Lösung existiert, werden die  $\mathbf{E}_n$ -Moden mithilfe eines auf der Finite-Elemente-Methode (FEM) basierenden Eigenmode-Solvers berechnet [8]. Die Anzahl der benötigten Moden ist durch (20) vorgegeben. Für dieses Beispiel werden mindestens  $N = 17$  Moden benötigt, um die Transferimpedanz bis zu einer maximalen Frequenz  $f_{\max} = 1 \text{ GHz}$  zu berechnen.



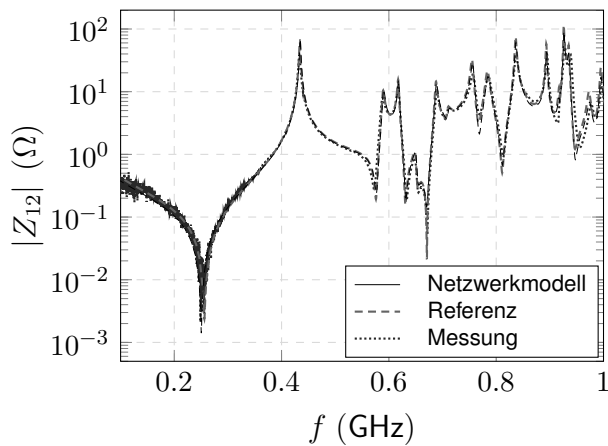
**Bild 5:** Messaufbau zu dem Modell des vereinfachten Computergehäuses (Bild 3) und die anregenden Elemente mit Adapter

Sind die normierten Eigenmoden bekannt, können die Koppelfaktoren  $\nu$  für Stromelemente mit beliebiger Position und Form im Rahmen der oben genannten Einschränkungen berechnet werden. Die quasistatische Induktivität (25) und die statische Kapazität (24) werden numerisch berechnet. Dazu wird eine kommerzielle Simulationssoftware [8] verwendet, die auf der FEM basiert. Für die Koppelkapazität wurde der Wert  $C_{12} = 3,86 \text{ nF}$  berechnet und für die quasistatische Induktivität der Wert  $L_{12} = 54,6 \text{ pH}$ . Die Berechnung der Güten erfolgt mithilfe der Leitfähigkeit  $\kappa$  für die Wandverluste und mit den im Datenblatt [7] angegebenen Werten für den magnetischen Absorber.

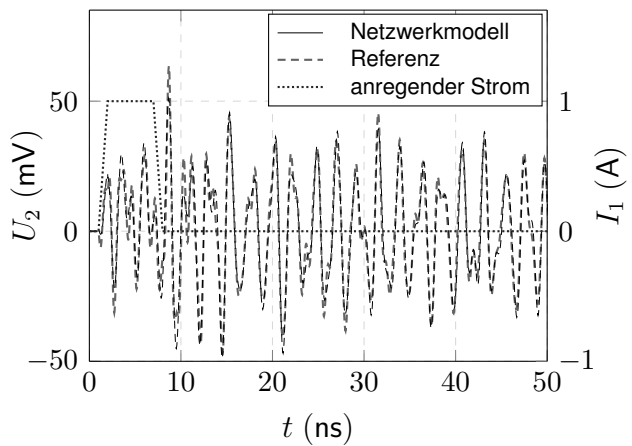
Abbildung 6 zeigt die Transferimpedanz zwischen den Ports 1 und 2. Hierbei wird das in dieser Arbeit vorgestellte Netzwerkmodell (27) mit der Simulation mittels [8] und der Messung an einem realen Messaufbau verglichen. Der Einfluss der Absorberfolie ist insbesondere an den Amplituden der Resonanzen zu erkennen. Alle drei Ergebnisse zeigen eine sehr gute Übereinstimmung, womit das Netzwerkmodell sehr gut validiert wird.

### 3.2 Zeitbereich

Für die Analyse der elektromagnetischen Interferenz im Zeitbereich wird an Port 1 ein trapezförmiger Zeitverlauf für den Strom mit der Amplitude  $I_1 = 1 \text{ A}$  und einer Anstiegs- und Abfallzeit von  $t_A = 1 \text{ ns}$  und Haltezeit  $t_H = 5 \text{ ns}$  geschaltet und die eingekoppelte Spannung an Port 2 betrachtet. Abbildung 7 zeigt die zeitlichen Verläufe des anregenden Stromes und der eingekoppelten Spannung, die mithilfe des Netzwerkmodells und aus der Frequenzantwort der Simulationssoftware [8] berechnet wurden im Vergleich. Da die Simulationssoftware keine plausiblen Ergebnisse im Zeitbereich liefert, wurden die Frequenzantwort verwendet, um mithilfe eines Vektor-Fitting-Algorithmus [11] und den sich daraus ergebenden Pol- und Nullstellen ein Ersatzschaltbild nach [12] zu erstellen. Dieses Ersatzschaltbild basiert nicht auf den physikalischen Zusammenhängen und muss daher im Gegensatz zu unserem Netzwerkmodell 2 nicht zwangsläufig stabil sein im Zeitbereich. Im Vergleich mit der Referenz zeigt das Netzwerkmodell auch im Zeitbereich eine sehr gute Übereinstimmung.



**Bild 6:** Transferimpedanz zwischen Port 1 und 2 (Bild. 3)



**Bild 7:** Einkoppelte Spannung im Zeitbereich an Port 2, verursacht durch den geschalteten Strom  $I_1 = 1 \text{ A}$  an Port 1

## 4 Zusammenfassung

Ein neues Foster-Ersatzschaltbild zur Analyse der elektromagnetischen Interferenz in geschlossenen Hohlräumen beliebiger Geometrie wurde vorgestellt und validiert. Es wurde gezeigt, dass dieses Netzwerkmodell sehr gute Ergebnisse im Frequenz- und Zeitbereich liefert. Da dieser Ansatz direkt auf den physikalischen Zusammenhängen basiert, ist garantiert dass das Modell passiv und somit stabil im Zeitbereich ist. Verluste in den leitfähigen Wänden und Absorbermaterialien wurden durch zusätzliche modale Widerstände berücksichtigt. Das typischerweise langsame Konvergenzverhalten wurde verbessert, indem quasistatische Induktivitäten und statische Kapazitäten aus dem Ausdruck extrahiert wurden. Das resultierende Mehrtorersatzschaltbild kann mit beliebigen nichtlinearen Abschlüssen direkt in kommerzieller Schaltungssimulationssoftware implementiert werden.

## Literatur

- [1] VOGT, Alexander ; BRÜNS, Heinz-D ; WU, Qi ; GRONWALD, Frank ; SCHUSTER, Christian: A measurement setup for quantification of electromagnetic interference in metallic casings. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 57 (2015), Nr. 6, S. 1354–1364
- [2] GRONWALD, Frank: Calculation of mutual antenna coupling within rectangular enclosures. In: *IEEE transactions on electromagnetic compatibility* 47 (2005), Nr. 4, S. 1021–1025
- [3] COLLIN, Robert E.: *Foundations for microwave engineering*. John Wiley and Sons, 2001
- [4] VAN BLADEL, Jean G.: *Electromagnetic fields*. Bd. 19. John Wiley & Sons, 2007
- [5] HARRINGTON, Roger F.: *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. Wiley-IEEE Press, 2001
- [6] FOSTER, Ronald M.: A reactance theorem. In: *Bell Labs Technical Journal* 3 (1924), Nr. 2, S. 259–267
- [7] *Datenblatt: Kemet FLEX SUPPRESSOR EFX(003), 240x240mm*. [http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/359/KEM\\_FS8001\\_EF.pdf](http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/359/KEM_FS8001_EF.pdf), [06.12.2017]
- [8] *Computer Simulation Technology (CST)*. [www.cst.de](http://www.cst.de). Version: 2017
- [9] SCHELKUNOFF, S.A. ; FRIIS, H.T.: *Antennas: Theory and Practice*. Wiley, 1952 (Applied mathematics series)
- [10] BALANIS, C.A.: *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2015
- [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] ANTONINI, Giulio: SPICE equivalent circuits of frequency-domain responses. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 45 (2003), Nr. 3, S. 502–512

# **Entwicklung von Simulationsmethoden für die Bestimmung der Schirmdämpfung von realen Gerätegehäusen**

Dipl.-Ing. Stefan Cecil, Seibersdorf Labor GmbH

Co-Autoren:

Dipl.-Ing. Dr. techn. Kurt Lamedschwandner, Seibersdorf Labor GmbH

Dipl.-Ing. Dr. techn. Bernhard Auinger, Technische Universität Graz

Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Bernd Deutschmann, Technische Universität Graz

Ass. Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Gunter Winkler, Technische Universität Graz

Dipl.-Ing. Dr. techn. Günter Ritzberger, Fronius International GmbH

Ing. Peter Boxleitner, Fronius International GmbH

## **1 Problem- und Prozessbeschreibung**

Gehäuse mit moderner Leistungselektronik, so wie DC/DC-Konverter, müssen heute immer höheren Anforderungen genügen. Die verwendeten Ströme werden immer größer und die Taktfrequenzen immer höher, wodurch auch eine höhere Flankensteilheit notwendig ist. Auch werden die Gehäuse der Leistungselektronik immer kleiner und im Aufbau komplexer. Aufgrund dessen wird die Einhaltung aller geforderten EMV-Vorgaben immer schwieriger. In der vorliegenden Arbeit werden Methoden entwickelt, um die Schirmdämpfung von Gerätegehäusen zu bestimmen und zu optimieren.

Ein wichtiges Werkzeug dafür ist die numerische Simulation. Mittels numerischer Simulation können verschiedene Messgrößen im Inneren des Gehäuses zugänglich gemacht werden. Weiters können mit einem funktionierenden Simulationsmodell die Auswirkungen von Veränderungen des Gehäuses schnell und ohne großen Aufwand untersucht werden.

## **2 Stand der Technik und Ergebnisse bisheriger Veröffentlichungen**

Es gibt zahlreiche Veröffentlichungen zum Thema numerische Simulation von Schirmdämpfung ([3], [4], [5]), die meisten jedoch mit vereinfachten Vorgaben, sodass komplexe, reale Gerätegehäuse nicht vollständig und im Detail modelliert und simuliert werden. Aufgrund dessen steht in der vorliegenden Arbeit auch die Entwicklung und Validierung einer Methodik der Simulation der Schirmdämpfung komplexer Gerätegehäuse, wie sie in der Leistungselektronik zum Einsatz kommen, im Vordergrund.

## **3 Entwicklung und Validierung der Simulationsmethode**

### **3.1 Verwendete Simulationswerkzeuge**

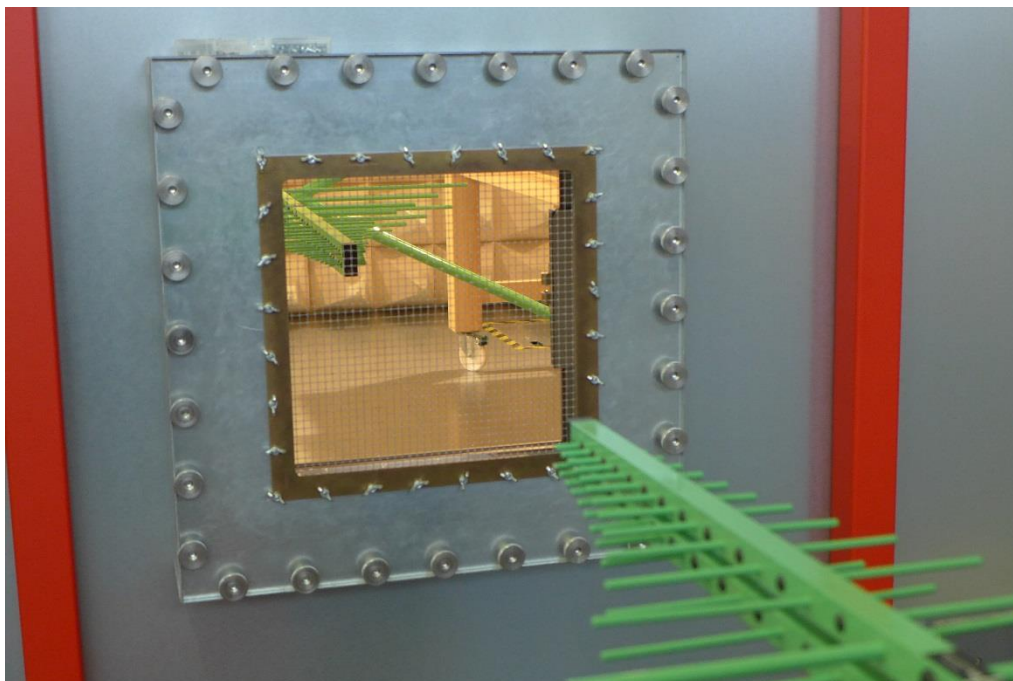
Für die Simulation der Schirmdämpfung von Gerätegehäusen ist ein Simulationstool für 3D-Simulation elektromagnetischer Felder für Frequenzen ab 1 MHz notwendig. Für diese Simulationen gibt es einige mögliche Simulationsalgorithmen, für die vorliegende Arbeit wurde der FDTD-Algorithmus (FDTD = Finite Difference in Time Domain)

ausgewählt. Der FDTD-Solver ist in der Simulationssoftware Sim4Life von Zürich MedTech<sup>1</sup> (ZMD) eingebettet. Mit dem FDTD-Algorithmus ist es möglich, die relativ komplexen Szenarien mit ausreichender Auflösung zu rechnen. Weiters können den verschiedenen Teilen des Modells die entsprechenden Materialeigenschaften zugeordnet werden. Um die elektromagnetischen Felder in einer annehmbaren Rechenzeit zu simulieren, wurde auch beschleunigte Simulation mit Hilfe von GPUs (Graphical Processor Units) verwendet.

### 3.2 Verifikation der Simulation mittels vereinfachtem Szenario

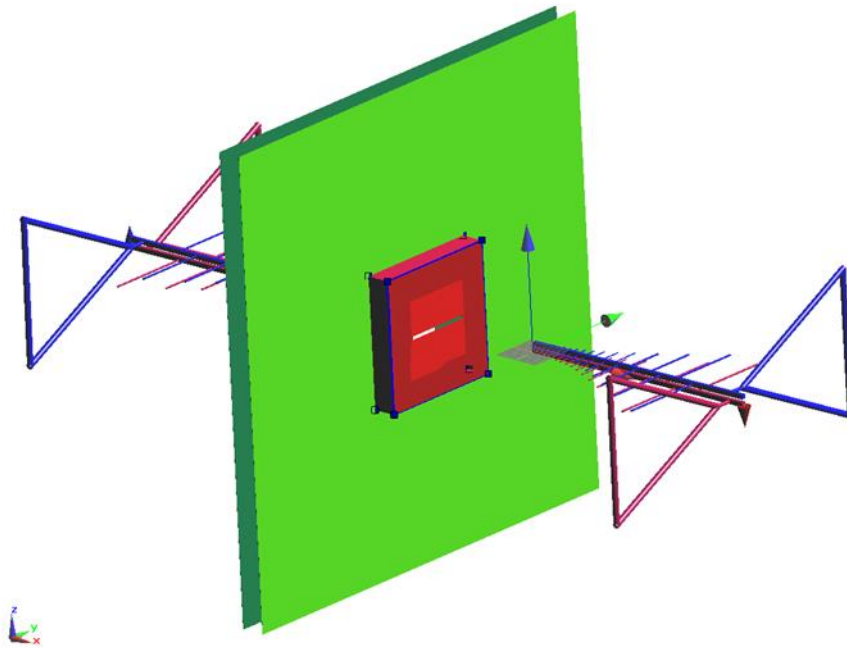
Für die Verifikation der Simulationemethode wurden im ersten Schritt relativ einfache Szenarien berechnet und diese mit den zugehörigen Messergebnissen verglichen. Nur bei ausreichender Übereinstimmung von Messung und Simulation können die Simulationsergebnisse verwendet werden.

Es wurde ein Aufbau für die Schirmdämpfungsmessung in einer Absorberhalle gewählt. In diesem Szenario werden zwei Antennen gegenüber positioniert, zwischen den Antennen befindet sich eine Öffnung, in die verschiedene Platten eingelegt werden können. Eine Antenne befindet sich in der Absorberhalle, die andere Antenne befindet sich außerhalb (siehe Bild 1). Diese Methodik der Schirmdämpfungsmessung basiert im Wesentlichen auf den Vorgaben der Mil-Norm Mil Std-285 [6]. Ein Verfahren, welches eingesetzt werden kann wenn man keine Absorberhalle mit Paneel für Schirmdämpfungsmessungen zur Verfügung hat, wurde in [1] beschrieben. Durch den Vergleich der Transmission bei offener Öffnung und bei eingelegter Platte kann man einen Wert der Schirmdämpfung der Platte bestimmen. Dieses Szenario wurde in der Simulation nachgebildet und simuliert (siehe Bild 2).



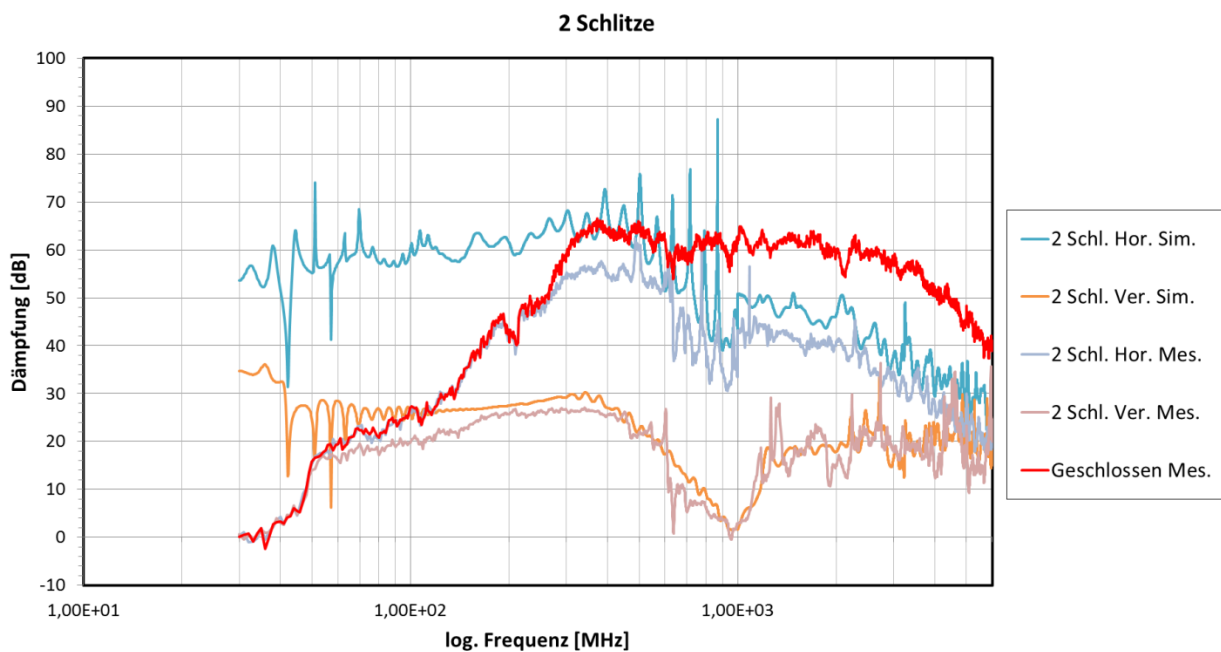
**Bild 1:** Messung der Schirmdämpfung mithilfe einer Öffnung in der Schirmwand einer Absorberhalle

<sup>1</sup> [www.zurichmedtech.com/sim4life/](http://www.zurichmedtech.com/sim4life/)



**Bild 2:** Nachbildung des Aufbaus für die Messung der Schirmdämpfung in der Absorberhalle. Die Simulationsergebnisse wurden mit den Messergebnissen verglichen.

Der untersuchte Frequenzbereich betrug 30 MHz bis 6 GHz, wobei von 30 MHz bis 1 GHz eine Bilog-Antenne verwendet wurde (siehe Abbildungen) und von 1 GHz bis 6 GHz eine Hornantenne. Die Schirmdämpfung der eingelegten Platten (mit Schlitzen etc.), welche in den folgenden Diagrammen angegeben ist, wird aus der Differenz der empfangenen Leistung (in dBm) ohne eingelegte Platte und der empfangenen Leistung mit eingelegter Platte berechnet, wobei die Sendeantenne immer die gleiche Leistung abstrahlt.



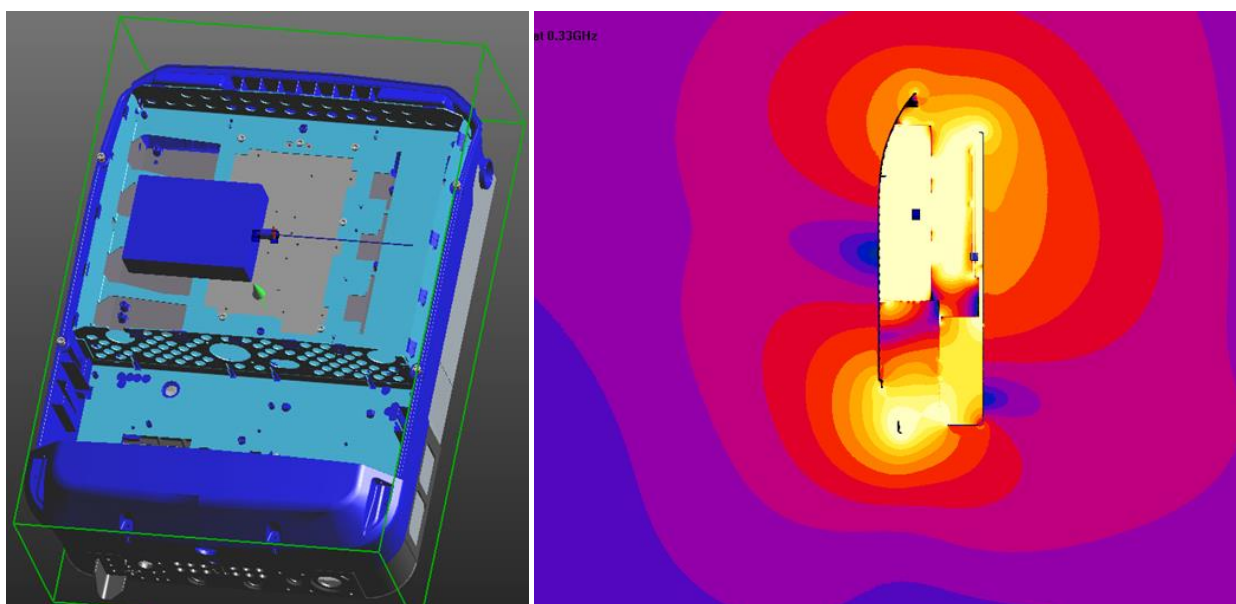
**Bild 3:** Vergleich der gemessenen und der simulierten Schirmdämpfung zur Verifikation der Simulationsmethode



Die gemessenen und die simulierten Schirmdämpfungen werden in Bild 3 verglichen. Es zeigt sich bei niedrigen Werten der Schirmdämpfung (2 Schl. Ver. = 2 Schlitze vertikal in der eingelegten Platte) eine recht gute Übereinstimmung von Messung und Simulation. Bei höheren Werten der Schirmdämpfung (2 Schl. Hor. = 2 Schlitze horizontal) zeigt sich bei niedrigen Frequenzen eine relativ große Differenz, während bei höheren Frequenzen eine bessere Übereinstimmung erzielt werden konnte. Diese Differenz kann allerdings damit erklärt werden, dass die Messdynamik des Aufbaus begrenzt ist. In Bild 3 ist auch die Differenz zwischen komplett geschlossener und geöffneter Öffnung eingefügt (Bezeichnung: Geschlossenen Mes.). Diese Kurve stellt die maximal messbare Schirmdämpfung des Aufbaus (Dynamikgrenze) dar. Die relativ niedrige Dynamikgrenze der Schirmdämpfungsmessung bei den niedrigen Frequenzen kommt dadurch zustande, dass bei diesen Frequenzen durch die Öffnung nur wenig Energie übertragen wird (Wellenlänge  $\gg$  Abmessung der Öffnung) und das Grundrauschen des Empfängers bereits in der Größenordnung der empfangenen Leistung der Antenne liegt. In der Simulation tritt dieser Effekt nicht auf, da es kein Grundrauschen gibt und somit auch sehr kleine Werte der Schirmdämpfung bestimmt werden können. In Bereichen in denen die Dynamikgrenze der Messung nicht zu Tragen kommt ist die Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation zufriedenstellend. Damit konnte gezeigt werden, dass die angewandte Simulationemethode für die Bestimmung von Schirmdämpfungen grundsätzlich geeignet ist.

#### 4 Messung und Simulation von realen Gerätegehäusen

Mit der entwickelten Simulationemethode können somit Simulationen von realen Gerätegehäusen durchgeführt werden. Um die Schirmdämpfung bestimmen zu können wurde in einem Gehäuse ein Kammgenerator (kammförmiges Spektrum von 30 MHz bis 1 GHz) positioniert, dessen Abstrahlcharakteristik sehr gut bekannt ist. Die Messung wurde in einer Vollabsorberhalle mit einer Messantenne in 3 m Abstand durchgeführt, welche die Emission des Kammgenerators misst. Die Schirmdämpfung ist die Differenz der empfangenen Leistung mit und ohne Gehäuse rund um den Kammgenerator. Besonders wichtig dabei ist, dass der Abstand und die Orientierung des Kammgenerators zur Messantenne in beiden Fällen exakt gleich sind.



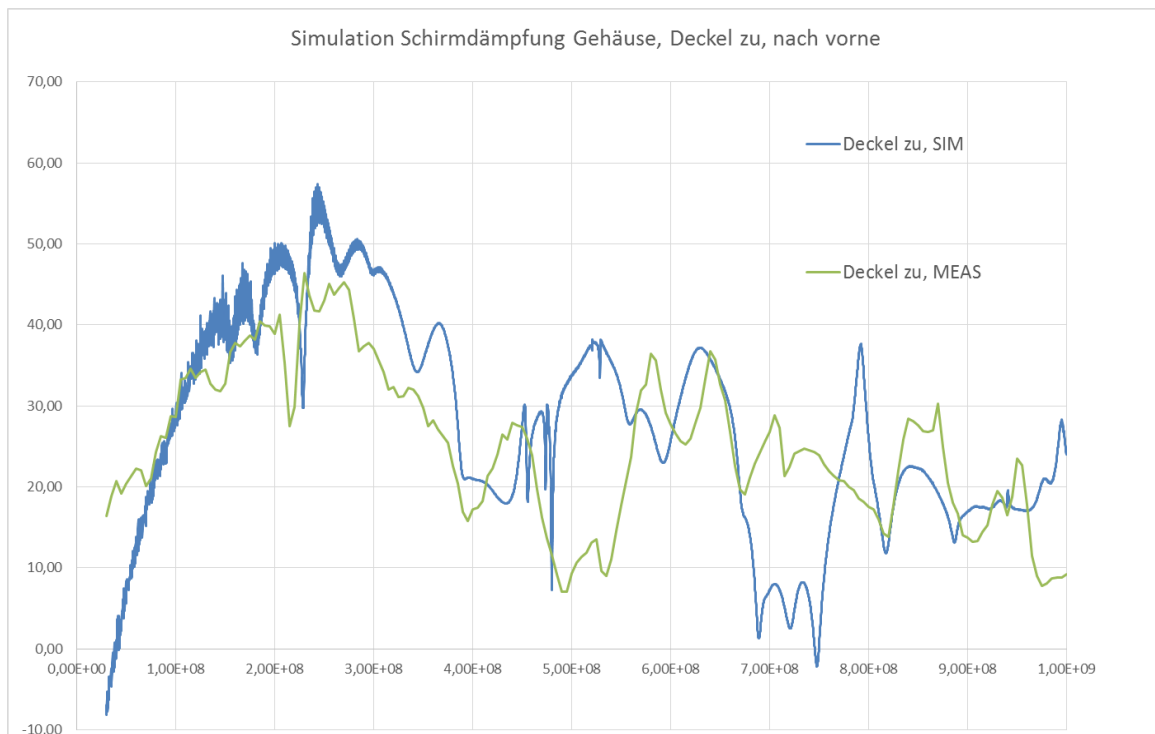
**Bild 4:** Simulationsmodell und Feldverteilung des Gerätegehäuses mit Kammgenerator



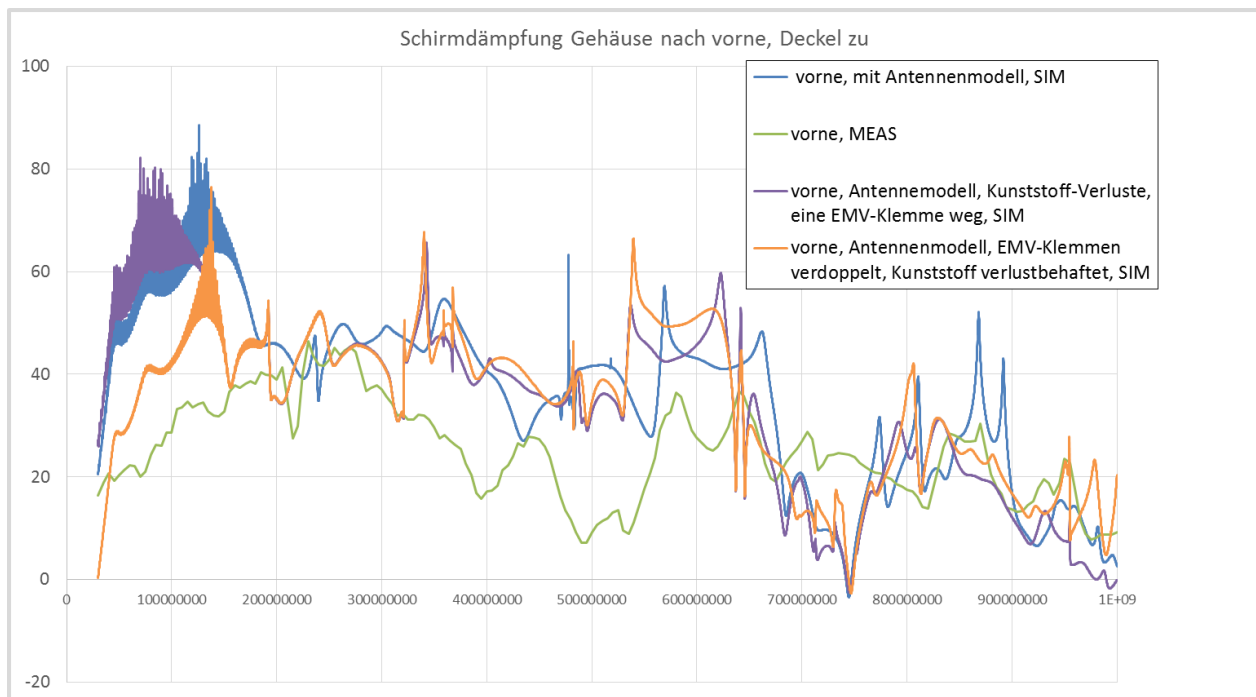


**Bild 5:** Gerätegehäuse mit Kammgenerator zur Bestimmung der Schirmdämpfung

Es wurden zwei verschiedene Antennen am Kammgenerator untersucht: eine Stabantenne und einen Loop-Antenne. Das Gehäuse wurde auf einem Drehtisch positioniert und somit die Emission in verschiedenen Richtungen bestimmt. Es wurden bei der Untersuchung verschiedene Parameter verändert und die Emission mit den jeweiligen Messergebnissen verglichen.



**Bild 6:** Vergleich der gemessenen und simulierten Emission des Gerätegehäuses mit Kammgenerator



**Bild 7:** Veränderung des Simulationsmodells (Anzahl der EMV-Klemmen am Deckel, verlustbehaftete Kunststoffe, modellierte Empfangsantenne) und Vergleich mit der zugehörigen Messung

Die Differenz zwischen Messung und Simulation ist beim Gerätegehäuse größer als beim einfacheren Testszenario zur Validierung. In einigen Frequenzbereichen können Differenzen von bis zu 20 dB auftreten, in vielen Bereichen gibt es aber auch eine sehr gute Übereinstimmung. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass schon relativ kleine Veränderung des Simulationsmodells große Veränderungen bei der simulierten Emission bewirken können (siehe auch [2]).

Weiters muss für den Vergleich mit den Messungen auch die Messantenne modelliert werden. Bei der Bestimmung der Emission in einigen Raumrichtungen genügt es in der Simulation nicht, die Feldstärke in einem Punkt für die Bestimmung der Schirmdämpfung zu verwenden, da die Messantenne die emittierten Felder über die Abmessungen der Antenne mittelt. Es konnte auch festgestellt werden, dass die relativ geringe elektrische Leitfähigkeit der Kunststoffteile relativ großen Einfluss auf das Ergebnis hat. Wenn den Kunststoffteilen keine Leitfähigkeit zugeordnet wird zeigen sich in manchen Frequenzbereichen höhere Werte der Emission. Hingegen hat es auf das Ergebnis nur einen sehr geringen Einfluss, ob den metallischen Teilen ideale elektrische Leitfähigkeit oder metallische Leitfähigkeit (ca.  $5 \cdot 10^7$  S/m) zugeordnet wird.

Sowohl in der Messung als auch in der Simulation sind niedrige Frequenzen (< 200 MHz) problematisch. In der Simulation gibt es Probleme mit der Stabilität des Simulationsergebnisses (erkennbar an den Schwankungen der Schirmdämpfung in diesem Frequenzbereich), bei der Messung ist bei diesen Frequenzen die Messdynamik oft schon zu gering.

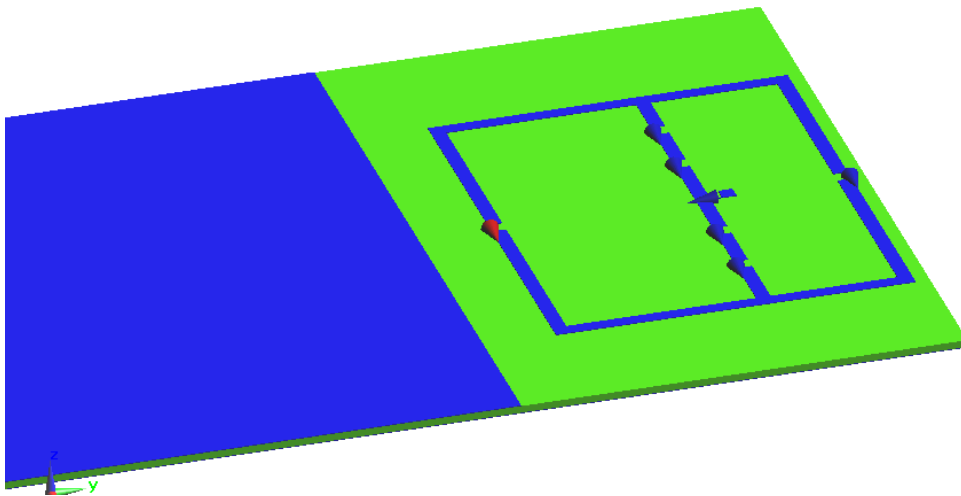
## 5 Schlussfolgerungen und Ausblick

Aufgrund der Untersuchungen konnte festgestellt werden, dass es in vielen Bereichen eine gute Übereinstimmung von Messung und Simulation gibt, in einigen Frequenzbereichen gibt es jedoch größere Abweichungen. Der Grund für diese

Differenzen muss in weiteren Untersuchungen bestimmt werden. Trotzdem kann das Simulationsmodell verwendet werden, um den Einfluss von verschiedenen Veränderungen des Gehäuses auf die Emission zu untersuchen. Bei niedrigen Frequenzen gibt es sowohl in der Messung als auch in der Simulation noch Verbesserungsbedarf. Es können am Messaufbau noch Veränderungen vorgenommen werden (Empfangsantenne, Messempfänger), um die Messdynamik bei niedrigen Frequenzen zu erhöhen. Auch in der Simulation können noch Parameter verändert werden (z.B. die räumliche Auflösung des Modells), um die Ergebnisse bei niedrigen Frequenzen zu verbessern.

Im nächsten Schritt muss ein passendes Simulationsmodell der Leistungselektronik entwickelt werden. Dazu werden die für die Emission wichtigsten Strompfade der Leistungselektronik identifiziert und in der Simulation modelliert. Ein vollständiges Modell der Leistungselektronik wäre für die Simulation zu komplex, somit müssen Vereinfachungen vorgenommen werden. In Bild 8 ist ein Modell eines relativ einfachen Strompfades für erste Simulationsversuche abgebildet. Die Emission der Leistungselektronik wird durch einige solcher Strompfade nachgebildet, wobei jeder Strompfad über einen Strom mit einem anderen Spektrum verfügt. Das Spektrum des Stromes wird aus Schaltungssimulationen (z.B. mit LT-Spice) der Leistungselektronik gewonnen. In die Quelle des Strompfades kann entweder ein Signal im Zeitbereich eingespeist werden oder es wird ein breitbandiges Signal verwendet, welches nach der Berechnung mit dem Spektrum des Stromes multipliziert wird.

Die Methodik der Modellierung der Emission der Leistungselektronik muss jedoch noch durch Vergleich mit entsprechenden Messungen validiert werden.



**Bild 8:** Vereinfachtes Modell eines Strompfades in der Simulationssoftware

## 6 Danksagung

Die dargestellten Arbeiten wurden im Rahmen des Projektes FPES2020 durchgeführt, welches aus Mitteln des Klima- und Energiefonds im Rahmen des Programms „ENERGY MISSION AUSTRIA“ gefördert wird.

## 7 Literatur

- [1] Lamedschwandner K, Garn H: „Der Einfluß von Gehäuseöffnungen auf die Schirmdämpfung von Geräten“, In: Schwab A. (Hrsg.), EMV '98, 6. Internationale Fachmesse und Kongreß für Elektromagnetische Verträglichkeit, 10. – 12. Februar 1998, Düsseldorf, Proceedings S. 447 – 456, VDE-Verlag, ISBN 3-8007-2324-7
- [2] Cecil S., Lamedschwandner K., Auinger B., Deutschmann B., Winkler G., Ritzberger G., Boxleitner P.; "Möglichkeiten und Grenzen der simulationstechnischen Bestimmung der Schirm Wirkung realer Geräte Gehäuse" Proc. of 15. EMV Fachtagung 2017, OVE Schriftenreihe Band 87, 26. -27. April 2017 Graz
- [3] Reiser P, Garbe H: „Messverfahren zur Wartung von geschirmten Gehäusen“, In: Schwab A. (Hrsg.), EMV 2002, 10. Internationale Fachmesse und Kongreß für Elektromagnetische Verträglichkeit, 9. – 11. April 2002, Düsseldorf, Proceedings S. 83 -92, VDE-Verlag, ISBN 3-8007-2684-X
- [4] Gnecco L.T.: „The design of Shielded Enclosures: Cost-Effective Methods to Prevent EMI“, Newnes by Butterworth-Heinemann, Hardcover, 224 pages, ISBN 0-1239-5862-8, first published Oct. 2000
- [5] Schlagenhauser F., He J., Fynn K.: „Computer Simulation and Experimental Validation of a metallic Enclosure with Slots“, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2002. IEEE, ISBN: 0-7803-7264-6
- [6] Military Standard Mil Std-285 “Method of Attenuation Measurement for Enclosures, electromagnetic Shielding, for electronic Test Purposes”, published 24 October 1997

---

# **EMV im Elektrofahrzeug**

---

# **Automatisierte Filteroptimierung für Hochvoltbordnetze basierend auf Schaltungssimulationen zur Störspannungsvorhersage**

Referent: M.Sc. Denis Müller, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik – Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart, denis.mueller@ieh.uni-stuttgart.de

Co-Autor: Dipl.-Ing. Michael Beltle, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik – Universität Stuttgart, Nielsenstrasse 18, 73760 Ostfildern, michael.beltle@ieh.uni-stuttgart.de

Co-Autor: Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik – Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart, stefan.tenbohlen@ieh.uni-stuttgart.de

## **1 Einleitung**

Der Einsatz von Wide Bandgap Leistungshalbleitern in Traktionsinvertoren für Elektrofahrzeuge bietet deutliche Vorteile hinsichtlich des benötigten Bauraums gegenüber konventionellen Silizium-Leistungshalbleitern. Diese neuen Halbleitersubstrate ermöglichen steilflankige Schaltvorgänge, hohe Sperrspannungen und hohe Taktraten, die jedoch ein erhöhtes Störpotential bieten. Deshalb muss die Dimensionierung der notwendigen Filter größer ausfallen, was den Bauraumvorteil wieder relativiert. Teilweise benötigen EMV-Filterbaugruppen bis zu 40% des gesamten Bauraums eines Inverters [1]. Gleichzeitig sollen durch den Wegfall der Kabelschirmung Gewicht und Kosten des Hochvoltbordnetzes gesenkt und dabei die Bordnetzspannung auf bis zu 800 V erhöht werden. Diese Mechanismen führen zu immer härteren Anforderungen an die Filterbaugruppen hinsichtlich Einfügedämpfung, Kosten und Gewicht. Ziel der Entwicklung ist es, einen möglichst kompakten und bauteileffizienten Filter zu konstruieren, der die erforderliche Einfügedämpfung zur Entstörung des Traktionsinverters aufweist. Um Schaltungssimulationen zur Optimierung eines Filters im Systemverbund anzuwenden, wird im Folgenden ein Optimierungsalgorithmus vorgestellt, der die leitungsgebundene Störspannung aus einer Simulation in die Optimierung einbezieht. Anhand dieser Simulation soll der Algorithmus eine optimierte Bauteileauswahl treffen, um die notwendige Filterwirkung zu erzielen, das System gleichzeitig jedoch nicht überzudimensionieren. Zum Abschluss wird an einem Anwendungsbeispiel ein Filter entworfen und mithilfe des vorgestellten Algorithmus optimiert, welches anschließend im System vermessen und somit die Eignung des Algorithmus bestätigt wird.

## **2 Ansatz der Störspannungssimulation zur Filteroptimierung**

Herkömmliche Filter werden häufig in einem iterativen Verfahren ausgelegt, bei welchem beispielsweise zur Gleichtaktunterdrückung die Kapazitäten  $C_y$  nach den maximal zulässigen Ableitströmen ausgelegt werden.

Stehen deren Werte fest, wird die Resonanzstelle von Gleichaktinduktivität und  $C_Y$  Kondensatoren so gewählt, dass die maximal benötigte Störunterdrückung gewährleistet wird [1], [2]. Nachteil dieser Auslegungsmethodik ist jedoch, dass die gewählte Kombination aus Kondensatoren und Gleichaktinduktivität nicht zwingend die effizienteste Lösung hinsichtlich des notwendigen Bauteilaufwands darstellt und das endgültige Filter erst nach mehreren Iterationen vorliegt. Aus diesem Grund wurden in der Vergangenheit einige Methoden zur automatischen Filteroptimierung mit Hilfe von Softwaretools vorgestellt, die darauf basieren, anhand von Messungen die Störspannung zu ermitteln und darauf aufbauend die nötigen Filter zu optimieren. Nachteil an diesem Verfahren ist, dass die Entwicklung des optimierten Filters erst in der Prototypenphase stattfinden kann, da Kenntnis über die ungefilterte Störaussendung notwendig ist. Zudem wird das Filter häufig in einer  $50\ \Omega$  Umgebung optimiert, was die Filterwirkung im realen Aufbau nicht zwangsläufig korrekt abbilden kann [2]. In [3] wird die Möglichkeit einer entwicklungsbegleitenden Schaltungssimulation zur Vorhersage der Störspannung an der Bordnetznachbildung vorgestellt. Mit einer solchen Schaltungssimulation ist eine parallele Entwicklung der Filter in der Entwurfsphase des Inverters möglich, was die Integration dieser Baugruppe in den Gesamtinverter erheblich vereinfachen kann. Durch Kombination mit einem passenden Optimierungsalgorithmus kann die minimal notwendige Filterbaugruppe vor der Musterphase ermittelt werden, was Iterationen und somit Kosten der Entwicklung einsparen kann.

Das in [3] erstellte Ersatzschaltbild für die Gleichaktstörung zeigt Abbildung 1. Das Ersatzschaltbild besteht aus den Gleichakt-Äquivalenten von Bordnetznachbildung (BNN) und Hochvolt-Leitungen (links), Inverter und Maschinennachbildung (rechts) und wird zusätzlich um den zu optimierenden Gleichaktfilter ergänzt, der aus den Gleichaktinduktivitäten ( $CMC_{1,2,3}$ ), Gleichaktkondensatoren ( $C_{Y1,Y2}$ ) und einem Dämpfungswiderstand  $R_1$  besteht. Dieses Gleichaktmodell ist in einer AC-Spicesimulation implementiert, als Gleichaktanregung dient eine Quelle  $U_{CM}$  deren Spannungsverlauf das Anregungsspektrum der Schalterspannungen abbildet. Dieses Spektrum lässt sich durch Messung der Schalterspannung beim Schaltvorgang und anschließende Fast Fourier Transformation (FFT) gewinnen. Solche Messungen liegen in der Regel weit vor der Erstellung des ersten Prototyps vor. Die entsprechenden Bauteilwerte wie parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten können durch Messungen am Versuchsaufbau nach CISPR25 Komponententest gewonnen werden und liegen ebenfalls zu einem frühen Zeitpunkt in der Entwicklung vor. Somit können mittels einer Schaltungssimulation vor der eigentlichen Prototypenphase die leitungsgebundenen Störungen abgeschätzt werden.

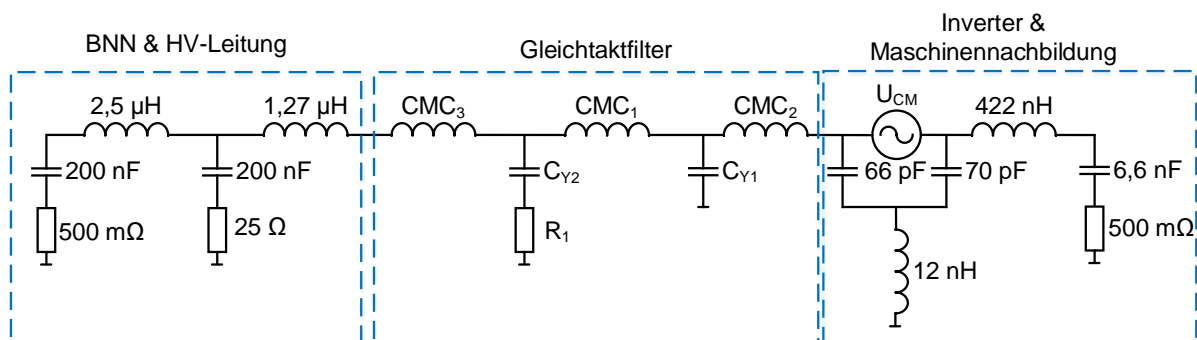


Abbildung 1: Gleichaktersatzschaltbild des Aufbaus mit integriertem Filter

Da anhand dieses Ersatzschaltbilds die Störspannung an der BNN mit ausreichender Genauigkeit simuliert werden kann [3], soll aufgezeigt werden, dass hiermit eine Filteroptimierung unter realitätsnahen Impedanz Bedingungen durchgeführt werden kann.

### **3 Entwicklung und Implementierung des Algorithmus**

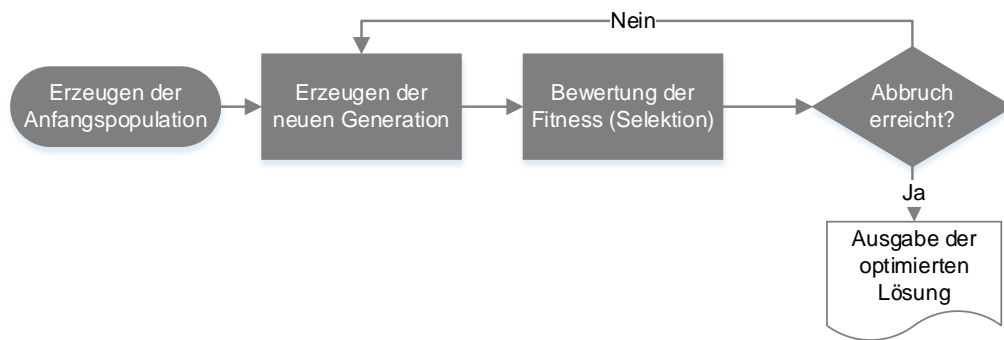
Kern des Algorithmus ist die Optimierung einer Zielfunktion, welche den Bauteil Aufwand gewichtet und die reduzierte Störspannung an der Bordnetznachbildung einbezieht. Für diese Aufgabe eignen sich evolutionäre Suchverfahren wie genetische Algorithmen bzw. Partikelschwarmoptimierung [4]. Um die Störspannungssimulation effizient mit in die Optimierung einbeziehen zu können muss eine Schnittstelle im Algorithmus zu eben dieser Simulation implementiert werden. Die notwendigen Anpassungen an vorgefertigten Algorithmen wären derart groß, dass sich die vollständige Implementierung eines eigenen Algorithmus angeboten hat. Aufgrund guter Konvergenzeigenschaften wird ein Differential – Evolution Algorithmus, eine Unterart der genetischen Algorithmen, zur Problemlösung gewählt [5].

#### **3.1 Differential - Evolution Algorithmus**

Der Differential - Evolution Algorithmus basiert im Allgemeinen auf dem Prinzip der Evolution. Im Ablaufdiagramm in Abbildung 2 ist der Optimierungsablauf schematisch dargestellt. Zu Beginn wird eine beliebige Anfangspopulation an Individuen, die sogenannte Elternpopulation, die mögliche Lösungsvektoren darstellen, aus einem vorher definierten Lösungsraum erzeugt und anschließend einem Rekombinationsschritt unterzogen. Einen Lösungsvektor könnte beispielsweise eine Kombination aus Filterbauelementen darstellen. Dabei werden die einzelnen Werte der Lösungsvektoren nach einer definierten Rekombinationsformel manipuliert und damit neue Lösungsvektoren, die sogenannte Kindpopulation, erzeugt. Das zu optimierende Problem wird durch eine Funktion abgebildet, anhand derer die Funktionswerte der einzelnen Individuen, die sogenannte Fitness, errechnet werden kann. Als Selektionsschritt werden Eltern- und Kindpopulation nach ihrer Fitness geordnet aufgelistet und ein bestimmter Anteil an Lösungskandidaten mit der schlechtesten Fitness, d.h. dem größten Funktionswert, gelöscht.

Die verbleibende Population wird anschließend wieder der Rekombination zugeführt und das Verfahren erneut durchlaufen. Mit jedem Durchlauf erhöht sich damit die Fitness der Gesamtpopulation, womit sich die Lösungsvektoren an ein Optimum annähern. Anhand eines definierten Abbruchkriteriums kann die Genauigkeit der Optimierung bestimmt werden. Das Resultat dieses Verfahrens stellt ein lokales Optimum der definierten Fitnessfunktion dar.





**Abbildung 2: Flussdiagramm des Differential - Evolution Algorithmus**

### 3.2 Implementierung

Um den Aufbau des entwickelten Algorithmus zu verstehen, ist die Kenntnis der Fitnessbewertung der Individuen nötig. Ein Individuum ist in diesem Fall eine Kombination von Bauteilwerten aus einer vorgegebenen Filtertopologie, die einem möglichen Filter als Lösungskandidat entsprechen. Die Fitnessbewertung erfolgt, aufgrund der Bewertung der Störspannungssimulation, zweistufig. Damit ein möglicher Grenzwert der Störspannung eingehalten werden kann, wird jedes erzeugte Individuum der Schaltungssimulation aus Kapitel 2 zugeführt und die simulierte Störspannung für die erste Bewertungsstufe herangezogen. Zur Bewertung wird ein Grenzwert definiert, welchen das Simulationsergebnis einhalten muss. Wird dieser überschritten, so wird das Individuum verworfen, andernfalls ist die Eignung gegeben. Im zweiten Schritt folgt die eigentliche Optimierung der Kosten, des Bauraums oder des Gewichts, bei der die Bewertung der Individuen anhand der Fitnessfunktion (3.1) erfolgt. Diese gewichtet die zu variierenden Parameter des Filters mit bestimmten Faktoren  $K$ , die beispielsweise den Zusammenhang von Bauraum oder Kosten in Abhängigkeit des Bauteilwerts abbilden. Parameter sind die Querschnittsfläche  $A$  und die mittlere Feldlinienlänge  $l$  der Gleichtaktdrossel, die Kapazität  $C$  der  $Y$  – Kondensatoren und deren Dämpfungswiderstand  $R$ . Werden diese Faktoren hinreichend genau ermittelt, kann der Fitnesswert direkt den Bauraum bzw. die Kosten des Filters wiedergeben [2]. Im Algorithmus erfolgt die Berechnung der Fitness im Selektionsschritt.

$$Fitness = K_1 \cdot A_{CMC} + K_2 \cdot l_{CMC} + K_3 \cdot C + K_4 \cdot R \quad (3.1)$$

Abbildung 3 zeigt das um die Schnittstellen erweiterte Ablaufdiagramm. Nach der Erzeugung der Anfangspopulation wird mit Hilfe der Simulation ermittelt, ob die Elternpopulation den Grenzwert einhalten kann. Ist dies nicht der Fall werden die Individuen, die eine Grenzwertverletzung aufweisen, gelöscht. Dies geschieht so lange, bis eine festgelegte Anzahl an Individuen ohne Grenzwertverletzung gefunden ist und die Rekombinationsphase beginnen kann.

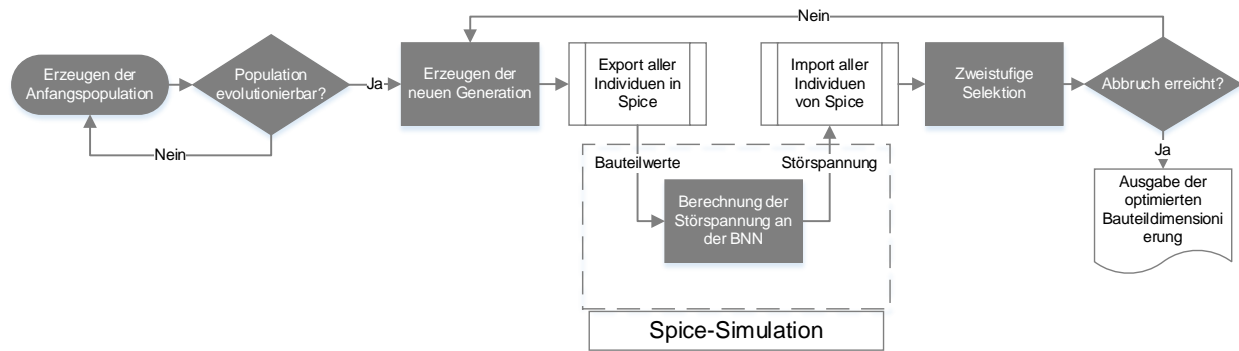


Abbildung 3: Flussdiagramm des Algorithmus

Die Rekombination erfolgt nach Formel (3.2), wobei  $v$  den Kindvektor,  $x$  die Elternvektoren und  $F$  den Rekombinationsfaktor darstellen. Da die Individuen stets nach ihrer Fitness sortiert aufgelistet werden, stellt  $j$  den Listenplatz des jeweiligen Vektors dar. Die implementierte Rekombinationsformel nennt sich „DE/best/1/bin“ [6]. Zur Bildung eines Kindvektors wird die Differenz zweier aufeinander folgender, beliebiger Vektoren mit dem Rekombinationsfaktor gewichtet und auf das fitteste Individuum addiert. Nach der Rekombinationsformel wird eine Kindpopulation erzeugt, deren Anzahl an Individuen der Elternpopulation entspricht.

$$v_i = x_{best} + F(x_{j+1} - x_{j+2}) \quad (3.2)$$

Alle Individuen der Eltern-, als auch der Kindvektoren werden im ersten Schritt der zweistufigen Selektion anhand der Spice-Simulation auf Einhaltung des Grenzwerts geprüft. Individuen, die den Grenzwert überschreiten, werden verworfen.

Anschließend erfolgt die Selektion der verbliebenen Individuen. Dabei werden so lange die schlechtesten Individuen gelöscht, bis die verbleibende Population die Größe der ursprünglichen Elternpopulation hat. Da die selektierte Population sowohl Eltern- als auch Kindvektoren enthält, verbessert sich die Fitness der Gesamtpopulation mit jeder Iteration stetig, bzw. stagniert für den Fall einer sehr schlechten Kindpopulation. Im Anschluss an den Selektionsschritt erfolgt die Prüfung des Abbruchkriteriums nach Formel (3.3). Als Abbruchkriterium wird das Maximum der Differenzen einzelner Lösungen der selektierten Population herangezogen, wobei  $y$  für den Fitnesswert eines einzelnen Individuums steht. Die Bedingung für das Abbruchkriterium muss je nach Optimierungsproblem angepasst werden.

$$\max (y_i - y_{i+1}) < 0,01 \quad (3.3)$$

## 4 Aufbau des Filters

Als Topologie wird ein  $\pi$ -Filter fünfter Ordnung gewählt, welches in die Schaltungssimulation integriert ist. Das einphasige Ersatzschaltbild der Anordnung zeigt Abbildung 3. Das Modell der Gleichtaktdrosseln ( $CMC_{1,2,3}$ ) wird durch die wirksame Querschnittsfläche  $A_{CMC}$ , die mittlere Feldlinienlänge  $l_{CMC}$  im Kern und die Windungszahl  $n_{CMC}$  beschrieben. Als Ableitkondensatoren fungieren die Kapazitäten  $C_{Y1}$  und  $C_{Y2}$ , wobei  $C_{Y2}$  gedämpft wird um Resonanzen im Filter zu vermeiden. Eine Dämpfung von  $C_{Y1}$  hat sich im betrachteten Frequenzbereich als nicht notwendig herausgestellt. Die maximal zulässige Kapazität von 300 nF, begrenzt durch den zulässigen Ableitstrom der Kondensatoren, wird in den Randbedingungen des Algorithmus berücksichtigt. Die Randbedingungen der Gleichtaktdrossel bilden handelsüblichen Abmaße, sowie eine maximale Windungszahl von  $n_{CMC} = 2$ . Die im Hochvoltbordnetz üblichen Ströme lassen größere Windungszahlen nicht zu, zumal die Wicklungskapazitäten bei höheren Windungszahlen die Effektivität der Gleichtaktdrossel begrenzen würden.

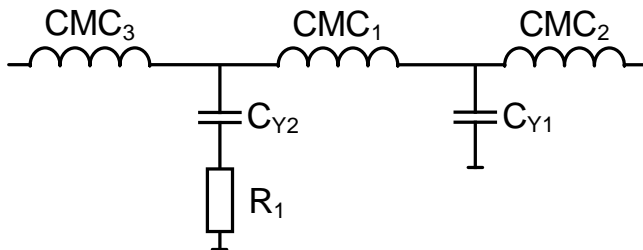


Abbildung 4: Topologie des Filters als einphasiges Ersatzschaltbild

Tabelle 1: Optimierte Bauteilwerte

$A_{CMC1}$	1,52 cm <sup>2</sup>	$A_{CMC3}$	0,45 cm <sup>2</sup>
$l_{CMC1}$	7,8 cm	$l_{CMC3}$	6,4 cm
$n_{CMC1}$	2	$n_{CMC3}$	2
$A_{CMC2}$	0,38 cm <sup>2</sup>	$C_{Y1}$	160 nF
$l_{CMC2}$	7,8 cm	$C_{Y2}$	10 nF
$n_{CMC2}$	1	$R_1$	700 k $\Omega$

Um das Ergebnis hinsichtlich lokaler Optima abzusichern, werden mehrere Optimierungsdurchläufe durchgeführt. Dabei stellen sich die Bauteilwerte von  $C_{Y2}$  und  $R_1$  aufgrund großer Streuung als nicht ausschlaggebend für das Ergebnis heraus. Für die restlichen Filterelemente lässt sich jedoch ein lokales Optimum innerhalb des Suchraums finden. Die Ergebnisse zeigt Tabelle 1. Dabei wird der Hauptanteil der zulässigen Kapazität auf  $C_{Y2}$  verteilt. Die effektive Serieninduktivität (ESL) der Kondensatoren wird mittels einer Impedanzanalysatormessung ermittelt. Dabei ergibt sich ein ESL von 2,5 nH bei der verwendeten Baugröße.

Der Aufbau des Filters erfolgt auf einer einlagigen Leiterkarte. Abbildung 5 zeigt das fertig aufgebaute Filter. Für die Gleichtaktdrosseln werden nanokristalline Ringbandkerne als Kernmaterial verwendet. Um die Resultate der Optimierung zu verifizieren, wird eine Vergleichsmessung der leitungsgebundenen Störspannung am Komponentenaufbau nach CISPR25 im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz durchgeführt.

Abbildung 6 zeigt den Vergleich zwischen Messung und Simulation der Störspannung an der BNN. Im ungefilterten Betrieb liegt die Messung bis zu 40 dB oberhalb des Grenzwerts. Zur Filterauslegung stellt sich die Resonanzstelle der Simulation zwischen 2 MHz und 3 MHz als kritischer Punkt für Grenzwertüberschreitungen heraus. Der Vergleich von Simulation und Messung zeigt, dass diese Resonanzstelle in diesem Ausmaß im Komponentenaufbau nicht ausgeprägt ist. Mit Hilfe der Simulation lässt sich dieses Maximum auf eine Resonanz zwischen der Kapazität der Maschinennachbildung und deren Anschlusskabel zurückführen. Die Abweichung zwischen Simulation und Messung ab 7 MHz lässt sich auf das Frequenzverhalten des Kernmaterials der Gleichtaktrosseln zurückführen. Deren Permeabilität nimmt mit der Frequenz stärker ab, als es das Simulationsmodell abbildet.

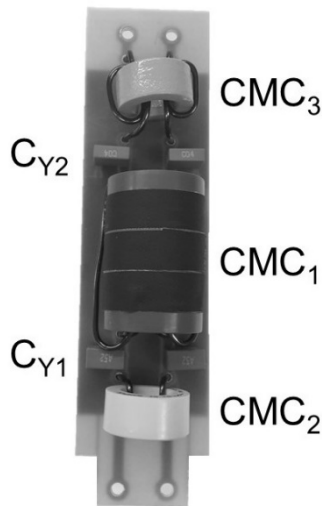


Abbildung 5: Entworfenes Filter

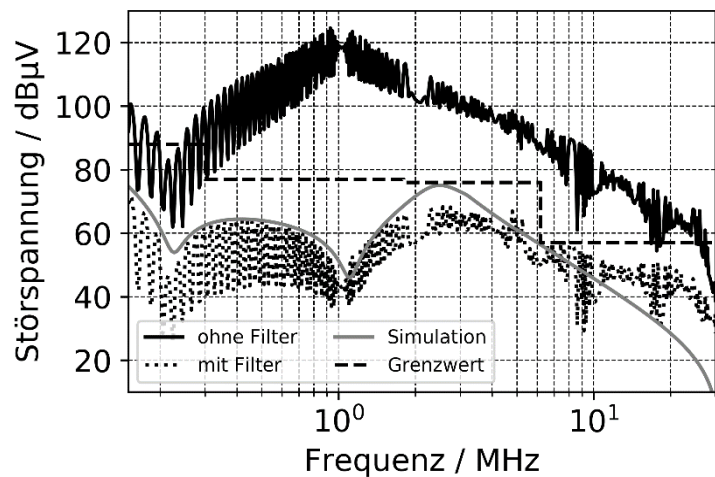


Abbildung 6: Vergleich der Störspannung an der BNN zwischen Simulation und Messung

Der Versuch zeigt, dass sich auch mit einem stark vereinfachten Modell in kurzer Zeit ein gutes Filter realisieren lässt. Somit wird eine frühe Abschätzung des notwendigen Filteraufwands ermöglicht, was die Integration in den Inverter erheblich vereinfacht und frühzeitig potentielle Probleme vermeidet. Die ermittelte Gesamtkapazität  $C_{Y,Filter} = 170 \text{ nF}$  zeigt, dass die konventionelle Auslegung des Filters mit maximaler Y-Kapazität  $C_{max} = 300 \text{ nF}$  zu einer Überdimensionierung geführt hätte.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen der vorliegenden Untersuchung konnte ein Optimierungsalgorithmus entwickelt werden, welcher die automatisierte Filterauslegung anhand einer einfachen Schaltungssimulation ermöglicht. Dabei können mögliche Grenzwerte und Bauteillimitierungen berücksichtigt und, je nach Komplexität der zugrundeliegenden Optimierungsfunktion, Kosten, Bauraum oder Gewicht optimiert werden. Bei Messungen im realen Aufbau hat das optimierte Filter eine gute Dämpfung erreicht, die Ausreichend ist um den gegebenen Grenzwert einzuhalten. Die Abweichung zur Messung konnte auf Ungenauigkeiten im Simulationsmodell zurückgeführt werden. Hierzu bieten sich genauere Untersuchungen der verwendeten Gleichtaktrosselmodelle an.

Bisher berücksichtigt das Simulationsmodell nur die Gleichtaktstörung weshalb der Algorithmus um ein Simulationsmodell zur Berücksichtigung der Gegentaktstörung erweitert werden muss, was es ermöglichen soll, den gesamten Filteraufwand zur Entstörung des Inverters abschätzen zu können.

## 6 Literaturangaben

- [1] J.L. Schanen, A. Baraston, M. Delhommais, P. Zanchetta, „Sizing of Power Electronics EMC Filter Using Design by Optimization Methodology“, 7<sup>th</sup> Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2016), Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, pp. 279 – 284
- [2] G. Ala, G.C. Giaconia, G. Giglia, M.C. Di Piazza, M. Luna, G. Vitale, P. Zanchetta, „Computer Aided Optimal Design of High Power Density EMI Filters“, IEEE 16<sup>th</sup> International Conference on Environmental and Electrical Engineering (EEEIC), Florence, Italy, 2016
- [3] P. Hillenbrand, C. Keller, K. Spanos, S. Tenbohlen, „Understanding Conducted Emissions from an Automotive Inverter Using a Common-Mode Model“, IEEE and EMC Europe Joint Conference, Dresden, 2015
- [4] S. Singh, B. Singh: Optimized Passive Filter Design Using Modified Particle Swarm Optimization Algorithm for a 12-Pulse Converter-Fed LCI-Synchronous Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No.4, July/August 2014, pp. 2681-2689
- [5] R. Storn, K. Price, „Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces“, Journal of Global Optimization, 1996
- [6] Aswani, V.V.Praveen & S.Thangavelu, “Performance Analysis of Variants of Differential Evolution on Multi-Objective Optimization Problems”, Indian Journal of Science and Technology, 2015

# Gegenüberstellung leitungsgeführter Störeffekte im HV-Bordnetz für verschiedene Mehrfachantriebstopologien

Dipl.-Ing. Dipl.-Inf. Simon Niedzwiedz, TU Dortmund  
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund

## 1 Einleitung

In den nächsten Jahren wird das Angebot an batterie- und hybridelektrischen Fahrzeugen deutlich vielfältiger werden. Es wird nicht nur die Anzahl der verschiedenen Fahrzeugmodelle sondern auch die Komplexität der Hochvolt-Bordnetze zunehmen. So werden nicht nur immer mehr Komponenten für eine Integration in das HV-Bordnetz ertüchtigt, auch die Varianz an Antriebstopologien wird wachsen. Dabei werden diese nicht nur die klassischen Verbrennerarchitekturen abbilden, sondern es werden auch neue Antriebstopologien umgesetzt werden. So bedürfen (hybrid-)elektrische Allradfahrzeuge nicht mehr einer aufwändigen mechanischen Leistungsverzweigung mittels Verteiler- und Achsgetrieben, sondern jede Achse oder jedes Rad können unabhängig angetrieben werden. Diese Entwicklung wird dann absehbar nicht auf das PKW-Segment beschränkt bleiben, sondern auch im Nutzfahrzeug- oder LKW-Segment Optimierungen ermöglichen, zum Beispiel den Einsatz angetriebener Lenkachsen.

Allerdings bedeutet diese Entwicklung, dass nicht nur die generelle Komplexität des HV-Bordnetzes, sondern vor allem die Wechselwirkungen der einzelnen HV-Komponenten miteinander deutlich zunehmen. Insbesondere Letzteres wird auch die EMV vor neue Herausforderungen stellen, unter anderem wegen der ausgedehnten Leitungssysteme und der hohen Leistungen, die im HV-Bordnetz transportiert werden müssen. Aber zugleich eröffnet dies auch neue Möglichkeiten bei der Systementstörung, beispielsweise durch eine geschickte Komposition der Topologien und der Betriebsstrategien verschiedener HV-Komponenten.

Eine Voraussetzung für die allgemeine Auslegung einer geeigneten EMV-Strategie oder die gezielte EMV-Optimierung derartiger Hochvolt-Bordnetze wird aber die frühzeitige Analyse der zusätzlichen Einflussgrößen und Wechselwirkungen sein.

### 1.1 Basistopologie – HV-Bordnetz mit einem elektrischem Antriebsstrang

Die grundsätzliche Topologie des HV-Bordnetzes von Hybrid- und Elektrofahrzeugen (xEV) lässt sich wie in Abbildung 1 darstellen. Dabei wird, wie in den meisten heutigen Elektrofahrzeugen, lediglich ein elektrischer Traktionsantrieb eingesetzt, bestehend aus dem Traktionspulswechselrichter (PWR) und der mit drei HVAC-Phasenleitungen angeschlossenen elektrischen Maschine. Zusätzlich sind im HVDC-Bordnetz das Onboard-Ladegerät, der DC/DC-Wandler als Koppelstelle zum LV-Bordnetz und eine stetig wachsende Anzahl verschiedener HV-Nebenaggregate angeschlossen. Der Verzweigungspunkt zu den Nebenaggregaten ist hier willkürlich direkt vor den PWR gelegt. Dabei ist den meisten Komponenten im HV-Bordnetz gemein, dass sie mit einer pulsformigen Betriebsweise arbeiten. Somit besteht das HV-Bordnetz aus EMV-Sicht grundsätzlich aus einer Vielzahl von Störquellen mit hauptsächlich transientem Störemissionscharakter, welche sich alle zu einem Gesamtstörprofil überlagern.

Dominiert wird dieses Gesamtstörprofil allerdings sehr deutlich von den Störemissionen des elektrischen Antriebsstrangs, insbesondere im unteren Frequenzbereich. Daraus folgt, dass in Elektrofahrzeugen mit neuen Antriebstopologien, welche zukünftig zwei, vier oder noch mehr elektrische Antriebe enthalten werden, dieser dominierende Störungsanteil in seiner Komposition deutlich komplexer werden wird. Daher wird sich dieser Beitrag auch auf die Betrachtung der Störemissionen der Antriebe beschränken. Die leitungsgeführten Emissionen der Nebenaggregate lassen sich für die Gesamtsystemanalyse durch entsprechende Überlagerung im Frequenzbereich mit einbeziehen.

Bei der in Abbildung 1 gezeigten Basistopologie mit nur einem elektrischen Antrieb ist es unerheblich, ob der Einsatz als Front- oder Heckantrieb erfolgt. Das grundsätzliche Auftreten von Spannungsrrippeln auf dem HV-Bordnetz eines solchen Antriebsstrangs wurde in [1] diskutiert.

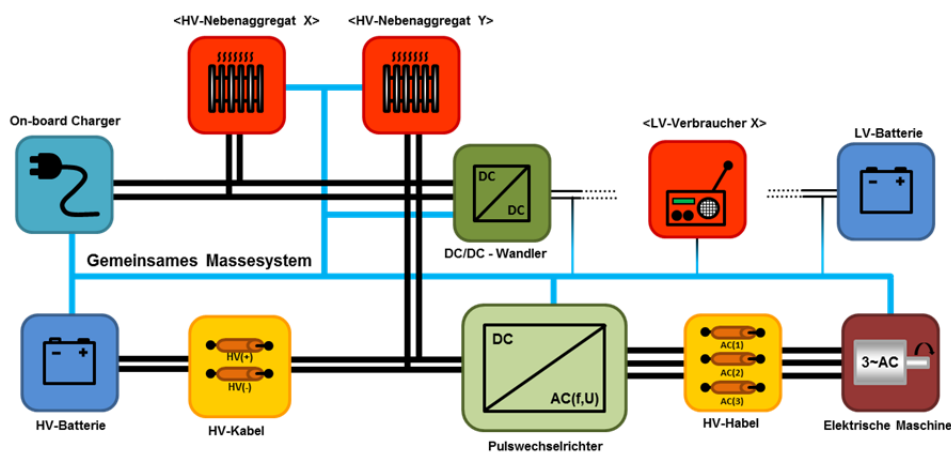


Abbildung 1: Allgemeines HV-Bordnetzes von xEV mit einem E-Antrieb (Topologie T0)

## 2 HV-Bordnetz für Mehrfachantriebstopologien

Ausgehend von dieser Basistopologie lassen sich nun weitere Antriebstopologien mit mehreren elektrischen Antriebssträngen ableiten. Für die schematische Struktur genügt es dabei, bildlich wie physikalisch, wenn die weiteren elektrischen Antriebsstränge an einem gemeinsamen Knotenpunkt parallel ergänzt werden.

Als Mehrfachantriebstopologien werden in diesem Beitrag drei verschiedene Antriebskonzepte gegenübergestellt. Das erste Konzept (Topologie T1) ist dabei traktionselektrisch ebenfalls ein Einachs Antrieb. Allerdings werden beide Antriebsräder über eine jeweils eigene elektrische Maschine angetrieben. Ob die Antriebe dabei in der Achsmitte sitzen oder es sich direkt um Radnabenantriebe handelt, ist für leitungsgeführte Störanalysen nicht von Bedeutung. Im Prinzip kann diese elektrische angetriebene Lenkachse natürlich auch mit einer verbrennungsmotorgetriebenen Hinterachse zu einem Hybrid-Allrad kombiniert werden – vgl. BMW i8.

Bei dem zweiten betrachteten Antriebskonzept werden ebenfalls zwei E-Maschinen eingesetzt, allerdings eine pro Fahrzeugachse (Topologie T2). Somit handelt es sich hierbei um ein rein elektrisches Allrad-Fahrzeug ohne Längsverteilungseinheit. Beide Antriebskonzepte mit zwei E-Maschinen können prinzipiell über dasselbe elektrische Bordnetzschema abgebildet werden (Abbildung 2). Allerdings ermöglichen die beiden Topologien völlig unterschiedliche Betriebsmodi und Leistungsaufteilungen. So ist es insbesondere bei Straßenallradfahrzeugen oft so, dass an der Hinterachse mehr Leistung zur Verfügung steht.



Die dritte Mehrfachantriebskonzept (Topologie T3) ist konsequenterweise eine elektrische Allradtopologie mit Einzelradantrieben (Abbildung 3).

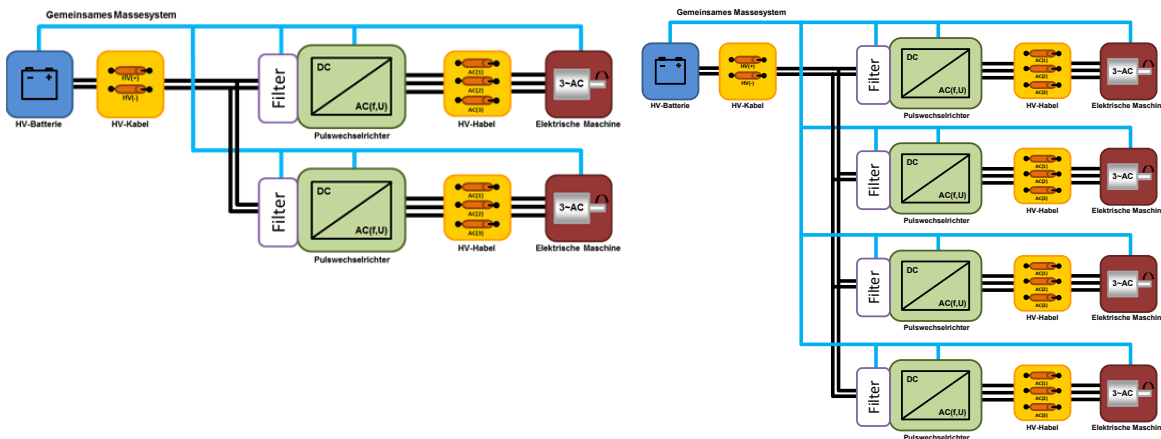


Abbildung 2: Traktionsbordnetz mit zwei E-Maschinen    Abbildung 3: Traktionsbordnetz bei Einzelradantrieb

Als Messstelle für die Emissionen des HVDC-Bordnetz wird dabei, analog zur Definition in [2] für Komponentennmessungen, die Ebene zwischen den HVDC-Kabeln und dem Verteilerknoten gewählt.

## 2.1 Störgrößen im HV-Bordnetz

In diesem Beitrag sollen hauptsächlich die Auswirkungen von Mehrfachantriebstopologien auf den DM-Spannungsrippel  $V_{DC,DM}$  betrachtet werden. Dieser Spannungsrippel wird grundsätzlich von vielen verschiedenen Systemparametern beeinflusst (Gleichung (1)), welche als Stellgrößen bei der Systemauslegung berücksichtigt werden müssen [3] [4] [5]. Für einen fertig entwickelten Antriebsstrang reduzieren sich die freien Einflussgrößen dann auf die verbleibenden dynamischen Stellgrößen – Sollfrequenz  $f_{ref}$ , Sollspannung  $V_{ref}$  und Lastwinkel  $\varphi$ . Diese Stellgrößen des elektrischen Systems sind direkt abhängig von den fahrdynamischen mechanischen Führungsgrößen Drehzahl  $n_{EM}$  und Drehmoment  $M_{EM}$  (Gleichung (2)).

$$V_{DC,DM} = f(f_{PWM}, f_{ref}, V_{ref}, \varphi, Z_{C_{DC}}, Z_{EM}) \quad (1)$$

$$V_{DC,DM} = f(f_{ref}, V_{ref}, \varphi) = f(n_{EM}, M_{EM}) \quad (2)$$

Genau diese beiden Führungsgrößen, insbesondere aber das Drehmoment  $M_{EM}$  sind die beiden Systemgrößen, die bei einem Übergang von einer Einzelantriebstopologie auf eine Mehrfachantriebstopologie stark betroffen sind und zugleich Gestaltungsgrößen bei der Topologieauslegung sind. Daher wird kurz auf die generelle Auswirkung dieser beiden Führungsgrößen eingegangen.

In Abbildung 4 ist der Spannungsrippel  $V_{DC,DM}$  für dieselbe Drehzahl ( $n = 3000$  rpm) bei verschiedenen Drehmomenten dargestellt. Der Spannungsrippel  $V_{DC,DM}$  nimmt mit der Reduzierung des Drehmoments erwartungsgemäß annähernd proportional ab. Die Abnahme des Spannungsrippels ist dabei sogar leicht stärker als die Reduktion des Drehmoments. Diese Zusammenhänge lassen sich physikalisch leicht nachvollziehen, wenn man die zugehörigen Zeigerortskurven für die konstant gehaltene Polradspannung  $V_p$  und Sollspannung  $V_{ref}$  konstruiert [6].



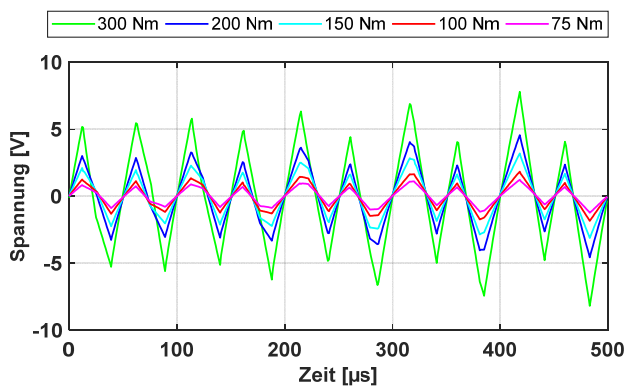


Abbildung 4: Spannungsrippel  $V_{DM}$  für verschiedene Drehmomente bei gleicher Drehzahl

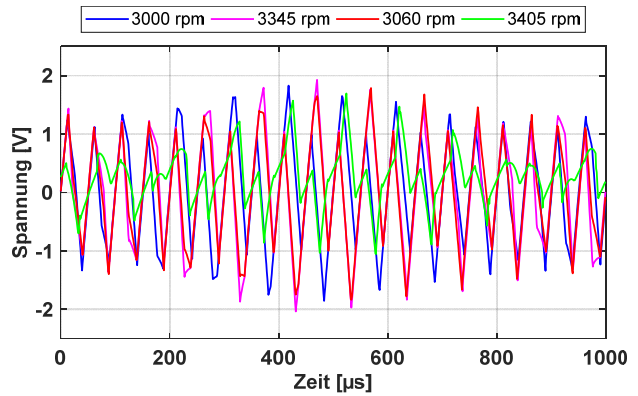


Abbildung 5: Spannungsrippel  $V_{DM}$  für verschiedene Drehzahlen bei gleichem Drehmoment

Bei dem Vergleich verschiedener Drehzahlen bzw. Sollfrequenzen ist die Systematik deutlich komplizierter. Da sich durch die geänderte Drehzahl  $n_{EM}$  die Polradspannung  $V_P$  direkt proportional ändert, muss die Sollspannung  $V_{ref}$  eigentlich entsprechend mitgeregelt werden, weil sich sonst durch die starke Verschiebung des Wirk-Blind-Leistungsverhältnisses eine starke Verzerrung ergibt. Allerdings führt diese Nachregelung wiederum zu einer Verzerrung in der Vergleichbarkeit. Aus diesem Grund und da bei realen Fahrbelastungen die Raddrehzahlunterschiede eines Arbeitspunkts auf ein relativ schmales Delta begrenzt sind, ist es sinnvoll, die Vergleiche vor allem für die entsprechenden Arbeitspunktgruppen zu ziehen. Dabei zeigt sich (Abbildung 5, Abbildung 6), dass innerhalb einer Arbeitspunktgruppe die Hüllkurven der Spannungsrippel nur eine geringe Erhöhung aufweisen, die der Drehzahlsteigerung und damit dem mechanischen Leistungszuwachs folgt.

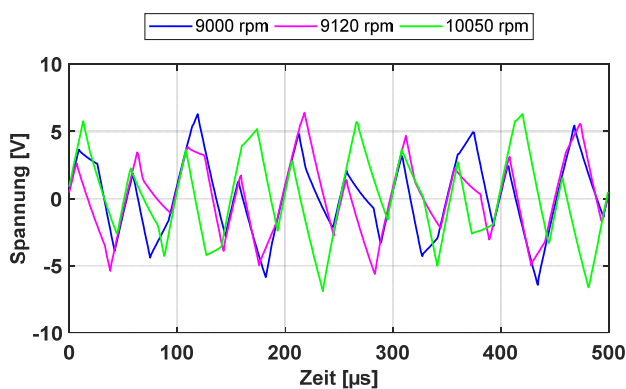


Abbildung 6: Spannungsrippel  $V_{DM}$  für verschiedene Drehzahlen bei gleichem Drehmoment

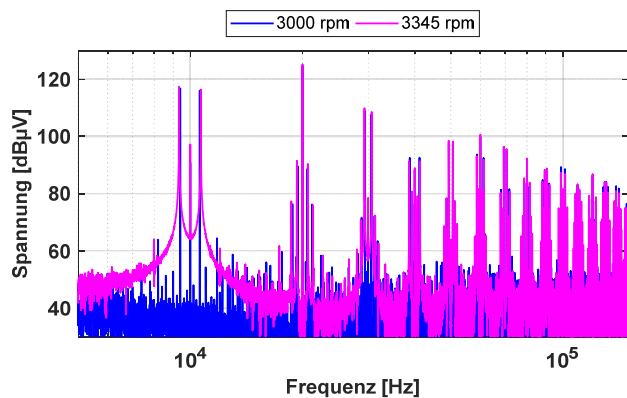


Abbildung 7: Amplitudenspektrum Spannungsrippel  $V_{DM}$  für verschiedene Sollfrequenzen

Der Vollständigkeit halber sei kurz auf die CM-Störspannungen eingegangen. Durch die Schaltvorgänge des dreiphasigen PWR entsteht auf der HVAC-Seite eine treppenförmige Störspannung  $V_{AC,CM}$  mit vier Stufen zwischen dem Sternpunkt und der Referenzmasse (Gleichung (3)) [7].

Aus dieser HVAC-seitigen CM-Störspannung, gedämpft über die Filter und parasitären Kapazitäten, ergibt sich zusammen mit dem DM-Spannungsrippel  $V_{DC,DM}$  die CM-Störspannung  $V_{DC,CM}$  im HVDC-Bordnetz (Gleichung (4)) [1]. Somit haben alle Auswirkungen auf den DM-Rippel auch einen gewissen Einfluss auf den CM-Rippel.

$$V_{AC,CM} = \frac{1}{3} \cdot (V_{U0} + V_{V0} + V_{W0}) \quad (3)$$

$$V_{DC,CM\pm} = \alpha_{\pm} \cdot V_{DC,DM} + \frac{1}{\gamma} \cdot (-V_{AC,CM}) \quad (4)$$

### 3 Analyse leitungsgeführter Störemissionen

Für alle drei Mehrfachantriebskonzepte werden die niederfrequenten (5 kHz – 150 kHz) Spannungsrippel der DM-Spannungen im HVDC-Bordnetz  $V_{DC,DM}$  analysiert und gegenübergestellt.

Betrachtet werden die Spannungsrippel bei idealer Geradeausfahrt (Gleichlauf) und bei Kurvendurchfahrt. Um eine bessere Vergleichbarkeit der verschiedenen Topologien zu erreichen, werden die einzelnen Antriebssysteme (PWR, Filter, E-Maschine) technisch gleich belassen und keine topologiespezifischen Optimierungspotentiale gehoben. Ebenso werden die Leitungslängen als gleich angenommen.

#### 3.1 Allrad-Antrieb mit einer E-Maschine pro Achse (Topologie T2)

Für die Topologie mit jeweils einer E-Maschine pro Fahrzeugachse sind die Betriebsfälle Geradeausfahrt und Kurvendurchfahrt als gleich zu betrachten. Drehzahlunterschiede innerhalb einer Achse haben keine Auswirkungen auf die Maschinendrehzahlen, da die Raddrehzahlunterschiede über ein Achsdifferential ausgeglichen werden. Der geringfügige Drehzahlunterschied zwischen Vorderachse und Hinterachse [8] [9] bei PKW ( $\Delta_n \approx 2\%$ ) kann hier vernachlässigt werden. Trotzdem werden hier zwei Leistungskonfigurationen gegenübergestellt. Abbildung 8 zeigt den Spannungsrippel bei einer symmetrischen Drehmomentaufteilung zwischen Vorderachse und Hinterachse.

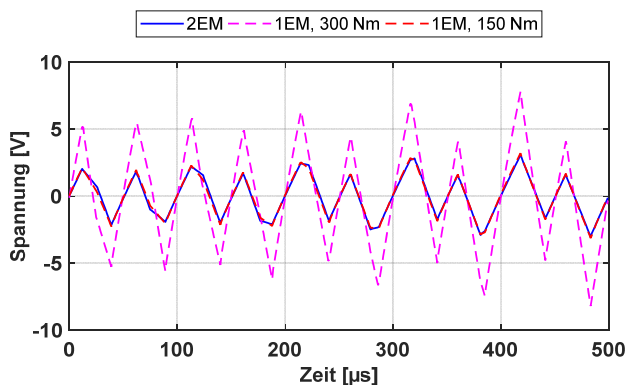


Abbildung 8: Spannungsrippel  $V_{DM}$  für symmetrische Drehmomentverteilung (50:50)

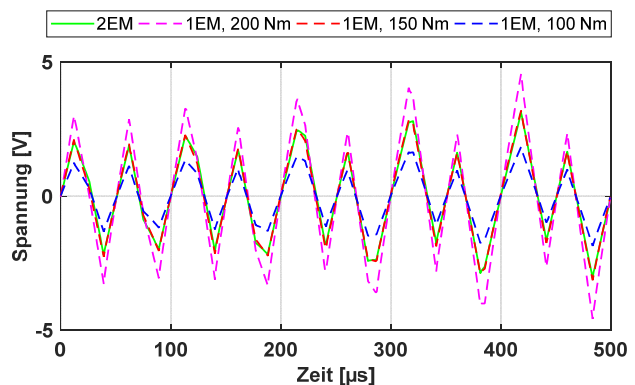


Abbildung 9: Spannungsrippel  $V_{DM}$  für asymmetrische Drehmomentverteilung (33:66)

In Abbildung 9 beträgt die Drehmomentaufteilung 33:66 zugunsten der Hinterachse. Die Gesamtleistung der Betriebspunkte ist in beiden Fällen dieselbe ( $P_{mech} = 94,25 \text{ kW}$ ). Für den Fall der symmetrischen Leistungsaufteilung zeigt sich, dass der Rippel von  $V_{DC,DM}$  sich auf das Niveau absenkt, welche eine einzelne E-Maschine bei halber mechanischer Leistung hat. Dieses Verhalten konnte quasi erwartet werden. Bemerkenswert ist allerdings, dass der Spannungsrippel von  $V_{DC,DM}$  bei asymmetrischer Leistungsaufteilung ebenfalls das gleiche Niveau einnimmt. Vor dem Hintergrund von Gleichung (1) und der Tatsache, dass die physikalischen Systemparameter sowie die Sollfrequenz  $f_{ref}$ , und die mechanische Gesamtleistung  $P_{mech}$  unverändert bleiben, ist dieses Phänomen wiederum gut nachvollziehbar. Zumal hier sowohl die Sollfrequenz  $f_{ref}$  als auch die Sollspannung  $V_{ref}$  gleich gehalten sind, ergeben sich auch keine

Unterschiede bei den Schaltzeitpunkten der beiden PWR; was bei einer Betrachtung der hier nicht gezeigten CM-Spannungen eindeutig erkennbar ist. Dementsprechend kann hier auch auf eine Vergleichsdarstellung der Amplitudenspektren verzichtet werden.

Aus den Betrachtungen zu dieser Topologie lässt sich daher ableiten, dass die Aufteilung der Gesamtsystemleistung grundsätzlich erst einmal dazu führt, dass die DM-Spannungsrippel im HVDC-Bordnetz auf ein Niveau reduziert werden, wie bei einer E-Maschine mit analoger Einzelleistung. Die Leistungsaufteilung zwischen den Maschinen spielt dabei eine untergeordnete Rolle.

Dieses Verhalten kann entsprechend genutzt werden, um zum Beispiel die Größe der Zwischenkreise reduzierend zu optimieren. Eine Optimierung der Cy-Kondensatoren kann dabei nicht analog erfolgen, da das bestehende Verhältnis der Cy-Systemkapazitäten und damit der Faktor  $\gamma$  (Gleichung (4)) erhalten bleibt.

### 3.2 Front-Antrieb mit zwei E-Maschinen (Topologie T1)

Bei der Antriebstopologie mit zwei E-Maschinen auf der Lenkachse verhält sich der Betriebsfall der Geradeausfahrt analog zu Abschnitt 3.1 bei symmetrischer Drehmomentaufteilung. Für den Betriebsfall der Kurvendurchfahrt wird aus Gründen der besseren Vergleichbarkeit das Drehmoment der Räder gleichgehalten; es wird auf ein Torque Vectoring verzichtet. Die mechanische Gesamtleistung des Arbeitspunkts beträgt wieder  $P_{mech} = 94,25$  kW. Abbildung 10 zeigt den Spannungsrippel  $V_{DC,DM}$  im Zeitbereich. In Abbildung 11 ist das zugehörige Amplitudenspektrum dargestellt.

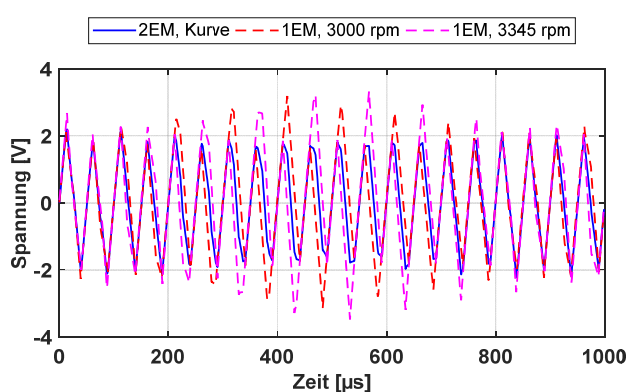


Abbildung 10: Spannungsrippel  $V_{DM}$  bei Kurvenfahrt mit 2 E-Maschinen

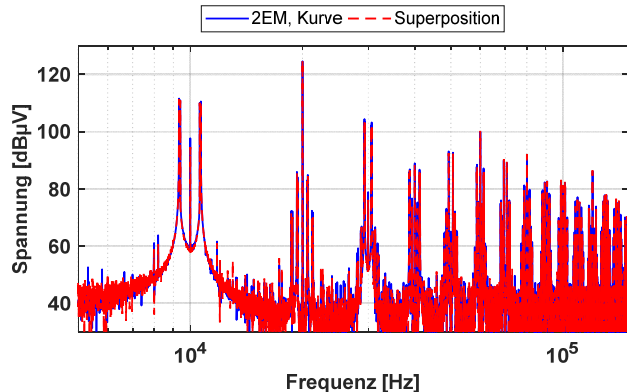


Abbildung 11: Amplitudenspektrum Spannungsrippel  $V_{DM}$  bei Kurvenfahrt mit 2 E-Maschinen

In Abbildung 10 ist gut zu sehen, wie der Frequenzversatz der beiden Einzelantriebsrippel bei parallelem Betrieb zu Interferenzbildung führt; in diesem Ausschnitt destruktiv. Dies führt bei dem Rippel der Gesamtspannung zur Ausbildung einer entsprechenden Schwebung. Die sich ergebende Schwebungsfrequenz lässt sich über die beiden Sollwertfrequenzen aus Gleichung (5) berechnen. Die Schwebung tritt dabei, wie im dreiphasigen Spannungssystem üblich, in der dritten Harmonischen auf. Allerdings ist die Schwebungsfrequenz  $f_{\Delta}$  in der Regel so gering, dass sie auf den Bereich oberhalb von 1 kHz kaum Auswirkungen hat. Damit ist diese Schwebung weniger aus EMV-Sicht als aus energietechnischer Sicht, z.B. bei der Optimierung der Zwischenkreise oder hinsichtlich von Ausgleichsströmen, zu berücksichtigen.

$$f_{\Delta} = 3 \cdot |f_{ref,1} - f_{ref,2}| \quad (5)$$

$$V_{CM, \#}(\#EM) = 1 + 3 \cdot \#EM \quad (6)$$

Im Amplitudenspektrum in Abbildung 11 zeigt sich, dass das Spektrum des DM-Rippels bei Kurvenfahrt auch durch die Superposition der Spektren für zwei Einzelantriebe entsprechender Drehzahl (Abbildung 7) und Leistung gut approximiert werden kann. Bei der Betrachtung der CM-Rippel sind die Auswirkungen, insbesondere der Interferenzen, deutlich komplexer. Allerdings lassen sich dort beim Zeitbereichssignal des CM-Spannungsrippel deutlich die nun bis zu sieben statt bisher vier Stufen erkennen (Gleichung (6)). Ebenso wie sich bei den CM-Strömen des elektrischen Antriebssystems nun zwölf statt sechs Transienten pro PWM-Periode ergeben. Aus diesen Betrachtungen ergibt sich also, dass der Parallelbetrieb zwar zu einer sehr niederfrequenten Schwebung führt, aber der DM-Rippel sich ansonsten so verhält, dass man diesen durch die Superposition entsprechender Einzelmaschinen gut approximieren kann. Dieser Effekt tritt natürlich bei Kurvenfahrten sehr deutlich auf. Aber auch im Gleichlaufbetrieb ergibt sich dieser Effekt, wenn die beiden PWR hinsichtlich der PWM-Generation nicht synchronisiert getaktet sind.

### 3.3 Allrad mit Einzelradantrieb (Topologie T3)

Mehrfachantriebstopologien mit Einzelradantrieben vereinigen dann die Möglichkeiten bei der Systemkonfiguration, z.B. für die Leistungsgrundaufteilung, oder für den Einsatz eines vollständigen Torque Vectoring für Quer- und Längsdynamik. Auch die in den vorherigen Abschnitten gezeigten Effekte auf die Spannungsrippel vereinigen sich. Für diesen Beitrag wurde dazu exemplarisch eine Einzelradtopologie mit einer allseits symmetrischen Drehmomentaufteilung ohne Anwendung eines Torque Vectoring betrachtet. Für den Gleichlaufbetrieb, also die ideale Geradeausfahrt, zeigt sich, dass die Erkenntnisse aus Abschnitt 3.1 analog übertragbar sind. Das Niveau des Spannungsrippels  $V_{DC,DM}$  reduziert sich auf ein Niveau, wie es eine einzelne E-Maschine bei einem Viertel des Drehmoments aufweist. Auch die Erkenntnisse aus der Kurvenfahrt aus Abschnitt 3.2 lassen sich übertragen. Allerdings überlagern sich hier die Rippel für vier verschiedene Sollfrequenzen (Radsolldrehzahlen) zu einem Gesamtrippel (Abbildung 12).

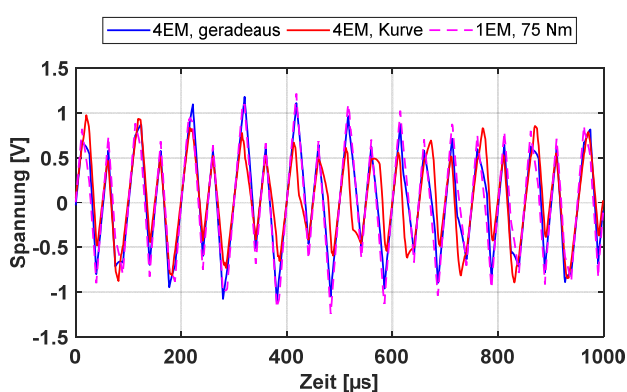


Abbildung 12: Spannungsrippel  $V_{DM}$  für vier E-Maschinen

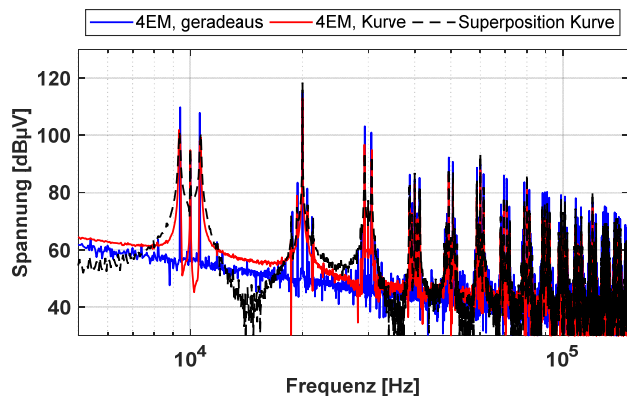


Abbildung 13: Amplitudenspektrum Spannungsrippel  $V_{DM}$  für vier E-Maschinen

Es entstehen daher im energietechnisch relevanten Bereich sechs ( $\Delta_3 = 6$ )<sup>1</sup> Schwebungsfrequenzen, welche zu entsprechenden Ausgleichsströmen führen. Das Spektrum des Gesamtrippels lässt sich aber ebenfalls wieder gut durch die komplexe Superposition der Einzelspektren approximieren. Allerdings führen die Ausgleichsströme hier zu einer leicht höheren Abweichung, als dies bei zwei E-Maschinen der Fall ist.

Auch bei den CM-Störemissionen  $V_{CM}$  und  $I_{CM}$  setzt sich die Systematik entsprechend fort; insbesondere was die kapazitiv bedingten Anteile der CM-Ströme betrifft.

#### 4 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

Die konsequente Erweiterung der Antriebstopologien bei modernen Elektrofahrzeugen zu Mehrfachantriebskonzepten bietet aus fahrdynamischer und technikoptymischer Sicht viele attraktive Potentiale. Hinsichtlich der Stromrippel wird die Situation aber um ein Vielfaches komplexer, vor allem da die Störquellen alle im selben Systemfrequenzbereich operieren. Insbesondere die Erstellung von Designvorgaben für die Komponentenfilter wird deutlich aufwändiger, da nun die direkten Wechselwirkungen im Gesamtsystem HV-Bordnetz immer wichtiger werden.

Durch die Verteilung der Gesamtantriebsleistung auf mehrere Einzelantriebe lässt sich das Basisniveau der DM-Spannungsrippel absenken und so für eine Optimierung der PWR-Zwischenkreise nutzen. Ebenso können die induktiven Filterelemente, z.B. CM-Choke, an die reduzierten Systemströme angepasst werden.

Zugleich werden jedoch die Spannungsrippel im Differential Mode energietechnisch anspruchsvoller und die einzelnen Teilfrequenzbereiche um die Harmonischen der PWM-Frequenz  $f_{PWM}$  werden etwas breitbandiger. Allerdings wird diese Verbreiterung durch die geometrische Begrenzung der Raddrehzahlunterschiede beschränkt.

Wichtig ist hier aus Sicht des EMV-Ingenieurs vor allem, dass die zu erwartenden Auswirkungen auf die Spannungsrippel gut durch die Superposition der Einzelspektren approximiert werden können.

#### Literaturverzeichnis

- [1] S. Niedzwiedz, S. Frei, M. Obholz und J. Heyen, „Analyse leitungsgeführter Emissionen im HV-Bordnetz von elektrischen Fahrzeugen,“ in *EMV 2016*, Aachen, Apprimus Verlag, 2016
- [2] ISO 7637, *Road Vehicle - Electrical disturbance by conduction and coupling - Part 4: Electrical transient conduction along shielded high voltage supply lines*, 2012.
- [3] M. N. Anwar und M. Teimor, „An analytical method for selecting DC-link-capacitor of a voltage stiff inverter,“ in *Industry Applications Conference (IAC) 2002.*, 2002.
- [4] D. Schröder, *Leistungselektronische Schaltungen*, 3., überarb. und erw. Auflage Hrsg., Berlin, Heidelberg: Springer, 2012.
- [5] P. Xuejun, K. Yong und C. Jian, „Analysis and Calculation of DC-Link Current and Voltage Ripples for Three-Phase Inverter With Unbalanced Load,“ in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014*, 2014.
- [6] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*, Berlin; Heidelberg: Springer, 2012.
- [7] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik*, 5., aktualisierte und überarb. Auflage Hrsg., Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2011.
- [8] K.-L. Haken, *Grundlagen der Kraftfahrzeugtechnik*, 2., aktualisierte und erw. Aufl Hrsg., München: Hanser, 2011.
- [9] K.-H. Dietsche, *Kraftfahrtechnisches Taschenbuch*, 27., überarb. und erw. Aufl Hrsg., Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2011.
- [10] P. A. Dahono, Y. Sato, T. Kataoka, „Analysis and Minimization of Ripple Components of Input Current and Voltage of PWM Inverters,“ *IEEE Trans. on Industry Applic.*, Bd.32, 1996.

---

<sup>1</sup> Die Anzahl der Einzelschwebungen entspricht der Dreieckszahl  $\Delta_{n-1}$

# **Einfluss des Einsatzes von SiC-Halbleitern in HV-Komponenten auf den Stromripple und die niederfrequenten Magnetfelder**

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

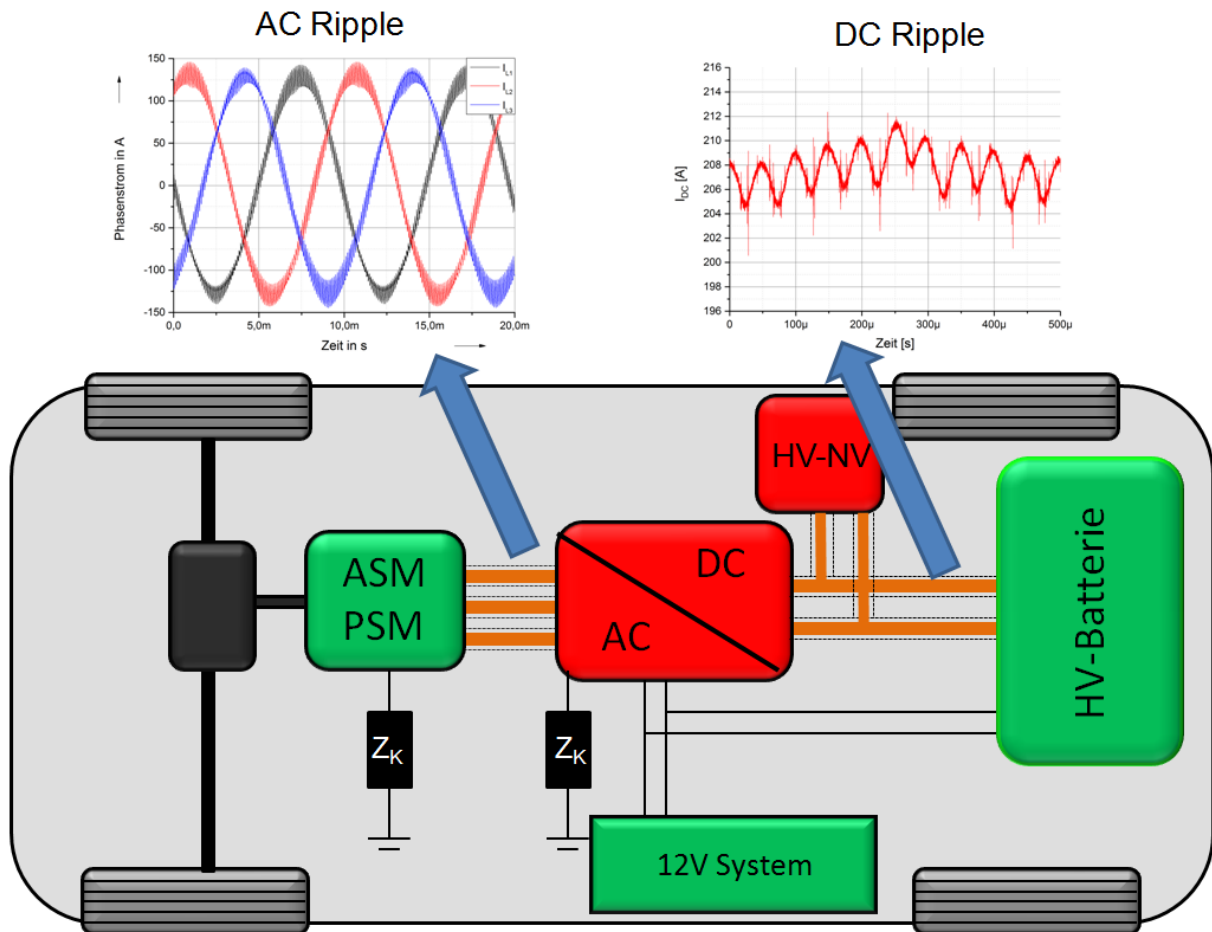
## **1 Einleitung**

Um die Abgasemissionen des Individualverkehrs zu senken, wird zunehmend der Antriebsstrang elektrifiziert bzw. teilelektrifiziert. Im Vergleich zu verbrennungsmotorisch betriebenen Fahrzeugen ist die Energieeffizienz von Elektroantrieben deutlich höher. Allerdings ist die Kapazität aktueller Batteriesysteme und damit die Reichweite von Elektrofahrzeugen verglichen mit verbrennungsmotorisch angetriebenen Fahrzeugen deutlich geringer. Um die Reichweite zu erhöhen, wird neben der Erhöhung der Batteriekapazität die Energieeffizienz der Antriebstrangkomponenten optimiert. Hierzu werden auf Komponentenebene zunehmend Leistungshalbleiter auf SiC-Basis eingesetzt, die die hohe Gleichspannung der Batterie deutlich schneller schalten können als Halbleiter auf Si-Basis [1]. Da die Verluste im Wesentlichen während des Schaltvorgangs auftreten, kann durch eine Verringerung der Schaltzeit der Wirkungsgrad der Komponente erhöht werden. Allerdings wirken sich diese schnellen Schalthandlungen negativ auf die elektromagnetischen Emissionen der Antriebstrangkomponenten aus, so dass ggf. zusätzliche Filtermaßnahmen erforderlich werden. Zudem wird neben den Gleichtaktstörungen, die durch die Potentialsprünge im Schaltvorgang auf die Systemschirmung auskoppeln, eine Gegentaktstörung in Form eines Stromripples erzeugt. Bei einem Antriebsumrichter entsteht ein solcher Stromripple sowohl auf der Gleichspannungsseite als auch auf der Drehstromseite an dem die Antriebsmaschine angeschlossen ist.

Auf der Gleichspannungsseite entsteht der Stromripple bei hoher Belastung aufgrund der begrenzten Kapazität des Zwischenkreises. Im Betrieb wird gepulst Energie aus der Batterie entnommen. Je kleiner der Zwischenkreis dimensioniert ist, desto weniger wird der durch die gepulste Energieentnahme erzeugte Stromripple geglättet.

Auf der Wechselspannungsseite zeigt sich ein ähnliches Bild. Um ein Drehfeld im Stator zu erzeugen wird die Batteriespannung abwechselnd auf die Statorwicklungen geschaltet. Durch die Induktivität der Statorspulen, wird der Strom geglättet, so dass sich in etwa ein sinusförmiger Strom einstellt. Da die Spuleninduktivitäten zur Reduktion des Gewichts möglichst klein ausgeführt werden, wird dieser Glättungseffekt reduziert und es kommt auch auf der Wechselspannungsseite zu einem überlagerten Stromripple.

Dieser Stromripple, also die schnelle Änderung des Stroms, erzeugt ein sich schnell änderndes magnetisches Feld, welches bei einer Emissionsmessung im Bereich zwischen 9kHz und 30MHz nach dem Standard GBT 18387[2] zu Grenzwertüberschreitungen führen kann. Bild 1 zeigt beispielhaft den Stromripple auf der AC und der DC Seite eines Antriebsumrichters.



**Bild 1** Schematische Darstellung eines HV Bordnetzes mit Stromripple an der AC und DC Seite des Umrichters

Der Einfluss der eingesetzten Halbleitertechnologie soll in dieser Arbeit am Beispiel eines Antriebsumrichters untersucht werden. Hierzu werden zwei identische B6-Umrichter, einer mit Si- und einer mit SiC-Halbleitern, vermessen und die Einflüsse auf den Stromripple auf der Gleichspannungs- und der Wechselspannungsseite untersucht. Als Belastung für den Umrichter wird auf der Motorseite eine passive Motornachbildung eingesetzt, die die Impedanz einer Antriebsmaschine im relevanten Frequenzbereich modelliert [3], [4]. Somit ist es möglich den Messaufbau vollständig innerhalb einer geschirmten Umgebung zu vermessen, ohne eine drehende Welle schirmen zu müssen. In einem weiteren Schritt werden die gemessenen Störströme im Frequenzbereich betrachtet, um einen Zusammenhang zwischen dem Stromripple des Umrichters und des niederfrequenten Magnetfeldes herauszuarbeiten. Abschließend wird dann die Wirksamkeit von Filtermaßnahmen auf die Störströme auf der DC und der AC Seite untersucht, um aufzuzeigen, wie die niederfrequenten Magnetfelder effektiv reduziert werden können. Da die eingesetzten Umrichter einen sehr großzügigen Aufbau haben, können unterschiedliche Filtermaßnahmen sehr einfach innerhalb des geschirmten Gehäuses umgesetzt werden.

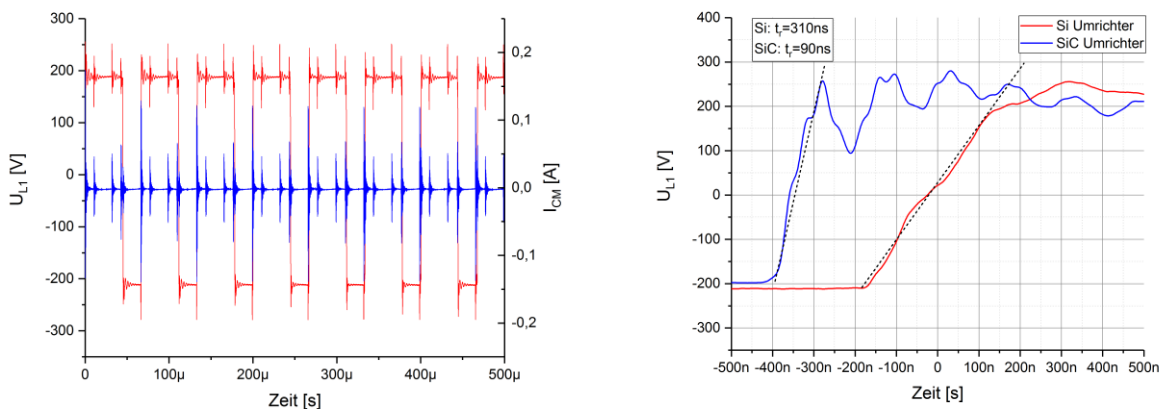


## 2 Untersuchung der Störströme auf der AC Seite des Umrichters

Auf der AC Seite eines Antriebsumrichters wird durch das gepulste Aufschalten der Batteriespannung auf die Antriebswicklungen ein Drehstromsystem und somit ein magnetisches Drehfeld im Stator erzeugt. Hierbei wirken die Induktivitäten glättend auf den im Umrichter erzeugten rechteckförmigen Strom. Zudem werden aufgrund der Potentialsprünge der Sternpunktspannung gegen die Bezugsmasse über die Streukapazitäten des Systems Gleichtaktstörungen erzeugt, die über die Systemschirmung fließen. Diese schnellen Stromimpulse generieren ein Gleichtaktmagnetfeld außerhalb der Systemschirmung, die bei der Magnetfeldmessung detektiert werden kann.

Im Detail treten im Bild 2 links Stromimpulse beim Schalten der Spannung auf. Hier ist zum einen die Spannung, die durch den Umrichter auf die Statorwicklung des Antriebs geschaltete wird und zum anderen der Gleichtaktstörstrom, der auf die Systemschirmung auskoppelt zu sehen. Es wird deutlich, dass jede Schalthandlung im Umrichter durch die schnelle Spannungsänderung einen kapazitiven Ausgleichsstrom zur Folge hat, der in Form von Stromimpulsen auf der Kabelschirmung gemessen werden kann. Diese Stromimpulse generieren einen Teil des niederfrequenten Magnetfeldes zwischen 9 kHz und 30 MHz.

Im rechten Teil des Bildes sind die Schaltflanken des SiC und des Si Umrichters miteinander verglichen. Es ist klar zu sehen, dass die Schaltflanke des SiC Umrichters um den Faktor drei schneller ist als die des Si Umrichters, wodurch im Frequenzbereich höhere Störpegel bei höheren Frequenzen zu erwarten sind [5].



**Bild 2** Spannung und Gleichtaktstrom an der Drehstromseite des Umrichters (links: Spannung an L1 und Gleichtaktstrom auf der Kabelschirmung; rechts: Vergleich der Einschaltpulse von SiC und Si Umrichter bei  $U_{DC}=400$  V)

Um nun genauer zu analysieren, welchen Anteil der Gegentaktripple und die Gleichtaktstromimpulse auf das außen messbare Magnetfeld haben, werden an beiden Umrichtern Messungen der Spannungs- und Stromimpulse im Zeitbereich durchgeführt. Im Detail wird die Leiter-Erd Spannung, der Gleichtaktstrom auf der Kabelschirmung und der Gegentaktripple, der den Laststrom des Systems darstellt untersucht. Da bei einem Drehstromantrieb in Sternschaltung im Betrieb immer der Strom über eine Wicklung in



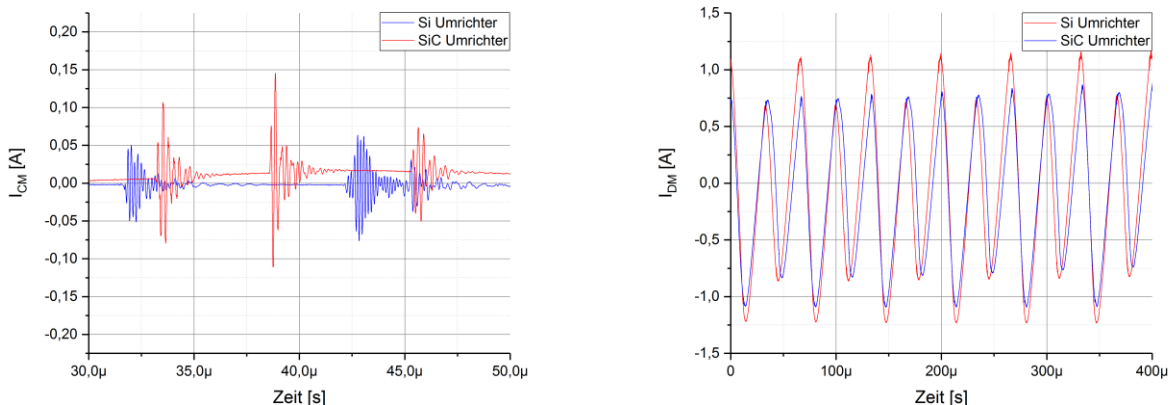
Richtung des Sternpunkts fließt und über die anderen beiden zurück [6], wird die Messung des DM Stroms so durchgeführt, das der DM Strom nach (1) gemessen wird.

$$I_{DM} = I_{L1} - I_{L2} - I_{L3} \quad (1)$$

Bild 3 zeigt den Vergleich der Gleich- und Gegentaktstromimpulse auf der AC Seite des Si und des SiC Umrichters. Auf der einen Seite wird, wie in Bild 2 gezeigt, durch jede Schalthandlung ein Stromimpuls erzeugt, der über die Kabelschirmung fließt. Auf der anderen Seite wird die pulsweitenmodulierte Spannung durch die Antriebswicklungen im Umrichter geglättet so dass ein sinusförmiger Strom entsteht. Aufgrund der endlichen Induktivität der Antriebswicklung bleibt ein hochfrequenter Stromripple der mit der Taktfrequenz des Umrichters schwingt. Die Ergebnisse zeigen, dass die schnelleren Schalthandlungen im SiC Umrichter im wesentlichen einen Einfluss auf den Gleichtaktstörstrom haben. Da sich der kapazitive Ausgleichstrom im Wesentlichen aus der Spannungsänderung ergibt, kommt es beim SiC Umrichter zu deutlich höheren Amplituden beim Gleichtaktstörstrom.

$$I_{CM} = C_{Kabel} \cdot \frac{dU_C(t)}{dt} \quad (2)$$

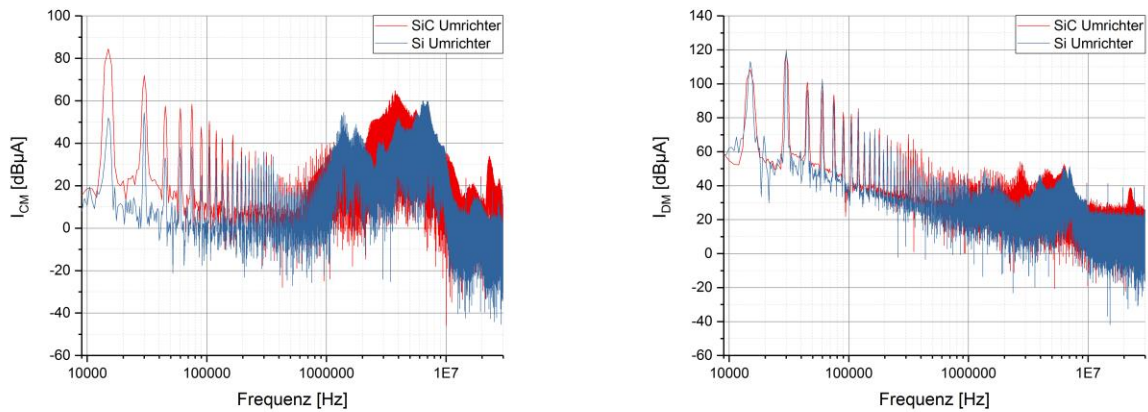
Beim Gegentaktstrom hingegen zeigt sich keine signifikanter Einfluss der verwendeten Halbleiter auf den Stromripple des Gegentaktstörstroms. Hier wirkt die Induktivität des Motors der schnelleren Spannungsänderung entgegen, so dass der Stromanstieg des Ripple begrenzt wird.



**Bild 3** Störströme auf der Drehstromseite des Umrichters für den Si und den SiC Umrichter (links: Gleichtaktstromimpulse auf der AC Kabelschirmung; rechts: Gegentaktstromripple auf der AC Kabelschirmung)

Ein ähnliches Verhalten zeigt sich auch bei einer Betrachtung der Signale im Frequenzbereich. Gerade beim Gleichtaktstörstrom sind deutliche Unterschiede zwischen den Si und dem SiC Umrichter zu sehen. Im vorderen Frequenzbereich treten hier Unterschiede von 20dB auf, was mit der deutlich höheren Amplitude der Pulse begründet werden kann. Beim Gegentaktstrom zeigt sich wie schon im Zeitbereich ein deutlich geringerer Einfluss der eingesetzten Leistungshalbleiter. Nur im Bereich ab etwa 1MHz sind einige kleinere Unterschiede zu sehen.

Da sich das niederfrequente Magnetfeld aber aus einer Kombination aus Gleich- und Gegentaktstörstrom zusammensetzt, sind insgesamt bei der Verwendung schnell schaltender SiC Halbleiter auch höhere Emissionen zu erwarten.



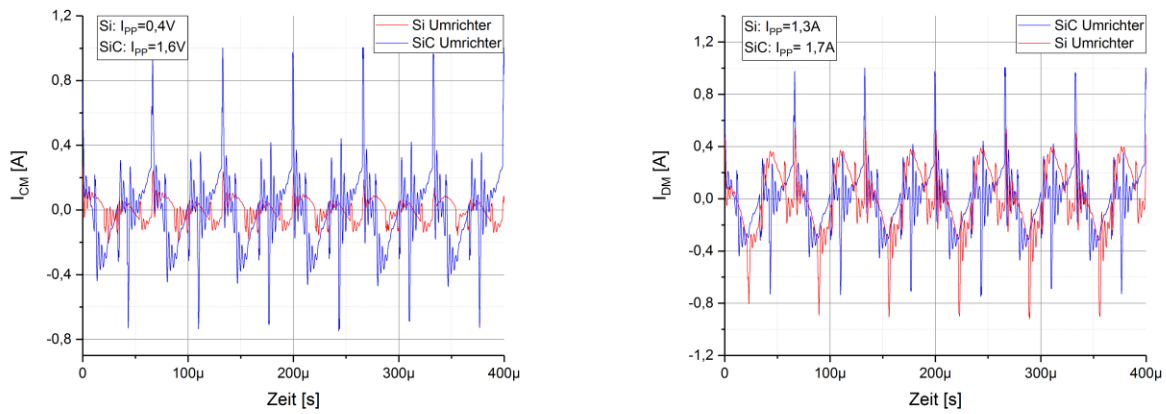
**Bild 4** Einfluss der Halbleitertechnologie auf die Gleichtakt- und Gegentaktströme auf der Drehstromseite des Umrichters im Frequenzbereich (links: Gleichtaktstrom; rechts Gegentaktstrom)

### 3 Untersuchung der Störströme auf der DC Seite des Umrichters

Auf der DC Seite des Antriebsumrichters wird durch die gepulste Entnahme von Energie aus der Antriebsbatterie ein Stromripple zwischen HV+ und HV- generiert. Dieser Stromripple steigt mit der entnommenen Leistung an. Zudem ist die Größe des Zwischenkreises entscheidend für die Höhe des Stromripples. Je kleiner der Zwischenkreiskondensator dimensioniert ist, desto höher ist der Stromripple auf der DC Seite des Systems. Neben dem Stromripple wird auf der DC auch ein Gleichtaktstörstrom auf der Schirmung detektiert. Dieser wird, wie auf der AC Seite, durch die Potentialsprünge beim Schalten der Leistungshalbleiter generiert.

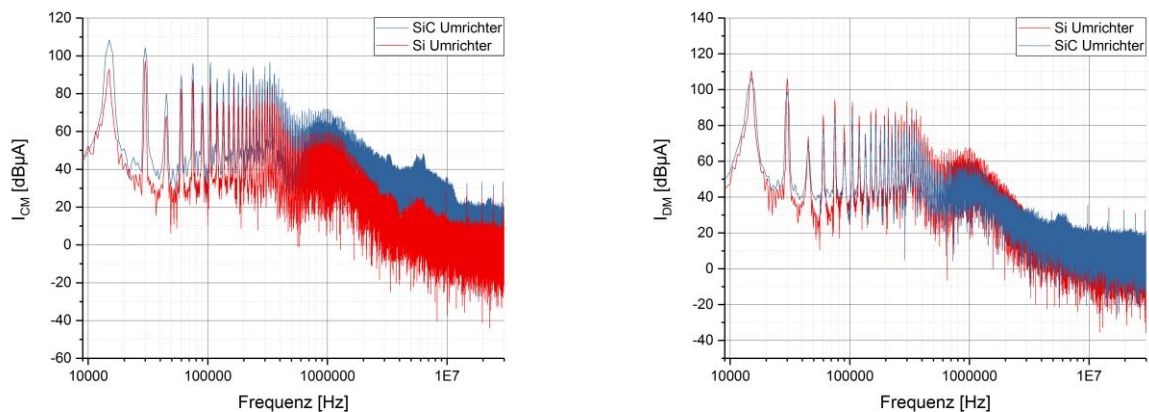
Für die Analyse werden hier der Gleichtakt- und der Gegentaktstrom gemessen. Hierdurch kann ermittelt werden welchen Einfluss die schnelleren Schalthandlungen des SiC Umrichters auf die Störströme auf der DC Seite haben. Da der Kabelbaum auf der DC Seite im Fahrzeug deutlich ausgeprägter ausgeführt ist als die meist kurze Leitung zwischen Umrichter und Motor und zudem bei einer Komponentenmessung nach CISPR 25 [4] die Antenne auf den DC Kabelbaum gerichtet wird, sind die dort generierten Ströme besonders kritisch zu betrachten.

Bild 5 zeigt die Gleich- bzw. die Gegentaktstörströme auf der DC-Seite des Umrichters bei Verwendung von Si bzw. SiC Halbleitern. Beim Gleichtaktstörstrom ist zu sehen, dass bei jeder Schalthandlung im Umrichter ein Stromimpuls erzeugt wird. Da der Umrichter bei einer Taktfrequenz von 15kHz arbeitet, kommt es alle 66µs zu einem solchen Stromimpuls. Im Vergleich zum Si Umrichter kommt es beim SiC Umrichter zu viermal höheren Gleichtaktstörungen. Bei den Gegentaktstörungen ist die Abweichung wie schon auf der AC Seite geringer. Zudem zeigt sich, dass die schnelleren Schalthandlungen nur die Amplitude der Gleichtaktstörungen erhöhen, somit ist beim Si Umrichter die Gegentaktstörung in etwa 3 mal höher als die Gleichtaktstörung. Beim SiC Umrichter sind die Stromimpulse hingegen in etwa gleich.



**Bild 5** Störströme auf der DC-Seite des Umrichters für den Si und den SiC Umrichter (links: Gleichtaktstromimpulse auf der DC Kabelschirmung; rechts: Gegentaktstromrippe auf der DC Kabelschirmung)

Bild 6 zeigt die Gleich- und Gegentaktstörströme im Frequenzbereich. Wie schon im Zeitbereich, sind auch hier die größten Abweichungen zwischen Si und SiC Umrichter bei den Gleichtaktstörungen zu sehen. Durch die schnelleren Schalthandlungen im SiC Umrichter ist der Gleichtaktstörstrom über den gesamten Frequenzbereich deutlich erhöht. Beim Gegentakt hingegen ist der Einfluss der verwendeten Halbleitertechnologie nicht so deutlich. Beim Vergleich von Gleichtakt- und Gegentaktstrom, die in Summe für das niederfrequente Magnetfeld verantwortlich sind, wird allerdings deutlich, dass beide gerade beim SiC Umrichter ähnliche Amplituden haben, so dass Gegenmaßnahmen für beide Störströme in Betracht gezogen werden müssen. Zudem ist das durch den Gegentaktstrom generierte Magnetfeld umso höher je unsymmetrischer die DC Leitungen verlegt werden. Sind die HV+ und die HV- Leitung in großem Abstand verlegt, so ist aus Sicht der Magnetfeldantenne einer der Leiter deutlich weiter entfernt, was dazu führt, dass sich Hin- und Rückstrom an der Antenne nicht vollständig kompensieren. Gerade weil die Leitungen auf der DC Seite in Elektrofahrzeugen deutlich länger und ausgedehnter sind, ist auch die Antennenstruktur für die Auskopplung der Magnetfelder deutlich größer.

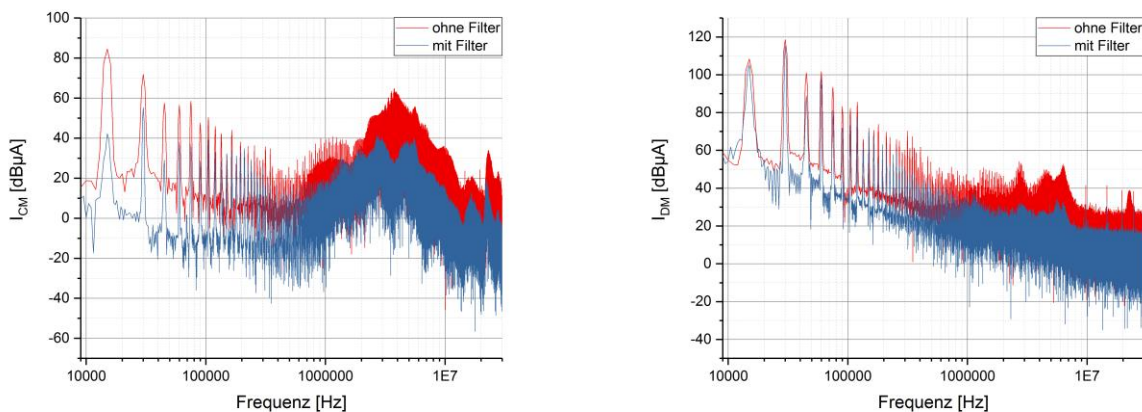


**Bild 6** Einfluss der Halbleitertechnologie auf die Gleichtakt- und Gegentaktströme auf der DC-Seite des Umrichters im Frequenzbereich (links: Gleichtaktstrom; rechts Gegentaktstrom)

## 4 Einfluss von Filtermaßnahmen auf die Störströme im System

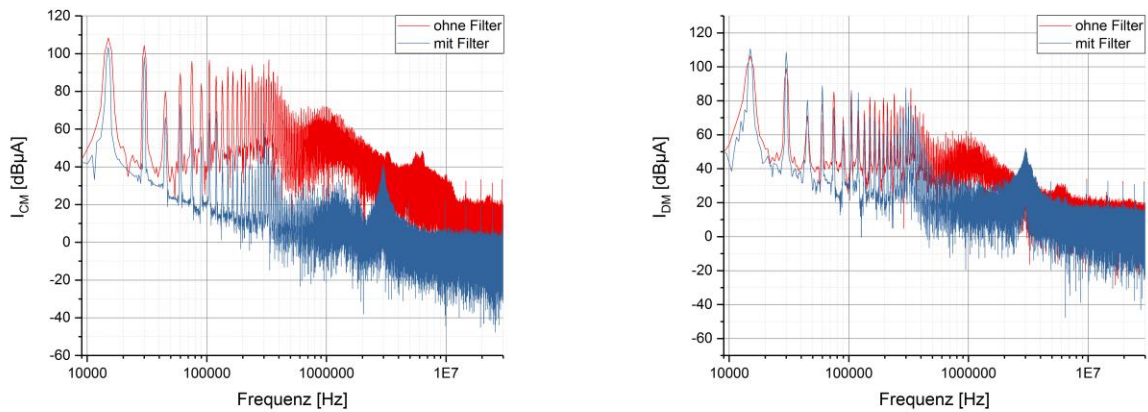
In diesem letzten Abschnitt wird untersucht, wie sich Entstörmaßnahmen auf die Störströme auf der AC und der DC Seite auswirken. Hierzu wurden entsprechende Filterkomponenten innerhalb der Schirmgehäuses des Umrichters installiert. Da das Gehäuse sehr groß ist, können auch große Filterkomponenten problemlos installiert werden.

Auf der AC Seite wird aktuell im Fahrzeugbereich nicht gefiltert. Dies liegt vor allem daran, dass Filter auf der AC Seite einen sehr großen Bauraum benötigen. Alleine  $C_X$  und  $C_Y$  Kondensatoren, die auf der DC Seite problemlos einsetzbar sind, müssen auf der AC Seite für die hohen Ausgleichsströme aufgelegt werden. Gleiches gilt für den Einsatz von induktiven Filterkomponenten zur Kompensation der Gegentaktstörungen auf der AC Seite, da diese bei den hohen Lastströmen sehr groß ausgeführt werden müssten. Als Kompromiss wurde in dieser Arbeit eine Gleichtaktdrossel in Form von zwei Ferritkernen auf den Drehstromleitungen realisiert. Die Ergebnisse in Bild 7 zeigen deutlich den Effekt der Ferrite auf die Gleichtaktstörstrom auf der AC Seite. Über den gesamten Frequenzbereich können die Gleichtaktstörströme deutlich reduziert werden. Auf den Gegentaktstrom hat diese Maßnahme allerdings nur einen geringen Einfluss. Gerade bei niedrigen Frequenzen sind die eingesetzten Ferrite nahezu wirkungslos.



**Bild 7** Einfluss von Gleichtaktdrosseln auf der Drehstromseite auf die Störströme des Umrichters im Frequenzbereich (links: Gleichtaktstörstrom auf der Kabelschirmung; rechts: Gegentaktstörstrom)

Auf der Gleichspannungsseite werden auch in aktuellen Antriebssystemen Filter eingesetzt. Dies liegt zum einen an der deutlich ausgedehnteren Leitungsstruktur, von der ein höheres Abstrahlpotential ausgeht. Zum anderen ist der Einsatz von  $C_X$  bzw.  $C_Y$  Kondensatoren aufgrund der geringeren Potentialsprünge deutlich einfacher zu realisieren. Gegentaktdrosseln kommen aber auch hier nicht zum Einsatz, da Sie bei den hohen Gleichströmen in Sättigung gehen. Hier wurde ein Filter bestehend aus 680nF  $C_Y$  Kondensatoren in Kombination mit einer Gleichtaktdrossel und einem 680nF  $C_X$  Kondensator eingesetzt. Die Ergebnisse in Bild 8 zeigen deutlich, dass gerade die Gleichtaktstörströme effektiv gedämpft werden können. Bei den Gegentaktstörungen ist der Filtereffekt, wie auch schon auf der AC Seite nicht so stark.



**Bild 8** Einfluss eines Filter mit X-, Y-Kondensatoren und Gleichtaktinduktivität auf der DC Seite des Umrichters auf die Störströme im Frequenzbereich (links: Gleichtaktstörstrom auf der Kabelschirmung; rechts: Gegentaktstörstrom)

## 5 Zusammenfassung

Beim Betrieb von Antriebsumrichtern kommt es sowohl auf der AC als auch auf der DC Seite zu Gleichtakt und Gegentaktstörströmen, die in Kombination ein niederfrequentes Magnetfeld erzeugen, welches bei Messungen nach dem Standard GBT 18387 zu Grenzwertüberschreitungen führen kann.

Ein Teil der Arbeit war die Untersuchung des Einflusses der Halbleitertechnologie und somit der Schaltzeit der Leistungshalbleiter auf die Störströme auf der AC und der DC Seite. Hier zeigte sich, dass die schnelleren Spannungsflanken im Wesentlichen einen Einfluss auf die Gleichtaktstörströme haben. Zum einen sind die Stromimpulse schneller sprich hochfrequenter und zum anderen steigt ihre Amplitude mit sinkender Einschaltzeit an. Auf den Gegentaktstrom hingegen hat die Schaltzeit nur einen geringen Einfluss.

Ein weiterer Teil war die Untersuchung des Einflusses von zusätzlichen Filtermaßnahmen auf die Störströme auf der AC und DC Seite des Umrichters. Gerade beim Gegentaktstörstrom sind die im Fahrzeug einsetzbaren Filtermaßnahmen begrenzt. Die Gleichtaktströme hingegen können effektiv gefiltert werden, so dass zur Reduktion der durch den Gegentaktstrom erzeugten Magnetfeldkomponenten auf der DC Seite eine möglichst symmetrische und enge Kabelverlegung realisiert werden sollte. Auf der AC Seite kann eine möglichst kurze Ausführung der Motorleitungen die generierten Magnetfelder deutlich reduzieren.

## Literaturangaben

- [1] N.Oswald et.al.: An Experimental Investigation of the Tradeoff between Switching Losses and EMI Generation With Hard-Switched All-Si, Si-SiC, and All-SiC Device Combinations, IEEE Transactions on Power Electronics ( Volume: 29, Issue: 5, May 2014)
- [2] GB-T 18387-2008: Limits and Test Method of Magnetic and Electric Field Strength from Electric Vehicles, Broadband, 9 kHz to 30 MHz
- [3] S. Jeschke, et. al.: EMI Measurement on Electric Vehicle Drive Inverter using a Passive Motor Impedance Network, APEMC 2016
- [4] S. Jeschke, et. al.: Entwicklung einer passiven Motornachbildung zur Prüfung von Antriebssystemen von Elektro- Hybridfahrzeugen, EMV 2016, Düsseldorf 2016
- [5] J. Specovius: Grundkurs Leistungselektronik, 3. Auflage, Vieweg Teubner Verlag, 2009
- [6] E.Spring: Elektrische Maschinen, 2. Auflage, Springer Verlag, 2006



# **Systembetrachtung von Störaussendungs-Messaufbauten bei Komponenten mit Hochvolt- und Niedervolt Bordnetzen hinsichtlich der Masseverbindungen**

Dipl. –Ing. Marc Wiegand, Leopold Kostal GmbH und Co. KG, Hauert 11, 44227 Dortmund

Dipl.-Ing Michael Fromm, Leopold Kostal GmbH und Co. KG, Hauert 11, 44227 Dortmund

## **Abstract**

Komponenten von Elektrofahrzeugen sind im Allgemeinen sowohl mit dem Hochvolt- als auch mit dem Niedervolt-Bordnetz verbunden. Bei den Aufbauten für die Störaussendungsprüfung ist der Prüfling demzufolge auch mit beiden Bordnetzen verbunden. Schematische Skizzen dieser Aufbauten sind z.B. in der CISPR25 [1] zu finden.

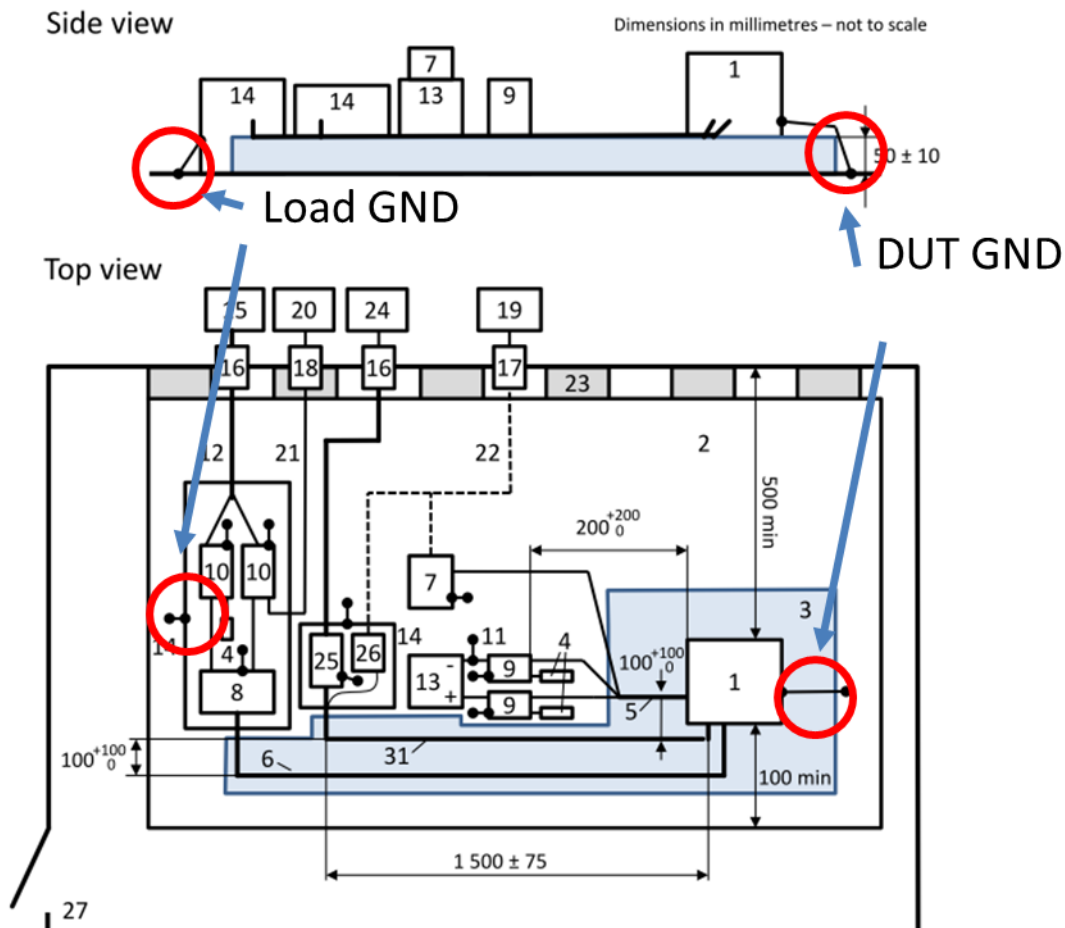
Der Prüfling steht hierbei standardmäßig isoliert, die Verbindung zur Bezugsmasseplatte erfolgt daher über eine Leitung oder über ein Masseband. Ziel sollte es hierbei sein, die Einbausituation im Fahrzeug nachzubilden.

Betrachtet man bei leistungselektronischen Schaltungen übliche Filterschaltungen, so kommen dabei häufig y-Kondensatoren zum Einsatz, welche die vorhandenen Störströme über das Gehäuse zur Störquelle zurückführen sollen.

Ein Teil dieser Störströme fließt allerdings auch über die Masseverbindungen des Prüflings zu Bezugsmassefläche ab. Durch die vorhandenen Impedanzen der Masseverbindungen kommt es nun zum Übersprechen der Störungen zwischen den einzelnen Spannungsebenen. Der Einfluss dieses Übersprechens soll im Folgenden näher untersucht und modelliert werden. Ein Augenmerk dabei liegt dabei darauf, die systembedingten Grenzen verschiedener Entstörmaßnahmen zu ermitteln. Weiterhin sollen Vorschläge zur Optimierung der Messaufbauten diskutiert werden.

## Messaufbauten für Störaussendungsmessungen

In der für Störaussendungsmessungen für Fahrzeugkomponenten zugrunde liegenden CISPR 25 [1] ist die folgende Skizze zum Messaufbau von Fahrzeugladegeräten zu finden:



**Abbildung 1** Messaufbau CISPR25 mit markierten Masseverbindungen von Last und Prüfling

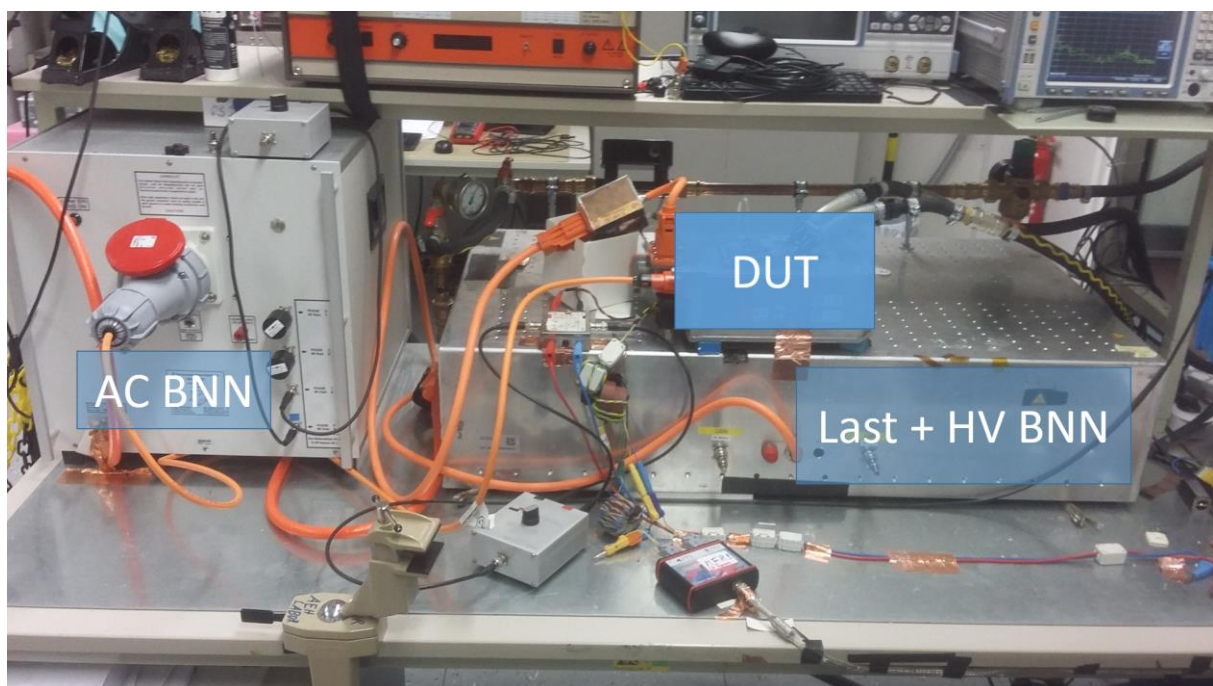
Die Masseverbindungen sind hierbei zwischen Hersteller und Kunde abzustimmen und im Testplan für den jeweiligen Prüfling festzulegen. Freiheitsgrade gibt es dabei insbesondere bei den in der Skizze rot markierten Masseverbindungen von Last und Prüfling. Ziel sollte hierbei sein, eine gute Übereinstimmung zwischen Komponenten- und Fahrzeugmessung zu erreichen.

In [2] wurde gezeigt, dass die Kapazität einer Elektrofahrzeug-Karosserie gegenüber einer Massefläche zwischen 760pf und 880pf beträgt. Bei eigenen Messungen konnten hier Werte bis zu einem Nanofarad festgestellt werden. Diese Kapazität bildet zusammen mit der

Induktivität des Ladekabels einen Schwingkreis. Dieser führt bei Störaussendungsmessung an Fahrzeugen zu Resonanzüberhöhungen im Kurzwellenband. Es ist daher wünschenswert, diesen Effekt bei den Komponentenprüfungen nachzubilden.

Für Komponentenprüfungen wird daher ein Aufbau gewählt, bei dem die Nachbildung der Karosseriemasse kapazitiv an die Messplatzmasse gekoppelt ist. In der Praxis wird dieses durch den Lastsimulator mit metallischem Gehäuse erreicht, der isoliert auf der Bezugsmasseplatte steht. Über den Abstand zwischen Lastsimulator und Messplatzmasse lässt sich die gewünschte Kapazität einstellen.

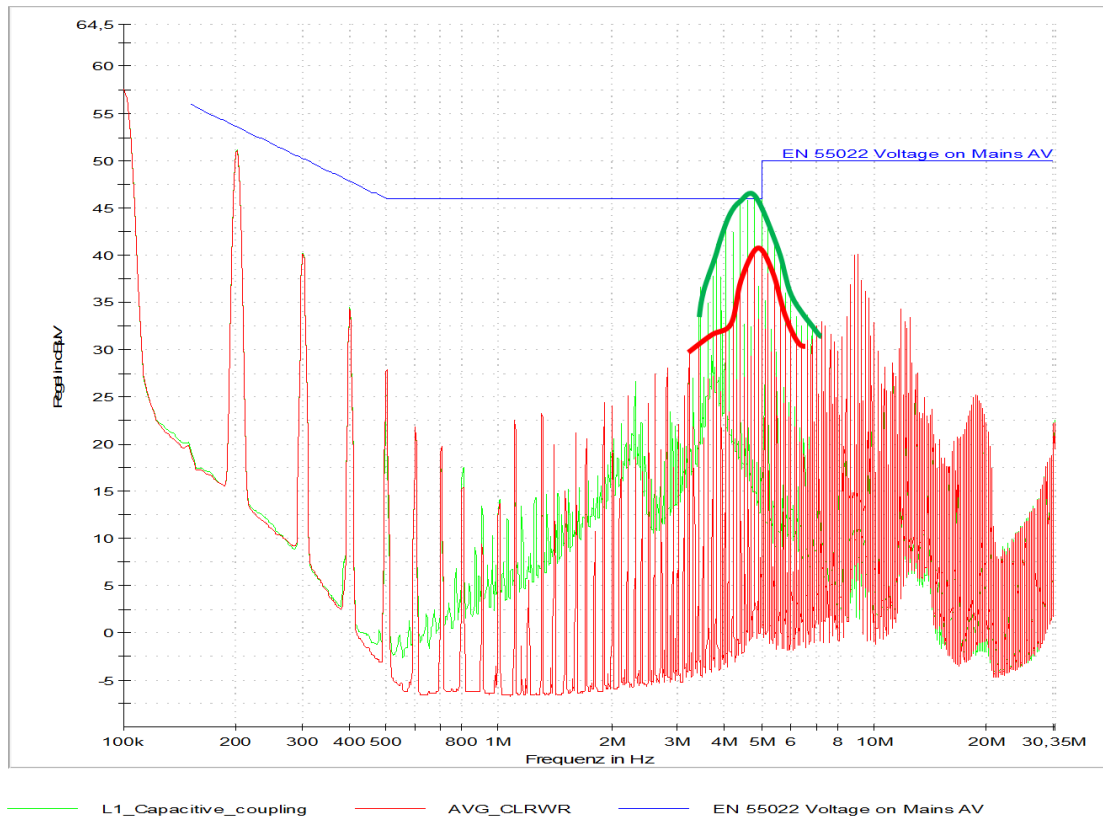
Die Netznachbildung der Niedervolt Leitungen bezieht ihre Masse ebenfalls auf den Lastsimulator. Der für die Prüfungen verwendete Messaufbau ist in der folgenden Abbildung dargestellt.



**Abbildung 2** Messaufbau leitungsgeführte Störungen

Die folgenden Messergebnisse mit einem Fahrzeugladegerät im Ladebetrieb an der AC-Netznachbildung zeigen den Einfluss der Resonanz des Aufbaus. Im Vergleich mit Fahrzeugprüfungen konnte zudem eine gute Übereinstimmung der Messergebnisse festgestellt werden. Exemplarisch wurde hier die Störaussendung auf L1 an einem einphasigen Ladegerät dargestellt.





**Abbildung 3** Vergleich der Störaussendung an der AC-Netznachbildung

Zur besseren Sichtbarkeit wurden die Hüllkurve der Störaussendung im Bereich um 5 MHz hervorgehoben. Beim Aufbau mit isolierter Last zeigt sich eine deutliche Ausprägung der Resonanz. Hierdurch kann die Situation bei der Fahrzeugprüfung mit guter Übereinstimmung nachgebildet werden.

### **Einfluss des Messaufbaus auf die Störaussendung auf den Niedervolt-Leitungen**

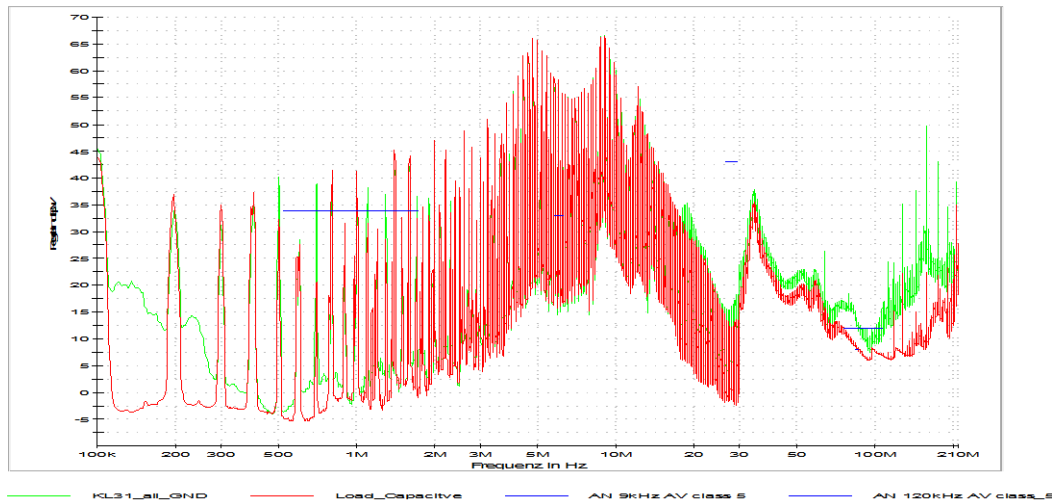
Neben den Freigabepfahrungen nach EN55022 ist auch die Störaussendung auf den Niedervoltleitungen von Interesse. Insbesondere die Verkopplung zum Hochvolt-Teil soll hierbei betrachtet werden.

Bezüglich der Messaufbauten liefern Störströme über die gemeinsame Masseverbindung einen Beitrag zur Verkopplung der Spannungssysteme.

Daher sollen im Folgenden verschiedene Konstellationen der Masseverbindungen und deren Auswirkungen untersucht werden. Hierbei wurde der oben dargestellte Messaufbau verwendet. Die Masseverbindungen wurden mit Cu-Klebeband hergestellt, die Isolation mit einer 5cm hohen Unterlage realisiert.

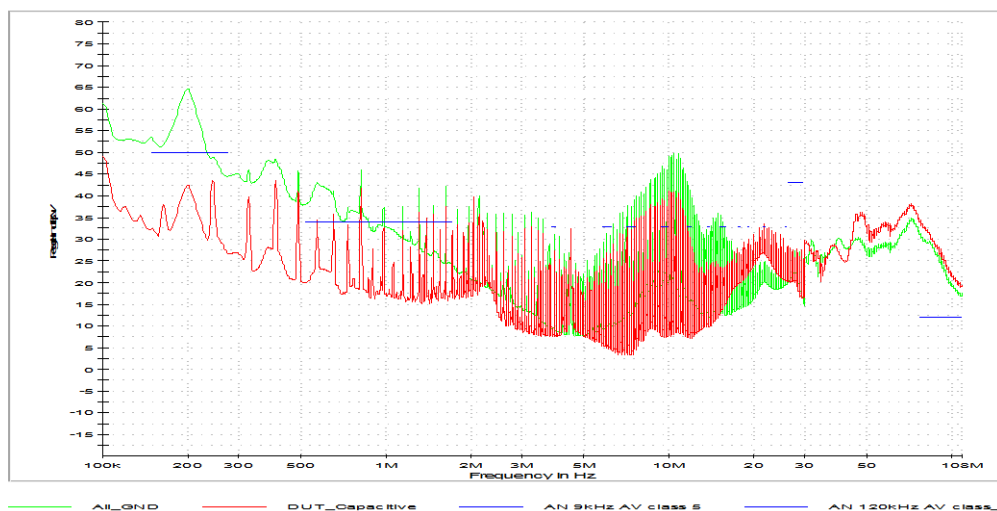
Exemplarisch ist in der folgenden Abbildung der Vergleich von kapazitiver Anbindung des Prüflings zu niederimpedanter Anbindung dargestellt.

Im Mittelwellen – sowie im UKW-Bereich ist eine geringere Störaussendung zu beobachten. In den anderen Bereichen scheinen Störquellen dominant zu sein, die nicht durch die Kopplung über die gemeinsame GND-Impedanz beeinflusst werden.



**Abbildung 4** Störaussendung an der 12V BNN mit kapazitiver und niederimpedanter Masseanbindung, Prüfling 1

Weitere Messungen wurden mit einem Gerät mit verbesserter innerer Entkopplung durchgeführt. Hierbei ist eine um 10-20dBµV geringere Störaussendung auf den Niedervolt-Leitungen bei kapazitiver Anbindung des Prüflings zu erkennen.



**Abbildung 5** Störaussendung an der 12V BNN mit kapazitiver und niederimpedanter Masseanbindung, Prüfling 2

## Modellbildung

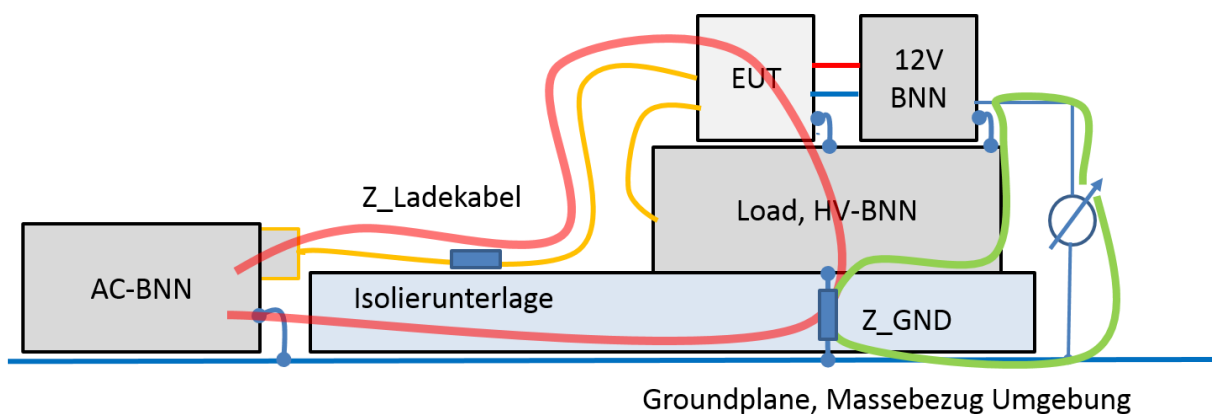
Auf Basis der zuvor durchgeführten Messungen soll nun ein geeignetes Simulationsmodell entwickelt werden.

Zur Modellierung einer einfachen Störquelle wurde auf [3] zurückgegriffen. Hierbei werden die Gleichtaktstörungen einer Schaltstufe über die Koppelkapazität der Halbleiter gegen das metallische Gehäuse, welches gleichzeitig als Kühlkörper dient, abgeleitet.

Die Kopplung zwischen der LV- und HV-Seite wurde durch eine Impedanz modelliert. Diese kann zur Vereinfachung des Modells bei guter Entkopplung innerhalb des Gerätes entfallen.

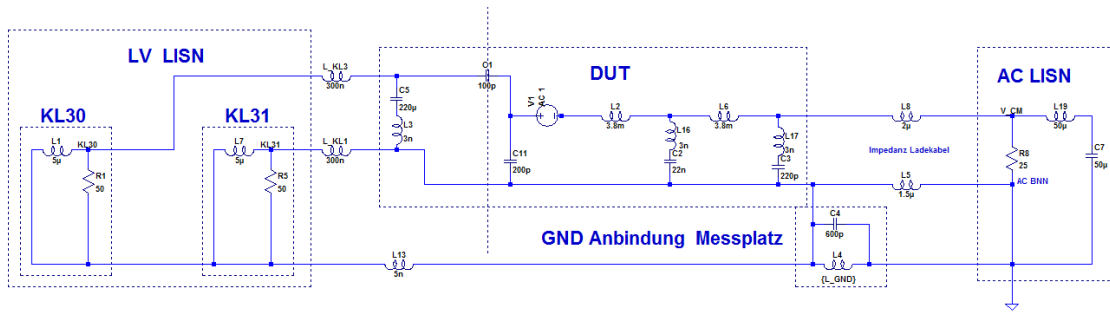
Die Masse (KL31) der LV Seite liegt auf Gehäuse-Potential. Hierdurch ergibt sich eine zusätzliche Kopplung zwischen der HV- und LV Seite, die unter anderem durch den Spannungsabfall an der Induktivität der Gehäuseanbindung bestimmt wird. Dementgegen wirken die Y-Kondensatoren im Gerät, diese führen einen Teil der Störungen zur Quelle zurück.

In der Skizze sind die relevanten Störstrompfade dargestellt:



**Abbildung 6** Störstrompfade Messaufbau

Im Rahmen einer LTSpice Simulation wurde hieraus eine Schaltung mit typischen, abgeschätzten Impedanzen der Leitungssätze und Masseanbindungen entwickelt. Als Gleichtaktstörquelle wurde als einfaches Modell die kapazitive Störeinkopplung der schaltenden Halbleiter über die Kühlflächen in das metallische Gehäuse verwendet. Die Simulation wurde für verschiedene Impedanzen der Masseanbindung des Gehäuses durchgeführt. In der folgenden Abbildung ist die hierbei verwendete Schaltung dargestellt

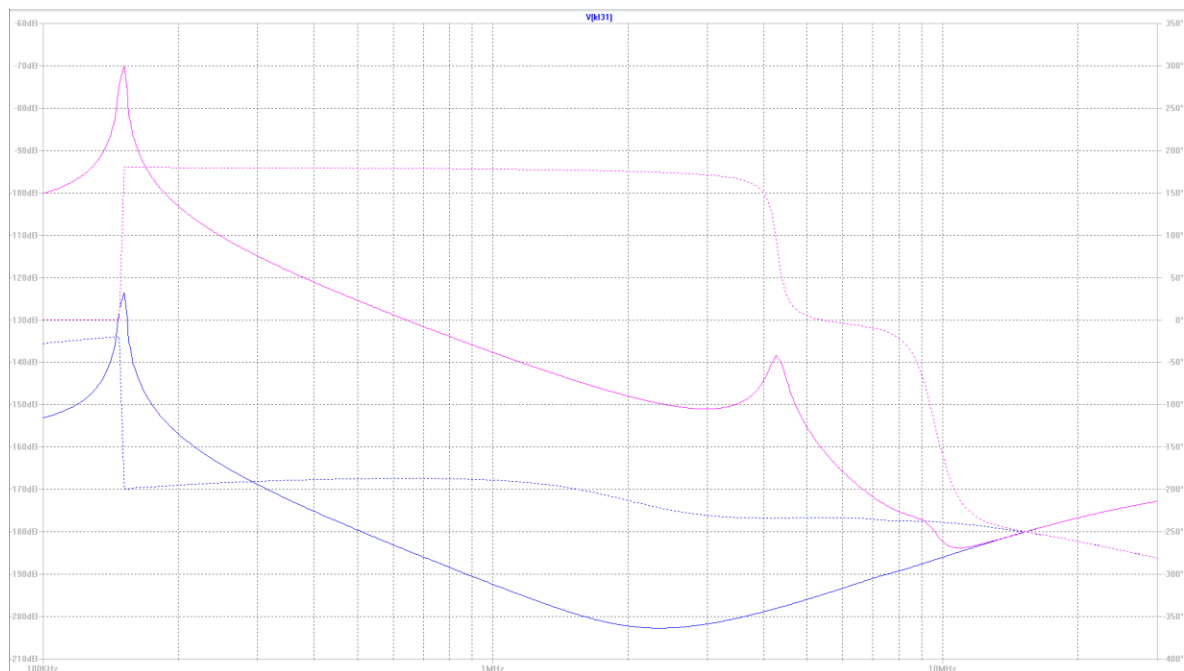


**Abbildung 7** Simulationsmodell zur Untersuchung der Masseanbindung

Der Verlauf der Amplitude an der jeweiligen Netznachbildung ist über der Frequenz dargestellt.

Hierbei zeigte sich eine deutlich geringere Störaussendung bei niederimpedanter Anbindung des Prüflings. Diese deckt sich nicht mit den Ergebnissen der durchgeführten Messungen, hier konnte eine deutliche Verringerung der Störaussendung bei kapazitiver Anbindung beobachtet werden.

Exemplarisch ist im folgenden Diagramm der Frequenzgang der Störung für eine rein kapazitive Anbindung der Prüflingsmasse (pinke Kurve), sowie für eine niederimpedante Anbindung (blaue Kurve) dargestellt.



**Abbildung 8** Frequenzgang der Störung an der Klemme 31 Netznachbildung

Neben dem unterschiedlichen Betrag der Störaussendung ist auch die zuvor gemessene Resonanz bei etwa 4,5 MHz bei kapazitiver Anbindung zu erkennen.

Die absoluten Werte der Störaussendung bei der Simulation sind im Vergleich zur Messung recht gering. Es wird daher vermutet, dass andere Effekte dominieren. Diese sind im verwendeten einfachen Simulationsmodell offensichtlich nicht erfasst. Zur vollständigen Nachbildung der Messergebnisse sind daher weitere Untersuchungen notwendig.

## **Zusammenfassung**

Es wurde ein Messaufbau für Komponentenprüfungen an HV-Komponenten vorgestellt, der durch kapazitive Anbindung die Resonanzverhältnisse bei der Fahrzeugprüfung geeignet nachbildet. Dieser Aufbau kann dazu dienen, vorhandene Margen bei den Grenzwerten der leitungsgeführten Komponentenprüfung zu minimieren.

Bei diesem Aufbau ergibt sich bei dem untersuchten Prüfling eine deutlich verringerte Störaussendung auf den Niedervolt-Leitungen.

Eine schlüssige Modellierung dieses Effektes gelingt mit dem verwendeten einfachen Simulationsmodells bislang nicht. Hierzu sind weitere Untersuchungen notwendig. Weiterhin sollte die Eignung des vorgestellten Messaufbaus anhand von weiteren Fahrzeugmessungen verifiziert werden.

## **Literaturangaben**

[1] CISPR/D/425A/CDV

[2] Dipl. – Ing. Marc Maarleveld, M. Sc. Sebastian Jeschke, Prof. Dr.-Ing Holger Hirsch, Emissionsverhalten von Elektrofahrzeugen im Ladebetrieb, Konferenzband EMV2104

[3] Jacques Laeuffer, Basics of Electromagnetic Compatibility (EMC) of Power Systems, Konferenzband PCIM 2013

---

## **Aktuelles aus der Normung**

---

# Neue ETSI Normen EN 303 446-1/2 für kombinierte Geräte mit Funkmodul

- Referent: Frank Deter, Miele & Cie. KG, OE/LA, Oelde, Deutschland
- Co-Autor: Bettina Funk, Swedish Post and Telecom Authority (PTS), Schweden  
Leiterin der Arbeitsgruppe für prEN 303446-1 in ETSI ERM WGEMC
- Co-Autor: Dirk Eyfrig, SICK AG, Waldkirch, Deutschland  
Leiter der Arbeitsgruppe für prEN 303446-2 in ETSI ERM WGEMC
- Co-Autor: Dr. Stephan Kloska, VDE Prüf- und Zertifizierungsinstitut GmbH Offenbach, Deutschland, Leiter einer Notifizierten Stelle für RED

## 1 Einleitung

Seit dem Inkrafttreten der Funkanlagenrichtlinie 2014/53/EU (RED) muss für Geräte, die ein Funkmodul enthalten, eine CE-Kennzeichnung für das gesamte Gerät (Nicht-Funkgerät und Funkmodul) nach dieser Richtlinie erfolgen. Bei Geräten, deren primäre Anwendung nicht die Funkkommunikation ist, die aber eine Funktechnologie nutzen, spricht man von sogenannten „kombinierten Geräten“.

Als Hilfestellung für die Bewertung solcher kombinierter Geräte gemäß den grundlegenden Anforderungen der RED bezüglich Artikel 3.1 (b) (EMV) und Artikel 3.2 (Effektive und effiziente Nutzung des Funkspektrums) hat ETSI den Leitfaden EG 203 367 herausgegeben. Die wichtigsten Empfehlungen dieses Leitfadens werden in Kapitel 2 erörtert.

Allerdings kann ein solcher Leitfaden nicht unter einer EU-Richtlinie gelistet werden, was bedeutet, dass er nicht zur Vermutung der Konformität von Funkanlagen herangezogen werden kann. Bis zum Abgabetermin dieses Beitrags gab es keine harmonisierten Normen für „kombinierte Geräte“, die in der Praxis für den Nachweis der Konformität des gesamten Gerätes mit den Schutzanforderungen der RED geeignet sind.

Die zukünftigen ETSI Normen EN 303 446-1 für die Wohnumgebung und EN 303 446-2 für die Industrieumgebung sollen diese Lücke für die Bewertung nach Artikel 3.1(b) der Funkanlagenrichtlinie 2014/53/EU schließen. Sie sind dazu vorgesehen, als harmonisierte Normen unter der RED gelistet zu werden. Durch die in diesen Normen enthaltene normative Verweise auf unter der EMV-Richtlinie gelistete EMV-Produktnormen wird eine Doppellistung dieser Normen unter der RED überflüssig. In den Kapiteln 3 und 4 werden diese Normen näher beschrieben. Dabei wird auch auf Schwierigkeiten bei der Erarbeitung und Anwendung der Normen eingegangen.

Im Anschluss wird erläutert, welche Probleme auch nach einer möglichen Listung der Normen EN 303 446-1/2 für das Inverkehrbringen von kombinierten Geräten weiterhin bestehen.

## 2 ETSI Leitfaden EG 203 367 für kombinierte Geräte

Der ETSI Leitfaden EG 203 367 gibt Anleitungen zur Anwendung der harmonisierten Normen für EMV und Funk für kombinierte Geräte, um die Konformität mit der Funkanlagenrichtlinie 2014/53/EU bezüglich Artikel 3.1 (b) – EMV – und Artikel 3.2 – effektive und effiziente Nutzung des Spektrums - nachzuweisen. Dabei sollen soweit wie möglich vorhandene Untersuchungsergebnisse der Einzelprodukte übernommen werden. Da dieser Leitfaden auch als Grundlage für die Entwicklung der Normen ETSI EN 303 446-1/-2 diente, wird die Vorgehensweise hier ausführlich erläutert und im Weiteren nur noch auf die Unterschiede hingewiesen.

Ein kombiniertes Gerät besteht aus einem „Nicht-Funkgerät“ (z. B. ein Haushaltsgerät oder Werkzeug) und einer darin integrierten „Funk-Funktion“. In den meisten Fällen wird ein Funkmodul integriert (z. B. Bluetooth oder WLAN), welches bereits gegen harmonisierte Normen nach der RED geprüft wurde. In Einzelfällen verfügt das Funkmodul auch über eine CE-Kennzeichnung gemäß dieser Richtlinie. Wird ein solches Funkmodul nun in ein „Nicht-Funkgerät“ eingebaut, dann ändert sich seine Umgebung (z. B. Metallisches Gehäuse, Anschlüsse). Somit liegen gemäß EG 203 367 für verschiedene gemäß den Normen erforderliche Prüfungen keine vergleichbaren (äquivalenten) Untersuchungsbedingungen zu den bereits erfolgten Prüfungen des Funkmoduls vor.

### **ETSI EG 203 367, Definition „Äquivalente Untersuchungsbedingungen“:**

solche Untersuchungsbedingungen, die bei einem Gerät während einer Konformitätsuntersuchung angewendet werden, mit dem Ziel, dieses Produkt in eine andere, aber äquivalente Umgebung zu transferieren.

Anmerkung: Diese Bedingungen können folgendes umfassen: Temperaturbereich, Gehäusematerial, Formfaktor, Versorgungsspannung, Zykluszeit, HF Ausgangsnennleistung, Antenneneigenschaften, Antennenanschluss, Steuerprogramme, Signalleitungen usw.

Liegen beim Einsatz des Funkmodules in einem Gerät äquivalente Untersuchungsbedingungen verglichen mit den Bedingungen bei der separaten Prüfung des Funkmodules vor, dann sind keine weiteren, zusätzlichen Prüfungen nach Artikel 3 der Funkanlagenrichtlinie erforderlich. Eine entsprechende Dokumentierung dieser Einschätzung ist ausreichend.

Liegen keine äquivalenten Untersuchungsbedingungen vor, werden zusätzliche Untersuchungen am kombinierten Gerät notwendig, die sogenannten „Delta-Prüfungen“ ( $\Delta$ ). Ein Grund hierfür könnten zum Beispiel durch das Funksignal in den umliegenden elektronischen Baugruppen des Nicht-Funk-Gerätes erzeugte Oberschwingungen oder Intermodulationen sein.

Tabelle 1 in EG 203 367 gibt eine Übersicht zu den möglichen Konformitätsbewertungsverfahren für kombinierte Geräte.



**ETSI EG 203 367, Tabelle 1:  
Übersicht zu den möglichen Konformitätsbewertungsverfahren nach RED  
für „Funkgeräte“ und „kombinierte Geräte“**

Szenarium #	Geräte unter der Funkgeräterichtlinie	Verfügbare Konformitätsbewertungsverfahren (KBV)	Verfügbare Referenz, um Konformität mit Art. 3.1b und 3.2 der Funkgeräterichtlinie (FG-R) zu demonstrieren
1		FG-R KBV (für das FG) EMV-R KBV (für das NFG) Δ (für die Kombination)	ETSI EG 203 367
2		FG-R KBV (für das FG)	Anwendbare harmonisierte ETSI Normen für EMV und Funk
3		FG-R KBV (für die Kombination)	Anwendbare harmonisierte ETSI Normen für EMV und Funk
Δ ist die zusätzliche Bewertung der Kombination. Eine Bewertung bedeutet nicht zwangsläufig, dass Prüfungen durchgeführt werden müssen.			

Anmerkung: Die Tabelle wurde durch die Autoren aus dem Englischen ins Deutsche übersetzt.

Die Autoren sehen Szenarium 3 als potentiell kritisch für Hersteller an. In diesem Szenarium wird das kombinierte Gerät insgesamt nur als Funkgerät betrachtet und es werden ausschließlich ETSI-Normen für EMV und Funk angewendet. Ein Hersteller wird aber für alle Funktionen, welche nichts mit dem eingebauten Funkmodul zu tun haben, seine bewährten, unter der EMV-Richtlinie gelisteten Produktnormen anwenden, also Szenarium 1. Der große Vorteil dieser Methode ist, dass in diesen EMV-Produktnormen die Testbedingungen für die „Nicht-Funk-Funktionen“ genau festgelegt sind. Die EMV-Produktnormen beinhalten sehr viel Erfahrung mit der Messung und Prüfung der jeweiligen Geräte. Würde eine Überprüfung des kombinierten Gerätes nun nach Szenarium 3 und somit ausschließlich anhand der ETSI Funkanlagennormen erfolgen, dann kann dies bei den Nicht-Funk-Funktionen zu einer falschen Bewertung führen.

Ein weiteres Argument gegen Szenarium 3 lässt sich aus EG 203 367 Kapitel 5.1.2 ableiten. Im ersten Unterabschnitt wird dort verlangt, für die Bewertung der „Nicht-Funk-Funktionen“ die Anforderungen der jeweiligen harmonisierten EMV-Normen unter der EMV-Richtlinie zu berücksichtigen.

Die Anwendung von Szenarium 3 für kombinierte Geräte ist aus Sicht der Autoren daher meist nicht zu empfehlen.

In Abschnitt 5 betrachtet der Leitfaden die Anwendung harmonisierter Normen für Artikel 3.1(b), gesondert für jedes Phänomen der Störaussendung und Störfestigkeit.

Dann gibt er in Abschnitt 6 eine Anleitung zur Konformitätsbewertung nach Art. 3.2 der Funkanlagenrichtlinie.

Bei einer Bewertung nach EG 203 367 erheben sich zu Beginn der Konformitätsbewertung die folgenden Fragen:

- Welche Bewertungen der Einzelgeräte können für das kombinierte Gerät übernommen werden?
- Welche Bewertungen erfordern zusätzliche  $\Delta$ -Prüfungen?

Die folgende Einschätzung am Beispiel der Neuentwicklung eines Haushaltgerätes mit WLAN-Funkmodul wurde zusammen mit einer nach der Funkanlagenrichtlinie Notifizierten Stelle vorgenommen (VDE Prüf- und Zertifizierungsinstitut GmbH; Offenbach/Main).

Ausgangssituation:

- Haushaltgerät und Funk-Modul können auf Grund der baulichen Integration getrennt bewertet werden.
- Ein Prüfbericht mit dem Ergebnis „Bestanden“ nach ETSI EN 300 328 V2.1.1 für das WLAN-Modul ist vorhanden.
- Die Untersuchungsbedingungen bei der Prüfung des WLAN-Modules waren nicht äquivalent zur Umgebung im Haushaltgerät (Keine „äquivalenten Untersuchungsbedingungen“).
- Der Hersteller des kombinierten Gerätes hat die harmonisierte Funknorm EN 300 328 nur teilweise auf das kombinierte Gerät angewendet und muss deshalb nach der Funkgeräte richtlinie zur Konformitätsbewertung nach Artikel 3.2 eine Notifizierte Stelle einschalten (Artikel 17 (4) in 2014/53/EU)

### Bewertung des Haushaltgerätes nach EG 203 367, Abschnitt 5 (Art. 3.1b, EMV)

Unterabschnitt	Phänomen	Norm(en)	Bemerkung
5.1.2.2.2	Störfeldstärke	EN 55014-1	Anmerkung 1
5.1.2.2.3	Leitungsgebundene Störungen	EN 55014-1	Anmerkung 1
5.1.2.2.4	Oberschwingungen der Netzfrequenz	EN 61000-3-2	Anmerkung 1
5.1.2.2.5	Flicker	EN 61000-3-3	Anmerkung 1
5.1.2.3.3	Störfestigkeit gegen gestrahlte elektromagnetische Felder	EN 55014-2 EN 301 489-1	+ Delta Prüfung 230 MHz – 6 GHz oder 1 GHz – 6 GHz Anmerkung 2
5.1.2.3.4	Elektrostatische Entladungen	EN 55014-2	Anmerkung 2
5.1.2.3.5	Schnelle Transienten (Burst)	EN 55014-2	Anmerkung 2
5.1.2.3.6	Hochfrequente induzierte Ströme	EN 55014-2	Anmerkung 2
5.1.2.3.8	Spannungseinbrüche und -Unterbrechungen	EN 55014-2	Anmerkung 2
5.1.2.3.9	Langsame Transienten (Surge)	EN 55014-2	Anmerkung 2

Anmerkung 1 Mit Funkmodul aktiv aber nicht sendend gemessen  
 Anmerkung 2: mit Überwachung des Funkmoduls in einem repräsentativen Betriebsmodus des Haushaltsgerätes (z. B. Standby)

Bei vielen Prüfungen am Haushaltgerät, die für die EMV-Bewertung ohnehin erforderlich sind, kann parallel in einer der Betriebsarten die korrekte Funktion der Funkübertragung überprüft werden.

Somit ergibt sich in diesem Fall als einziger wirklich zusätzlicher Test für Art. 3.1 (b) die Erweiterung des Frequenzbereiches für die Messung der Störfestigkeit gegen gestrahlte elektromagnetische Felder bis 6 GHz sowie die Überwachung der Funkfunktionalität der Funkverbindung während der gesamten EMV-Prüfung

**Bewertung des Haushaltgerätes nach EG 203 367, Abschnitt 6 (Art. 3.2, Spektrum)**

M = neue Messung

P = Verwendung der Prüfergebnisse des Funkmoduls auch in der neuen Umgebung („Papiervorgang“)

Nr.	ETSI EN 300 328 Requirements (4.3.2 other types of wideband modulation)	Δ
1	RF Output Power	M
2	Power Spectral Density	P
3	Duty cycle, Tx-Sequence, Tx-gap	P
4	Medium Utilisation (MU) factor	P
5	Adaptivity (adaptive equipment using modulations other than FHSS)	P
6	Occupied Channel Bandwidth	P
7	Transmitter unwanted emissions in the out-of-band domain	M
8	Transmitter unwanted emissions in the spurious domain	M
9	Receiver spurious emissions	M
10	Receiver Blocking	P
11	Geolocation capability	P

**3 Entwurf zu EN 303 446-1 - kombinierte Geräte mit Funkmodul in Wohnumgebung**

**3.1 Anwendungsbereich**

Der Anwendungsbereich umfasst alle Geräte für den Einsatz in Wohnumgebung und Gewerbegebieten die in den Anwendungsbereich einer der in Abschnitt 2.1.2 dieser Norm angegebenen EMV-Produktnormen fallen. Hier sind die meisten EMV-Produktnormen für den Wohnbereich aufgelistet, z.B. die EN 55011, EN 55014-1, EN 55015, EN 55032. Die Norm kann also auf sehr viele Geräte angewendet werden.

**3.2 Normative Verweise**

Ein einfacher umfassender Verweis in der Liste der unter der RED harmonisierten Normen im OJEU auf die EMV-Produktnormen, welche unter der EMV-Richtlinie gelistet sind, wurde von der EU-Kommission nicht akzeptiert, obwohl ein solcher Verweis in der

R&TTE Richtlinie 1999/5/EG jahrelang erfolgreich vorhanden war (z. B. Amtsblatt C 226/115 vom 10.07.2015). Gleichfalls wurden undatierte Verweise nicht akzeptiert. Deshalb kam die ETSI-Arbeitsgruppe auf die Idee „indirekt datierte Verweise“ zu verwenden, indem alle aufgelisteten Normen mit dem Vermerk versehen wurden, dass die Datierungen der gelisteten Versionen unter der EMV-Richtlinie anzuwenden sind, inclusive einer eventuellen Übergangsfrist. Leider wurde auch diese „indirekte Datierung“ von der EU-Kommission nicht akzeptiert. Deshalb wurden ausschließlich direkt datierte Verweise vorgenommen, was sehr unpraktisch in der Handhabung ist, weil jede Ergänzung zu einer der vielen referenzierten Normen auch eine Ergänzung der EN 303 446-1/2 erfordert, um die Referenzen auf dem aktuellen Stand zu halten.

### **3.3 Testkonfiguration**

Der Entwurf zur EN 303 446-1 enthält im Gegensatz zum EG 203 367 keine Definition von „äquivalenten Testbedingungen“. Es muss mindestens ein typischer Betriebszustand des kombinierten Gerätes mit aktiver Funkfunktion gegen alle EMV-Phänomene getestet werden. Lange Diskussionen gab es hier um den Text, dass dieser Betriebszustand nach den folgenden Kriterien ausgewählt werden soll:

Maximale Störemission des Prüflings für Störaussendungsmessungen und  
Maximale Störfestigkeit bei Störfestigkeitsuntersuchungen

Es wurde klar, dass eine strikte Forderung, das Gesamtgerät bei maximaler Störaussendung zu testen – unabhängig davon, ob diese vom Funkmodul verursacht wird oder nicht – in der Praxis zu erheblichen Problemen bei der Durchführung der Prüfungen führen kann. Beispielsweise kann ein solcher Zustand der maximalen Emission nur sehr kurzfristig auftreten. Am Ende wurde Konsens dazu erzielt, im Haupttext nur Empfehlungen zu geben („should“ anstelle von „shall“) und weitere Anleitungen zur Auswahl des Betriebsmodus in einem informativen Anhang B aufzuführen.

### **3.4 Störaussendungsmessungen**

Es werden praktisch dieselben Messungen gefordert wie nach EG 203 367, mit dem Unterschied, dass die Störfeldstärke in jedem Fall bis 6 GHz zu untersuchen ist. Falls die anzuwendende „Nicht-Funk-Norm“ keine Untersuchung bis 6 GHz fordert, ist für den nicht abgedeckten Frequenzbereich EN 55032 anzuwenden.

Bei vielen Geräten relativiert sich diese Forderung allerdings durch Tabelle 1 in EN 55032, wo abhängig von der höchsten verwendeten Frequenz innerhalb des Gerätes der zu messende Frequenzbereich reduziert wird. Beispielsweise muss nur bis 1 GHz gemessen werden, wenn die höchste verwendete interne Frequenz kleiner als 108 MHz ist.

### **3.5 Störfestigkeitsmessungen**

Es sind dieselben Prüfungen zur Störfestigkeit des Gerätes wie nach EG 203 367 durchzuführen. Für den Fall, dass für die Funkfunktion ein anderer Prüfstörpegel vorgeschrieben ist als für die „Nicht-Funk-Funktionen“, wird hier für den Test am kombinierten Gerät immer der niedrigere Prüfstörpegel angewendet.

Ein diskutiertes Beispiel waren Semi-Leuchten (z. B. Retrofit-LED-Lampen gemäß EN 61547), für die bei der Surge-Prüfung eine Störfestigkeit von 500 V gefordert wird, wäh-

rend für die Funkmodule im allgemeinen eine Störfestigkeit bis zu 1000 V gefordert wird. Die Begründung für die Beibehaltung des niedrigeren Prüfpegels der Nicht-Funk-Norm (hier EN 61547) war, dass es keine Rolle spielt, ob das Funkmodul nach der Surge-Prüfung noch funktioniert, wenn die Semi-Leuchte nach einem Surge größer 500 V so wieso kein Licht mehr erzeugen kann.

#### **4 Besonderheiten des Entwurfs zu EN 303 446-2 – kombinierte Geräte mit Funkmodul in industrieller Umgebung im Vergleich zur Wohnumgebung**

Der für industrielle Applikationen vorgesehene Teil 2 der Normenreihe folgt weitgehend dem oben erläuterten Konzept.

Der gravierendste Unterschied besteht bei den Störfestigkeitsanforderungen. Diese sind bei den im industriellen Bereich gültigen EMV Produktfamilien- und Fachgrundnormen in der Regel deutlich höher als im Haushalts- und Gewerbebereich. Da auch für kombinierte Geräte eine entsprechende Störfestigkeit sichergestellt werden muss, ist hier das Maximum der Anforderungen aus den jeweils anzuwendenden Normen entsprechend der „Nicht-Funk-Funktion“ und der „Funk-Funktion“ für die Produktqualifikation heranzuziehen. Problematisch kann hierbei sein, dass es bis heute nur wenige Funkmodule gibt, die eine entsprechend hohe Störfestigkeit aufweisen. Andererseits werden Funk-Schnittstellen im industriellen Umfeld häufig nur für Konfigurations- und Wartungsarbeiten genutzt.

Aus diesem Grund ist es für solche als Konfigurations- und Wartungsschnittstellen definierte Funkschnittstellen zulässig, dass bei Prüfstörpegeln oberhalb der in der „Funk-EMV-Norm“ spezifizierten eine Beeinflussung auftritt, bis hin zum Abbruch der Funkkommunikation. Nicht zulässig ist jedoch eine Beschädigung des Funkmoduls.

#### **5 Offene Probleme beim Inverkehrbringen von kombinierten Geräten, die durch EN 303 446-1/2 nicht gelöst werden**

Die Normen EN 303 446-1/-2 beziehen sich ausschließlich auf Art. 3.1(b) der Funkanlagenrichtlinie, der EMV betrifft. Die Forderungen, die sich aus Art. 3.2 (effektive und effiziente Nutzung des Spektrums) oder Art. 3.3 (Kompatibilität) ergeben, sind nicht berücksichtigt. Der Grund hierfür war, dass das ETSI Gremium, in dem diese Normen bearbeitet wurden (ETSI ERM WGEMC), innerhalb ETSI ausschließlich für EMV Aspekte zuständig ist.

Es gibt noch keine harmonisierten Normen für Artikel 3.2, die auf kombinierte Geräte anwendbar wären. Die Anwendung der vollständigen harmonisierten Norm (z.B. EN 300 328 bei WLAN, BT) auf das kombinierte Gerät ist sehr aufwendig und in vielen Fällen sogar komplett unmöglich. Oft sind bestimmte Betriebsarten des Funkmodules, die für eine Komplettprüfung z.B. nach EN 300 328 zwingend benötigt werden, dem Anwender des Funkmoduls nicht zugänglich; eine Prüfung oder Messung ist somit unmöglich. Die beste Möglichkeit ist die Anwendung des Leitfadens EG 203 367, wie oben beschrieben. Allerdings kann ein Leitfaden nicht unter der RED gelistet werden. Daher ist in diesem Fall nach Artikel 17 der Funkanlagenrichtlinie nur ein Konformitätsbewertungsverfahren nach Anhang III oder Anhang IV erlaubt. Beide schreiben zwingend die Einschaltung einer nach der Funkanlagenrichtlinie Notifizierten Stelle vor.

Als Abhilfe für diesen Zustand könnte entweder der Leitfaden EG 203 367 überarbeitet werden, um ihn in den Rang einer Norm zu erheben, die unter der Funkgeräte richtlinie

gelistet werden kann, oder der Anwendungsbereich der Normen EN 303 446-1/2 auf die Artikel 3.2 und 3.3 der Funkgeräterichtlinie erweitert werden.

## **6 Stand der Veröffentlichung bei Einsendeschluss des Beitrages**

Zum Zeitpunkt des Einsendeschlusses (11. Dezember 2017) dieses Beitrages für den Tagungsband der EMV 2018 bestand folgende Situation:

- Die Kommentare der Mitgliedsländer wurden Anfang Juli 2017 durch die zuständigen ETSI-Arbeitsgruppen bearbeitet. Dabei wurden technische Änderungen vorgenommen, die eine erneute Abstimmung durch die Mitgliedsländer erfordern.
- Vor dieser zweiten Abstimmung wurde der zuständige Desk Officer der EU-Kommission gebeten, den Normentwurf in Hinsicht auf eine zukünftige Listung unter der Funkgeräterichtlinie zu kommentieren. Augenscheinlich konnte hier aber noch keine positive Abstimmung erreicht werden, so daß die zweite Abstimmung bisher nicht eingeleitet wurde.

## **7 Zusammenfassung**

Die Entwicklung der Normen EN 303 446-1/2 sollte das Inverkehrbringen von kombinierten Geräten unter der Funkgeräterichtlinie erleichtern. Diese Zielstellung wurde bisher nicht erreicht, vor allem durch die Verzögerung einer Listung im Amtsblatt der EU unter der Funkanlagenrichtlinie.

Auch die anderen beschriebenen Probleme zeigen, dass die existierenden Normentwürfe mit großer Sicherheit noch nicht den Endpunkt der Entwicklung darstellen.

Als Alternative kann jedoch auch der Leitfaden EG 203 367 angewandt werden, der sich in zahlreichen Verfahren mit Notifizierten Stellen seit dem Inkrafttreten der Richtlinie 2014/53/EU bewährt hat.

## **8 Literaturangaben**

- [1] ETSI prEN 303 446-1 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; Harmonized Standard covering the essential requirements of article 3.1(b) of Directive 2014/53/EU.
- [2] ETSI prEN 303 446-2 ElectroMagnetic Compatibility (EMC) standard for combined and/or integrated radio and non-radio equipment; Part 2: Specific conditions for equipment intended to be used in industrial locations; Harmonized Standard covering the essential requirements of article 3.1(b) of Directive 2014/53/EU
- [3] ETSI EG 203 367 v1.1.1 (2016-06) Guide to the application of harmonized 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
- [4] Richtlinie 2014/53/EU RICHTLINIE 2014/53/EU DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES vom 16. April 2014 über die Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung von Funkanlagen auf dem Markt und zur Aufhebung der Richtlinie 1999/5/EG; Amtsblatt der Europäischen Union L 153/62 DE; 22.5.2014

# **Die neue IEC 61000-4-31 in Theorie und Praxis**

Dr. Ralf Heinrich, Ametek CTS Europe, Landsberger Str. 255, 12623 Berlin, Deutschland

## **1 Einleitung**

Mit der Nutzung von Netzleitungen für Datenübertragung und aufgrund anderer Technologien können auf Netzleitungen nicht nur die üblicherweise betrachteten unsymmetrischen Störsignale sondern auch symmetrische Störsignale auftreten. Diese werden durch eine Prüfung der leitungsgeführten Störfestigkeit nach IEC 61000-4-6 möglicherweise nur unzureichend oder gar nicht berücksichtigt.

Daher wurde mit der IEC 61000-4-31 [1] eine neue Norm entwickelt, die eine Störfestigkeitsprüfung mit symmetrischen Breitbandsignalen im Frequenzbereich von 150 kHz – 80 MHz beschreibt und damit die Prüfung gegenüber unsymmetrischen Störsignalen nach IEC 61000-4-6 ergänzt. Hinsichtlich des Frequenzbereiches ist die neue Norm in gewisser Weise eine Fortsetzung der IEC 61000-4-19, die ebenfalls eine Prüfung gegenüber differentiellen Störsignalen beschreibt, jedoch aufgrund des tieferen Frequenzbereiches mit anderen Prüfverfahren.

Die Normentwicklung der IEC 61000-4-31 wurde begleitet durch verschiedene Untersuchungen hinsichtlich geeigneter Prüfverfahren zur Nachbildung bekannter Störphänomene, Realisierungsmöglichkeiten der Prüfsignalerzeugung und der erforderlichen Koppelinrichtungen sowie der praktischen Anwendung.

## **2 Prüftechnik**

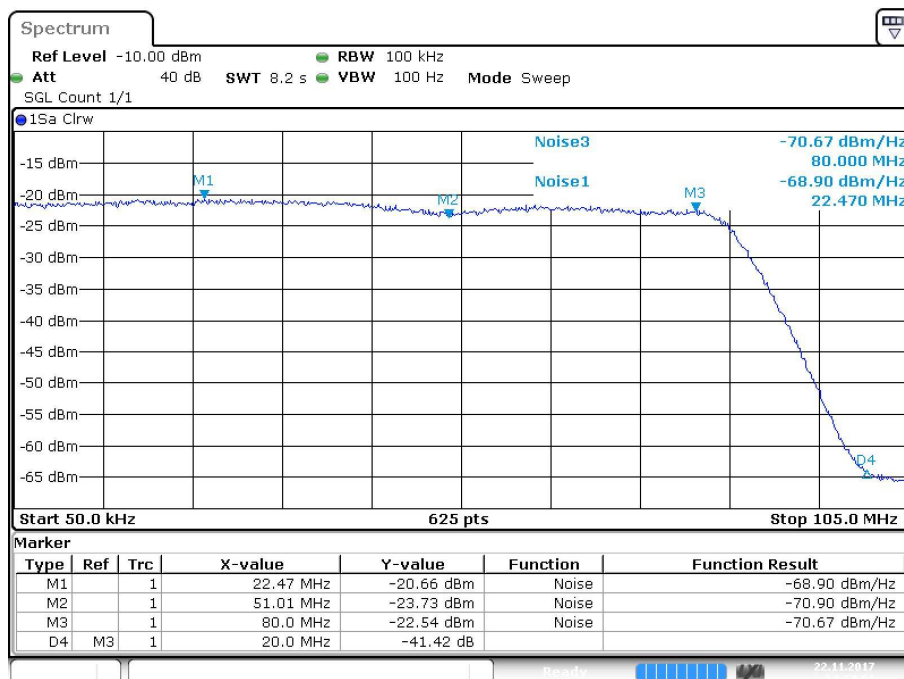
### **2.1 Generator**

Für eine Störfestigkeitsprüfung nach 61000-4-31 benötigt man im Wesentlichen einen Testgenerator, der den Prüfpegel in Form eines breitbandigen Rauschsignals bereitstellt und ein Koppelnetzwerk zur Erzeugung des symmetrischen Prüfsignals zur Einkopplung in den Prüfling.

Während der Normentwicklung wurden verschiedene Technologien zur Erzeugung von Breitbandsignalen in Betracht gezogen und untersucht. Annex B der IEC 61000-4-31 gibt dazu nähere Informationen. Als Prüfsignal wurde ein bandbegrenzt weißes Rauschen in Kombination mit einer Pulsmodulation ausgewählt, da damit die wesentlichen praktisch auftretenden Störquellen mit einer Signalquelle simuliert werden können und sich dadurch ein sinnvoller Kompromiss zu dem technologischen Aufwand und Komplexität der Prüftechnik ergibt.

Der Testgenerator besteht aus den nachfolgenden Komponenten:

- Rauschgenerator zur Erzeugung eines breitbandigen Prüfsignals. Der Rauschgenerator enthält üblicherweise eine Pegelregelung zur Anpassung des Prüfpegels an die jeweiligen Prüferfordernisse. Die Bandbreite des Prüfsignals kann durch geeignete Bandfilter an die erforderlichen Frequenzbereiche angepasst werden.
- Verstärker zur Verstärkung des Rauschsignals auf das erforderliche Prüfpegelniveau. Der Verstärker sollte einen möglichst „glatten“ Frequenzgang haben, da der Frequenzgang des Verstärkers direkt das Ausgangssignal und dessen Frequenzgang beeinflusst. Für alle Komponenten der Prüfsignalerzeugung ist eine maximale Welligkeit des Frequenzganges von +/-3 dB zulässig.
- Filter. Das Filter dient der Bandbegrenzung des Prüfsignals. Dabei kommt es vor allem auf eine Bandbegrenzung an der oberen Frequenzgrenze an, da in diesem Bereich bei gleicher Flankensteilheit der Filter der relative Beitrag unerwünschter Rauschsignalenergie viel größer ist als am unteren Bandende. Hinzu kommt, dass ein Filter zur Bandbegrenzung des Rauschgenerators häufig nicht ausreichend ist, da auch das Verstärkerrauschen einen signifikanten Beitrag zur gesamten Prüfsignalenergie leisten kann, was mit einem Filter am Ausgang des Verstärkers entsprechend unterdrückt werden muss. Die normative Anforderung für ein Prüfsignal mit 80 MHz Bandbreite ist mindestens 20 dB Abfall des Prüfsignalpegels bei 100 MHz. Für ein Prüfsignal mit 30 MHz Bandbreite soll der Prüfpegel bei 37,5 MHz bereits um mindestens 20 dB kleiner sein.



Date: 22.NOV.2017 14:54:01

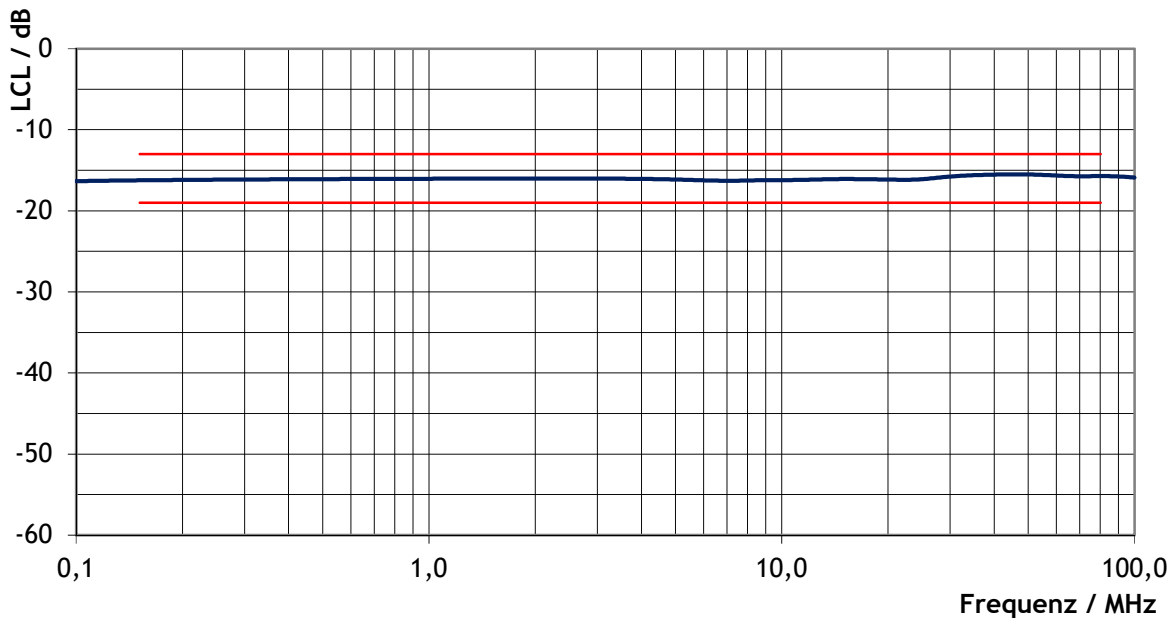
**Bild 1:** Ausgangssignal eines Testgenerators für IEC 61000-4-31

Bild 1 zeigt ein Beispiel eines Prüfsignals am Ausgang des Testgenerators. Die Welligkeit des Frequenzganges liegt bei ca. +/- 1 dB, der Abfall des Rauschsignals an der oberen Bandgrenze bei >40 dB.



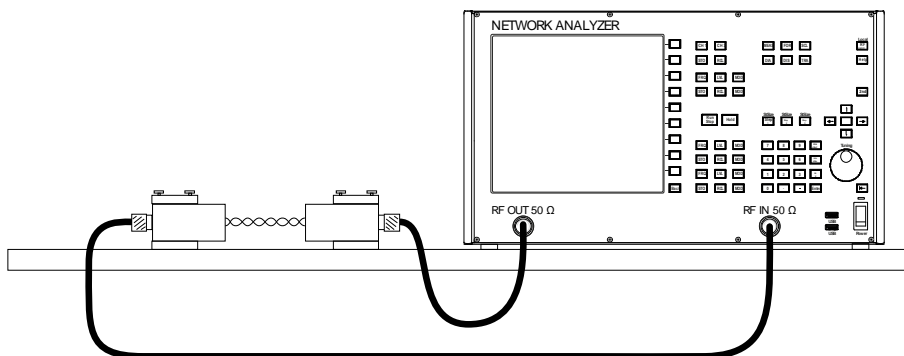
## 2.2 Koppelnetzwerk

Das Koppelnetzwerk CDND (coupling decoupling network for differential mode) dient zur Einkopplung des Prüfsignals, wobei das Prüfsignal unsymmetrische und symmetrische Signalanteile haben soll. Diese Eigenschaft wird über das LCL (longitudinal conversion loss) definiert, was laut normativer Vorgabe 16 dB sein soll. Das LCL wird mit Hilfe einer Messbrücke gemessen. Bild 2 zeigt die Messergebnisse des LCL des CDND.

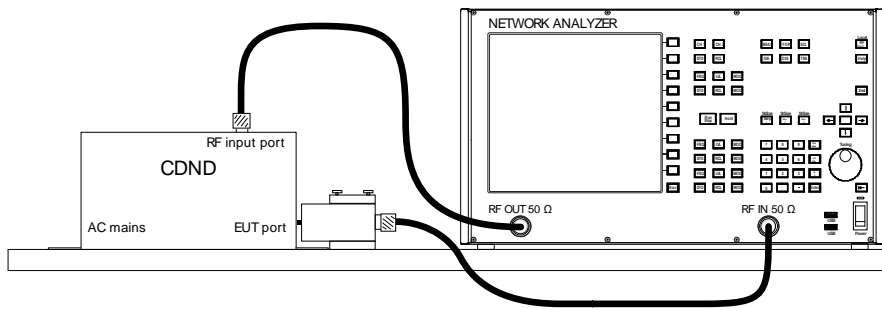


**Bild 2:** LCL des Koppelnetzwerkes

In Richtung der AE-Seite soll das CDND eine Entkopplung von mindestens 15 dB haben. Ein weiterer wichtiger Parameter des CDND ist der Frequenzgang. Da mit einem Breitbandsignal geprüft werden soll, wirkt der Frequenzgang des CDND ebenso wie auch der Frequenzgang des Generators direkt auf den Prüfpegel bei bestimmten Frequenzen. Daher soll der Frequenzgang des CDND +/-1 dB nicht überschreiten. Da der Frequenzgang am symmetrischen Ausgang des CDND gemessen werden muss und dabei auch der ggf. nicht bekannte Frequenzgang des Messbaluns in das Messergebnis mit eingeht, wurde ein Verfahren ähnlich der 3 Antennenmethode für die diesbezügliche Charakterisierung des CDND entwickelt. Dabei werden 3 Messungen entsprechend den Bildern 3 und 4 durchgeführt.



**Bild 3:** Summe der Einfügedämpfungen der Messbaluns 1 und 2



**Bild 4:** Summe der Einfügedämpfungen der Messbaluns 1 und CDND bzw. Messbalun 2 und CDND

Als Ergebnis erhält man die Messwerte von 3 Einfügedämpfungen, aus denen man nach nachstehenden Formeln die jeweiligen Parameter der einzelnen Komponenten berechnen kann.

Messbalun 1:  $A_1 = 0,5 \cdot (A_{12} + A_{13} - A_{23})$

Messbalun 2:  $A_2 = 0,5 \cdot (A_{12} + A_{23} - A_{13})$

CDND:  $A_3 = 0,5 \cdot (A_{13} + A_{23} - A_{12})$

mit

A1 Einfügedämpfung des Messbaluns 1

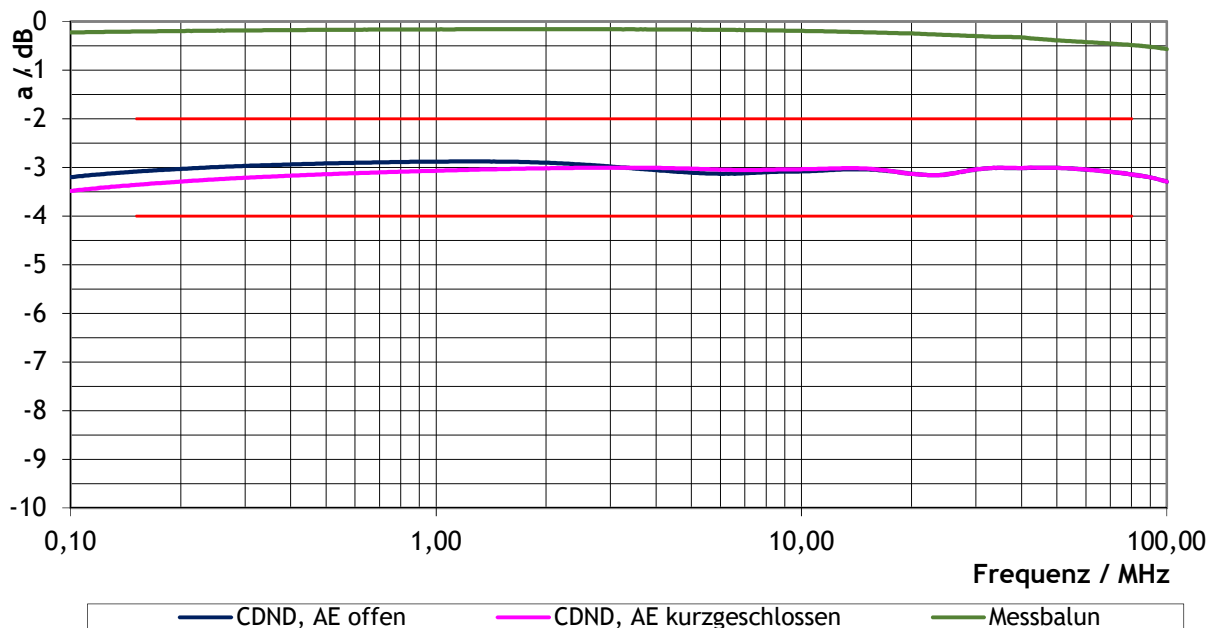
A2 Einfügedämpfung des Messbaluns 2

A3 Einfügedämpfung des CDND

A12 Summe der Einfügedämpfungen der Messbaluns 1 und 2

A13 Summe der Einfügedämpfungen des Messbaluns 1 und CDND

A23 Summe der Einfügedämpfungen des Messbaluns 2 und CDND



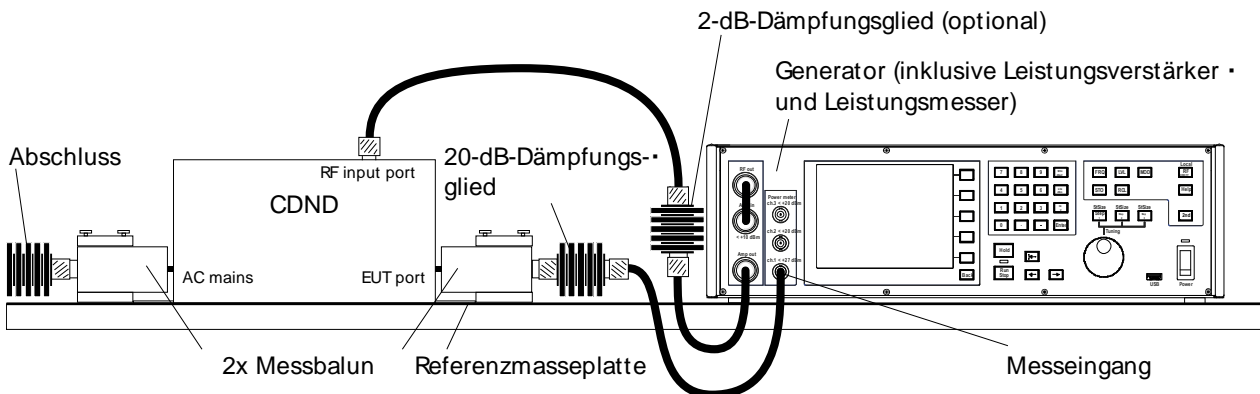
**Bild 5:** Frequenzganges des CDND

Bild 5 zeigt den Frequenzgang des untersuchten CDND. Die Einfügedämpfung liegt bei ca. 3 dB und die Welligkeit bei weniger als  $\pm 0,5$  dB. Damit ist die zulässige Toleranz von  $\pm 1$  dB (siehe rote Grenzwertlinien) unabhängig von der Impedanz an der AE-Seite gut eingehalten. In Bild 5 ist weiterhin der Frequenzgang des Messbaluns zu sehen, der die Anforderung von  $<1$  dB maximaler Einfügedämpfung ebenfalls sehr gut einhält. Insgesamt sind für die Welligkeit des Frequenzganges der Koppelinrichtung bestehend aus CDND und Messbalun  $\pm 3$  dB zulässig, was angesichts der Messergebnisse als eine recht großzügige Toleranz erscheint.

### 3 Anwendung

#### 3.1 PrüfpegelEinstellung

Für die praktische Anwendung muss zunächst eine Einregelung des Prüfpegels vorgenommen werden. Dazu wird ein Messaufbau entsprechend Bild 6 verwendet. Das CDND wird an den Generator angeschlossen und am EUT-Anschluss mit dem Messbalun verbunden. Am Ausgang des Messbaluns wird ein Leistungsmesser oder Spektrumanalysator zur Messung des Prüfpegels angeschlossen. An der AC-Mains-Seite wird das CDND über einen weiteren Messbalun mit 50 Ohm abgeschlossen. Zur Einregelung des Prüfpegels wird der Generatorpegel entsprechend variiert bis der gewünschte Prüfpegel am EUT-Ausgang mit dem Leistungsmesser gemessen werden kann. Für den späteren Test wird der bei der Einregelung ermittelte Generatorpegel wieder eingestellt.



**Bild 6:** Messaufbau zur PrüfpegelEinstellung

In Abhängigkeit vom Prüfpegel kann ein Dämpfungsglied zur Pegelanpassung an den Dynamikbereich bzw. maximalen Eingangspegel des Leistungsmessers erforderlich sein, wie in Bild 6 dargestellt ist (20 dB Dämpfungsglied). Darüber hinaus kann ein weiteres Dämpfungsglied (2 dB Dämpfungsglied in Bild 6) erforderlich sein, um bei eventueller Fehlanpassung des Prüflings ein Stehwellenverhältnis von  $<2$  am Ausgang des Generators sicherzustellen. Nominell wird von einer symmetrischen Impedanz des Prüflings von 100 Ohm ausgegangen. Das ist in der Praxis häufig nicht der Fall. Dadurch ergibt sich eine Fehlanpassung am CDND, welche sich am Ausgang des Generators bemerkbar macht. Durch die Einfügedämpfung des CDND ergibt sich bereits eine geringfügige „Zwangsanpassung“, die jedoch bei größerer Fehlanpassung des Prüflings nicht ausreichend ist. In der Praxis konnte mit einem zusätzlichen Dämpfungsglied von 2-3 dB auch bei extremer Fehlanpassung des Prüflings eine hinreichende Anpassung zur

Einhaltung des geforderten Stehwellenverhältnisses von  $<2$  am Ausgang des Generators erreicht werden.

### 3.2 Testdurchführung

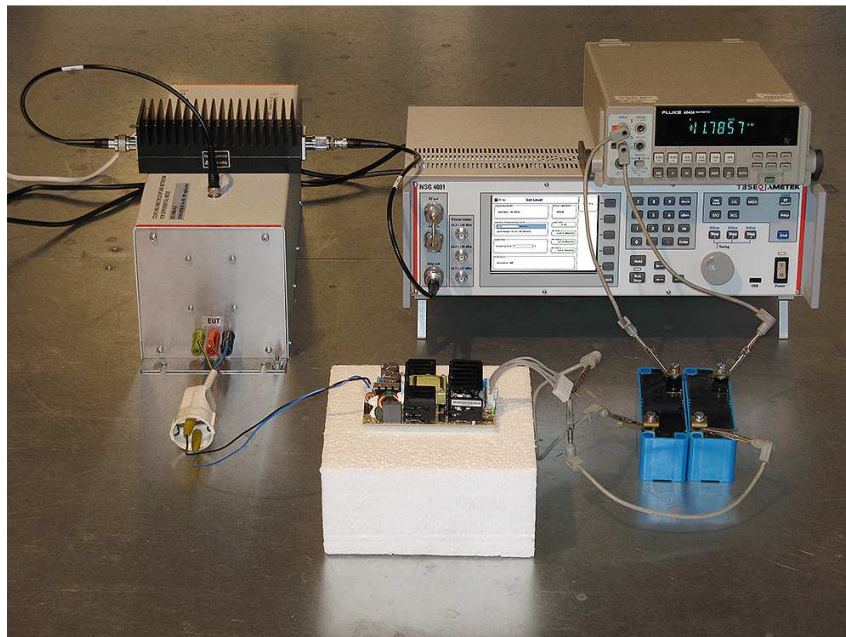
Die Testdurchführung erfolgt mit ähnlichen Prüfaufbauten wie bei der IEC 61000-4-6. Für alle AC Versorgungsleitungen wird ein CDND verwendet, die übrigen Leitungen werden mit CDN nach IEC 61000-4-6 abgeschlossen, wobei nur ein CDN bzw. CDND mit 50 Ohm terminiert wird. Details zu den Prüfaufbauten in Abhängigkeit vom Prüfling sind in [1] zu finden.

Für die Prüfung wird der bei der Pegelregelung ermittelte Pegel am Generator eingestellt. Die Prüfzeit bzw. Haltezeit des Prüfpegels wird, wie auch bei anderen Störfestigkeitsnormen üblich, nach der erforderlichen Reaktionszeit des Prüflings gewählt, mindestens jedoch 60 s. Insgesamt ist die Prüfzeit jedoch trotzdem vergleichsweise kurz, da man durch die Verwendung des Breitbandsignals den gesamten Frequenzbereich in einem Schritt testet.

## 4 Anwendungsbeispiele

### 4.1 Netzteil

Als Anwendungsbeispiel wurden im ersten Schritt zwei verschiedene Netzteile untersucht. Dazu gehörten ein Steckernetzteil (Schaltnetzteil, Netzteil 1) und ein Schaltnetzteil für mehrere DC Versorgungsspannungen (Netzteil 2). Motivation für die Auswahl dieser Prüflinge war die Überlegung, dass Netzteile leicht als Einfallstor für Störungen auf Netzleitungen dienen können. Bild 7 zeigt einen Versuchsaufbau mit Generator, CDND und Prüfling.



**Bild 7:** Versuchsaufbau zur Störfestigkeitsprüfung nach IEC 61000-4-31 mit Generator, CDND und einem Schaltnetzteil als Prüfling

Bei der Durchführung der Störfestigkeitsprüfung hatte sich gezeigt, dass das Multimeter zur Überwachung der Ausgangsspannung des Netzteils in erheblichem Maße von der Prüfstörgröße beeinflusst wurde, so dass teilweise erhebliche Fehlmessungen auftraten. Verschiedene Multimeter zeigten unterschiedliche Empfindlichkeit gegenüber der Prüfstörgröße. Mit einem geeigneten Multimeter und einer zusätzlichen symmetrischen Entkopplung bestehend aus 2 Drosseln und symmetrischen Filtern konnten die Fehlmessungen minimiert werden.

Prüfpegel dBm/Hz	Ausgangsspannung Netzteil 1 ohne Last	Ausgangsspannung Netzteil 1 mit 470 Ohm Last	Ausgangsspannung Netzteil 2 mit/ohne Last
-70	8,96 V	8,96 V	11,78 V
-50	8,88 V	8,95 V	11,78 V
-45	8,75 V	8,92 V	11,78 V
-40	8,47 V	8,84 V	11,78 V
-38	8,30 V	8,78 V	11,78 V

**Tabelle 1:** Messergebnisse der Ausgangsspannung der untersuchten Netzteile

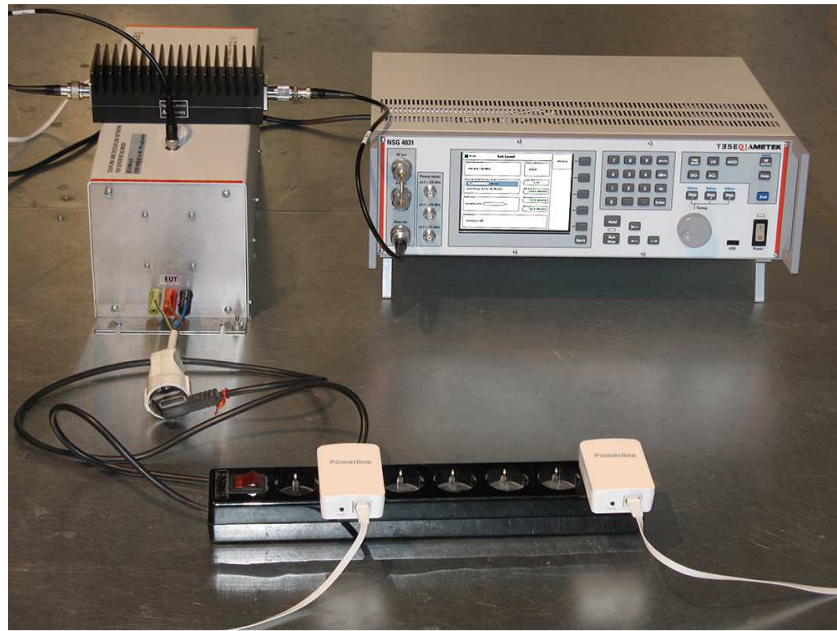
Tabelle 1 zeigt die Messergebnisse der Ausgangsspannungen der beiden Netzteile. Beim Netzteil 1 sinkt die Ausgangsspannung mit steigender Störspannung. Dieser Effekt ist im Leerlauf deutlich sichtbar, die Störanfälligkeit sinkt jedoch mit steigender Last am Ausgang des Netzteils. Bei einem weiteren Netzteil war ein ähnlicher Effekt zu beobachten. Das Netzteil 2 zeigte keine Beeinflussung.

Leider stand von den untersuchten Netzteilen kein Schaltplan zur Verfügung, so dass eine Analyse der Störwirkung nur anhand von prinzipiellen Regelmechanismen im Schaltnetzteil durchgeführt werden konnte. Der vermutliche Wirkungsmechanismus der Störgröße besteht darin, dass die am Ausgang des Netztes messbare Störspannung auf den Regelkreis der Ausgangsspannung wirkt. Durch die Störspannung wird dabei eine vermeintlich höhere Ausgangsspannung suggeriert, wodurch die tatsächliche Ausgangsspannung mit steigender Störgröße heruntergeregelt wird. Damit sinkt die Ausgangsspannung des Netzteils mit steigender Störspannung. Die Störwirkung ist im Leerlauf am größten und sinkt mit steigender Last.

## 4.2 Netzwerkverbindung über Powerline

Als weiteres Anwendungsbeispiel wurde eine Netzwerkverbindung über Powerline untersucht. Dazu wurde eine Netzwerkverbindung über Powerline zwischen zwei PCs hergestellt. Bild 8 zeigt den Versuchsaufbau.

Zum Test wurde ein Ping zum anderen PC gesendet und die Antwortzeit ausgewertet. Tabelle 2 fasst die Ergebnisse zusammen. Ohne Störsignal lag die Antwortzeit typischerweise bei 5-7 ms. Eine Störbeeinflussung war ab einem Prüfpegel von -60 dBm/Hz anhand der signifikant längeren Antwortzeiten sichtbar. Ab einem Prüfpegel von -56,5 dBm/Hz traten teilweise Aussetzer der Kommunikation auf und bei -56dBm/Hz und höher kam sie komplett zum Erliegen.



**Bild 8:** Versuchsaufbau zur Störfestigkeitsprüfung von Powerlineadaptern

Prüfpegel in dBm/Hz	Antwortzeit
ohne	5-7 ms
-65	5-9 ms
-60	< 350 ms
-57	< 500 ms
-56,5	<1400 ms, gelegentlich time out
> -56	time out

**Tabelle 2:** Antwortzeiten in Abhängigkeit vom Prüfpegel

## 5 Zusammenfassung

Die IEC 61000-4-31 ist eine neue Norm, die im Frequenzbereich von 150 kHz bis 80 MHz Störfestigkeitsprüfungen mit symmetrischen Breitbandsignalen auf Netzleitungen beschreibt. Die Prüfaufbauten sind ähnlich wie bei IEC 61000-4-6. Mit den Anwendungsbeispielen wurde eine mögliche Störbeeinflussung aufgezeigt. Die produktspezifische Anwendung der Norm obliegt den einschlägigen Produktkomitees.

## Literaturangaben

[1] IEC 61000-4-31: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-31: Testing and measurement techniques - AC mains ports broadband conducted disturbance immunity test, Edition 1.0, 2016-07

# Probleme und Unzulänglichkeiten bei der Anwendung von Normen oder Warum können Normen nicht perfekt sein?

Dr. Bernd Jäkel, Siemens AG, Digital Factory

## 1 Einleitung

Gerade im EMV-Bereich hat es nahezu jeder ‚Stakeholder‘ (Hersteller, Entwickler, Prüflabor, Kunde) mit der Thematik von EMV-Normen zu tun. Entwickler sollen bei der Entwicklung von Produkten die Vorgaben von Normen berücksichtigen, Hersteller sollen die Einhaltung von Normen sicherstellen, wenn sie Produkte in Verkehr bringen möchten, oder Prüflabore sollen nachweisen, dass Produkte die Anforderungen von Normen auch wirklich einhalten.

Dies impliziert eine Anspruchshaltung an den Inhalt von Normen, die davon ausgeht, dass die in Normen beschriebenen Verfahren und aufgeführten Anforderungen im Interesse aller Stakeholder sind und ihren jeweiligen Erwartungen entsprechen. Diese Erwartungshaltung gründet sich im Wesentlichen auf der Definition des Begriffs der Norm, die besagt, dass eine Norm ein Dokument ist, das mit Konsens erstellt und von einer anerkannten Institution angenommen wurde. Eine Norm soll für die allgemeine und wiederkehrende Anwendung Regeln, Leitlinien oder Merkmale für Tätigkeiten oder deren Ergebnisse festlegen (wobei ein optimaler Ordnungsgrad in einem gegebenen Zusammenhang angestrebt wird).

Trotz dieser Definition einer Norm stellt sich allerdings in der Praxis heraus, dass auch eine beispielsweise im Konsensprinzip erarbeitete Norm nicht immer den Erwartungen aller Beteiligten entspricht oder auch teilweise Unzulänglichkeiten enthält, die ihre Anwendung erschweren. Einem an der Normentstehung Unbeteiligten erscheint dies oftmals unverständlich, da die EMV-Normen im Grundsatz nur technisch/physikalische Verfahren oder Anforderungen spezifizieren sollten, ein Bereich, in dem die „Wahrheitsfindung“ doch relativ einfacher sein sollte als in anderen Bereichen des täglichen Lebens.

Gründe für die letztliche Veröffentlichung von solchen, mit problematischen oder unzulänglichen Passagen versehenen Normen existieren auf den unterschiedlichsten Ebenen oder in den verschiedenen Stufen eines Normentwicklungsprozesses. Hierzu gehören beispielsweise unterschiedliche Vorstellungen von Experten zu technischen Fragestellungen oder Lösungen, aber auch ganz banal unterschiedliche Interessen im Hinblick auf die in Normen zu beschreibenden Verfahren oder Spezifikationen. Weitere Einflussgrößen sind – auch wenn es letztlich nur um technische Fragestellungen geht – die unterschiedlichen Kulturen und Vorgehensweisen der bei der Normerarbeitung eingebundenen Fachexperten. Letztlich können indirekt auch regulatorische und/oder politische Motive eine Rolle spielen.

Der Beitrag beleuchtet den obigen Sachverhalt direkt aus der Mitte der Normenarbeit heraus und zeigt einige Beispiele auf, wie es zu solchen Unzulänglichkeiten kommen kann. Der Schwerpunkt liegt hierbei auf EMV-Normen, die auf IEC-Normen

zurückgeführt werden können, da es sich bei diesen um die am häufigsten benutzten Normen im EMV-Bereich handelt. Ein großer Teil dieser Normen wird auch in regionale und nationale Normen übergeführt und darüber hinaus für die Konformitätsbewertung angewandt.

## **2 Entstehung von Normen**

Für die Entstehung neuer Normen gibt es grundsätzlich zwei Wege:

- Es wird ein neues Normungsprojekt vorgeschlagen mit dem Ziel, ein Verfahren (zum Beispiel Mess- oder Prüfverfahren) oder eine Spezifikation (beispielsweise eine Zusammenstellung von EMV-Anforderungen für eine bestimmte Produktgruppe) derart zu beschreiben, dass diese Beschreibung als internationale Norm veröffentlicht werden kann.
- Es wird eine bereits veröffentlichte Norm überarbeitet mit dem Ziel, sie dem Stand der Technik anzupassen; eine solche Anpassung kann aus mehreren Gründen notwendig sein.

Beide Wege starten in der Regel mit einem Vorschlag aus einem der involvierten Kreise und für beide gilt gleichermaßen, dass der Weg zu einer endgültigen (überarbeiteten) Norm gewissen Einflussfaktoren unterliegt.

## **3 Einflussfaktoren auf Normen**

Formal erfolgt die Erarbeitung oder Überarbeitung von Normen derart, dass Experten des jeweiligen Anwendungsbereichs Vorschläge erarbeiten, diese diskutieren und zu einer Einigung dahingehend kommen, in welcher Form diese Vorschläge letztlich in einer Norm umgesetzt werden.

Organisatorisch erfolgt die Bearbeitung in der Regel in (internationalen) Arbeitsgruppen, die sich aus von interessierten Ländern benannten Experten zusammensetzen. Die von ihnen vorgeschlagenen Normeninhalte werden dann an die beteiligten nationalen Komitees verteilt, die die Vorschläge kommentieren und im Falle von Abstimmungen ihr Votum abzugeben haben.

Auch wenn dieser Prozess in den Vorschriften der jeweiligen Standardisierungsorganisationen formal und organisatorisch sehr klar beschrieben ist und impliziert, dass allein die technische Expertise einen Normeninhalt bestimmt, wirken in der Praxis unterschiedliche Faktoren in den Normungsentstehungsprozess hinein. Diese Faktoren sind teilweise auf äußere Randbedingungen aber auch auf die technischen Experten selbst zurückzuführen.

### **3.1 Regulatorische Einflussfaktoren**

A priori ist die Anwendung von Normen freiwillig. Sie wird erst dann verbindlich, wenn sich beispielsweise Vertragspartner darauf festlegen oder eine staatliche, gesetzgebende Autorität dies so fordert. Allerdings werden in vielen Fällen Normen auch dazu herangezogen, die technischen Anforderungen innerhalb eines Regulierungs-



rahmens festzulegen<sup>1</sup>. Sie werden dadurch nicht notwendigerweise verbindlich, aber ihre Anwendung erleichtert deutlich die Erfüllung von technischen Anforderungen, die von Regulierungsseite gestellt werden.

Damit verbunden sind mittlerweile Anforderungen, die von der Regulierungsseite an die Inhalte von Normen gestellt werden. Da sie die Normen lediglich für die Festlegung technischer Anforderungen benötigt, fordert sie in vielen Fällen, Anforderungen nichttechnischer Art aus den Normen zu entfernen beziehungsweise die betreffenden Abschnitte einer Norm nicht anzuwenden. Da beispielsweise IEC-Normen für den weltweiten Einsatz gedacht und geschrieben werden, Anforderungen von der Regulierung aber nur bestimmte geografische Zonen betreffen, resultieren letztlich Normen, die vielleicht technisch noch identisch sind aber in anderen Aspekten, und das können durchaus für die Anwendung von Normen relevante Aspekte sein, auseinanderlaufen. Diese Problematik wird auch dadurch verschärft, dass oftmals kein Konsens darüber herrscht, welcher Teil einer Norm als nicht-technisch oder als eine die Regulierung beeinträchtigende Forderung angesehen werden kann.

Hierzu ein Beispiel: Störaussendungsmessungen werden in der Regel an einem Prüfling oder einigen wenigen durchgeführt, denn in der Regel ist es praktisch unmöglich, jedes Gerät, das später auf dem Markt bereitgestellt werden soll, individuell zu prüfen. Technische Experten sind sich der Tatsache bewusst, dass, wenn die einzelnen Geräte auch funktional identisch sind, sie auf Grund beispielsweise von Fertigungs- oder Bauteiltoleranzen in ihren EMV-Eigenschaften nicht exakt identisch sind. Dies kann zu der Situation führen, dass die geprüften Exemplare eines Produkts die Grenzwerte zwar einhalten, aber einige der nicht geprüften dies möglicherweise nicht tun. Dieser statistischen Verteilung von Prüfergebnissen wurde in der Vergangenheit durch die in den relevanten Aussendungsnormen aufgeführten 80/80-Regel<sup>2</sup> Rechnung getragen. Diese Regel wird derzeit zumindest für einen Regulierungsrahmen hinterfragt und soll dann gegebenenfalls aus den Normen entfernt werden, mit dem möglichen Ergebnis, dass entweder eine statistische Bewertung nicht mehr erlaubt ist oder es einer Behörde im Rahmen der Marktüberwachung frei steht, eine beliebige statistische Bewertung anzuwenden.

### **3.2 Normungstechnische Einflussfaktoren**

Die Bearbeitung von Normungsprojekten erfolgt nach vorgeschriebenen Regeln, die den Ablauf der Normentstehung sowie die formalen Vorgaben beschreiben. Auch wenn solche Regeln die Absicht besitzen, den gesamten Vorgang transparent und nachvollziehbar abzuwickeln sowie eine gewisse Neutralität zu gewährleisten, können sie indirekt Auswirkungen auf die Normen, ihre Inhalte und ihre Gültigkeit haben:

- Produkte werden in der Regel entsprechend den Anforderungen einer Norm spezifiziert, beziehungsweise eine solche Norm dann später für eine

---

<sup>1</sup> Dieses Verfahren wird beispielsweise in der Europäischen Union insofern angewandt, dass EMV-Normen in einem Amtsblatt veröffentlicht werden. Sie sind damit nicht zwangsläufig anwendbar, durch ihre Anwendung kann der Nutzer aber von einer damit verbundenen Konformitätsvermutung ausgehen.

<sup>2</sup> Diese Regel besagt, dass 80 % der Geräte (aus einer Massenproduktion), die Grenzwerte mit einem Vertrauensintervall von 80 % einhalten müssen.

Konformitätsbewertung herangezogen. Entwicklung und Vertrieb von Produkten sind oftmals ein mehrjähriger Vorgang, für den sich ein Hersteller natürlich eine Stabilität in den Normungsaussagen wünscht, und dies bedeutet, eine Norm für mehrere Jahre in ihren Anforderungen unverändert gültig sein zu lassen. Dies ist mit dem Nachteil verbunden, dass in der mittlerweile relativ schnellen Entwicklung von neuen Technologien diese nicht immer ausreichend in den Normen berücksichtigt werden können.

- Die formalen Regeln während der Normentstehung sehen die Möglichkeiten einer Mitwirkung durch Experten in den verschiedenen Ländern vor (beispielsweise Kommentierung zu Committee Drafts (CD) oder Abstimmung zu Committee Drafts for Voting (CDV)), verlangen diese aber nicht. Das Ausbleiben solcher Rückmeldungen kann zu Fehlinterpretationen dahingehend führen, ob ein Normungsergebnis Unterstützung oder eher Widerstand findet.

### **3.3 Technische Einflussfaktoren**

Unter den technischen Einflussfaktoren sollen hier diejenigen Faktoren verstanden werden, die hinter technischen Argumenten und der Umsetzung der Argumente in die technischen Inhalte einer Norm stehen. Im EMV-Bereich bestehen die Normen im Wesentlichen aus der Beschreibung von Verfahren und der Festlegung von EMV-Eigenschaften von Produkten.

Bei den Verfahren handelt es sich um Mess- und Prüfverfahren, in denen festgelegt ist, auf welche Art eine bestimmte Messgröße zu erfassen (beispielsweise in den Aussendungsnormen CISPR 16-2-1 und CISPR 16-2-3) oder eine gewünschte Prüfstörgröße zu erzeugen ist (beispielsweise in den Störfestigkeitsnormen IEC 61000-4-2, IEC 61000-4-3, etc.). Die technischen Inhalte solcher Verfahrensbeschreibungen lassen sich in vielen Fällen in breitem Konsens erarbeiten, allerdings entsteht Diskussionsbedarf meistens dann, wenn neue Arten von Prüfmitteln in den Verfahren berücksichtigt oder die Verfahren in ihrem Anwendungsbereich erweitert werden sollen. Wenn auch die Aufgabenstellung hierbei eindeutig identifiziert werden kann, existiert oftmals eine Bandbreite technischer Lösungsmöglichkeiten, die vergleichbar sind. Welche Lösung sich schließlich durchsetzt, ist dann oftmals nicht das Ergebnis einer fundierten technischen Analyse (die oftmals auf Grund der Komplexität der Aufgabenstellung in einem endlichen Zeit- und Ressourcenrahmen gar nicht möglich ist), sondern eher einer Meinungsbildung auf Grund anderer Faktoren.

Bei der Festlegung von EMV-Eigenschaften von Produkten (in Produktfamilien-/Produktnormen) werden Anforderungen an die Störaussendung und Störfestigkeit von Produkten festgelegt. Die quantitative Beschreibung dieser Anforderungen soll den späteren Einsatzbereich der betreffenden Produkte berücksichtigen, für den Nachweis der Einhaltung dieser Anforderungen werden die bereits oben erwähnten Mess- und Prüfverfahren herangezogen. Durch die lange Erfahrung in der Normenbearbeitung haben sich viele der Anforderungen etabliert und technische Diskussionen finden in der Regel nur dann statt, wenn sich Randbedingungen, wie beispielsweise die äußere elektromagnetische Umgebung, für die ein Produkt beabsichtigt ist, ändern. In der Regel entsteht dann ein Diskussionsprozess zur Bewertung dieser Änderungen, der nicht immer technisch korrekt gelöst werden, zum einen, weil eine solche Lösung nicht vorliegt oder in vertretbarem Rahmen erarbeitet werden kann, zum anderen weil die Bewertung der Änderungen zu teilweise diametralen Ansichten führen.

### **3.4 Kulturelle Einflussfaktoren**

Die Bearbeitung von Normungsprojekten, seien es neue Projekte oder solche in der Überarbeitung, findet in der Regel in Arbeitsgruppen statt. Sie setzen sich aus technischen Experten zusammen, die jeweils verschiedenen Einrichtungen (beispielsweise Firmen, Behörden, sonstige Interessenverbände) entstammen. Aufgabe der Experten sollte es sein, auf der Basis ihres technischen Sachverstandes die für die in einer Norm zu behandelnde Fragestellung (Prüfverfahren oder Produktspezifikation) eine optimale Lösung zu erarbeiten. Das Kriterium einer ‚optimalen Lösung‘ unterliegt aber oftmals kulturellen Einflussfaktoren. Darunter fallen hier nicht nur kulturelle Unterschiede zwischen verschiedenen geographischen Regionen, beziehungsweise deren Bevölkerung, sondern auch solche, die beispielsweise durch unterschiedliche Erwartungshaltungen oder Arbeitsweisen der Arbeitsgruppenmitglieder zu Tage treten:

- **Konkretheit von Anforderungen:** einige Experten bevorzugen einen bis ins kleinste Detail beschriebenen Normungsinhalt um beispielsweise sicherzustellen, dass keine Unklarheiten bei der Normanwendung auftreten, die möglicherweise einem Normenanwender eine Freiheit in der Bewertung erlauben. Andere Experten bevorzugen wiederum genau eine eher ‚unpräzise‘ Formulierung, die bei der späteren Normanwendung Interpretationsmöglichkeiten bietet, mit dem Argument, dass bei der Erarbeitung einer Norm nicht alle möglichen zukünftigen Fälle abgedeckt werden können.
- **Sprachfähigkeit:** die Sitzungen von internationalen Arbeitsgruppen werden in der Regel in englischer Sprache abgehalten. Nicht jeder Sitzungsteilnehmer ist sprachlich in der Lage, das, was er für einen optimalen Beitrag hält, in der gewünschten Intensität zu vertreten.

### **3.5 Finanzielle Einflussfaktoren**

Einflussfaktoren, die sich auf die Thematik der finanziellen Ressourcen beziehungsweise finanziellen Auswirkungen einer Norm zurückführen lassen, können hinsichtlich zweier Aspekte unterschieden werden:

**Finanzielle Ressourcen:** die Mitarbeit an einem Normungsprojekt ist in der Regel immer mit einem finanziellen Aufwand verbunden; ein solcher Aufwand entsteht beispielsweise durch Reisekosten zu einem Sitzungsort oder für die Arbeitszeit, die ein Unternehmen den technischen Experten für die Normungsbearbeitung zur Verfügung stellt (sei es für die direkte Mitarbeit in der Arbeitsgruppe oder für die indirekte Mitarbeit in Form von Zuarbeiten für die nationale Kommentierung). Damit ist eine Einwirkung auf das Normungsergebnis nahezu nur für diejenigen Beteiligten möglich, die über die finanziellen Mittel verfügen.

**Finanzielle Auswirkungen:** die Erarbeitung von standardisierten Verfahren oder Spezifikationen in einer Norm hat zur Folge, dass beispielsweise für die Anwendung des Verfahrens Prüfmittel notwendig sein werden, die signifikante Investitionen darstellen können. Oder andererseits, dass beispielsweise durch die Vorgabe von Spezifikationen für Produkte diese derart entwickelt werden müssen, dass sie die Spezifikationen

einhalten. Insofern werden neben technischen Aspekten auch finanzielle Aspekte, die durch die Anwendung einer Norm zum Tragen kommen, abzuwägen sein und es wird sich oftmals die Frage nach einem technisch-wirtschaftlichen (gegebenenfalls auch technisch-volkswirtschaftlichen) Kompromiss stellen. Die Praxis zeigt, dass sich in den meisten Fällen ein solcher Kompromiss nicht eindeutig erarbeiten lässt.

Beispiel: Im Rahmen der Überarbeitung der Norm IEC 61000-4-5 kam es zu einer Klarstellung in der Norm bezüglich des anzuwendenden Kalibrierverfahrens für Prüfmittel. Zweck der Klarstellung war die Festlegung auf ein einheitliches Kalibrierverfahren, um sicherzustellen, dass alle für diese Prüfung verwendeten Prüfmittel in der gleichen Art und Weise kalibriert sind und damit vergleichbare Prüfstörgrößen liefern. Durch die Festlegung auf eine Kalibriervorschrift konnten Prüfmittel, die nach einer anderen Vorschrift kalibriert wurden, nicht mehr für die Prüfung verwendet werden und ein Labor ist gegebenenfalls gezwungen, neue Prüfmittel zu beschaffen.

#### **4 Zusammenfassung**

Die verschiedenen, oben aufgeführten Einflussfaktoren spielen je nach Ausprägung eine wichtige Rolle im Prozess der Normentstehung oder Normüberarbeitung. Die Standardisierungsorganisationen sind sich vieler dieser Einflussfaktoren bewusst und versuchen durch Vorgaben, beispielsweise durch einen „Code of Conduct“, ihre Auswirkungen zu minimieren, denn diese Faktoren führen in vielen Fällen dazu, dass nicht immer die technisch beste oder optimale Lösung ihren Widerklang in der endgültigen Norm findet.

Allerdings lassen sich diese Einflussfaktoren auch bei bestem Willen und besten Randbedingungen nicht zur Gänze vermeiden und in der vorwiegenden Anzahl der Normen muss der Nutzer letztlich mit dem Kompromiss leben, in dem sich alle diese Faktoren widerspiegeln.

# **Luftfahrtgerät und die Anwendung der Radio Equipment Directive (RED)**

Robert Kebel, Airbus, Experte Blitzschutz und EMV  
Martin Schirrmacher, Airbus, Connectivity Components  
Uwe Schwark, Airbus, Experte Regulierung

## **1 Einleitung**

Die im Juni 2017 in Kraft getretene „Richtlinie 2014/53/EU (RED) des Europäischen Parlaments über die Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung von Funkanlagen auf dem Markt und zur Aufhebung der Richtlinie 1999/5/EG“ [1], soll neuen technologischen, kommerziellen & legislativen Rahmenbedingungen in der EU Rechnung tragen und mehr Klarheit über Rechte und Pflichten der Wirtschaftsakteure schaffen.

Die RED formuliert die grundlegenden Anforderungen an alle Funkanlagen/-geräte, die auf dem europäischen Markt in Verkehr gebracht werden sollen. In Anhang I der RED werden alle Funkanlagen benannt, die nicht unter die RED fallen. In Absatz 3 werden dort „Erzeugnisse, Teile und Ausrüstungen an Bord von Luftfahrzeugen, die in den Anwendungsbereich des Artikels 3 der Verordnung (EG) Nr. 216/2008 des Europäischen Parlaments und des Rates (2) fallen [2,3] ausgeschlossen, weil diese u.a. spezielle aeronautische Frequenzbänder nutzen und spezifischen aeronautischen Standards genügen müssen, um flugtauglich zu sein.

Seit einigen Jahren gibt es Luftfahrtgeräte, wie zum Beispiel *cabin wireless access points*, die in nicht-aeronautischen, kommerziellen (sogenannten ISM-) Frequenzbändern Signale übertragen, aber als Luftfahrtgerät nicht unter die RED fallen.

Dieser Beitrag klärt, welche Maßnahmen aus Sicht eines Luftfahrtunternehmens getroffen werden müssen, um den Luftfahrtanforderungen zu genügen [7] und auch die technisch relevanten grundlegenden Anforderungen der RED zu erfüllen, ohne unnötige Doppelqualifikationen gegen Nicht-Luftfahrtnormen für beispielsweise den Nachweis der elektromagnetischen Verträglichkeit durchzuführen.

Die grundlegenden Anforderungen (*essential requirements*) aus Artikel 3 der RED werden erläutert; der Beitrag zeigt anhand weiterer EU Richtlinien, wieso das geschilderte Gerät als Luftfahrtgerät einzuordnen ist, und er legt am Beispiel eines Cabin Wireless Accesspoints dar, wie der Konformitätsnachweis im Sinne von Artikel 3 der RED geführt werden kann. Dies wird am Beispiel der Anforderungen an Sicherheit und Gesundheit in der Luftfahrt nach [9...12], am Beispiel der Anforderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit in der Luftfahrt [4] und für die relevanten grundlegenden Anforderungen an die effektive Nutzung von Funkfrequenzen gezeigt. Die Zuständigkeit der EASA und der benannten Stellen wird adressiert.

## **2 Grundlegende Anforderungen der RED und Luftfahrtgeräteanforderungen**

Artikel 3 der RED [1] definiert die Grundlegenden Anforderungen. Dazu gehören nach Artikel 3.1 a) der Schutz der Gesundheit und der Sicherheit von Menschen. Artikel 3.1 b) fordert ein angemessenes, der EMV-Richtlinie 2014/30/EU entsprechendes Niveau an

elektromagnetischer Verträglichkeit. Artikel 3.2 legt fest, dass Funkanlagen so gebaut sein müssen, dass eine effektive Nutzung von Funkfrequenzen erfolgt und gegeben ist, damit keine funktechnischen Störungen auftreten.

Sehr klar ist die Ausnahme für Luftfahrtgerät im Anhang 1 der RED. Sie besagt, dass Erzeugnisse, Teile und Ausrüstungen an Bord von Luftfahrzeugen, die in den Anwendungsbereich des Artikels 3 der Verordnung (EG) Nr. 216/2008 des Europäischen Parlaments und des Rates (2) fallen nicht unter die RED fallen. Der *access point* ist ein Teil der Flugzeugzelle und fällt deshalb unter diese Ausnahme. Das ist für die Anforderungen Sicherheit, Gesundheit und EMV einfach festzustellen. Es führt aber für die grundlegende Anforderung effiziente Nutzung des Spektrums zum Widerspruch, wenn das Luftfahrtgerät außerhalb des aeronautischen Spektrums Funksignale überträgt, was für einen WLAN *access point* in der Kabine zutrifft, denn für diese Frequenzbänder gibt es keine *minimum operational performance standards* (MOPS), die für aeronautische Empfänger üblich sind. Die folgenden Abschnitte zeigen wie die Aspekte Sicherheit, Gesundheit und EMV in der Luftfahrt sichergestellt werden. Der Nachweis der grundlegenden Anforderung effiziente Nutzung des Spektrums muss anders angegangen werden.

Anzumerken ist, dass jede Entwicklung/Geräteintegration in ein Flugzeug, die in einem luftfahrttechnischen Betrieb stattfindet, mit seinem sogenannten *design organization approval* (DOA) der Aufsicht der EASA unterliegt. Das betrifft alle Geräte die Teil der Flugzeugzelle sind. Für Funksender umfasst das auch die Luftfahrt Navigations- und Kommunikationsempfänger und eindeutig auch die hier am Beispiel des *access points* vorgestellten Funkempfänger. Für diese letztgenannten Geräte, die nicht im aeronautischen Spektrum sondern zum Beispiel im ISM Frequenzband senden ist hinsichtlich der effizienten Nutzung des Spektrums Sorgfalt geboten, weil auch nicht aeronautische Geräte hier nicht gestört werden dürfen.

## 2.1 Schutz der Sicherheit

Zur Sicherheit gehören in der Luftfahrt der Schutz von Personen und Material vor elektrischem Schlag, Kurzschluss, heißen oder kalten Oberflächen, Brandgefahr, Rauch, ionisierender Strahlung, elektromagnetischen Feldern, gefährlichen chemischen oder biologischen Substanzen, scharfen Ecken und Kanten.



**Bild 1:** Cabin Wireless Access Point: Das Gerät lässt sich wegen der spezifischen Anschlüsse nicht außerhalb einer Flugzeugzelle betreiben

Durch die unterschiedlichen Einsatzbedingungen unterscheiden sich die Anforderungen für Luftfahrtgerät und Informationstechnischen Geräten voneinander, ebenso wie die durchzuführenden Qualifikationstests. Beispiele:

Alle elektronischen Luftfahrtgeräte mit Metallgehäuse müssen zum Schutz von Personen gegen elektrischen Schlag bei Berührung leitend mit der metallischen Flugzeugstruktur zum Zwecke der Erdung verbunden („gebondet“) werden, entweder über einen separaten *bonding stud* oder die Befestigungslöcher des Gehäuses. Der *Bonding Widerstand von chassis ground pin* im Connector zur Bondingschraube muss kleiner 20mΩ sein.

Bei jedem Gerät werden die *high voltage power supply pins* (>50VDC) mit 2200VDC gegen Kurzschluss oder Durchschlag gegen Chassis Ground getestet. Jedes Gerät ist durch einen passenden FI-Sicherungsautomaten auf Flugzeugseite gegen Kurzschluss und Leckströme geschützt. Die Steckverbinder sind mechanisch kodiert, sodass nur der jeweils passende Stecker im Flugzeug aufgesteckt werden kann. Eine unabsichtliche Verwechslung ist ausgeschlossen. Nichtbenutzte Stecker werden durch gesicherte Blindkappen verschlossen. Das Gerät selbst ist durch sein Design gegen Verpolung, Kurzschluss, Feuchtigkeit, Überspannung und Übertemperatur gesichert. Die Geräte im Flugzeug werden immer aus dem Flugzeug Bordnetz mit 115VAC/400Hz (oder variable Frequenz) oder 28VDC betrieben. Das Flugzeugbordnetz arbeitet autark und ist nicht mit dem öffentlichen Stromversorgungsnetz (230VAC/50Hz) verbunden. Ein Anschluss der Luftfahrtelektronik an das öffentliche Spannungsversorgungsnetz ist ausgeschlossen. Die verwendeten Stecker und Drähte müssen spezielle Luftfahrtstandards erfüllen, die sicherstellen, dass alle im Flugzeug auftretenden Betriebsbedingungen wie z.B. Spannungen, Ströme, Temperatur, Feuchtigkeit, Durchschlagsfestigkeit, Resistenz gegen Wärme oder chemische Substanzen, mechanische Belastbarkeit abgedeckt sind. Weiterhin muss das Gerät spezielle Brand- und Rauchanforderungen erfüllen. Die verwendeten Materialien sind deshalb andere als für Consumer Geräte. Luftfahrtspezifische Normen und Standards (z.B. [4,14,15] ) haben entsprechend Vorrang.

Jedes Gerät verfügt über detaillierte technische Informationen für Installation, Wartung und Betrieb sowie entsprechende Sicherheitshinweise. Die Geräte werden nur durch autorisiertes & geschultes Personal installiert und gewartet. Sie sind hinter der Kabinenverkleidung montiert, so dass sie für Passagiere unzugänglich sind. Installation und Handhabung der Geräte unterliegen Sicherheitsmaßnahmen, die diejenigen für den Konsumermarkt vorgesehen Geräte übertreffen oder gleichwertig sind, wenn sie auch anders sind. Die grundlegende Anforderung Sicherheit wird durch Luftfahrtnormen erfüllt. Die EASA fordert und überwacht, dass der Luftfahrttechnische Betrieb die Sicherheitsbestimmungen nach den Bauvorschriften [9...12] einhält. Dies geschieht bei jeder Integration von jeglichem Gerät in das Flugzeug. Für neue Technologien werden individuelle sogenannte *Special Conditions* entwickelt. Eine derart enge Überwachung wird durch eine benannte Stelle nicht sichergestellt und ist in der Industrie einmalig.

Die Überwachung einer grundlegenden Anforderung „Sicherheit der Geräte“ ist durch die EASA als aufsichtführende Behörde angemessen sichergestellt.

## 2.2 Schutz der Gesundheit

Teil der luftfahrttechnischen Zulassung für den Betrieb von Funkanlagen ist die Einhaltung der zulässigen Exposition von Geräten und Passagieren gegenüber elektrischen, magnetischen oder elektromagnetischen Feldern. Die technische Zielstellung ist, Passagiere und eingebaute Geräte vor unzulässig hohen High

Frequency (HF) Emissionen zu schützen. Der Nachweis dieser Zielstellung wird in sogenannten *certification review items* (CRIs) zwischen EASA und dem Antragsteller (*applicant*) verhandelt.

Technisch läuft dies bei der luftfahrttechnischen Zulassung auf die Einhaltung der einschlägigen Forderungen nach [ICNIRP] oder daraus abgeleiteten Normen hinaus. Es besteht bei diesem Thema kein technischer Unterschied zwischen der Telekommunikationszulassung oder Luftfahrzeugzulassung. Die Grundlegende Anforderung Schutz der Gesundheit wird durch Anwendung identischer Normen [13] sowohl für aeronautisches als auch nicht aeronautisches IT-Gerät sichergestellt. Eine Beaufsichtigung eines luftfahrttechnischen Betriebs durch EASA und zusätzlich durch eine benannte Stelle ist zur Sicherstellung derselben Anforderung mit denselben Mitteln nicht sinnvoll.

Der Nachweis zum Schutz der Gesundheit seitens des luftfahrttechnischen Betriebs nur der EASA als aufsichtführende Behörde zu belegen.

### **2.3 Gewährleistung der elektromagnetischen Verträglichkeit aller Bordsysteme**

Die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) aller Bordelektronikgeräte und besonders der Navigations- und Funkkommunikationssysteme untereinander sowie gegenüber den Aussendungen von Kabinen-WLAN-*access points* muss immer gewährleistet sein. Will man die EMV beurteilen bietet sich eine Betrachtung der Flugphasen an. Dazu gehören am Boden die Phasen 1) „*parked aircraft*“ und 2) „*taxiing aircraft*“, es folgen die Phase 3) „*take off and final landing phase*“ und die 4) „*navigation phase operations*“. Phase 3) ist mit Sicherheit die feindlichste Umgebung. Das Flugzeug befindet sich in größtmöglicher Nähe zu den Radaranlagen und muss in der Lage sein, eine Umgebung, die die einschlägigen EN-Normen übertrifft, auszuhalten. Für die Phase 1) wird das Flugzeug ggf. über einen externen Generator oder über ein eigens dafür vorhandenes Netz mit Bordnetzfrequenz und -spannungspegel betrieben. Dieses Netz und der Generator dürfen genauso wie das Bordnetz als vom öffentlichen Spannungsnetz getrennt betrachtet werden.

#### *Geleitete Störaussendung*

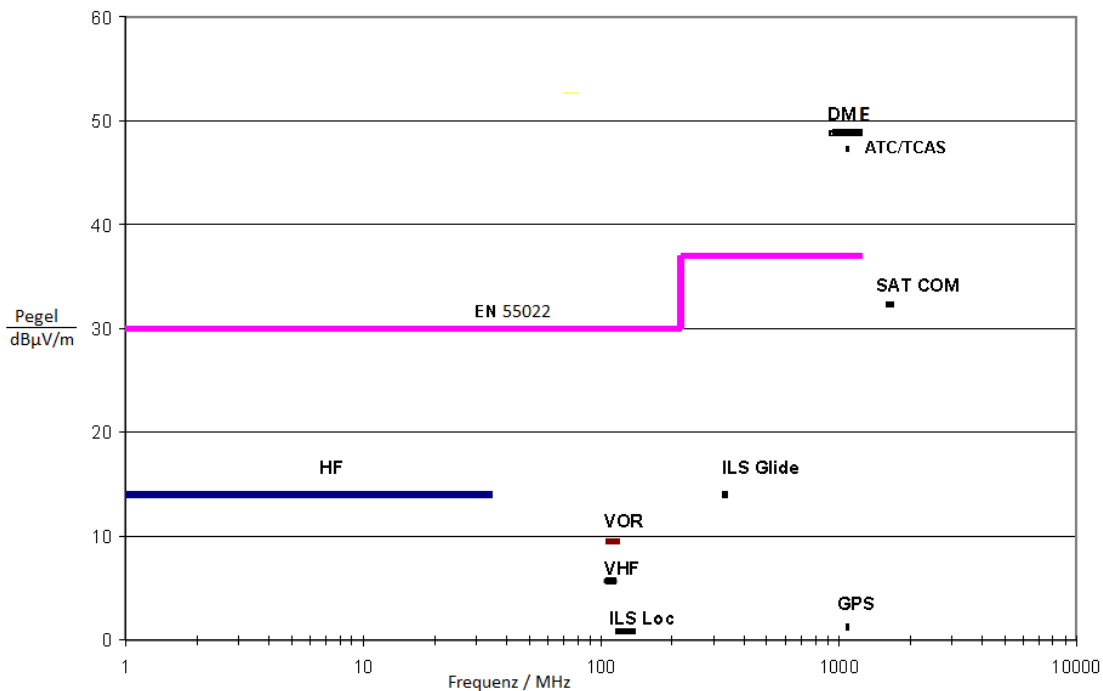
Das Flugzeug ist nicht an das öffentliche Spannungsversorgungsnetz angeschlossen. Deshalb und weil der *access point* als Teil der Flugzeugzelle ausgenommen ist, entfällt die Anwendung der EN 301489-17 zum Schutz des öffentlichen Netzes für den *access point*. Die ED-14 hat gegenüber anderen nicht-aeronautischen Normen Vorrang, denn der *access point* ist offensichtlich nur am Bordnetz angeschlossen. [8] kommt hinsichtlich der EMV-Direktive zum selben Schluss. [8] betrachtet die leitungsgebundene Störaussendung für das Flugzeug als Einheit und folgert unter Annahme heute nach EN55022 geltender Pegel, dass die leitungsgebundene Störaussendung eines Flugzeugs unterhalb derer nach EN liegt. Eine Betrachtung geleiteter Emission eines bereits nach ED-14 qualifizierten einzelnen *access points* ist nicht schlüssig und kann entfallen. Das Bordnetz ist nicht an zu schützenden öffentlichen Netz angeschlossen, der *access point* damit ebenfalls nicht.

#### *Gestrahlte Störaussendung*

Zum Schutz der Navigations- und Kommunikationsempfänger werden die gestrahlten Störemissionen der Bordelektronik begrenzt. Bild 2 stellt Grenzwerte für die kritischen Navigations- und Kommunikationsbänder denen der EN-55022 gegenüber. Die ED-14



schreibt Pegel vor, die durch die Anwendung der EN 55022 nicht eingehalten werden können.



**Bild 2:** Vergleich der ED-14 Schutzpegel (einzeln angegebene Frequenzbänder) umgerechnet auf 30 m Distanz mit dem Grenzwert der EN 55022. (durchgezogener Grenzwert) in den In den aeronautischen Frequenzbändern erreicht die zulässige Störemission der EN 55022 nicht die erforderliche Schutzwirkung [8]

Die EN 55022[16] stellt den Schutz der Navigations- und Kommunikationsempfänger nicht sicher. Die Pegel liegen in den Frequenzbändern deutlich über den Grenzwerten nach ED-14. Die Anwendung der ED-14, aber nicht der EN 55022 ist sachgerecht zur Beurteilung der Störaussendung in der Flugzeugzelle. Dies gilt für alle o.g. Flugphasen, denn hinsichtlich der Pegel stellt [8] fest, dass auch am Boden die Emissionen durch die Einhaltung der ED-14[4] sichergestellt ist.

### Leitungsgebundene Störfestigkeit

Die Leitungsgebundene Störfestigkeit eines *access points* ist der Umgebung anzupassen, der der *access point* ausgesetzt ist. Die Anschlüsse des *access points* sind alle ausschließlich mit dem Daten- und Spannungsversorgungsnetz des Flugzeugs verbunden. Es existiert keine drahtgebundene Verbindung zu öffentlichen Daten netzen oder Spannungsnetzen. Die Störfestigkeitsqualifikation des *access points* an den Leitungsanschlüsse muss sich deshalb auf die durch Luftfahrtnorm ED-14 [4] gegebenen Randbedingungen der EMV, aber nicht auf EN-Normen beziehen.

### Störstrahlungsfestigkeit

Die Störstrahlungsfestigkeit gegenüber High Intensity Radiated Fields (HIRF) außerhalb des Flugzeugs ist nach Luftfahrtstandards eine feindlichere Umgebung als die für IT Gerät. Ebenso ist HIRF ein hinreichender Nachweis der Störfestigkeit gegenüber (nicht aeronautischen) portablen elektronischen Geräten der Passagiere (PED), gerade wenn diese PED über eine Sendefunktion verfügen. Eine Störfestigkeit über das Maß hinaus,

gegen das Luftfahrtgerät qualifiziert wird, wird durch die Anwendung von EN Normen nicht erreicht und ist auch nicht erforderlich. [14], [15].

Die EMV des Luftfahrtgeräts *access point* wird durch die Anwendung der ED-14 [4] sichergestellt. Seit der Veröffentlichung von [8] haben die Luftfahrtnormen [14,15] auch die Randbedingungen für die Störfestigkeit des Flugzeugs gegenüber PED festgelegt. Diese Frage wurde in [8] noch nicht behandelt, ist aber spätestens mit Veröffentlichung von [14,15] geklärt: Ein HIRF-zertifizierter Flugzeug mit dem in [15] gegebenen Störabstand kann aus EMV-Sicht uneingeschränkt betriebene, übliche PED mitführen. Im Rahmen des DOA unterliegt die EMV bei der Gerätequalifikation des Flugzeugs der Überwachung der EASA, wie schon [8] feststellt. Es bleibt die effiziente Nutzung von Funkfrequenzen zu betrachten.

## 2.4 Effektive und effiziente Nutzung von Funkfrequenzen

Zur effektiven und effizienten Nutzung von Funkfrequenzen ist zu unterscheiden, ob das Luftfahrtgerät innerhalb oder außerhalb des aeronautischen Spektrums arbeitet. Innerhalb des aeronautischen Spektrums arbeiten zum Beispiel das Instrumentenlandesystem oder die VHF-Kommunikation oder einige der Sattelitenkommunikationsanlagen des Flugzeugs. Außerhalb des aeronautischen Spektrums arbeiten z.B. die oben erwähnten WLAN *access points*. Für aeronautische Navigations- und Kommunikationsgeräte existieren *minimum operational performance standards* (MOPS), die die Mindestanforderungen an das Gerät definieren. MOPS dienen den Telekom-Regulierungsbehörden als Grundlage für die Erteilung der Betriebserlaubnis für das betreffende Funkgerät. Diese erfolgt üblicherweise im Rahmen der Vergabe einer „*aircraft station license*“, die sämtlich an Bord des betreffenden Flugzeugs befindlichen Funksendeanlagen abdeckt. Konformität zu den Anforderungen des jeweiligen MOPS wird seitens der Behörden gemeinhin als Kriterium für die effiziente Nutzung von Funkfrequenzen gewertet.

Harmonisierte Normen, die die grundlegenden Anforderungen der RED adressieren, dienen in Europa dazu, technische Mindestanforderungen für Funkgeräte verbindlich festzulegen. Ein Beispiel ist die EN 300 328 [17], welche die grundlegenden technischen Anforderungen an „*wideband transmission systems*“ (WLAN) im 2,4 GHz ISM-Band beschreibt. Der Nachweis der Konformität zu den in der jeweiligen harmonisierten Norm gegebenen Anforderungen wird gemeinhin seitens der europäischen Telekommunikationsregulierungsbehörden als Nachweis für die effiziente Nutzung von Funkfrequenzen angesehen, um damit eine Betriebserlaubnis für das betreffende Funkgerät zu rechtfertigen. Weil der Kabinen *access point* und die Umgebung sich wenigstens am Boden die Funkbänder mit den *access points* am Flughafen teilen ist ein Nachweis der grundlegenden Anforderung effektiven und effizienten Nutzung von Funkfrequenzen entsprechend Artikel 3.2 der RED notwendig.

## 3 Übersicht

Auf Basis der in Abschnitt 2 genannten Fakten ergibt sich folgende Situation, wie technisch sinnvoll mit den *access points* umzugehen ist: Der *access point* unterliegt als Teil der Flugzeugzelle nach EC 216/2008 dem Bereich Luftfahrtgerät und ist als solches weitestgehend von der Anwendung der RED ausgenommen. Analog zur EMV-Direktive wird EMV für Luftfahrtgerät hinreichend im Rahmen des DOA eines luftfahrttechnischen

Betriebes sichergestellt. Die Aspekte Sicherheit und Gesundheit sind ebenfalls inhärenter Bestandteil jeder Geräteintegration, die im Rahmen des DOA betrachtet wird. Ebenso fordert [TSO] explizit auf, entsprechend zu verfahren.

Grundlegende Anforderung\ Standards Vorschriften	Sicherheit	Gesundheit	EMV	Effektive Nutzung von Spektrum	Zuständigkeit
Flugzeug Geräte-/ Systemzulassung (EASA CS 25, CS23, ..., und CRIs, CRIs verweisen üblicherweise auf Standards)	X				EASA DOA
§§ der CS25, 23, ... /ICNIRP oder abgeleitete Vorschriften (z.B. EN 50385)		X			EASA DOA
CS 25 25.1309, 25.1431, ... EUROCAE ED14 (RTCA DO-160)			X		EASA DOA
Harmonisierte Standards in der EU z.B. EN 300328 o. EN 301893				X	Entweder Beurteilung durch benannte Stelle oder Nachweis durch Anwendung der Standards

**Tabelle 1:** Prinzipielle Zuordnung der grundlegenden Anforderungen für Luftfahrtgerät.

#### 4 Zusammenfassung

Die neue RED 2014/53/EU lässt zunächst Interpretationsspielraum wie mit Luftfahrtfunkanlagen umgegangen werden soll, die nicht-aeronautische Frequenzbänder nutzen, aber als Luftfahrtgerät nicht der RED, sondern Luftfahrtregularien unterliegen.

Die in der RED in Artikel 3 definierten grundlegenden Anforderungen Sicherheit, Gesundheit und EMV unterliegen im Rahmen des *design organization approval* (DOA) der Überwachung der EASA.

Der Schutz der Gesundheit ist durch die Anwendung der ICNIRP[13] oder daraus abgeleiteten Anforderungen gleichwertig erfüllt. Der Schutz der Sicherheit unterliegt in der Luftfahrt eigenen Anforderungen, die streng überwacht werden.

Zur Erfüllung der Anforderung „EMV“ haben Luftfahrtstandards Vorrang: Der Schutz des aeronautischen Spektrums wird nur in Luftfahrtnormen zur Störaussendung adressiert, die Spannungsversorgungspegel und –frequenzen weichen von denen üblicher

Haushalts- oder Industriegeräte ab. Die Anwendung von CISPR oder EN Standards kann die EMV mit der Flugzeugumgebung nicht nachweisen. Luftfahrtgerät wie der *access point* wird auch nicht außerhalb der Flugzeugumgebung eingesetzt, denn es lässt sich nicht an Haushaltssteckdosen anschließen. Nur die Anwendung der EMV Luftfahrtnormen [4] führt zu einer hinreichenden EMV im Flugzeug. Ebenso haben nach [2] § 5 Produktspezifische Normen Vorrang.

Die grundlegende Anforderung nach Artikel 3.2 der RED „Effektive Nutzung von Funkspektrum“ ist die einzige Anforderung der RED, die für Luftfahrtgeräte zusätzlich zur Luftfahrtgerätequalifikation anwendbar ist, sofern nicht-aeronautisches Frequenzspektrum verwendet wird. [16...18]

## Literaturangaben

- [1] RICHTLINIE 2014/53/EU DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES vom 16. April 2014 über die Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung von Funkanlagen auf dem Markt und zur Aufhebung der Richtlinie 1999/5/EG
- [2] Verordnung (EG) Nr. 765/2008 des Europäischen Parlaments und des Rates vom 9. Juli 2008 über die Vorschriften für die Akkreditierung und Marktüberwachung im Zusammenhang mit der Vermarktung von Produkten und zur Aufhebung der Verordnung (EWG) Nr. 339/93 des Rates (Text von Bedeutung für den EWR)
- [3] VERORDNUNG (EG) Nr. 216/2008 DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES vom 20. Februar 2008 zur Festlegung gemeinsamer Vorschriften für die Zivilluftfahrt und zur Errichtung einer Europäischen Agentur für Flugsicherheit, zur Aufhebung der Richtlinie 91/670/EWG des Rates, der Verordnung (EG) Nr. 1592/2002 und der Richtlinie 2004/36/EG
- [4] EUROCAE ED-14G, RTCA DO-160G: *Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment*, Malakoff, Washington, December 2010
- [5] Federal Aviation Authority policy statement: PS-ANM-25-13, *Electromagnetic Compatibility Demonstration for Airplane Wireless Radio Frequency Networks*, dated December 9, 2013
- [6] EASA Certification Memorandum Guidance to Certify an Aircraft as PED tolerant
- [7] EASA European Technical Standard Order 2C514, *“Airborne systems for non-required telecommunication services in non-aeronautical frequency bands”*
- [8] CENELEC, *Report on civil aircraft and incorporated equipment covering the technical specifications and related conformity assessment procedures, regional or international in relation to electromagnetic compatibility*, CLC(SG)819, Edition 05, October 2005
- [9] EASA, CS-25, *Certification Specifications, Large Aeroplanes*
- [10] EASA, CS-29, *Certification Specifications, Large Rotorcraft*
- [11] EASA, CS-23, *Certification Specifications, Normal, Utility, Aerobatic and Commuter Aeroplanes*
- [12] EASA, CS-27, *Certification Specifications, Small Rotorcraft*
- [13] ICNIRP, *ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)*, ICNIRP publication 1998
- [14] EUROCAE ED-130A, RTCA DO-363, *Guidance for the use of portable electronic devices (PEDs) on board aircraft*, Malakoff, Washington, Dec. 2016
- [15] EUROCAE ED-239, RTCA DO-307A, *Aircraft design and certification for portable electronic devices (PED) tolerance*, Malakoff, Washington Dec. 2016
- [16] EN 55022 Einrichtungen der Informationstechnik – Funkstöreeigenschaften, Grenzwerte und Messverfahren, Beuth Verlag, 2010
- [17] EN 300328: Elektromagnetische Verträglichkeit und Funkspektrumangelegenheiten (ERM) - Breitband-Übertragungssysteme - Datenübertragungsgeräte, die im 2,4-GHz-ISM-Band arbeiten und Breitband-Modulationstechniken verwenden - Harmonisierte EN, die die wesentlichen Anforderungen nach Artikel 3.2 der R&TTE-Richtlinie enthält, Beuth Verlag, 2012
- [18] EN 301893: Breitband-Funkzugangnetze (BRAN) - 5-GHz-Hochleistungs-RLAN – Harmonisierte EN, die die wesentlichen Anforderungen nach Artikel 3.2 der R&TTE-Richtlinie enthält, Beuth Verlag, 2013

---

# **EMV in Luftfahrt und Navigation**

---

# **Einfluss eines durch Windenergieanlagen amplitudenmodulierten Übertragungskanals auf die Amplitudenmodulation des VOR**

Dr.-Ing. Georg Zimmer, Dr.-Ing. Robert Geise, Björn Neubauer,  
Technische Universität Braunschweig, Institut für EMV,  
{g.zimmer, r.geise, b.neubauer}@tu-braunschweig.de

## **1. Einleitung**

Gegenstand aktueller Forschung ist die Bestimmung des Einflusses von Windenergieanlagen (WEA) auf das Drehfunkfeuer (VOR), wenn sich erstere innerhalb eines Radius von 15 km um das VOR befinden. Das Drehfunkfeuer ist ein Navigationssystem für die Luftfahrt und ermöglicht die Bestimmung des Winkels zwischen den Verbindungslinien  $VOR \leftrightarrow$  magnetisch Nord und  $VOR \leftrightarrow$  Flugzeug. Die Trägerfrequenzen des VOR liegen um 115 MHz, welche mit jeweils 30 Hz amplituden- (AM) bzw. frequenzmoduliert (FM) ist. Beim Doppler-VOR stellt die AM die omnidirektional gesendete Referenz dar, bei der konventionellen Ausführung wird diese Aufgabe der FM zugeschrieben. Die Phase der jeweils anderen Komponente ist vom Abstrahlungswinkel abhängig. Die Navigationsinformation, d. h. die Himmelsrichtung, in der sich der Beobachter befindet, ergibt sich aus dem Phasenunterschied der beiden 30 Hz-Signale [1].

Bisherige Ansätze konzentrieren sich auf eine Nachbildung des Streuverhaltens statischer Windenergieanlagen, vernachlässigen allerdings die Dynamik des Szenarios und betrachten insbesondere nur die Beeinflussung der FM-Komponente. Dabei ist insbesondere der Effekt zu nennen, dass durch die Drehung des Rotors der Übertragungskanal eine Amplitudenmodulation erfährt. Zwar ist die Drehzahl einer Windenergieanlage mit  $\max. 20 \text{ min}^{-1}$  wesentlich kleiner als 30 Hz, dennoch sind aufgrund der transienten Natur der Stör-AM höhere Frequenzen prinzipiell möglich. In [2] wird gezeigt, dass die 30-Hz-AM des VOR insbesondere durch 30 Hz-Komponenten der Stör-AM beeinflusst werden kann. D. h. grundsätzlich muss ein dynamischer Übertragungskanal charakterisiert werden.

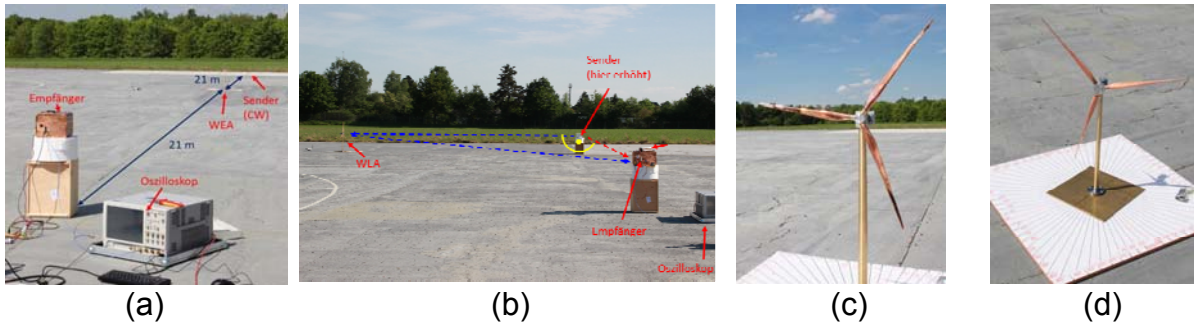
In diesem Beitrag werden zusätzlich zum dynamischen Verhalten der WEA erstmalig auch weitere wichtige Parameter berücksichtigt. Diese sind im Folgenden aufgelistet.

- Drehzahl der WEA
- Ausrichtung des Rotors
- Einfall-/Ausfallwinkel des Signals
- Höhe des VOR über dem Boden
- Flügelbreite
- Flügelprofil
- Anstellwinkel der Flügel (pitch)
- WEA und Geländetopologie

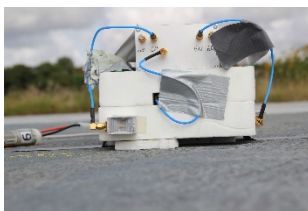
## **2. Messaufbau**

Die Messungen des Übertragungsverhaltens werden in einer skalierten Umgebung im Maßstab 1:144 durchgeführt [3]. Daher beträgt die benutzte Frequenz 15,9 GHz. Die Bestimmung des Winkelfehlers des VOR erfolgt rechnerisch aus der Einhüllenden des Empfangssignals wie in [2] beschrieben. Es werden zwei Ausbreitungsszenarien betrachtet, siehe Bild 1. Die eine ist die Line-of-Sight (LOS)-Konstellation. Bei dieser steht die WEA zwischen Sender und Empfänger. Durch die Windenergieanlage wird zeitvari-

ant das Signal teilweise abgeschattet. Die andere ist ein Dreiecksszenario mit Mehrwegeausbreitung. In letzterer werden bis zu 3 WEA auf einem leitfähigen Berg [4] platziert, um insbesondere Ausleuchtungseffekte durch Geländetopologien zu untersuchen. Die Messungen erfolgen bei Rotationsfrequenzen der Blätter von  $20 \text{ min}^{-1}$ ,  $22 \text{ min}^{-1}$  und  $71 \text{ min}^{-1}$ . Die Winkelfehler der anderen Drehzahlen können rechnerisch durch Umskalierung der Zeitachse bestimmt werden [2]. Es wird der 95%-Winkelfehler angegeben, d. h. gemäß [5] werden die größten 5% der Winkelfehler nicht berücksichtigt, und von den Verbleibenden wird der maximale Wert angegeben.



**Bild 1:** (a) Line-of-Sight-Szenario (b) Dreiecksszenario (c) Skalierte Senvion-WEA (MM92) (d) Skalierte Siemens-WEA (SWT-3.3-130).



Sender unten (u)  
 $3 \text{ cm} \triangleq 4,3 \text{ m}$



Sender niedrig (n)  
 $12 \text{ cm} \triangleq 17 \text{ m}$



Sender erhöht (h)  
 $70 \text{ cm} \triangleq 100 \text{ m}$

**Bild 2:** Höhe des Senders.

### 3. Ergebnisse LOS

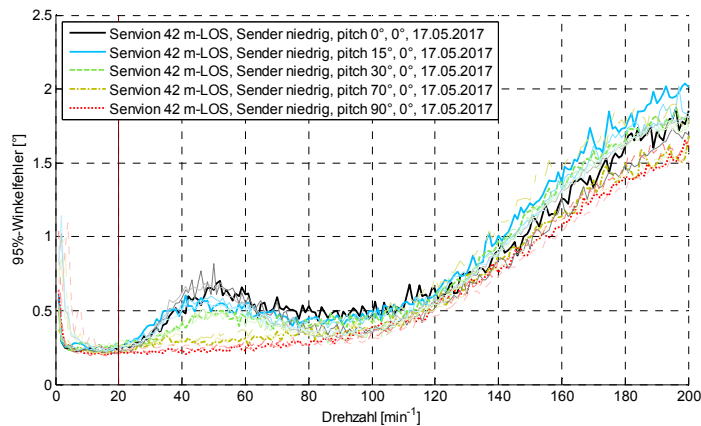
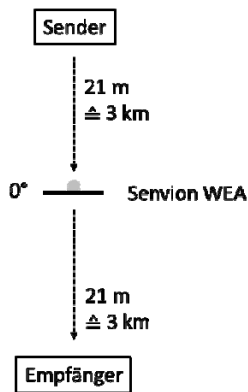
In Tabelle 1 werden die untersuchten Konfigurationen des LOS-Szenarios dargestellt. Mit u, n und h ist die Höhe des Senders bezeichnet, wie in Bild 2 dargestellt. Ein  $\triangle$  bedeutet ein Winkelfehler  $>1^\circ$  im Betriebsbereich einer WEA, also für Drehzahlen bis  $20 \text{ min}^{-1}$ . Dieser kritische Fall ist nur für eine generische Flügelgeometrie mit planaren und breiten Flügeln festzustellen. In Bild 3-8 sind die entsprechenden Vergleiche graphisch dargestellt. Es wird jeweils der Störeinfluss von  $1 \text{ min}^{-1}$  bis  $200 \text{ min}^{-1}$  berechnet. Die dicken Linien resultieren aus der Berechnung der gemessenen Drehzahl von  $20 \text{ min}^{-1}$ , die dünnen, etwas helleren werden aus  $22 \text{ min}^{-1}$  berechnet und die, dünnen sehr hellen aus  $71 \text{ min}^{-1}$ . Auf der linken Seite wird jeweils das betrachtete Szenario schematisch aus der Vogelperspektive gezeigt.

In Bild 3 ist die Untersuchung bzgl. des Anstellwinkels der Flügel gezeigt. Das Ergebnis ist weitgehend unabhängig vom Anstellwinkel und stört nur bei unrealistisch hohen Drehzahlen über  $100 \text{ min}^{-1}$ . Im Bereich zwischen  $40 \text{ min}^{-1}$  und  $60 \text{ min}^{-1}$  gibt es Unterschiede. Hier ist der Störeinfluss bei hohen Anstellwinkeln kleiner, da dann der wirksame Querschnitt abnimmt.



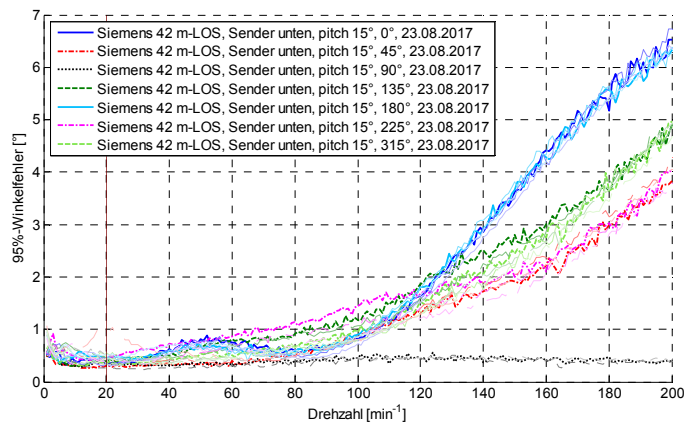
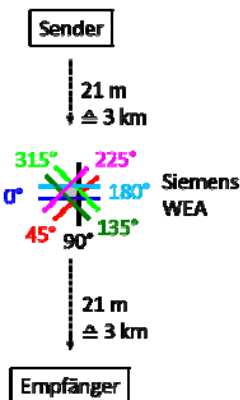
**Tabelle 1:** Untersuchte Konfigurationen des LOS-Szenarios. Mit u (unten, 3 cm  $\pm$  4,3 m), n (niedrig, 12 cm  $\pm$  17 m), h (erhöht, 70 cm  $\pm$  100 m) ist die Position des Senders bezeichnet, gemäß Bild 2.

WEA-Typ	Entfernung Sender- Empfänger /Abstand WEA zur dir. Verb.	Anstellwinkel der Flügel (Pitch)	Ausrichtung der WEA									
			0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°		
Senvion	42 m/0 m	15°	n									
Senvion	42 m/0 m	0°, 15°, 30°, 70°, 90°	n									
Siemens	42 m/0 m	15°	u,n	u,n	u,n	u,n	u,n	u,n	u,n	u,n	u,n	u,n
Siemens	42 m/0 m	0°, 15°, 30°, 70°	n									
Siemens	42 m/0,5 m	15°	n									
Siemens	42 m/1,5 m	15°	n									
Siemens <b>2D</b>	42 m/0 m	0°	u	u	u	u	u	u	u	u	u	u
Siemens <b>2D</b> , 1 Flügel	42 m/0 m	0°	n	n	n							n
<b>Dünne Stangen</b>	42 m/0 m	nicht anwendbar	n									
<b>Dicke Stangen</b>	42 m/0 m	nicht anwendbar	n									
<b>2D</b> Rechteck 0/3	42 m/0 m	0°	u									
<b>2D</b> Rechteck 1/3	42 m/0 m	0°	$\Delta$ u									
<b>2D</b> Rechteck 2/3	42 m/0 m	0°	$\Delta$ u									
<b>2D</b> Rechteck 3/3	42 m/0 m	0°	$\Delta$ u									
<b>Nur Nabe</b>	42 m/0 m	nicht anwendbar	u									



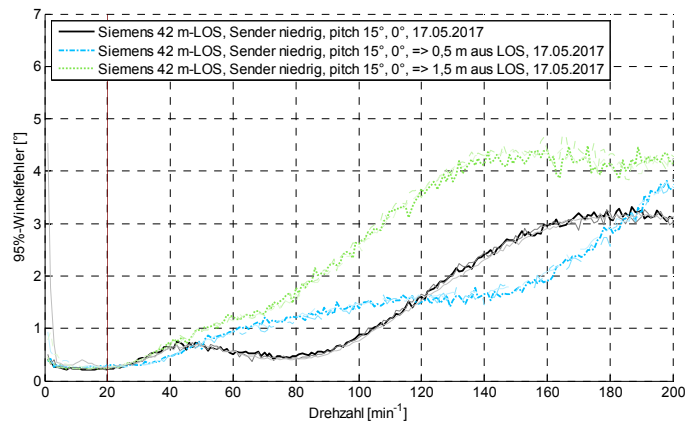
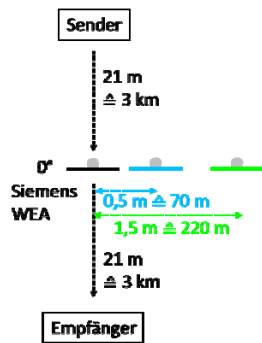
**Bild 3:** Untersuchung des Anstellwinkels der Flügel im Dreiecksszenario.

Bild 4 zeigt das Ergebnis für verschiedene Ausrichtungen der Rotationsebene. Es lässt sich schließen, dass je größer der Querschnitt in Ausbreitungsrichtung ist, desto größer ist auch der Störeinfluss, allerdings erst bei unrealistisch hohen Drehzahlen. Im Fall von 90° ist die Rotationsebene parallel zu der LOS und es gibt praktisch keinen Störeinfluss.

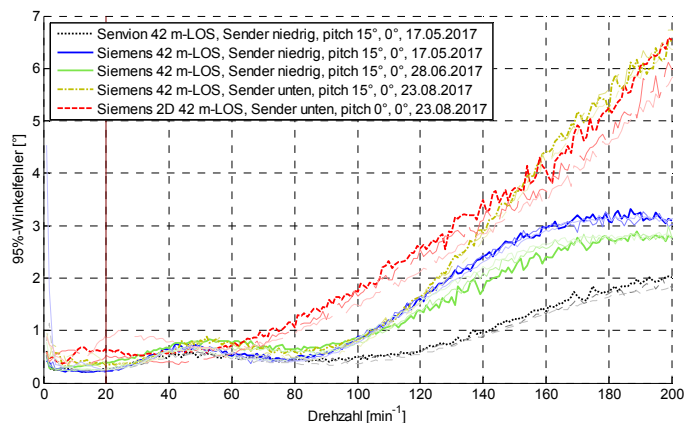
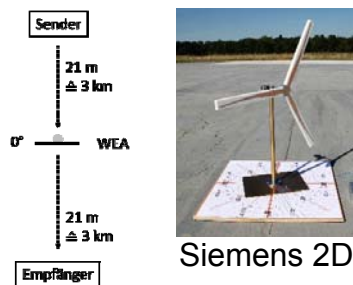


**Bild 4:** Untersuchung der WEA-Ausrichtung im LOS-Szenario.





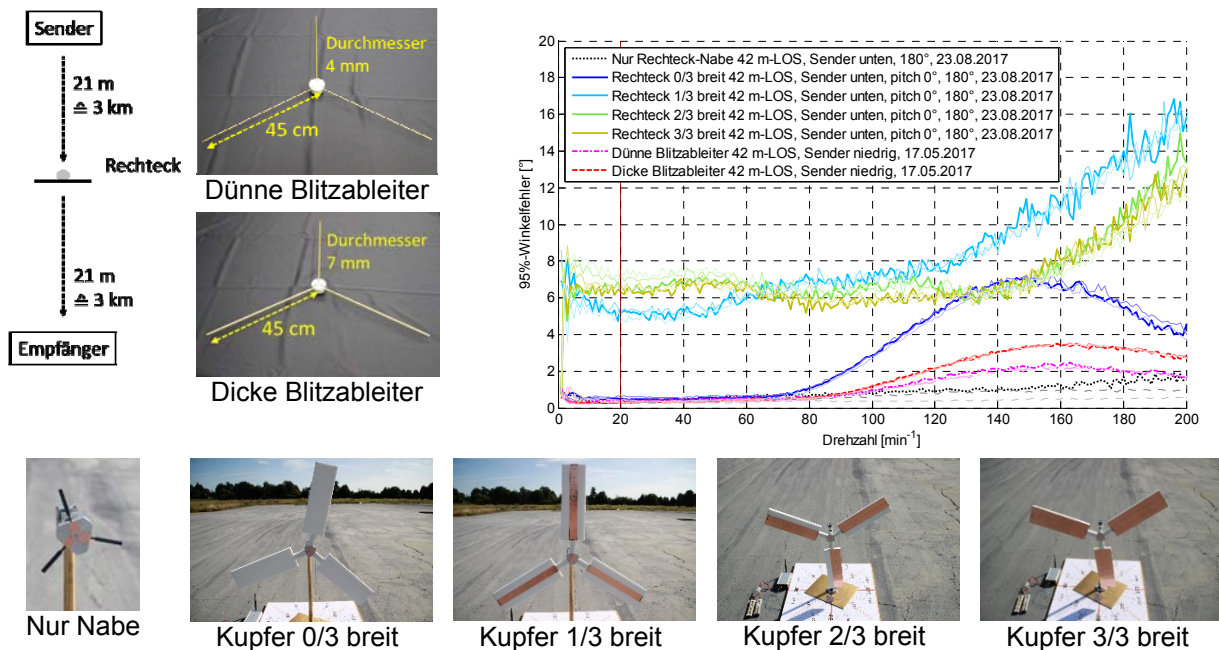
**Bild 5:** Messergebnisse für Variationen des LOS-Szenarios.



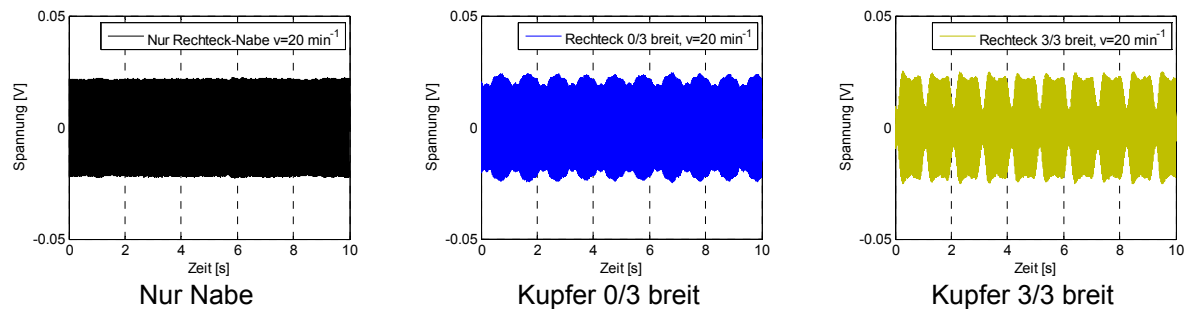
**Bild 6:** Variationen des WEA-Typs im LOS-Szenario.

In Bild 5 wird die Messung gezeigt, bei der die WEA teilweise aus der LOS positioniert ist. Die Kurve des Störeinflusses im oberen Bereich verändert ihre Form, bei so geringen Verschiebungen aus der LOS wird der Störeinfluss nicht zwangsläufig kleiner, sondern kann sogar größer werden. Der hohe Winkelfehler bei  $1 \text{ min}^{-1}$  im Genau-LOS-Szenario, berechnet aus der  $71 \text{ min}^{-1}$ -Messung beim direkten LOS-Szenario, ist nicht auf das Streuverhalten zurückzuführen, sondern auf ein externes Störsignal. Durch den Umrechnungsfaktor  $1 \text{ min}^{-1}/71 \text{ min}^{-1}$  befindet sich das Signal dann nahe bei 30 Hz. Diese Störsignale lassen sich im Frequenzbereich erkennen, da sie nicht symmetrisch um die Zwischenfrequenz liegen (im Gegensatz zu einer Stör-AM) und, da sich der Störeinfluss nicht in allen drei Messungen feststellen lässt. Hier liefern die Messungen bei niedrigeren Drehzahlen keine Störung. Da es unwahrscheinlich ist, dass so ein Störsignal dicht beim ZF-Peak liegt (z. B. in einem Abstand von etwa 30 Hz), ergibt sich nach der Berechnung tendenziell ein Störeinfluss bei niedrigen Umdrehungszahlen.

In Bild 6 erfolgt eine Gegenüberstellung der beiden WEA-Typen und einer 2D-Variante der Siemens-WEA. Der Einfluss der Senvion-Anlage, welche einen kleineren Rotor besitzt, ist etwas geringer. Auch ergeben sich abhängig von der genauen Positionierung des Senders (unten / niedrig, siehe Bild 2) leicht unterschiedliche Ergebnisse. Die Siemens-WEA mit Sender unten wurde an zwei unterschiedlichen Tagen vermessen. Es ergibt sich eine gute Reproduzierbarkeit, z. B. bis  $120 \text{ min}^{-1}$  sind es  $0,2^\circ$ .



**Bild 7:** Untersuchung generischer Flügelprofile variabler Breite im LOS-Szenario.



**Bild 8:** Zeitverlauf des Empfangssignals bzgl. der Untersuchung generischer Flügelprofile variabler Breite im LOS-Szenario

In Bild 7 werden die Ergebnisse generischer WEA dargestellt. Für einen Streifen von 4 cm...12 cm Breite und 38 cm Länge aus Kupferfolie ergibt sich ein Störeinfluss von mindestens  $6^\circ$  bei allen Drehzahlen. Das würde einer realen Flügelbreite von mindestens 5,8 m und vollkommen planaren Flügeln entsprechen und ist damit unrealistisch. In Bild 8 ist das zugehörige Zeitsignal gezeigt. Der Träger aus Rohacell (0/3 Breit) stört nur bei hohen Drehzahlen. Für Stangen, die Blitzschutzdrähte darstellen, gibt es Störungen ebenfalls nur bei hohen Drehzahlen.

#### 4. Ergebnisse Dreiecksszenarien

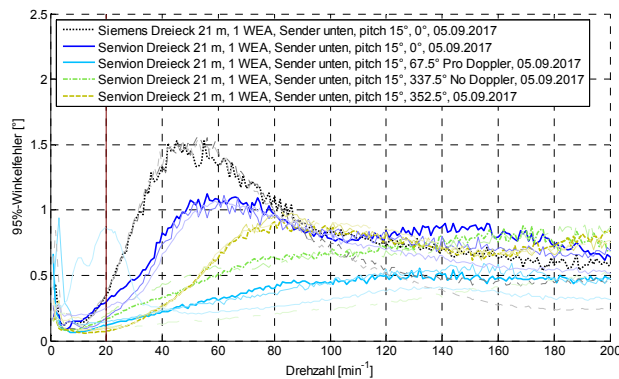
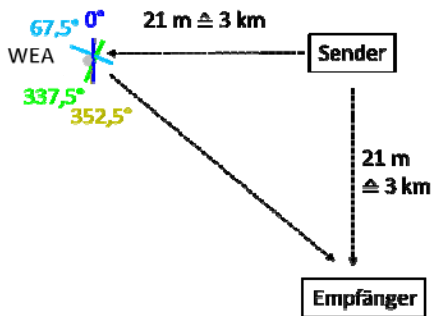
In Tabelle 2 sind die vermessenen Dreiecksszenarien dargestellt. Wie in den LOS-Szenarien steht u, n, und h für die Senderhöhe. In der Tabelle kennzeichnen die Begriffe Par, ProD und NoD, die Konfigurationen jeweils mit einfacher Dopplerverschiebung, doppelter, also maximaler Dopplerverschiebung, und keiner Dopplerverschiebung. Diese Konfigurationen ergeben sich aufgrund der Relativbewegung der Rotorblätter jeweils zu Sender und Empfänger wie in [6] beschrieben. Bei der hier erfolgten Analyse von AM-Störungen werden Dopplerverschiebungen allerdings nicht berücksichtigt.

**Tabelle 2:** Untersuchte Konfigurationen im LOS-Szenario.

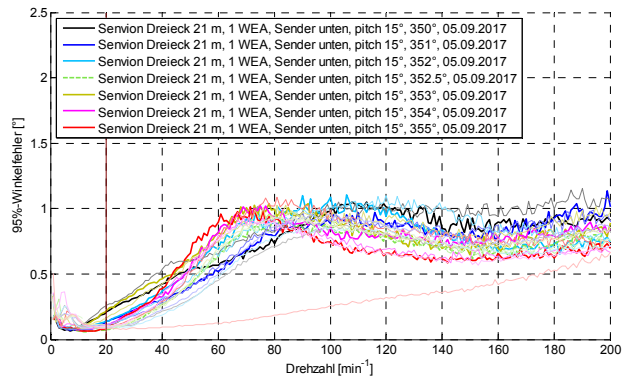
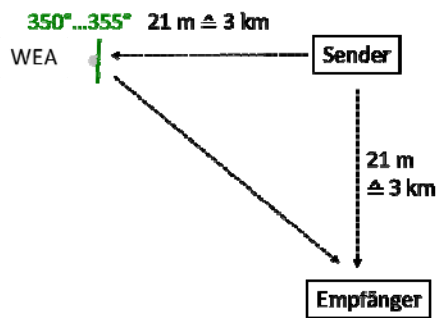
Anzahl, Typ/ggf. WEA-Aufstellungsort	Entfernung Sender↔ WEA/ Sender↔ Empfänger	Anstellwinkel der Flügel (Pitch)	Ausrichtung der WEA										
			Par 0°	5°, 10°, 20°, 45°	ProD 67,5°	335°	Krit0 NoD 337,5°	340°	345°	350°, 351°, 352°	Krit15 352,5°	353°, 354°, 355°	
1 Senvion	21 m/21 m	15°	unh	u	u			un	u		u	u	u
1 Senvion	21 m/21 m	0°, 15°, 30°, 70°, 90°	n										
1 Siemens	21 m/21 m	15°	unh	u	u			u	u		u	u	u
<b>3 Siemens</b>	21 m/21 m	15°	nh										
1 Siemens	21 m/21 m	0°, 15°, 30°, 70°, 90°	n										
1 Siemens <b>2D</b>	21 m/21 m	0°	u		u	u	u	u	u	u		u	
1 Siemens/T-Berg	21 m/21 m	15°	nh										
<b>3 Siemens/T-Berg</b>	21 m/21 m	15°	nh										
1 Siemens/L-Berg	21 m/21 m	15°	nh										
<b>3 Siemens/L-Berg</b>	21 m/21 m	15°	nh										
<b>3 Siemens/hinter L-Berg</b>	21 m/21 m	15°	h										
1 Siemens	<b>3,4 m/1,65 m</b>	15°	△ h										
1 Siemens	<b>6,8 m/3,3 m</b>	15°	△ h										
1 Siemens	<b>17 m/8,25 m</b>	15°	h										

In Bild 9 sind verschiedene Ausrichtungen der WEA gezeigt. Bei keinem Fall gibt es kritische Winkelfehler im Betriebsbereich. Bei 352,5° gilt Einfallswinkel=Ausfallswinkel (Krit15) bzgl. der Flügelfläche. Diese Umgebung ist in Bild 10 genauer gezeigt. Die Variation des Winkels führt zu untereinander ähnlichen Verläufen; es sind also keine Sprunghaften Änderungen festzustellen.

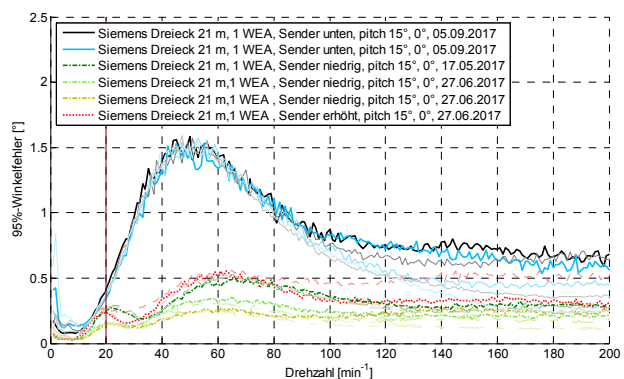
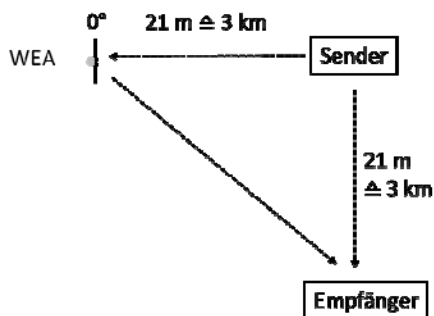
In Bild 11 werden Messergebnisse mit Variation der Senderhöhe dargestellt. Für größere Senderhöhen wird die WEA aufgrund von Bodenreflexion nicht gleichmäßig ausgeleuchtet.



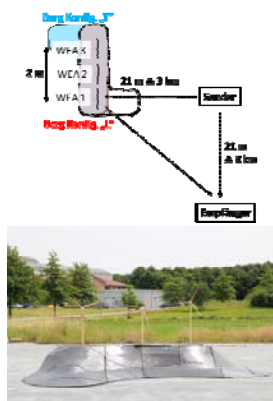
**Bild 9:** Untersuchung der WEA-Ausrichtung im Dreiecksszenario.



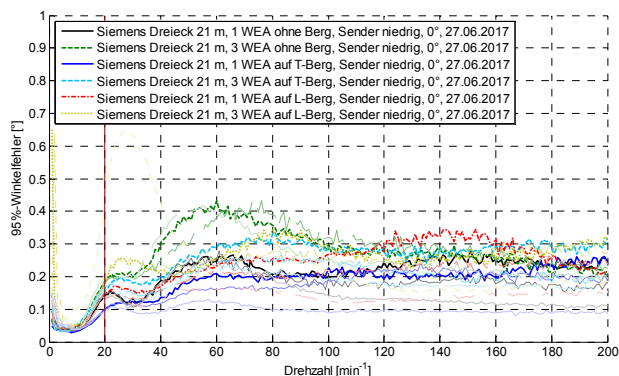
**Bild 10:** Untersuchung der WEA-Feinausrichtung im Dreiecksszenario.



**Bild 11:** Untersuchung der Empfängerhöhe im Dreiecksszenario.

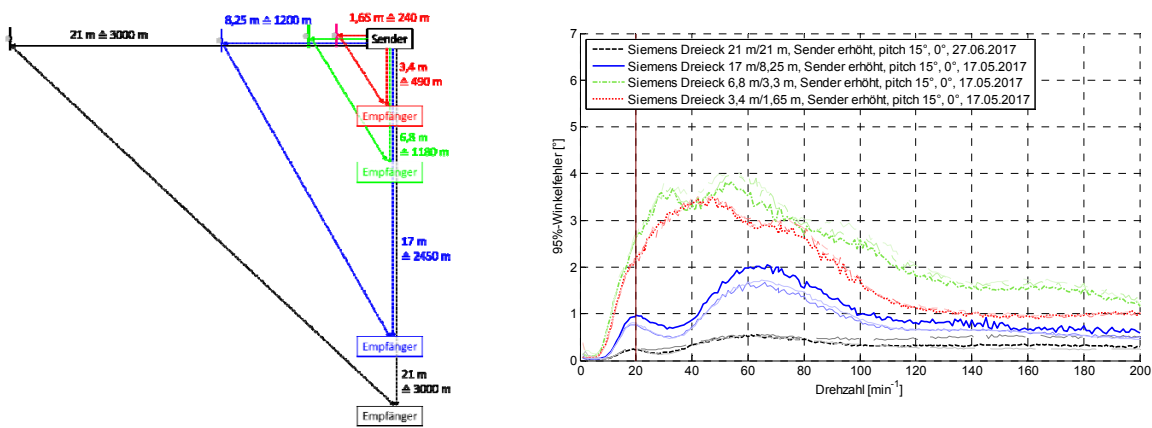


3 WEA auf L-Berg



**Bild 12:** Untersuchung der Abhängigkeit der Aufstellungsumgebung, d. h. mit/ohne Berg, und der WEA-Zahl im Dreiecksszenario.

In Bild 12 werden auf einem leitfähigen Berg [4] platzierte 1 bis 3 WEA gezeigt. Dabei werden insbesondere Ausleuchtungseffekte durch Geländetopologien untersucht. Der Störeinfluss ist bei allen untersuchten Geländetopologien vergleichbar. Für 3 WEA ist der Störeinfluss ca. doppelt so groß wie bei 1 WEA. Es gibt also eine größere Störung bei einem Windpark. Diese sind jedoch nicht proportional, vielmehr unterstützen die Messergebnisse die These, dass Störungen sich proportional zur Wurzel der WEA-Anzahl verhalten.



**Bild 13:** Untersuchung der Abstandsabhängigkeit im Dreiecksszenario.

Bild 13 zeigt Messergebnisse unter Variation des Abstandes zwischen WEA und VOR. Für sehr kleine Abstände, unter 2 km, erfolgt eine signifikante Beeinflussung des VOR auch im Betriebsbereich der WEA.

## 5. Zusammenfassung

Gemäß den durchgeführten Untersuchungen wird keine signifikante Beeinflussung erwartet bzgl. der Amplitudenmodulation des VOR im durch Windenergieanlagen AM-modulierten Übertragungskanal.

Störungen sind im Rahmen dieser Stichprobe nur zu erwarten, wenn mindestens eine der folgenden Bedingungen erfüllt ist:

- Drehzahl unrealistisch hoch, also mehr als 30 min<sup>-1</sup>
- Abstand der WEA zum VOR wesentlich kleiner als 3 km
- Flügel der WEA unrealistisch breit und zudem planar sind

Eine Vielzahl von Parameterkonstellationen von WEA und VOR ist in der skalierten Messumgebung reproduzierbar gemessen worden. Die Ergebnisse können als Grundlage zur Validierung von Simulationswerkzeugen dienen.

## Literaturangaben

- [1] *Funkortungs- und Funknavigationsanlagen*, Werner Mansfeld, ISBN 3778522027, Hüthig (1994).
- [2] *Ein simples MISO-Channel-Sounder-System für die Analyse von störenden Streuszenarien bei Avionik-Navigationsanlagen*, Georg Zimmer, ISBN 978-3-7369-9561-1, Cuvillier Verlag Göttingen 2017.
- [3] *Skalierte Messungen zu bistatischen Radarquerschnitten und Landekursverfälschungen des ILS*, Robert Geise, ISBN 978-3-86955-570-6, Cuvillier Verlag Göttingen 2010.
- [4] *Modular terrain modeling with flexible conductive materials in a scaled measurement environment* Neubauer, Björn; Geise, Robert; Zimmer, Georg; Andree, Angela; Ueffing, Norbert, In: 2017 European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Paris, France, S. 1–5.
- [5] *International Standards and Recommended Practices, Aeronautical Telecommunications, Annex 10, Vol. 1, Radio Navigation Aids. Sixth Edition. ICAO (2006).*
- [6] B. Neubauer, R. Geise, G. Zimmer, *A Benchmark Study on Measurement and Simulation Techniques for Navigation Systems and Multipath Propagation*, International Flight Inspection Symposium, pp. 1-9, 13-17 June, Belgrad, Serbien.



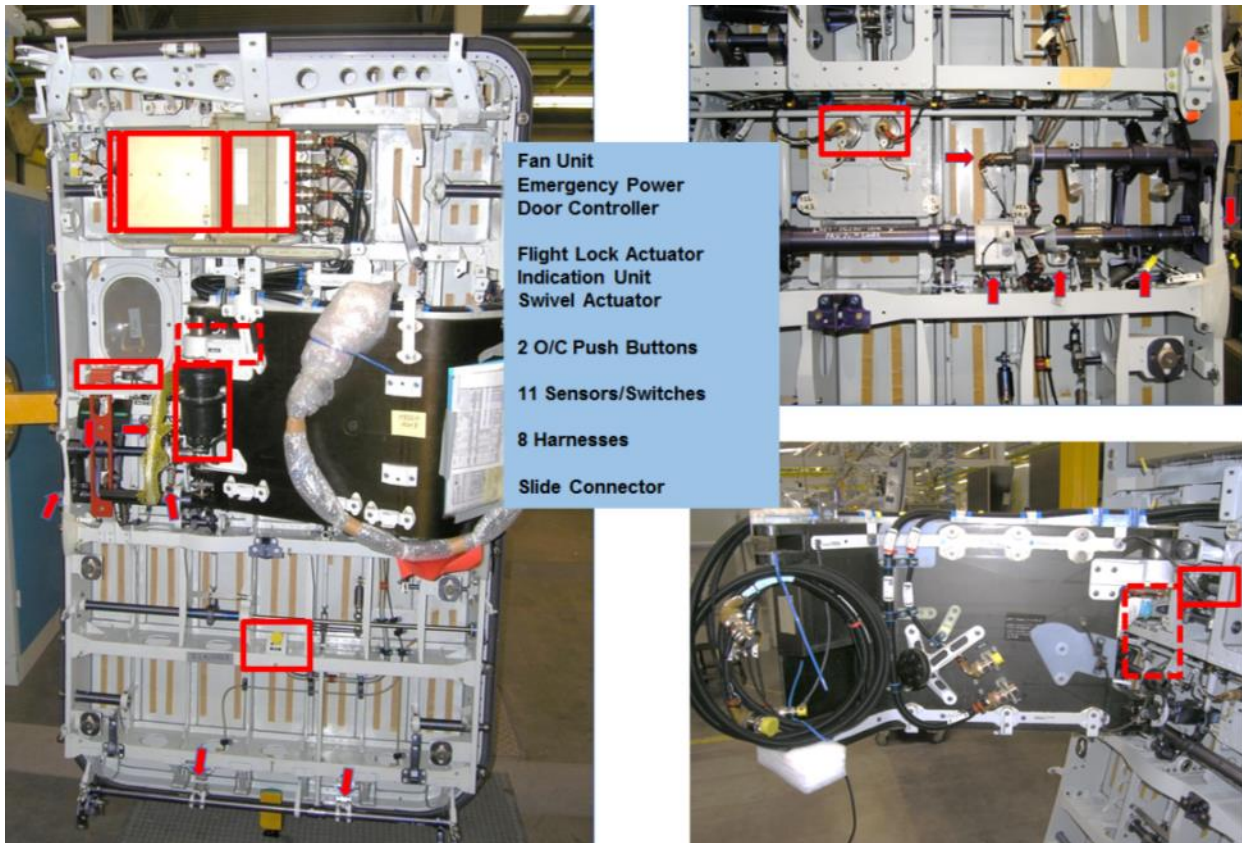
# EMV Schutzmassnahmen in einer modernen Flugzeigtür

Dipl.-Ing. (FH) Uwe Renner, Airbus Helicopters, ETVED

## 1 Die „Elektrik“ in einer Passagiertür

Der Hauptanteil der eingebrachten elektromagnetischen Energie stammt aus Blitzeinschlägen. Diese Effekte stehen hier im Fokus.

In der in den Bildern 1-3 gezeigten A380 Passagiertüre. Zum Door-and-Slide-Management-System in einer solchen Türe (gesamt 16 Passagiertüren) gehören 2 Elektromotoren, 1 Controller mit integriertem Akku, 1 Ventilator, 2 Warnlampen, 2 Bedienknöpfe (Open/Close), 10 Näherungsschalter, 1 mech. Schalter, 1 Steckdose für die elektrische Notrutsche, 8 Kabelbündel.



**Bild 1:** A380 Main Deck PAX

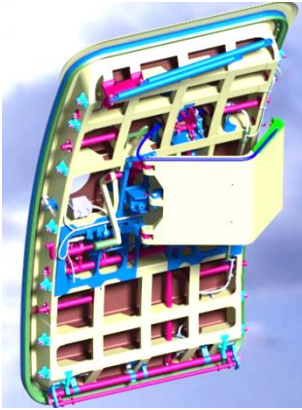
**Bild 2:** Bereich hinter dem Tragarm

**Bild 3:** Tragarmrückseite

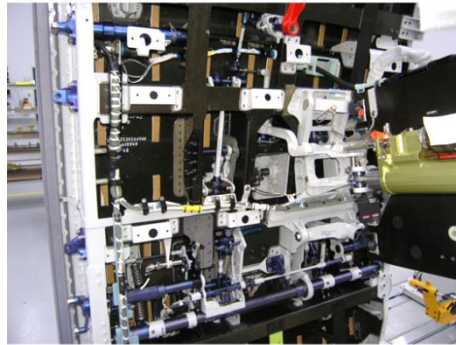
Die Metalltürstruktur bietet eine gute Schirmwirkung gegen Einflüsse von außen. Jedoch kann die Tür auch längere Zeit geöffnet bleiben, auch während Gewittern. Beeinflussungen von kabinenseitigen „Sendern“ können durch Analysen und Tests im Zuge der Gerätequalifikationen aussortiert werden. Gegen elektromagnetische Effekte die von elektronischen Geräten der Passagiere ausgehen sind die Flugzeugsysteme und –geräte mittlerweile gut geschützt. Empfindliche Signale des DSMS werden durch Einzelschirme an den Leitungen geschützt. Die empfindlichsten und kritischsten Signale in der gezeigten A380 Türe sind die Triggerleitungen der Notrutsche. In einer

Flugzeugtüre sind 28VDC üblich, als M-Route kategorisiert (Miscellaneous). Aktuatoren erfordern ggfs. auch mehr Leistung durch 115VAC bei max. 15A. Lastspitzen bis 25A sind möglich.

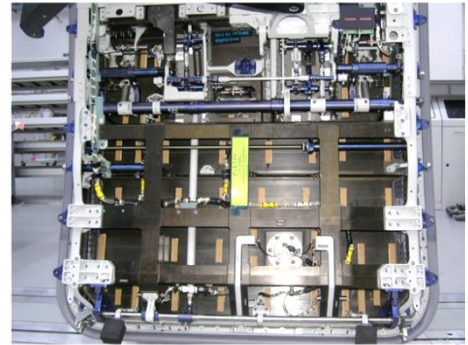
In einer Kohlefasertüre wie sie im Muster A350 zum Einsatz kommt, fällt der strukturelle Schutz durch die Außenhaut so gut wie weg. Diese Passagiertüre enthält nur eine elektrische Basisausrüstung, also ohne elektrische Antriebe, ohne elektrische Notrutschzündung. Die elektrischen Werte sind in dieser Türe auf 28VDC und ca. 3,5A begrenzt. Die Türübersicht ist in den Bildern 4-6 zu sehen.



**Bild 4:** A350 PAX



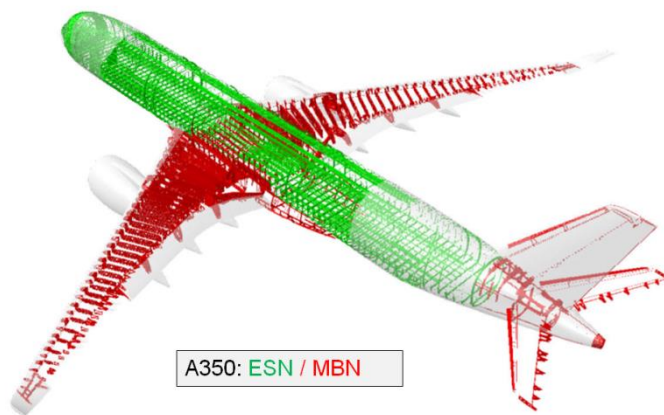
**Bild 5:** Türmittenbereich



**Bild 6:** unterer Türbereich

Trotz niedrigerer Konzentration und Sensibilität der in der Türe vorhandenen Circuits, müssen die die Signale, die elektrischen Bauteile sowie die Karbonstruktur geschützt werden. Der Standard EMI Schutz der Leitungen ist ein Metallgeflecht welches der EN4674 entspricht und die Leitungsbündel kpl. umhüllt. Die Struktur wird durch eine Kupferfolie geschützt (Expanded Copper Foil) die in die Außenhaut einlamiert ist. In Bereichen in denen die Bündel bei jeder Türöffnung hin- und her gebogen werden, kann der äußere Schutz nicht verwendet werden. Hier werden Einzelschirme benutzt.

Die elektrischen Funktionen: Failure Current Return, Lightning Direct Path, electrostatic Discharge, lightning induced signals werden über ein Netzwerk leitender verbundener Tür-Metallteile "eingesammelt" und über einen niedrigohmigen Pfad an ein Electrical Structure Network übergeben. Die Energien kommen z. T. direkt über die Aussenhaut (Copper Foil) und das Tür-MBN (Metallic Bonding Network) in das ESN, z.T. durch die elektromagnetischen Effekte als induzierte Signale/Energie über die Bündelschirme und via MBN schliesslich an das ESN. Die Verteilung des ESN und MBN (A/C Level) ist in Bild 7 dargestellt.



**Bild 7:** Aircraft Bonding Networks

ESN/MBN: Netzwerk aus Metallteilen der Primär- und Sekundärstruktur die elektrisch leitfähig (niederohmig) verbunden sind, oder durch spezielle Verbinder erst vernetzt werden.

Funktion ESN/MBN:

Failure current return, lightning path, electrostatic discharge, discharge of induced signals;

Signal and power return: nur im ESN

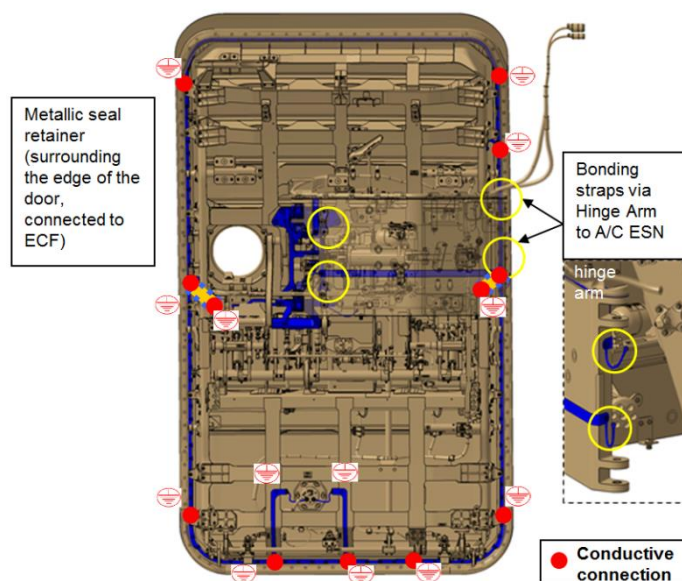
Für die Planung und Ausführung der ESN/MBN Systeme gelten strenge Vorschriften um die beabsichtigte Funktion und Lufttuchtigkeit über die Lebensdauer des Flugzeuges (~30 Jahre), wartungsfrei, sicherzustellen.

## 2 EMV Schutzmassnahmen der Flugzeugtüre

### 2.1 Tür MBN

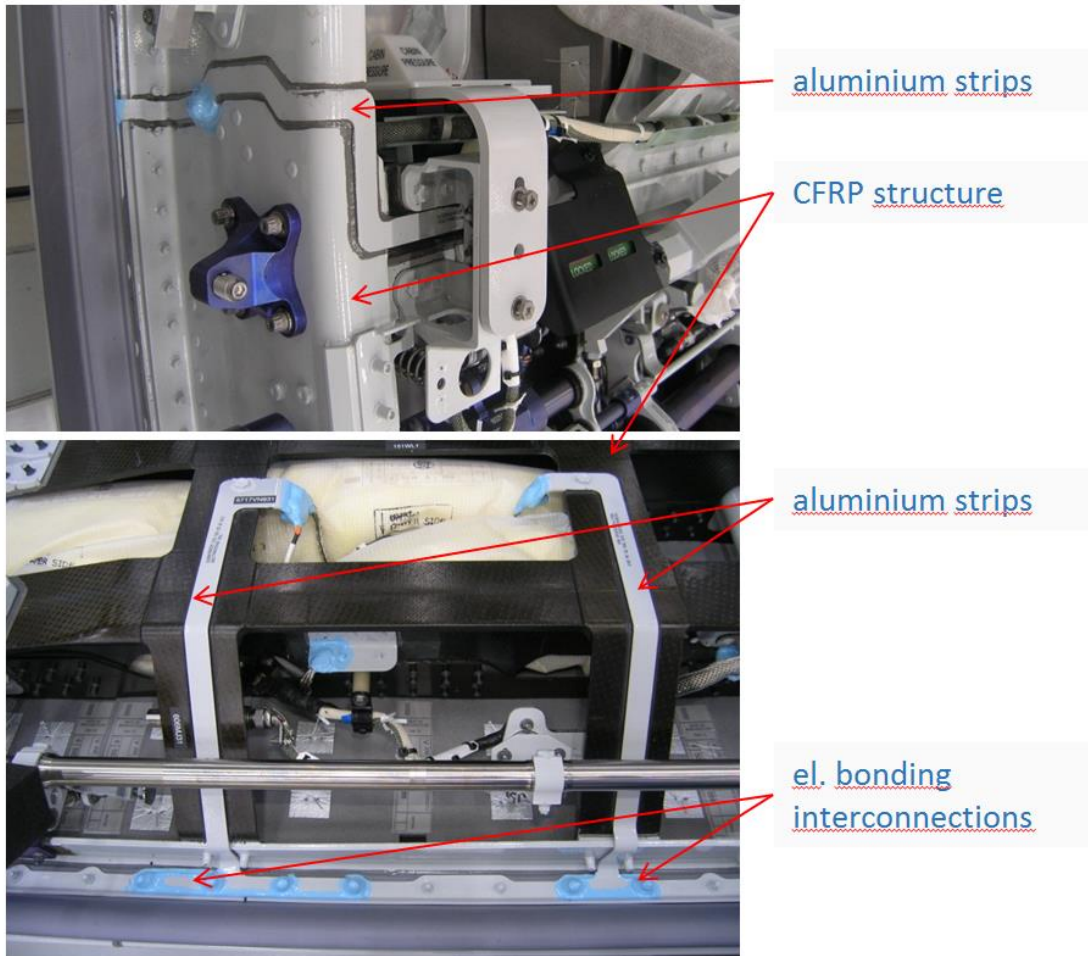
In Bild 8 sind die blau eingefärbten Teile des Metallic-Bonding-Networks der A350 Passagiertüre zu sehen. Zwischen Tür und Tragarm, sowie zwischen Tragarm und Flugzeugrumpf ist eine redundante Verbindung durch jeweils zwei Bondingkabel vorhanden. Bis auf zwei Blechbiegeteile sind die MBN-Element Einzelteile die andere Primärfunktionen erfüllen und ohnehin aus Metall gefertigt worden wären. Die Bondingkabel müssen, wie die dynamischen Leitungsbündel, 216.000 Testbiegezyklen aushalten (28800 Flüge x 3 Türzyklen x 2,5 Laborfaktor).

Bild 9 zeigt die fertigungstechnisch sehr aufwändigen Verbindungsstellen. Diese Stellen müssen allseitig versiegelt und mit einem blauen Markierungslack versehen werden. Alle Spalte die zwischen Bauteilen entstehen, müssen gegen Wassereintritt abgedichtet werden, um Schäden durch Vereisung vorzubeugen. Die Blechbiegeteile sind aus Gewichtsgründen aus einer Aluminiumlegierung hergestellt, die hinsichtlich spez. elektrischem Widerstand optimiert ist. (Materialeinsatz ca. 30% reduziert)



**Bild 8:** Metallic Bonding Network





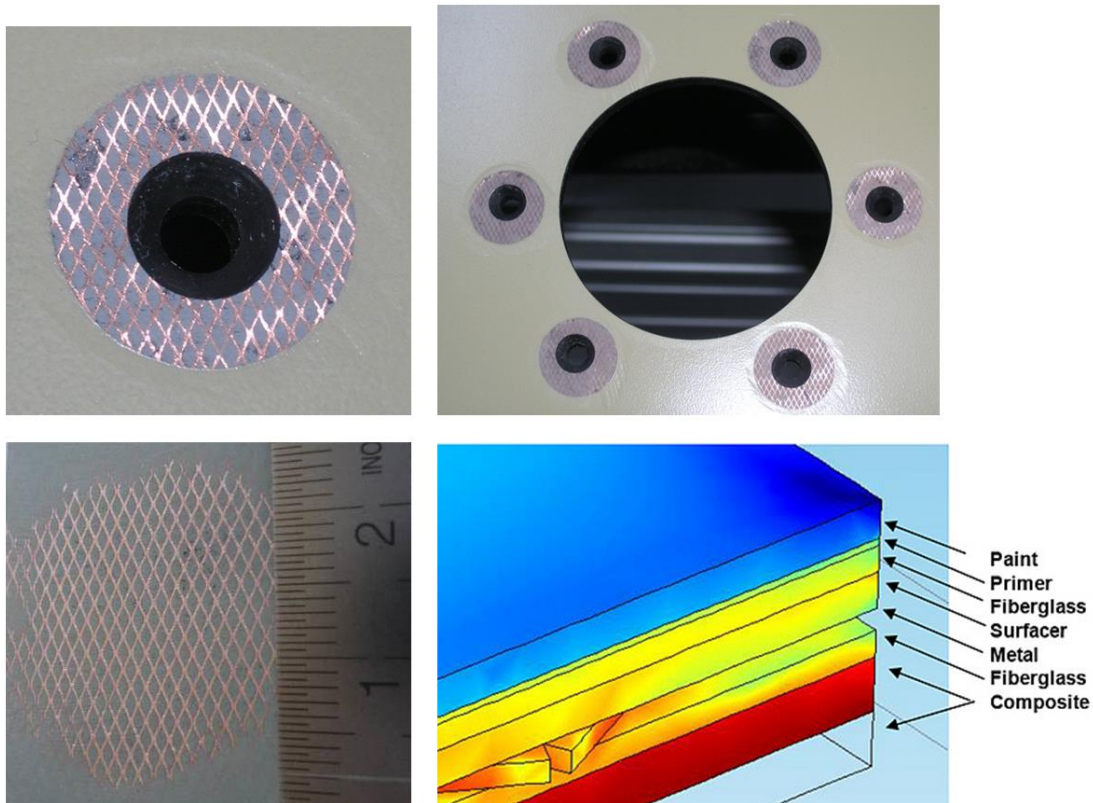
**Bild 9:** Metallic Bonding Network – Details

## 2.2 „Expanded Copper Foil“ auf der Außenhaut

Um den Verlust der gut schirmenden Metallaußenhaut ansatzweise auszugleichen, behilft man sich mit einem Kupferstreckgitter (Bild 11) welches die Kohlefaseraußenhaut des Flugzeuges komplett bedeckt. Über die großen Rumpfflächen wird das ECF über Zufallkontakte mit der Struktur bzw. den Schutznetzwerken (ESN/MBN) leitend verbunden. Die Hauptfunktion, schnelle Energieverteilung bei Blitztreffern und Dämpfung der elektromagnetischen Felder, werden so zufriedenstellend erfüllt.

Anspruchsvoller wird es in Bereichen, in denen die Kupferfolie durchlöchert werden muss. Hier ein Beispiel des Evacuation Lights (Bild 10) in jeder der 8 Passagiertüren des A350. In fast reiner Handarbeit wird die Grundierung abgeschliffen, um auf dem blanken Kupfer eine Kontaktfläche für die „Senk-Unterlegscheiben“ zu schaffen, damit das Lampengehäuse gut leitend angebunden ist.

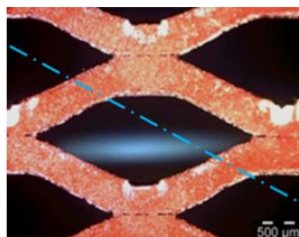
Die Tür selbst ist ebenfalls als signifikante Störung des Rumpf-ECF zu bewerten. Deshalb ist eine sichere, niedrigohmige Verbindung der Tür ans Flugzeug ESN essentiell, um alle Energien schnellstmöglich zu evakuieren.



**Bild 10:** Copper Foil Anwendung/Aufbau

[Foil according to ABS5161:](#)

[thickness](#) < 50 $\mu$ m  
< 180g/m<sup>2</sup>



**Bild 11:** Copper Foil Detail

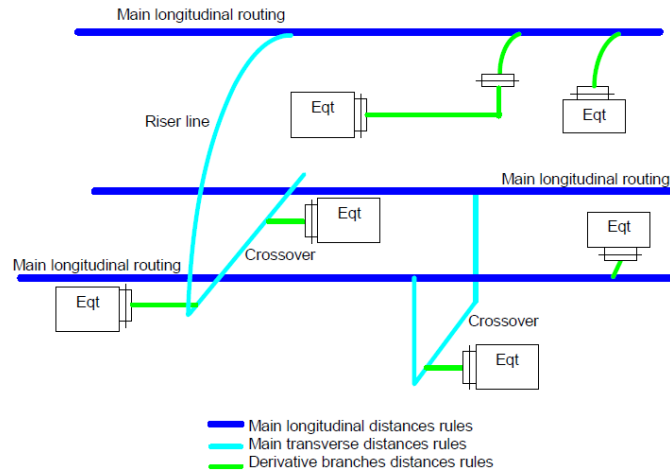
### 2.3 Requirements und Design Principles

Vereinfacht ausgedrückt sind die elektrischen Geräte selbst in Airbus Flugzeugen ausreichend gegen elektromagnetische Einflüsse abgehärtet. Dies wird auf Gerätelevel im Rahmen der üblichen Qualifikation nachgewiesen. Alle weiteren Maßnahmen, auch die zuvor beschriebenen, dienen dem Schutz der Struktur (hpts. der Kohlefaserstruktur), dem Schutz der Signale in den Systemen, der Stabilisierung der essentiellen Systemeigenschaften (z.B. Voltage Reference,...) sowie dem Schutz von Personen.

Es ist offensichtlich (Vielzahl der Systeme, Unterschiedlichkeit der Installationsbereiche und Umgebungseinflüsse), dass eine Simulation der Störungen sowie der Reaktion der Systeme, nur in wenigen Bereichen des Flugzeuges mit vertretbarem Aufwand vorgenommen werden kann.

Darüber hinaus ist die Erfahrung aus vorherigen Entwicklungsprogrammen einer der wesentlichen Punkte bei der Antizipation der diesbezüglichen Eigenschaften eines neu konstruierten Flugzeuges. Diese Erfahrung wird gesammelt und weitergegeben in Form

von Bauvorschriften (Design Directives, Requirements) und Konstruktionsstandards (Design Principles).

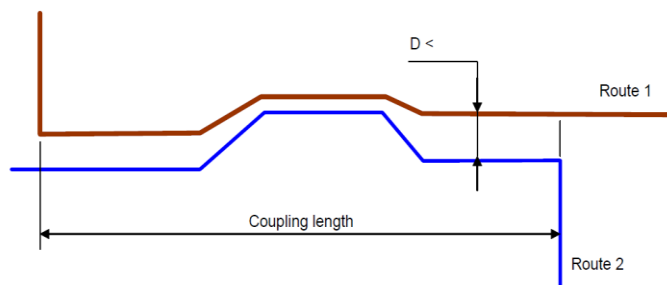


**Bild 12:** Airbus Design Principle – Richtung/Orientierung der Leitungen

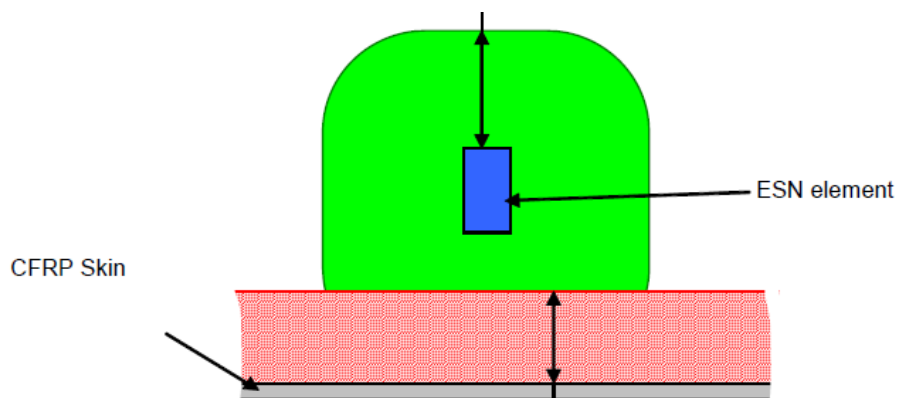
Die Einhaltung dieser Regeln verspricht dem Flugzeughersteller, dass alle elektrischen Systeme im Flugzeug sich unter den zu erwartenden Bedingungen und Umständen, sicher betreiben lassen, und sich in allen Situation sich so verhalten wie es notwendig ist.

Viele Regeln haben mit der Hauptrichtung (Bild 12) und den Abständen zwischen Leitungen verschiedener Systeme und Funktionen (Bild 13) zu tun.

The coupling length is the total length where 2 bundles are routed in the same direction (e.g. longitudinal, transverse...), with a distance between them less than

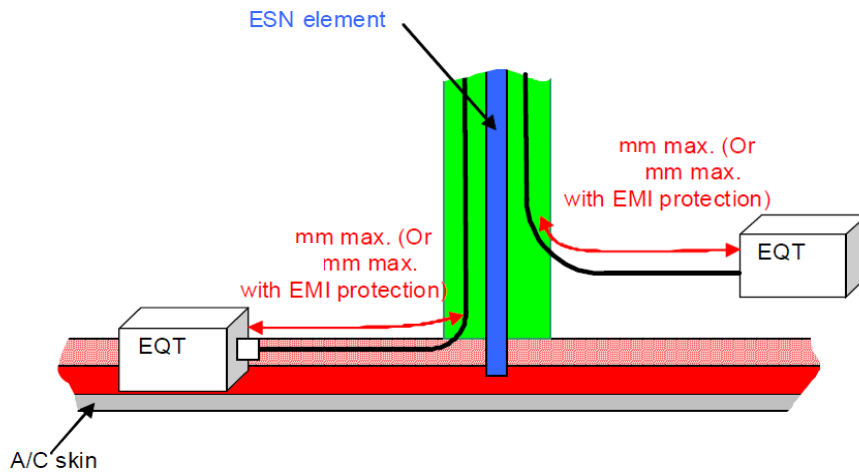


**Bild 13:** Airbus Design Principle – max. örtliche Koppellänge

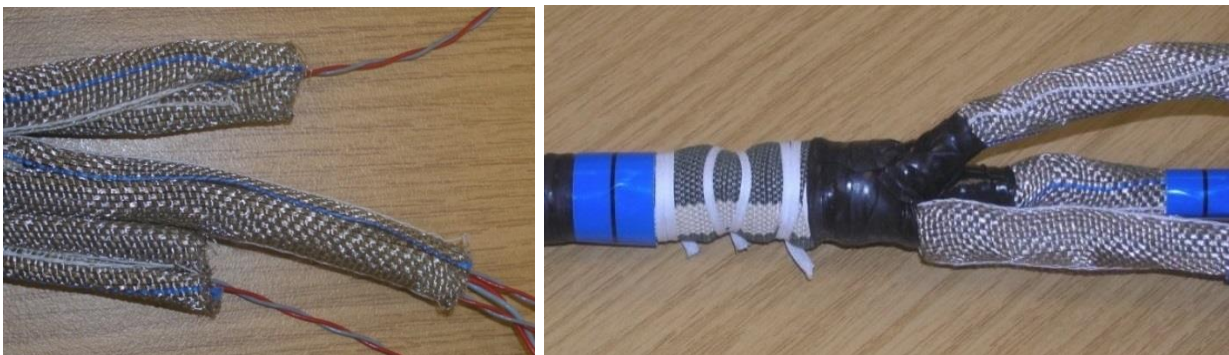


**Bild 14:** Airbus Design Principle – max. Distanz zur Außenhaut und ESN Element

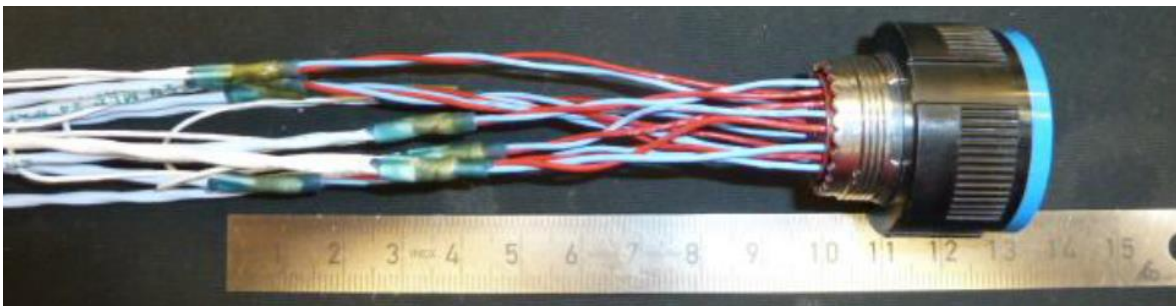




**Bild 15:** Airbus Design Principle – max. örtliche Strecke ohne EMI Schutz



**Bild 16:** Standard EMI Schutzschlauch nach EN 4674 (Bündel-EMI-Schutz)



**Bild 17:** Individual Wire Shielding - Löt-Shielding-Verbinder

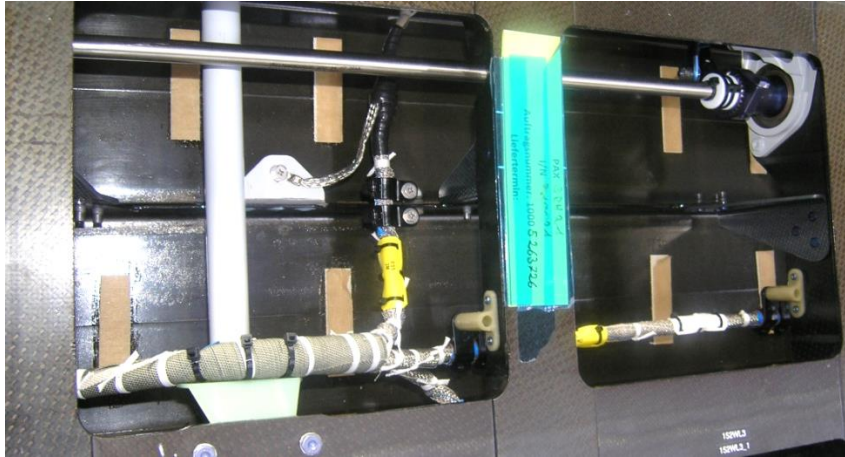


**Bild 18:** Verbindung Schirmung zum Stecker

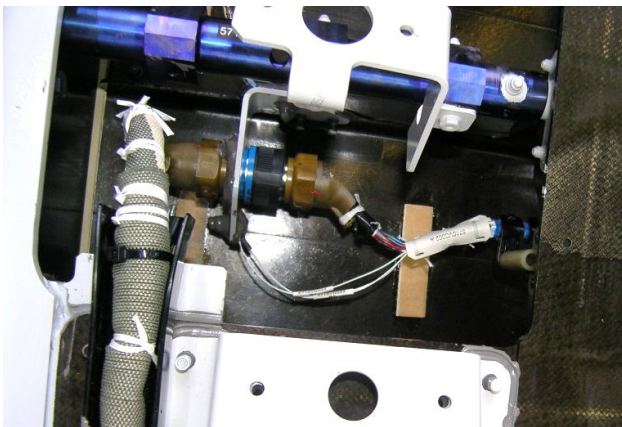
### 3 Der Kompromiss – die Seriellösungen in der Passagiertüre

Die Passagiertüre gehört zu den am höchsten integrierten Bereichen im Flugzeug. Die engen Türstrukturen sind durchzogen von der Verriegelungs- und Notrutschenmechanik und Auslösemechanik zum Notöffnungsaktuator. Isolierung und Verkleidungsteile begrenzen den Bauraum ebenso wie das Notrutschenpaket. Viele Airbus-Direktiven können daher nicht, oder nicht vollständig, konstruktiv umgesetzt werden.

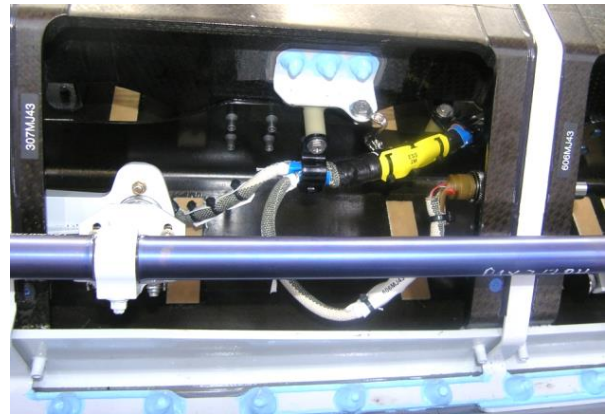
Zu den ca. 450 „Requirements“ im Bereich System Installation mussten im Programm A350 ca. 50 „Deviations“ erstellt werden. (Genehmigungspflichtige Abweichungen von den zertifizierten Airbusvorgaben.) Einige typische Türsituationen/Deviations sind in den folgenden Bildern gezeigt:



**Bild 19:** Schrimableitung vor dem Gerät, Biegeradien, mangelnde Bündelflexibilität, 3-fach Verzweigung



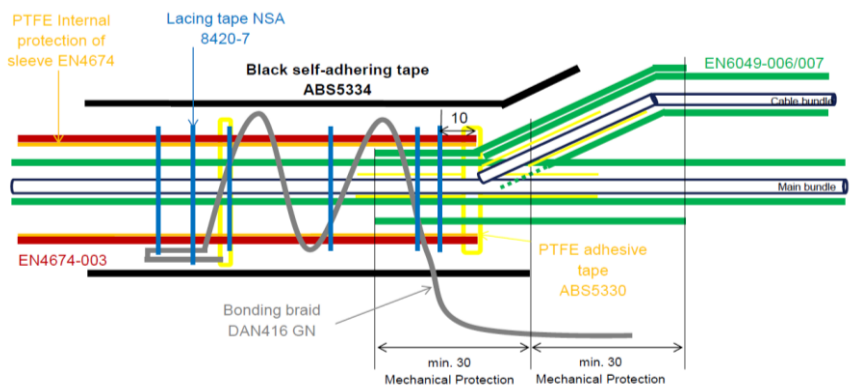
**Bild 20:** Übergang Bündel-/Leitungsschirm



**Bild 21:** Details vgl. Bild 19

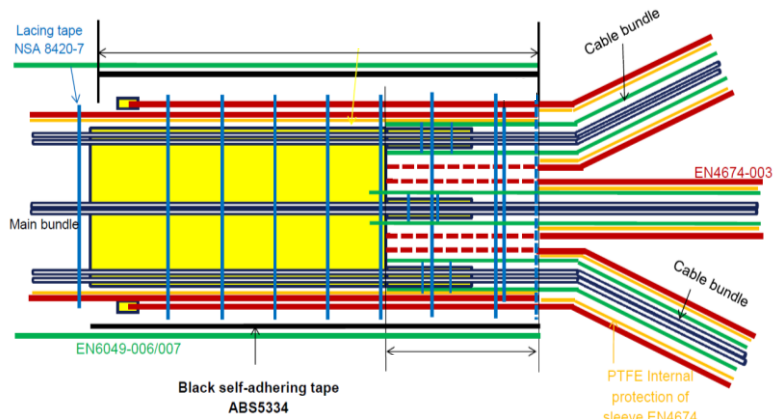


**Bild 22:** Spezielle Fertigungsanweisung





**Bild 23:** Spez. Fertigungsanweisung



## 4 Validierung

Das Fehlen einer kompletten theoretischen Betrachtung erzwingt einen Nachweis durch einen Versuch. Im 1:1-Test wurde eine vollständige Passagiertüre mit Blitzen beaufschlagt. Maßgebend sind bei derartigen Tests, die einschlägig bekannten Richtlinien aus der RTCA-DO160 hinsichtlich der Energiemenge, des zeitlichen Verlaufes, der Fokussierung und Positionierung der Prüfblitze. Je nach Gefährdungszone am Flugzeug kommen normierte Waveforms der Blitze zur Anwendung. Mit der Waveform ist der zeitliche Verlauf der des Blitzstromes vorgegeben. Hier wurde mit der Waveform 1 getestet, welche einem max. Strom von 200kA entspricht.

Testziele:

- Validierung der strukturellen Integrität nach einem oben beschriebenen Blitzeinschlag (Details siehe Bilder 24 und 25). Primärkriterium: Beeinträchtigung der weitem Belastbarkeit der Bauteile und deren Verbinder; Beurteilung der „Limit-Load“- und „Ultimate-Load“-Fähigkeit; Risiko eines Operationsabbruches durch z.B. Druckverlust;
- Ermitteln der induzierten Signale in den Leitungen: kein hartes Pass-/Fail-Kriterium sondern Beurteilung der „Reserven“ in den mit der Tür verbundenen und benachbarten Systemen auf Flugzeuglevel.

Resultat und Bewertung:

- Obwohl die Beschädigung der Außenhaut im stark vergrößerten Bild 25 beeindruckend wirkt, wurde in der Analyse die Rest-Festigkeit an dieser Stelle als deutlich ausreichend eingestuft. Es sind ausser dem Oberflächenschutz und der Glaslage nur wenige der vorhandenen Kohlefaserschichten zerstört.
- Die üblichen Richtwerte der Signale (<1500V Common voltage to structure, <300V differential voltage to harness I/F, short circuit current <60A) wurden nicht in relevantem Maße überschritten. In der Analyse der Verträglichkeit dieser Effekte in/mit den Gesamtsystemen wurde festgestellt dass die Ausfallsicherheit auch nach einem Blitzereignis unvermindert Bestand hat. Auch an den Bündeln konnte keine Beschädigung festgestellt werden. In der Serienfertigung wird jedes Bündel eine Hochspannungstest bei 1500V unterzogen, so dass dieses Ergebnis auch erwartet werden konnte.





**Bild 24:** Full Scale Blitztest



**Bild 25:** Max strukturelle Einwirkung

## 5 Fazit

Es wurde gezeigt dass die Voraussage der vorhandenen Dämpfungseigenschaften gegen elektromagnetische Effekte generell in einem modernen Verkehrsflugzeug darauf beruht die Konstruktionsdirektiven stetig weiterzuentwickeln, um permanent alle Erfahrungen aus dem täglichen Betrieb, in aktuelle und künftige Entwicklungsprogramme einfließen zu lassen. Es ist offensichtlich, dass Versuche am komplett ausgerüsteten Flugzeug nicht mit wirtschaftlich vertretbarem Aufwand durchführbar sind. Deshalb werden in der Regel Teilsysteme oder Teilbereiche getestet. Als ein solcher Teilbereich ist eine Flugzeuggestüre ein Gebilde innerhalb dessen es weitere physikalische Grenzen in der Umsetzung der Standardschutzlösungen gegen elektromagnetische Einflüsse gibt. Auf dem Weg zur zertifizierten Serienlösung ist es essentiell dass bekannte technische Lösungen angepasst oder ersetzt werden. Diese modifizierten Bauweisen müssen, in enger und permanenter Zusammenarbeit mit den Systemarchitekten und EMV-Spezialisten des Flugzeugherstellers Airbus, bewertet werden.

Im Rahmen der Entwicklung und Zulassung der A350 Passagiertüren wurden detaillierte Betrachtungen, Anpassungen und Versuche angestellt und dokumentiert, die für alle weiteren Entwicklungsprogramme eine wertvolle und belastbare Basis darstellen.

# Modulation von Störquellen in Sensoren und Stromversorgungen zur Reduktion der gemessenen Störpegel bei Luftfahrtgeräten

Dipl.-Ing. Frank Meier, Apparatebau Gauting GmbH

## 1 Einleitung

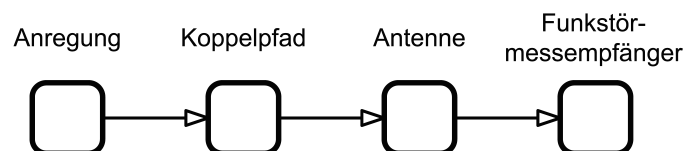
Sensoren werden, sofern es die physikalische Wirkungsweise des Wandlungselements zulässt, mit ausreichender Schirmung versehen, um die Einflüsse externer Störungen zu reduzieren. Damit wird eine ausreichende Störfestigkeit realisiert. Wandlungselemente können aber auch elektrische und magnetische Felder, gelegentlich elektromagnetischer Wellen, bewusst erzeugen, um durch eine Rückwirkung auf das Sensorelement auf das umgebende Medium oder eine Grenzschicht zu schließen. Somit wird das Wandlungselement selbst zur Störquelle und muss einen so geringen Pegel aufweisen, dass Grenzwerte für die gestrahlte Störaussendung eingehalten werden. Die Realisierbarkeit und das Rauschen setzen eine untere Grenze, die technologische bedingt ist und den Dynamikbereich limitiert.

Während der Weg der Störung vom Sensorelement über die apparative Umgebung zur Messantenne durch die typische Konfiguration gegeben ist, bleibt offen, wie sich der Anzeigewert eines Funkstörmessempfängers für das konkrete Signal des Sensorelements reagiert. Wird von einem sinusförmigen Dauersignal abgewichen, so könnte eine Modulation zu günstigeren Anzeigewert führen, ohne dem Arbeitsprinzip entgegen zu stehen. Ähnlich der Anwendung des Quasispitzenwert-Detektors bei motorischen Störquellen reduziert sich der Anzeigewert.

Die Reaktion des Funkstörmessempfängers auf pulsmodierte Signale soll diskutiert werden, wobei der Frequenzbereich des Sensorelements und die Anforderungen für Geräte der Luftfahrt berücksichtigt werden. Diese Untersuchung beschränkt sich auf den Spitzenwert-Detektor, da nur dieser nach ED – 14/DO – 160 und MIL – STD – 461 verwendet werden darf.

## 2 Messaufbau

Der grundsätzliche Pfad von der Störquelle zum Funkstörmessempfänger ist in einem idealisierten Messaufbau ein einsträngiger Weg von der Quelle zum Eingang, Bild 1.



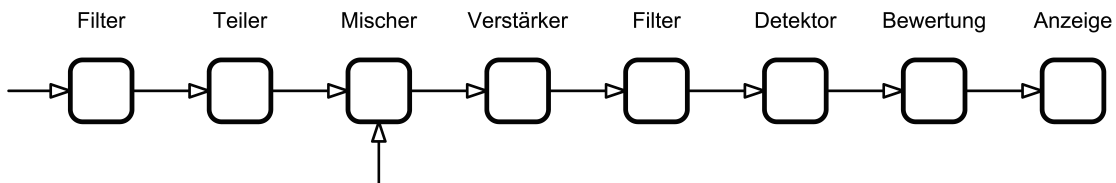
**Bild 1:** Signalpfad von der Anregung des Sensors als Störquelle zum Funkstörmessempfänger. Anregung, Koppelpfad und Antenne sind frequenzabhängig.

Die Kopplung des Störers soll als linear angenommen werden. Damit reicht die Beschreibung durch einen frequenzabhängigen Koppelfaktor jede Teilpfad. Der Dynamikbereich



sei ausreichend, sodass Rauschen und Aussteuerungsgrenze nicht berücksichtigt werden müssen.

Am Eingang des Funkstörmessempfängers tritt das Signal auf den Eingangsteiler und das Vorselektionsfilter, Bild 2. Im einfachsten Fall gibt es einen einzigen Mischer mit Oszillator und Zwischenfrequenzfilter [6, 7]. Für die Verweildauer  $T_{DT}$  bleibt diese Frequenz konstant, sodass eine Abtastung des Frequenzspektrum bei der Messfrequenz  $f_{MF}$  erfolgt. Ein Empfänger in dieser einfachen Form reicht in der Praxis nicht aus, doch soll dieses Modell zunächst ausreichend sein.



**Bild 2:** Signalpfad im Funkstörmessempfänger als einstufiger Superheterodynempfänger

Ein Zwischenfrequenzfilter realisiert einen wohldefinierten Bandpaß und liefert nach Verstärker eine Wechsellspannung in den Amplitudendetektor und das Bewertungsfiler. Beide sind nichtlineare Gebilde, die den zeitlichen Ablauf der Amplitude so in ein Ausgangssignal umformen, dass ein Anzeigeinstrument einen Zahlenwert  $B$  darstellen kann. Mit Ausgabe des Zahlenwertes endet die Verweildauer  $T_{DT}$ .

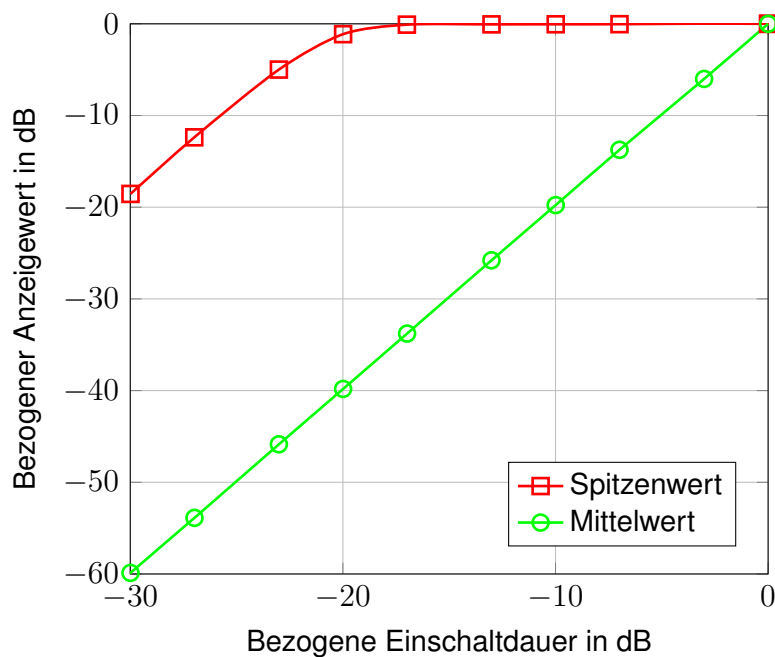
Typisch sind Bewertungen nach Mittelwert (AV), Spitzenwert (SP), Quasi-Spitzenwert (QP) wie auch die modernen CISPR Mittelwert (CAV) und Effektivwert (RMS). In diesem Bereich hat die CISPR – 16 – 1 in den letzten Jahren erhebliche Neuerungen eingeführt, um die technologischen Fortschritte zu berücksichtigen [5, 2, 1]. Es wird sich zeigen, in welchem Maße moderne Bewertungsfiler in Produktnormen zur Anwendung kommen werden. Zur Beschreibung des Störers sind sie ebenso eine Hilfe wie die Aufzeichnung des zeitlichen Verlaufs über einen Frequenzbereich. Die apparativen Fortschritte lassen heute eine zeitliche Auflösung des abgetasteten Frequenzspektrums zu, was die Identifikation von Störern wesentlich erleichtern kann. Es ist dann von einer zeitabhängigen Amplitude je Frequenz zu sprechen. Auch die Häufigkeit einer Amplitude innerhalb der Verweildauer kann ermittelt werden.

Für die Qualifikation im Luftfahrtbereich wird ausschließlich die Spitzenwert-Bewertung angewandt [3]. Das Ausgangssignal eines Bewertungsfiler lässt sich für ein gegebenes Eingangssignal vorhersagen, doch bleibt offen, wie eine konkrete Implementierung die Spezifikation der Bewertung umsetzt. Daher lohnt sich eine Messung.

Für das Messverfahren des Sensors ist die Reaktion für eine bestimmte Frequenz auszuwerten. Daher kommt ein pulsmoduliertes Signal bei eingestellter Frequenz als gepulste Größe in Frage. Möglich ist auch eine Amplitudenmodulation mit einem Doppelpuls. In beiden Fällen entsteht eine Anregung des Beobachtungsraumes durch ein Feld, das eine Rückwirkung auf den Sensor bei gleicher Frequenz hat. Ausgewertet wird das Verhältnis von Rückwirkung zu Anregung und die Phase dazwischen. Der Sensor erfasst damit den Unterschied des Materials am Sensorkopf. Ein Wechsel zwischen Flüssigkeit und Luft soll erkannt werden. Dazu ist eine Arbeitsfrequenz um UHF-Bereich notwendig.

### 3 Durchführung

Die Anregung ist die Störgröße und wird über den Koppelpfad zum Eingangssignal des Funkstörmessempfängers. Der Anzeigewert  $B$  ist die Reaktion und wird bei Qualifikationsprüfungen mit dem Grenzwert verglichen. Im Experiment simuliert ein Funktionsgenerator das Eingangssignal. Eine sinusförmige Grundschwingung der Frequenz  $f_c$  von 200 MHz wird mit einem niederfrequenten Signal der Periode  $T_{MOD}$  pulsmoduliert. Gewählt ist ein rechteckförmiges Modulationssignal der Periode 2 ms, wo der die Einschaltdauer  $T_{ON}$  von 100 ms bis 1  $\mu$ s variiert wird. Der jeweilige Anzeigewert  $B_{ON}$  wird auf den Anzeigewert bei fehlender Modulation  $B_{NMOD}$  bezogen. Wie in Bild 3 zu erkennen, sinkt der Anzeigewert zu größeren Verhältnissen von Einschaltdauer zu Periode nur wenig ab, wenn Spitzenwert-Bewertung verwendet wird.



**Bild 3:** Anzeigewertes bei Reduktion der Einschaltdauer. Trägerfrequenz 200 MHz, Auflösesebandbreite 100 kHz, Modulationsfrequenz 1 kHz, Verweildauer 5 ms

Zum Vergleich ist das Verhalten des Anzeigewertes bei der Mittelwert-Bewertung angegeben. Der Mittelwert verhält sich wie die mittlere Leistung des Eingangssignals und sinkt wie das Pulsverhältnis ab. Bei einer Einschaltdauer von 1  $\mu$ s ist das Verhältnis 60 dB, und der Anzeigewert sinkt ebenfalls um 60 dB ab. Bei der Spitzenwert-Bewertung reduziert es sich allerdings nur um 19 dB. Für die Einschaltdauer 1  $\mu$ s ist die Reduktion kleiner als 2 dB. Bei Erhöhung der Einschaltdauer verschwindet die Reduktion. Somit liegt die Reduktion unter 2 dB für ein Pulsverhältnis von 0,01 bis 1.

Bei der bewussten Frequenzmodulation eines Störers wird das Spektrum verbreitert. Die Amplitude bleibt unverändert, während durch ein Modulationssignal die Trägerfrequenz geändert wird. Sowohl bei Mikroprozessoren wie auch bei Schaltnetzteilen sind solche Frequenzmodulationen möglich. Der Spielraum hat enge Grenzen, da die minimale und maximale Frequenz durch die Aufgabe des Bauteils eingeschränkt wird. Zunächst sei die Frequenzabhängigkeit des Koppelweges zu vernachlässigen.

Innerhalb der Verweildauer  $T_{DT}$  bleibt die Messfrequenz  $f_c$  konstant. Die längste Periode

im Normalbetrieb des Prüflings  $T_{EP}$  darf bestenfalls gleich, jedoch nicht größer als die Verweildauer  $T_{DT}$  sein. Im Falle eines frequenzmodulierten Schaltnetzteils ist dies die Periode der Modulation  $T_{MOD}$ . Wird innerhalb dieser Zeit die Arbeitsfrequenz auf  $N_{FHN}$  verschiedene Frequenzen gesetzt, entspricht dies einer Pulsmodulation mit einem Verhältnis von Einschaltzeit  $T_{ON}$  zu Periodendauer  $T_{MOD}$ . Es entspricht dem Kehrwert von  $N_{FHN}$ . Für 16 verschiedene Frequenzen wird ein Pulsverhältnis von  $-12$  dB erzielt, was nach Bild 3 zur keiner Reduktion führt. Bei 256 verschiedenen Frequenzen wird eine Reduktion um 7 dB erreicht.

## 4 Zusammenfassung

Ein Sensor benötigt eine Arbeitsfrequenz in UHF-Bereich und liegt damit innerhalb der Frequenzen, die für Luftfahrtanwendungen begrenzt sind. Wird er pulsmoduliert statt kontinuierlich betrieben, so erzeugt er weniger mittlere Leistung. Der Anzeigewert eines Funkstörmessempfängers richtet sich jedoch nach der Reaktion des Bewertungsfilters und folgt nur bei der Mittelwert-Bewertung der mittleren Leistung. Die Normen ED – 14/DO – 160 erfordern die Anwendung der Spitzenwert-Bewertung, was durch die Erfassung des Amplitudenmaximums innerhalb der Verweildauer ein scharfes Kriterium ist. Hier reduziert sich der Anzeigewert wenig, wenn das Verhältnis von Einschaltdauer zu Periode der Modulation größer als 0,01 ist.

## Literatur

- [1] ANSI (Hrsg.): *C63.2–2016. Specifications of electromagnetic interference and field strength measuring instrumentation in the frequency range 9 kHz to 40 GHz*. Washington, DC, USA: ANSI, 2016
- [2] DIN (Hrsg.): *DIN EN 55016–1–1:2015–05 (VDE 0876–16–1–1:2015-05). Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit. Teil 1-1: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen)*. Berlin: DIN, 2015
- [3] EUROCAE (Hrsg.): *ED – 14G. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment*. Paris, Frankreich: EUROCAE, 2011
- [4] FELSEN, L. B. ; MONGIARDO, M. ; RUSSE, P.: *Electromagnetic field computation by network methods*. New York, NY, USA: Springer, 2009. – ISBN 978–3–540–93945–0
- [5] IEC (Hrsg.): *CISPR 16–1–1, 2015-09. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus. Measuring apparatus*. Genf, Schweiz: IEC, 2015
- [6] KRATTENMACHER, H.: *Zur Messung leitungsgeführter Störgrößen in der EMV*. Berlin: Logos, 2000. – ISBN 978–3–89722–507–7
- [7] RAUSCHER, Ch.: *Grundlagen der Spektrumanalyse*. München: Rohde & Schwarz, 2004

---

# Numerische Verfahren

---

# Simulation der Exposition des menschlichen Körpers durch magneto-quasistatische Felder von induktiven Ladesystemen in Automobilen

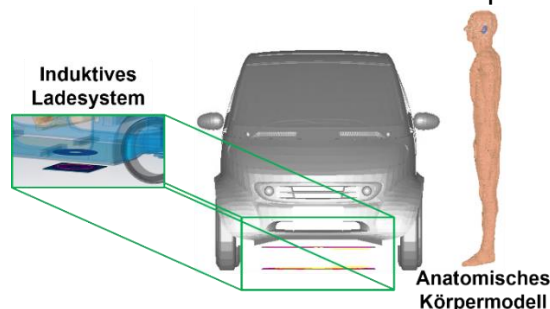
Prof. Dr. Markus Clemens, Bergische Universität Wuppertal, Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik

M.Sc. Martin Zang, Dr.-Ing. Joachim Streckert, Bergische Universität Wuppertal, Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik

Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling, M.Sc. Myrel Alsayegh, Bergische Universität Wuppertal, Arbeitsgebiet Elektromobilität

## 1. Problembeschreibung

Induktive Ladesysteme werden für den Einsatz in Elektro- und Hybridelektro-Kraftfahrzeugen zum kontaktlosen Laden von Batterien entwickelt. Ein solches System besteht aus zwei Spulen: einer primären Sendespule, die am Boden unter dem Fahrzeug positioniert ist, sowie einer sekundären Empfangsspule, die unter der Fahrzeugkarosserie angebracht ist. Die Sendespule wird mit einem niederfrequenten Wechselstrom einer Frequenz zwischen 80 und 140 kHz gespeist. Bei geeigneter Ausrichtung beider Spulen zueinander kann eine Leistung von mehreren Kilowatt (z.B. 20 kW bei einem SUV oder 60 kW bei einem Passagier-Bus [1]) über den Luftspalt zwischen den Spulen übertragen werden. Die stromdurchflossenen Spulen erzeugen niederfrequente elektromagnetische (magneto-quasistatische) Felder, die – abhängig von den Schirmungseigenschaften der Karosserie sowie von eventuellen zusätzlichen Schirmungsmaßnahmen – auch im Innenraum oder in der nahen Umgebung des Fahrzeugs auftreten können. Wird nun eine sich innerhalb oder außerhalb des Fahrzeugs befindliche Person diesem Feld ausgesetzt, kann sich eine Veränderung der natürlichen körperinternen Verteilung der elektrischen Feldstärke einstellen, wodurch eine Stimulation von Muskel- und Nervengewebe ausgelöst werden kann. Um gesundheitliche Risiken zu vermeiden, empfiehlt die International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) Grenzwerte für die maximale körperinterne elektrische Feldstärke [2]. Bild 1 zeigt ein Expositionsszenario mit einem induktiven Ladesystem, einem Automodell sowie einem neben dem Auto positionierten anatomischen Modell des menschlichen Körpers.



**Bild 1:** Expositionsszenario mit einem unter einem Automodell positionierten induktiven Ladesystem sowie einem neben dem Auto stehenden anatomischen Körpermodell

Es stehen verschiedene numerische Methoden für die Simulation der Exposition eines Menschen gegenüber elektromagnetischen Feldern zur Verfügung – wie zum Beispiel die Finite Differenzen-Methode im Zeitbereich (Finite Difference Time Domain (FDTD)) oder die Finite-Elemente-Methode (FEM). Für die Simulation eines hier beschriebenen

Expositionsszenarios stehen grundsätzlich zwar kommerzielle Magneto-Quasistatik-Feldlöser zur Verfügung, bei denen sich aufgrund der Komplexität des vorliegenden Problems allerdings Probleme bei der Anwendbarkeit ergeben können: Eine geometrische Diskretisierung der komplexen Strukturen einer Fahrzeugkarosserie, eines induktiven Ladesystems sowie eines anatomischen Menschmodells würde zu einem sehr großen algebraischen Gleichungssystem mit bis zu mehreren Milliarden Freiheitsgraden führen. Aufgrund sehr großer Unterschiede in den Leitfähigkeiten der Materialien (bis zu  $10^9$  S/m) wäre dieses Gleichungssystem zusätzlich noch sehr schlecht konditioniert. Die Lösung würde zu sehr großem Speicherbedarf und langen Rechenzeit führen.

In diesem Manuskript werden drei alternative Verfahren zur Simulation der magneto-quasistatischen Exposition eines Menschen vorgestellt: die Coupled Scaled-Frequency FDTD (SF-FDTD)-Methode [3], die Co-Simulation SF-FDTD-Methode [3] und die Co-Simulation Scalar-Potential Finite Difference (Co-Sim. SPFD)-Methode [4]. Diese auf Gebietszerlegungen basierten Verfahren bestehen aus zwei Simulationen mit jeweils geringerer Komplexität im Vergleich zu einer vollständigen (monolithischen) Simulation. Aufgrund der vernachlässigbaren Rückwirkung körperinterner Wirbelströme auf das äußere Magnetfeld kann das Quellfeld eines induktiven Ladesystems abhängig von den Schirmungseffekten der Fahrzeugkarosserie jedoch ohne Berücksichtigung eines anatomischen Körpermodells berechnet werden. In einem zweiten Schritt wird die elektromagnetische Feldverteilung nur in dem Gebiet berechnet, in dem der feldexponierte menschliche Körper positioniert ist.

## 2. Stand der Technik

Es gibt verschiedene numerische Verfahren für die Berechnung der Exposition eines Menschen gegenüber niederfrequenten elektromagnetischen Feldern. Simulationen von Expositionsszenarios mit induktiven Ladesystemen unter Verwendung von auf der Finite-Elemente-Methode (FEM) basierten Magneto-Quasistatik-Lösern wurden in [5] gezeigt.

Ein alternativer Simulationsansatz ist die Scaled-Frequency FDTD (SF-FDTD)-Methode [6], bei der das Expositionsszenario bei einer höheren Frequenz mit der FDTD-Methode berechnet wird und die körperinterne elektrische Feldstärke anschließend zurück auf die Zielfrequenz skaliert wird. In der hier gezeigten Coupled SF-FDTD-Methode und der Co-Simulation SF-FDTD-Methode wurde die SF-FDTD-Methode mithilfe des Huygensschen Äquivalenzprinzips [7, 8] zu einem zweistufigen Simulationsverfahren erweitert.

Ein weiteres Zweischritt-Verfahren zur Berechnung der magneto-quasistatischen Exposition eines Menschen ist die Scalar-Potential Finite Difference (SPFD)-Methode [9]. Mit diesem Rechenverfahren wird die körperinterne elektrische Feldstärke aus einer zuvor bestimmten magnetischen Vektorpotential-Verteilung einer niederfrequenten Feldquelle bestimmt. In [9], [10] und [11] liegen analytische Verfahren für die Bestimmung des magnetischen Vektorpotentials zugrunde. In einer erweiterten Variante – der Extended SPFD-Methode [12, 13] – wird ein auf der Finite Integrationstechnik (FIT) [14] basierender Magneto-Quasistatik-Solver für die Simulation des Quellfeldes genutzt. Der Vorteil dieser Vorgehensweise ist, dass das Quellfeld auch unter Berücksichtigung realistischer und hoch leitfähiger Schirmungsobjekte (wie z.B. die Karosserie eines Fahrzeugs) berechnet werden kann. Da viele Solver jedoch nur die magnetische Flussdichte als Ergebnis liefern, wurde hier die Extended SPFD-Methode durch einen speziellen Algorithmus – dem Tree-Cotree-Gauging-Algorithmus [15] – erweitert, mit dem das magnetische Vektorpotential aus dem Magnetfeld der Quelle abgeleitet werden kann.

### 3. Neue Lösungsansätze

#### 3.1. Zweistufige Scaled-Frequency FDTD-Methoden

##### 3.1.1. Basis-Methode

Zwei der hier vorgestellten Zweischritt-Verfahren basieren auf der Scaled-Frequency FDTD (SF-FDTD)-Methode [6], bei der es sich um ein Verfahren zur Simulation der Exposition von Menschen gegenüber niederfrequenten elektromagnetischen Feldern handelt. Die Exposition wird mit der FDTD-Methode bei einer höheren Frequenz  $f'$  als der Zielfrequenz berechnet, und die von dieser Simulation gelieferte körperinterne elektrische Feldstärke  $\vec{E}_{body}(f')$  wird anschließend auf die Zielfrequenz  $f$  unter Verwendung folgender Gleichung skaliert:

$$\vec{E}_{body}(f) = \frac{f}{f'} \cdot \frac{\kappa(f')}{\kappa(f)} \cdot \vec{E}_{body}(f') \quad (1)$$

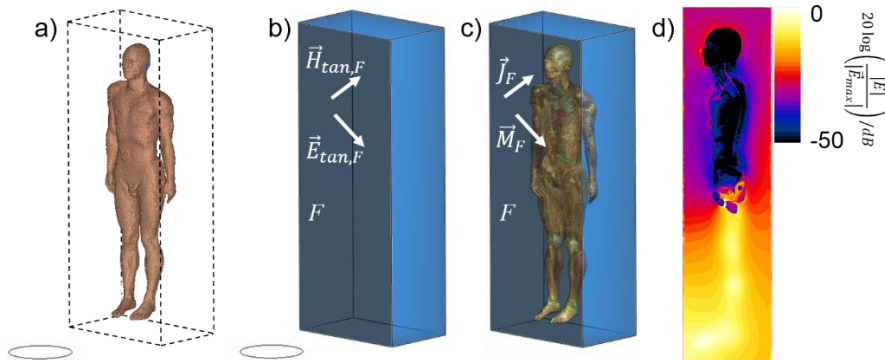
Hierbei ist  $\kappa$  die frequenzabhängige elektrische Leitfähigkeit der Körpergewebe. Da die elektrischen Leitfähigkeiten der Materialien von Schirmungsobjekten (z.B. der Karosseriebleche eines Fahrzeugs) ebenfalls frequenzabhängig sind, verändert sich mit der Frequenz auch die Eindringtiefe  $\delta$  der Felder in diese Materialien. Um dies bei der Anwendung der SF-FDTD-Methode zu berücksichtigen, wird die Leitfähigkeit der Schirmungsobjekte so skaliert, dass die Eindringtiefe für beide betrachteten Frequenzen ( $f$  und  $f'$ ) die gleiche ist:  $\delta(f', \kappa') = \delta(f, \kappa)$ . Dies wird durch eine Skalierung der Leitfähigkeiten gemäß der Proportionalität  $\kappa' \propto f / f'$  erreicht.

##### 3.1.2. Coupled Scaled-Frequency FDTD-Methode

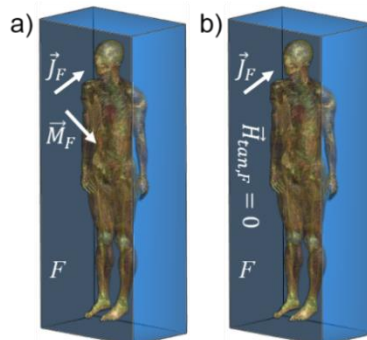
Die Coupled SF-FDTD-Methode ist eine Erweiterung der SF-FDTD-Methode, bei der das Huygenssche Äquivalenzprinzip [7, 8] verwendet wird, um ein großes und komplexes magneto-quasistatisches Expositionsszenario in zwei Gebiete mit einer jeweils kleineren Gitterzellen-Anzahl (verglichen mit einer direkten bzw. monolithischen Lösung) zu zerlegen. In einem ersten Schritt wird das niederfrequente elektromagnetische Feld einer Quelle (hier: wechselstromdurchflossene Spulen eines induktiven Ladesystems) mit der SF-FDTD-Methode ohne die Berücksichtigung eines Körpermodells berechnet, da die körperintern induzierten Wirbelströme so klein sind, dass sie eine vernachlässigbare Rückwirkung auf das externe Magnetfeld haben. Dann wird eine geschlossene Fläche  $F$  definiert, die die vorgesehene Position des exponierten Körpers umgibt und mit elektrischen und magnetischen Oberflächen-Stromdichten  $\vec{J}_F = \vec{n}_F \times \vec{H}_{tan,F}$  und  $\vec{M}_F = -\vec{n}_F \times \vec{E}_{tan,F}$  (berechnet aus dem elektromagnetischen Quellfeld) belegt ist. Im Weiteren fungieren  $\vec{J}_F$  und  $\vec{M}_F$  als äquivalente Feldquelle und erzeugen das Feld innerhalb des von der Fläche  $F$  eingeschlossenen Gebiets – der „Huygens-Box“. In einem zweiten Simulationsschritt wird das Feld innerhalb der Huygens-Box berechnet, in der nun das Körpermodell positioniert ist. Anschließend wird die körperinterne elektrische Feldstärke gemäß Gleichung (1) auf die Zielfrequenz  $f$  zurückskaliert. In

diesem Zweischnitt-Verfahren wird eine etwaige Rückstreuung auf die Feldquelle vernachlässigt.

Bild 2 zeigt ein Expositionsszenario, das aus einer stromdurchflossenen Drahtschleife besteht, die vor einem anatomischen Körpermodell positioniert ist (Bild 2 a)). Das elektromagnetische Quellfeld wird ohne Körpermodell simuliert, und die tangentialen elektrischen und magnetischen Feldstärken werden auf der Fläche  $F$  ausgewertet (Bild 2 b)). Dann wird das Körpermodell in der Huygens-Box positioniert, wobei  $F$  nun mit den Flächenstromdichten  $\vec{J}_F$  und  $\vec{M}_F$  belegt ist (Bild 2 c)). Die von den Oberflächenstromdichten erzeugte elektrische Feldverteilung in der Medianebene des Körpers ist in Bild 2 d) zu sehen.



**Bild 2:** a) Stromdurchflossene Drahtschleife positioniert vor einem anatomischen Körpermodell, b) Tangentiale elektrische und magnetische Feldstärken auf der Oberfläche der Huygens-Box, c) Körpermodell positioniert in der mit elektrischen und magnetischen Stromdichten belegten Huygens-Box, d) Elektrische Feldstärke in der Medianebene des Körpermodells



**Bild 3:** a) Körpermodell positioniert in der mit elektrischen und magnetischen Oberflächen-Stromdichten belegten Huygens-Box, b) Kurzschluss der magnetischen Oberflächen-Stromdichten durch eine magnetische Randbedingung auf der Fläche  $F$

### 3.1.3. Co-Simulation Scaled-Frequency FDTD-Methode

Für die Berechnung des Quellfeldes Wechselstrom-durchflossener Spulen unter Berücksichtigung von Schirmungseigenschaften hoch leitfähiger Materialien ist häufig der Gebrauch spezieller Magnetfeld-Simulationswerkzeuge notwendig. Viele der dafür zur Verfügung stehenden kommerziellen Magneto-Quasistatik-Feldlöser sind nicht für den Einsatz innerhalb der Coupled SF-FDTD-Methode geeignet, da sie nur eine magnetische Feldverteilung als Lösung liefern, nicht aber ein elektrisches Feld. Es kann in diesem Fall nur die elektrische Oberflächen-Stromdichte  $\vec{J}_F$  auf der Fläche  $F$  ermittelt werden. Innerhalb der Co-Simulation SF-FDTD-Methode wird dieses Problem umgangen, in dem das Gebiet außerhalb der Huygens-Box durch ideal magnetisches Material ( $\mu \rightarrow \infty$ )



ersetzt wird, was einer magnetischen Randbedingung ( $\vec{H}_{\tan,F} = 0$ ) auf  $F$  entspricht. Folglich werden die magnetischen Oberflächen-Stromdichten  $\vec{M}_F$  kurzgeschlossen, und nur die elektrischen Oberflächen-Stromdichten  $\vec{J}_F$  generieren das Feld in der Huygens-Box (Bild 3).

### 3.2. Zweistufige Scalar-Potential Finite Difference-Methode

#### 3.2.1. Basis-Methode

Die Scalar-Potential Finite Difference (SPFD)-Methode [9, 10, 11] ist ein Berechnungsverfahren für die Simulation der elektrischen Feldstärke-Verteilung innerhalb eines menschlichen Körpers, der durch ein magneto-quasistatisches Feld exponiert wird. In [12] und [13] wurden die in diesem Verfahren enthaltenen Gleichungen unter Verwendung der Feldgrößen sowie Operatoren der Finite Integrationstechnik (FIT) [14] in diskreter Form formuliert.

Wenn ein Körper durch ein niederfrequentes magnetisches Feld exponiert wird, können die körperinternen elektrischen Feldstärken mit folgendem Ansatz bestimmt werden:

$$\underline{\hat{e}} = -j\omega[\underline{\hat{a}} + \mathbf{G}\underline{\Psi}]. \quad (2)$$

Hierbei ist  $\underline{\hat{e}}$  der Vektor der elektrischen Kantenspannungen,  $\omega$  ist die Kreisfrequenz,  $\underline{\hat{a}}$  ist der Vektor der Linienintegrale entlang der Gitterkanten des magnetischen Vektorpotentials,  $\mathbf{G}$  ist der diskrete Gradienten-Operator und  $\underline{\Psi}$  ist der Vektor der Zeitintegrale der elektrischen Knotenpotentiale  $\underline{\Phi} = \frac{d}{dt}\underline{\Psi}$ . Setzt man (2) in die magneto-quasistatische Kontinuitätsgleichung  $\tilde{\mathbf{M}}_{\kappa}\underline{\hat{e}} = \mathbf{0}$  ein, erhält man die diskrete Poisson-Gleichung der SPFD-Methode:

$$\tilde{\mathbf{M}}_{\kappa}\mathbf{G}\underline{\Psi} = -\tilde{\mathbf{M}}_{\kappa}\underline{\hat{a}}. \quad (3)$$

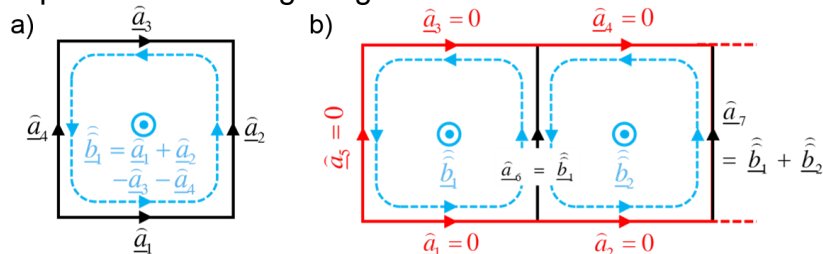
In dieser Gleichung ist  $\tilde{\mathbf{S}}$  der diskrete Gradienten-Operator des dualen FIT-Gitters, und  $\mathbf{M}_{\kappa}$  ist die Material-Matrix, die die elektrischen Leitfähigkeiten der biologischen Gewebe enthält.

#### 3.2.2. Co-Simulation Scalar-Potential Finite Difference-Methode

Im ersten Schritt der SPFD-Methode muss das magnetische Vektorpotential im menschlichen Körper bestimmt werden, welches das magnetische Quellfeld repräsentiert. Im Rahmen der Co-Simulation SPFD-Methode kann das magnetische Quellfeld unter Verwendung eines beliebigen Magnetfeld-Lösers simuliert werden, wobei in diesem Schritt üblicherweise ein grobes Gitter im Bereich des anatomischen Körpermodells gewählt wird. Der Vektor  $\underline{\hat{a}}$  wird dann aus dem Vektor der magnetischen Gitterflüsse  $\underline{\hat{b}}$  (interpoliert auf einem hochauflösenden Gitter im Bereich des Körpermodells) bestimmt, indem ein Tree-Cotree-Gauging-Algorithmus [15] auf die Gleichung

$$\underline{\hat{b}} = \mathbf{C}\underline{\hat{a}} \quad (4)$$

angewendet wird. Hierbei ist  $\mathbf{C}$  der diskrete Rotations-Operator des primären FIT-Gitters. Da in Gleichung (4) auf kartesischen Gittern jeder Komponente des magnetischen Gitterfluss-Vektors  $\hat{\mathbf{b}}$  vier Komponenten des Vektors  $\hat{\mathbf{a}}$  zugeordnet ist (Rotation entlang des Randes einer Fläche des primären FIT-Gitters, Bild 4 a)), ist (4) ein überbestimmtes Gleichungssystem. Durch Anwendung der Tree-Cotree-Gauging-Technik wird jeder Komponente von  $\hat{\mathbf{b}}$  nur eine Komponente von  $\hat{\mathbf{a}}$  zugeordnet, und jede weitere Komponente von  $\hat{\mathbf{a}}$  entlang eines Umlaufs wird zu Null gesetzt. In Bild 4 b) wird dies für zwei Flächen des primären Gitters gezeigt.

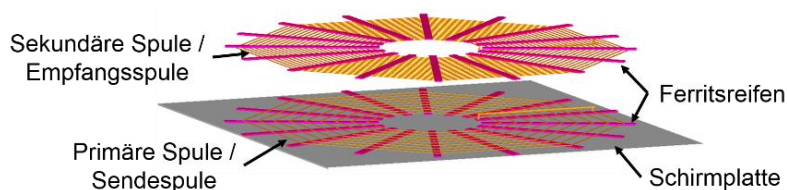


**Bild 4:** a) Rotation entlang einer Fläche des primären FIT-Gitters, b) Berechnung der magnetischen Vektorpotentiale  $\hat{\mathbf{a}}$  aus den magnetischen Gitterflüssen  $\hat{\mathbf{b}}$  mit der Tree-Cotree-Gauging-Technik für zwei Flächen des primären Gitters

Man erhält Vektor  $\hat{\mathbf{a}}$ , wenn man diesen Vorgang für alle Flächen des primären Gitters wiederholt. Nun wird  $\Psi$  durch Lösen der Gleichung (3) bestimmt, wobei die elektrischen Gewebeleitfähigkeiten des Menschphantoms in Form der Matrix  $\mathbf{M}_\kappa$  berücksichtigt werden müssen. Durch Einsetzen der Vektoren  $\Psi$  und  $\hat{\mathbf{a}}$  in die Gleichung (2) erhält man den Vektor der elektrischen Kantenspannungen im Körper, aus dem die Verteilung der elektrischen Feldstärke abgeleitet werden kann.

#### 4. Anwendungsbeispiel

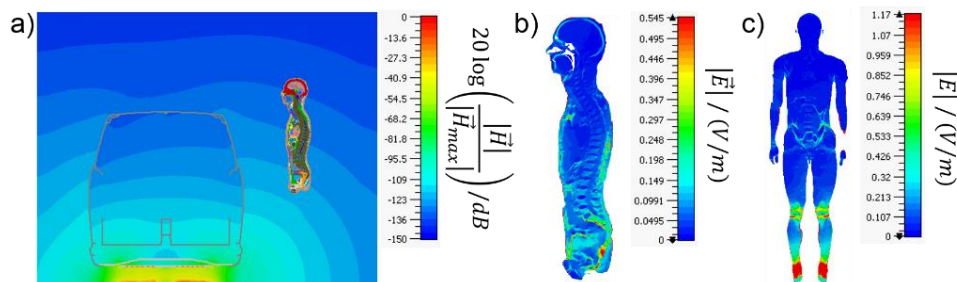
Als Anwendungsbeispiel wird das in Bild 1) gezeigte Expositionsszenario simuliert, das aus einem induktiven Ladesystem, einem Automodell sowie einem anatomischen Voxelmodell des menschlichen Körpers besteht. Die Konfiguration des induktiven Ladesystems ist in Bild 5) gezeigt.



**Bild 5:** Aufbau des induktiven Ladesystems mit den beiden Spulen (orange), den Ferritstreifen (violett) und einer Schirmplatte (grau)

Eine zweite über der sekundären Spule angeordnete Schirmplatte wird in Bild 5 aus Gründen der Sichtbarkeit der Spulenanordnung nicht gezeigt. Beide Spulen sind aus Kupfer modelliert und besitzen eine elektrische Leitfähigkeit von  $5,8 \cdot 10^7$  S/m. Die Ferritstreifen besitzen eine relative Permeabilität von 1000. Die Schirmplatten sind aus Aluminium mit einer elektrischen Leitfähigkeit von  $3,8 \cdot 10^7$  S/m modelliert. Der Abstand zwischen den Spulen beträgt 143 mm. Das neben dem Auto positionierte anatomische Körpermodell („Duke“ [16]) ist ein diskretes Voxelmodell, das aus 77 biologischen

Gewebe und etwa 8,6 Mio. Voxeln zusammengesetzt ist. Das Modell der Fahrzeugkarosserie soll aus dünnen Carbon-Schichten mit einer elektrischen Leitfähigkeit von 7000 S/m bestehen. Für eine realistische Schirmwirkung wurde der Boden des Fahrzeug mit einer Dicke von 1 mm modelliert. Die primäre Spule wird mit einem Wechselstrom der Frequenz 140 kHz und einer Amplitude von 100 A gespeist. Das vollständige Szenario wurde mit der SF-FDTD-Methode bei der Frequenz  $f' = 5 \text{ MHz}$  mit der Software CST Microwave Studio [17] simuliert. Das Modell besteht aus 1,6 Milliarden FIT-Gitterzellen. Die magnetische Feldverteilung in der Medianebene des Körpermodells sowie in einem mittigen Schnitt durch das induktive Ladesystem ist in Bild 6 a) gezeigt. In Bild 6 b) sieht man die Verteilung der elektrischen Feldstärke in der Medianebene und in Bild 6 c) in einer Frontalebene des Körpermodells. Gemäß der Auswertung nach der ICNIRP-Richtlinie [2] ergibt das 99. Perzentil der maximalen über die Voxelvolumina von  $(2 \times 2 \times 2) \text{ mm}^3$  gemittelten elektrischen Feldstärke etwa 0,13 V/m. Dies entspricht etwa 0,7% des Grenzwerts für die Allgemeinbevölkerung.



**Bild 6:** a) Von dem induktiven Ladesystem erzeugte magnetische Feldverteilung in der Medianebene des Körpermodells bzw. in einem mittigen Schnitt durch das induktive Ladesystem, b) Elektrische Feldstärke in der Medianebene des Körpermodells und c) in einer Frontalebene des Körpermodells

Die Simulation des gezeigten Szenarios wurde ebenfalls mit den vorgestellten Zweischritt-Methoden durchgeführt. Die gute Übereinstimmung der Ergebnisse dieser Methoden mit einer direkten bzw. monolithischen Simulation wurde bereits in [3] und [4] gezeigt. Der Arbeitsspeicherbedarf sowie die Rechenzeiten der einzelnen Methoden werden in Tabelle 1 verglichen. Man sieht, dass durch die Anwendung der Zweischritt-Methoden eine starke Reduktion des numerischen Aufwands erzielt werden kann. Lediglich die Quellfeldsimulation erfordert einen größeren Rechenaufwand bzw. Arbeitsspeicherbedarf. Durch Weglassen von nicht signifikant zur Schirmung beitragenden Karosserieteilen kann der Aufwand bei der Quellfeldsimulation weiter reduziert werden.

	Anzahl der Gitterzellen		Arbeitsspeicherbedarf	
	Quellfeld	Exposition	Quellfeld	Exposition
<b>SF-FDTD (direkt)</b>	~ 1,6 Mrd.		~ 625 GB	
<b>Coupled SF-FDTD</b>	~ 889 Mio.	~ 74 Mio.	~ 347 GB	~ 38 GB
<b>Co-Sim SF-FDTD</b>		~ 43 Mio.		~ 24 GB
<b>Co-Sim SPFD</b>		~ 8,6 Mio.		~ 1 GB

**Tabelle 1:** Vergleich der Anzahl der Gitterzellen sowie des Arbeitsspeicherbedarfs zwischen den drei Zweischritt-Methoden und einer direkten bzw. monolithischen Simulation für das gezeigte Modell

## 5. Zusammenfassung

Es wurden drei Zweischritt-Verfahren für elektromagnetische Umweltverträglichkeitsuntersuchungen der magneto-quasistatischen Feldexposition biologischer Organismen basierend auf der Scaled-Frequency FDTD Methode sowie der Scalar Potential Finite Difference Methode vorgestellt. Diese Verfahren wurden entwickelt und angewandt für

magnetische Expositionsszenarien von Personen im Umfeld von Kraftfahrzeugen über induktiven Ladestationen. Die Verfahren erlauben die effiziente Verwendung hochrealistischer Modellgeometrien. Die Zweischritt-Verfahren erfordern geringerer Aufwand bei der erforderlichen Gitterauflösung und erzielen eine Reduktion des numerischen Simulationsaufwandes gegenüber monolithischen Simulationen.

## 6. Danksagung

Diese Arbeit wird unterstützt durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) unter der Projektnummer CL 143/14-1.

## Literaturangaben

- [1] S. Li und C. C. Mi, Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (2015), Vol. 3, No. 1, S. 4 – 17
- [2] ICNIRP – International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz-100 kHz), Health Physics (2010), Vol. 99, No. 6, S. 818 – 836
- [3] M. Zang, M. Clemens, C. Cimala, J. Streckert und B. Schmülling, Simulation of Inductive Power Transfer Systems Exposing a Human Body With Two-Step Scaled-Frequency FDTD Methods, IEEE Transactions on Magnetics (2017), Vol. 53, No. 6, S. 1 – 4
- [4] M. Zang, C. Cimala, M. Clemens, J. Dutiné, T. Timm und B. Schmülling, A Co-Simulation Scalar-Potential Finite Difference Method for the Numerical Analysis of Human Exposure to Magneto-Quasi-Static Fields, IEEE Tra.Magn. (2017), Vol. 53, No. 6, S. 1 – 4
- [5] P. P. Ding, L. Bernard, L. Pichon und A. Razek, Evaluation of Electromagnetic Fields in Human Body Exposed to Wireless Inductive Charging System, IEEE Tr. Magn. (2014), Vol. 50, No. 2, S. 1037 – 1040
- [6] O. P. Gandhi und J.-Y. Chen, Numerical dosimetry at power-line frequencies using anatomically-based models, BioEM Suppl. 1 (2017), S. 43 – 60
- [7] S. A. Schelkunoff, Some equivalence theorems of electromagnetics and their application to radiation problems, Bell System Tech. Journal (1936), Vol. 15, No. 1, S. 92 – 112
- [8] A. E. H. Love, The integration of the equations of propagation of electric waves, Philosophical Transactions of the Royal Society A (1901), Vol. 197, No. 287 – 299, S. 1 – 45
- [9] T. W. Dawson, J. de Moerloose und M. A. Stuchly, Comparison of magnetically induced ELF fields in humans computed by FDTD and scalar potential FD codes, ACES Journal (1996), Vol. 11, S. 63 – 71
- [10] T. W. Dawson und M. A. Stuchly, Analytic validation of a three-dimensional scalar-potential finite-difference code for low-frequency magnetic induction, ACES J. (1996), Vol.11, S.72 - 81
- [11] R. Scorretti, N. Burais, L. Nicolas und A. Nicolas, Modeling of induced current into the human body by low-frequency magnetic field from experimental data, IEEE Transactions on Magnetics (2005), Vol. 41, No. 5, S. 1992 – 1995
- [12] A. Barchanski, M. Clemens, H. De Gersem, T. Steiner und T. Weiland, Using domain decomposition techniques for the calculation of low-frequency electric current densities in high-resolution 3D human anatomy models, COMPEL (2005), Vol. 24, No. 2, S. 458 – 467
- [13] A. Barchanski, M. Clemens, E. Gjonaj, H. De Gersem und T. Weiland, Large-Scale Calculation of Low-Frequency-Induced Currents in High-Resolution Human Body Models, IEEE Transactions on Magnetics (2007), Vol. 43, No. 4, S. 1693 – 1696
- [14] T. Weiland, Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods, Int. J. Numer. Model. ENDF (1996), Vol. 9, S. 259 – 319
- [15] R. Albanese und G. Rubinacci, Magnetostatic field computations in terms of two-component vector potentials, Int. J. Num. Meth. Eng. (1990), Vol. 29, S. 515 – 532
- [16] A. Christ, W. Kainz, E. G. Hahn, et al., The virtual family - development of surface-based anatomical models of two adults and two children for dosimetric simulations, Phys. Med. Biol. (2010), Vol. 55, No. 2, S. N23 – N38
- [17] CST AG, Bad Nauheimer Straße 19, 64289 Darmstadt, Germany

# Analytisch-numerischer Ansatz zur Berechnung des magnetischen Feldes hochfrequenter Störungen in der Umgebung langer ausgedehnter Leiter im Frequenzbereich von 9 kHz bis 10 MHz

Markus Franke, M.Sc., Universität Duisburg-Essen, Bismarckstr. 81, 47057 Duisburg, Deutschland, Markus.Franke@uni-due.de

Prof. Dr.-Ing Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen, Bismarckstr. 81, 47057 Duisburg, Deutschland, Holger.Hirsch@ets.uni-duisburg-essen.de

## 1 Einleitung

Im Kontext der elektromagnetischen Verträglichkeit müssen auch energietechnische Anlagen normative Vorgaben erfüllen. Diese Schriftwerke existieren bereits und sind für spezifischen Anwendungsbereiche gültig [1, 2, 3].

Von besonderem Interesse ist mitunter die Ausbreitung hochfrequenter elektromagnetischer Felder im Umfeld zur entsprechenden Anlage. In [1], [3] und [4] finden sich Formeln, mit Hilfe welcher sich eine gemessene Feldstärke auf beliebige Entfernungen – orthogonal zur betrachteten Anlage – zu einem Referenzort extrapolieren lässt. Eine Gemeinsamkeit der Formeln in jedem der Schriftstücke ist eine empirische Basis, aus der diese Formeln jeweils hervorgehen. [3] und [4] betrachten als Störquelle auf der Leitung verteilte Teilentladungen als Quelle der elektromagnetischen Störungen. Im Zuge der Energiewende gewinnen Hochspannungsgleichstromübertragungen (kurz: HGÜ) zunehmend an Bedeutung. Speziell die Technologie der Modularen-Multilevel-Konverter stellt derzeit den Stand der Technik dar [5]. Diese Technologie nutzt schnell schaltende Halbleitermodule, wodurch systembedingt Frequenzkomponenten bis in den MHz-Bereich auftreten können. Da mit dem Konverter im Gegensatz zu Teilentladungen eine konzentrierte Störquelle vorliegt, ist die Anwendung der Modelle in [1], [3] und [4] unklar. Im Folgenden wird daher ein Modell präsentiert, welches lange, ausgedehnte Leiter mittels Hertz'scher Dipole mit verteilten oder an den Enden konzentrierten Störquellen nachbildet. Auf Basis dessen wird die Ausbreitung des magnetischen Feldes, welches im betrachteten Frequenzbereich in [1, 3] maßgeblich ist, analysiert. Es wird zwischen einer Quelle (Konverter) und mehreren lokal verteilten Quellen (Koronaentladungen) unterschieden.

## 2 Grundlegendes mathematisches Modell zur Nachbildung des geraden Leiters

Die Basis des Modells bildet der Hertz'sche Dipol in kartesischen Koordinaten [6]:

$$\vec{H} = \frac{j\omega}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{|\vec{r}|^2} + \frac{j\omega}{c \cdot |\vec{r}|} \right) \cdot \left[ \frac{I \cdot \vec{l}}{j\omega} \times \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|} \right] \cdot e^{j\omega \cdot \left( t - \frac{|\vec{r}|}{c} \right)}$$

- $\vec{H}$ : magnetische Feldstärke in einem betrachteten Aufpunkt
- $\omega$ : Kreisfrequenz
- $\vec{r}$ : Vektor zwischen dem Dipol und dem betrachteten Aufpunkt

- $c$ : Lichtgeschwindigkeit
- $I$ : Den Dipol durchfließender Strom
- $\vec{l}$ : Länge und Richtung des Dipols

Durch Umformung und unter Zuhilfenahme der Wellenzahl  $k = \omega/c$  ergibt sich aus obiger Gleichung:

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{|\vec{r}|^2} + \frac{jk}{|\vec{r}|} \right) \cdot \left[ I \cdot \vec{l} \times \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|} \right] \cdot e^{j \cdot (\omega t - k|\vec{r}|)}$$

Der nachzubildende Leiter wird durch  $N$  aneinandergereihte Hertz'sche Dipole dargestellt. Entscheidend hierbei ist, dass die Länge des Dipols klein genug sein muss, sodass der Strom als konstant über die Dipollänge angenommen werden kann. Die im Modell angenommene Länge ist auf 10 cm festgelegt und entspricht demnach bei der höchsten ausgewerteten Frequenz von 10 MHz einem Längenverhältnis von  $\lambda/300$ , wodurch die vorgenannte Bedingung erfüllt ist.

Die Anregung durch die Stromstärke  $I$  ist von der Lokalisation der Dipole abhängig, da die Stromverteilung über die Dipole makroperspektivisch die Wellenausbreitung entlang des nachgebildeten Leiters beschreibt. Diese Information lässt sich im Allgemeinen aus der klassischen Lösung der Leitungsgleichung

$$I(y, t) = I_0 \cdot e^{j\omega t - \gamma y}$$

ableiten, wobei der rücklaufende Anteil vernachlässigt wird. Mit  $\gamma = \alpha + j\beta$  und  $\beta = k - k$  ist erneut die Wellenzahl – ergibt sich:

$$I(x, t) = I_0 \cdot e^{-\alpha x} \cdot e^{j(\omega t - \beta x)} = I_0 \cdot e^{-\alpha x} \cdot e^{j(\omega t - kx)}$$

Die magnetische Feldstärke in einem Aufpunkt berechnet sich durch die Summation der magnetischen Feldstärken aller  $N$  Hertz'schen Dipole gemäß:

$$\vec{H} = \sum_i^N \frac{1}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{|\vec{r}_i|^2} + \frac{jk}{|\vec{r}_i|} \right) \cdot \left[ \vec{l} \times \frac{\vec{r}_i}{|\vec{r}_i|} \right] \cdot I_0 \cdot e^{-\alpha \cdot d_i} \cdot e^{j \cdot (\omega t - k|\vec{r}_i| - k \cdot d_i)}$$

wobei  $d_i$  die betragsmäßige Distanz zur jeweiligen Quelle des Stroms ist.

Zur vollständigen Berechnung des magnetischen Feldes muss der Einfluss des Erdbodens mit einbezogen werden. Dies wird in der elektromagnetischen Feldtheorie durch entsprechende Spiegelladungen bzw. Spiegelströme ermöglicht [6]. Befindet sich ein Leiter in einer Höhe  $h$  über dem Erdboden, wird der entsprechende Spiegelleiter in einer Tiefe von

$$h_{SL} = h + \zeta_{\text{Eindring}}$$

angeordnet. Die Tiefe  $\zeta_{\text{Eindring}}$  ist komplexwertig und kann mit

$$\zeta_{\text{Eindring}} = (1 - j) \cdot \delta$$

angegeben werden [7], wobei  $\delta$  die Eindringtiefe des Erdbodens beschreibt:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0}}$$

- $\mu_0$ : magnetische Feldkonstante
- $\rho$ : Spezifischer Widerstand des Erdbodens

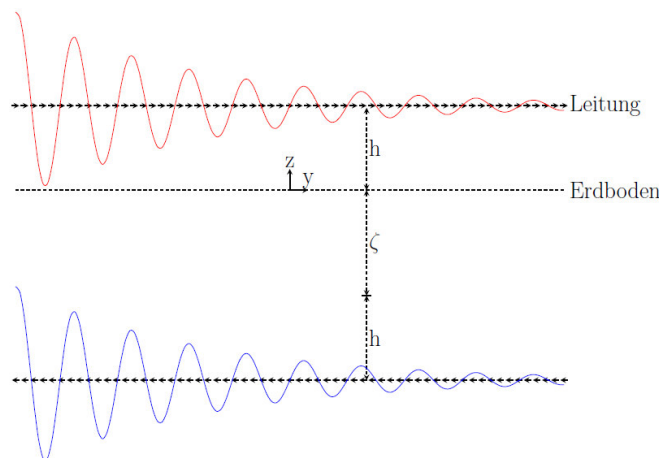
Demnach muss die berechnete magnetische Feldstärke um die Beiträge der Spiegelleiter erweitert werden und es resultiert:

$$\vec{H} = \sum_i^N \left( \begin{array}{l} \frac{1}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{|\vec{r}_i|^2} + \frac{jk}{|\vec{r}_i|} \right) \cdot \left[ \vec{l} \times \frac{\vec{r}_i}{|\vec{r}_i|} \right] \cdot I_0 \cdot e^{-\alpha \cdot d_i} \cdot e^{j \cdot (\omega t - k|\vec{r}_i| - k \cdot d_i)} \\ + \frac{1}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{|\vec{r}'_i|^2} + \frac{jk}{|\vec{r}'_i|} \right) \cdot \left[ (-\vec{l}) \times \frac{\vec{r}'_i}{|\vec{r}'_i|} \right] \cdot I_0 \cdot e^{-\alpha \cdot d_i} \cdot e^{j \cdot (\omega t - k|\vec{r}'_i| - k \cdot d_i)} \end{array} \right)$$

mit

$$\vec{r}_i = \begin{pmatrix} 0 \\ y_i \\ h \end{pmatrix}, \vec{r}'_i = \begin{pmatrix} 0 \\ y_i \\ -h_{SL} \end{pmatrix}$$

Die Vektoren  $\vec{r}_i$  und  $\vec{r}'_i$  repräsentieren den Weg von entsprechenden Dipolen zum betrachteten Aufpunkt. In Bild 1 ist die Vorgehensweise schematisch dargestellt.



**Bild 1:** Schematische Darstellung zur Berechnungsmethode des magnetischen Feldes um den nachzubildenden Leiter mittels Draufsicht auf die y-z-Ebene, für den Fall dass der Konverter als Störquelle betrachtet wird

Die so erhaltene magnetische Feldstärke besitzt für jede der drei Raumrichtungen eine komplexwertige Amplitude. Um eine Vergleichbarkeit zu realen Messergebnissen herstellen zu können, muss eine geeignete Berechnungsmethode gefunden werden, welche die errechnete, vektorielle magnetische Feldstärke auf einen einzelnen Wert überführt. Gemäß [8] wird die magnetische Feldstärke an einem Messpunkt durch geometrische Summenbildung der Einzelmessungen, wobei die einzelnen Ausrichtungen der Antenne jeweils orthogonal aufeinander stehen, errechnet:

$$|\vec{H}_{\text{Messung}}| = \sqrt{|H_{x,M}|^2 + |H_{y,M}|^2 + |H_{z,M}|^2}$$

Der Betrag der errechneten magnetischen Feldstärke ergibt sich schließlich aus:

$$|\vec{H}| = \sqrt{\operatorname{Re}\{H_x\}^2 + \operatorname{Im}\{H_x\}^2 + \operatorname{Re}\{H_y\}^2 + \operatorname{Im}\{H_y\}^2 + \operatorname{Re}\{H_z\}^2 + \operatorname{Im}\{H_z\}^2}$$

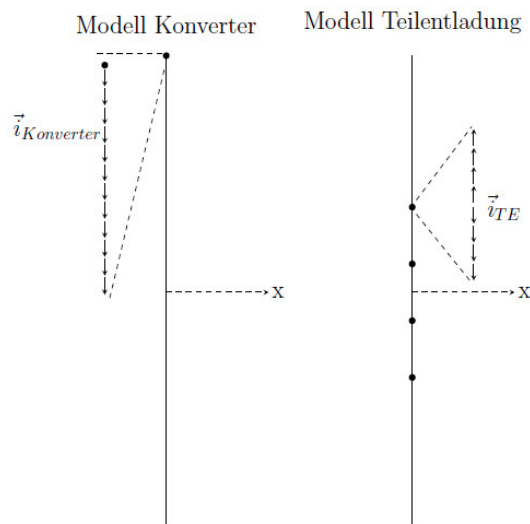
Zur Berechnung der magnetischen Feldstärke, für welche eine Teilentladung ursächlich ist, wird die oben beschriebene Berechnungsmethode angewandt. Die Berechnung des gesamten Betrags aller in die Berechnung einfließenden  $M$  Teilentladungen wird jedoch erweitert. Aufgrund der Tatsache, dass Teilentladungen ein statistisches Phänomen darstellen, wird davon ausgegangen, dass die einzelnen Teilentladungen zueinander unkorreliert sind, wodurch sich die einzelnen Beiträge nicht linear, sondern geometrisch im Sinne von

$$|\vec{H}| = \sqrt{\sum_i^M |\vec{H}_{TE,i}|^2}$$

addieren.

### 3 Modellbeschreibung

Im betrachteten Modell ist der Leiter in einer Höhe von  $z=29$  m, parallel zur  $y$ -Achse und orthogonal, sowie achsensymmetrisch zur  $x$ -Achse platziert (vgl: Bild 1 und Bild 2). Die Länge des Leiters beträgt 3000 m. Die Dämpfung ist frequenzunabhängig mit 2 dB/km angenommen. Dieser Wert liegt im mittleren Bereich, welcher in [3] angegeben wird. Auf Basis dieser Annahme ergibt sich ein Dämpfungsmaß von  $\alpha=0,23$  Np/km. Der Strom  $I_0$  ist auf 10 A festgelegt, sodass das Produkt aus  $|\vec{l}| \cdot I_0 = 1$  ergibt. Der Quellpunkt des Stroms ist für den Fall, dass der Konverter als Quelle gilt, an den Anfang des Leiters gelegt (vgl. Bild 2).

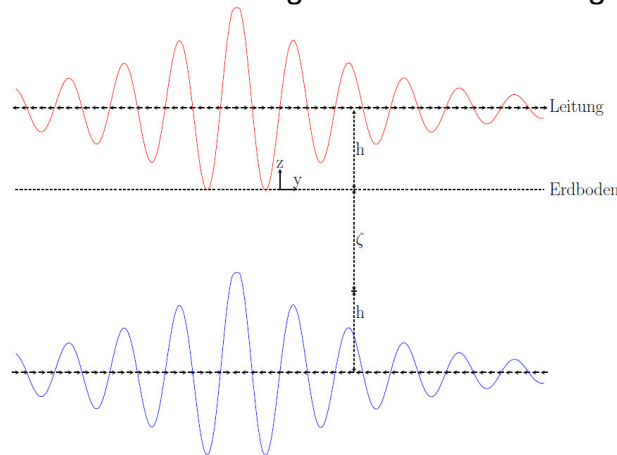


**Bild 2:** Schematische Darstellung zur Verteilung der einzelnen Quellen auf dem Leiter. Links: Eine Quelle des Konvertermodells. Rechts: Mehrere, auf dem Leiter verteilte, Quellen des Teilentladungsmodells

Bei der Betrachtung der Teilentladungen sind die Quellpunkte auf dem Leiter verteilt (vgl: Bild 2). Es wird eine Freileitung mit einer Spannfeldlänge von 300 m angenommen. Die Teilentladungsquellen werden auf drei Spannfelder verteilt, welche sich achsensymmetrisch zur  $x$ -Achse befinden. Um fehlerhafte Simulationsergebnisse durch



Überlagerung gleichmäßig verteilter Störquellen zu vermeiden, sind die Teilentladungsquellen in einem Abstand von 10 m um die Übergänge der Spannungsfelder normalverteilt. Es fließen 200 Teilentladungen in die Berechnung ein.

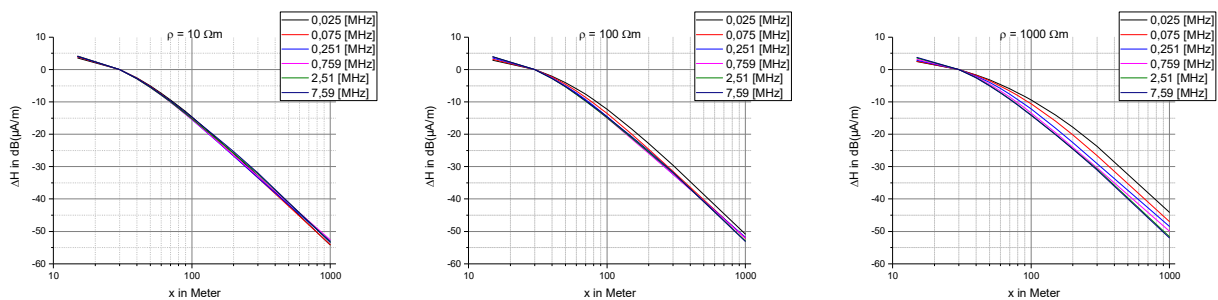


**Bild 3:** Schematische Darstellung zur Berechnungsmethode des magnetischen Feldes um den nachzubildenden Leiter mittels Draufsicht auf die y-z-Ebene, für den Fall dass eine Teilentladung als Störquelle betrachtet wird

Die Aufpunkte zur Berechnung der magnetischen Feldstärke sind entlang der x-Achse in den Entfernungen von  $x=15, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 150, 200, 300$  und  $1000$  m in einer Höhe von  $z=2$  m lokalisiert. Als Berechnungsprogramm ist MATLAB genutzt worden.

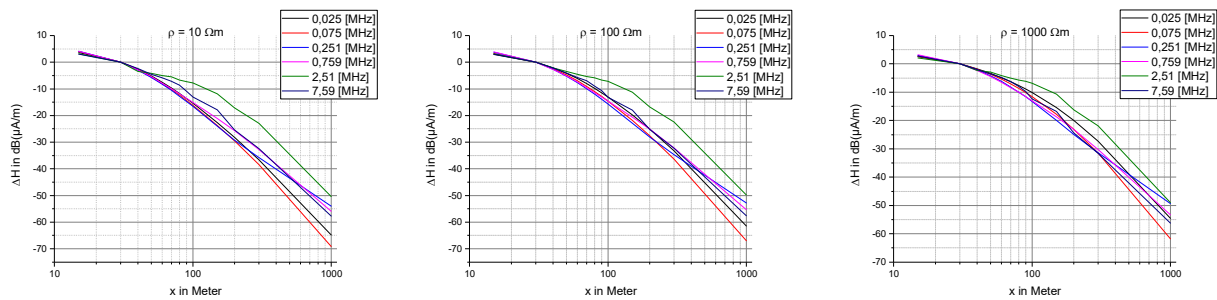
#### 4 Simulationsergebnisse

Im Folgenden sind die Simulationsergebnisse für ausgewählte Frequenzen dargestellt. Zur Auswertung sind die ermittelten Feldstärken auf die Entfernung von 30 m normiert. Die Angabe der Kurvenschar ist in MHz zu verstehen. Die Simulationen sind für verschiedene Werte des spezifischen Bodenwiderstands [7] durchgeführt worden.



**Bild 4:** Simulationsergebnisse des Konvertermodells bei drei verschiedenen spezifischen Bodenwiderständen.

Bei Betrachtung von Bild 4 fällt auf, dass speziell für niedrige Widerstandswerte des Bodens die Dämpfung des magnetischen Feldes für alle dargestellten Frequenzen ähnlich, beinahe deckungsgleich, bei ca. 15 dB in einem Abstand von 100 m ist. Bei höheren Widerstandswerten streuen die Werte in einem Abstand von 100 m in einem Bereich zwischen ca. 9 dB und 14 dB, wohingegen die Abnahme in der zweiten Dekade zwischen 100 m und 1000 m ähnlich konstant verläuft, insgesamt aber geringer ausfällt. Ungeachtet der unterschiedlichen Widerstandswerte nimmt die Dämpfung des magnetischen Feldes bei höheren Frequenzen zu.



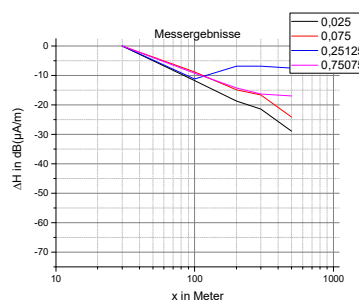
**Bild 5:** Simulationsergebnisse des Teilentladungsmodells bei drei verschiedenen spezifischen Bodenwiderständen

Im Vergleich mit Bild 5 lassen sich obige Beobachtungen nicht erkennen. Zwar liegt die Dämpfung für einen spezifischen Bodenwiderstand von  $\rho=10 \Omega\text{m}$  beim Großteil der betrachteten Frequenzen erneut bei ca. 15 dB, jedoch beträgt die Dämpfung für 2,51 MHz lediglich 7 dB, was auf die teilweise gleichmäßige Verteilung der Teilentladungen auf die einzelnen Spannfelder zurückzuführen ist. Mit zunehmenden Widerstandswerten lässt sich ebenso wie in Bild 4 eine insgesamt Reduzierung der Abnahme des magnetischen Feldes feststellen.

Ein Vergleich der beiden Modelle ergibt, dass die Dämpfung im Abstand von 100 m im Mittel bei ca. 12-15 dB liegt, wenn die Werte auf einen Abstand von 30 m normiert sind. Ebenso ähnlich verhält sich die Dämpfung in 1000 m Entfernung zum Leiter. Hier liegt das Mittel für beide Simulationsmodelle bei ca. 52-55 dB.

## 5 Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen

Zu Vergleichszwecken sind an einer bestehenden Freileitung, welche an einen Konverter angeschlossen ist, Messungen gemäß [8] durchgeführt worden. Die Entfernungen der einzelnen Messpunkte orthogonal zur Freileitung betragen: 30 m, 100 m, 200 m, 300 m und 500 m. Bedingt durch den Auf- und Abbau der Messeinrichtung sind die Messungen nicht zeitgleich durchgeführt worden. Daher ist es möglich, dass sich zwischen oder während der Messungen der Betriebszustand der Freileitung geändert haben könnte. Die Messwerte sind auf die Entfernung von 30 m normiert und in Bild 6 dargestellt. Da bei den Messungen in 500 m Entfernung bei höheren Frequenzen keine merklich über dem Rauschen des Messsystems liegenden Werte gemessen wurden, sind diese in Bild 6 nicht mit aufgeführt.



**Bild 6:** Messergebnisse zur Abnahme des magnetischen Feldes an einer bestehenden Freileitung

Im Bereich bis 100 m ist die Abnahme des magnetischen Feldes mit 9 dB bis 12dB vergleichbar mit den Simulationsergebnissen. Eine Tendenz im Sinne, dass niedrige Frequenzen stärker oder geringer als höhere Frequenzen gedämpft werden, ist nicht erkennbar. Über diese Entfernung hinaus stimmt der Verlauf der magnetischen Feldstärke

aus Simulation und Messung nicht überein. Für die Frequenz von 251 kHz ist sogar ein Anstieg der magnetischen Feldstärke zu verzeichnen. Mögliche Ursachen hierfür können ein geänderter Betriebszustand oder unterschiedliche Umwelteinflüsse sein.

## 6 Fazit und Ausblick

In den durchgeführten Simulationen wurde das magnetische Feld im Umfeld eines langen Leiters für zwei verschiedene Szenarien auf der Basis aneinandergereihter Hertz'scher Dipole modelliert. Im ersten Fall wird eine einzelne Quelle am Anfang der Leitung berücksichtigt, was eine Störausbreitung von einem Konverter ausgehend darstellt. Im zweiten Fall sind auf dem Leiter an verschiedenen Punkten mehrere Quellen verteilt, was die Charakteristik von verteilten Teilentladungen widerspiegelt. Die Simulationsergebnisse sind auf eine Entfernung von 30 m zum Leiter normiert. Diese beiden Modelle wurden mit einer Messung an einer bestehenden Freileitung verglichen. Im ersten Simulationsmodell lag die Dämpfung des magnetischen Feldes in einer Entfernung von 100 m zum Leiter zwischen 9 dB und 14 dB. Ab dieser Entfernung ist das Verhalten der Abnahme der magnetischen Feldstärke beinahe frequenzunabhängig linear und ähnelt dem Verhalten des Biot-Savart-Gesetzes. Letztlich liegt die Dämpfung des magnetischen Feldes in 1000 m Entfernung zum Leiter im Mittel bei ca. 50 dB bis 53 dB. Die Ergebnisse des zweiten Simulationsmodells unterscheiden sich nicht wesentlich von denen des ersten Simulationsmodells. In 100 m Entfernung zum Leiter liegt auch hier die Dämpfung zwischen ca. 9 dB und 14 dB. Das Mittel in 1000 m Entfernung liegt auch hier im Bereich zwischen ca. 50 dB bis 53 dB. Im Vergleich mit einer realen Messung konnte der Feldverlauf in beiden Modellen nur teilweise nachgebildet werden. Im Bereich bis 100 m ist die Abnahme des magnetischen Feldes mit 9 dB bis 12dB vergleichbar. Ab dieser Entfernung stimmt der Verlauf der magnetischen Feldstärke aus Simulation und Messung nicht überein. Ein entscheidender Grund hierfür wird im zeitlichen Versatz der einzelnen Messungen an der bestehenden Freileitung gesehen, wodurch geänderte Umgebungs- oder Betriebszustände aufgetreten sein könnten.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Ergebnisse aus Simulation und Messung für den Bereich bis 100 m Entfernung zum Leiter bzw. zur Freileitung vergleichbar sind. Vor diesem Hintergrund sind die Erkenntnisse und Modelle aus [3] und [4] auf das Gebiet moderner Modularer-Multilevel-Konverter anwendbar.

In Zukunft werden mehrere Messungen an bestehenden Freileitungen vorgenommen, um für die entwickelten Modelle mehrere Vergleichswerte zu haben. In diesem Kontext wird mitunter eine Messung an einer bestehenden Freileitung unter Zuhilfenahme einer synthetischen Quelle angestrebt. Zusätzlich wird versucht die Messmethodik dahingehend zu optimieren, dass zwischen den einzelnen Messungen weit weniger Zeit vergeht, als es bei den bisherigen Messungen der Fall war, sodass von annähernd konstanten Parametern für den Betriebszustand der Freileitung und der Umwelteinflüsse ausgegangen werden kann. In der Weiterentwicklung der Modelle wird zum einen die Verteilung der Teilentladungen entlang des Leiters genauer betrachtet. Zum anderen wird ein Modell entwickelt, welches sowohl den Konverter, als auch Teilentladungen gemeinsam als zueinander gewichtete Quellen berücksichtigt.

## 7 Literaturverzeichnis

- [1] DIN EN 50121-2:2017-11, Bahnanwendungen – Elektromagnetische Verträglichkeit – Teil 2: Störaussendungen des gesamten Bahnsystems in die Außenwelt
- [2] DIN EN 55011:2016, Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Geräte – Funkstörungen – Grenzwerte und Messverfahren
- [3] CISPR TR 18-1, Radio interference characteristics of overhead power lines and high-voltage equipment, 2016
- [4] CIGRÉ 391, Guide for measurement of radio frequency interference from HV and MV substations, 08-2009
- [5] Ram Adapa, „High-Wire Act: HVdc Technology: The State of the Art“, IEEE Power and Energy Magazine, vol. 10, (Nov.-Dec. 2012), pp. 18-29
- [6] K. Simonyi, „Theoretische Elektrotechnik“, 8. Auflage, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1980
- [7] A.Z. El Dein, “Magnetic-Field Calculation under EHV Transmission Lines for More Realistic Cases”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 24, no. 4, (October 2009), pp. 2214-2222
- [8] DIN EN 55016-2-3:2010 + A1:2010 + AC:2013 + A2:2014, 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

# MoM-basierte Ersatzschaltbilddarstellung für strahlende, verlustbehaftete Drahtverbindungsstrukturen

M.Sc. Christian Bednarz, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone  
Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

## 1 Einleitung

Kürzlich wurde ein vielseitiges Foster-Ersatzschaltbildmodell für beliebige Drahtnetzwerke mit moderaten Strahlungsverlusten vorgestellt [1]. Unter Annahme perfekter elektrischer Leiter wurden Ohm'sche Verluste vernachlässigt. In dieser Arbeit wird darauf aufbauend die Erweiterung des Modells um die frequenzabhängigen Ohm'schen Verluste (Skinneffekt) in Drahtstrukturen vorgestellt.

Das auf der Momentenmethode (MoM) basierende Foster-Ersatzschaltbildmodell berücksichtigt zudem die Einkopplung externer Felder. Die Resonanzfrequenzen des Systems werden durch einmaliges Lösen eines quasistatischen Eigenwertproblems exakt ermittelt. Sobald das Ersatzschaltbildmodell aufgestellt ist, können die Positionen von Quellen und Impedanzen verschoben und deren Anzahl nach Belieben verändert werden, ohne neue Berechnungen durchführen zu müssen.

## 2 Quasistatisches Eigenwertproblem

Wie in [1] beschrieben, basiert das vorgestellte Ersatzschaltbildmodell auf einer Zerlegung des bekannten MoM-Operators, welcher im Folgenden kurz vorgestellt werden soll.

Für die Tangentialkomponente eines eingepprägten elektrischen Feldes  $\mathbf{E}^i$  und die resultierenden Oberflächenstromdichte  $\mathbf{J}$  auf der Leiteroberfläche  $S$  gilt die Operatorgleichung [2]

$$[L(\mathbf{J}) - \mathbf{E}^i]_{\text{tan}} = 0. \quad (1)$$

Der Operator  $L$  ist definiert durch

$$L(\mathbf{J}) = j\omega\mathbf{A}(\mathbf{J}) + \nabla\Phi(\mathbf{J}) + R_\kappa\mathbf{J} \quad (2a)$$

mit dem magnetischen Vektorpotential  $\mathbf{A}$  und dem elektrischen Skalarpotential  $\Phi$ , welche sich aus  $\mathbf{J}$  ergeben [3]. Der zusätzliche Term  $R_\kappa\mathbf{J}$  mit dem Widerstand  $R_\kappa$  muss berücksichtigt werden, da die tangentiale elektrische Feldstärke an Leitern mit endlicher Leitfähigkeit nicht verschwindet [4].

Durch Anwendung der MoM [2] mit geeigneten Basis- und Testfunktionen kann diese Operatorgleichung als Matrixgleichung

$$[\mathbf{Z}] \mathbf{J} = \mathbf{E}_{\text{tan}}^i \quad (3)$$

dargestellt werden, wobei  $\mathbf{E}_{\text{tan}}^i$  und  $\mathbf{J}$  die Vektoren der tangentialen elektrischen Feldstärke und der Oberflächenstromdichte für alle Basisfunktionen sind.  $[\mathbf{Z}]$  bezeichnet die Impedanzmatrix, welche in Real- und Imaginärteil ( $[\mathbf{R}]$  und  $[\mathbf{X}]$ ) zerlegt werden kann:

$$[\mathbf{Z}] = [\mathbf{R}] + j[\mathbf{X}]. \quad (4)$$

Wie in [5] gezeigt wurde, kann aus (3) ein Matrixeigenwertproblem

$$[\mathbf{X}] \mathbf{J}_n = \lambda_n [\mathbf{R}] \mathbf{J}_n \quad (5)$$

mit den Eigenwerten  $\lambda_n$  und Eigenvektoren  $\mathbf{J}_n$  abgeleitet werden. Die Reaktanzmatrix  $[\mathbf{X}]$  kann wiederum in einen quasistatischen und einen residualen, frequenzabhängigen Teil  $[\tilde{\mathbf{X}}(\omega)]$  zerlegt werden [6]:

$$[\mathbf{X}] = \omega[\mathbf{L}] + \frac{1}{\omega}[\mathbf{S}] + [\tilde{\mathbf{X}}(\omega)]. \quad (6)$$

Dabei bezeichnet  $[\mathbf{L}]$  die statische Induktivitätsmatrix und  $[\mathbf{S}]$  die Matrix der reziproken statischen Kapazitäten, welche beide frequenzunabhängig sind. Weiterhin kann auch  $[\mathbf{R}]$  nach

$$[\mathbf{R}] = [\mathbf{R}^0] + [\tilde{\mathbf{R}}(\omega)] \quad (7)$$

aufgespalten werden, wobei  $[\mathbf{R}^0]$  für die Diagonalmatrix der Widerstände über die einzelnen Basisfunktionen und  $[\tilde{\mathbf{R}}(\omega)]$  für den residualen Anteil steht. Die Widerstände sind aufgrund des Skineffekts im Allgemeinen frequenzabhängig. Basierend auf dieser Zerlegung wurde in [1] gezeigt, dass es ausreicht, das verlustlose quasistatische Eigenwertproblem

$$\omega_n^2[\mathbf{L}]\mathbf{J}_n = [\mathbf{S}]\mathbf{J}_n \quad (8)$$

zu lösen, um die Resonanzfrequenzen des Systems  $\omega_n$  und die korrespondierenden Eigenfunktionen  $\mathbf{J}_n$  zu bestimmen.

### 3 Ersatzschaltbildmodell

Für Drahtstrukturen kann die Matrixgleichung (3) direkt in die Form

$$\mathbf{U} = [\mathbf{Z}]\mathbf{I} \quad (9)$$

gebracht werden [2], wobei  $\mathbf{U}$  den Vektor der eingprägten Spannungen entlang der einzelnen Basisfunktionen und  $\mathbf{I}$  den Vektor der korrespondierenden Ströme bezeichnet. Im Folgenden wird angenommen, dass dieselbe Anzahl  $N$  von Basis- und Testfunktionen verwendet wird (Galerkin-Methode [2]), was zu einer quadratischen Impedanzmatrix  $[\mathbf{Z}]$  mit den Dimensionen  $N \times N$  und zu den Vektoren  $\mathbf{U}$  und  $\mathbf{I}$  mit der Länge  $N$  führt. Der Stromvektor kann als Linearkombination aller  $N$  orthonormalen Eigenvektoren  $\Psi_n$  des Problems (9) mit unbekanntem Koeffizienten  $A_n$  dargestellt werden [7]:

$$\mathbf{I} = \sum_{n=1}^N A_n \Psi_n. \quad (10)$$

Einsetzen in (9) und Ersetzen der Impedanzmatrix durch deren quasistatischen Anteile nach (6) und (7) liefert

$$\mathbf{U} = \sum_{n=1}^N A_n \left( j\omega[\mathbf{L}] + \frac{1}{j\omega}[\mathbf{S}] + [\mathbf{R}^0] \right) \Psi_n. \quad (11)$$

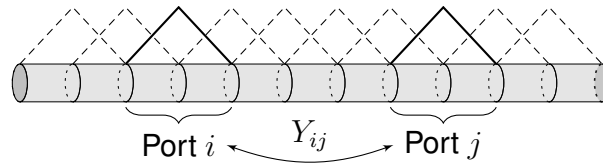
Die Eigenwertgleichung (8) wird zum Ersetzen von  $[\mathbf{S}]$  verwendet. Weiterhin erhält man durch Multiplikation der gesamten Gleichung mit  $j\omega$

$$j\omega\mathbf{U} = \sum_{n=1}^N A_n [(\omega_n^2 - \omega^2)[\mathbf{L}] + j\omega[\mathbf{R}^0]] \Psi_n. \quad (12)$$

Anschließendes Transponieren unter Verwendung der Rechenregeln [7]

$$([\mathbf{A}] + [\mathbf{B}])^T = [\mathbf{A}]^T + [\mathbf{B}]^T, \quad (13a)$$

$$([\mathbf{A}][\mathbf{B}])^T = [\mathbf{B}]^T[\mathbf{A}]^T \quad (13b)$$



**Bild 1:** Portdefinition mit exemplarischen Basisfunktionen über je zwei Drahtsegmente.

und der Symmetrie von  $[\mathbf{L}]$  und  $[\mathbf{R}^0]$  liefert mit einer Rechtsmultiplikation eines beliebigen Eigenvektors  $\Psi_m$

$$j\omega \mathbf{U}^T \Psi_m = \sum_{n=1}^N A_n [(\omega_n^2 - \omega^2) \Psi_n^T [\mathbf{L}] \Psi_m + j\omega \Psi_n^T [\mathbf{R}^0] \Psi_m]. \quad (14)$$

Da  $\Psi_n$  und  $\Psi_m$  linear unabhängige Eigenvektoren des Eigenwertproblems (8) sind und  $[\mathbf{L}]$  und  $[\mathbf{R}^0]$  positiv definit sind, gelten die Orthogonalitätsrelationen [8]

$$\Psi_n^T [\mathbf{L}] \Psi_m = L_m \delta_{nm}, \quad (15a)$$

$$\Psi_n^T [\mathbf{R}^0] \Psi_m = R_m^0(\omega) \delta_{nm} \quad (15b)$$

mit den skalaren Größen  $L_m$  und  $R_m^0(\omega)$ , welche von der gewählten Normierung der Eigenvektoren abhängen. Aufgrund der Ausblendeigenschaft des Kronecker-Deltas  $\delta_{nm}$  besitzt nur ein einzelner Summenterm für  $n = m$  einen Wert ungleich Null, wodurch  $A_m$  bestimmt und in (10) eingesetzt werden kann:

$$\mathbf{I} = j\omega \sum_{n=1}^N \frac{(\mathbf{U}^T \Psi_n) \Psi_n}{(\omega_n^2 - \omega^2) L_n + j\omega R_n^0(\omega)}. \quad (16)$$

Um eine Ersatzschaltbildarstellung ableiten zu können, muss eine geeignete Admittanzdarstellung gefunden werden, wofür zunächst Ports definiert werden müssen. Der kleinstmögliche Port entspricht einer einzelnen Basisfunktion, welche sich über eine gewisse ansatzabhängige Anzahl von benachbarten Drahtsegmenten erstreckt. Abb. 1 zeigt die übliche Portdefinition anhand von dreieckförmigen Basisfunktionen, wobei  $Y_{ij}$  für die Transferadmittanz zwischen zwei Ports steht. Somit kann der Anregungsvektor umgeschrieben werden zu

$$\mathbf{U} = U_i \cdot \tilde{\mathbf{U}}_i \quad \tilde{\mathbf{U}}_i = [0, \dots, 1, \dots, 0]^T. \quad (17)$$

Der dimensionslose Vektor  $\tilde{\mathbf{U}}_i$  besitzt nur ein Element ungleich Null an der  $i$ -ten Stelle mit dem Wert Eins. Eingesetzt in (16) kann die Spannung  $U_i$  aus der Summe gezogen werden. Aufgrund der Struktur von  $\tilde{\mathbf{U}}_i$  gleicht die Multiplikation  $\tilde{\mathbf{U}}_i^T \Psi_n$  dem  $i$ -ten Element  $\Psi_n^i$  des Eigenvektors  $\Psi_n$ . Durch Austausch von  $\Psi_n$  mit dessen  $j$ -ten Element  $\Psi_n^j$  kann die Admittanz  $Y_{ij}$  zwischen den Ports  $i$  und  $j$  definiert werden als

$$Y_{ij} = \frac{I_j}{U_i} = \sum_{n=1}^N \frac{\Psi_n^i \Psi_n^j}{\frac{\omega_n^2 L_n}{j\omega} + j\omega L_n + R_n^0(\omega)}. \quad (18)$$

$R_n^0(\omega)$  hängt von der Frequenz ab, was für das Aufstellen eines äquivalenten Ersatzschaltbildes hinderlich ist. Setzt man ein Drahtmaterial von praktischer Relevanz und somit mit hinreichend hoher Leitfähigkeit voraus, so hat der Widerstand nur einen signifikanten Einfluss nahe der Resonanz, da der Imaginärteil des Nenners in (18) verschwindet. Dadurch ist es möglich,

$R_n^0(\omega)$  mit diskreten Werten an den entsprechenden Resonanzfrequenzen zu nähern ( $R_n^0 \approx R_n^0(\omega_n)$ ). Interpretiert man  $L_n$  und  $R_n^0$  als modale Induktivitäten bzw. Widerstände und führt modale Kapazitäten  $C_n$  sowie ideale Transformatoren mit Windungsverhältnissen  $\nu_n^i, \nu_n^j$  ein, so kann dieser Ausdruck in eine modale Netzwerkform gebracht werden

$$Y_{ij} = \sum_{n=1}^N \frac{\nu_n^i \nu_n^j}{\frac{1}{j\omega C_n} + j\omega L_n + R_n^0}. \quad (19)$$

Die Netzwerkelemente berechnen sich nach

$$\begin{aligned} L_n &= \Psi_n^T [\mathbf{L}] \Psi_n, & C_n &= \frac{1}{\omega_n^2 L_n}, \\ R_n^0 &= \Psi_n^T [\mathbf{R}^0(\omega_n)] \Psi_n, & \nu_n^i &= \Psi_n^i, \end{aligned} \quad (20)$$

wobei das allgemeine Eigenwertproblem

$$\omega_n^2 [\mathbf{L}] \Psi_n = [\mathbf{S}] \Psi_n \quad (21)$$

einmalig gelöst werden muss, um alle  $\Psi_n$  und  $\omega_n$  zu erhalten.

### 3.1 Konvergenzbeschleunigung

Da  $N$  der Anzahl an Basisfunktionen entspricht, weisen Gl. (19) und das korrespondierende Ersatzschaltbildmodell ein langsames Konvergenzverhalten auf. Somit ist es wünschenswert, eine reduzierte Anzahl an Moden  $M$  für eine gegebene maximale Kreisfrequenz  $\omega_{\max}$  zu verwenden. Um gleichzeitig eine verbesserte Konvergenz zu erhalten, werden die sub-resonanten Moden mit  $\omega_n \gg \omega_{\max}$  als rein kapazitiv angesetzt, d.h.:

$$Y_{ij} \approx \sum_{n=1}^M \frac{\nu_n^i \nu_n^j}{\frac{1}{j\omega C_n} + j\omega L_n + R_n^0} + j\omega \sum_{n=M+1}^N \nu_n^i \nu_n^j C_n. \quad (22)$$

Beim Festlegen von  $M$  sollte beachtet werden, dass wenigstens alle innerhalb der gegebenen Bandbreite resonanten Moden berücksichtigt werden sollten

$$\omega_M > \omega_{\max}. \quad (23)$$

Es ist jedoch empfehlenswert,  $M$  etwas größer zu wählen, um gute Ergebnisse für den gesamten vorgegebenen Frequenzbereich zu erhalten. Die Summe der modalen Kapazitäten in (22) kann als einzelne statische Kapazität zwischen den Ports  $i$  und  $j$  betrachtet werden

$$C_{ij}^0 = \sum_{n=M+1}^N \nu_n^i \nu_n^j C_n, \quad (24)$$

wodurch die Admittanz umgeschrieben werden kann zu

$$Y_{ij} \approx j\omega C_{ij}^0 + \sum_{n=1}^M \frac{\nu_n^i \nu_n^j}{\frac{1}{j\omega C_n} + j\omega L_n + R_n^0}. \quad (25)$$

Somit umfasst das Ersatzschaltbild eine signifikant geringere Anzahl  $M$  an Schwingkreisen und ein zusätzliches Netzwerk gekoppelter Kapazitäten  $C_{ij}^0$ .



### 3.2 Betrachtung von Strahlungsverlusten

Das konvergenzbeschleunigte Admittanzdarstellung (25) kann erweitert werden, um auch Abstrahlungseffekte zu berücksichtigen. Geht man von den in Verbindungsstrukturen üblicherweise kleinen bis mittleren Strahlungsverlusten aus, sodass die Güten der Schwingkreise nicht zu klein sind, so können modale Widerstände hinzugefügt werden [9]. In [10] wurde demonstriert, dass den Induktivitäten parallel geschaltete Widerstände  $R_n$  für diese Zwecke gut geeignet sind. Nach [1] kann der  $n$ -te modale Widerstand mit

$$R_n = \frac{1}{|\nu_n^{\max}|^2} \frac{L_n}{C_n R_{r,n}} \quad (26)$$

ermittelt werden. Der Strahlungswiderstand  $R_{r,n}$  kann durch Integration der Wirkleistung über eine Kugel im Fernfeld ermittelt werden [4]. Jedoch führt dieser offensichtliche Ansatz zu einem hohen Rechenaufwand. Zur effizienteren Berechnung wird die Induced-EMF-Methode [4, 11] stattdessen angewendet. Wie in [1] hergeleitet wurde, ergibt sich der modale Widerstand  $R_n$  nach

$$R_n = \frac{1}{\Re \{ \Psi_n^T [\mathbf{Z}(\omega_n)] \Psi_n \}} \frac{L_n}{C_n}. \quad (27)$$

Es muss beachtet werden, dass die vollständige, frequenzabhängige Impedanzmatrix  $[\mathbf{Z}]$  nach Gl. (4) benutzt werden muss, wobei die Ohm'schen Verluste an dieser Stelle vernachlässigt werden, da diese separat mit den modalen Widerständen  $R_n^0$  berücksichtigt werden. Diese Matrix muss allerdings nur an den  $M$  Resonanzfrequenzen aufgestellt werden, sodass der zusätzliche Rechenaufwand aufgrund der Beschränktheit von  $M$  eher gering ausfällt.

### 3.3 Feldeinkopplung

Sei  $\mathbf{E}_{\text{inc}}$  der Vektor der tangentialen elektrischen Feldstärke für jede Basisfunktion. Die Elemente  $U_{\text{inc}}^i$  des korrespondierenden Spannungsvektors  $\mathbf{U}_{\text{inc}}$  können einfach über  $U_{\text{inc}}^i \approx E_{\text{inc}}^i \Delta z_i$  ermittelt werden, wobei  $\Delta z_i$  die Länge des jeweiligen Elements bezeichnet.

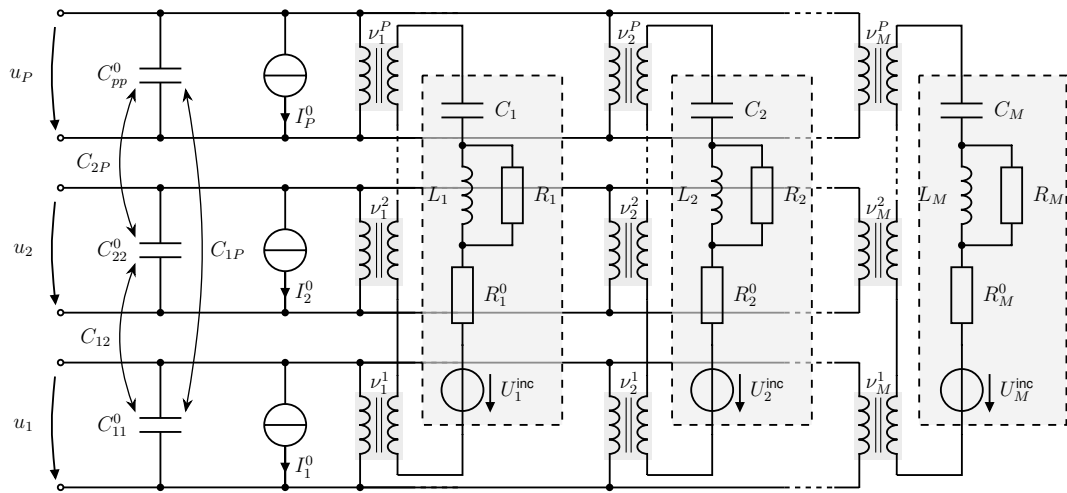
Wie in [1] dargestellt, ergibt sich daraus eine zusätzliche modale Spannungsquelle in Reihe zum restlichen Schwingkreis, gegeben durch

$$U_n^{\text{inc}} = \mathbf{U}_{\text{inc}}^T \Psi_n. \quad (28)$$

Das Zusammenfassen sub-resonanter Schwingkreise zur Konvergenzbeschleunigung führt zu Portstromquellen

$$I_j^0 = j\omega \sum_{n=M+1}^N \nu_n^j C_n U_n^{\text{inc}}. \quad (29)$$

Das beschleunigte Foster-Ersatzschaltbild einschließlich Strahlungsverlusten und Feldeinkopplung ist in Abb. 2 zu sehen. Die durch Pfeile angedeuteten gekoppelten Kapazitäten  $C_{ij}^0$  (24) können in Schaltungssimulatoren mit gesteuerten Stromquellen implementiert werden.



**Bild 2:** Foster-Ersatzschaltbild einer beliebigen Drahtstruktur mit  $P$  Ports und  $M$  Moden und einem statischen Kapazitätsnetzwerk zur Konvergenzbeschleunigung.

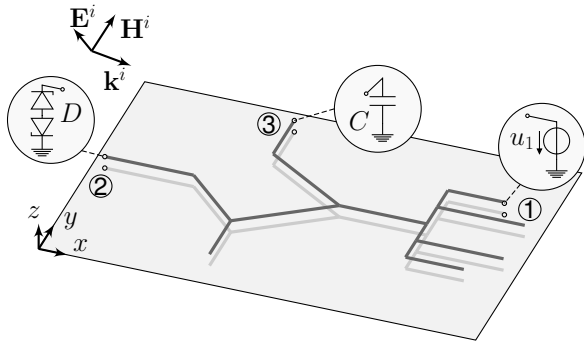
#### 4 Beispiel

Die Gültigkeit sowie die Anwendbarkeit des vorgeschlagenen konvergenzbeschleunigten Ersatzschaltbildmodells soll anhand eines komplex verzweigten Drahtnetzwerkes in einer Höhe  $z = 2$  mm über einer unendlich ausgedehnten, perfekt elektrisch leitenden Ebene untersucht werden (Abb. 3). Weiterhin sei die relative Permittivität des Mediums  $\varepsilon_r = 1$  und die Leitfähigkeit des Drahtmaterials  $\kappa = 10^7$  S/m. In Tabelle 1 sind die Koordinaten der einzelnen Drähte mit Radius  $a = 0,3$  mm gegeben. Die Struktur beinhaltet drei Ports, die durch vertikale Drähte an den Stellen (130, 60) mm, (0, 40) mm and (50, 80) mm realisiert sind. Zum Erstellen des Modells wird ein angepasster MoM-Ansatz für verzweigte Drähte mit überlappenden Basisfunktionen verwendet [13]. Die unendliche Ebene wird mit einer gemäß der Bildtheorie [4] modifizierten Green'schen Funktion realisiert. Die Simulation wurde mit einem SPICE-kompatiblen Simulationsprogramm durchgeführt [14]. Referenzergebnisse im Frequenzbereich werden aus Simulationen mit einem kommerziellen 3D-Feldsimulator [15] basierend auf der Vollwellen-MoM gewonnen. Für Zeitbereichssimulationen kommt im verwendeten Programm [15] ein Vector-Fitting-Algorithmus in Kombination mit einer Model-Order-Reduction (MOR) zum Einsatz.

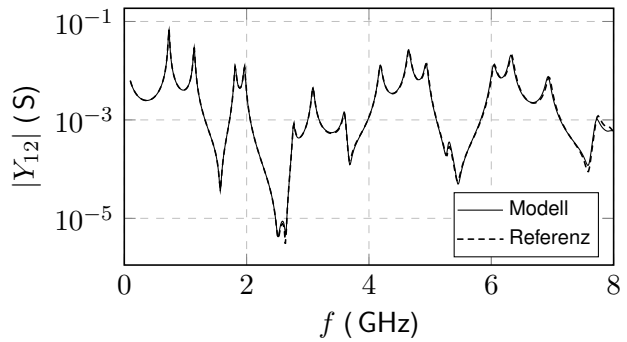
Zunächst wird die Transferadmittanz zwischen den Ports 1 und 2 mit der Vollwellenreferenzsimulation verglichen. Sowohl für das Modell als auch für die Referenz wurden jeweils etwa 350 Basisfunktionen verwendet. Für eine maximale Frequenz von 8 GHz mussten gemäß Gl. (23)  $M = 25$  Schwingkreise betrachtet werden, wobei bereits einige zusätzliche Moden für maximale Genauigkeit im gesamten Frequenzband inbegriffen sind. Das Referenzprogramm [15] musste etwa die doppelte Anzahl an Frequenzstützstellen auswerten. Die SPICE-Simulation fand quasiinstantan statt. Wie man in Abb. 4 erkennen kann, stimmen die Ergebnisse des Netzwerkmodells sehr gut mit denen der aufwendigeren Referenzsimulation überein. Des Weiteren soll die Anwendbarkeit für Zeitbereichssimulationen demonstriert werden. Die Beschaltungen

**Tabelle 1:** Drahtkoordinaten für das Validierungsbeispiel in Abb. 3 (in cm,  $z = 2$  mm)

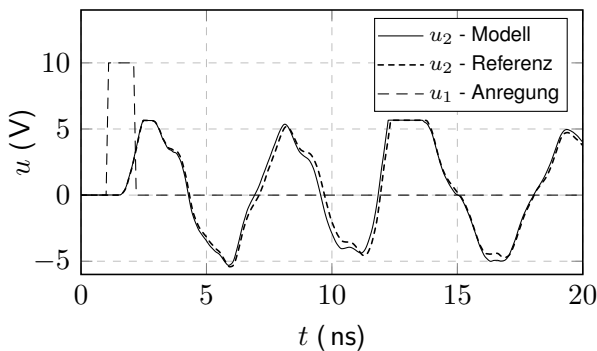
von		bis		von		bis	
$x$	$y$	$x$	$y$	$x$	$y$	$x$	$y$
8	4	11	4	11	2	13	2
11	4	11	5	8	4	5	6
11	5	11	6	8	4	5	2
11	4	11	3	5	2	5	0
11	3	11	2	3	4	0	4
11	5	14	5	5	2	3	4
11	6	13	6	5	6	5	8
11	3	14	3				



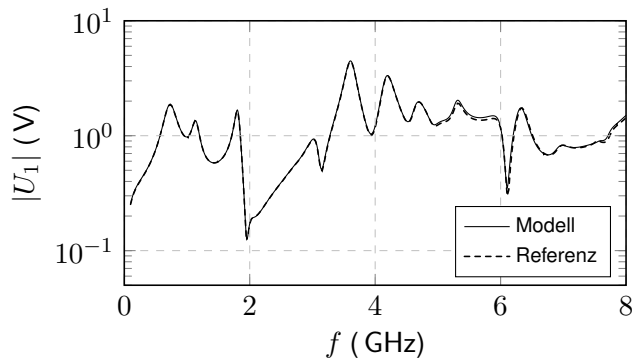
**Bild 3:** Komplexe Drahtverbindungsstruktur über Referenzebene mit einfallendem Feld (Drahtkoordinaten in Tab. 1).



**Bild 4:** Betrag von  $Y_{12}$  für das Drahtnetzwerk in Abb. 3.



**Bild 5:** Transiente Spannungsantwort des Drahtnetzwerks an Port 2.



**Bild 6:** Betrag der an Port 1 des Drahtnetzwerkes eingekoppelten Spannung.

der Ports sind in Abb. 3 dargestellt. Port 1 wird mit einem trapezförmigen Impuls mit Anstiegs- und Fallzeit  $t_r = 0,1$  ns, Haltezeit  $t_h = 1$  ns und Amplitude 10 V angeregt. Entsprechend [16] kann die Bandbreite eines solchen Pulses grob mit  $f_{\max} \approx 1/t_r = 10$  GHz abgeschätzt werden, was zu einer überabgeschätzten Modellordnung von  $M = 30$  führt. Am zweiten Port wird eine nichtlineare Last mit zwei Zener-Dioden mit Zener-Spannung 5 V modelliert. Der dritte Port ist mit einem Abblockkondensator  $C = 100$  nF beschaltet. Die Spannungsantwort an Port 2 aus der Referenzsimulation wird mit der mittels Modell erhaltenen Kurve in Abb. 5 verglichen. Auch hier wird eine gute Übereinstimmung erzielt. Die Dauer der SPICE-Simulation im Zeitbereich hängt stark vom Anregungssignal und der resultierenden Anzahl an Zeitschritten ab. In diesem Fall mit automatisch gewählten Intervallen benötigte die Berechnung nur wenige Sekunden. Abschließend wird die externe Feldeinkopplung demonstriert. Wie in Abb. 3 gezeigt, wird die Struktur durch eine einfallende ebene Welle angeregt. Die Welle wird charakterisiert durch ihren Ausbreitungsvektor  $\mathbf{k}_i = k_0 \frac{1}{\sqrt{3}}(\mathbf{e}_x + \mathbf{e}_y - \mathbf{e}_z)$  und dem elektrischen Feldstärkevektor  $\mathbf{E}_i = E_0(\mathbf{e}_y - \mathbf{e}_x)$ , wobei  $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$  die Wellenzahl ist,  $\mathbf{e}_x$ ,  $\mathbf{e}_y$  und  $\mathbf{e}_z$  die Einheitsvektoren des kartesischen Koordinatensystems sind und  $E_0 = 1$  kV/m der Betrag der elektrischen Feldstärke. In einem beliebigen Punkt  $\mathbf{r}$  im Raum wird die elektrische Feldstärke beschrieben durch

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = E_0(\mathbf{e}_y - \mathbf{e}_x)e^{-j\mathbf{k}_i \cdot \mathbf{r}}. \quad (30)$$

Für diese Untersuchung werden die drei Tore mit einem Ohm'schen Widerstand  $R = 50 \Omega$  abgeschlossen. Die frequenzabhängige eingekoppelte Spannung wird an Port 1 betrachtet und mit der Referenzsimulation verglichen (Abb. 6). Man sieht, dass unsere Ergebnisse sehr gut

mit der Referenzsimulation übereinstimmen. Diese benötigte zunächst eine vorherige Vollwellensimulation mit anschließendem Vector Fitting und Model Order Reduction.

## 5 Zusammenfassung

Eine schnelle und vielseitige modale Ersatzschaltbilddarstellung für beliebig verzweigte Drahtstrukturen mit moderater Abstrahlung und frequenzabhängigen Ohm'schen Verlusten wurde vorgestellt. Beschleunigte Konvergenz wird durch ein statisches Kapazitätsnetzwerk erreicht. Eine Eigenwertentwicklung der Admittanz wird zum Aufstellen eines Foster-Ersatzschaltbildes herangezogen, zu welchem Strahlungsverluste nachträglich mit der Induced-EMF-Methode hinzugefügt werden. Weiterhin wird externe Feldeinkopplung durch zusätzliche modale Quellen realisiert, was das Modell einfach anwendbar für EMV-Analysen macht. Sobald das Eigenwertproblem gelöst wurde und die Strahlungswiderstände ermittelt wurden, sind alle Schaltelemente bekannt und können automatisiert in eine SPICE-Netzliste geschrieben werden. Die Gültigkeit wurde durch Gegenüberstellung der Ergebnisse mit aufwendigeren Referenzvollwellensimulationen mittels kommerzieller Feldberechnungssoftware demonstriert. Zeitbereichssimulationen können direkt mit SPICE-basierten Programmen mit beliebigen aktiven/passiven nichtlinearen Abschlüssen durchgeführt werden, wobei das Netzwerkmodell inhärent stabil ist.

## 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] HARRINGTON, Roger F.: Matrix methods for field problems. In: *Proceedings of the IEEE* 55 (1967), Nr. 2, S. 136–149
- [3] HARRINGTON, R ; MAUTZ, J: Theory of characteristic modes for conducting bodies. In: *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* 19 (1971), Nr. 5, S. 622–628
- [4] BALANIS, Constantine A. u. a.: Antenna Theory: Analysis and Design. In: *John Wiley & Sons* (2005)
- [5] HARRINGTON, R ; MAUTZ, J: Computation of characteristic modes for conducting bodies. In: *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* 19 (1971), Nr. 5, S. 629–639
- [6] SIMPSON, TL ; LOGAN, JC ; ROCKWAY, JW: Decomposition of the moment method impedance matrix into quasi-static and residual components (dipole antennas). In: *Southeastcon'89. Proceedings. Energy and Information Technologies in the Southeast., IEEE* IEEE, 1989, S. 291–295
- [7] GANTMACHER, Feliks R.: *The theory of matrices*. Chelsea, 1960
- [8] PARLETT, Beresford N.: *The symmetric eigenvalue problem*. SIAM, 1998
- [9] CABEDO, Marta F.: *Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes*, Universidad Politécnica de Valencia, Diss., 2008
- [10] ADAMS, Jacob J. ; BERNHARD, Jennifer T.: Broadband equivalent circuit models for antenna impedances and fields using characteristic modes. In: *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* 61 (2013), Nr. 8
- [11] RAMO, Simon ; WHINNERY, John R. ; VAN DUZER, Theodore: *Fields and waves in communication electronics*. John Wiley & Sons, 2008
- [12] LEONE, Marco ; FRIEDRICH, Matthias ; MANTZKE, Andreas: Efficient broadband circuit-modeling approach for parallel-plane structures of arbitrary shape. In: *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility* 55 (2013), Nr. 5
- [13] MOORE, John ; PIZER, R: *Moment methods in electromagnetics: techniques and applications*. Bd. 4. Research Studies Press, 1984
- [14] LINEAR TECHNOLOGY: *LTspice VII*. [www.linear.com](http://www.linear.com). Version:2016
- [15] COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY (CST): *Microwave Studio*. [www.cst.de](http://www.cst.de). Version:2016
- [16] PAUL, Clayton R.: *Introduction to electromagnetic compatibility*. Bd. 184. John Wiley & Sons, 2006

---

## **EMV im Kfz**

---

# **Analytische Berechnung der Schirmwirkung von Karosserieblechen und Einsatz von aktiver Kompensation gegen niederfrequente Magnetfelder von HV-Leitungen in Elektrofahrzeugen**

B. Sc. Anika Henke, TU Dortmund, anika.henke@tu-dortmund.de

M. Sc. Robert Nowak, TU Dortmund, robert.nowak@tu-dortmund.de

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, stephan.frei@tu-dortmund.de

## **1 Einleitung**

Aus verschiedenen Gründen wird die Bedeutung der Elektromobilität immer weiter zunehmen. In Fahrzeugen mit Elektroantrieb werden üblicherweise Drehfeldmaschinen mit hohen Stromstärken eingesetzt. Um diese zu versorgen, werden sogenannte Hochvoltleitungen (Kfz-HV-Leitungen) verwendet. Es entstehen aufgrund der hohen Ströme in den Fahrzeugen niederfrequente magnetische Felder. Um Wechselwirkungen und Beeinflussungen mit der Umwelt, Personen und auch dem Fahrzeug selbst zu unterbinden, dürfen diese Felder gegebene Grenzwerte [1] nicht überschreiten. Je nach Verlegung der Leitung und Karosseriematerial kann die Fahrzeugkarosserie eine Abschirmung bieten und bei der Einhaltung der Grenzwerte unterstützen. Die Schirmwirkung der Fahrzeugkarosserie auf niederfrequente Ströme in HV-Leitungen ist Gegenstand verschiedener Untersuchungen.

In der Literatur finden sich zumeist numerische Ansätze für die Modellierung von Leitern mit endlichem Leiterquerschnitt und einer begrenzten Abschirmung (siehe beispielsweise [2]). Da die numerischen Lösungen mit langen Rechenzeiten verbunden sind und grundsätzliche Zusammenhänge nur schwer erkannt werden können, wird hier eine analytische Lösung vorgestellt. Hierbei werden die stromführenden Leiter unter der Karosserie angeordnet. Es wird also davon ausgegangen, dass die HV-AC-Leitungen außerhalb der Fahrgastzelle verlegt werden, um gegebenenfalls die Schirmwirkung der Karosserie nutzen zu können. Neben der als unendlich ausgedehnt angenommenen Karosserie müssen für die Einschränkung der Komplexität des Lösungsansatzes weitere Näherungen getroffen werden. So werden die Leiter als fadenförmig und unendlich lang angenommen. Durch diese Annahmen können die geltende partielle Differentialgleichung mit Hilfe eines Reihenansatzes gelöst werden. Untersucht werden unterschiedliche Leiteranordnungen und Schirmmaterialien. Die für verschiedene Konfigurationen berechneten magnetischen Flussdichten werden mit Personengrenzwerten verglichen und mögliche Kompensationsmaßnahmen untersucht.

## **2 Bestimmung der analytischen Lösung für eine beliebige Leiteranordnung**

Hier wird davon ausgegangen, dass die magnetischen und elektrischen Eigenschaften des Schirmmaterials linear, homogen und isotrop sind. Aufgrund der Symmetrie weisen die auftretenden magnetischen Felder keine  $z$ -Komponente auf. Deshalb wird diese im Folgenden nicht mit notiert, sondern als Null angenommen. Zu Vergleichszwecken wird

die „freie“ Lösung, d.h. die Lösung im freien Raum ohne Karosserie, bestimmt. Die magnetische Flussdichte eines langen, stromdurchflossenen Leiters mit Strom  $I$  parallel zur  $z$ -Achse im Vakuum ist bestimmt durch

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \mathbf{e}_\varphi = \frac{\mu_0 I}{2\pi r^2} \begin{pmatrix} -r_y \\ r_x \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Untersucht werden vor allem zwei verschiedene Anordnungen, die in Bild 1 skizziert werden. Abkürzend werden diese hier mit „lineare Leiteranordnung“ und „Dreiecksanordnung“ bezeichnet. Für ein Dreileitersystem in linearer Anordnung ergibt sich damit unter Berücksichtigung einer Phasenverschiebung von  $120^\circ$  zwischen den Leitern

$$\mathbf{B}_{\text{fr,linear}}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left( \frac{e^{-\frac{j2\pi}{3}}}{(x+a)^2 + (y-h)^2} \begin{pmatrix} -(y-h) \\ x+a \end{pmatrix} + \frac{1}{x^2 + (y-h)^2} \begin{pmatrix} -(y-h) \\ x \end{pmatrix} + \frac{e^{\frac{j2\pi}{3}}}{(x-a)^2 + (y-h)^2} \begin{pmatrix} -(y-h) \\ x-a \end{pmatrix} \right). \quad (2)$$

Bei der Dreiecksanordnung wird analog verfahren. Zur Lösung des eigentlichen Problems wird als Ausgangspunkt [3] verwendet. Zunächst wird der Raum in drei Bereiche unterteilt: Den Bereich I oberhalb der Karosserie, den Bereich II in der Karosserie sowie den Bereich III unterhalb der Karosserie. Im Folgenden bezeichnet  $A$  das magnetische Vektorpotential und  $\kappa$  die Leitfähigkeit. Zu lösen ist die Differentialgleichung

$$\Delta A = \mu\kappa j\omega A, \quad (3)$$

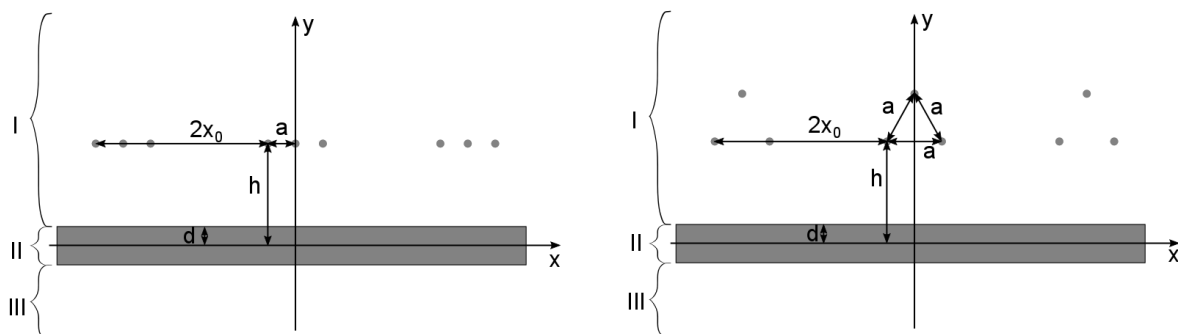
wobei sich diese in den Bereichen I und III aufgrund des angenommenen Vakuums (und damit  $\kappa = 0$ ) zur Laplacegleichung

$$\Delta A = 0 \quad (4)$$

vereinfacht. Ausgegangen wird nun von einer periodisch wiederholten Anregung. Später wird der Abstand der periodischen Wiederholungen so groß gewählt, dass der Strom bzw. das Magnetfeld der periodisch auftretenden Leiter nahezu keinen Einfluss mehr haben. Die Stromdichte eines Einzelleiters der Anregung wird nun als eindimensionale Fourierreihe in Abhängigkeit der  $x$ -Koordinaten entwickelt. Damit ergibt sich

$$f(x) = \frac{I}{x_0} e^{j\varphi_1} \left( \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \cos\left(\frac{n\pi}{x_0} x\right) \right) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{I}{x_0} e^{j\varphi_1} \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{1}{2N} + \cos\left(\frac{n\pi}{x_0} x\right) \right). \quad (5)$$

Die so gefundene Reihe wird als  $x$ -Abhängigkeit des Vektorpotentials gewählt (Separationsansatz), die  $y$ -Abhängigkeit sei noch unbekannt und wird durch die Funktionen  $F_{\text{In}}, F_{\text{IIn}}$



**Bild 1:** Skizzen der untersuchten Konfigurationen für die lineare Anordnung (links) sowie für die Dreiecksanordnung (rechts).

und  $F_{III_n}$  beschrieben. Der so gewonnene Ansatz wird in die Differentialgleichung eingesetzt. Dies liefert neue Differentialgleichungen für die  $y$ -Abhängigkeiten:

$$\left(\frac{n\pi}{x_0}\right)^2 \cdot F_{In}(y) = \frac{\partial^2}{\partial y^2} F_{In}(y), \quad (6)$$

$$\left(\alpha^2 + \left(\frac{n\pi}{x_0}\right)^2\right) \cdot F_{II_n}(y) = \frac{\partial^2}{\partial y^2} F_{II_n}(y), \quad (7)$$

$$\left(\frac{n\pi}{x_0}\right)^2 \cdot F_{III_n}(y) = \frac{\partial^2}{\partial y^2} F_{III_n}(y). \quad (8)$$

Dabei gilt  $\alpha^2 = j\omega\kappa\mu$ . Als Ansätze zur Lösung dieser Differentialgleichungen werden die folgenden Funktionen gewählt, die die gegebene Geometrie berücksichtigen:

$$F_{In}(y) = C_{In} \cdot e^{-\frac{n\pi}{x_0}|y-h|} + D_{In} \cdot e^{-\frac{n\pi}{x_0}y}, \quad (9)$$

$$F_{II_n}(y) = C_{II_n} \cdot e^{k_n(y+d)} + D_{II_n} \cdot e^{-k_n(y+d)}, \quad (10)$$

$$F_{III_n}(y) = C_{III_n} \cdot e^{\frac{n\pi}{x_0}y} \quad (11)$$

mit  $k_n = \sqrt{\alpha^2 + \left(\frac{n\pi}{x_0}\right)^2}$ . Mit Hilfe der sich aus dem einfachen Durchflutungsgesetz und den Übergangsbedingungen zwischen den Bereichen ergebenden Bedingungen kann ein Gleichungssystem für die fehlenden Parameter  $C_{in}$  und  $D_{in}$  aufgestellt und gelöst werden. Es ergeben sich damit

$$C_{In} = \frac{\mu_0 x_0}{2n\pi}, \quad (12)$$

$$D_{In} = \frac{C_{In}}{N_n} \left(\beta_n - \frac{1}{\beta_n}\right) e^{\frac{n\pi}{x_0}(2d-h)} \sinh(2k_n d), \quad (13)$$

$$C_{II_n} = \frac{C_{In}}{N_n} (1 + \beta_n) e^{\frac{n\pi}{x_0}(d-h)}, \quad (14)$$

$$D_{II_n} = \frac{C_{In}}{N_n} (1 - \beta_n) e^{\frac{n\pi}{x_0}(d-h)}, \quad (15)$$

$$C_{III_n} = 2 \frac{C_{In}}{N_n} e^{\frac{n\pi}{x_0}(2d-h)}. \quad (16)$$

So ist eine Lösung für das Vektorpotential in Reihendarstellung gegeben durch:

$$A_I = \sum_{n=1}^{\infty} F_{In}(y) \frac{I}{x_0} e^{j\varphi_1} \left(\frac{1}{2N} + \cos\left(\frac{n\pi}{x_0}x\right)\right), \quad (17)$$

$$A_{II} = \sum_{n=1}^{\infty} F_{II_n}(y) \frac{I}{x_0} e^{j\varphi_1} \left(\frac{1}{2N} + \cos\left(\frac{n\pi}{x_0}x\right)\right), \quad (18)$$

$$A_{III} = \sum_{n=1}^{\infty} F_{III_n}(y) \frac{I}{x_0} e^{j\varphi_1} \left(\frac{1}{2N} + \cos\left(\frac{n\pi}{x_0}x\right)\right). \quad (19)$$

Die Gesamtlösung wird durch Überlagerung der Lösungen für die Einzelleiter gewonnen. Durch Rotationsbildung (welche hier aufgrund der gewählten Anordnung in einfache Ableitungen übergeht, da das magnetische Vektorpotential nur eine  $z$ -Komponente aufweist) wird die magnetische Flussdichte bestimmt.



$$B_{ix} = \frac{\partial A_i}{\partial y}, \quad B_{iy} = -\frac{\partial A_i}{\partial x}. \quad (20)$$

Für den speziellen Fall, dass alle drei Leiter in derselben Höhe  $h$  über der Karosserie parallel zueinander mit gleichmäßigem Abstand untereinander angeordnet sind, lässt sich die Fourierreihe der drei anregenden Terme sofort zusammen entwickeln, sodass später keine Überlagerung mehr notwendig ist. Dies reduziert für diesen Fall die Rechenzeit erheblich.

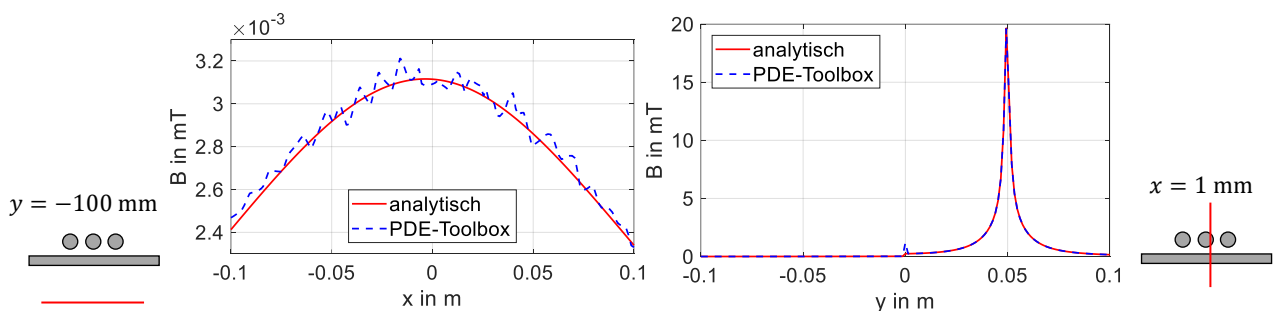
Alternativ zu diesem Vorgehen kann auch die bereits aus [3] bekannte Lösung der Doppelleitung verwendet werden, um daraus die Einzelleiterlösung abzuleiten. Dazu wird diese verschoben und der Abstand der beiden Leiter wird groß gewählt, sodass sich effektiv die Einzelleiterlösung ergibt.

### 3 Validierung der Lösung

Mit den folgenden typischen Parameterwerten wird die entwickelte Lösung untersucht:

$d = 0,4 \text{ mm}$	halbe Karosseriedicke
$I = 400 \text{ A}$	Stromamplitude des Stromes durch die einzelnen Leiter
$x_0 = 10 \text{ m}$	halber Abstand zwischen den periodischen Wiederholungen
$f = 300 \text{ Hz}$	Frequenz des erregenden Stromes
$a = 11 \text{ mm}$	Abstand zwischen den einzelnen Leitern (angenommener Leiterdurchmesser)
$h = d + 1 \text{ mm} + \frac{a}{2} = 6,9 \text{ mm}$	Höhe der Leiter über der $x$ -Achse, Annahme einer Dämmschicht mit einer Dicke von 1 mm
$N = 20.000$	maximaler Laufindex der Reihe

Verglichen wird dabei mit der numerischen Lösung von Gleichung (3), die mithilfe von MATLAB und den entsprechenden Toolboxen bestimmt wird [4]. Damit resultiert Bild 2. Untersucht wird dabei der Verlauf der magnetischen Flussdichte für die Schnitte  $y = -100 \text{ mm}$  sowie  $x = 1 \text{ mm}$ . Insgesamt zeigt sich dabei eine gute Übereinstimmung. Für  $y = -100 \text{ mm}$  lässt sich deutlich sehen, dass die Diskretisierung der numerischen Lösung nicht sehr genau ist. Der grobe Kurvenverlauf der numerischen und der analytischen Lösung ist jedoch ähnlich.



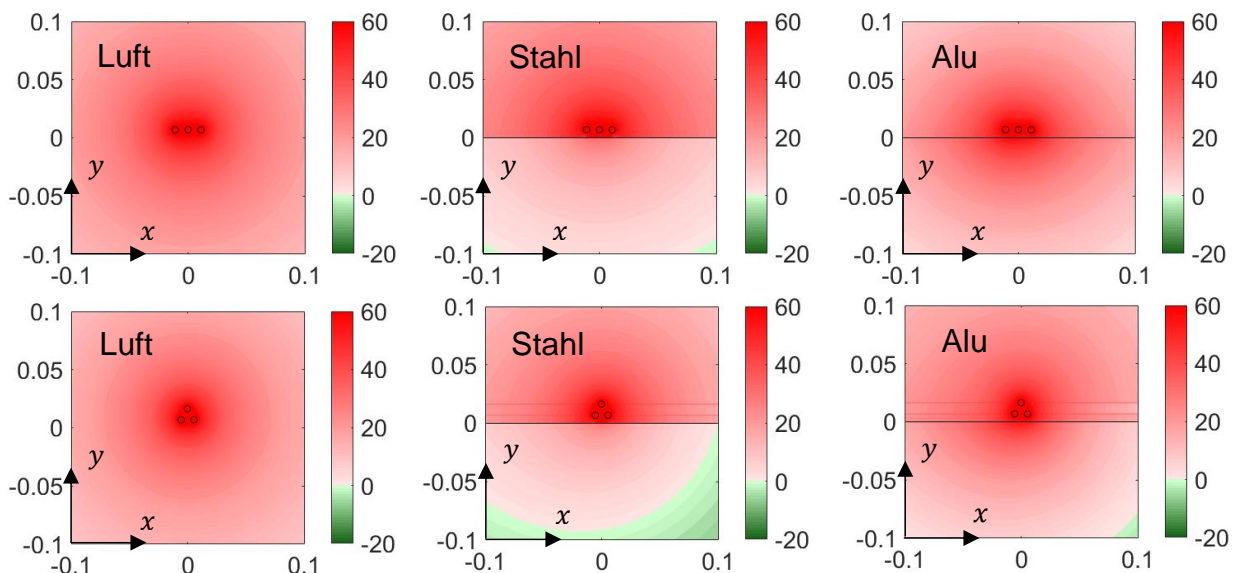
**Bild 2:** Resultierende Feldverläufe entlang der angegebenen Konturen zum Vergleich der analytischen Lösung mit der numerischen Lösung.

## 4 Magnetfelder in Kfz und Personenschutzgrenzwerte

In diesem Kapitel werden zunächst die typischen Magnetfelder im Kfz für unterschiedliche Karosseriematerialien berechnet. Darauf folgt der Vergleich mit Personenschutzgrenzwerten.

### 4.1 Typische Magnetfelder in Kfz

In Kfz kommen in der Regel zwei Leiteranordnungen in Betracht. In Bild 3 sind für die lineare Anordnung (obere Zeile) sowie für die Dreiecksanordnung (untere Zeile) jeweils die freie Lösung, die Lösung für eine Stahlkarosserie sowie die Lösung für eine Aluminiumkarosserie für die magnetische Flussdichte (von links nach rechts) dargestellt. In Abhängigkeit von der  $x$ - und der  $y$ -Koordinate in m wird hier das Verhältnis zwischen den auftretenden Flussdichten und dem zulässigen Grenzwert (konstant für eine Frequenz, siehe folgendes Unterkapitel) in dB dargestellt. Dazu werden die oben genannten Parameterwerte verwendet. Außerdem werden eine relative Permeabilität von  $\mu_r = 500$  und eine Leitfähigkeit von  $\kappa = 5,88 \cdot 10^6$  S/m als Materialparameter für eine Stahlkarosserie [5] sowie  $\mu_r = 1$  und  $\kappa = 4 \cdot 10^7$  S/m für eine Aluminiumkarosserie verwendet [6].

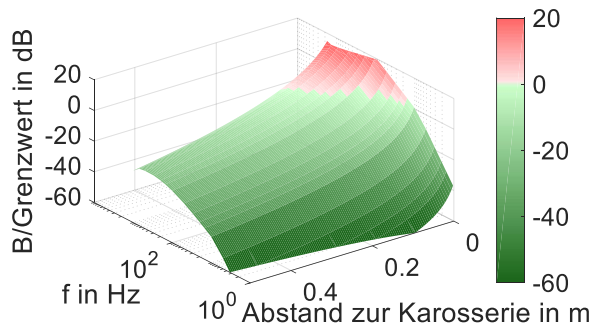


**Bild 3:** Beträge der resultierenden magnetischen Flussdichten normiert auf die zulässigen Grenzwerte (siehe Kapitel 4.2) in dB für lineare (oben) und Dreiecksanordnung (unten).

### 4.2 Vergleich mit Personenschutzgrenzwerten

Zeitlich veränderliche magnetische Felder erzeugen auch im menschlichen Körper unerwünschte elektrische Felder und Wirbelströme. Deshalb werden von unterschiedlichen Organisationen Grenzwerte für die zulässigen magnetischen Felder, die den menschlichen Körper durchsetzen dürfen, festgelegt. Gemein ist ihnen, dass mit steigender Frequenz die zulässige magnetische Flussdichte sinkt. Als Grenzwerte werden hier die von ICNIRP 1998 [1] veröffentlichten Abschätzungen der maximal zulässigen Flussdichten verwendet. Es sind auch neuere Richtlinien derselben Organisation vorhanden. Dennoch

werden bewusst die älteren Grenzwerte verwendet, da diese strenger ausfallen und zum Teil immer noch herangezogen werden.



**Bild 4:** Magnetische Flussdichte bezogen auf Grenzwert in dB.

Für weiter voneinander entfernte erregende Leiter, als oben angenommen, können sich die auftretenden Felder weniger stark kompensieren, sodass tendenziell eine schlechtere Einhaltung der Grenzwerte erwartet werden kann. Mit den oben genannten Parametern, aber variabler Frequenz, lässt sich die Frequenzabhängigkeit der Einhaltung der Grenzwerte unterhalb der Karosserie untersuchen. Untersucht wird dabei der Verlauf des Betrages der magnetischen Feldstärke unterhalb der Karosserie für zunehmenden

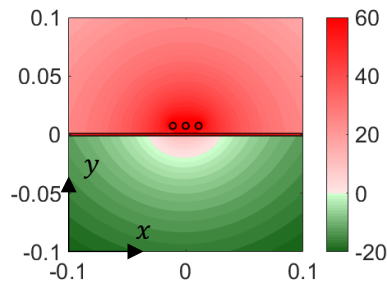
Abstand von der Karosserie. In Abhängigkeit von der Frequenz in Hz wird hier die jeweils auf die Grenzwerte normierte Feldstärke in dB für die lineare Leiteranordnung aufgetragen. Damit ergibt sich Bild 4. Das Maximum wird hier in etwa bei einer Frequenz von 300 Hz erreicht. Deshalb wird im Folgenden diese Frequenz verwendet.

## 5 Maßnahmen zur Einhaltung der Personengrenzwerte

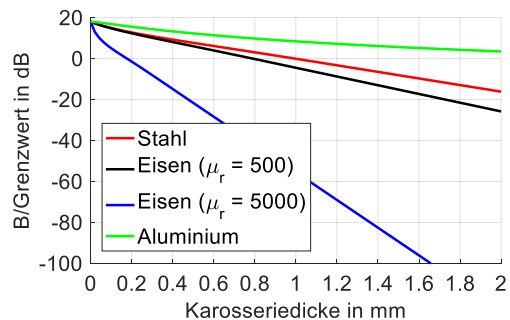
Um einer Überschreitung der Grenzwerte entgegen zu wirken, kommen unterschiedliche Reduktionsmaßnahmen in Frage. Diese werden im Folgenden untersucht und diskutiert.

### 5.1 Geometrie und Materialparameter

In Einzelfällen kann die Materialdicke vergrößert werden, um die Schirmwirkung zu erhöhen. Beispielhaft ist in Bild 5 für eine Stahlkarosserie mit einer Dicke von 2 mm der Verlauf des Betrages der

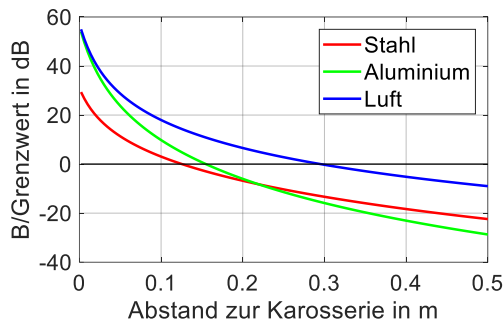


**Bild 5:** Magnetische Flussdichte bezogen auf Grenzwert in dB bei einer Karosseriedicke von 2 mm.



**Bild 6:** Auf Grenzwert normierte magnetische Flussdichte für verschiedene Materialien bei  $(x|y) = (0 \text{ cm}|-10 \text{ cm})$ .

magnetischen Feldstärke dargestellt. Zu erkennen ist, dass unterhalb der Karosserie die Grenzwerte fast überall deutlich unterschritten werden. In Abhängigkeit von der Karosseriedicke wird der Verlauf der magnetischen Flussdichte, ausgewertet 10 cm unterhalb der Karosseriemitte an der Stelle  $x = 0 \text{ cm}$ , in Bild 6 normiert auf die zulässigen Grenzwerte in dB dargestellt. Es zeigt sich, dass mit zunehmender Karosseriedicke die Flussdichte abnimmt. Dabei wird diese Abnahme durch die Materialparameter insofern geprägt, als dass für höhere relative Permeabilität die Schirmwirkung zunimmt, also ein schnellerer Abfall über der Schirmdicke zu beobachten ist.



**Bild 7:** Magnetische Flussdichte bezogen auf Grenzwert in dB bei einer Karosserie-dicke von 0,8 mm mit einer Frequenz von 300 Hz.

In Bild 7 wird der Verlauf der magnetischen Flussdichte unterhalb der Karosserie für den Schnitt parallel zur  $y$ -Achse für die unterschiedlichen Materialien mit zunehmendem Abstand von der Karosseriemitte untersucht. Es zeigt sich, dass aufgrund der angenommenen Materialparameter die hochpermeable Schirmung und die Wirbelstromschirmung unterschiedliche starke Einflüsse haben: Bei Aluminium dominiert die Wirbelstromschirmung (relative Permeabilität  $\mu_r = 1$ ), bei Stahl kommt die hochpermeable Schirmung hinzu. Dafür ist hier der Einfluss der Wirbelstromschirmung etwas geringer aufgrund der geringeren

Leitfähigkeit des Materials. Durch eine geeignete Wahl des Materials kann also für den jeweiligen Anwendungsfall eine Optimierung stattfinden.

## 5.2 Kompensationsmaßnahmen

Eine weitere Möglichkeit der Reduktion der magnetischen Felder besteht in der Einführung von Kompensationsleitern. Hierbei erfolgt in einen zusätzlichen Leiter bzw. in die Schirme bereits vorhandener Leiter eine Strominjektion mit dem Ziel, so die vorhandenen Felder zu minimieren. Im optimalen Fall werden in alle Schirme Ströme von gleicher Größe, aber entgegengesetzter Phase eingekoppelt. Dadurch heben sich die entstehenden Felder gerade auf, sodass außerhalb der Leiter die Feldstärke Null beträgt. Da dies jedoch wegen der notwendigen hohen Leiterquerschnitte und Ströme unwirtschaftlich ist, soll nun untersucht werden, inwiefern beispielsweise die Strominjektion in nur einen Schirm oder einen weiteren Leiter die Feldstärken zu reduzieren vermag.

### 5.2.1 Kompensationsstrom in einem Schirm

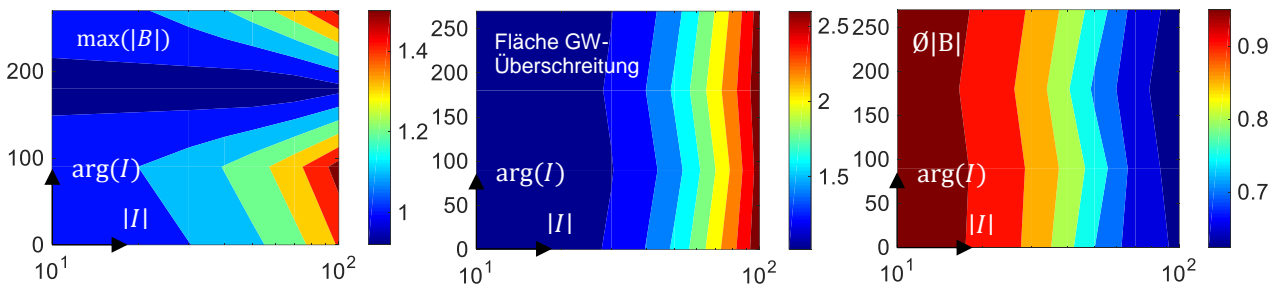
Wird in den Schirm eines Leiters ein Wechselstrom von zunächst unbekannter Amplitude und Phase eingekoppelt, so führt dies dazu, dass außerhalb dieses Leiters ein Feld erzeugt werden kann, welches prinzipiell dem gleicht, das aus einem Strom beliebiger Amplitude und beliebiger Phase im Innenleiter ohne Strominjektion in den Schirm resultiert. Dadurch kann also einer der drei vorhandenen Leiter als Kompensationsleiter für die beiden vorhandenen Leiter betrachtet werden. Eine Feldkompensation weit entfernt von den Leitern kann dadurch jedoch nicht erreicht werden. Dies ist zu erwarten, da die Stromsumme aller durch die Innenleiter fließenden Ströme sich zu Null ergibt. Weit entfernt von den erregenden Leitern spielen anschaulich die Abstände zwischen den Leitern nur noch eine kleine Rolle, sodass sich die Felder zu großen Teilen kompensieren können. Eine Strominjektion führt allerdings zu einem zusätzlichen Strom, welcher nicht kompensiert wird und damit die magnetische Flussdichte erhöht.

In der Praxis ist es insbesondere relevant, dass die vorgegebenen Personengrenzwerte eingehalten werden. Dadurch werden erhöhte Felder in unkritischen Bereichen tolerierbar, falls dafür im Gegenzug die Grenzwertüberschreitung reduziert oder sogar eliminiert

werden kann. Deshalb ist es sinnvoll, die magnetische Feldenergie in einem kleinen Bereich um die Leiter auszuwerten und die Wirksamkeit von Kompensationsmaßnahmen hier zu untersuchen. Tatsächlich zeigt sich hier, dass durch die Wahl einer geeigneten Stromstärke sowie Phase des Kompensationsstroms eine Verringerung der mittleren magnetischen Energiedichte in dem betrachteten Bereich möglich wird, allerdings nur um äußerst geringe Anteile. Im Gegenzug werden nun in einem sehr viel größeren Bereich die Grenzwerte überschritten.

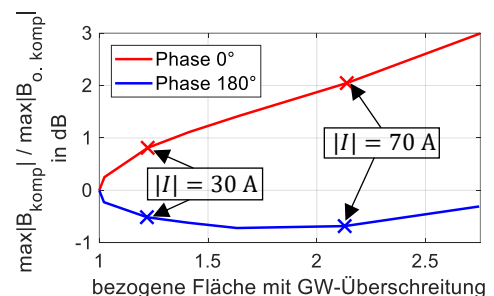
### 5.2.2 Einfügen eines externen Kompensationsleiters

Als weitere Möglichkeit der Reduktion der auftretenden Felder bietet sich die Strominjektion in einen externen Leiter an. Auch hier wird zunächst die mittlere magnetische Energiedichte im Bereich mit Grenzwertüberschreitung um die Leiter untersucht. Ebenso wie bereits bei der Strominjektion in einen Schirm lassen sich so nur minimale Verbesserungen erzielen. Denkbar sind jedoch noch drei weitere potentielle Entscheidungskriterien.



**Bild 8:** Einfluss eines Kompensationsstromes auf die maximal auftretende magnetische Flussdichte (links), die Fläche mit Grenzwertüberschreitung (Mitte) sowie den Durchschnitt des Betrags der magnetischen Flussdichte (rechts), Werte jeweils bezogen auf Fall ohne Kompensationsmaßnahme.

Zum einen kann der maximal auftretende Betrag der magnetischen Flussdichte untersucht werden. Sollte nur eine knappe Grenzwertüberschreitung vorliegen, so kann durch eine Verringerung der maximalen Flussdichte der Grenzwert möglicherweise eingehalten werden. Außerdem kann die Fläche, in der es zu einer Grenzwertüberschreitung kommt, betrachtet werden. Betrachtet wird dazu der Bereich zwischen  $x = -0,5 \text{ m}$  und  $x = 0,5 \text{ m}$  sowie zwischen  $y = -0,5 \text{ m}$  und  $y = 0,5 \text{ m}$ . Dieser wird mit jeweils 250 Schritten in  $x$ - und  $y$ -Richtung diskretisiert. Wenn es also außerhalb dieses Bereiches zu einer Grenzwertüberschreitung kommt, so wird dies hier nicht betrachtet. Im letzten Schritt kann nun noch der durchschnittliche Betrag der Flussdichte in den Bereichen mit Grenzwertüberschreitung betrachtet werden. Beispielhaft sollen hier die resultierenden Bilder für den Fall der linearen Leiteranordnung mit eingefügter Kompensationsleitung oberhalb der Leiter betrachtet werden. Damit ergibt sich Bild 8. Zu erkennen ist zunächst, dass es je nach Wahl der Phase des Kompensationsstromes durchaus zu einer leicht verringerten maximalen magnetischen Flussdichte kommen kann, auch für größere Kompensationsströme. Mit zunehmendem Betrag des Kompensationsstromes steigen jedoch sowohl die Fläche, in der es zu Grenzwertüberschreitungen

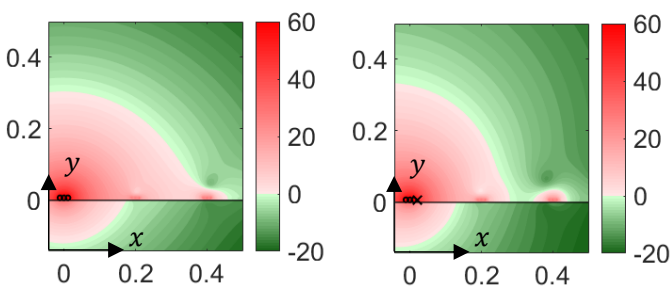


**Bild 9:** Zusammenhang zwischen maximaler Flussdichte und Fläche mit Grenzwertüberschreitung bezogen auf kompensationslosen Fall.



kommt, als auch die Summe der Beträge der magnetischen Flussdichte in diesen Bereichen. Dafür sinkt aber die durchschnittliche magnetische Flussdichte im betrachteten Bereich. Damit ist es also durchaus denkbar, dass insgesamt eine Verbesserung der Verhältnisse für einen konkreten Anwendungsfall erreicht werden kann. Allerdings müssen bei der Auslegung der Kompensationsleiter stets die genauen Gegebenheiten untersucht werden, da eine ungünstige Auslegung zu einer deutlichen Verschlechterung der Ergebnisse führen kann. Beispielhaft wird dies in Bild 9 für den Zusammenhang zwischen der Fläche, in der eine Grenzwertüberschreitung auftritt, und der maximal auftretenden Flussdichte dargestellt für zwei unterschiedliche Wahlen der Phase des Kompensationsstromes. Es zeigt sich hier, dass sowohl eine leichte Verringerung als auch eine deutliche Erhöhung der maximalen Flussdichte in Verbindung mit einer größeren Fläche der Grenzwertüberschreitung auftreten kann.

In einigen Fällen kommt es zu einer Verzerrung der Verläufe im Gegensatz zum Fall ohne Kompensation, sodass die Grenzwerte nun zwar im betrachteten Gebiet teilweise eingehalten werden, aber andererseits dafür nun an anderen Stellen überschritten werden. Es liegt also eine lokale Verbesserung vor. Anwendung kann dies finden, wenn beispielsweise mit Hilfe eines zusätzlichen Leiters das Feld in einen Bereich konzentriert werden kann, in dem sich üblicherweise keine Personen aufhalten und im Gegenzug in dem Gebiet mit Personen die Felder abgesenkt werden können. Um dies zu untersuchen, wird nun ein konkreter Auswertungspunkt ausgewählt. An diesem wird der Betrag der magnetischen Flussdichte in



**Bild 10:** Resultierender Feldverlauf ohne Kompensationsleiter (links) und mit Kompensationsleiter (rechts).

Abhängigkeit von Kompensationsstrom (Betrag sowie Phase) für unterschiedliche Positionen der Kompensationsleiter untersucht. In Bild 10 wird der resultierende Feldverlauf mit dem Verlauf ohne Kompensationsmaßnahme verglichen. Die o.g. Verzerrung ist hier deutlich zu erkennen.

## 6 Zusammenfassung

In dem Beitrag wird ein semianalytisches Verfahren für die Berechnung der Schirmwirkung von ausgedehnten leitfähigen Platten gegen Magnetfelder von geradlinigen, parallelen Leiteranordnungen vorgestellt. Dieses Verfahren wurde auf unterschiedliche Konfigurationen angewendet, um grundsätzliche Aussagen zur Schirmwirkung von Fahrzeugkarosserien zu erhalten. Insgesamt kann festgehalten werden, dass die Einhaltung von Personengrenzwerten durch die Karosserie deutlich unterstützt werden kann. Kompensationsleiter bieten für die betrachteten Fälle jedoch nur geringe Potentiale zur Verringerung der auftretenden Flussdichten. Nur in einem relativ kleinen Volumen lassen sich damit Verbesserungen erzielen. Insofern sind andere Möglichkeiten wie beispielsweise die Einhaltung eines gewissen Abstandes zwischen Personen und den HV-Leitungen möglicherweise leichter und kostengünstiger umzusetzen.

## Literaturangaben

- [1] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection: ICNIRP Guidelines for limiting Exposure to Time - Varying electric, magnetic and electromagnetic Field (up to 300 GHz). Health Physics 74 (4) (1998), S. 494-522
- [2] K. Feldhues, M. Diebig, S. Frei: Analysis of the Low Frequency Shielding Behavior of High Voltage Cables in Electric Vehicles, Gothenburg: EMC Europe (2014)
- [3] A. Kost, M. Ehrlich: „Abschirmung magnetischer Störfelder mit Stahlplatten“, 3. Internat. Kongress f. Elektromagnetische Verträglichkeit, Karlsruhe, Berlin, Offenbach, VDE-Verlag (1992), S. 421-432
- [4] \_\_\_\_\_, Partial Differential Equation Toolbox™: User's Guide. R2016b. Natick: The MathWorks, Inc (2016)
- [5] M. Klingler: „Modeling and simulation of powertrains for electric and hybrid vehicles“, Workshop on EMC Issues in Hybrid and Electric-Propulsion Vehicles at 2009 IEEE Int. EMC Symp., Austin, TX, USA, URL: [http://www.jastech-emc.com/papers/IEEE-EMC\\_TP4\\_2009.pdf](http://www.jastech-emc.com/papers/IEEE-EMC_TP4_2009.pdf) (2009, Stand: 29.11.2017)
- [6] F. M. Tesche, M. Ianoz und T. Karlsson: „EMC Analysis Methods and Computational Models“, New York: Wiley (1997)

# Antennensimulationen in der Automobilindustrie für Spezialfahrzeuge

Melanie Rohe, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH, Entwicklung Elektrik  
Sascha Dietrich, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH, Qualität Produktion  
Martin Hellmann, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH, Qualität Produktion  
Sebastian Schreiber, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH, Qualität Produktion

## 1 Einleitung

Die EMV gewinnt beim Schutz von Geräten und Systemen gegenüber elektromagnetischen Bedrohungsformen zunehmend an Bedeutung. Durch die steigende Anzahl an Helferlein wie Kommunikations- und Navigationssystemen in Fahrzeugen auf geringem Bauraum muss die gegenseitige Beeinflussung möglichst gering gehalten werden. Spezialfahrzeuge der Automobilindustrie sind sehr umfangreich mit Ortungssystemen, Störsendern und Sende-Empfangseinrichtungen ausgestattet. In der Entwicklungsphase ist die Positionierung der Antennen ein wesentlicher Faktor. Willkürliche Änderungen der Antennenpositionen in der Umsetzungsphase sind mit einem hohen Kostenaufwand verbunden und würden den finanziellen und zeitlichen Rahmen sprengen. Bereits während der Definitions- und Konzeptphase können die Abstrahlcharakteristika und Feldverteilungen der verschiedenen Antennenformen analytisch untersucht werden. Gleichzeitig kann der Personenschutz betrachtet werden, indem untersucht wird, wie hoch die elektrischen Feldstärken an den typischen Aufenthaltsorten von Personen sind. Hier werden beide Kriterien bewertet – die Abstrahlcharakteristik der Antennen sowie der Personenschutz gegenüber Strahlungsfeldern.

## 2 Fahrzeug – HX

Die HX-Varianten sind geländegängige Fahrzeuge der militärischen Sonderentwicklung. Aber sie werden nicht nur bei der Bundeswehr, sondern auch in zivilen Einrichtungen - wie dem Technischen Hilfswerk (THW) – eingesetzt (Bild 1).



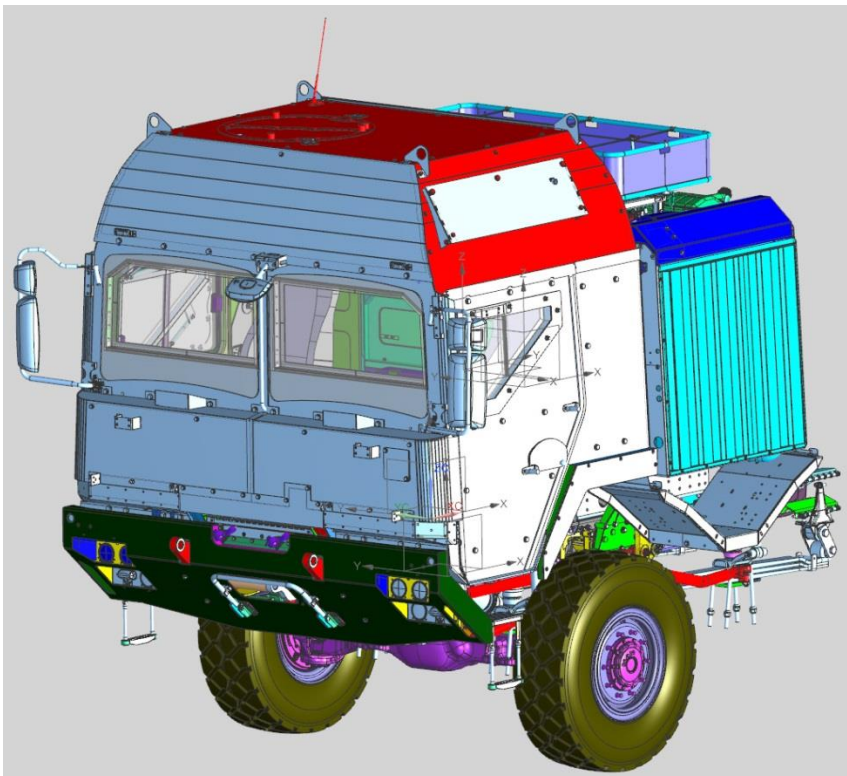
Bild 1 Logistikfahrzeug HX im militärischen (links) und im zivilen Bereich (rechts)



Zwecks verschiedener Kommunikationssysteme und GPS-Systeme hat das Fahrzeug mehrere Antennen. Der Frequenzbereich liegt zwischen 30 MHz und 2 GHz. Bei der Positionierung muss darauf geachtet werden, dass die Antennenkopplung möglichst gering und der Personenschutz gewährleistet ist.

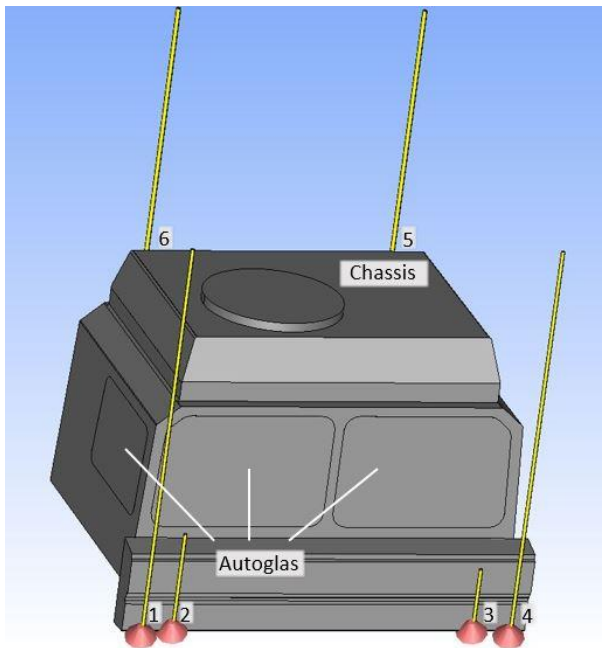
### Simulationsmodell

Das Fahrzeug der Baureihe HX besteht aus einem tragenden Chassis, dem Fahrerhaus und einem Lastzug zum Transport. Für Kommunikations- und Ortungssysteme sind an dem Fahrzeug sechs VHF- bzw. UHF-Antennen angeordnet. Vier Antennen sind auf einer Halterung an der Fahrzeugfront und zwei weitere auf dem hinteren Teil des Fahrerhausdaches angebracht. Entscheidend in dem Simulationsmodell sind die Fahrerkabine, das tragende Chassis sowie die sechs Antennen für die Funk-, Ortungs- und Kommunikationssysteme. Das CAD-Modell ist in Bild 2 dargestellt (ohne Antennen).



**Bild 2** CAD-Modell des HX

Bedingt durch die Größenordnung des Fahrzeuges, die hohe Anzahl von Komponenten, die Verlegung von Kabeln sowie die Modellierung jeder Schraube, erfordert es einen enormen Rechenaufwand. Um den Rechenaufwand zu reduzieren, werden die genannten Bauteile – insbesondere die im Innenraum der Fahrerkabine – nicht modelliert. Lediglich die Feldverteilung um das Fahrzeug sowie die maximale Feldstärke in der Fahrerkabine sind relevant. Bild 3 zeigt das angepasste Simulationsmodell.



**Bild 3** Simulationsmodell HX

Gekennzeichnet sind die Antennen (hier Monopolantennen) mit den Nummerierungen 1 bis 6, die wie folgt definiert sind:

- 1 ECM 1, V/UHF, 30 – 512 MHz (Comrod)
- 2 ECM 4, 800 – 1000 MHz (Cobham)
- 3 ECM 3, 1,7 – 1,9 GHz (Cobham)
- 4 ECM 2, V/UHF, 30 – 512 MHz (Comrod)
- 5 VHF 2, 30 – 88 MHz (Comrod)
- 6 VHF 1, 30 – 88 MHz (Comrod)

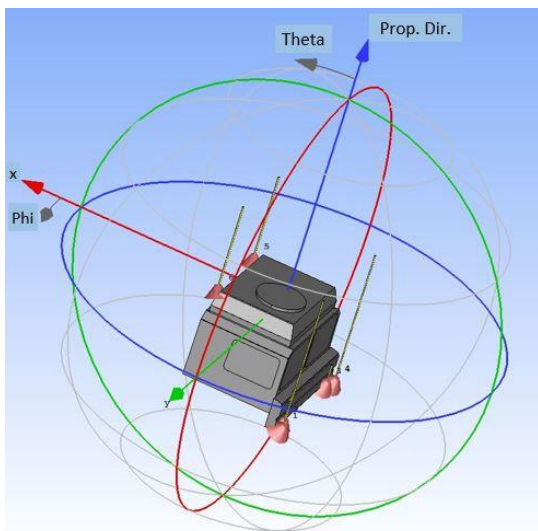
Bei der Antennenanordnung müssen verschiedene Kriterien bewertet werden. Aufgrund der Antennenkopplung sollte es einen Mindestabstand geben, der einem Viertel der Wellenlänge der kleinsten Frequenz entspricht, also  $\lambda/4$ . Hier ist  $f = 30$  MHz die kleinste Frequenz und entspricht einer Wellenlänge von  $\lambda = 10$  m. Das erfordert einen Mindestabstand von 2,5 m, das bei dem Fahrzeug nicht möglich ist. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist der Personenschutz. Um die Mindestanforderungen zu erfüllen, muss der Befestigungspunkt möglichst weit von den „typischen“ Aufenthaltsorten des Menschen entfernt sein. Das sind die Luke auf dem Dach und der Fahrer- und Beifahrersitz. Daraus ergeben sich die in Bild 3 dargestellten Anordnungen. VHF 1 und 2 sind auf den Dachkanten mit möglichst großem Abstand zur Dachluke platziert. Die Antennen ECM 1 bis 4 sind auf geringer Distanz zueinander und an den Außenkanten des Stoßfängers angebracht, um den Personenschutz zu gewährleisten und das Sichtfeld des Fahrers/Beifahrers nicht einzuschränken.

Für den Vergleich werden nach der Änderung der Befestigungspunkte lediglich die Antennen ECM 1 und ECM 2 betrachtet. Denn bedingt durch das begrenzte Volumen des Chassis und Fahrerhauses gibt es nicht viele Optionen für die Befestigungspunkte.

### 3 Simulationsergebnisse

Die numerische Analyse erfolgte mit der Simulationssoftware CST Studio Suite. Im Vordergrund stehen die vier Antennen ECM 1 bis 4. In den Simulationsergebnissen

werden die beiden VHF-Antennen auf dem Fahrzeugdach nicht betrachtet. Zum einen werden sie nicht abgeschattet, und zum anderen stellen sie in erster Linie keine Bedrohung für den Personenschutz innerhalb der FahreKabine dar.

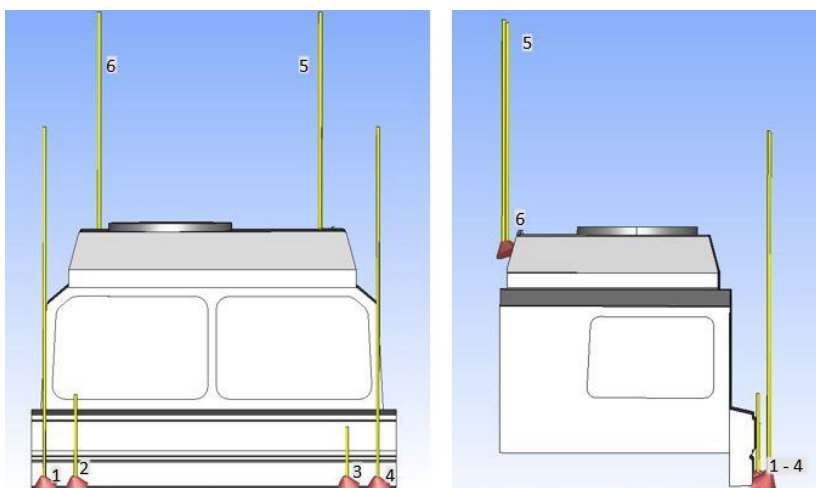


**Bild 4** Perspektive der Simulationsergebnisse

Neben den Abmaßen müssen die Materialeigenschaften des Modells definiert sein. Beim Fahrzeug wird Panzerstahl eingesetzt, dessen Eigenschaften in einer Spezifikation beschrieben sind. Allerdings sind lediglich die mechanischen und klimatischen Eigenschaften angegeben. Die elektrische Leitfähigkeit ist nicht bekannt. Aufgrund dessen wurde als Material ein verlustbehafteter Stahl gewählt. Die Antennen bestehen aus Aluminium, das ebenfalls verlustbehaftet ist. In der Materialbibliothek wurden auch die Eigenschaften von Glas definiert, das für die Front- und Seitenscheiben gewählt wurde. Gezeigt werden die Simulationsergebnisse aus der Perspektive nach Bild 4.

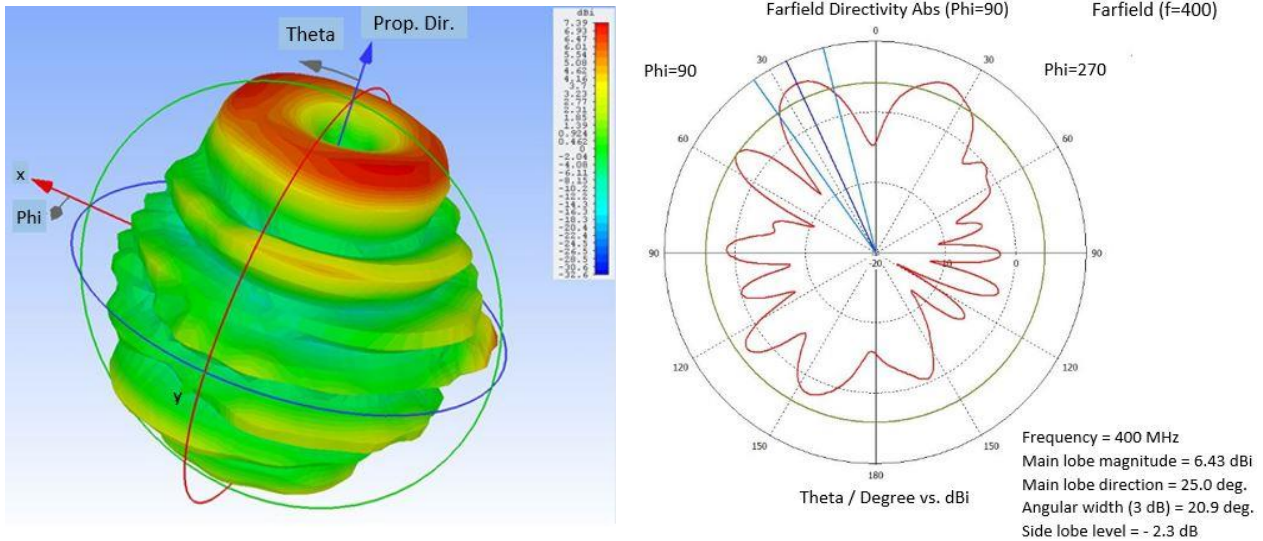
### 3.1 Antennenposition 1

In dem ersten Simulationsmodell befinden sich alle vier Antennen an der Fahrzeugfront, das in Bild 5 als Seiten- und Frontansicht dargestellt ist.



**Bild 5** Antennenposition 1, Front- (links) und Seitenansicht (rechts)

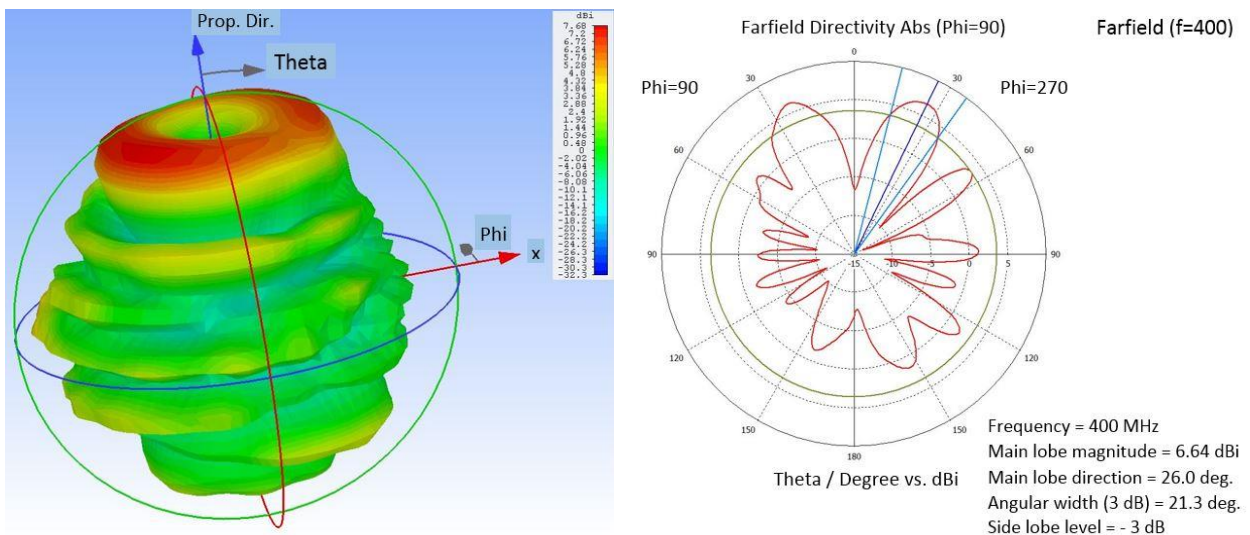
Gezeigt werden die Feldverteilungen und Richtdiagramme aus der in Bild 4 dargestellten Perspektive. Die ersten Simulationsergebnisse in Bild 6 zeigen die Abstrahlcharakteristik der ECM 1 (V/UHF, 30 – 512 MHz) bei einer Frequenz von 400 MHz. Die Feldverteilung entspricht - wie erwartet - der einer typischen Monopolanterne.



**Bild 6** Feldverteilung (links) und Richtdiagramm (rechts) der ECM 1, Außenseite rechts der Fahrzeugfront

Die Hauptkeule zeigt in Richtung  $\vartheta = 25^\circ$  (Theta), hat ein Maximum von 6,43 dBi und einen Öffnungswinkel von 20,9°. In dem Richtdiagramm zeigt sich eine relativ hohe Anzahl von Nebenkeulen, die durch Reflexionen am Fahrzeug verursacht werden.

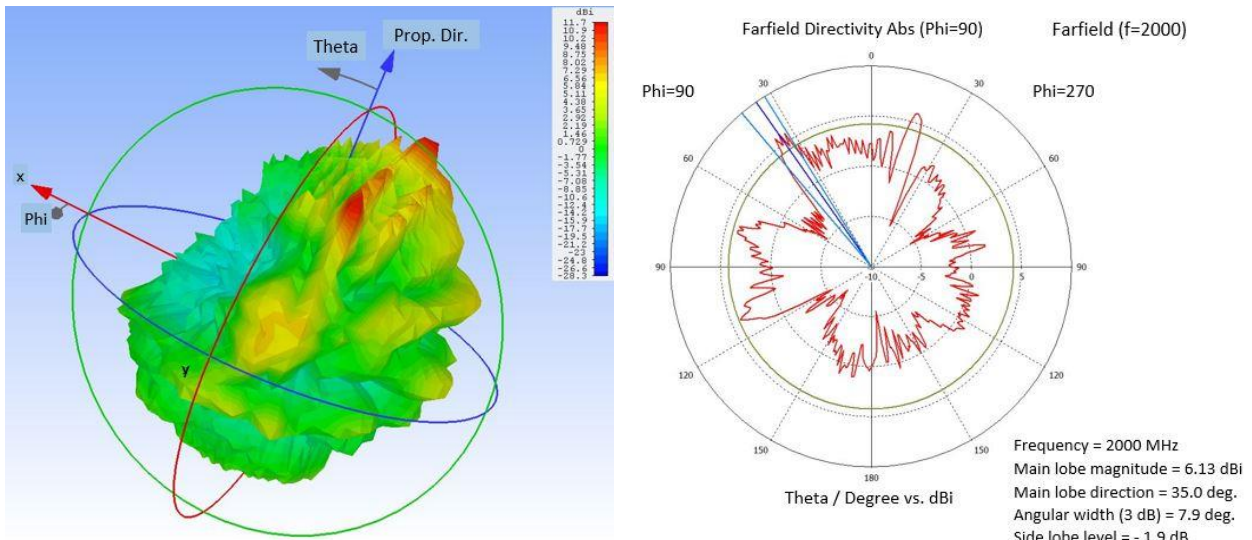
Wie zu erwarten weist die linke äußere Antenne ECM 2 (V/UHF, 30 – 512 MHz) die annähernd gleichen Abstrahleigenschaften auf – die Hauptkeule, der Öffnungswinkel, die maximale Amplitude und die Bildung von Nebenkeulen. Hier sind in Bild 7 die Feldverteilungen von der anderen Fahrzeugseite dargestellt.



**Bild 7** Feldverteilung (links) und Richtdiagramm (rechts) der ECM 2, Außenseite links der Fahrzeugfront

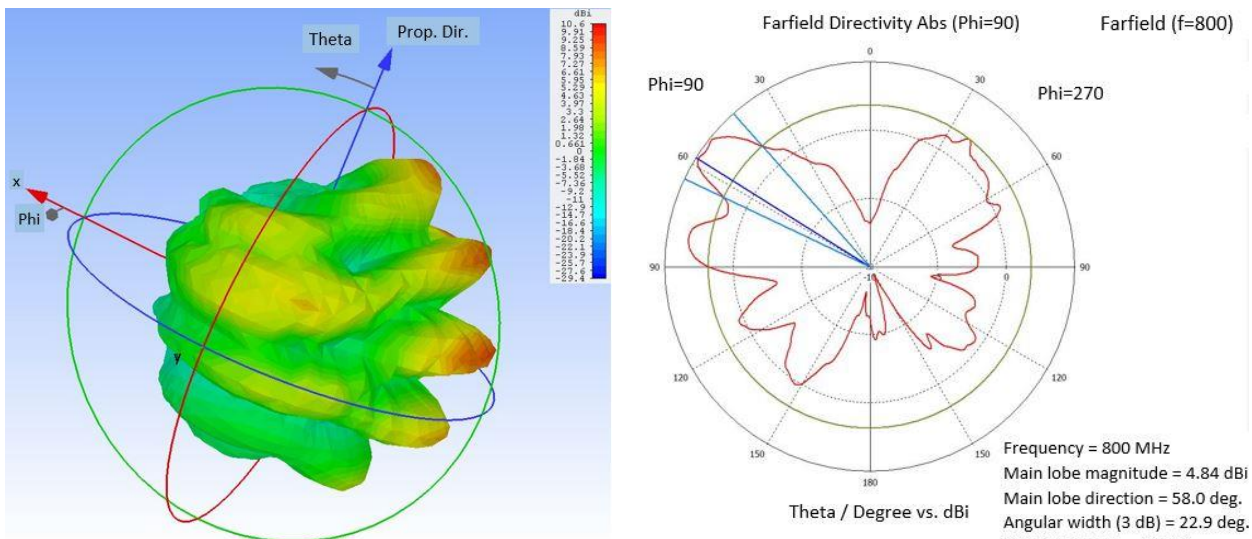


Bild 8 und Bild 9 zeigen die Simulationsergebnisse für die ECM 4 (800 – 1000 MHz) und ECM 3 (1,7 – 1,9 GHz). Erkennbar sind wesentlich mehr Nebenkeulen im Vergleich zu den beiden äußeren Antennen ECM 1 und 2.



**Bild 8** Feldverteilung (links) und Richtdiagramm (rechts) der ECM 3, Innenseite links der Fahrzeugfront

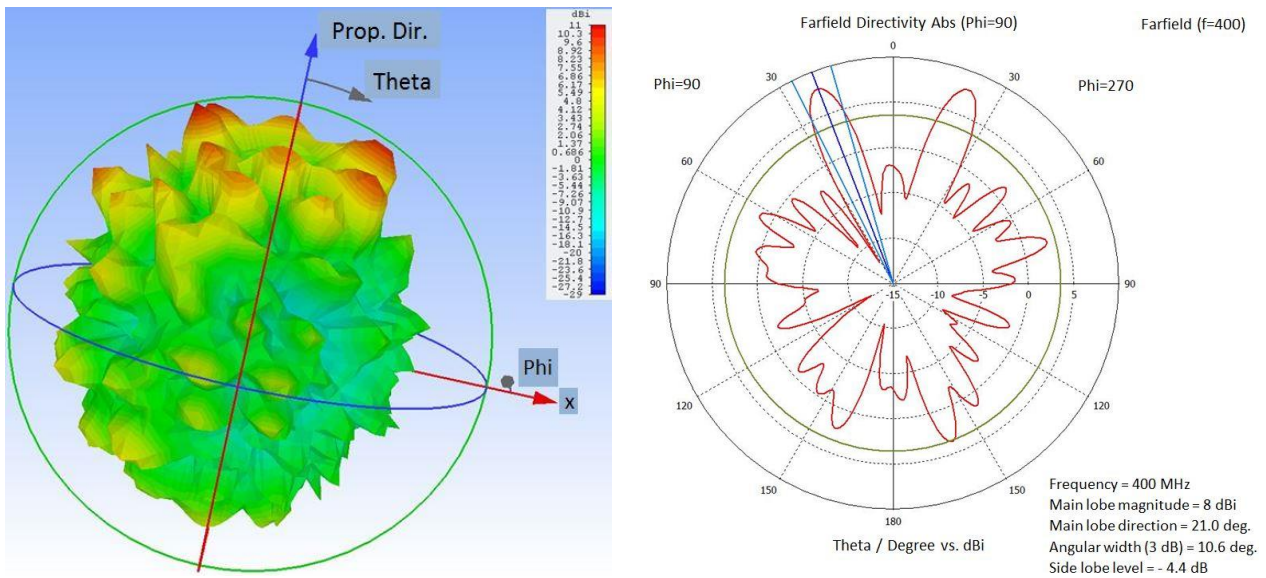
Ursache ist der geringere Abstand der beiden UHF-Antennen zum Fahrzeug - im Vergleich zu den beiden Antennen ECM 1 und 2 an den Außenseiten der Halterung. Die Folgen sind wesentlich größere Reflexionen am Chassis. Um die effizienteste Optimierung der Abstrahlungscharakteristik einer Antenne zu erreichen, müssen die Abstände zwischen Antennen und umgebenen Objekten möglichst groß sein, das hier nicht gegeben ist.



**Bild 9** Feldverteilung (links) und Richtdiagramm (rechts) der ECM 4, Innenseite rechts der Fahrzeugfront

Weiterhin ist interessant, wie die Verteilung des Gesamtfeldes ist. Für die Bewertung des Worst-Case wird angenommen, dass alle Antennen gleichzeitig im SendebetrieB sind. Das muss für alle Frequenzpunkte jeder einzelnen Antenne betrachtet werden. Hier wird die Analyse auf einem Frequenzpunkt begrenzt, weil es den Umfang der hier

beschriebenen Untersuchungen sprengen würde. Bild 10 zeigt die Feldverteilung und das Richtdiagramm des Gesamtfeldes bei einer Frequenz von 400 MHz.

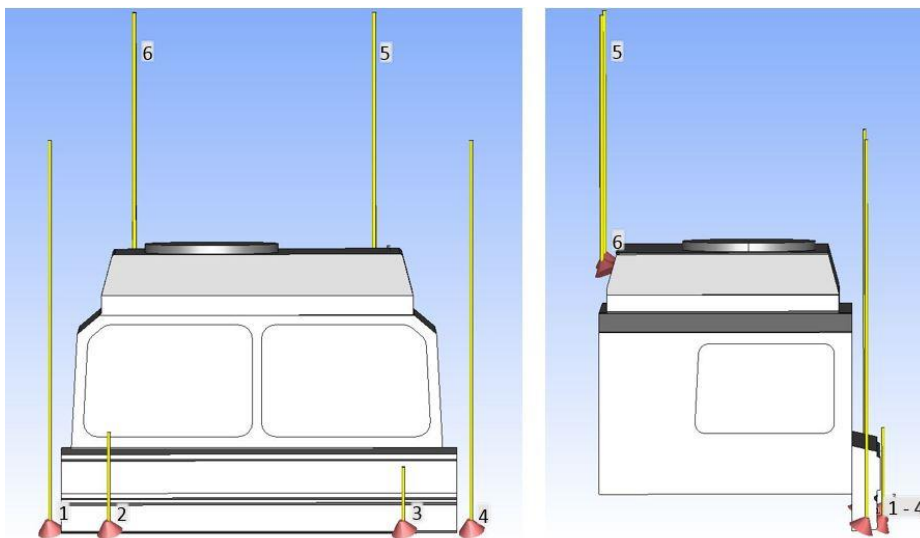


**Bild 10** Feldverteilung (links) und Richtdiagramm (rechts) des Gesamtfeldes

Die Abbildungen zeigen, dass sich aufgrund der gewählten Frequenz die Hauptkeulen der beiden V-/UHF-Antennen ECM 1 und 2 deutlich hervorheben. Der nächste Schritt ist die Positionsänderung der ECM 1 und 2, deren Abstrahlcharakteristik im nächsten Abschnitt untersucht wird. Hier wird die Verteilung des Gesamtfeldes nicht bewertet, weil es die gleichen Eigenschaften aufweisen wird.

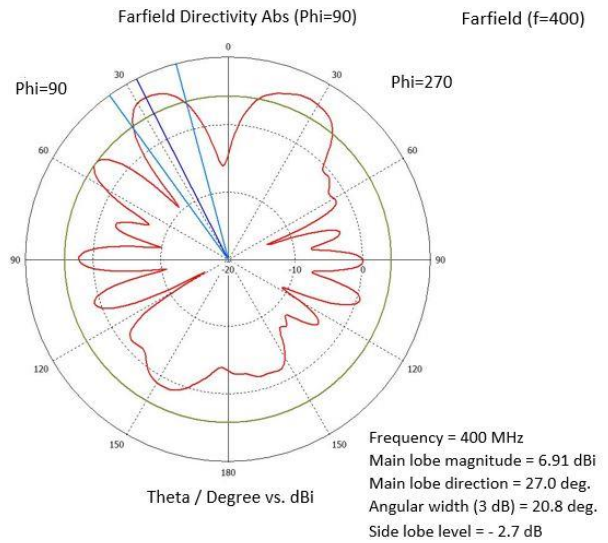
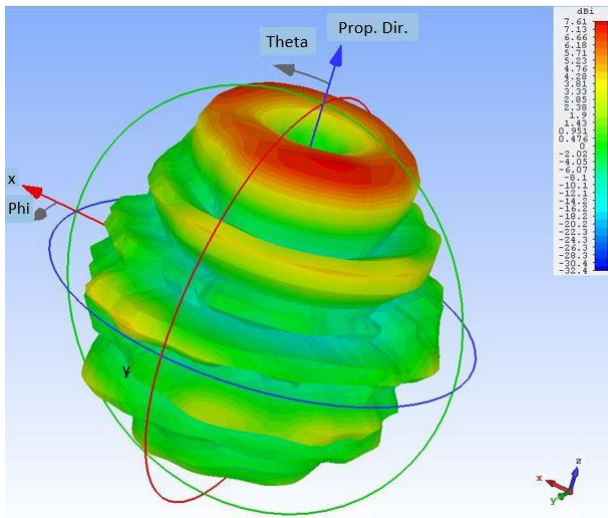
### 3.2 Antennenposition 2

Wie bereits beschrieben ändern sich die Befestigungspunkte der Antennen ECM 3 und 4 in dem zweiten Simulationsmodell nicht. Lediglich die beiden V/UHF-Antennen an den Außenseiten der Fahrzeugfront werden versetzt. Das ist in Bild 11 dargestellt.



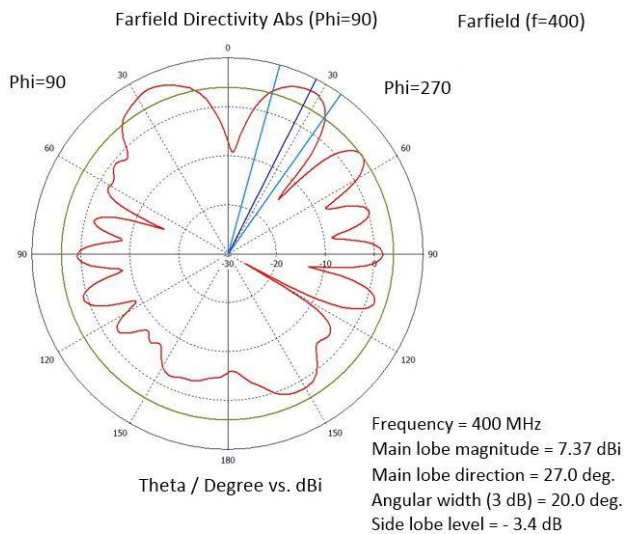
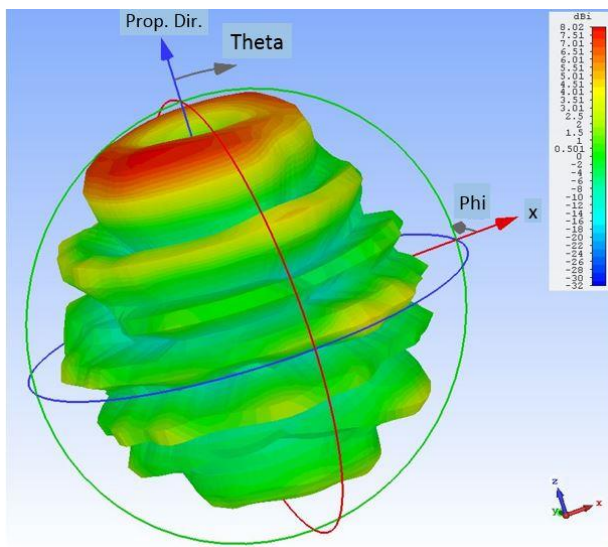
**Bild 11** Antennenposition 2, Front- (links) und Seitenansicht (rechts)

Bild 12 und Bild 13 zeigen die Feldverteilungen und Richtdiagramme der ECM 1 und 2 nach Änderung der Befestigungspunkte.



**Bild 12** Feldverteilung (links) und Richtdiagramm (rechts) der versetzten Antenne ECM 1

Die Hauptkeulen, die maximalen Amplituden und die Öffnungswinkel ändern sich nicht. Auffällig sind jedoch eine leichte Reduzierung von einzelnen Nebenkeulen sowie die Verlagerung von deren Maxima.



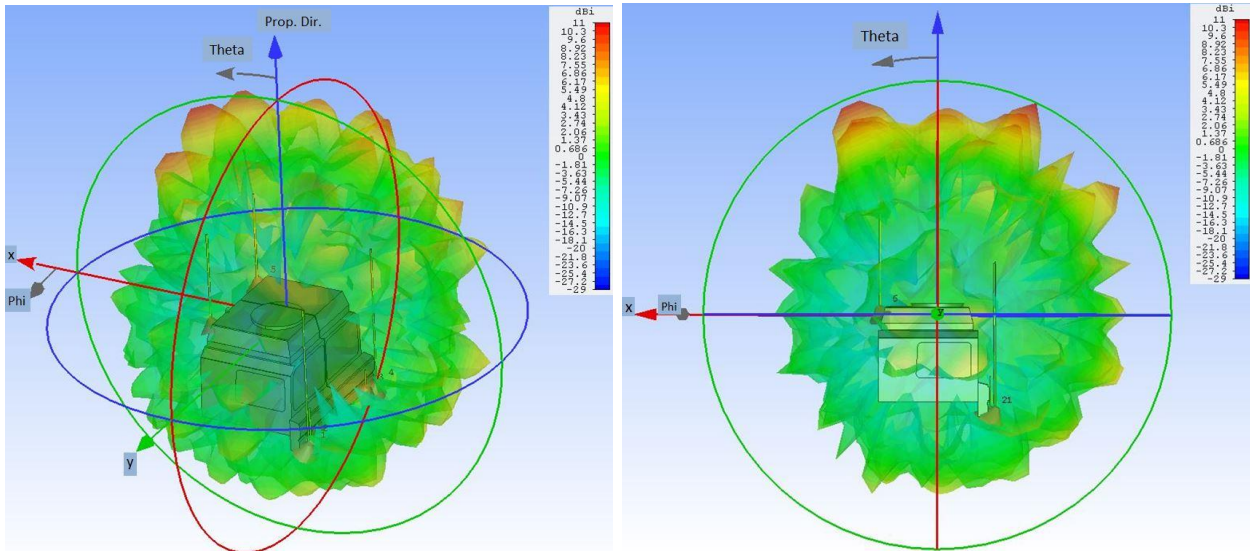
**Bild 13** Feldverteilung (links) und Richtdiagramm (rechts) der versetzten Antenne ECM 2

Die Ursachen sind zum einen der größere Abstand zu den benachbarten Antennen, zum anderen eine veränderte Abschattung durch die Halterung an der Fahrzeugfront. Ein weiteres wichtiges Kriterium ist der Personenschutz. Im nächsten Abschnitt wird die Feldverteilung gemäß gesetzlicher Vorschriften untersucht.



## 4 Bewertung des Personenschutzes

Zur Bewertung des Personenschutzes wird die DGUV Vorschrift 15 (Deutsche gesetzliche Unfallversicherung) – Elektromagnetische Felder – herangezogen [1]. International ist die sogenannte ICNIRP – International Commission for Non-Ionizing Radiation Protection – gültig, das im Wesentlichen die gleichen Messvorschriften beinhaltet. Es gibt keine festdefinierten Messpunkte. Die Positionierung der Feldsonden wird durch die typischen Aufenthaltsorte des Menschen bestimmt. Das sind zum Beispiel der Fahrer- und Beifahrersitz sowie die Dachluke. Die Messungen erfolgen auf Kopfhöhe, weil das Gehirn die empfindlichste Stelle des menschlichen Körpers ist.



**Bild 14** Feldverteilung um das Fahrzeug in Vogelperspektive (links) und Seitenansicht (rechts)

Die Feldsonde misst die elektrische Feldstärke auf 0,85 m Höhe über dem Fahrersitz und 0,15 m Entfernung von der Kopfstütze. Für die Bewertung müssen alle Frequenzbereiche der sechs Antennen berücksichtigt werden. Bedingt durch den großen Aufwand wird lediglich ein Frequenzpunkt – hier 400 MHz – gewählt, in dem das Feld beim Sendebetrieb der sechs Antennen betrachtet wird. In Bild 14 ist das Fahrzeug HX mit den Feldverteilungen - Vogelperspektive und Seitenansicht - dargestellt. Gemäß der DGUV wird eine Bewertung für mehrere Frequenzen durchgeführt. Als nicht kritisch wird es bewertet, wenn folgende Bedingung nach [1] eingehalten wird:

$$\sum_k \left( \frac{E_k}{E_{a,k}} \right)^2 \leq 1.$$

Darin bedeuten:

$E_k$  = gemessene Effektivwerte der elektrischen Feldstärke

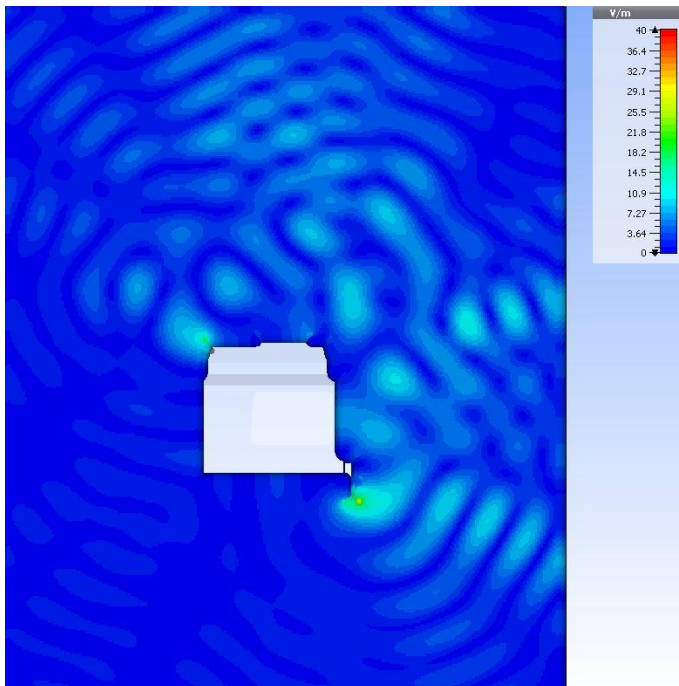
$E_{a,k}$  = zulässige Werte der elektrischen Feldstärke

Nach [1] beträgt der maximal zulässige Wert der elektrischen Feldstärke 61 V/m.

Bild 15 zeigt, dass die maximale elektrische Feldstärke  $E$  außerhalb der Fahrerkabine in etwa 35 V/m beträgt und damit wesentlich geringer als der maximal zulässige Wert ist.

Dieser Wert wird auf dem hinteren Teil des Fahrzeugdaches sowie vor dem Fahrzeug unterhalb der Halterung festgestellt.





**Bild 15** Feldverteilung um das Fahrzeug (Seitenansicht, rechts), hier: elektrische Feldstärke  $E$  in V/m,  $E_{max} \approx 35$  V/m

Da die Feldstärke aufgrund einer geschlossenen Kabine innerhalb des Fahrerraums noch geringer ist, ist hier der Personenschutz gewährleistet.

## 5 Zusammenfassung

Im Rahmen der Entwicklung logistischer Radfahrzeuge der Baureihe HX wurden bereits während der Definitions- und Konzeptphase numerische Feldberechnungen durchgeführt. Untersucht wurde die Positionierung von Antennen, die den Kommunikations- und GPS-Systemen dienen. Ziel war es die Abstrahlcharakteristik der Fahrzeugantennen zu untersuchen. Das wurde für einzelne Frequenzpunkte der Antennen durchgeführt. Die Anzahl möglicher Befestigungspunkte von Antennen an Chassis sind aufgrund der Rüstsätze begrenzt. Hier wurden zwei mögliche Anordnungen der Antennen untersucht. Zunächst waren vier Antennen an der Fahrzeugfront befestigt. Eine weitere Option war die Positionierung von zwei der vier Antennen an der linken bzw. rechten Seite des Stoßängers. Die Simulationsergebnisse zeigten, dass sich die Hauptkeulen, die maximalen Amplituden und die Öffnungswinkel nicht ändern. Hingegen war auffällig, dass leichte Reduzierungen von einzelnen Nebenkeulen auftraten sowie eine Verlagerung derer Maxima erfolgte.

Ein weiterer wichtiger Aspekt war die Bewertung des Personenschutzes, die nach der „Unfallverhütungsvorschrift Elektromagnetische Felder“ der DGUV erfolgte. Entscheidend waren die maximalen Feldstärken innerhalb der Fahrerkabine sowie die in der Nähe der Dachluke. Hier zeigte sich, dass der ausreichende Personenschutz gegeben war.

## 6 Literaturverzeichnis

- [1] DGUV - Deutsche Gesetzliche Unfallversicherung: Unfallverhütungsvorschrift Elektromagnetische Felder, Vorschrift 15, Juni 2001

# Charakterisierung der Gleichtaktdrossel für Multi-Gig-Kommunikation in Automotive-Ethernet-Netzwerken

M.Sc. Sanaz Mortazavi, Volkswagen AG, EMV-Abteilung  
Dr.-Ing. Detlef Schleicher, Volkswagen AG, EMV-Abteilung  
Dipl.-Ing. Frank Schade, Volkswagen AG, EMV-Abteilung  
Prof. Dr.-Ing. Friedel Gerfers, Technische Universität Berlin, Mixed Signal Circuit Design

## 1 Abstract

In diesem Artikel wird eine SMD-Gleichtaktdrossel für Kommunikationssysteme (wie 100Base-T1) untersucht. Zusätzlich werden zwei weitere Drosseln von verschiedenen Herstellern für Multi-Gig Ethernet Kommunikation im Automobil (wie 1000Base-T1) hinsichtlich ihrer Hochfrequenzeigenschaften im Detail charakterisiert.

Zunächst werden die relevanten Automotive Ethernet Standards gegenübergestellt.

Anschließend wird ein geeignetes SPICE-Schaltungsmodell für die Gleichtaktdrossel vorgeschlagen. Dieses Modell enthält alle parasitären Effekte einschließlich Gehäuse-, Aufbau- und Löteteffekten.

Als nächstes wird die Gleichtakt- (CM) und Gegentakt- (DM) Impedanz der Drossel mit einem Impedanz-Analysator gemessen, welcher einen Frequenzbereich von bis zu 120 MHz abdeckt.

Im Weiteren werden die Streuparameter (S-Parameter) und die Mixed-Mode S-Parameter der erwähnten Drosseln mit einem 4-Port-Vektornetzwerkanalysator in einem Frequenzbereich von 1 MHz bis 1 GHz gemessen. Die S-Parameter der Drossel mit Gleichtakt-Terminierung werden auf die gleiche Weise untersucht. Eine 3-Port Konfiguration wird für die Bewertung der Unterdrückung der Gleichtaktströme aufgebaut. Zur Charakterisierung der CMC, wird ein Satz von Breitband-Leiterplatten mit 3-Port- und 4-Port-Konfigurationen entworfen und hergestellt. Diese dienen als Halterplatte für die CMC-Messungen. Um die Effekte solcher einer Test-Fixture zu entfernen, wird die De-Embedding-Methode angewendet.

Der Vergleich zwischen den gemessenen Parametern und den Simulationsergebnissen zeigt eine gute Übereinstimmung.

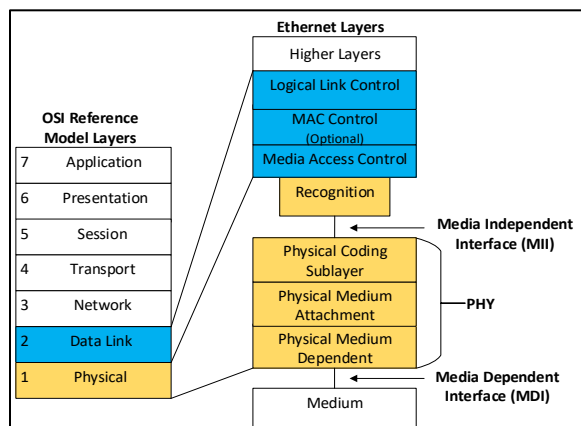
## 2 Einleitung

Die zukünftigen Breitbandanforderungen im Automobil stellen die Kraftfahrzeughersteller weltweit vor neue Herausforderungen. Die Automobilindustrie bereitet sich auf die komplette Umsetzung des autonomen Fahrens (künstliche Intelligenz), neue 5G-Kommunikationsstandards und car-2-car bzw. car-2-x Technologie vor. Insbesondere der steigende Bedarf an Videodatenübertragung im Kraftfahrzeug setzt sehr schnelle Datenkommunikation voraus. In der nächsten Generation der Ethernet-Kommunikation wird die Erhöhung der Datenraten auf 1 Gbit/s angestrebt. Allerdings wird auch schon heute über Datenraten von bis zu 20 Gbit/s, mit höheren Puls-Amplituden-Modulations (PAM)-Stufen, diskutiert.

In den meisten Hochgeschwindigkeits-Telekommunikationssystemen, wie sie beispielsweise in Fahrzeugen eingesetzt werden sollen, werden Twisted-Pair-Datenleitungen (TP) als Medium verwendet. Mit steigenden Frequenzen werden die Datenleitungen gegen Störungen anfälliger. Das mittlerweile etablierte 100 Mbit-Ethernet über ungeschirmte verdrehte Datenleitungen (UTP) kann die Anforderungen der Multi-Gig Kommunikation aber nicht ganz erfüllen. Geschirmte verdrehte Leitungen (STP), geschirmte Paralleleitungen (SPP) und Koaxialleitungen scheinen die geeigneten Alternativen zu sein, da diese Leitungen bessere Hochfrequenzeigenschaften aufweisen. Sowohl bei UTP- als auch bei STP-Leitungen kommen differentielle Datenübertragungsverfahren (DM) zum Einsatz. Das DM-Verfahren hat den gravierenden Vorteil, dass es gegen das Umgebungsrauschen relativ gut geschützt ist [1]. Während der Übertragung des DM-Signals durch die erwähnte Datenleitung, wird jedoch dem Nutzsignal unerwünschtes CM-Rauschen überlagert. Diese Störung ist das Ergebnis der Modenkonversion aufgrund der Asymmetrie der Kabeladern, Adapterleitungen [2] und von extern eingekoppelten Störungen auf dem Kanal. Um die CM-Störungen zu unterdrücken, wird eine Gleichtakt-Drossel (Common Mode Choke / CMC) zwischen dem Kanal und der physischen Schicht (PHY) platziert, so dass nur die gewünschten DM-Signale durchgelassen werden. Die Funktion von CMCs hat eine starke Auswirkung auf die Gesamtsystemleistung. Daher sollten die CMCs für die gewünschte Anwendung optimiert werden.

### 3 Definition des Automotive Ethernet Standards

Die High-speed Datenübertragung über Ethernet als Voraussetzung für die Implementation von BigData im Fahrzeug erfordert eine große Bandbreite im Frequenzspektrum, was zu Interferenzen durch elektromagnetische Emissionen und zu einer Verschlechterung der Immunität führen kann.



Die in IEEE 802.3 standardisierte IP-basierte Ethernet-Technologie definiert die Anforderungen der ersten und zweiten Schicht des OSI-Schichtenmodells. Der genannte Standard soll für den Einsatz im Fahrzeug angepasst und optimiert werden [3]. Bild 1 zeigt das Referenzmodell (OSI-Modell) für Netzwerkprotokolle als Schichtenarchitektur.

**Bild 1:** Referenzmodell (OSI-Modell) für Ethernet-Architektur [4]

Die etablierten Automotive Ethernet Standards sind a) IEEE 802.3bw für 100BASE-T1 und b) IEEE 802.3bp für 1000BASE-T1. In Tabelle 1 sind die Details bezüglich der beiden erwähnten Standards dargestellt.

### 3.1 IEEE 802.3bw Standard /100BASE-T1

Ethernet Technology	100BASE-T1	1000BASE-T1
Standard	IEEE 802.3bw	IEEE 802.3bp
Data-Rate	100Mbps	1000Mbps
Coding	PAM-3	PAM-3
Bandwidth	33,3 MHz	375 MHz
Operation Mode	Full Duplex	Full Duplex
Medium	1-pair UTP	1-pair UTP/STP
Baud-Rate	66,6 Mbps	750 Mbps
Medium Length	15 m	15 m/40 m

Die 100 Mbit/s Datenübertragung im Automobilbereich ermöglicht die Integration unterschiedlicher Anwendungen in einem kompakten Ethernet-Netzwerk über ein Single-Pair-Kabel. Gleichzeitiger Send- und Empfangsbetrieb, d. h. Vollduplex, über ein UTP-Kabel mit PAM-3 zeichnet diese Technologie aus. Im 100BASE-T1 Standard wird die Bandbreite auf 33,3 MHz begrenzt [4].

Tabelle1: Automotive Ethernet Standards

### 3.2 IEEE 802.3bp Standard/1000BASE-T1

Zur Erhöhung der Datenraten im Fahrzeug auf 1 Gbit/s wurde der 1000BASE-T1 IEEE Standard eingeführt. Diese Kommunikationstechnologie basiert auf einer Punkt-zu-Punkt Vollduplex Datenübertragung über eine TP-Leitung [4]. Eine wesentliche Verbesserung durch Verwendung von 1000Base-T1 gegenüber 1000Base-T ist die Reduzierung von vier Übertragungskanälen auf einen einzigen Kanal. Somit wird das Problem des Übersprechens zwischen den Leitungspaaren behoben. Hierfür wird das etablierte PAM3-Modulationsverfahren verwendet. Dieses bringt ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) mit sich, jedoch erfordert es eine Baudrate von 750 Mbaud.

### 3.3 Ethernet Übertragungsstrecke

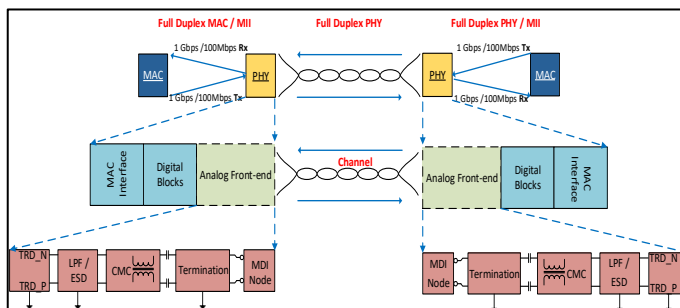


Bild 2: Ethernet Übertragungsstrecke [5]

Bild 2 gibt einen Überblick über die Ethernet Übertragungsstrecke. Ein PHY besteht aus digitalen und analogen Blöcken. Alle einzelnen Komponenten müssen bestimmte EMV-relevante Anforderungen erfüllen. Von daher sollten sie hinsichtlich der EMV-Anforderungen untersucht werden [4].

Zu diesem Zweck sind Ersatzschaltbilder zu entwerfen und durch Messungen zu verifizieren. Die Modellierung solcher Ersatzschaltbilder wird mit zunehmender Frequenz immer schwieriger. Daher muss das HF-Verhalten aller Komponenten berücksichtigt werden. In den folgenden Kapiteln wird die CMC als einer der Bausteine des Übertragungssystems im Detail besprochen.

## 4 Modellierung und Charakterisierung der CMC

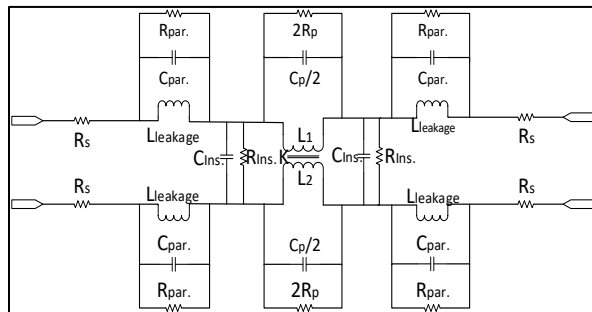
Wie bereits erwähnt, wird die differenzielle Datenübertragung der Ethernet-Kommunikation eingesetzt. In Wirklichkeit wird jedoch aufgrund von Asymmetrien Rauschen auftreten. Ein effizienter Weg, dieses Rauschen zu minimieren, besteht darin, einen Filter einzufügen, der dieses unterdrückt. Dies kann durch Verwendung einer Gleichtaktdrossel erreicht werden, die in den Übertragungskanal eingefügt ist.

### 4.1. Funktion der Gleichtaktdrossel für Common Mode Unterdrückung

Der Common Mode Filter basiert auf zwei gekoppelten Induktivitäten. Er enthält zwei Spulen mit mehreren Wicklungen. Die Wicklungen sind so angeschlossen, dass sich Gleichtaktströme aufheben, während Gegentaktströme idealerweise nicht beeinflusst werden [6]. Gleichtaktdrosseln zeigen eine niedrige Impedanz für differentielle Signale. Dies geschieht, weil die Magnetflüsse der beiden Spulen sich gegenseitig aufheben. Bei CM-Signalen fließen die magnetischen Flüsse in die gleiche Richtung. Demzufolge wird eine hohe Impedanz innerhalb des Ferritkerns der CMC erzeugt. Somit wirkt die Drossel als ein Filter gegen den Gleichtaktstrom.

### 4.2. Ersatzschaltbild der Gleichtaktdrossel

Um das allgemeine äquivalente Schaltungsmodell der CMC zu entwickeln, werden die Gleichtakt- und Gegentakt Schaltungen getrennt entworfen. Die detaillierten Schritte können aus [7] entnommen werden. Das vollständige äquivalente Schaltungsmodell der CMC ist in Bild 3 dargestellt. Der mittlere Teil des Modells basiert auf dem CM-Modell,



das die Selbstinduktivität, die Wicklungskapazität und den Widerstand der Spule enthält. Der linke und der rechte Teil der Schaltung repräsentieren die parasitären Parameter der CMC, die vom Differential Mode beigetragen werden. Um die Isolation zwischen den beiden gekoppelten Induktivitäten zu gewährleisten, werden  $R_{ins.}$  und  $C_{ins.}$  als Isolationsparameter eingefügt.

**Bild 3:** Äquivalente Schaltung der CM-Drossel

Die Parameter des Simulationsmodells sind aus Messergebnissen extrahiert worden. Das vorgeschlagene Modell wird im nächsten Abschnitt für Impedanz- bzw. S-Parameter-Simulationen eingesetzt.

## 5 Simulation und Messergebnisse

In diesem Abschnitt werden drei SMD-Gleichtaktdrosseln, wie sie für 100BASE-T1 bzw. 1000BASE-T1 Ethernet Kommunikation im Automobil vorgesehen sind, unter Verwendung von Mixed-Mode-S-Parametern (bis 1 GHz) bzw. CM- und DM-Impedanz (bis 120 MHz) untersucht und charakterisiert.

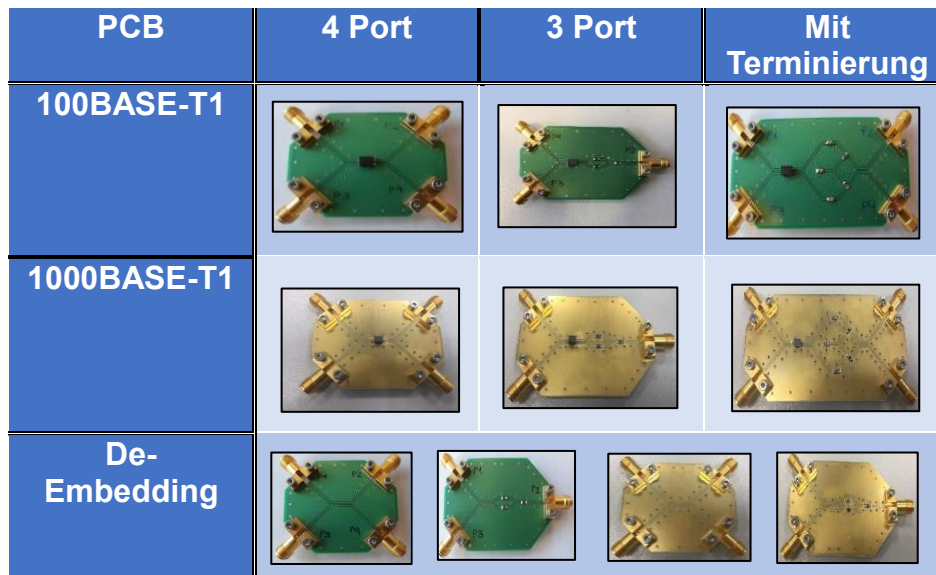
## 5.1. PCB-Design für CMC-Messung

Zur Charakterisierung der Gesamteigenschaften der CMC, wurde ein Satz 4-Port bzw. 3-Port Platinen als Test-Fixture aufgebaut. Die beste Messmethode zur Bestimmung der Modenkonzersion zwischen CM und DM ist das 3-Port-Messverfahren [8].

Die CMC ist in der Mitte zwischen den Differenzsignalleitungen aufgelötet.

Um die CMC geeignet für 100BASE-T1 zu messen, wurden passende Layouts für FR4-PCBs mit  $\tan \delta$  0,01 und einer Dicke von 1,5 mm entworfen und hergestellt. Da es sich bei dem 1000BASE-T1 Standard um höhere Frequenzbereiche handelt, wurden für die Test-Fixtures Leiterplatten mit sehr guten Hochfrequenzeigenschaften ausgewählt. Hierfür wurde RO4350B mit  $\tan \delta$  0.0037 und einer Permittivität  $\epsilon_r = 3,48$  (bis 10 GHz) eingesetzt.

Als Übertragungsleitungen werden koplanare Wellenleiter (CPW) verwendet. Die Breite der Mikrostreifenleitungen (Traces) und der Abstand zur Massefläche wurde für eine Impedanz von  $50 \Omega$  berechnet.



In den folgenden Schritten werden die Impedanz- bzw. S-Parameter-Messungen der CMC mit der beschriebenen Test-Fixture erläutert.

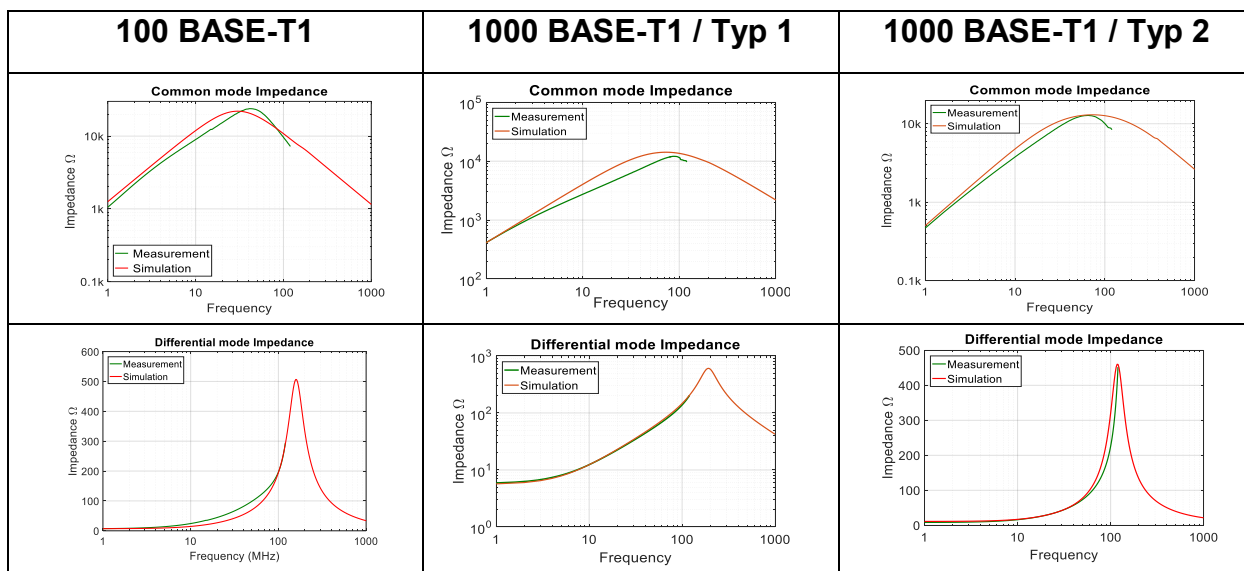
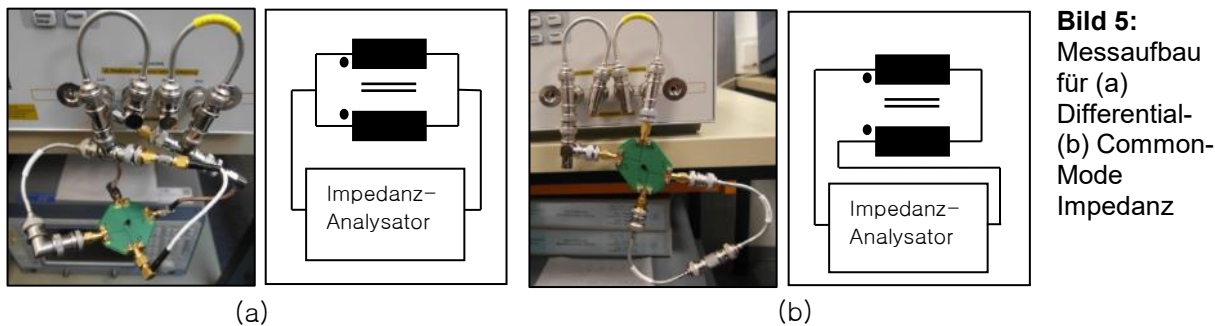
**Bild 4:** Test-Fixtures mit montierter CM Drossel und De-Embedding-PCBs

Um die Einflüsse der Testplatine zu entfernen und damit die Genauigkeit der CMC-Messungen zu verbessern, wurden die Messergebnisse unter Verwendung der De-Embedding Boards aus den DUT- („Device under test“) Messergebnissen extrahiert. In Bild 4 sind die aufgebauten PCBs zu sehen.

## 5.2. Impedanz-Messung

Häufig beschreiben die Hersteller ihre CMC-Eigenschaften, indem sie die CM- und DM-Impedanz spezifizieren. Je höher die Gleichtaktimpedanz, desto kleiner ist das Gleichtaktsignal, das durch die CMC gelangen kann [9].

Unter Berücksichtigung der unterschiedlichen Messaufbauten für die DM- und CM-Impedanz wird das äquivalente Schaltungsmodell simuliert. Der Messaufbau ist in Bild 5 zu sehen. Die Simulations- bzw. Messergebnisse sind in Bild 6 dargestellt.



**Bild 6:** Differential- und Common Mode Impedanz, Messung und Simulation

Wie erwartet, zeigen die untersuchten Drosseln bei Differential Mode eine niedrige Impedanz und sind für CM-Störungen dementsprechend hochohmig. Die oben dargestellten Ergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung.

### 5.3. Mixed-Mode S-Parameter-Messung

S-Parameter sind die geeigneten Parameter zur Bestimmung der allgemeinen DUT-Eigenschaften wie Reflexion und Transmission.

Zur Beurteilung der differentiellen Übertragungseigenschaften wie Einfügedämpfung, Rückflussdämpfung und Modenkonzessions-Unterdrückung kommen Mixed-Mode S-Parameter zum Einsatz.

#### 5.3.1. Common Mode Termination

Um die elektromagnetische Interferenz (EMI) und die Empfindlichkeit gegenüber Gleichtaktstörungen in vordefinierten Frequenzbereichen zu reduzieren, sollte eine CM-Terminierung vorgesehen werden. Gleichtaktstörungen, die in einer TP-Datenleitung

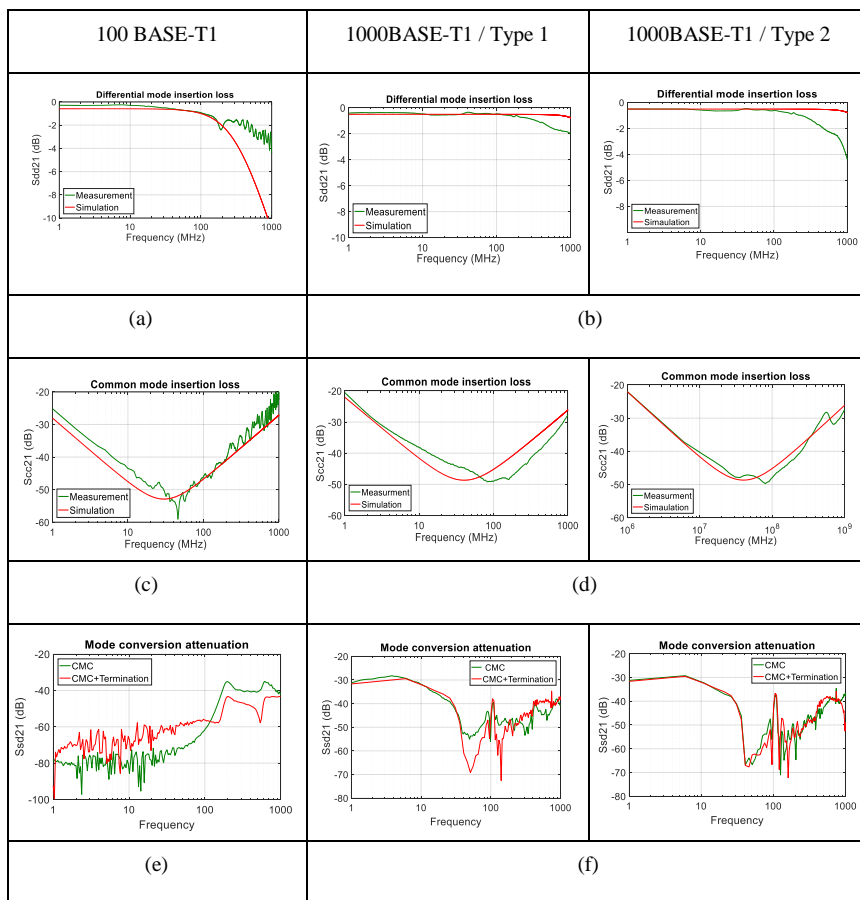


vorhanden sein können, werden durch eine geeignete CM-Terminierung reduziert. Die hochohmige Terminierung besteht aus zwei einzelnen 1 kΩ Widerständen, welche über einen 4,7 nF Kondensator mit Masse verbunden sind. In die differentiellen Signalleitungen sind zwei 100 nF DC-Entkoppelkondensatoren eingesetzt. Sie stellen sicher, dass kein Gleichstrom vom PHY in den Kanal gelangt.

### 5.3.2. Messergebnisse der Mixed-Mode S-Parameter

Die auf der 4-port-PCB montierte Drossel wird mit einem differentiellen Signal eines VNA im differentiellen Eingangs-Port gespeist und an den gegenüberliegenden Anschlüssen gemessen. Mit dieser Konfiguration wird die Einfügedämpfung des Systems gemessen. Um die Modenkonzessions-Unterdrückung der Drossel zu untersuchen, wird die 3-Port Platine benutzt. An den zwei Anschlüssen werden differentiale Signale eingespeist und auf der anderen Seite der Platine wird das single-ended-Signal gemessen.

Die Simulationsdiagramme, die in den folgenden Abbildungen dargestellt sind, sind die Ergebnisse der S-Parameter-Simulation des vorgeschlagenen äquivalenten Schaltungsmodells. Die Messergebnisse der Drossel mit und ohne Terminierung werden ebenfalls dargestellt.



Die gemessenen Parameter sind:

- Sdd21 definiert die Bandbreite des Filters. Die Fähigkeit des Filters, das Nutzsignal ohne Verzerrung durchzulassen.

- Scc21 definiert die Gleichtaktdämpfung. Der Filter unterdrückt das unerwünschte Rauschen in einem bestimmten Frequenzbereich.

- Sds12, definiert die Gegentakt- zu Gleichtaktumwandlung (Modenkonzersion).

**Bild 7:** Mess- und Simulations-Ergebnisse, Differential mode insertion loss (a,b), Comon mode insertion loss (c,d), Mode conversion attenuation (e,f)



## 6 Zusammenfassung

Diese Arbeit stellt die Charakterisierung zweier Gleichtaktdrosseln vor, die in Fahrzeugen für schnelle Kommunikationstechnologien mit einer hohen Datenrate (100 Mbit/s und 1000 Mbit/s) eingesetzt werden sollen. Die S-Parameter und die Impedanz der erwähnten CMCs wurden in Bezug auf Gleichtakt- und Gegentakt-Signalisierung gemessen. Um die Fähigkeit der CMC zur Unterdrückung von Gleichtaktstörungen zu untersuchen, wurden auch Mixed-Mode S-Parameter gemessen. Diese Parameter geben auch Aufschluss über den auftretenden Grad von Modenkonzersion. Die präsentierten Ergebnisse wurden de-embedded, um die Test-Fixture-Effekte zu entfernen und die Genauigkeit der CMC-Messungen zu verbessern. Es wurde ein HF-Ersatzschaltbild für die gemessene CMC entwickelt. Der Gleichtaktunterdrückungseffekt der CMC wurde unter Verwendung des vorgeschlagenen äquivalenten Modells simuliert. Die Simulationsergebnisse wurden mit den Messergebnissen verglichen und die Genauigkeit des vorgeschlagenen Modells der CMC wurde verifiziert.

### Literaturangaben

- [1] V. Zwillich, W. Menzel and H. Leier, "Worst case signal integrity analysis for in-vehicle data transmission via UTP cables," IEEE Electromagnetic Compatibility, 2007. EMC Zurich 2007. 18th International Zurich Symposium on, DOI: 10.1109/EMCZUR.2007.4388220
- [2] M. Spägele, F. Wagner, S. Buntz, H. Leier, S. Lindenmeier, L. Reiter and R. Münzner, "Radiated Emission of automotive communication bus systems caused by mode-conversion of common-mode chokes and in-line-connectors," Proc. of the 2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2013), Brugge, Belgium, September 2-6, 2013
- [3] B. Körber, R. Kunz, N. Müller, L. Diaz Ortega, H. Wiechmann, „Ethernet für Kfz-Anwendungen-Randbedingungen und EMV-optimierte Lösungen“, GMM-Fachbericht 77, Stuttgart, Germany 26.-27.09.2013
- [4] D. Reynders, Practical TCP/IP and Ethernet Networking for Industry, 2003, Elsevier Science
- [5] OPEN ALLIANCE, "EMC Test Specification for BroadR-Reach Transceivers"
- [6] Ji-Kwang Lee, Woo-Seok Kim, Ji Hoon Kim, Seungwook Lee, Guesoo Cha and Song-Yop Hahn, "Experimental result of transport current loss in bifilar winding solenoid type HTS coil," in IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 11, no. 1, pp. 2228-2231, Mar 2001.
- [7] S. Mortazavi, D. Schleicher and F. Gerfers, "Characterization of common-mode choke for automotive ethernet networks enabling 100 Mbit/s" in EMCEurope.2017. IEEE
- [8] M. Spägele, S. Buntz, H. Leier, L. Reiter and S. Lindenmeier, "Reduction of differential-mode to common-mode conversion by means of analytic description in common-mode chokes used for an automotive communication bus system," IET Sci. Meas. Technol., 2014, Vol. 8, Iss. 2, pp. 74–80 doi: 10.1049/iet-smt.2013.0055
- [9] Z. Li, D. Pommerenke and Y. Shirnoshio, "Common-mode and Differential-mode Analysis of Common Mode Chokes," 0-7803-7835-0/03/\$17.00 IEEE.

---

## **Anwendung von Normen**

---

# **Gleichspannungsseitiges Störaussendungsverhalten von Photovoltaik Wechselrichtern und -anlagen**

Dipl.-Ing. Jörg, Kirchhof, Fraunhofer IEE, Bereich Anlagentechnik und Verteilungsnetze  
Sabine Kitterer, M. Sc., Fraunhofer IEE, Bereich Anlagentechnik und Verteilungsnetze  
PD Dr.-Ing. habil. René Marklein, Fraunhofer IEE, Bereich Anlagentechnik und Verteilungsnetze  
Jiamei Wang, M. Sc., Fraunhofer IEE, Bereich Anlagentechnik und Verteilungsnetze

## **1 Ausgangssituation**

Im CISPR 11 findet zurzeit die Festlegung von Störspannungsgrenzwerten für Photovoltaik-Wechselrichter statt. Die Ableitung dieser leitungsgebundenen Grenzwerte erfolgte bisher auf Basis eines einfachen Störmodells, bei dem die Gleichtakt-Impedanzen der während der Typprüfung verwendeten AC- und DC-seitigen Netznachbildungen unter der Annahme eines konstanten Störstroms herangezogen wurden. Hierbei gehen allerdings die spezifischen Übertragungsmechanismen in realen PV-Anlagen verloren. Die DC-seitigen und vom PV-Wechselrichter erzeugten Störungen gelangen leitungsgebunden zum Photovoltaik-Generator, der aufgrund seiner Größe als parasitäre Sendeanenne wirkt und im betrachteten Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz zu einer feldgebundenen Abstrahlung der Störungen führen kann. Ein in CISPR 11 diskutierter neuer Ansatz soll den Übergang von leitungsgebundener Störgröße zu feldgebundener Abstrahlung besser beschreiben. Hierbei werden einerseits die Fehlanpassung zwischen Wechselrichter und PV-Generator, andererseits ein sogenannter Kopplungsfaktor zwischen leitungsgebundener Störgröße und Störfeldstärke in einem bestimmten Abstand zur PV-Anlage herangezogen.

Im Rahmen einer von der Bundesnetzagentur in Auftrag gegebenen Studie wurde in einem ersten Arbeitspaket der Koppelfaktor durch Einspeisung eines Hochfrequenz-Signals in die Hauptleitung des PV-Generators bei gleichzeitiger Messung der elektrischen und magnetischen Feldstärke im definierten Abstand zur PV-Anlage bestimmt. In einem zweiten Arbeitspaket wurde ein Messverfahren entwickelt, um die Ausgangsimpedanz der Störquelle im Wechselrichter zu bestimmen, damit Aussagen über die hochfrequente Fehlanpassung zwischen PV-Generator und PV-Wechselrichter während des normalen Betriebs der PV-Anlage getroffen werden können. Der Messablauf wurde für beide Untersuchungsschwerpunkte mit Hilfe von LabVIEW automatisiert

## **2 Grundlagen**

### **2.1 Aspekte der Feldstärkemessung**

Für die Ermittlung des Störpotenzials von Photovoltaik-Anlagen müssen mehrere Faktoren einbezogen werden. Einerseits spielt die von PV-Wechselrichter angebotene verfügbare Störleistung eine wichtige Rolle, andererseits müssen die Anpassbedingungen zwischen PV-Generator und der Störquelle im PV-Wechselrichter einbezogen werden. Schließlich spielt auch der Antennenfaktor bei der Beurteilung der feldgebundenen Störstrahlung einer PV-Anlage eine wichtige Rolle. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass wegen der Fehlanpassungsbedingungen zwischen PV-Generator und PV-Wechselrichter sowie wegen der sehr großen Wellenlänge im Frequenzbereich von

150 kHz (Freiraum-Wellenlänge ca. 2 km) und 30 MHz (Freiraum-Wellenlänge ca. 10 m) die Ermittlung eines klassischen Antennenfaktors aus dem Verhältnis Fernfeld-Feldstärke zu Fußpunktspannung in diesem Anwendungsfall nicht sinnvoll ist. Stattdessen wurde in CISPR B Working Group 1, Maintenance Team „Grid Connected Power Conditioner – GCPC“ ein „Koppelfaktor“ in einem Abstand von 10 m zur Anlage definiert [1], der die Feldstärke in Bezug zur Wurzel der abgestrahlten Leistung repräsentiert. Obwohl im Nahfeld elektrische und magnetische Feldstärke nicht in einem festen Verhältnis zueinander stehen, kann für Vergleichszwecke ein derartiges Verhältnis verwendet werden, um durch Bildung eines elektrischen Ersatzkoppelfaktors die Ergebnisse von magnetischem und elektrischem Koppelfaktor miteinander zu vergleichen und durch Maximumbildung einen einheitlichen Koppelfaktor zu bestimmen [2]. Es kommen daher folgende in den CISPR Dokumenten dargestellten Gleichungen zur Anwendung:

$$\alpha_{i \text{ elec meas}} = \frac{E_{i \text{ meas}}}{\sqrt{P_L}} \quad \text{Gleichung 1}$$

$$\beta_{i \text{ mag meas}} = \frac{H_{i \text{ meas}}}{\sqrt{P_L}} \quad \text{Gleichung 2}$$

mit der Festlegung

$$\alpha_{i \text{ mag meas}} = 120\pi \cdot \beta_{i \text{ mag meas}} \quad \text{Gleichung 3}$$

und

$$\alpha_{i \text{ meas}} = \max(\alpha_{i \text{ elec meas}}, \alpha_{i \text{ mag meas}}) \quad \text{Gleichung 4}$$

mit:

$E_{i \text{ meas}}$ :	gemessene elektrische Feldstärke bei der Frequenz $i$ und dem Abstand 10 m,
$H_{i \text{ meas}}$ :	gemessene magnetische Feldstärke bei der Frequenz $i$ und dem Abstand 10 m,
$P_L$ :	abgestrahlte Leistung,
$\alpha_{i \text{ elec meas}}$ :	gemessener elektrischer Koppelfaktor,
$\beta_{i \text{ mag meas}}$ :	gemessener magnetischer Koppelfaktor,
$\alpha_{i \text{ mag meas}}$ :	gemessener äquivalenter elektrischer Koppelfaktor,
$\alpha_{i \text{ meas}}$ :	gemessener Koppelfaktor.

Bei der Messung ist zu berücksichtigen, dass bei einem Monopol mit Dachkapazität das Maximum der elektrischen Feldstärke in Höhe der Dachkapazität auftritt, während das Maximum der magnetischen Feldstärke am Fußpunkt der Antenne zu finden ist. Idealerweise sollte daher die Messung mit Hilfe eines Höhenscans der Antennen durchgeführt werden.

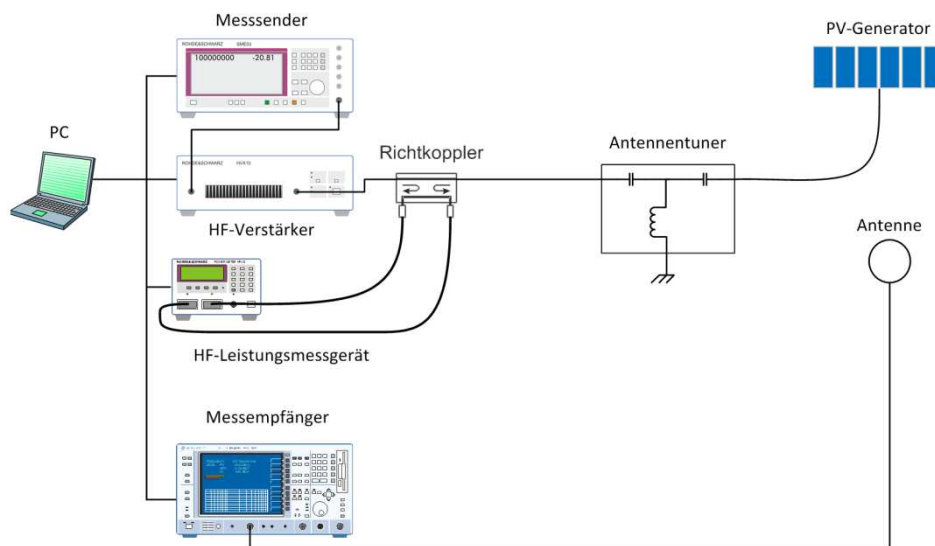
Die Ermittlung der eingespeisten Leistung erfolgt mit Hilfe von Richtkopplern. Da bei Fehlanpassung zwischen Antenne und Signalquelle die Differenz zwischen vorlaufender und reflektierter Leistung am Richtkoppler sehr klein wird, würde hierdurch auch ein großer Messfehler entstehen. Um diesen Fehlereinfluss zu minimieren, ist die Verwendung eines Anpassgeräts zwischen Richtkoppler und dem als Antenne wirkenden PV-Generator empfehlenswert. Um mit kleinen Sendeleistungen arbeiten zu können, wurden zur Messung der Feldstärke Messantennen in Verbindung mit einem EMV-Messempfänger verwendet.

## 2.2 Aspekte der Impedanzmessung

Ein weiteres Ziel der Untersuchung war die Bestimmung von Quellimpedanz des PV-Wechselrichters und Eingangsimpedanz des PV-Generators im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz. Insbesondere sollte die Quellimpedanz des PV-Wechselrichters während des Betriebs bestimmt werden. Da herkömmliche Impedanzanalysatoren durch die betriebsbedingten hoch- und niederfrequenten Ausgangssignale von PV-Wechselrichtern gestört oder sogar zerstört werden können, musste ein alternatives Messverfahren entwickelt und implementiert werden, um die gewünschten Messungen durchführen zu können. Durch Vergleich verschiedener Verfahren bezüglich ihrer spezifischen Vor- und Nachteile wurde ein modifiziertes RF-IV-Verfahren angewendet (siehe Bild 2), bei dem der Messpegel größer als der Störpegel des PV-Wechselrichters eingestellt werden konnte. Zur Kalibrierung der Messvorrichtung wurden die in der Literatur bekannten Verfahren mit Hilfe von Kurzschluss-, Leerlauf- und Lastmessung verwendet [3]. Damit der PV-Wechselrichter während der Impedanzmessung betrieben werden konnte, erfolgte die Messung an den Anschlüssen einer modifizierten DC EMV-Netznachbildung, bei der die internen Widerstände, welche zur Definierung der Gleichaktimpedanz dienen, überbrückt wurden. AC-seitig war der Wechselrichter während der Messung im Labor ebenfalls mit einer normgerechten EMV-Netznachbildung ( $50 \Omega \parallel 5 \Omega + 50 \mu\text{H}$  V-Netznachbildung nach CISPR 16-1-2) verbunden, auch wenn die Netzspannung und die DC-Quelle abgeschaltet waren.

## 3 Messaufbau

### 3.1 Antennenmessung

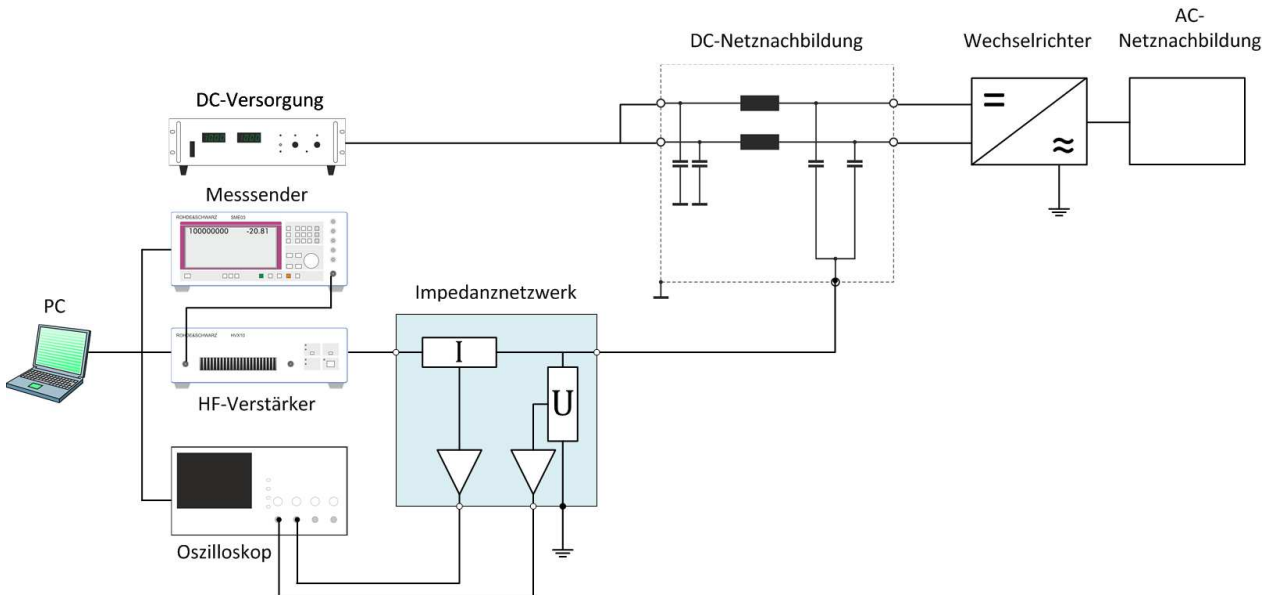


**Bild 1:** Aufbau zur Bestimmung des Koppelfaktors

In Bild 1 ist der Aufbau zur Bestimmung des Koppelfaktors zu sehen. Das vom Messsender generierte Signal wird über einen HF-Verstärker verstärkt und über einen Richtkoppler und einen Antennentuner (Anpassgerät) in die miteinander verbundenen DC-Leitungen des PV-Generators gegen Erde eingespeist. Diese Konfiguration entspricht einer Gleichtakt-Anregung, die für das EMV-Verhalten der PV-Anlage dominierend ist. Die Messung der Feldstärke erfolgt zeitgleich mit einem EMV-Messempfänger unter Be-

rücksichtigung von frequenzabhängigen Kabeldämpfungen und Antennenfaktor. Der komplette Messablauf wurde mit Hilfe von LabVIEW™ automatisiert. Lediglich die Einstellung des Antennentuners und die Höheneinstellung des Antennenmasts mussten für jede Frequenz einzeln erfolgen. Das Programm beinhaltet auch die für die Kalibrierung von Kabeldämpfungen erforderlichen Schritte und liefert ASCII Dateien der Messergebnisse sowie eine Konfigurationsdatei zur Dokumentation aller Messgeräteinstellungen.

### 3.2 Impedanzmessung



**Bild 2:** Aufbau zur Messung der Gleichtaktimpedanz an PV-Wechselrichtern

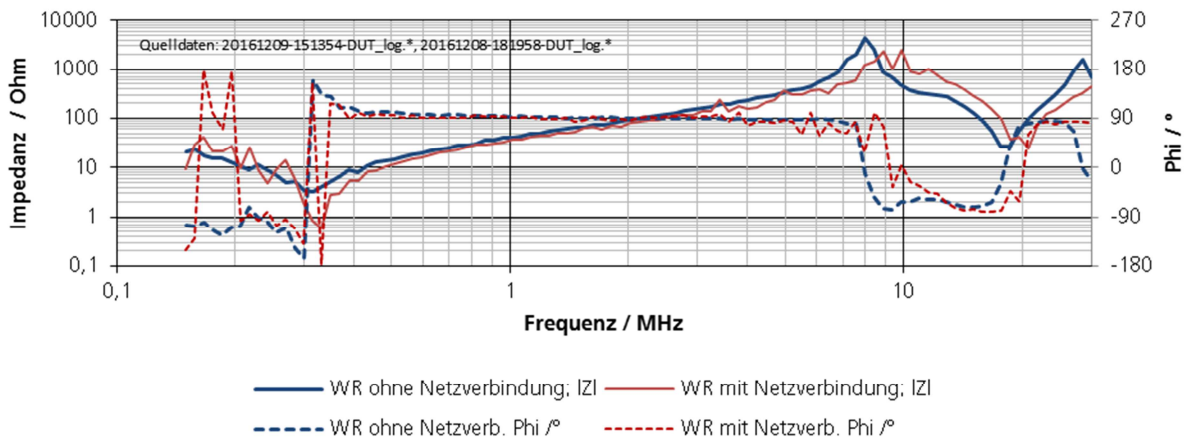
Bild 2 zeigt den Messaufbau zur Bestimmung der Gleichtakt-Impedanz eines PV-Wechselrichters während des Betriebs. Das vom Messender abgegebene Signal wird optional durch einen HF-Verstärker im Pegel angehoben und dann einem Impedanz-Netzwerk zugeführt, wo rückwirkungsarm strom- und spannungsproportionale Signale ausgekoppelt, verstärkt und einem Digitaloszilloskop zugeführt werden. Eine Messung von vorlaufender und rücklaufender Leistung ist hierbei optional. Der Ausgang des Impedanz-Netzwerks ist mit der modifizierten DC-Netznachbildung verbunden, die wie eine Frequenzweiche wirkt und den DC- und Niederfrequenzanteil des Stroms über ein hierdurch entkoppeltes DC-Netzteil bezieht und an den PV-Wechselrichter speist. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass der Impedanz-Messbereich durch die Leitungskapazität des Verbindungskabels zwischen Impedanznetzwerk und DC-Netznachbildung sowie durch die Eigenimpedanz der DC-Netznachbildung eingeschränkt ist. Daher wurden im Projekt nur wenige Impedanzmessungen unter Verwendung der DC-Netznachbildung durchgeführt. Stattdessen erfolgten die Impedanzmessungen vor Ort im abgeschalteten Zustand des PV-Wechselrichters direkt an den kurzgeschlossenen DC-Anschlüssen des Wechselrichters.

Auch dieses Messverfahren wurde mit Hilfe von LabVIEW™ automatisiert und beinhaltet auch die Kalibrierung des Messaufbaus.

## 4 Ergebnisse

### 4.1 Ergebnisse Impedanzmessung

Jeder auf dem Markt erhältliche PV-Wechselrichter verfügt AC- und DC-seitig über EMV-Filter. Diese Filter weisen im betrachteten Frequenzbereich eine Einfügungsdämpfung auf, wodurch die Quellimpedanz der Störquelle im Leistungsteil des Wechselrichters gegenüber der Umgebung entkoppelt wird. Für die Anpassungsbedingungen zwischen PV-Generator und PV-Wechselrichter spielt daher die Ausgangsimpedanz des internen EMV-Filters eine übergeordnete Rolle.

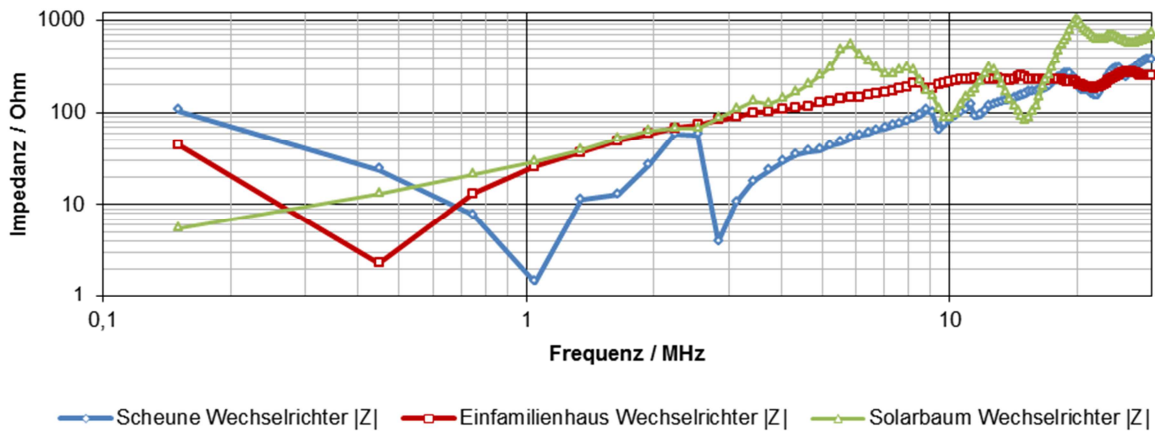


**Bild 3:** Vergleich der Wechselrichter Gleichtaktimpedanz (Betrag) in Betrieb und abgeschaltet

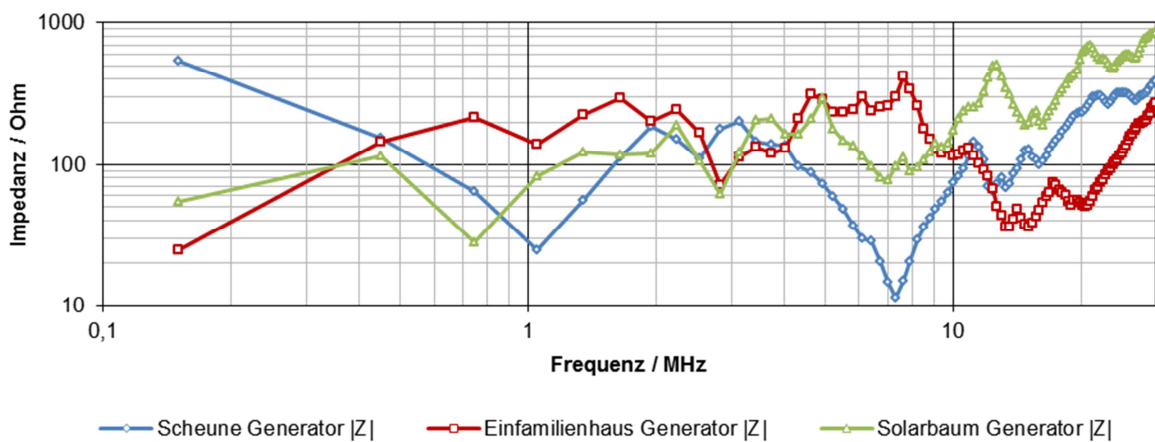
Dies ist auch anhand von Bild 3 erkennbar. Bei dieser Impedanzmessung wurde der Messaufbau gemäß Bild 2 verwendet, wobei der Wechselrichter bei einer Messung in Betrieb war und aus der DC-Quelle Strom über die AC-Netznachbildung in das Niederspannungsnetz eingespeist hat. Bei der zweiten Messung wurde die AC- und DC-Versorgung abgeschaltet. Die beiden Impedanzmessungen weisen den gleichen Verlauf auf. Eine gewisse Verschiebung der Parallelresonanz bei 10 MHz kann dadurch erklärt werden, dass die im Betriebsfall stromdurchflossenen Induktivitäten in den Filtern des Wechselrichters im stromfreien Zustand eine geringfügig größere Induktivität besitzen. Frühere Untersuchungen am aussteuerungsabhängigen Verhalten von EMV-Filtern in PV-Wechselrichtern [4], [5] unterstützen diese Erklärung.

In den untersuchten PV-Anlagen waren die Wechselrichter jeweils in einem technischen Betriebsraum untergebracht. Bei den beiden Anlagen im Einfamilienhaus und beim Solarbaum war dies ein Kellerraum, in der Scheune wurde ein abgetrennter Raum in der Mitte der Scheune verwendet, in dem drei PV-Wechselrichter mit sechs PV-Strings verbunden waren. Da der Besitzer Funkamateur ist, sind alle Leitungen der Strings durch ein zentrales zusätzliches EMV-Filter geführt worden. Die Messungen an dieser Anlage erfolgten daher am Erdungspunkt der parallel geschalteten Filter, welche die kapazitive Kopplung zu den Stringleitungen herstellten. Bei den Vor-Ort-Messungen an diesen drei PV-Anlagen zeigt sich, dass die Gleichtaktimpedanz der PV-Wechselrichter (siehe Bild 4) zumeist durch mehrere Serienresonanzen geprägt sind, die durch Y-Kondensatoren und die für Gleichtaktsignale wirksamen stromkompensierten Drosseln hervorgerufen werden. Bei Frequenzen oberhalb von 10 MHz machen sich einerseits die parasitären Eigenschaften der Verbindungsleitung zwischen PV-Wechselrichter und Impedanznetzwerk bemerkbar, die bei den Vor-Ort-Messungen in der Größe von 1 m waren, anderer-

seits spielt auch die Qualität der Masseverbindung bei der Messung eine Rolle. Vor Ort lagen nicht so definierte Masseflächen vor, wie bei den Labormessungen. Ein weiteres Problem in Verbindung mit den Verbindungsleitungen lag darin, dass am Ende dieser Leitungen weder ein guter Kurzschluss aufgrund des Induktivitätsbelags der Leitungen, noch ein guter Leerlauf aufgrund des Kapazitätsbelags der Leitungen möglich war. Zukünftig sollten Impedanzmessungen mit einem abgesetzten Impedanz-Netzwerk möglichst nah am Anschluss der Prüflinge erfolgen. Die beiden bei der Messung der Gleichtaktimpedanz parallelgeschalteten PV-Wechselrichter des Solarbaums liegt über einen weiten Frequenzbereich induktives Verhalten vor, was typisch für diesen älteren PV-Wechselrichter ist.



**Bild 4:** Gleichtakt-Impedanzen der PV-Wechselrichter



**Bild 5:** Gleichtakt-Impedanzen der PV-Generatoren

Die Beträge der Impedanzverläufe der drei PV-Generatoren sind in Bild 5 dargestellt. Charakteristisch für die Gleichtaktimpedanz eines PV-Generators ist die erste Serienresonanz, die durch die Zuleitungsinduktivität und die Modul-Rahmenkapazität [6] hervorgerufen wird. Dieser Kapazität liegt die Zuleitungskapazität parallel. Bei der Gleichtaktimpedanz des Solarbaums (siehe Bild 6 Mitte) liegt die erste Serienresonanz unterhalb von 150 kHz, da am wechselrichterseitigen Ende der 30 Meter langen unterirdischen Zuleitung gemessen wurde. Beim PV-Generator auf der Scheune lag dagegen eine nahezu geradlinige und damit sehr kurze Verbindung zwischen PV-Generator und Wechselrichteranschluss vor. Außerdem waren die Zuleitungen in Kupferrohren verlegt, die quer durch den hölzernen unisolierten Dachstuhl der Scheune geführt wurden. Hier-



durch hat sich ein kapazitätsarmer Aufbau ergeben, obwohl der PV-Generator eine große Fläche besitzt. Beim Dachgenerator des Einfamilienhauses liegt die erste Serienresonanz kurz unterhalb von 150 kHz. Hier liegt die PV-Zuleitung innerhalb von Kabelschächten der Hausinstallation und das Dach ist komplett ausgebaut, wärmeisoliert und mit einer metallischen Dampfsperre ausgestattet, wodurch sowohl der Generator, als auch die Zuleitung eine hohe Streukapazität besitzen. Weiterhin ist bei den Impedanzen von PV-Generatoren ein mit steigender Frequenz ansteigender induktiver Anteil durch die PV-Zuleitung und eine große Folge von Parallel- und Serienresonanzen charakteristisch. Dies kommt durch die bei höheren Frequenzen auftretenden Eigenresonanzen der PV-Module zustande, da hier die PV-Zellen mäanderförmig in Reihe geschaltet sind und ihrerseits Kapazitäten gegen den geerdeten Modulrahmen aufweisen. Die Verdrahtung zwischen den Modulen fügt zusätzliche Leitungsinduktivitäten in den Aufbau.

## 4.2 Ergebnisse Abstrahlungsversuche

Innerhalb der Studie wurden an drei Photovoltaik-Anlagen Vor-Ort-Untersuchungen mit Unterstützung durch einen Messwagen der Bundesnetzagentur durchgeführt. Die technischen Daten der in Bild 6 abgebildeten drei Anlagen sind in Tabelle 1 aufgeführt. Mit Hilfe des ausfahrbaren Masts am Fahrzeug konnten Antennenmessungen zwischen 3,3 m und 10 m über dem Boden erfolgen. Es stand eine magnetische Rahmenantenne sowie eine aktive Dipolantenne zur Verfügung, die über eine Masthalterung in verschiedenen Ausrichtungen montiert werden konnte. Zum Wechsel der Ausrichtung musste die Antenne jeweils manuell anders montiert werden.



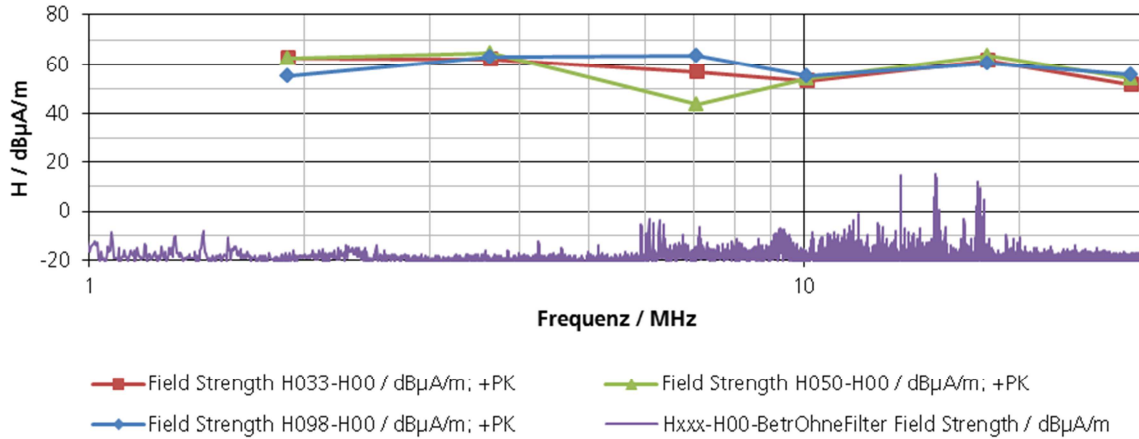
**Bild 6:** Untersuchte PV-Anlagen; Dachanlage auf Scheune, Solarbaum, Aufdachanlage an einem Einfamilienhaus

Anlage	Leistung / kWp	Anzahl Strings	Anzahl Wechselrichter
Scheune	14,62	6	3
Einfamilienhaus	5,04	2	1
Solarbaum	2,2	2	2

**Tabelle 1:** Kenndaten der untersuchten PV-Anlagen

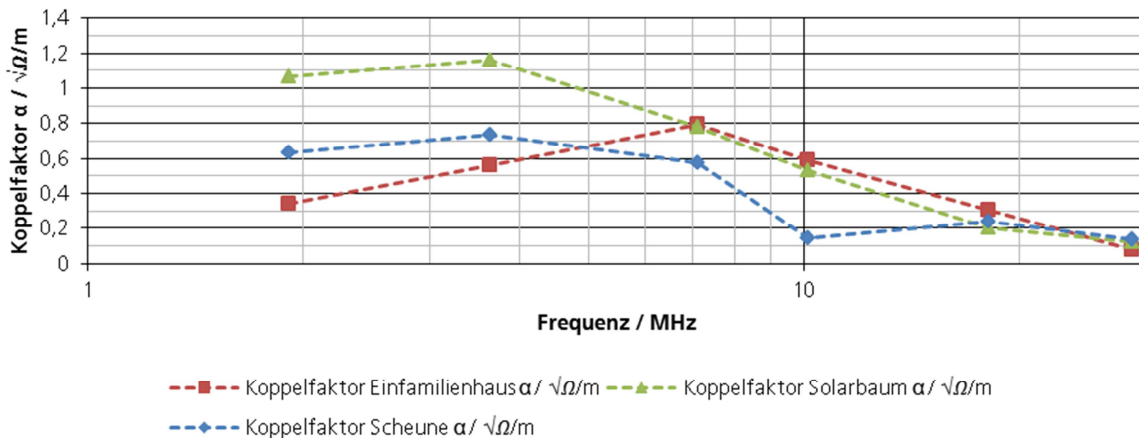
Der Signal-Rauschabstand bei den Sendeversuchen war selbst bei horizontaler Ausrichtung der Rahmenantenne besser als 40 dB (siehe Bild 7), da mit einer Leistung von teilweise über 10 W gesendet wurde. Die dargestellte Messung fand an der PV-Anlage auf der Scheune statt, wobei die Messung des elektromagnetischen Umfelds in diesem Fall

während des Betriebs der PV-Anlage unter Umgehung des sonst installierten zusätzlichen EMV-Filters erfolgte. Die Messungen mit Einspeisung des HF-Signals wurde an sechs Amateurfunkfrequenzen und auf drei unterschiedlichen Antennenhöhen (3,3 m, 5 m und 10 m) durchgeführt, was in der Abbildung durch unterschiedliche Farben und Markierungen dargestellt ist. Vor jeder Messung wurde mit abgeschaltetem Signalgenerator das Spektrum der Umgebungsfeldstärke automatisch erfasst.



**Bild 7:** Vergleich des Umgebungsspektrums mit dem Sendepiegel zur Bestimmung des Koppelfaktors

### 4.3 Ergebnisse Koppelfaktor



**Bild 8:** Koppelfaktoren der drei vermessenen PV-Anlagen

Die ermittelten frequenzabhängigen Koppelfaktoren der drei PV-Anlagen wurden gemäß den oben dargestellten Festlegungen ermittelt und sind in Bild 8 dargestellt. Typisch für diese Koppelfaktoren ist ein Rückgang bei höheren Frequenzen, der dadurch zustande kommt, dass einerseits bei höheren Frequenzen am Antennenort der Übergang zum Fernfeld auftritt und andererseits, dass die Geometrie des PV-Generators mit steigender Frequenz groß gegenüber der Wellenlänge wird.

In CISPR wurden vor Durchführung der Messungen bereits Simulationen typischer PV-Anlagenkonfigurationen diskutiert. Die im Rahmen der Studie vermessenen Anlagen konnten diesen Simulationen zugeordnet und mit den Simulationsergebnissen verglichen werden. Hierbei zeigte sich, dass bei realen Anlagen die Koppelfaktoren etwas geringer ausfallen, als in der jeweiligen Simulation. Dies kann zum einen darauf zurück

zu führen sein, dass Unterschiede zwischen den Geometrien der Simulationsmodelle und den real vermessenen Anlagen bestanden, zum anderen wurde bei den Simulationen das Gebäude mit seinen elektromagnetischen Eigenschaften nicht berücksichtigt. Auch die Zuleitung über Erdkabel (Solarbaum) beeinflusst das Messergebnis durch zusätzliche Leitungsverluste. Da der Antennenmast nur auf eine Höhe von 3,3 m eingefahren werden konnte, wurde das Maximum der magnetischen Feldstärke nicht immer vollständig erfasst, dies könnte jedoch durch nachträgliche Anpassung der Simulation nachgebildet werden. Tendenziell zeigen die Messungen jedoch ein mit den Simulationen vergleichbares Verhalten.

## **5 Schlussfolgerungen und Ausblick**

CISPR hatte einen Aufruf zur Durchführung von Messungen zum Störaussendungsverhalten von Photovoltaik-Wechselrichtern und -anlagen an alle Mitgliedsländer gestellt, um die Arbeiten an der Entwicklung eines Störmodells für diese Objekte zu unterstützen. Die deutsche Bundesnetzagentur war dem Aufruf gefolgt und hatte eine entsprechende Studie in Auftrag gegeben.

Im Rahmen des gegebenen Umfangs der Studie wurden insgesamt drei Anlagen unterschiedlichen Typs untersucht. Die hier präsentierten Messergebnisse haben das CISPR-Modell sowie die bei CISPR durchgeführten Simulationen verifiziert, damit erscheinen auch die vorgeschlagenen leitungsgebundenen Grenzwerte für PV-Anlagen sinnvoll.

Durch die bei der Durchführung der Messungen gewonnene Erfahrung und die erfolgte Umsetzung eines softwaregesteuerten Messablaufs ist die Grundlage für entsprechende zukünftige Messkampagnen unter optimierten Bedingungen geschaffen. Zur Erweiterung der Datengrundlage wären weitere Messungen an verschiedenen Standorten, Anlagenkonfigurationen und Jahreszeiteinflüssen wünschenswert.

## **6 Danksagung**

Wir danken der Bundesnetzagentur, die uns die Durchführung der Studie ermöglicht hat. Weiterhin möchten wir uns bei der Bundesnetzagentur für die Bereitstellung des Messwagens und die fachliche und technische Unterstützung durch das Team der Bundesnetzagentur, Außenstelle Hannover bedanken. Weiterer Dank gilt den Inhabern der drei untersuchten PV-Anlagen, die uns die Möglichkeit gegeben haben, an ihren Anlagen die Messungen durchführen zu können.

## **Literaturangaben**

- [1] CISPR/H/3xy/DC interner Entwurf CISPR Technical Report 16-4-4, 28.11.2016
- [2] T. Kootz: „Calculation of the coupling factors for the Magnetic Field of PV power generating systems and finding final factors for some dedicated installations“ in CISPR H Rundschreiben CIS/H/WG1 TF-GCPC/16-02/INF/
- [3] Keysight Technologies: "Impedance Measurement Handbook," 2015.
- [4] C. Bendel, P. Funtan, T. Glotzbach, J. Kirchhof, G. Klein: „Ergebnisse aus dem Projekt OPTINOS – Defizite und Unsicherheiten bei Prüfprozeduren von Photovoltaik-Stromrichtern“, 23. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein, 2008

- [5] J. Kirchhof, D. Geibel: „EMV-Unverträglichkeiten zwischen Elektrizitätszählern und Stromrichtern“, Seminar „Power Quality – Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz“, <http://publica.fraunhofer.de/dokumente/N-133083.html>, Steinbeis-Transferzentrum an der Hochschule Mannheim, Mannheim, 2011
- [6] C. Bendel, P. Funtan, J. Kirchhof, D. Nestle: „Wechselrichterwechselwirkungen – Testergebnisse aus dem Forschungsprojekt SIDENA“, 19. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein, 2004

# Wireless Power Transfer - Stand der Normungsaktivitäten

M.Sc. Benjamin Willmann<sup>1,3</sup>, Dipl.-Ing. Diego Cuartielles Ruiz<sup>2</sup>, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Volkswagen AG, Wolfsburg; <sup>2</sup>AUDI AG, Ingolstadt

<sup>3</sup>Otto-von-Guericke Universität, Magdeburg

## 1 Einleitung

Elektrofahrzeuge mit Batteriespeicher sind fester Bestandteil nachhaltiger Mobilitätskonzepte. Das Laden dieser Fahrzeuge erfolgt gegenwärtig über Ladekabel die entweder mit dem Fahrzeug mitgeführt und an Haushaltssteckdosen angeschlossen werden oder durch fest installierte Ladestationen. Kontaktlose Energieübertragungssysteme (engl. wireless power transfer systems, „WPT-Systems“) machen das Anschließen von Ladekabeln durch den Kunden überflüssig und könnten so zu einem Komfortgewinn beitragen.

Beim kontaktlosen Laden eines Elektrofahrzeugs wird elektrische Energie von der Bodenspule (rot, auch: Primärspule) zur Fahrzeugspule (grün, auch: Sekundärspule) über einen Luftspalt übertragen (Abbildung 1).

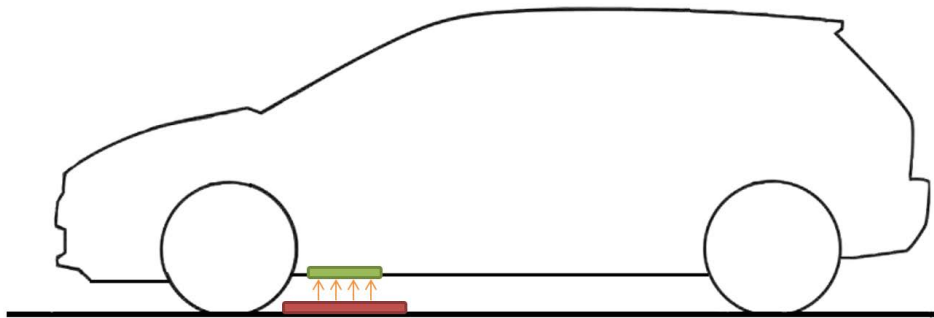


Abbildung 1: Prinzip induktiver Energieübertragung bei Elektrofahrzeugen [1].

In dieser Veröffentlichung wird der aktuelle Stand der internationalen Standardisierung für WPT-Systeme mit Fokus auf die EMV dargestellt. Anschließend werden die beim CISPR B [2] Treffen in Daejeong (Süd Korea) erarbeiteten Grenzwerte für WPT-Systeme gezeigt, sowie ein EMV-Komponententest dieser Systeme nach CISPR 36 und die Fahrzeugprüfung nach CISPR 12 beschrieben. Die folgenden Abschnitte zeigen Möglichkeiten einer frühzeitigen Bewertung der EMV von WPT-Systemen mithilfe der elektromagnetischen Feldsimulation auf. Dabei wird zunächst eine, auf Konstruktionsdaten basierende Modellierungsmethode vorgestellt, mit deren Hilfe anschließend die in der Standardisierung gezeigten Komponenten- und Fahrzeugtests untersucht werden können. Dabei gilt es in dieser Arbeit für eine definierte Konfiguration des WPT-Systems mögliche Abweichungen zwischen Komponenten- und Fahrzeugprüfung, sowie Einflussfaktoren auf die magnetische Feldverteilung im Komponententest aufzuzeigen.

## 2 Stand der Normung

Weltweit gib es mehreren Normungsgruppen die sich mit der Standardisierung von WPT-Systemen zum Laden eines Elektrofahrzeugs beschäftigen. Die IEC (International Elec-

trotechnical Commission) war die Erste, die eine Norm für WPT entwickelte: IEC 61980-1 [3]. Diese Norm beschreibt technische Aspekte von WPT-Systemen, wie unter anderen Kommunikation, Sicherheit und EMV. Die IEC greift hierbei auf die von der Arbeitsgruppe CISPR B für den Standard CISPR 11 entwickelten EMV-Grenzwerte zurück [2]. Parallel mit der Entwicklung des IEC 61980-1 Standards, wurde der SAE J2954 [4] geschrieben. SAE-Normen (Society of Automotive Engineers) werden hauptsächlich in USA angewendet.

Die WPT-Technologie wird ebenfalls vom Europäischen Institut für Telekommunikationsnormen (ETSI) betrachtet, da es eine Kommunikationsverbindung zwischen Primär- und Sekundärspule gibt.

Tabelle 2 gibt eine Übersicht internationaler Normungsaktivitäten für WPT-Systeme.

Standard	Edition	Description
IEC 61980-1	Ed.1 (2015-07)	WPT systems general requirements
SAE J2954	(2017-11)	WPT emission limits recommendation
CISPR 11	Draft	Chapter for WPT, only for automotiv
ETSI EN 300 330	V2.1.1 (2017-02)	Short Range Devices 9 kHz – 30 MHz
ETSI EN 303 417	Draft V1.1.1 (2017-06)	WPT systems, art.3.2 from dir.2014/53/EU

## 2.1 Grenzwerte für WPT-Systeme

In der SAE J2954 werden Grenzwerte ab 9 kHz definiert. Der Frequenzbereich für die Nominalfrequenz von WPT-Systemen ist hier von 81,38 bis 90,00 kHz festgelegt wurden. Im Abstand von 10 m zum Prüfling darf die magnetische Feldstärke einen Grenzwert von  $100 \text{ dB}_{\mu\text{A/m}}$  nicht überschreiten. In dieser Norm sind allerdings spezifische Besonderheiten zum Beispiel für Japan ( $68,4 \text{ dB}_{\mu\text{A/m}}$ ) berücksichtigt.

Bei der CISPR B wurden neuen Grenzwerte für die CISPR 11 ebenfalls ab 9 kHz definiert. Der WPT-Frequenzbereich liegt hier zwischen 79,00 kHz und 90,00 kHz. Die magnetische Feldstärke sollte in diesem Bereich im Abstand von 10 m für 1,0 kW bis 7,7 kW Systeme  $67,8 \text{ dB}_{\mu\text{A/m}}$  und ab 7,7 kW  $82,8 \text{ dB}_{\mu\text{A/m}}$  nicht überschreiten.

Tabelle 1 zeigt andere, sensible Systeme, die im Bereich der definierten Nominalfrequenz von WPT-Systemen arbeiten.

Anwender	Frequenzbereich	Anmerkungen
Bahn Anerkennungssystem	50,0 kHz 90,0 kHz	10 m Sicherheitsabstand
RCC (Radio-controlled Clock)	...; 60 kHz; 66,66 kHz; 68,5 kHz; 75 kHz; 77,5 kHz; 100 kHz; 162 kHz; ...	Keine Frequenz- und Zeitüberlappung
Kraftfahrzeug-Wegfahrsperr	125 kHz	Schutz von älteren Fahrzeugen

Tabelle 1: Systeme im Frequenzbereich von 79 bis 90 kHz

Beim CISPR B Treffen im Mai 2017 in Daejeong wurden die Grenzwerte (siehe Abbildung 2) unter Berücksichtigung sogenannter „sensitive equipments“ festgelegt. Dabei können die gezeigten Grenzwerte um 10 dB angehoben werden, wenn sichergestellt ist, dass innerhalb von 10 m Umkreis vom WPT-System keine der in Tabelle 1 genannten Systeme verbaut sind.

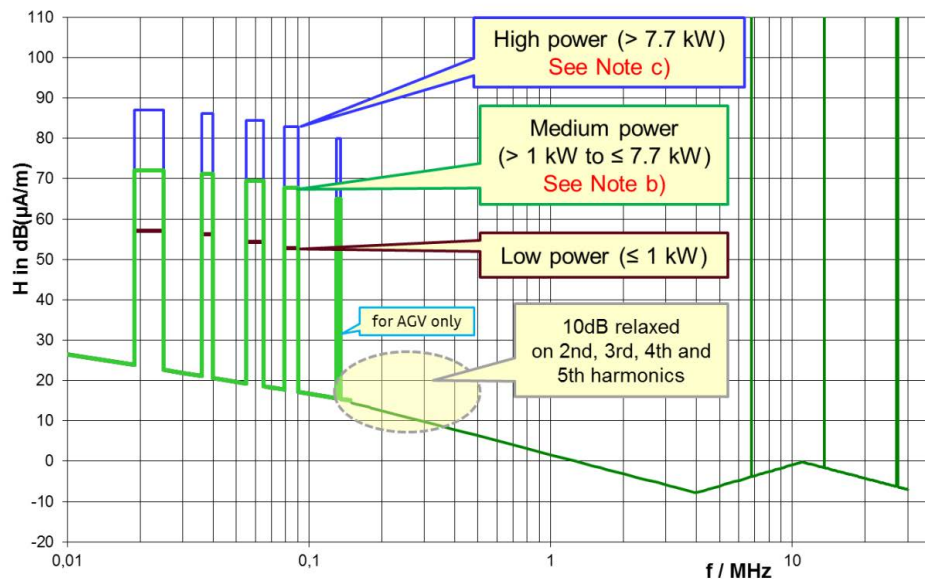


Abbildung 2: Grenzwerte der magnetische Feldstärken für WPT-Systeme der Klasse B [2].

## 2.2 Komponententest

Die Komponentenmessungen sind im Arbeitsdokument CISPR B/687e/CDV [2] von der CISPR 11 definiert. Wie man in Abbildung 3 sehen kann, werden alle benötigten Geräte für den Betrieb des WPT-Systems auf dem Prüfstand platziert. Nur die Geräte, die zum WPT-System gehören (Umrichter, Spulensystem, Energieleitungen, Ersatzlast etc.) bilden das Prüfvolumen. Vom Mittelpunkt des Prüfvolumens wird ein gedachter EUT-Ring gezogen, auf dessen Umkreis der Antennenabstand bezogen ist. Die Schleifenantenne mit

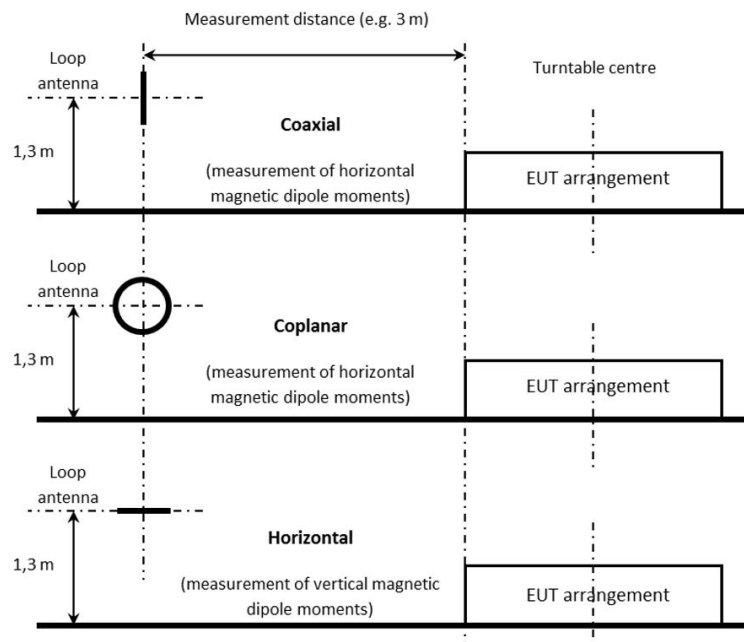


Abbildung 3: Antennenpositionen und -polarisationen für einen Komponententest nach [2].

60 cm Durchmesser wird in 3 bzw. 10 m und in einer Höhe von 1,3 m platziert. In Abbildung 3 sind ebenfalls die Antennenpolarisationen dargestellt. Es ist anzumerken, dass



der Test viele Freiheitsgrade hat, wie z.B. den Abstand der Metallplatte zum Prüfling, das Material der Platte. Nach Rücksprache mit dem OEM kann ein Konfiguration gefunden werden, die dem späteren Einsatz im Fahrzeug bestmöglich entspricht. Weiterhin sollen durch Variation der Ersatzlast an der Sekundärspule unterschiedliche Ladezustände einer Fahrzeugbatterie nachempfunden werden.

## 2.3 Fahrzeugtest

Die Prüfungen in der Fahrzeugebene wird von der CISRP D bearbeitet. Die ersten Prüfansätze sind bereits in einem Entwurf der CISPR 12 [5] integriert (Abbildung 4), die für Messungen ab 30 MHz Anwendung finden. Für den Bereich unterhalb 30 MHz werden die durch CISPR B erarbeiteten Grenzwerte durch die CISPR 36 zukünftig umgesetzt.

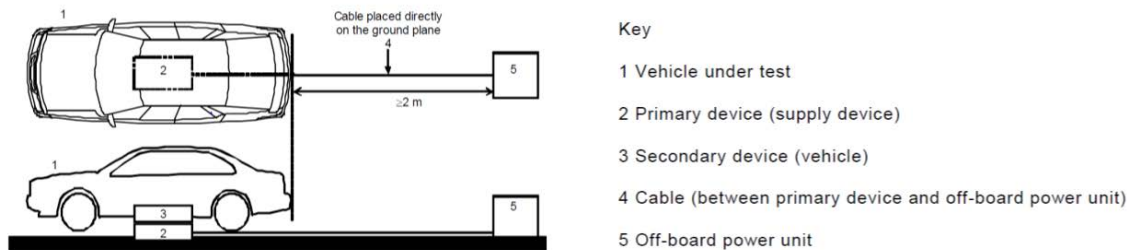


Abbildung 4: Grenzwerte der magnetische Feldstärken für WPT-Systeme der Klasse B [5].

Die Fahrzeugmessung muss den Worstcase der Störabstrahlung eines WPT-Systems erfassen. Sollte dieser unbekannt sein, so ist das WPT-System bei drei unterschiedlichen Ladezuständen der Batterie zu testen (SOC < 10%, 40% < SOC < 60%, SOC > 90%).

## 3 Modellierung eines WPT-Systems in der Feldsimulation

Durch den vorhandenen Luftspalt eines WPT-Systems besteht nur eine lose Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule. Der Abstand zwischen Primär- und Sekundärspule ist abhängig vom Fahrzeugtyp und wird hier mit 15 cm angenommen. Um die Übertragungseigenschaften zu verbessern werden Ferritplatten in beiden Spulen eingesetzt, die durch eine Bündelung der magnetischen Feldlinien den Wirkungsgrad und den Kopplungsfaktor erhöhen können. Zur Reduktion der magnetischen Streufelder können metallische Platten eingesetzt werden.

### 3.1 Theoretische Beschreibung resonanter, induktiver Energieübertragung

Die Beschreibung des Übertragungsverhalten eines WPT-Spulensystems kann eng an einen Transformator angelehnt werden ([6, 7], Abbildung 5). Durch die lose Kopplung sind Leistungsfaktor und Wirkungsgrad des Systems zu gering, weshalb eine Kompensation der Blindwiderstände von Primär- und Sekundärspulen erfolgen muss. Das Prinzip nennt sich resonante, induktive Energieübertragung (engl. high coupled resonance, Quelle). Die Dimensionierung der Kompensationskondensatoren ist Abhängig vom Kompensationsverfahren, wie beispielsweise eine serielle oder parallele Verschaltung der Kondensatoren zur Selbstinduktion der Spulen [8]. Weiterhin wird das WPT-System bei einer Resonanzfrequenz, die nach IEC 61980-1 zwischen 79 und 90 kHz liegt, abgestimmt. Für die Simulation wurde eine serielle Kompensation und eine Nominalfrequenz von 85 kHz verwendet,



wonach sich folgender Zusammenhang für die Kapazität der Kompensationskondensatoren ergibt:

$$C_{1,2} = \frac{1}{\omega_r^2 L_{1,2}}, \quad (1)$$

wobei  $\omega_r$  die Resonanzkreisfrequenz ist. Im Resonanzpunkt ist die Spulengüte ein wichti-

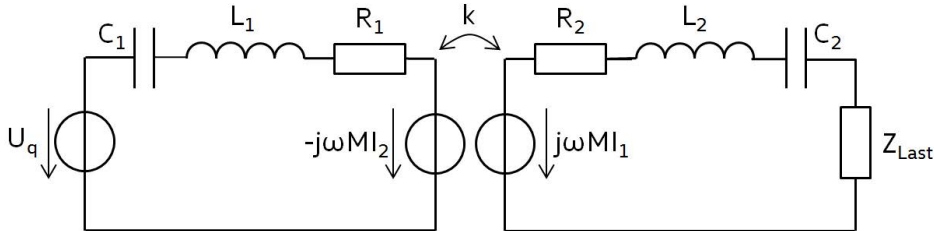


Abbildung 5: ESB eines WPT-Systems mit serieller Kompensation

ges Maß für die Effizienz eines WPT-Systems, weshalb bei der Auslegung möglichst hohe Werte angestrebt werden sollten. Die Spulengüte ist wie folgt definiert:

$$Q_{1,2} = \frac{\omega_r L_{1,2}}{R_{1,2}}. \quad (2)$$

Wenn die Kompensation erfolgt ist und das System im Resonanzpunkt betrieben wird, so heben sich die Reaktanzen der Kondensatoren und Spulen auf. Im Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 5) würden lediglich die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_{Last}$  verbleiben. Somit ergibt sich für den Wirkungsgrad folgender Zusammenhang:

$$\eta = \frac{P_{Last}}{P_{gesamt}} = \frac{I_2^2 R_{Last}}{I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 + I_2^2 R_{Last}}. \quad (3)$$

Nach Optimierung von Gleichung 3 ergibt sich für einen optimalen Lastwiderstand  $R_{opt}$  ein Arbeitspunkt mit maximalem Wirkungsgrad der Übertragungsstrecke:

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{k^2 Q_1 Q_2})^2}, \text{ mit :} \quad (4)$$

$$R_{Last,opt} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}. \quad (5)$$

### 3.2 Modellierungsansatz und Abstimmung des Spulensystems

Für die in Abschnitt 3.1 beschriebene Auslegung müssen zunächst die Selbstinduktionen der Leiterschleifen von Primär- und Sekundärspulensystem bestimmt werden. Dabei müssen Ferritplatten, metallische Abschirmbleche und Karosserieteile bzw. die metallische Tischplatte eines Komponententests mit berücksichtigt werden, da diese einen signifikanten Einfluss auf die Selbstinduktionen haben. Die Berechnung der Parameter des Spulensystems erfolgt in drei Schritten (Abbildung 6):

- Selbstinduktion  $L_{1,}$  bei Leerlauf der Sekundärspule
- Selbstinduktion  $L_{1,s,}$  bei Kurzschluss der Sekundärspule

- Selbstinduktion  $L_2$ , bei Leerlauf der Primärspule

Anschließend können die Kompensationskondensatoren nach Gleichung 1 bestimmt und der Kopplungsfaktor  $k$  nach:

$$k_1 = \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{L_{1,s}}{L_1}}} \quad (6)$$

berechnet werden [9].

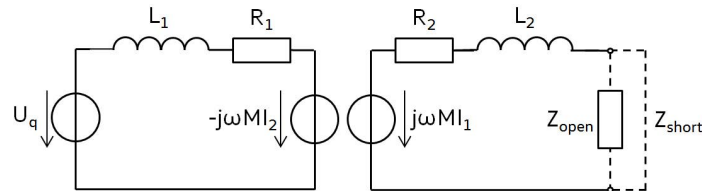


Abbildung 6: Prinzip zur Bestimmung der ESB Parameter bei einseitigem Kurzschluss bzw. Leerlauf

Die Eingangsspannung  $U_q$  bestimmt die lastseitig zu entnehmende Leistung. Bei Vorgabe einer Sollleistung  $P_{soll}$  kann die anzulegende Eingangsspannung im Resonanzpunkt wie folgt berechnet werden:

$$U_{q,soll} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{soll} \cdot Z_{RL}}{\eta_{max}^2}}; \quad (7)$$

mit der reflektierten Impedanz:

$$Z_{RL} = \frac{\omega^2 \cdot M}{R_{Last,opt}}. \quad (8)$$

#### 4 Simulation einer EMV-Prüfung von WPT-Systemen

Die Simulation der Feldverteilung eines WPT-Systems wurde mit einem, auf der Momentenmethode basierendem, Feldberechnungsprogramm durchgeführt. Um die magnetischen Eigenschaften der Ferrite und Karosseriematerialien hinreichend genau zu berücksichtigen, wurde ein Solver verwendet, der auf niederfrequente Magnetfelder spezialisiert ist (engl. low frequency magnetic field, kurz: LFMF). Nachdem das WPT-System modelliert worden ist (siehe Abschnitt 3) kann eine EMV-Messung, in der Simulation nachvollzogen werden. Das Ziel ist es Einflussfaktoren auf die Messung eines WPT-System im Komponententest zu verstehen, sowie die beiden Szenarien „Komponententest“ nach [2] und „Fahrzeugtest“ gegenüberzustellen.

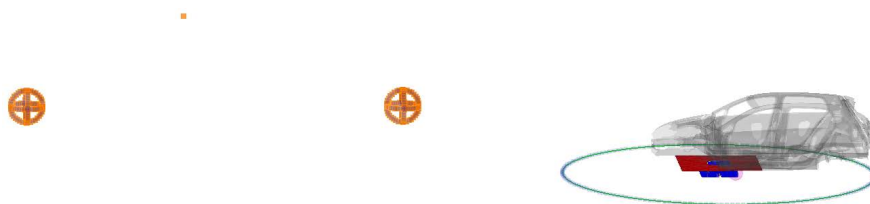


Abbildung 7: Komponenten- und Fahrzeugsimulation eines WPT-Systems mit Tischplatte (rot) bzw. Fahrzeugkarosserie. Die Schleifenantennen sind in 3 bzw. 10 m Entfernung vom EUT-Ring in 1,3 m Höhe positioniert.

Die Abbildung 7 zeigt das Vorgehen. Das WPT-System wurde im Bereich der Vorderachse „montiert“ und bildet das Zentrum eines gedachten „EUT-Rings“. Der Durchmesser des EUT-Rings bestimmt sich durch den Abstand des Mittelpunktes zur äußersten Stelle des Prüflings (hier: Fahrzeugkarosserie). Für eine Prüfung nach [2] ist eine Schleifenantenne mit 60 cm Durchmesser vorgeschrieben. Diese wird im Abstand von 3 bzw. 10 m Abstand vom EUT-Ring positioniert und in drei Polarisationsrichtungen (x, y und z) in einer Höhe von 1,3 m gedreht. Die Nachbildung der Schleifenantenne geschieht durch Positionierung von Field Probes entlang des Schleifenumfangs [10, 11]. Die magnetische Feldstärke kann anschließend über Mittelwertbildung der Probes für die unterschiedlichen Antennenpositionen  $i$  und -polarisationen  $j$  geschehen.

$$\bar{H}_{i,j} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N H_n|_{i,j} \cdot \quad (9)$$

#### 4.1 Vergleich Komponenten- und Fahrzeugsimulation

Für den Vergleich von Komponenten- und Fahrzeugsimulation wurde eine Tischplatte mit den Abmaßen 1,5 m x 1,5 m angenommen (rot, Abbildung 7). Tabelle 2 zeigt die berechneten Feldstärken zwischen Komponenten- und Fahrzeugsimulation. Es ist zu erkennen, dass die errechneten Feldstärken in der Komponentensimulation geringer sind als bei der Simulation mit Fahrzeugkarosserie. Hier konnte eine maximale Abweichung von 4 dB $\mu$ A bei seitlicher Antennenposition in 3 m Messentfernung festgestellt werden. Somit kann ein Komponententest für WPT-Systeme nach [2] das Verhalten dieser System im Fahrzeug gut annähern (vergleiche Abbildung 8). An dieser Stelle muss angemerkt werden, dass die Ausprägung der Streufelder eines WPT-Systems auch vom Verbauort im Fahrzeug abhängig ist, was nicht Gegenstand dieser Untersuchung ist.

Antennenposition	$H_{max}$ in dB $\mu$ A/m			
	Fahrtrichtung 10 m	Fahrtrichtung 3 m	Seite 10 m	Seite 3 m
Fahrzeug	76.81	96.65	71.03	91.17
Fahrzeug, Versatz	78.93	98.88	73.25	93.64
Komponententest, Stahl	73.13	92.99	67.17	87.16
Komponententest, Stahl, großer Tisch	72.65	92.60	66.77	86.85
Komponententest, Alu	72.78	92.65	66.84	86.83
Komponententest, Versatz	75.50	95.49	69.64	89.85

Tabelle 2: Simulationsergebnisse für unterschiedliche Konfigurationen für die Antennenpolarisation mit maximaler magnetische Felfstärke für die Abstände 3 und 10 m.

#### 4.2 Abgeleitete Einflussfaktoren beim Komponententest

In diesem Abschnitt werden Einflussfaktoren auf einen Komponententest untersucht. Zunächst wird das Material der Tischplatten zwischen Aluminium und Stahl (Annahme  $\mu_r = 100$ ) variiert (Tabelle 2). Es konnten maximal 0,34 dB $\mu$ A Einfluss festgestellt werden. Als nächstes werden die in CISPR B genannten Abmaße von 1,5 m x 1,5 m durch eine der Fahrzeugkarosserie nachempfundene Tischplatte mit den Maßen 4 m x 2 m nachgebildet. Hier zeigen sich maximal 0,47 dB $\mu$ A Abweichung.

In den geforderten Abständen von min. 3m vom Prüfling lassen sich sowohl beim Material, als auch bei den Abmaßen der Platte keine signifikanten Einflüsse auf die simulierte

magnetische Feldstärke feststellen.

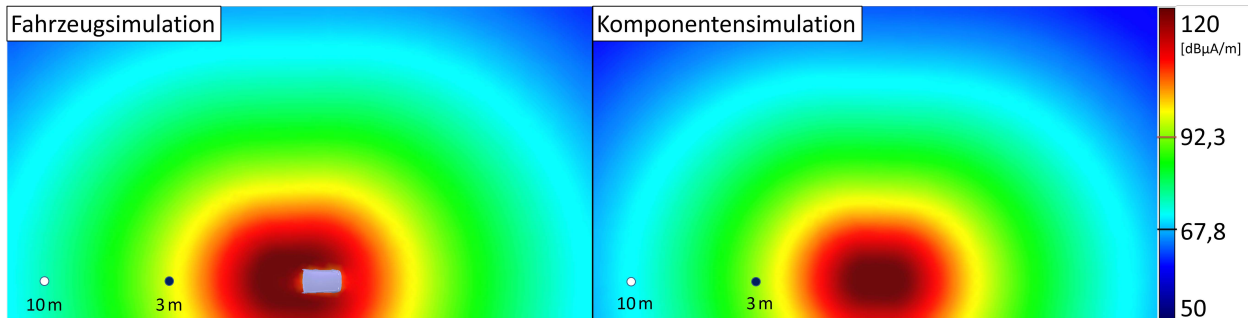


Abbildung 8: Gegenüberstellung der magnetischen Feldverteilung in dBµA/m eines WPT-Systems im Fahrzeugsimulation (links) und Komponentensimulation (rechts). Die Grenzwerke aus [2] für 3 m (schwarz) und 10 m (rot) sind in der Legende markiert.

Sollten sich die Sekundärspule nicht zentrisch zur Primärspule befinden, so lässt sich ein Versatz bestimmen (Abbildung 9). In IEC 61980-1 ist ein maximaler Versatz von  $\pm 75$  mm in x- und  $\pm 100$  mm in y-Richtung definiert, der für diese Simulation verwendet worden ist. Tabelle 2 zeigt einen großen Einfluss des Versatzes der Spulen zueinander auf das sie umgebene magnetische Feld. In einem Komponententest sollten deshalb ebenfalls Szenarien getestet werden, die einen Versatz der Spulen beinhalten.

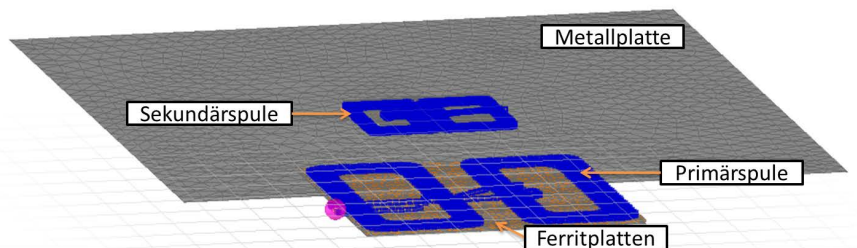


Abbildung 9: WPT-System mit Versatz in x- und y-Richtung im Komponententest

## 5 Zusammenfassung

In dieser Veröffentlichung wurde der aktuelle Stand der internationalen Normungsaktivitäten auf dem Gebiet der Elektromagnetischen Verträglichkeit von WPT-Systemen aufgezeigt. Die definierten Komponententests schreiben eine Messung mit 60 cm Rahmenantenne in den Abständen 3 bzw. 10 m vor. Die anzusetzenden Grenzwerte sind abhängig von der Leistungsklasse des WPT-Systems. Weiterhin wurde eine Methode vorgestellt, die mit Hilfe der Feldsimulation, Einflussfaktoren auf die magnetischen Felder von WPT-Systemen analysieren kann. Damit konnte eine maximale Abweichung von dBµA/m zwischen einer einfachen Tischplatte und der komplexen Struktur eine Fahrzeugkarosserie aufgezeigt werden.

## Literatur

- [1] B. Willmann and R. Vick. *EMVU von induktiven Ladesystemen*. GMM-Fachbericht 88: EMV in der Kfz-Technik, Wolfsburg, 2017.

- [2] Amendment 2 Fragment 1 to CISPR 11 Ed. 6 CISPR B/687e/CDV. *Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Requirements for air-gap wireless power transfer (WPT)*. Januar 2017.
- [3] IEC 61980-1. *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 1: General requirements*, Juli 2017.
- [4] SAE J2954. *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology*.
- [5] CISPR 12 Ed.7.0. *CIS/D/440/CDV:2017-11 Vehicles, boats and devices with internal combustion engines or traction batteries - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of off-board receivers*. 2017.
- [6] E. Bou, E. Alarcon, and J. A Gutierrez. A comparison of analytical models for resonant inductive coupling wireless power transfer. *PIERS 2012: Progress in Electromagnetics Research Symposium: proceedings: Moscow, Russia, 23(2012):689–693*, August 2012.
- [7] D. Kürschner. *Methodischer Entwurf toleranzbehafteter induktiver Energieübertragungssysteme*. Shaker Verlag, 2010.
- [8] S. Li and C. Mi. Wireless power transfer for electric vehicle applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1):4–17, mar 2015.
- [9] R. Feldtkeller. *Theorie der Spulen und Übertrager, 3. Auflg.* S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1957.
- [10] Anna Gheonjian. *Investigation of broadband EMC problems related to antennas and cables using advanced computational techniques*. PhD thesis, 2015.
- [11] J. Hippeli. *Analyse von niederfrequenten Magnetfeldern in Kraftfahrzeugen*. Dissertation, TU Dortmund, 2014.

# Auswirkungen normativer Änderungen des Prüflingsaufbaus für die Störfeldstärkebewertung am Beispiel der neuen IEC 61800-3 ed. 3

Dipl.-Ing. Christian Paulwitz, EPCOS AG, EMV-Labor Regensburg

## 1 Hintergrund

Die Erwartung des Laien an ein Prüfergebnis für ein bestimmtes Produkt ist eine eindeutige produktbezogene Aussage für im realen Betrieb zu erwartende Eigenschaften. Der technisch Interessierte weiß um den Einfluss von Messunsicherheiten und daher um die Bedeutung des Abstands von Messwerten zum Grenzwert für eine Konformitätsaussage. Mit zunehmender Fachkompetenz gibt es ein Bewusstsein für die Notwendigkeit standardisierter Betriebsbedingungen und Aufbauten, um Prüfergebnisse untereinander innerhalb bestimmbarer Toleranzen vergleichbar zu machen, aber auch für Einschränkungen in Bezug auf die Vergleichbarkeit mit dem realen Betrieb, die sich daraus ergeben. Dass man die Standardisierung von Prüfbedingungen und die Produktentwicklung miteinander auch mit dem Ziel verknüpfen kann, vermeintliche Kostenoptimierungen bei der Freigabe zu erzielen, weiß man im Bereich der EMV bereits lange, bevor dies in Bezug auf Abgasemissionsvorgaben einer breiteren Öffentlichkeit bewusst wurde.

Anhand des Vergleichs der Ausgaben ed. 2 [1] und ed. 3 [2] der IEC 61800-3 wird beispielhaft untersucht, was Änderungen am normativen Prüfaufbau für Störfeldstärkemessungen für die Bewertung des Prüflings bedeuten können. Zunächst deduktiv mit Überlegungen bzgl. erwartbarer Tendenzen, dann verifizierend durch Vergleichsmessungen.

## 2 Änderung an der IEC 61800-3 ed. 3 bezüglich des Aufbaus für die Störfeldstärkemessung und zu erwartende Auswirkungen

### 2.1 Definition des Prüflings

Beide Ausgaben der Norm beziehen sich im Titel auf „*adjustable speed electrical power drive systems*“ (PDS) und definieren ein PDS bestehend aus einem „*complete drive module*“ (CDM), das einerseits aus Frequenzumrichter und Steuerung (BDM: „*basic drive module*“) sowie andererseits Zusatzequipment wie Bremswiderstände, Motor und Sensoren besteht. Angewendet wird die Norm vor allem für die Bewertung von Frequenzumrichtern, aber aufgrund der Definition wurde das PDS in Anwendung der ed. 2 im Sinne der Norm als Prüfling betrachtet und für Störfeldstärkemessungen im Prüfvolumen angeordnet, inklusive der vollständigen Verbindungsleitungen. Eine explizite Definition des Prüflings (EUT) findet sich in beiden Ausgaben der Norm gleichlautend im nur informativen Anhang A - dort wird als *equipment under test* jeweils das PDS genannt. Im Abschnitt 6.3.1.3.2 der ed. 3 wird neu ein Prüfvolumen beschrieben, wobei der Prüfling hier offensichtlich nicht mehr das ganze PDS umfasst, da der Motor unter der Bedingung, dass die Motorleitung über ein CMAD (common mode absorption device) geführt wird, auch außerhalb des Prüfvolumens stehen darf – ansonsten aber auf der Drehscheibe stehen muss („*The motor and all the cables shall be inside the imaginary cylinder unless the cables leave the cylinder through CMAD(s)*“). Eine Definition des EUT findet sich im

normativen Teil der ed. 3 jedoch explizit in der Legende zu „Figure 5“ und „Figure 6“ in der Beschreibung des Prüfvolumens: „*This is the boundary of the imaginary cylinder around the complete configuration of the EUT (BDM/CDM parts of the PDS)*“. Da auf dem Markt nur CMADs verfügbar sind, die für einen maximalen Gesamtquerschnitt der Leitung von 20 mm geeignet sind, ist dieser Aufbau in der Praxis nach heutigem Stand auch nur für die kleineren Leistungen umsetzbar. Aufgrund der Variabilität des Aufbaus sind jedenfalls große Ergebnisunterschiede zu erwarten.

## **2.2 Festlegungen für die Netzleitung hinsichtlich Länge und Abschluss**

Ob für die Netzleitung, die ja das Prüfvolumen verlassen muss, eine CMAD zum Abschluss gefordert ist, wird aus dem Text nicht ganz klar, doch die Bilder suggerieren dies. Es heißt: "*The use of CMADs is recommended, as they contribute to reproducible test results. However, the use of CMADs is not mandatory. They serve to define the common mode impedance and resonances (...), thus improving reproducibility.*" – Eine explizite Länge des im Prüfvolumen verbleibenden Netzleitungsabschnitts ist nicht angegeben, die Bilder zu den Messaufbauten legen jedoch nahe, dass bei Tischaufbauten die Länge bei etwa 1 m liegt (vom Tisch direkt auf den Boden), und bei Standgeräten sicher nicht länger. Auch die vorhergehende Fassung der Norm gibt keine explizite Netzleitungslänge an, sieht keine CMAD vor und enthält auch keine Messaufbau-Bilder.

## **2.3 Festlegungen für die Motorleitung hinsichtlich Länge und Abschluss**

Zur Motorleitung ist festgelegt: "*The load and cable lengths shall be within the manufacturer's specification and the actual load and power interface cable length shall be noted in the test report.*" – Die Länge wird also etwas vage den Herstellervorgaben überlassen, außer sie wird zum außerhalb des Prüfvolumens stehenden Motor geführt. Dann gilt: "*The power interface cable between the CDM/BDM and the motor shall be exposed to the antenna with at least 0,8 m length inside the test volume, (...).*" Abschluss mit CMAD, da die Leitung ja das Prüfvolumen verlässt. In der ed. 2 der Norm ist von CMADs nicht die Rede; die Motorleitung verlässt das Prüfvolumen nicht.

## **2.4 Kritik der normativen Vernunft [3]**

Es ist das Selbstverständnis von Normen, den Stand der Technik zu beschreiben. Entsprechend werden Änderungen von Normen wahrgenommen. Man geht davon aus, dass die Auswirkungen der Änderungen geprüft wurden. Grundlage der Normungsarbeit ist also die Kenntnis der Auswirkungen normativer Änderungen und nicht nur die Beschreibung der Umsetzung eines gerade opportun erscheinenden speziellen Aspekts. Erkenntnisgewinn ist grundsätzlich auf zwei Arten möglich, nämlich deduktiv aus bereits gesichertem Wissen theoretisch abgeleitet, und induktiv aus gesammelten Erfahrungen empirisch gewonnen. Seit David Hume (1711-1776) gilt der deduktive Ansatz mit den Mitteln von Logik und Vernunft der induktiven Methode als überlegen, da die rein empirische Methode nie den Beweis der Allgemeingültigkeit liefern kann. In der Praxis findet jedoch meist eine Mischung des deduktiven und des induktiven Ansatzes statt, z. B. indem durch Grundüberlegungen aus gesichertem Wissen eine Erwartung abgeleitet wird und diese durch Versuche in der Praxis zu bestätigen versucht wird – schon allein um eine gewisse Absicherung gegen fehlerhafter Überlegungen zu liefern.

Als gesichertes Erkenntnis für die Störabstrahlung von Leitungen in das Fernfeld der Umgebung gilt, dass die abstrahlenden Strukturen mindestens ein Zehntel der Wellenlänge erreichen sollten und maximale Abstrahlung etwa bei einem Viertel der Wellenlänge erreicht werden kann. Dies entspricht dem Modell eines Monopols, wobei die Störquelle, die die als Monopol wirkende Leitungsstruktur speist, mit einer fehlangepassten Fußpunktimpedanz behaftet ist, die Bezugsmasse des Monopols durch die Gegebenheiten des Geräts als sehr klein anzusehen ist und die Spitze des Monopols durch eine Impedanz – sei es durch die oben vorgeschlagene CMAD oder durch die Gegebenheiten der Netzinstallation selbst – gegen eine große Groundplane abgeschlossen ist. Parallel dazu wirken parasitäre Kapazitäten zwischen den Abschnitten der Leitung und der Groundplane. So wird auch die abschließende Impedanz selbst durch die Länge der freien Leitung über der Groundplane verändert und beeinflusst die Resonanzfähigkeit. Eine CMAD dürfte aufgrund der Verluste zusätzlich die Güte reduzieren. Grundsätzlich ist jedoch zu erwarten: wird die Länge der abstrahlenden Struktur deutlich kleiner als  $\lambda/4$ , so ist die Störabstrahlung – sofern die Struktur wesentlich dazu beiträgt – wahrscheinlich deutlich niedriger als mit längeren Leitungsstrukturen.

### **3 Auswahl eines Musterprüfaufbaus und Vorgehensweise zur Verifizierung der Überlegungen**

Bei der Auswahl des Prüflings ist das entscheidende Kriterium, dass er über ein signifikantes Störspektrum in dem Frequenzbereich verfügt, das für die Längenänderung abstrahlender Leitungsgeometrien relevant ist. Dies dürfte mit  $\lambda/2 = 80 \text{ cm}$  – also bis etwa 200 MHz ausreichend erfüllt sein. Umrichterleistung und damit der Querschnitt der Motorleitung wurden so gewählt, dass die Anwendung einer CMAD möglich ist. Aus Erfahrungen mit unterschiedlichen Geräten wurde ein 750-W-Umrichter für geeignet befunden und mit einer Motorleitung mit Cu-Querschnitt  $4 \times 1,5 \text{ mm}^2$  betrieben. Die Konfiguration erfolgt als Tischaufbau (Motor und Motorleitung jedoch am Boden). Als Leitungstyp wurde Lappkabel CY100 verwendet. Die Qualität der Schirmung hat einen Einfluss auf das Abstrahlungspotential der Motorleitung. Sie ist typischerweise bei kleineren Querschnitten aufgrund des höheren Abdeckungsgrads von Schirmgeflechten besser als bei größeren. Die Motorleitungslänge beträgt zunächst 20 m.

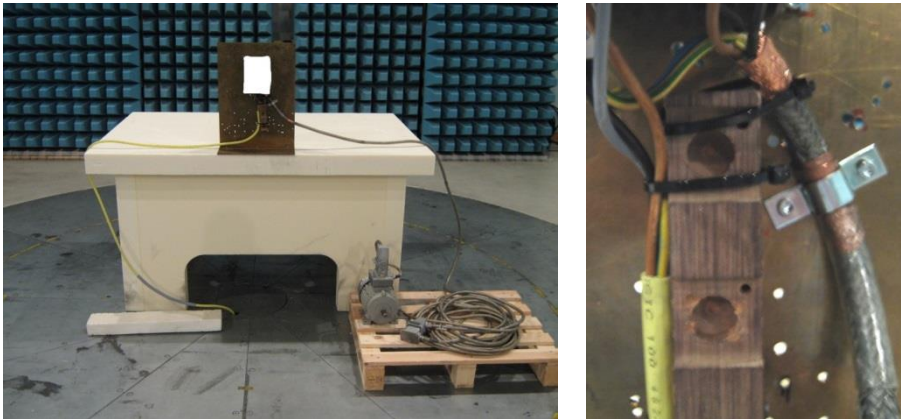
Ausgehend von einem Prüfaufbau entsprechend der ed. 2 der IEC 61800-3 wird mit einer Netzleitungslänge von 2 m zwischen Groundplane und Prüfling begonnen. Zunächst ohne, dann mit CMAD wird bei nach und nach kürzeren freien Netzleitungsabschnitten der Aufbau an die ed. 3 bzgl. CMAD auf der Netzleitung angenähert, wobei die Motorleitung zunächst unverändert bleibt und der Gesamtaufbau über die ganze Messreihe auf der Drehscheibe verbleibt, um die geometrischen Verhältnisse außerhalb der untersuchten Effekte möglichst wenig zu verändern. Im nächsten Schritt wird die Wirkung der CMAD auf der Motorleitung untersucht.

Die Feldstärkemessungen werden in einer Absorberhalle mit Groundplane und Messentfernung 10 m in einem Frequenzbereich von 30 bis 300 MHz durchgeführt. Um die Messpunkte kontinuierlich vergleichen zu können, wird ein FFT-basierter Messempfänger eingesetzt und mit Quasi-Peak-Detektor gemessen. Dabei werden acht Drehscheibenwinkel und acht Antennenhöhen abgefahren und die Maximalkurve festgehalten. Es wird ausschließlich mit vertikaler Antennenpolarisation gemessen, da dies im Frequenzbereich bis 100 MHz die dominante Komponente ist.



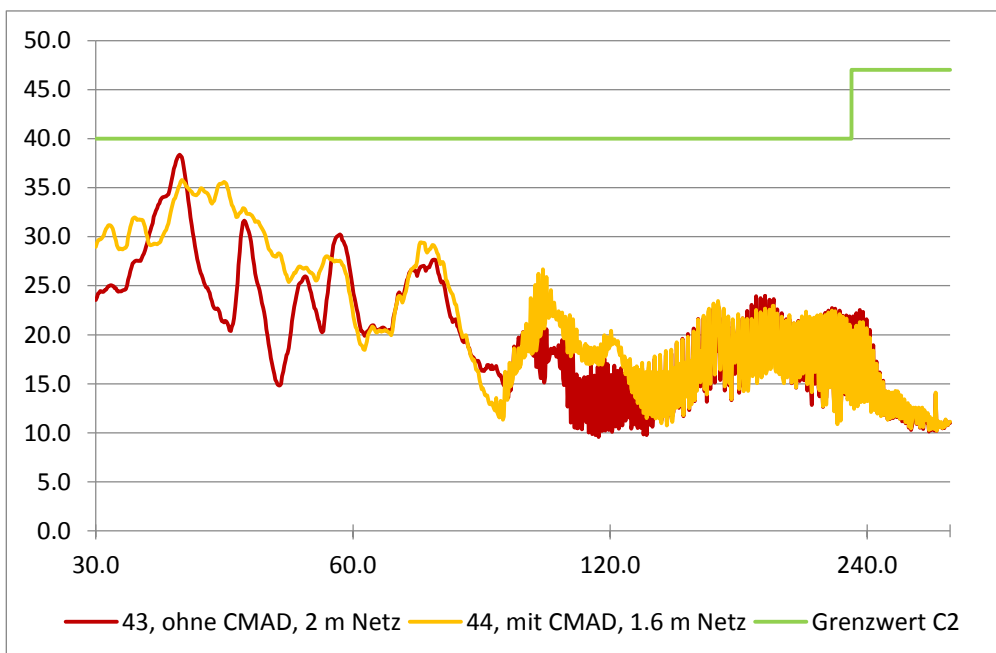
## 4 Durchführung der Untersuchungen und Ergebnisse

### 4.1 Messaufbau für die Ausgangsmessungen



**Bild 1:** Messaufbau entsprechend der ed. 2 der IEC 61800-3, die jedoch Länge der Netzleitung und Leitungslagen nicht eng definiert. Netzleitung von 2 m Länge horizontal und vertikal verlegt, ohne CMADs

Bild 1 zeigt den Messaufbau für die Ausgangsmessung, wie er in Anwendung der ed. 2 der Norm möglich wäre. Der Umrüchter wird auf eine kleine vertikale Metallplatte montiert und die ersten 20 cm von Netz- und Motorleitung zueinander fixiert, damit sich in diesem Bereich bei Änderung der Gesamtlage der Leitung nicht die Kopplungsverhältnisse verändern. Es werden keine CMADs angewendet. Die Netzleitungslänge beträgt 2 m. Wegen der fehlenden Definition der Abschlussimpedanz der Netzleitung ist das Ergebnis der Messungen bei dominanter Abstrahlung über die Netzleitung stark vom Labor und den dortigen Impedanzverhältnissen abhängig.

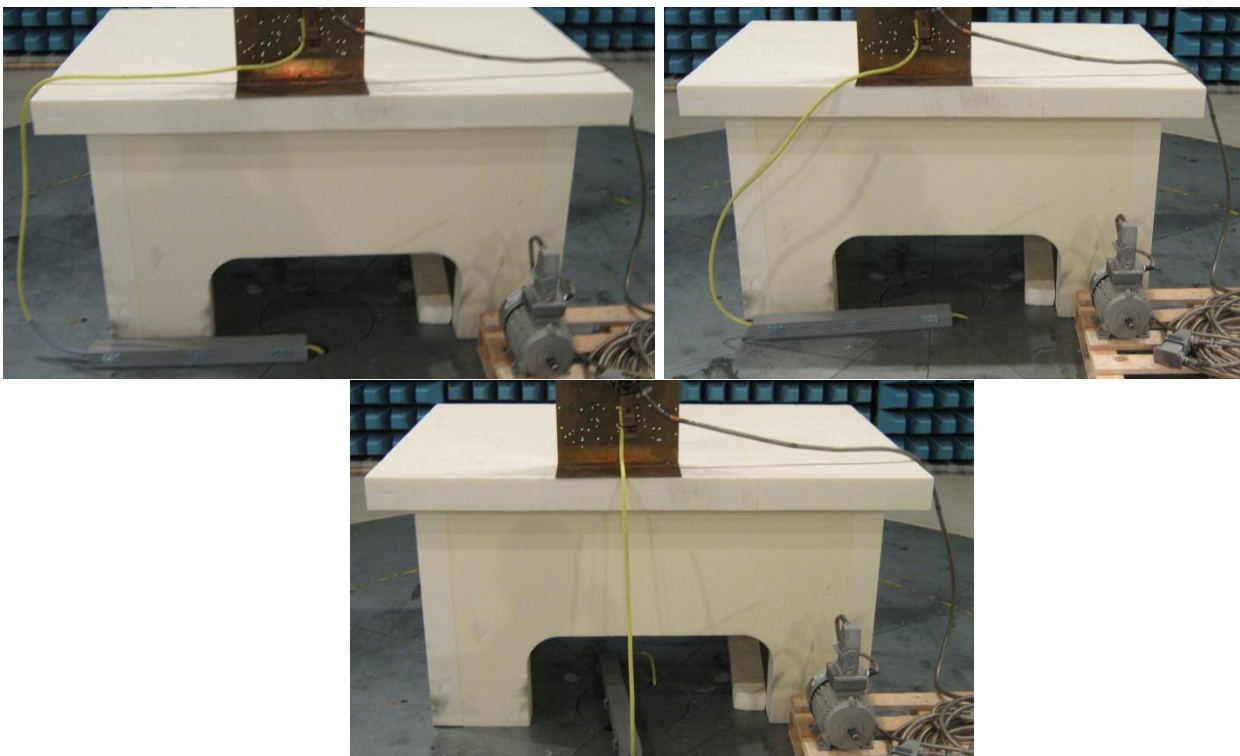


**Bild 2:** Messergebnis mit Aufbau entsprechend Bild 1 (dunkelrote Kurve), Grenzwert Kategorie C2, gleich im Vergleich mit der Anwendung einer CMAD auf der Netzleitung, so dass ich die wirksam abstrahlende Netzleitungslänge auf 1,6 m verkürzt (orangene Kurve), vgl. Bild 3 (Teilbild oben links). Werte in [dBµV/m] über der Frequenzachse [MHz]

Das ermittelte Maximum (dunkelrote Kurve) liegt etwa 2 dB unter dem Grenzwert. Auffallend sind die ausgeprägten Maxima und Minima bis 60 MHz, die auf Resonanzeffekte hindeuten. Oberhalb 100 MHz sind Meßwerte im folgenden zum Teil schwierig vergleichbar wegen der ausgeprägten Aufmodulationen.

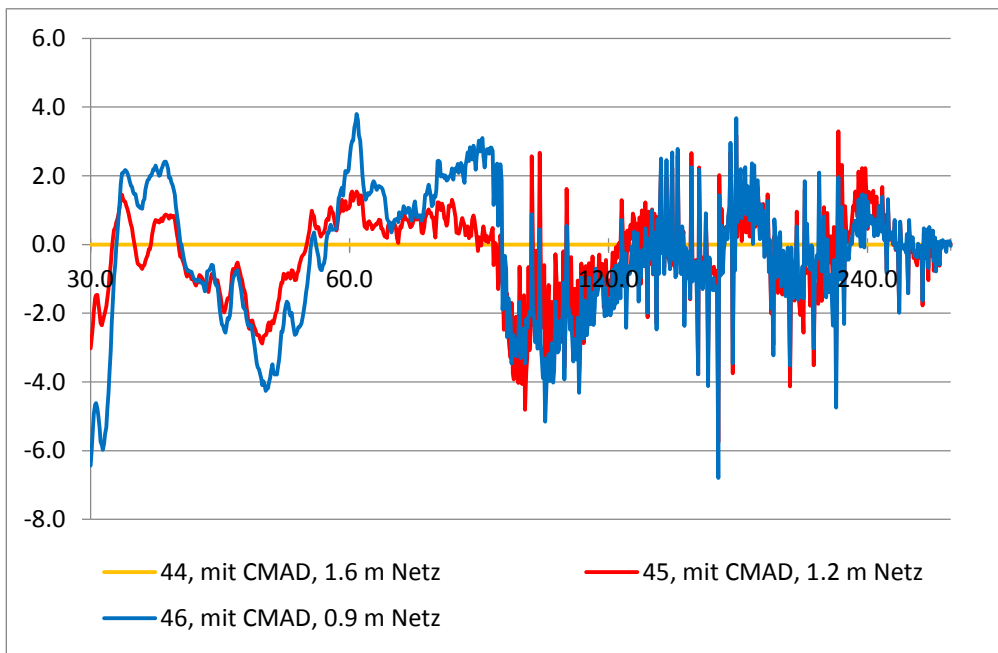
## 4.2 Netzleitung mit CMAD bei verschiedenen Positionen

Eine CMAD ist wirksam durch Ferrite, die nicht nur eine definierte Abschlussimpedanz schaffen, sondern durch ihre Verluste tendenziell auch entstörend wirken können. Dies war der Grund dafür, dass die CMAD nach ihrer normativen Festlegung vor einigen Jahren nur sehr langsam in die Produktfamiliennormen Einzug gefunden hat. Wendet man die CMAD nun auf den Aufbau zur Ausgangsmessung an, so dass der freie Netzleitungsabschnitt sich etwa um die Länge der CMAD auf 1,6 m verkürzt, dann kann eine entstörende Wirkung nur zum Teil bestätigt werden (vgl. Bild 2): Einem nur geringfügig niedrigeren Maximum steht eine deutliche Verringerung der Resonanzausprägung gegenüber. Insgesamt liegt die Kurve im kritischen Frequenzbereich eher höher. Bei einer anderen Netzimpedanz – also in einem anderen Labor – dürfte die Ausgangskurve und Resonanzausbildung ohne CMAD deutlich anders aussehen. Vorteil der CMAD ist die Vereinheitlichung der Abschlussimpedanz und die bessere Vergleichbarkeit von Messergebnissen. Verschiebungen der Resonanzausprägung der Maxima z. B. um 10 MHz, könnten je nach Kontinuität des Störspektrums eines Prüflings zu deutlich unterschiedlichen Püfergebnissen führen. Da die Impedanzen in realen Messaufbauten unbekannt sind, ist jedes Ergebnis in gewisser Weise realistisch. Die hier beobachtete Wirkung der CMAD, die Bereiche der Resonanzauslöschungen bei den Minima deutlich anzuheben, ist daher eine in Summe begrüßenswerte Verbesserung des Messaufbaus und erleichtert insbesondere im Folgenden die Vergleichbarkeit und Aussagekraft der Ergebnisse.



**Bild 3:** Messaufbauten mit CMAD auf der Netzleitung an unterschiedlichen Positionen: 1,6 m / 1,2 m und 0,9 m freie Netzleitung (Annäherung an ed. 3 der Norm).

Denn die eigentliche Problematik der Anwendung der CMAD entsteht, wenn der abstrahlungsfähige Teil der Leitungslänge so weit verkürzt wird, dass sie deutlich kleiner als  $\lambda/4$  wird, also im unteren Frequenzbereich nur noch eingeschränkt wirksam ins Fernfeld abstrahlen kann. Um dies zu verdeutlichen, wird die Länge der Netzleitung zwischen Umrichter und CMAD schrittweise von 1,6 m über 1,2 m auf 0,9 m verkürzt und damit dem Aufbau aus der neuen IEC 61800-3 angenähert (Bild 3), die bei einem Tischaufbau der Umrichterkonfiguration eine CMAD direkt am Boden vorsieht. Die Ergebnisse zeigen die erwartete Auswirkung. Insbesondere bei 30 bis 35 MHz kommt es zu deutlich niedrigeren Bewertungen bei Verkürzung der Netzleitung – stärker als die neuen Überhöhungen an anderen Stellen. Bild 4 referenziert zur Veranschaulichung die Veränderung der Reduzierung der Netzleitungslänge auf 1,2 m und 0,9 m auf das erste Ergebnis mit 1,6 m:

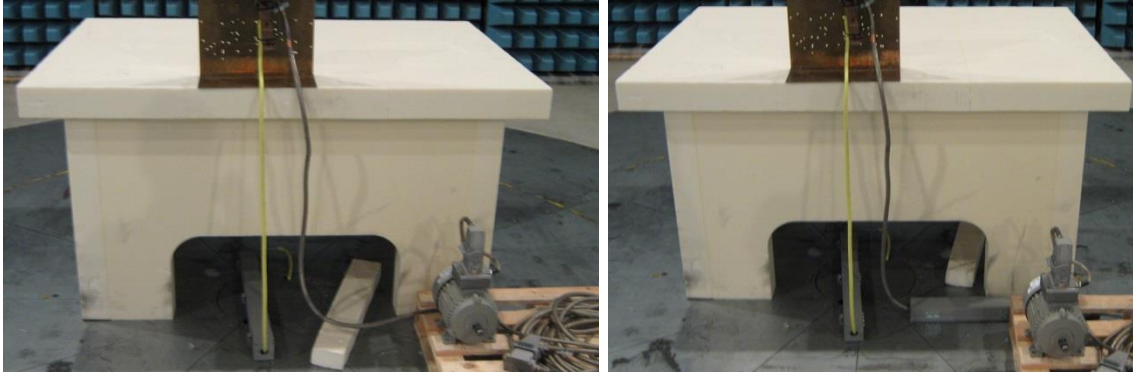


**Bild 4:** Vergleich der verkürzten wirksamen Netzleitungslänge durch unterschiedliche Positionen der CMAD auf der Leitung bezogen auf die erste CMAD-Position mit 1,6 m abstrahlungsfähiger Netzleitung. Werte in [dB] über der Frequenzachse [MHz]

### 4.3 Wirkung der CMAD kombiniert auf Netzleitung und Motorleitung

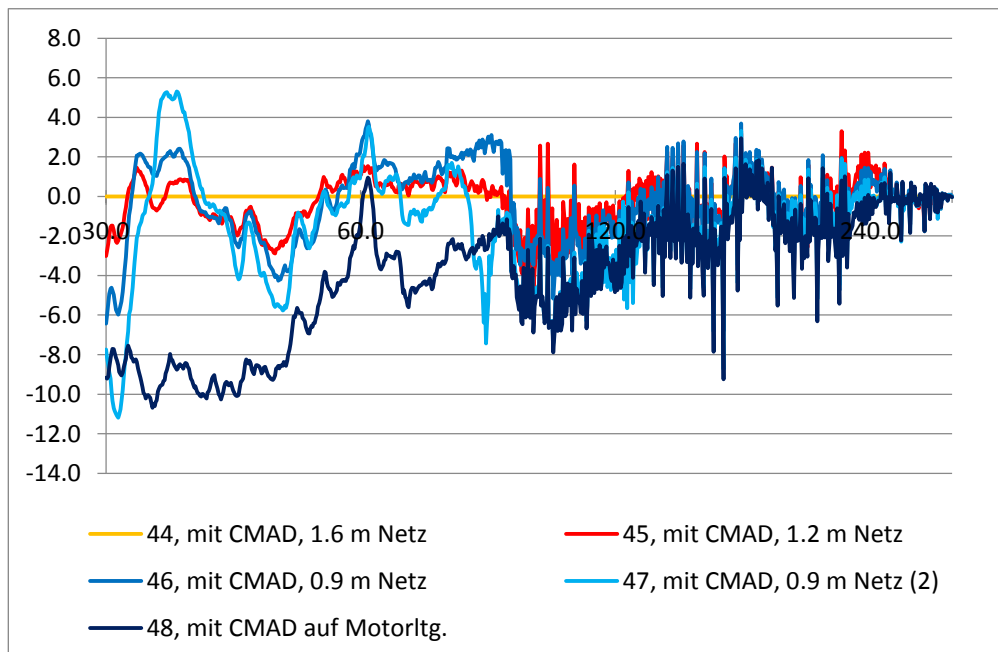
In Abschnitt 4.2 ging es um die Wirkung der CMAD auf die Netzleitung, wie sie in vielen Normen bereits angewendet wird, und wie dies die Bewertung des Prüflings tendenziell verändert. Der Prüfling muss zu seiner Umgebung in definierter Weise abgegrenzt werden – ein Teil der Anschlussleitung gehört zwangsläufig zum Prüfling, ist aber sinnvoll zu begrenzen. Bei der Anwendung der CMAD auf der Motorleitung geht es aber um eine Veränderung des Prüflings selbst, der entweder als vollständiger Aufbau einschließlich Motorleitung und Motor im Prüfvolumen besteht, oder letztere werden nach außerhalb des Prüfvolumens geschoben, wobei Motorleitung und Motor weitgehend mit einer CMAD abgekoppelt sind. Beide Aufbauten sind in der ed. 3 der IEC 61800-3 gleichberechtigt, aber mit dem CMAD-Aufbau ist es leichter, die Bedingungen für kleine Prüflinge und den verringerten Meßabstand von 3 m zu ermöglichen.

Um beispielhaft zu untersuchen, was dies für eine Auswirkung auf die Bewertung haben kann, muss zunächst der obere Grundaufbau verändert werden, in dem die Motorleitung bewusst zunächst auf dem Tisch zur Seite weggeführt war, um Wechselwirkungen mit der Netzleitung möglichst zu verhindern. Dazu wird in einem Zwischenschritt die Motorleitung parallel zur Netzleitung direkt nach unten geführt (Bild 5 links), um sie in einem zweiten Schritt direkt dort am Boden mit einer CMAD zu belegen (Bild 5 rechts).



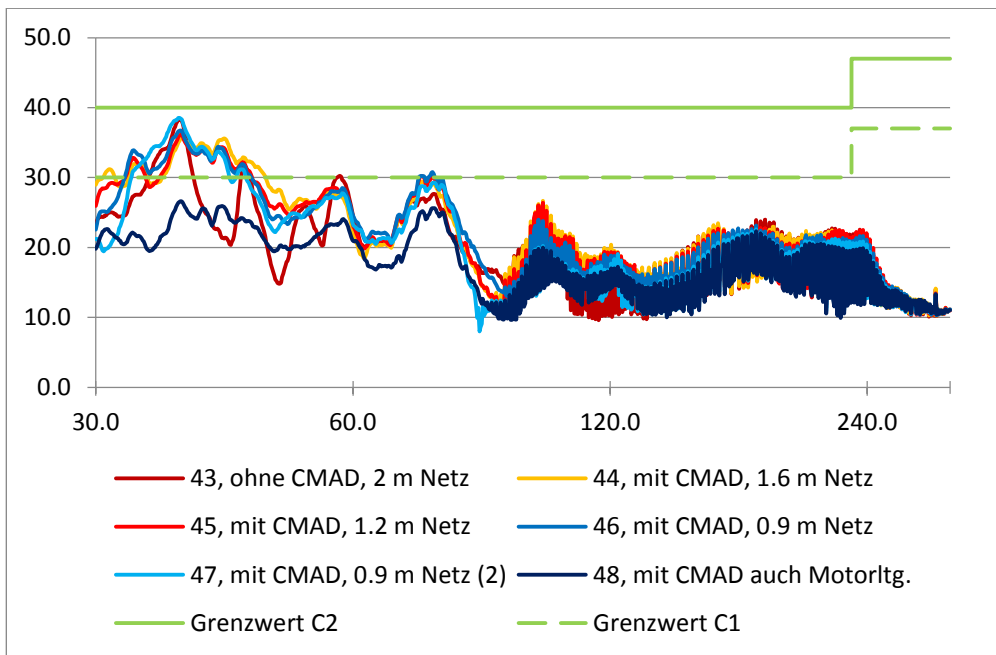
**Bild 5:** Messaufbauten mit CMAD auf der Netzleitung und veränderter Motorleitungslage mit und ohne CMAD zur weiteren Annäherung an den neuen optionalen Aufbau der ed. 3 der Norm.

Motorleitung und Motor bleiben in der Position jedoch unverändert und werden nicht aus dem Prüfvolumen entfernt, da es hier um die Untersuchung der Wirkung der CMAD geht. Werden Prüfling und Motor aus dem Prüfvolumen entfernt, so ist sicher nicht damit zu rechnen, dass die Wirkung der CMAD dadurch aufgehoben wird; es würden eher weitere potentielle abstrahlungsfähige Geometrien aus dem Prüfaufbau verschwinden. Ergänzt man die beiden Messkurven dazu in Bild 4, so erhält man Bild 6:



**Bild 6:** Darstellung von Bild 4 erweitert um eine weitere Messung mit veränderter Motorleitungslage ohne CMAD auf der Motorleitung und dann mit CMAD auf der Motorleitung. Werte in [dB] über der Frequenzachse [MHz].

Bild 7 zeigt die Messkurven, die zu der relativen Darstellung von Bild 6 gehören:



**Bild 7:** Zugrundeliegende Feldstärke-Messkurven zu Bild 6. Werte in [dBµV/m] über der Frequenz [MHz].

## 5 Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Es wurde begründet und an einem Beispiel verifiziert, dass der optionale Prüflingsaufbau für Störfeldstärkemessungen unter Veränderung der Prüflingskonfiguration und unter Anwendung einer CMAD auf der Motorleitung, der in der neuen Ausgabe der IEC 61800-3 eingeführt wird, die gemessene Störaussendung erheblich reduziert, ohne dass die Störquelle selbst oder in ihrer praktischen Anwendung im Feld in irgendeiner Weise verändert wird. In obigem Beispiel beträgt die Verbesserung deutlich eine Grenzwertklasse. – Erfolgreiche Normung?

Positiv zu sehen ist der Versuch, durch Beschreibungen und Bilder Festlegungen für den Prüfaufbau zu verdeutlichen, doch werden neue Unklarheiten aufgeworfen. Die IEC 61800-3 ed. 3 ist erst Anfang des Jahres erschienen und noch nicht als EN-Fassung verfügbar. Ähnliche Maßnahmen zur Veränderung des Prüflingsaufbaus sind auch bei anderen Normen desselben TCs zu beobachten, z. B. bei der IEC 62040-3 (Unterbrechungsfreie Stromversorgung). Die Möglichkeit, bei „kleinen Prüflingen“ den Messabstand zu verringern, hat einen Anreiz geschaffen, die Betrachtung des Prüflings zu verändern. Damit verbunden sind Umdefinitionen des Prüfaufbaus und Auswirkungen auf die Prüfergebnisse, obwohl Grenzwerte unverändert bleiben.

### Literaturangaben

- [1] IEC 61800-3 ed. 2:2004 + A1:2011: Adjustable speed electrical power drive systems – Part 3: EMC requirements and specific test methods
- [2] IEC 61800-3 ed. 3, Feb. 2017: Adjustable speed electrical power drive systems – Part 3: EMC requirements and specific test methods
- [3] Immanuel Kant: „Kritik der reinen Vernunft“, 1781/1787; erkenntnisphilosophisches Werk, bis heute grundlegend für die Prinzipien wissenschaftlicher Arbeit



# **Analyse der verschiedenen Konstellationen in CISPR 25 Aufbau für die abgestrahlte Störaussendungsmessung von 150 kHz bis 30 MHz**

Oussama Sassi, Volkswagen AG, EMV-Zentrum Wolfsburg, Deutschland  
Anna Gheonjian, EMCoS Ltd, Tbilisi, Georgien  
Badri Khvitia, EMCoS Ltd, Tbilisi, Georgien  
Diana Eremyan, EMCoS Ltd, Tbilisi, Georgien  
Zviad Kutchadze, EMCoS Ltd, Tbilisi, Georgien  
Giorgi Kapanadze, EMCoS Ltd, Tbilisi, Georgien  
Roman Jobava, EMCoS Ltd, Tbilisi, Georgien  
Schleicher Detlef, Volkswagen AG, EMV-Zentrum Wolfsburg, Deutschland

## **1 Einleitung**

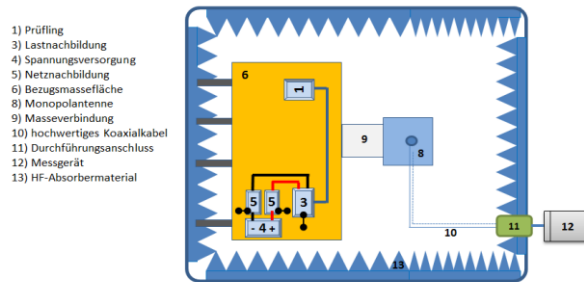
In modernen Fahrzeugen ist die Zahl der Steuergeräte, Sensoren und Aktuatoren erheblich gestiegen. Jede Komponente soll aus EMV-Sicht geprüft und freigegeben werden. Die Messung der gestrahlten Störaussendung auf Komponentenebene soll nach CISPR 25 durchgeführt werden. In der Entwicklungsphase kann die Störemission mit Hilfe der 3D-Feldsimulation geprüft werden. Somit können EMV-Probleme schon frühzeitig festgestellt und Maßnahmen dafür entwickelt werden.

Um die Entwicklungsphase zu beschleunigen, kann mit Hilfe eines virtuellen CISPR 25 Messaufbau-Modells die abgestrahlte Störaussendung einer neu entwickelten Komponente basierend auf einem Ersatzschaltbild bewertet werden. Im ersten Abschnitt dieses Beitrages wird ein Schaltungsmodell für einen CISPR 25 Messaufbau vorgestellt und durch ein entsprechendes 3D-Modell sowie Messung validiert. Anschließend werden die Einflussparameter des Messaufbaus untersucht und die optimale Konstellation für die CISPR 25 Messung der abgestrahlten Störaussendung ermittelt.

## **2 Beschreibung des CISPR 25 Messaufbaus**

In der Entwicklungsphase muss die gestrahlte Störaussendung einer Komponente nach CISPR 25 gemessen werden. Die Messanordnung der Störemission ist in [1] definiert. Im Bereich 150 kHz bis 30 MHz wird eine Monopolantenne verwendet, um die Störungen in vertikaler Polarisation zu messen. Auf einem metallischen Messtisch sollen Prüfling, Spannungsversorgung und Lastnetznachbildung platziert werden. Zudem fordert CISPR 25, dass der Kabelbaum wie folgt verlegt werden soll. Die Höhe über dem Messtisch beträgt 50 mm. Der Prüfkabelbaum ist 1500 mm lang und 1000 mm von der Messantenne entfernt. In Bild 1 wird die Messkonfiguration des gesamten Aufbaus in einer Absorberhalle dargestellt. Die Anbindung des Messtisches an die Hallenmasse bleibt allerdings undefiniert. Zudem ist die Länge der Antennenleitung von der Position des Durchführungsanschlusses und der Größe der Messhalle abhängig. Darüber hinaus ist der Abstand der Antennenleitung zum Hallenboden undefiniert. Dies führt zu einer

gewissen Messunsicherheit. In [1] (Annex J) werden die Hallenvalidierungsverfahren vorgestellt.



**Bild 1:** CISPR 25 Messanordnung mit Monopolantenne in der Absorberhalle

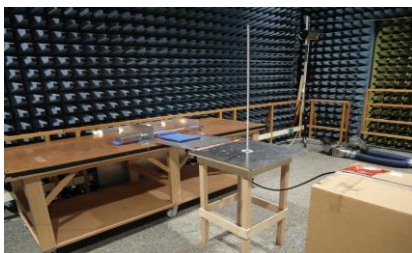
In [2] wurden diese Verfahren untersucht. Beim Referenz-Messverfahren (RMM) liegen die Sende- und Empfangsantenne auf dem Hallenboden. Die Ergebnisse der Untersuchung zeigen keine Resonanzen zwischen 150 kHz und 30 MHz, da die Induktivitäten der Verbindungen sehr klein sind. Somit können die möglichen Resonanzstellen nur außerhalb des Messbereichs auftreten. Weiterhin wird eine Langdrahtantenne (LWM) zur Hallenvalidierung vorgestellt. Im Gegenteil zur RMM wird hier ein Messtisch verwendet. Diese Methode zeigt eine Resonanzstelle bei 15 MHz mit 19 dB Güte. Somit wird die Anforderung  $\pm 6$  dB verletzt [3].

Um die Resonanzstellen in Abhängigkeit von den verschiedenen Einflussfaktoren wie Verbindungsbänder und Messkabel zu untersuchen, wird in diesem Beitrag der CISPR 25 Aufbau mit Hilfe der 3D-Feld- sowie Schaltungssimulation analysiert.

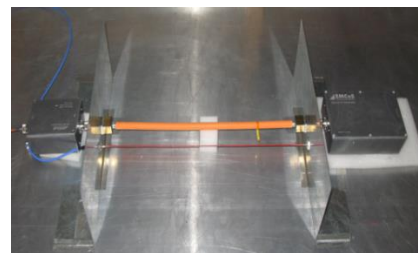
### 3 Messung und Simulation des CISPR 25 Aufbaus

#### 3.1 Beschreibung des Messaufbaus

Bild 2 zeigt den Messaufbau in der Absorberhalle. Basierend auf der Langdrahtantennenmethode [4] ist ein 500 mm langes Kabel in einer Höhe von 50 mm parallel zur Massefläche angeordnet (Bild 3).



**Bild 2:** CISPR 25 Monopol-Messaufbau in einer Absorberhalle



**Bild 3:** Signalgenerator mit Testleitung nach LW Methode [5]

Das Kabel ist mit zwei metallischen Winkelblechen fixiert, die direkt mit der Massefläche elektrisch verbunden sind. An einem Ende des Kabels wird ein Signalgenerator angeschlossen, der ein PWM-Signal mit einer Periodendauer  $T = 500 \mu\text{s}$  und einer maximalen Pulsspannung von 150 V generiert. Am anderen Ende des Kabels wird ein 10- $\Omega$ -Widerstand angeschlossen [5]. Der Messtisch ist mit dem Hallenboden über einer

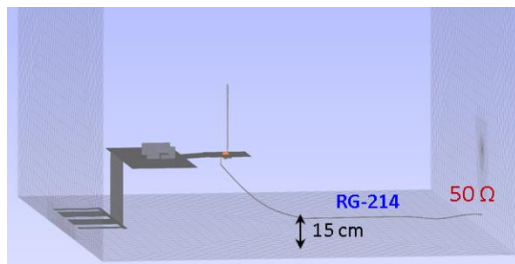
Metallfläche (1,2 m x 1,2 m) geerdet. Die Messleitung liegt 90 cm über dem Hallenboden und die Leitungslänge beträgt 4,5 m. Das Messkabel wird über einen Durchführungsanschluss zum Messempfänger angeschlossen.

## 3.2 Simulationsverfahren

Die Bestimmung der Einflüsse der Aufbauparameter erfolgt mit Hilfe der Simulation. Im Folgenden werden die eingesetzten Simulationsmethoden sowie die Simulationsmodelle beschrieben.

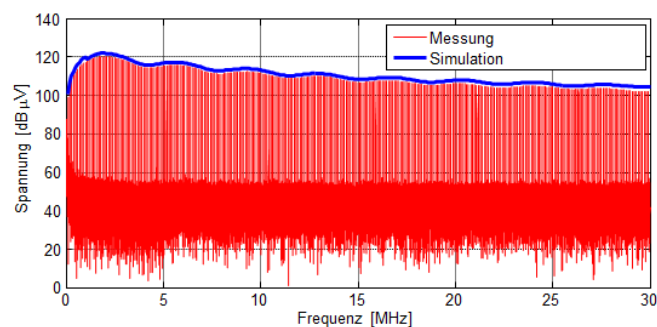
### 3.2.1 3D-Simulationsmodell

Mit Hilfe der 3D-Feldsimulation kann der Messaufbau nachgebildet werden. Dadurch werden die elektromagnetischen Felder sowie die Störspannung am Antennenfußpunkt basierend auf der Momentenmethode (MoM) mit EMCoS Studio [6] berechnet.



**Bild 4:** CISPR 25 Simulationsmodell in EMCoS-Studio

Bild 4 zeigt das 3D Simulationsmodell. Dieses besteht aus Messtisch, Monopolantenne, Messkabel und Hallenboden. Für die Berechnung der Störspannung wird die Antenne in der Simulation mit dem Verstärkungsfaktor betrachtet, um den direkten Vergleich mit der Messung zu ermöglichen. Die Masseplatte der Messantenne wird durch den Schirm des Messkabels mit dem Hallenboden kurzgeschlossen. Im 3D-Modell wird diese Schirmverbindung durch einen Rohrzylinder ersetzt. Die Bestimmung der Common-Mode-Ströme kann mit dem MTL-Solver im Zeitbereich berechnet und mit Hilfe der Fourier-Transformation im Frequenzbereich dargestellt werden. Um das Modell zu vereinfachen, wird die Störleitung mit den Common-Mode-Strömen aus dem MTL-Berechnungsschritt ersetzt und die Störspannung am Antennenfußpunkt berechnet [7]. Der Vergleich der Messung mit der Simulation der Störspannung am Lastwiderstand zeigt eine sehr gute Übereinstimmung (Bild 5).

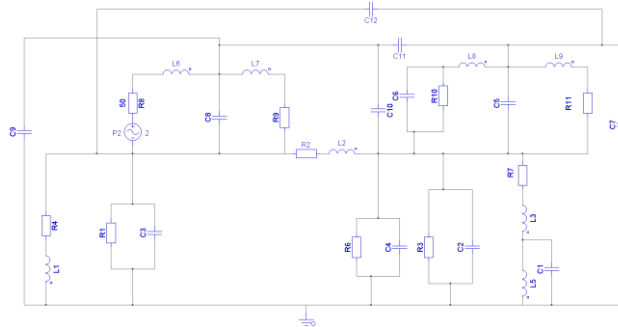


**Bild 5:** Vergleich Messung und Simulation des Störsignals



### 3.2.2 Schaltungsmodell

Bei tiefen Frequenzen bietet die Schaltungssimulation eine alternative Lösung, um die Komplexität der 3D-Feldberechnung durch ein Schaltungsmodell zu reduzieren [8]. In diesem Abschnitt wird ein Schaltungsmodell des CISPR 25 Aufbaus entwickelt und für die Parameteranalyse verwendet. Zuerst werden die Koppelimpedanzen zwischen den Komponenten des Messaufbaus mit dem Static-Solver von EMCoS Studio basierend auf der PEEC-Methode ermittelt [6].

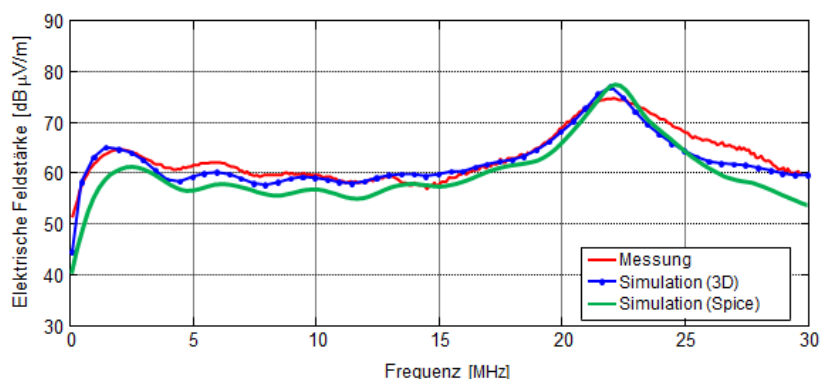


**Bild 6:** Schaltungsmodell des CISPR 25 Aufbaus

Die Modellkomponenten (Messtisch, Messantenne, Messkabel und Verbindungsbänder) werden als Knoten definiert. Im Schaltungsmodell wird die Störquelle mit einer Spannungsquelle mit 2 V und 50 Ω Innenimpedanz, einem Ersatzschaltbild des Kabels und einer 50 Ω Abschlussimpedanz ersetzt (Bild 6). Anhand des Modells wird die Transferfunktion berechnet. Anschließend wird die simulierte Störspannung als Multiplikation des Störsignals mit der Transferfunktion ermittelt. Die Übertragungstrecke zwischen Antennenfußpunkt und Messempfänger wird als Korrekturfaktor für die Berechnung der Störung am Messempfänger berücksichtigt.

### 3.2.3 Validierung der Modelle

Die Messkonstellation, die im Abschnitt 3.1 vorgestellt wurde, wird für die Validierung des 3D- sowie auch des Schaltungsmodells verwendet. Bild 7 zeigt eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den Mess- und Simulationsergebnissen.



**Bild 7:** Vergleich Messung, 3D- und Schaltungsmodell

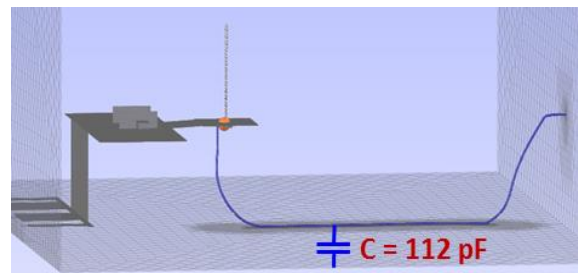
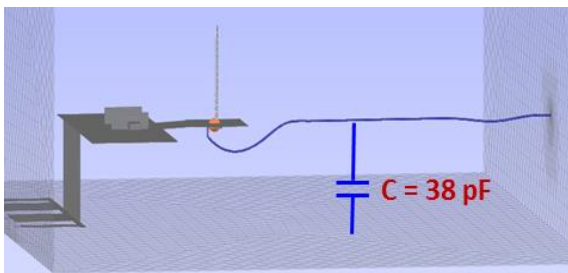
Bei einer Frequenz von 22 MHz ist eine Resonanzstelle mit einer Güte von ca. 20 dB deutlich zu erkennen. Hierdurch wird die CISPR 25 Anforderung  $\pm 6$  dB verletzt, obwohl

die Anforderungen des CISPR 25 Aufbaus berücksichtigt wurden. Aus diesem Grund werden die Einflüsse des Messaufbaus im nächsten Abschnitt basierend auf dem validierten Simulationsmodell analysiert und diskutiert.

## 4 Simulatorische Analyse des CISPR 25 Aufbaus

### 4.1 Untersuchung der Antennenleitung

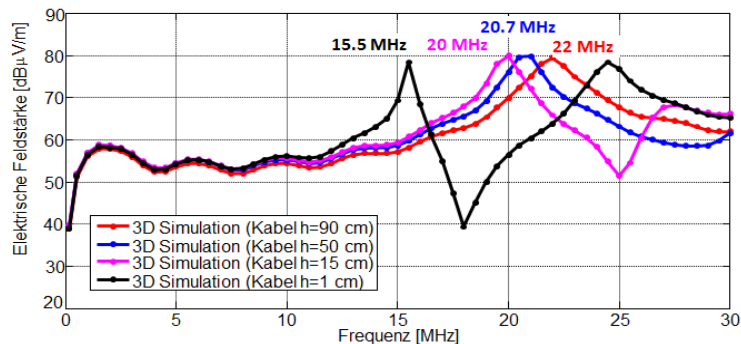
In diesem Abschnitt werden die Einflüsse der Leitungslänge sowie deren Abstand zum Hallenboden untersucht. Die Leitungslänge wird zwischen 2,5 m und 4,5 m variiert. In Bild 8.a und 8.b werden die Simulationsmodelle für zwei Konstellationen dargestellt. Die Variation der Kabelhöhe bewirkt auch eine Änderung der Kabellänge. Das heißt, dass sich die Kapazität  $C$  und die Induktivität  $L$  des Messkabels gleichzeitig ändern.



**Bild 8.a:** Simulationsmodell mit 90 cm Kabelhöhe

**Bild 8.b:** Simulationsmodell mit 1 cm Kabelhöhe

Bild 9 zeigt die Einflüsse der Leitungslänge und Höhe aus der 3D-Feldsimulation. Die Variation der Leitungskapazität sowie der Induktivität führen zu zwei Resonanzstellen. Bei einer hohen Induktivität von  $10 \mu\text{H}$  und hohen Kapazität von  $112 \text{ pF}$  liegen diese Resonanzstellen bei  $15 \text{ MHz}$  und  $25 \text{ MHz}$ . Bei dieser Konstellation beträgt die Differenz zwischen der maximalen und minimalen Störung  $40 \text{ dB}$ .

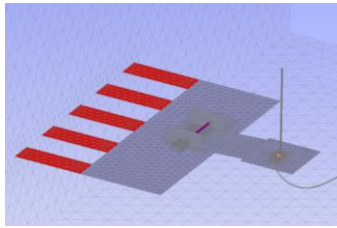


**Bild 9:** Vergleich der Einflüsse der Kabellänge und Kabelhöhe

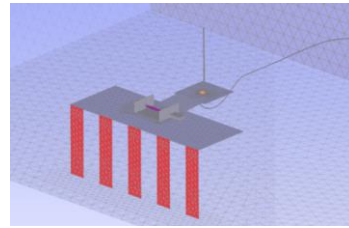
### 4.2 Untersuchung der Masseanbindung des Messtisches

Hier wird der Einfluss der Verbindung des Messtisches mit der Hallenmasse analysiert. In der Simulation werden die fünf Massebänder mit der Hallenwand oder mit dem Hallenboden verbunden (Bild 10 a und 10 b).

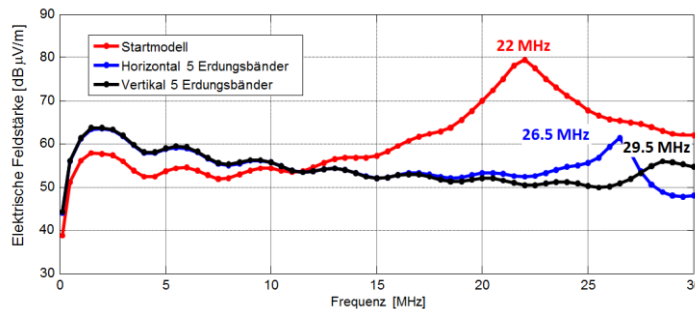
Bild 11 zeigt, dass der Übergangswiderstand der Verbindungsbänder die Störspannung erheblich beeinflusst. Ein Messtisch mit vertikalen Verbindungsbändern und 0,1 mΩ Übergangswiderstand zeigt, dass die Resonanzstelle bei 28 MHz liegt.



**Bild 10.a:** 5 horizontale Verbindungsbänder



**Bild 10.b:** 5 vertikale Verbindungsbänder



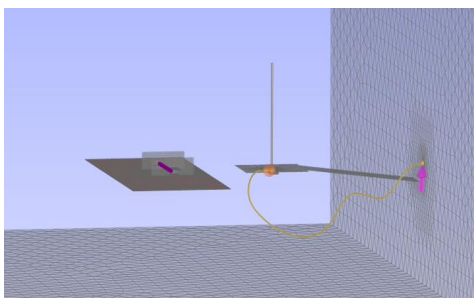
**Bild 11:** Vergleich der Einflüsse der Erdungsbänder

In den vorangegangenen Untersuchungen wurde gezeigt, dass die Änderung der Leitungslänge sowie die Kontaktierung des Messtisches neue Resonanzstellen im Messbereich hervorrufen und deren Güte bis 40 dB erreichen kann. Im Folgenden wird eine neue Messkonstellation für CISPR 25 simulatorisch und messtechnisch untersucht.

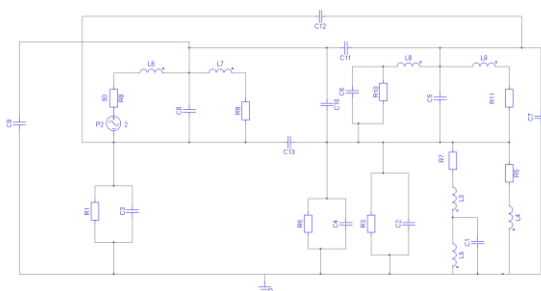
## 5 Neue Messkonstellation für CISPR 25

### 5.1 Messaufbau und Analyse

Im neuen Messaufbau wird der Messtisch analog zur Fahrzeugmessung vom Hallenboden isoliert und von der Antennenmasse getrennt. Die abgestrahlte Störung wird über einen direkten kapazitiven Koppelpfad eingekoppelt [8]. Um weiterhin die Induktivität der Schirmverbindung des 4,5 m Koaxialkabels mit dem Hallenboden zu reduzieren, wird die Antennenmasse mit kurzer Verbindung geerdet. Bild 12a und 12b zeigen das 3D- und das Spice-Simulationsmodell.

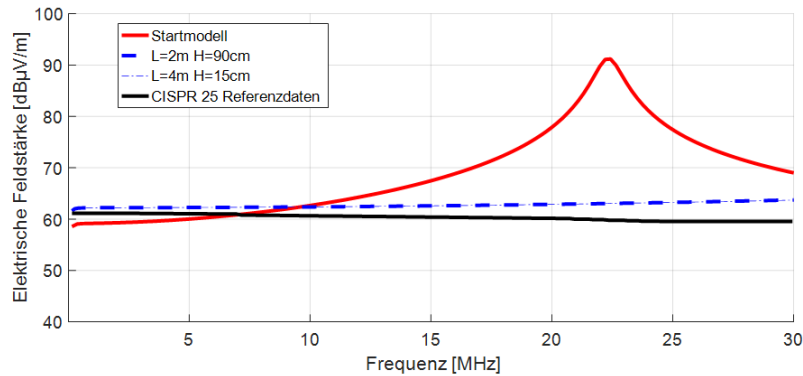


**Bild 12.a:** 3D-Simulationsmodell



**Bild 12.b:** Spice-Simulationsmodell

In der Analyse werden die Länge der Antennenleitung sowie die Entfernung des Kabels vom Boden untersucht. Dies erfolgt durch die Bewertung der elektrischen Feldstärke. Im Vergleich mit den Referenzdaten aus Tabelle J1 in [1] weist das Startmodell eine Resonanzstelle durch die hohe Induktivität der elektrischen Verbindung zum Hallenboden auf. Die neue Messkonstellation zeigt hingegen eine konstante Feldstärke über dem Frequenzbereich (von 150 kHz bis 30 MHz) und stimmt sehr gut mit den Referenzdaten überein (Bild 13).



**Bild 13:** Vergleich der elektrischen Feldstärke der neuen Konstellation

Zudem zeigen die Ergebnisse, dass die Länge des Antennenkabels sowie die Höhe über dem Boden keinen Einfluss mehr auf die berechnete Störspannung haben. Im Folgenden wird diese Erkenntnis messtechnisch validiert.

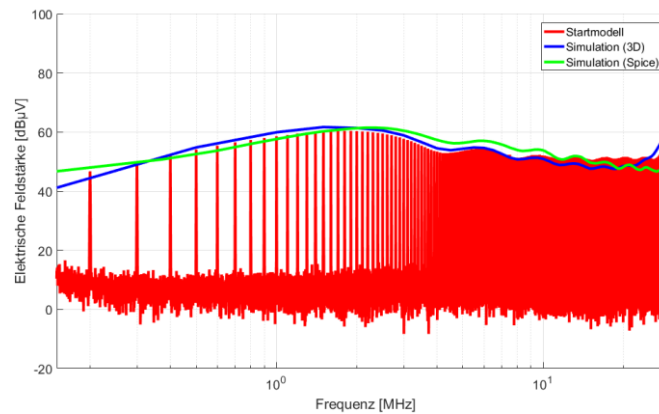
## 5.2 Messtechnische Validierung

Für die Verifikation der Simulationsergebnisse wird die neue Messkonstellation in der Messhalle vorbereitet und die Messung durchgeführt (Bild 14).



**Bild 14:** Vergleich neuer Konstellation Messung, 3D- und Schaltungsmodell

Bild 15 zeigt eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation. Somit kann das Schaltungsmodell in der Entwicklungsphase verwendet werden, um die Störabstrahlung nach CISPR 25 virtuell zu bewerten.



**Bild 15:** Vergleich neuer Konstellation Messung, 3D- und Schaltungsmodell

## 6 Zusammenfassung

Die Messung der abgestrahlten Störung wird nach CISPR 25 durchgeführt. Die Analyse des Messaufbaus hat gezeigt, dass die Höhe, die Verbindung der Schirmung des Messkabels und die Verbindung des Messtisches zum Hallenboden einen entscheidenden Einfluss auf die Resonanzstelle haben. In diesem Beitrag wurde ein CISPR 25 Schaltungsmodell entwickelt. Dieses unterstützt die Komponentenentwicklung schon in der frühen Phase durch die virtuelle Systembewertung. Das Modell zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit dem 3D-Feldmodell sowie mit der Messung. Abschließend wurde eine neue Messkonstellation für CISPR 25 entwickelt und validiert. Hierbei bietet der neue Messaufbau eine hohe Flexibilität bei der Systemauslegung unabhängig von der Größe der Messhallen. Dieser Messaufbau kann auch in verschiedenen Messhallentypen untersucht werden.

### Literaturverzeichnis

- [1] IEC/CISPR 25/Ed.4/CD 06.2014
- [2] F. Wilhelm Trautnitz, J. Riedelsheimer: Validierung von Messplätzen nach dem neuesten CISPR 25 CD, EMV Düsseldorf 2014
- [3] F. -J. Bongartz, J. Deckers, M. Heina, H. Hirsch, J. Mooser, J-C. Nickel, M. Seiger: Proposal for the Validation of Absorber Lined Shielded Enclosures for CISPR 25 Emission Tests, EMC 2009, IEEE International Symposium on.
- [4] H. Hirsch, C. Schwing: Validierung von Messplätzen, GMM-Fachtagung 77, Stuttgart 2013.
- [5] A. Gheonjian, O. Sassi, B. Khvitia, Z. Kut Chadze, D. Eremyan, G. Kapanadze, R. Jobava: Analysis of the Radiated Emission from Shielded HV-Cables, EMC Europe Angers 2017
- [6] EMCoS: EMCoS Studio 2017 <http://www.emcos.com> Stand 2017
- [7] J. Jia, A. Zeichner, D. Rinas, S. Frei: Anwendung von alternativen Verfahren zur Vorhersage von EMV Antennenmessergebnisse nach CISPR-25, EMV Düsseldorf 2014.
- [8] O. Sassi: Untersuchung des Einflusses der Kopplungswege auf die Fahrzeugmessung im MW-Bereich. GMM-Fachtagung, Wolfsburg 2017

---

## Reverberation Cham

---

# Erste Ergebnisse für die gemessene Direktivität von realen Prüflingen aus dem DEBoRA-Projekt

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 Messung der gestrahlten Störemission von Prüflingen ist ein wichtiger Schritt zur Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit. Für die Messung existieren verschiedene standardisierte Verfahren, die sich grob in feldstärke- und leistungs-basierte Messverfahren einteilen lassen. Die Messung der abgestrahlten Feldstärke erfolgt z. B. in Absorberhallen [5], wobei in einem bestimmten Abstand für jede Frequenz das Maximum der Feldstärke über alle Raumrichtungen und Polarisierungen zu ermitteln ist. Für elektrisch große Prüflinge, also Prüflingsabmessungen größer als die Wellenlänge, wird es zunehmend schwieriger, dieses Maximum zu finden, weil sich die Abstrahldiagramme feiner aufgliedern. In diesem Fall bieten sich leistungs-basierte Messumgebungen wie z. B. Modenverwirbelungskammern [4] an, in denen die gesamte abgestrahlte Leistung eines Prüflings unabhängig vom konkreten Abstrahldiagramm relativ einfach und robust gemessen werden kann. Die statistische Unsicherheit der Messung liegt dann nicht mehr im unbekanntem Abstrahlverhalten des Prüflings (relativ große Unsicherheit bei hohen Frequenzen), sondern in der intrinsischen Feldunsicherheit der Messumgebung (unabhängig von der Frequenz).

Übliche Fachgrund- oder Produktnormen spezifizieren jedoch typischerweise nur feldstärkebasierte Grenzwerte [2, 3], so dass leistungs-basierte Messwerte nicht direkt mit einem entsprechenden Grenzwert [6] verglichen werden können. Eine Umrechnung der Mess- bzw. Grenzwerte ist jedoch nur möglich, wenn das konkrete Abstrahldiagramm bzw. die maximale Direktivität eines Prüflings bekannt sind, die sich beide nur aufwendig messen lassen und dazu noch über der Frequenz ändern.

## 2 Berechnung der maximalen Direktivität

Deshalb existieren verschiedene Verfahren zur Abschätzung der Direktivität, deren Frequenzabhängigkeit und statistischer Verteilung [7] bzw. zur empirischen Ermittlung von Umrechnungsfaktoren zwischen Grenzwerten verschiedener Messverfahren [1]. Ein Problem bei der Ermittlung solcher Umrechnungsfaktoren ist deren zunächst unbekannter Wertebereich und die damit einhergehende schwierige Bewertung der Gültigkeit, gerade bei verrauschten Messwerten.

Die maximale Direktivität eines Prüflings, also die abgestrahlte Leistung in der Hauptstrahlungsrichtung bezogen auf die mittlere Strahlungsleistung hat dagegen einen begrenzten Wertebereich, ist stets größer als Eins und liegt für unbeabsichtigte Strahler typischerweise im Bereich von 1,5 bis 15.

Eine übliche Abschätzungsformel (siehe [11, Gl. (11)] oder [7, Gl. (32) und (35)]) gibt die

maximale Direktivität

$$D_{\max} \approx \begin{cases} 2,452 & ka \leq 1 \\ 0,577 + \ln(4ka + 2) + \frac{1}{8ka+4} & ka > 1 \end{cases} \quad (1)$$

in Abhängigkeit der Wellenzahl  $k = 2\pi f/c_0$  mit der Frequenz  $f$  und der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  sowie des Radius  $a$  an. Dieser entspricht dem Radius der kleinsten Kugel, die den Prüfling komplett umschließt und ist ein grobes Maß für die Prüflingsgröße. Diese Abschätzung gilt für die eindimensionale Abtastung auf einem den Prüfling umfassenden Kreisring für eine Kombination beider Polarisierungen. Weiterhin existieren entsprechende Modelle und Formeln für die dreidimensionale Abtastung der Direktivität bzw. die Betrachtung nur einer Polarisation.

Nachteilig für diese Abschätzung ist, dass die zugrundeliegenden Prüflingsmodelle sehr generisch sind und deshalb berechtigterweise hinterfragt werden kann, ob sich reale Prüflinge tatsächlich ähnlich verhalten.

### 3 Messung der maximalen Direktivität

Eine weitere praxisnahe Variante ist die Bestimmung der Direktivität aus routinemäßigen Emissionsmessungen in Absorberhallen, die im Rahmen der Marktüberwachung z. B. durch die Bundesnetzagentur durchgeführt werden. Zur Umsetzung dieses Vorhabens wurde das DEBoRA-Projekt (Directivity Estimation Based on Routine Assessments) ins Leben gerufen und die eingesetzte Software [10] zur Messautomatisierung so modifiziert, dass nicht nur das Maximum der abgestrahlten Feldstärke (bzw. Leistung), sondern auch der Mittelwert über alle Polarisierungen und Ausrichtungen der Prüflingsdreh Scheibe gespeichert wird. Das Verhältnis beider Größen ist ein einfacher Schätzer der Direktivität, wie sie auch für die Umrechnung der Grenzwerte benötigt wird.

#### 3.1 Messaufbau

Der Messaufbau entspricht einer üblichen Messung der gestrahlten Störemission. Da natürlich nur dann eine Direktivität bestimmt werden kann, wenn der Prüfling überhaupt etwas abstrahlt, wurden die in diesem Beitrag beschriebenen Messungen zunächst in einem Messlabor durchgeführt, in dem hauptsächlich Kommunikationsgeräte untersucht werden, die bestimmungsgemäß stets in einem bestimmten Frequenzbereich abstrahlen. Obwohl solche Geräte nicht direkt als unbeabsichtigte Strahler aufgefasst werden können, sollten sie sich doch ähnlich verhalten.

Die Messungen wurden mit folgenden Parametern bzw. unter den folgende Bedingungen durchgeführt.

Winkelschritte: 45°  
Polarisation: horizontal und vertikal  
Umgebung: Freiraumbedingungen (Vollabsorberkammer)  
Höhenscan: nein  
Messentfernung: 3 m



### 3.2 Auswertung

Die Rohdaten der Messung stellen die frequenzabhängigen Empfangsleistungen für die horizontale und vertikale Polarisation für jeden Winkelschritt dar. Diese werden von einem Leistungspegel zunächst in eine Leistung umgerechnet, damit die anschließende Mittelung über alle Polarisationen und Winkelschritte auf einer linearen Skala stattfindet und tatsächlich ein arithmetischer Mittelwert gebildet wird. Eine direkte Mittelung der dB-skalierten Pegel würde stattdessen einer quadratischen Mittelwertbildung entsprechen.

Für die entsprechende Maximalwertbildung ist es demgegenüber egal, ob diese mit linearen Leistungen oder dB-skalierten Pegeln stattfindet. Die Direktivität wird abschließend als Verhältnis der maximalen zur mittleren Leistung für jede Frequenz berechnet. Alternativ kann die Direktivität auch als dB-skaliertes Maß aus der Differenz des maximalen und mittleren Leistungspegel bestimmt werden.

## 4 Darstellung und Diskussion der Ergebnisse

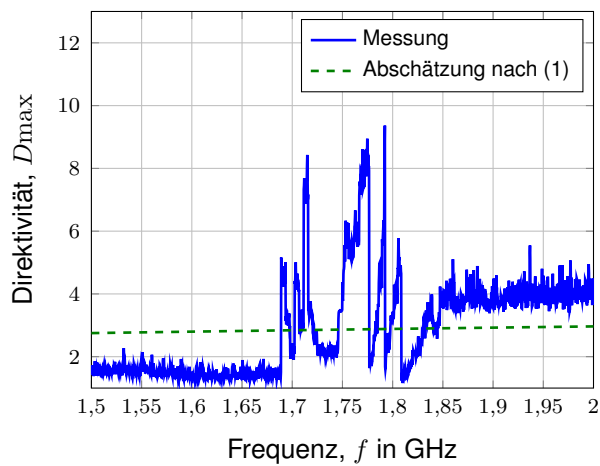
Ein anonymisierter Überblick über die in diesem Beitrag untersuchten Prüflinge ist in Tabelle 1 gegeben. Die dort verzeichnete Prüflingsgröße entspricht dem in Gleichung (1) benutzten Radius  $a$ .

**Tabelle 1:** Übersicht über die untersuchten Datensätze und Prüflinge

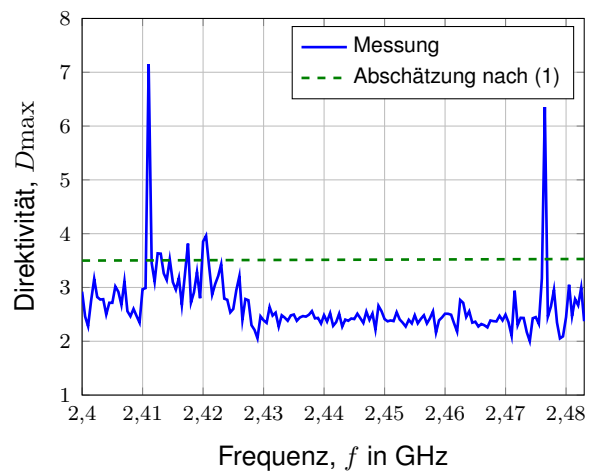
Daten-satz	Prüfling	Frequenzband	Prüflingsgröße
1	Mobiltelefon	GSM 1,8 GHz	5 cm
2	Funkkamera	ISM 2,4 GHz für Wi-Fi	8 cm
3	mobiler Transmitter	ISM 2,4 GHz für Bluetooth	20 cm
4	mobiler Transmitter	ISM 2,4 GHz für Wi-Fi	8,5 cm
5	mobiler Transmitter	ISM 2,4 GHz für Wi-Fi	10 cm
6	mobiler Transmitter	ISM 2,4 GHz für Wi-Fi	15 cm
7	Funkkamera mit Monitor	ISM 2,4 GHz; 4,9 GHz; 7,4 GHz für Wi-Fi	21,5 cm

Die aus der Messung ermittelten Direktivitäten sind für die einzelnen Datensätze bzw. Prüflinge mit einem entsprechenden Vergleich der durch Gleichung (1) abgeschätzten Direktivitäten in Bild 1 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Verläufe zum großen Teil nur aus rauschartigen Werten bestehen, deren Schwankung die Unsicherheit der Messung widerspiegelt. Nur in den kleinen Frequenzbereichen, in denen die Prüflinge abstrahlen, werden sinnvolle Direktivitätswerte bestimmt, die dann jedoch oft deutlich oberhalb der Abschätzung liegen.

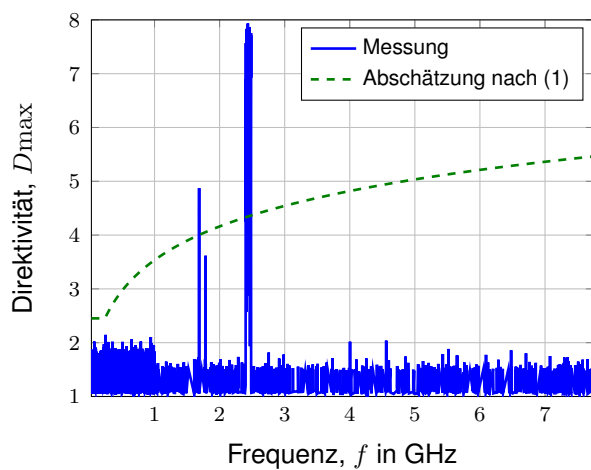
Detaillierte Einblicke liefern die Darstellungen in Bild 2, in denen jeweils nur die Frequenzbereiche herausgegriffen wurden, in denen der Prüfling tatsächlich abstrahlt. Hier fällt erneut auf, dass die gemessene Direktivität über der Frequenz sehr schnellen Schwankungen unterworfen ist, die nicht sehr plausibel erscheinen, da mit einer höheren Frequenzkorrelation [9] gerechnet werden müsste, die nur in Bild 2d knapp oberhalb von 2,4 GHz zu erkennen ist.



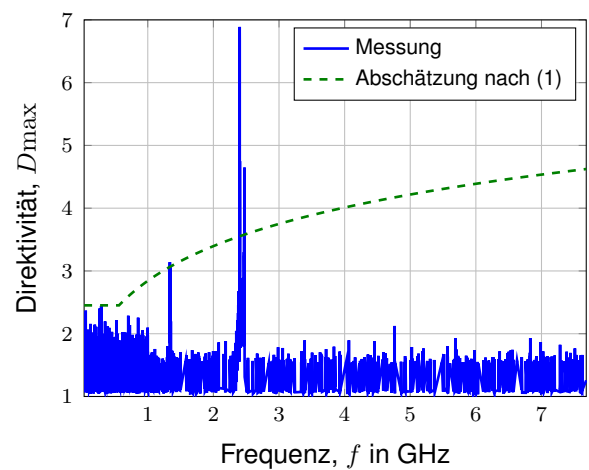
(a) Datensatz 1



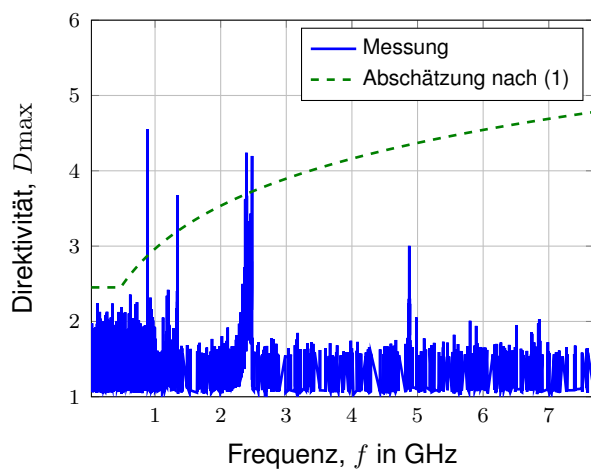
(b) Datensatz 2



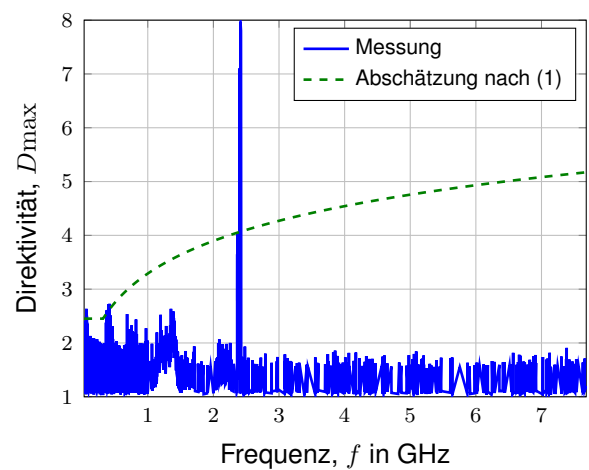
(c) Datensatz 3



(d) Datensatz 4



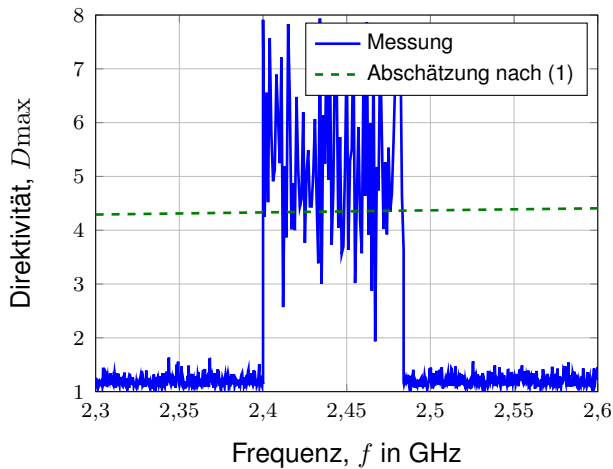
(e) Datensatz 5



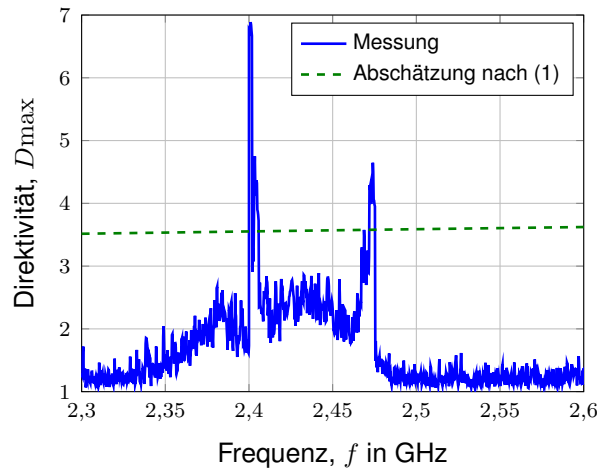
(f) Datensatz 6

**Bild 1:** Vergleich der experimentell ermittelten Direktivitäten mit einer üblichen Abschätzung über den gesamten gemessenen Frequenzbereich

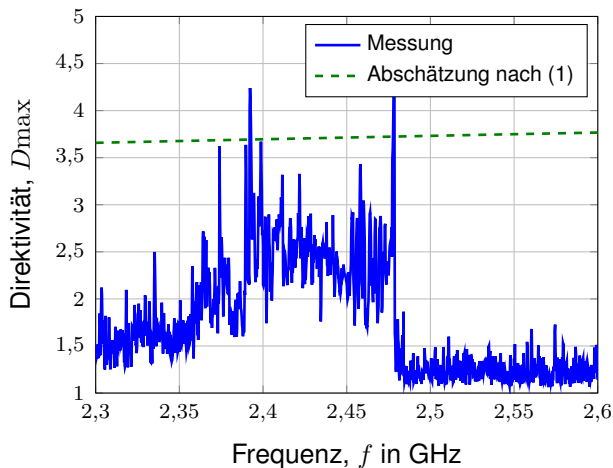
Für einen weiteren Prüfling, dessen Direktivität in Bild 3 dargestellt ist, wurden zur näheren Untersuchung auch die Rohdaten der Messung exportiert und analysiert.



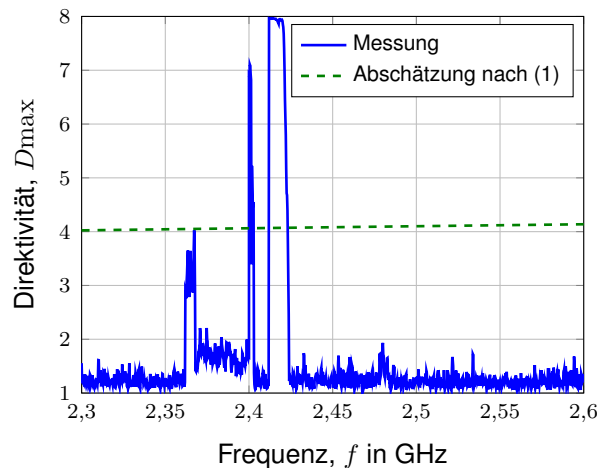
(a) Datensatz 3



(b) Datensatz 4



(c) Datensatz 5

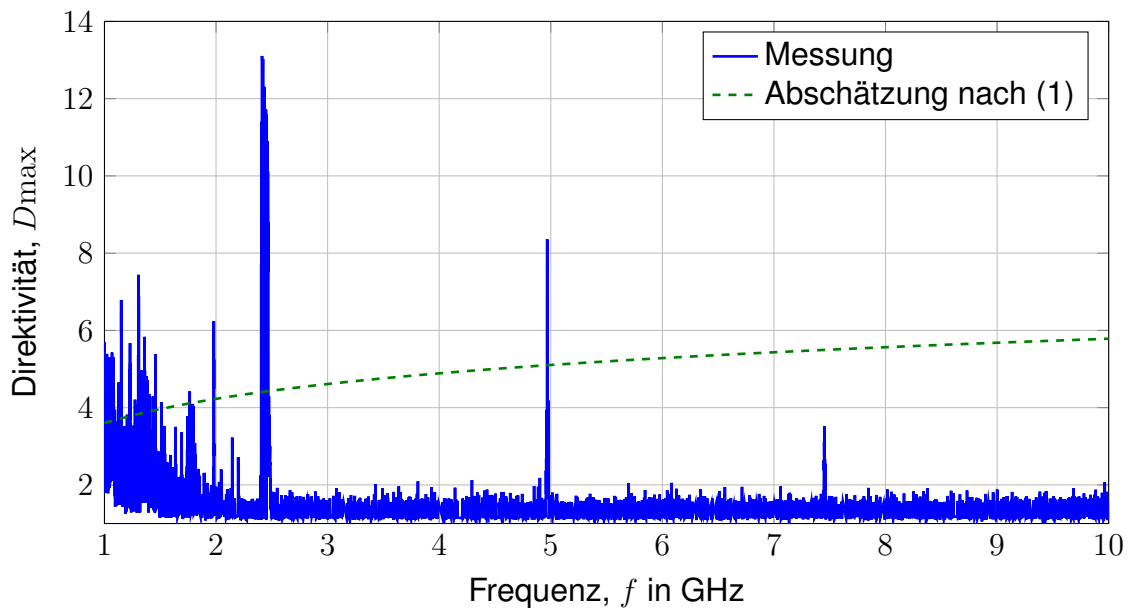


(d) Datensatz 6

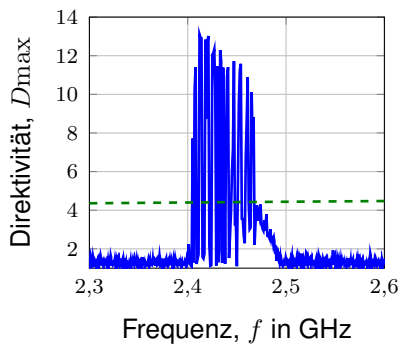
**Bild 2:** Vergleich der experimentell ermittelten Direktivitäten mit einer üblichen Abschätzung über den Frequenzbereich, in dem der Prüfling abstrahlt

Bild 4 zeigt dazu die in eine bestimmte Richtung abgestrahlte Leistung normiert auf den Mittelwert über alle Richtungen. Dort lässt sich erkennen, dass jeweils nur wenige Raumrichtungen (hier  $180^\circ$  and  $225^\circ$  mit vertikaler Polarisation) bei der Abstrahlung überwiegen, während die Abstrahlung in die anderen Raumrichtungen nahezu gleich ist. Außerdem sind einzelne Träger im Frequenzband erkennbar, zwischen denen keine größere Abstrahlung in eine besondere Raumrichtung festgestellt werden kann bzw. bei denen fraglich ist, ob dort überhaupt eine nennenswerte Leistung abgestrahlt wurde, aus der sich eine Direktivität bestimmen lässt.

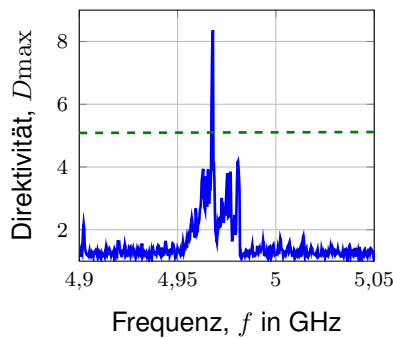
Streng genommen müsste man den Auswertalgorithmus also entsprechend so anpassen, dass für jede Frequenz geprüft wird, ob die mittlere Abstrahlleistung mindestens einen gewissen Faktor (z. B.  $z_2$ ) oder einen bestimmten Pegelabstand (z. B. 3 dB) über dem Grundrauschen des Messaufbaus liegt, und nur dann eine Direktivität berechnet wird.



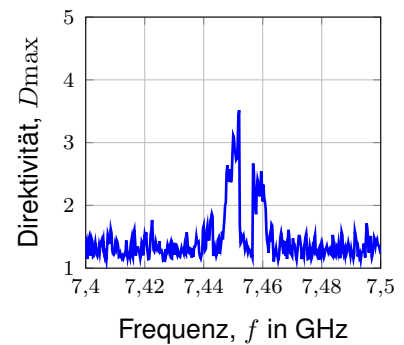
(a) Gesamter gemessener Frequenzbereich



(b) Zoom bei 2,4 GHz

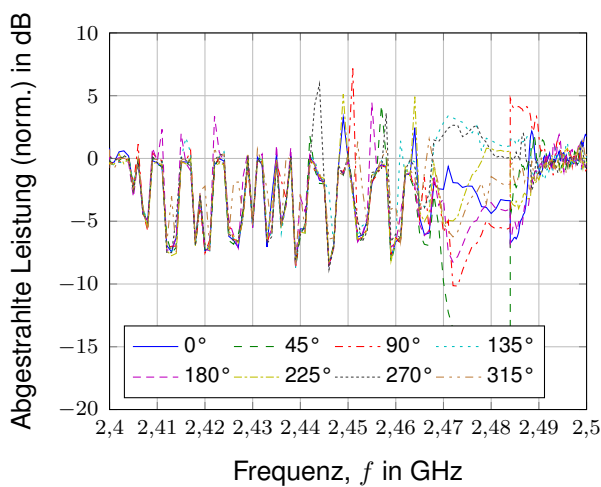


(c) Zoom bei 4,9 GHz

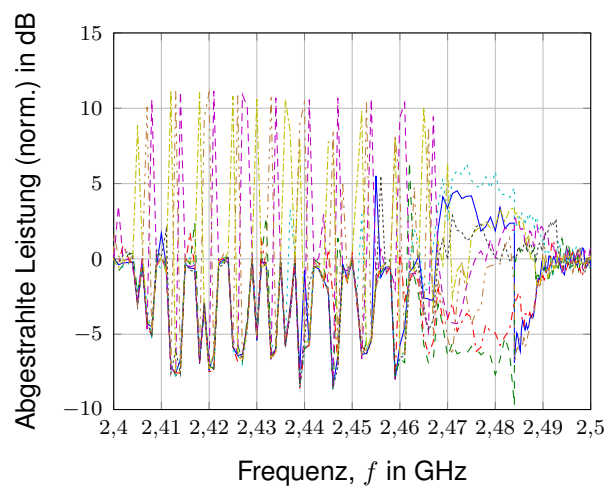


(d) Zoom bei 7,4 GHz

**Bild 3:** Vergleich der experimentell ermittelten und abgeschätzten Direktivität für den Datensatz 7



(a) horizontale Polarisation



(b) vertikale Polarisation

**Bild 4:** Abgestrahlte Leistung in eine bestimmte Richtung und einer bestimmten Polarisation, normiert auf den Mittelwert der abgestrahlten Leistung über alle Raumrichtungen und Polarisationen

Eine nicht unerhebliche Schwierigkeit besteht also darin, Prüflinge zu finden, die einerseits typische potentielle EMV-Störquellen darstellen, andererseits aber bei möglichst vielen Frequenzen eine moderate Abstrahlung aufweisen. Diese Herausforderung wurde bereits in [8] diskutiert.

Nichtsdestotrotz lässt sich festhalten, dass die gemessenen und abgeschätzten Direktivitäten hinreichend gut übereinstimmen, um Prüflingsmodelle und Abschätzungsformeln für die Direktivität zum Umrechnung von Grenzwerten zumindest nicht kategorisch auszuschließen.

## 5 Zusammenfassung

Im Beitrag wurden erstmals Direktivitätsmesswerte von realen Prüflingen vorgestellt, die automatisiert aus Routinemessungen im Rahmen der Marktüberwachung ermittelt wurden. Solche Messwerte können in Zukunft einen wichtigen Beitrag zur Umrechnung von feldstärke- in leistungs-basierte Grenzwerte darstellen und damit eine breitere Anwendung von alternativen Testverfahren wie Modenverwirbelungskammern für gestrahlte Störemissionsmessungen ermöglichen.

Mittelfristig sollen zahlreiche weitere Messungen folgen, aus denen eine Datenbank mit experimentell ermittelten Direktivitätswerten für typische Prüflinge aufgebaut werden soll. Dazu ist eine weitere Automatisierung des Messverfahrens und der Auswertungsprozedur notwendig

## Danksagung

Die Autoren möchten den Herren Dr. Sisolefsky, Siebert, Schmidt und Brüsewitz von der Bundesnetzagentur, Messlabor Kolberg für die Aufnahme der Messdaten sowie den Herren Prof. Krauthäuser und Manicke von der Technischen Universität Dresden für den ursprünglichen DEBoRA-Projektbeginn danken.

## Literatur

- [1] COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES (Hrsg.): *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-5: Uncertainties, statistics and limit modelling – Conditions for the use of alternative test methods*. CISPR TR 16-4-5:2006+AMD1:2014 CSV Consolidated version. Genf, Schweiz: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, Juli 2014. – 117 S.
- [2] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V. UND VDE VERBAND DER ELEKTROTECHNIK ELEKTRONIK INFORMATIONSTECHNIK E.V. (Hrsg.): *DIN EN 61000-6-3:2011-09, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-3: Fachgrundnormen – Störaussendung für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe (IEC 61000-6-3:2006 + A1:2010); Deutsche Fassung EN 61000-6-3:2007 + A1:2011*. Berlin, Frankfurt: DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband

der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., September 2011. – auch VDE 0839-6-3:2011-09

- [3] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V. UND VDE VERBAND DER ELEKTROTECHNIK ELEKTRONIK INFORMATIONSTECHNIK E.V. (Hrsg.): *DIN EN 61000-6-4:2011-09, Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-4: Fachgrundnormen – Störaussendung für Industriebereiche (IEC 61000-6-4:2006 + A1:2010); Deutsche Fassung EN 61000-6-4:2007 + A1:2011*. Berlin, Frankfurt: DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., September 2011. – auch VDE 0839-6-4:2011-09
- [4] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V. UND VDE VERBAND DER ELEKTROTECHNIK ELEKTRONIK INFORMATIONSTECHNIK E.V. (Hrsg.): *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-21: Prüf- und Messverfahren – Verfahren für die Prüfung in der Modenverwirbelungskammer (IEC 61000-4-21:2011)*. 2. Berlin, Frankfurt: DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., Dezember 2011
- [5] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V. UND VDE VERBAND DER ELEKTROTECHNIK ELEKTRONIK INFORMATIONSTECHNIK E.V. (Hrsg.): *DIN EN 55016-2-3:2014-11, 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 16-2-3:2010 + A1:2010 + A2:2014); Deutsche Fassung EN 55016-2-3:2010 + A1:2010 + AC:2013 + A2:2014*. Berlin, Frankfurt: DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., November 2014. – auch VDE 0877-16-2-3:2014-11
- [6] HOLLOWAY, Christopher L. ; WILSON, Perry F. ; KOEPKE, Galen H. ; CANDIDI, Marco: Total Radiated Power Limits for Emission Measurements in a Reverberation Chamber. In: *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility* Bd. 2. Boston, MA, USA, August 2003, S. 838 – 843
- [7] KRAUTHÄUSER, Hans G.: Statistical Analysis of the Correlation of Emission Limits for Established and Alternative Test Sites. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 53 (2011), November, Nr. 4, S. 863 –875. <http://dx.doi.org/10.1109/TEMC.2010.2102764>. – DOI 10.1109/TEMC.2010.2102764. – ISSN 0018–9375
- [8] MENSSEN, Benjamin ; BRECH, Henrik ; GARBE, Heyno: On determining the directivity of electrically large, unintentional electromagnetic radiators – Assessment of a real electronic equipment. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*. Breslau, Polen, September 2016. – ISSN 2325–0364, S. 520–525
- [9] MENSSEN, Benjamin ; GENENDER, Evgeni ; KRETH, Adrian ; GARBE, Heyno: Investigation of the frequency correlation between radiation patterns of unintentional emitters for large frequency bands. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*. Rom, Italien, September 2012. – ISSN 2325–0356, S. 1–5
- [10] ROHDE & SCHWARZ GMBH & Co. KG: *R&S@EMC32 Measurement Software*. <https://www.rohde-schwarz.com/de/software/emc32/>. Version: 9.15
- [11] WILSON, Perry F. ; HILL, David A. ; HOLLOWAY, Christopher: On Determining the Maximum Emissions From Electrically Large Sources. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 44 (2002), Februar, Nr. 1, S. 79 – 86

# Analyse und Design zur Nutzung einer mobilen Modenverwirbelungskammer in einer Absorberhalle

Waldemar Schädel, Hochschule-Osnabrück/ Daimler AG, TP/ EMV  
Alexander Rommel, Daimler, TP/ EMV

## 1 Einleitung

Der Megatrend Connectivity macht auch vor der Nutzfahrzeugbranche nicht halt. Jeder möchte und muss überall verbunden sein. Um dieses gewährleisten zu können steigt die Anzahl der Funkdienste sowie deren Kanalauslastung. Doch die vorhandenen Frequenzbänder reichten nicht mehr aus, weshalb auf freie höhere Frequenzen ausgewichen werden musste.

Neben der Connectivity steht in der Automobilindustrie auch die Sicherheit und störungsfreie Funktionalität im Vordergrund, weshalb auch der zu untersuchende Frequenzbereich von Störfestigkeitsprüfungen bis in den Super High Frequency (SHF) Frequenzbereich erweitert wurde.

Doch bekanntlich nimmt die Abschattungsthematik in einer Absorberhalle mit steigender Frequenz zu, während die Sendekeulen der Messantennen abnehmen. Um dennoch die gewünschte Testabdeckung zu gewährleisten sind mit steigender Frequenz immer mehr Antennenpositionen notwendig. Besonders lange und große Fahrzeuge sind davon stark betroffen.

Das Messverfahren in einer Modenverwirbelungskammer (MVK) weist diese Problematik nicht auf. Durch die gewollten Reflexionen an den Kammerwänden wird der Prüfling durch die statistische Feldhomogenität von allen Seiten und Richtungen auf einmal mit dem Prüffeld beaufschlagt.

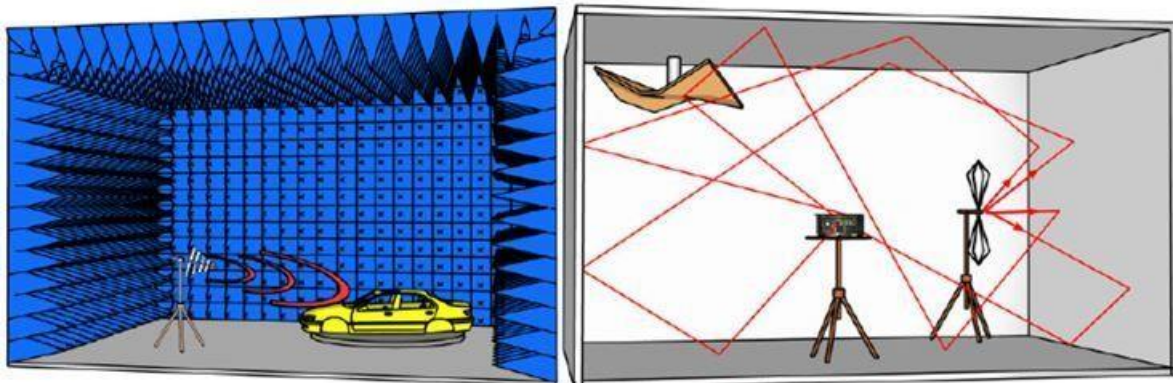


Abbildung 1: Systemaufbau von Absorberhalle und Modenverwirbelungskammer im Überblick [1]

Doch dieses Verfahren besitzt auch Nachteile. Zunächst wird die kleinste nutzbare Frequenz  $f_{LUF}^1$  von den Raumabmessungen der MVK begrenzt [2,3]. Die Feldhomogenität im Raum muss mit einem komplexen und teuren Modenrührer erzeugt

<sup>1</sup>  $f_{LUF}$ : Kleinste nutzbare Frequenz englisch lowest usable frequency

werden. Außerdem ist das Verfahren unter Experten teilweise umstritten und so existiert noch keine MVK für Nutzfahrzeuge.

Ein Eigenbau für LKW und Busse würde viele Millionen Euro kosten. Hinzu kommt eine lange Planungs- und Bauphase, weshalb hier eine kostengünstige und schnell umsetzbare Alternative zu dem Neubau einer Modenverwirbelungskammer gesucht wurde, welche die vorhandene Infrastruktur nutzt.

## **2 Hybrid Kammer**

Beim Vergleich der Bauteile weist eine Modenverwirbelungskammer einen großen Deckungsanteil mit einer Absorberhalle auf:

- Schirmkabine
- Rollenprüfstand
- Antennen
- Verstärker
- Prüfstand (Bedien-/Messgeräte)

Lediglich in einem Punkt unterscheiden sich die Hallen. Statt der Absorber benötigt die Modenverwirbelungskammer reflektierende Wände und einen Modenrührer. Wodurch die Idee entstand, in einer vorhandenen Absorberhalle temporär eine MVK zu errichten. Eine solche Hybrid Kammer brächte wesentliche Vorteile, so wäre diese im unteren Frequenzbereich als Absorberhalle und im höheren Frequenzbereich als MVK nutzbar. Die Realität würde so besser wiedergespiegelt werden, im unteren Frequenzbereich werden wenige Sendemasten mit großer Sendeleistung eingesetzt. Anders im oberen Frequenzbereich, hier agieren viele Sendequellen mit geringerer Sendeleistung.

Doch wie dies in einer akzeptablen Zeit ohne großen Invest zu realisieren ist, war ein Teil der durchgeführten Masterarbeit.

### **2.1 Zelt als MVK**

Die besten Reflexionseigenschaften besitzen massive metallische Bleche, jedoch sind diese schwer temporär in einer Absorberhalle vor den Absorbern zu montieren. Bei der gewünschten MVK-Größe von 26 m x 8 m x 6 m wären die Wände ggf. noch als Ständerwände mit einem Gabelstapler montierbar, doch spätestens an der Realisierung der Decke würde dieses Unterfangen nicht nur aus zeitlichen Gründen scheitern.

Da die MVK jedoch in einer vorhandenen Absorberhalle betrieben werden soll, muss diese nicht 100% „HF-Dicht“ sein. So lassen sich die Wände und Decke der MVK auch durch leichte reflektierende Stoffe realisieren s. Abbildung 2 und 3. Die entweichende Leistung muss jedoch dann der Verstärker durch mehr Leistung ausgleichen. Was bei einer derartig großen Halle ein Thema sein könnte.



Solche Zelte sind bereits als sog. Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber (VIRC) oder mobile Modenverwirbelungskammer bekannt und sind für den Außeneinsatz ausgelegt [4]. Da die Störfestigkeitsprüfung in einer Absorberhalle mit metallischen Boden befinden reichte eine einfachere Version der VIRC als Zelt aus. So ist hier kein extra Boden oder zusätzliche Abdichtung notwendig. Die Aufhängung des Zeltes erfolgt an dem vorhandenen Rahmen der Stripline, welcher über einen Seilzug senkrecht verfahrbar ist. Zusätzlich angebrachte Ausleger spannten das Zelt auf die Gewünschte Fläche auf s. Abbildung 2 und 3. Damit wird ein separates Gestell, wie bei der VIRC, nicht benötigt. Ebenso sind keine HF-dichten Durchführungen der Lichtwellenleiter und Koaxialleitungen notwendig. Diese Leitungen lassen sich einfach am Boden liegend unter dem Zelt hindurchführen s. Abbildung 4.

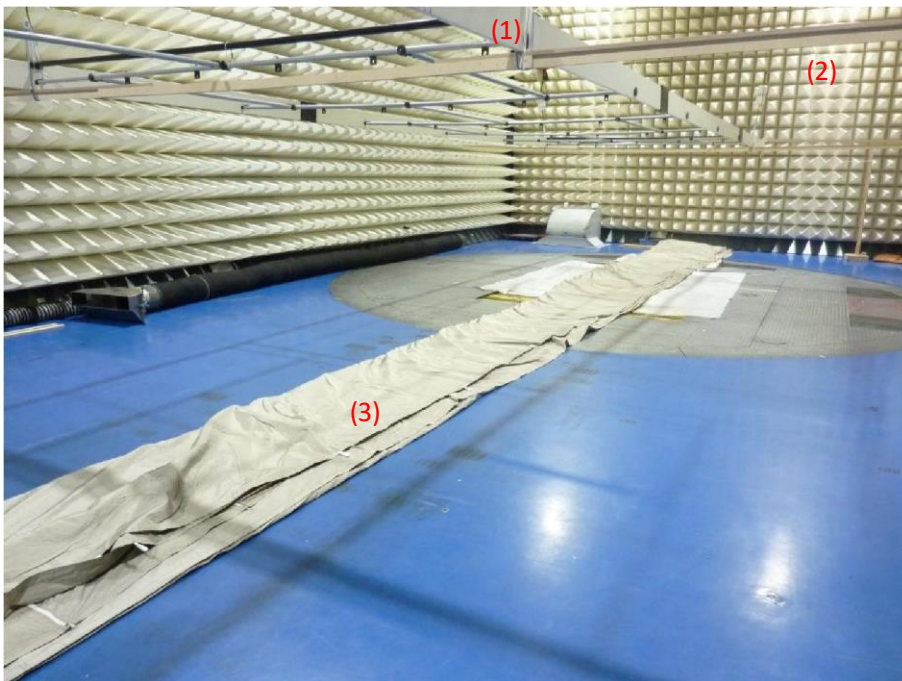


Abbildung 2: Stripline (1) mit Auslegern (2) über ausgerolltem Zelt-Prototyp (3) in der Absorberhalle



Abbildung 3: Entfaltung des Zelt-Prototypen an Stripline beim Hochfahren

Der Stoff des 26 m x 8 m x 6 m großen Zeltes besteht aus einer 100%igen Kupfer-Nickellegierung, der mittels einer speziellen Webetechnik als reisfestes RIP-Stop-Gewebe ausgeführt ist. Das Zelt besitzt ein Tor für die Fahrzeuge und eine Tür für den Nutzer. Alle Öffnungsmöglichkeiten im Zelt lassen sich durch Reisverschlüsse und HF leitenden Klettverschlüssen mit Überlappungen verschließen. Ein Überlappungsbereich von einem  $\frac{1}{4}$  m stellte die Verbindung zwischen den Wänden und dem Boden der Halle dar s. Abbildung 4.



Abbildung 4: Ansicht außerhalb der VIRC, links Wand der VIRC und rechts Absorber der Halle

## 2.2 Moden Rührer

Es existieren mehrere Möglichkeiten die Moden in einer MVK zu verwirbeln [2,5]. Zum einen kann man die Position der Antenne variieren bzw. die Phasenlage verändern. Doch hierzu müsste die Antenne mechanisch bewegt werden oder ein Phasenschieber angeschafft werden. Die zweite Alternative ist einen Moden-Rührer zu verwenden. Doch für eine Halle dieser Größenordnung hätte dieser Rührer immense Ausmaße. Was für eine temporäre MVK keine geeignete Lösung darstellt. Daher viel die Entscheidung auf die dritte Möglichkeit. Analog dem Prinzip der VIRC erfolgte die Verwirbelung der Moden durch Schwingungen an senkrechten Kanten des Zelts. Hierzu wurde ein Schwingvorrichtung genutzt, diese regte mit einem Scheibenwischermotor (1) und einem Hebelarm das Zelt an s. Abbildung 5 und 6.

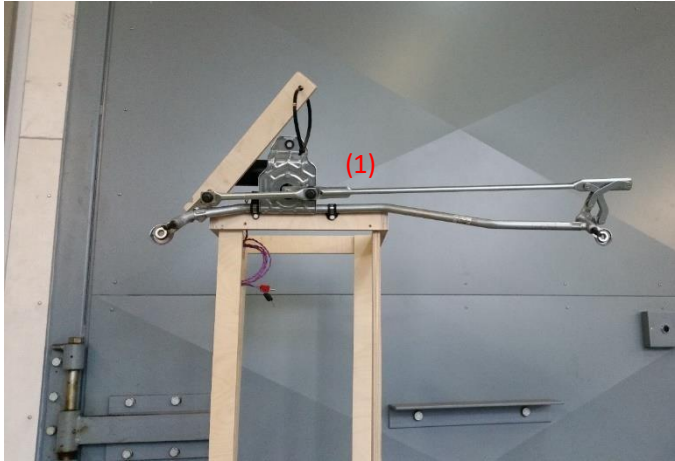


Abbildung 5: Schwingvorrichtung zum Anregen der Zeltwände der VIRC, Gestell(1) mit Scheibenwischermotor

Die gestrichelten Linien in Abbildung 6 markieren die Wellen der wellenförmigen Ausbreitung, die Wellen breiten sich längst der Stoffwand mit einer schwachen mechanischen Dämpfung aus.

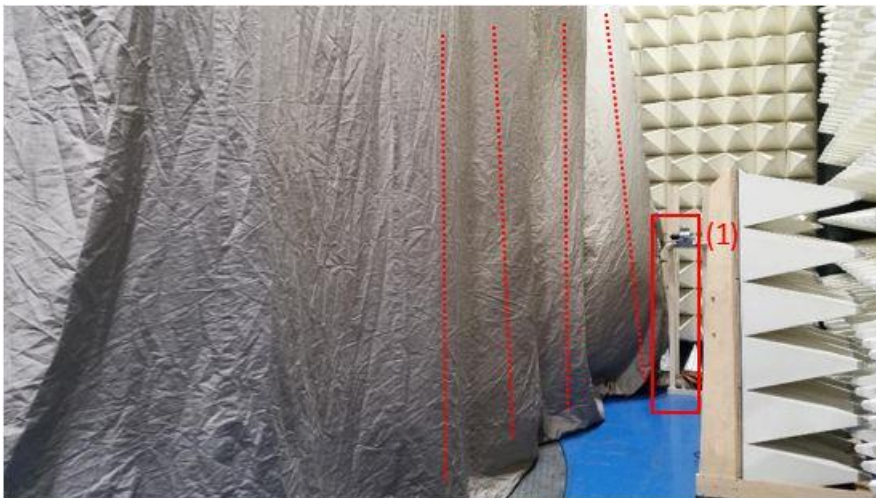


Abbildung 6: Zeltwand der VIRC wird von der Schwingvorrichtung (1) angeregt, gestrichelte Geraden bilden die fortlaufenden mechanischen Wellen der Zeltwand hin.

### 2.3 Die Messung

Bekanntlich gibt es zwei verschiedene Messmöglichkeiten in einer MVK. Einmal den „Tuned-Mode“ bei dem der Modenrührer schrittweise gedreht und dann gemessen wird und den „Stirring-Mode“ bei dem kontinuierlich gedreht und gleichzeitig gemessen wird.

Der „Tuned-Mode“ erfordert zum einen feste Wände und einen Rührer. Zum anderen benötigt das Messverfahren extrem viel Zeit, da jede Rührerstellung zu messen ist und eine Ausschwingzeit gefordert wird. Was keinen zeitlichen Vorteil gegenüber mehreren Antennen Positionen darstellt und somit für die Automobilindustrie uninteressant ist.



Bleibt der „Stirring-Mode“ bei dem sich während der Messung eine mittlere Feldstärke am Prüfling einstellt. Welche mittlere Feldstärke sich einstellt, hängt von der Kammer, dem Rührer und dem Prüfling selbst ab. Eine reine Steuerung des Verstärkers (Open-Loop) über Kennlinien, würde eine zeitaufwändige Kalibrierung erfordern. Weshalb hier die Wahl auf ein feldstärkegeregeltes System mit 8 schnellen Feldsonden (Closed-Loop) viel.

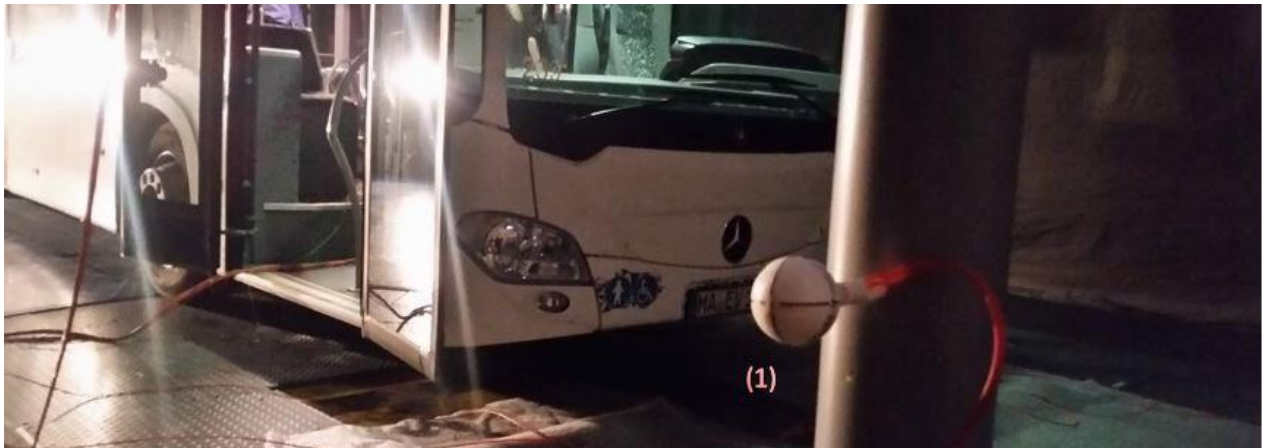


Abbildung 7: Bus im Prüffeld, Feldsonde am Maste (1)

Die 8 Sonden s. Abbildung 7 (1) spannen dabei das Prüfvolumen auf. Sie sind dazu an vier PVC-Masten um das Fahrzeug herum positioniert. Der Abstand sollte  $> 1\text{m}$  zum Fahrzeug sowie mehr als  $\lambda/4$  der unteren Frequenz von den Wänden betragen [6]. Die Antenne sollte nicht direkt auf das Fahrzeug, sondern in Richtung der Schwingvorrichtung hinter der bewegten Wand ausgerichtet werden.



Abbildung 8: LKW in Prüffeld, definiertes Prüfvolumen innerhalb der Säulen wird mit einer LogPer-Antenne bestrahlt.

Laut [7] herrscht im Prüfvolumen einer VIRC ein statistisch homogenes Feld, wenn die Standardabweichung (bei  $f \geq 400\text{ MHz}$ ) der Feldstärke aller Sonden  $\sigma = 3$  unterschreitet.

Das verwendete Mehrsonden-Messsystem lieferte diesen Wert automatisch mit, womit auf eine Kalibrierung verzichtet werden konnte.

### **3 Ergebnisse der Machbarkeitsstudie**

Zur Absicherung der Machbarkeit wurden zwei Fahrzeuge (Bus/ Lkw) speziell für diese Messung mit auffälligen Elektroniken ausgerüstet und deren Störschwellen in der klassischen Absorberhalle ermittelt. Eine Wiederholung der Versuche in der MVK führte zu den gleichen Ergebnissen bei gleicher Feldstärke. Ein drehen oder verschieben des Fahrzeuges innerhalb des Prüfvolumens hatte keinerlei Einfluss auf das Ergebnis.

Im oberen Frequenzbereich ist die Standardabweichung gut ( $\sigma < 3$ ) s. Abbildung 10, allerdings wird diese im unteren Frequenzbereich um 100 MHz schlechter s. Abbildung 9. Bei der Nutzung von zwei Motoren zur Bewegung der Wände wurde die Standardabweichung schneller erreicht.

Die erwartete geringe Speiseleistung einer VIRC wurde im Frequenzbereich unter 1 GHz in der Untersuchung bestätigt. So ließ sich schon mit 500 W ein Feld von knapp 100 V/m im Frequenzbereich 100-1000 MHz erzeugen. Bei dem verwendeten Bus (12 m) erzeugt eine Verstärkerleistung von 150 W über 1 GHz ein mittleres Feld von etwa 60 V/m. Bei dem kleineren Lkw werden mit 150 W rund 30 V/m mehr erreicht.

### **4 Fazit und Ausblick**

Der Aufbau des Prototyps hat positive Ergebnisse mit sich gebracht. Die Aufbauzeit des großen Zeltes kann sich unter der vorgenommenen Stunde belaufen, wenn die Halle über eine angepasste Aufhängung für das Zelt verfügt. Allerdings sind noch Lösungen für die Absaugung vorzusehen, damit sich das Zelt nicht zusammenzieht. So reagierten die Wände empfindlich auf die Absaugung in der Halle, weswegen diese punktuell beschwert werden mussten.

Für Aussagen über exakte Eigenschaften über alle Frequenzen und Leistungen wie den Q-Faktor, PDF, CDF, RFV, VSWR, SR und SFU [8] werden weitere Messreihen und Auswertungen benötigt. Ein schneller Motor zur Anregung der Wände würde die statistische Verteilung schneller hervorrufen. Ob zusätzliche bewegliche Elemente eine weitere Verbesserung bringt, wäre ebenfalls zu klären.

Wünschenswert wäre eine Antenne die eine Art „Vorverwirbelung“ mit einer groben Abstrahlrichtung aufweist. Ebenso wäre ein Modenwoofer denkbar; Eine Art Subwoofer mit elektrisch leitender Membran, die in Abhängigkeit der getesteten Wellenlänge ausgelängt wird.

Seitens der Verstärker werden wird die benötigte Leistung auf 500 bis 1000 W über den gesamten Frequenzbereich benötigen. Dabei muss der Verstärker für eine 100 %ige Rückwärtsleitung konzipiert sein.

Die Nutzung einer VIRC in einer Absorberhalle kann bei konventionellen Störfestigkeitsmessungen von großen und langen Fahrzeugen Zeitvorteile und

Messvorteile mit sich bringen, speziell bei höheren Frequenzen ab 1 GHz ist diese Messung optimal. Der Betreiber der Absorberhalle wird die VIRC als Erweiterungsmodul in die Absorberhalle optimieren und integrieren. Um sich damit den entstehenden Wettbewerbsvorteil zu schaffen.

## Literaturangaben

- [1] Siepel: Reverberation Chambers Handbook, Siepel Handbook (2016), S. 15
- [2] Hillgärtner: Hohlraumresonanzgüte in Modenverwirbelungskammern, TU Dortmund (2016), S. 13-45
- [3] W. K. Adolf J. Schwab: Elektromagnetische Verträglichkeit, Buch (2010), S 223-225
- [4] Frank Leferink: High field strength in a large volume: the intrinsic reverberation chamber, IEEE Symposium on EMC (1998), S. 25-27
- [5] Siepel: Reverberation Chambers Handbook, Siepel Handbook (2016), S. 1- 50
- [6] DIN: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) –Teil 4-21: Prüf- und Messverfahren – Verfahren für die Prüfung in der Modenverwirbelungskammer, DIN EN 61000-4-21 (2017), S. 18-28
- [7] DIN: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) –Teil 4-21: Prüf- und Messverfahren – Verfahren für die Prüfung in der Modenverwirbelungskammer, DIN EN 61000-4-21 (2017), S. 42
- [8] F. Leferink, J. C. Boudenot, W. van Etten: Experimental Results Obtained in the Vibrating Intrinsic Reverberation Chamber, IEEE (2000), S. 1-6

# Die Modenverwirbelungskammer als alternative Messumgebung für Kompatibilitätstest in der Magnetresonanztomographie.

M. Sc. Enrico Pannicke, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit, Otto-von-Guericke Universität

Dr.-Ing. Mathias Magdowski, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit, Otto-von-Guericke Universität

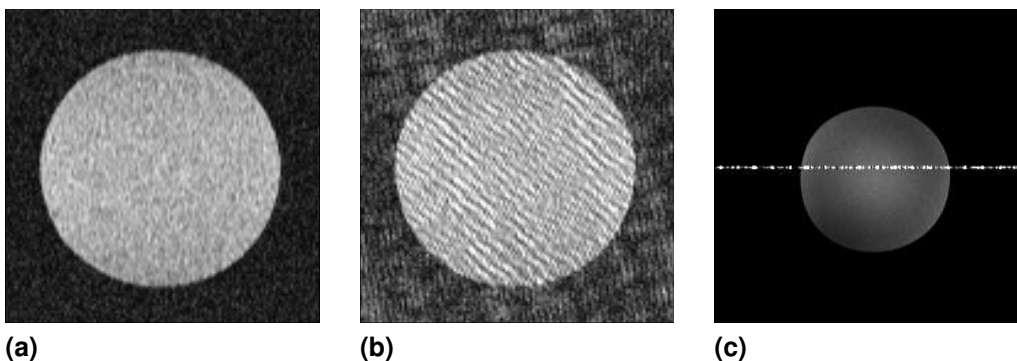
Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit, Otto-von-Guericke Universität

## 1 Einleitung

Durch den Übergang vom diagnostischen zum therapeutischen Gebrauch der MR-Bildgebung wurde von Pannicke et.al. [4] ein Sicherheitskonzept für die Produktentwicklung der interventionellen Magnetresonanztomographie vorgestellt. Dieses beinhaltet neben der Gewährleistung der Patientensicherheit auch eine zweite Stufe – die sogenannte Behandlungssicherheit. Kernaussage dieser verschärften Sicherheitsstufe ist, dass die Bildgebung des Scanners nicht durch externe Geräte gestört werden darf, da sonst der Abbruch der Behandlung droht. Dies stellt für die Entwicklung von Geräten, die in dieser Umgebung eingesetzt werden sollen eine verschärfte Anforderung dar, die mittlerweile auch in der *DIN-EN-60601* als Untersuchung der besonderen EMV-Umgebung gefordert ist [1].

## 2 Störbeeinflussung/-beurteilung

Die Einkopplung externer Störungen in die Empfangsvorrichtungen des Tomographen manifestieren sich auf zwei Arten im Bild. Zum einen führt eine Erhöhung des Grundrauschens zu einer Verschlechterung der Bildqualität (siehe Abb. 1b). Dies wird über das Signal-zu-Rausch-Verhältnis im Bild bestimmt und beeinflusst wesentlich die Befundbarkeit des Bildes. Deterministische Störungen monofrequenter Signale bilden sich entlang der sogenannten Phasenkodierrichtung im Bild aus, deren Breite von der Pulsdauer der Störung bestimmt wird (siehe Abb. 1c). Die Sichtbarkeit der sogenannten „Zipper“-



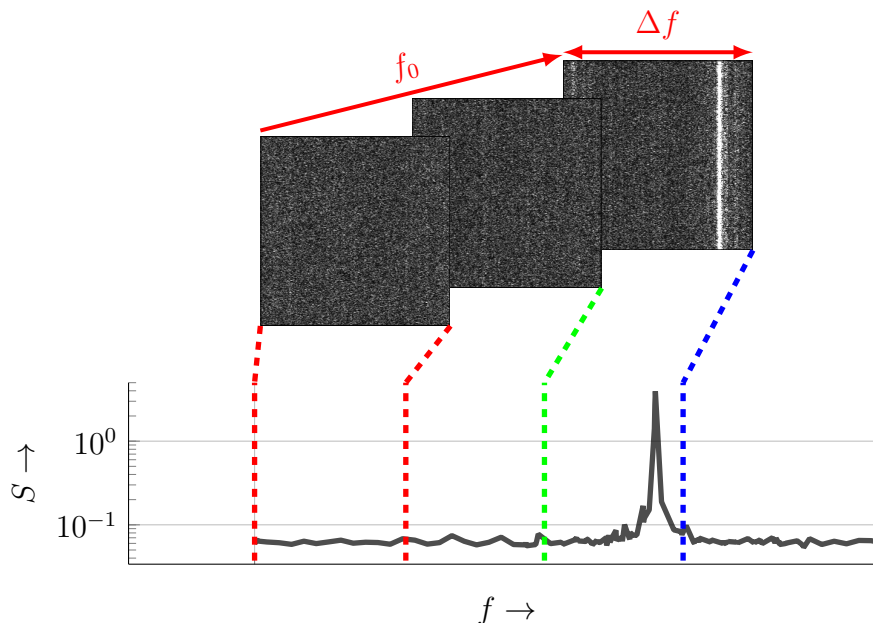
**Bild 1:** Beeinflussung der Bildakquise eines ungestörten Bildes (1a) durch Erhöhung des Grundrauschens (1b) und Artefaktbildung durch CW-Signale (1c)

Artefakte hängt stark von folgenden Parametern der Bildgebung ab:

- Mittenfrequenz  $f_0$
- Messbandbreite  $\Delta f$

Beide sind nur bedingt vom Anwender des Tomographen einstellbar und werden z. B. anhand der Patientenposition bestimmt. Die Abhängigkeit der Sichtbarkeit von Artefakten innerhalb der Bildaufnahmen wird in Abb. 2 verdeutlicht. Erst wenn der Störer in das Frequenzband der Bildakquise fällt, ist eine Störung im Bild sichtbar.

Verschärfend kommt hinzu, dass keine Datenlage verfügbar ist, welche Grenzwerte von Geräten bezüglich der abgestrahlten Leistung erlaubt sind. Harberts et.al. [3] führten Untersuchungen zur Sensitivität eines 1,5 T-Tomographen durch und bestimmten den Pegel erlaubter Störemissionen für Geräte in dessen Schirmkabine abhängig vom Abstand zum Isocenter. Die maximal isotrop abgestrahlte Leistung für einen Abstand von 3 Metern wurde mit  $P = -160 \text{ dBm}$  bestimmt. Dieser Wert liegt weit unter dem laut gängigen EMV-Norm geforderten Grenzwert. Der störungsfreie Betrieb von Geräten innerhalb der MR-Schirmkabine wird daher durch den aktuellen Stand der Normung und Prüfung nicht erfasst. Grenzwerte hierfür müssen vom Entwickler selbstständig bestimmt werden.



**Bild 2:** Je nach Patientenposition und Systemeinstellungen besitzt ein MR-Bild eine bestimmte Mittenfrequenz  $f_0$  und Bandbreite  $\Delta f$ . Externe Störungen die außerhalb dieses Aufnahme-Spektrums liegen, sind in der MR-Bildgebung nicht sichtbar.

Stand der Technik ist es daher immer noch, den Nachweis der Nicht-Beeinflussung der Bildgebung direkt am MR-Tomographen durchzuführen. Die hierbei angewandten Methoden sind eine Analyse des Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) der Bilder und der Intensität des Artefaktes. Dieses Vorgehen ist mit einem hohen Aufwand verbunden und erfordert auch den Zugang zu mehreren Tomographen mit verschiedenen Feldstärken. Das SNR für bildgebende Verfahren ist definiert als:

$$\text{SNR} = \frac{\mu}{\sigma}$$

Dabei ist  $\mu$  der Mittelwert der signalbehafteten Regionen und  $\sigma$  die Standardabweichung des Hintergrundrauschens. Der Mittelwert  $\mu$  ist von einer Vielzahl von Parametern der



Bildgebung (Echo-Zeit (TE), Wiederholungs-Zeit (TR), Flip-Winkel ( $\alpha$ ) usw.) aber auch von Stoffeigenschaften abhängig. Messungen die an verschiedenen Scannern oder verschiedenen Phantomen durchgeführt werden, sind daher nicht vergleichbar. Nur Messungen innerhalb einer Studie an einem Scanner und Phantom relativ zu einer Referenzmessung können ausgewertet werden. Die Standardabweichung  $\sigma$  des Hintergrundrauschens ist im Gegensatz zu  $\mu$  abhängig von externen Störungen, so dass nur diese Größe untersucht werden muss.

Die Intensität des Artefaktes ist von der abgestrahlten Leistung der Störquelle abhängig. Zusammenfassend ist ersichtlich, dass die wichtigen Parameter des Störers nicht mittels MR-Bildgebung ausgewertet müssen. Als alternative Messumgebung wurde die Modenverwirbelungskammer gewählt, die die direkte Messung der abgestrahlten Leistung einer DUT erlaubt. Auch können über die Güte der Messkammer/Schirmkabine die Messungen übertragen werden.

### **3 Material & Methoden**

In diesem Abschnitt werden die durchgeführten Messungen und dabei verwendeten Methoden zusammengefasst. Um die Machbarkeit des Konzeptes zu demonstrieren, mussten die IQ-Daten der Empfänger abgegriffen und eigenhändig ausgewertet werden. Zur Abschätzung der benötigten Sensitivität und Dynamik der alternativen Messmethode, wurde die abgestrahlte Leistung eines Prüflings innerhalb der Schirmkabine eines 3 T-MRT, die zu Bildbeeinflussungen führt durch Vergleichsmessungen bestimmt. Erste qualitative Studien sollten den Nutzen der Messungen in der MVK zur Untersuchung von Störbeeinflussungen unterschiedlicher MRT-Geräte zeigen.

#### **Messeinstellung**

Die MR-Bildgebung kann eine Frequenzauflösung (auch Pixel-Bandbreite genannt) bis zu  $\delta f = 61$  Hz erreichen, bei einer maximalen Bandbreite von  $\Delta f = 1$  MHz. Um den zu untersuchenden Frequenzbereich in den MVK-Messungen entsprechend darstellen zu können, wurden die IQ-Daten des Empfängers verwendet. Diese weisen eine starke Abhängigkeit vom Frequenzgang der eingestellten Filter auf. Um diese zu minimieren, wurden am Spektrumsanalysator (FSP13, Rhode&Schwarz, München)  $f_s = 4$  MHz und  $RBW = 1$  MHz eingestellt. Diese Einstellungen garantieren einen möglichst flachen Anstieg der Übertragungsfunktion des Filters in diesem Bereich.

#### **Device under Test**

Als praxisnahes Beispiel diente ein Projektorsystem bestehend aus einem Projektor (Modell W1070+, BenQ, Taipeh, China) und einem WHDMI-Modul (AIR3, DVDO, USA) (siehe Abb. 3).

#### **Gütemessung/Pegelbestimmung**

Zur Vergleichbarkeit wurde die Güte der Schirmkabine des 3 T-MRT (Skyra, Siemens, Erlangen) und der MVK gemessen. Als Rührer wurde in der Schirmkabine des MRT ein verfahrbares Kupfergehäuse verwendet (siehe Abb. 3).

Da kein MR-kompatibler Rührer verfügbar war, konnte in der Schirmkabine nicht die abgestrahlte Leistung gemessen werden. Daher wurde diese mittels Vergleich bestimmt. Dazu wurde das Spektrum des MR-Empfängers gemessen, mit dem Projektorsystem in der Schildkabine. Der zweite Messaufbau umfasste eine Antenne verbunden mit einem Funktionsgenerator (Rhode&Schwarz, München) als deterministischer Störer. Die abgestrahlte Leistung der Antenne, abhängig von ihrem Eingangsreflektionsfaktor  $\Gamma$  und der Ausgangsleistung des Funktionsgenerators  $P_{IN}$  berechnet sich zu:

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{IN}} \cdot (1 - \Gamma)$$

. Durch Variation der Eingangsleistung des Funktionsgenerators und Vergleich der Spektren der Messung mit Prüfling wurde der Grenzpegel quantitativ bestimmt, der in der Bildgebung sichtbar ist.



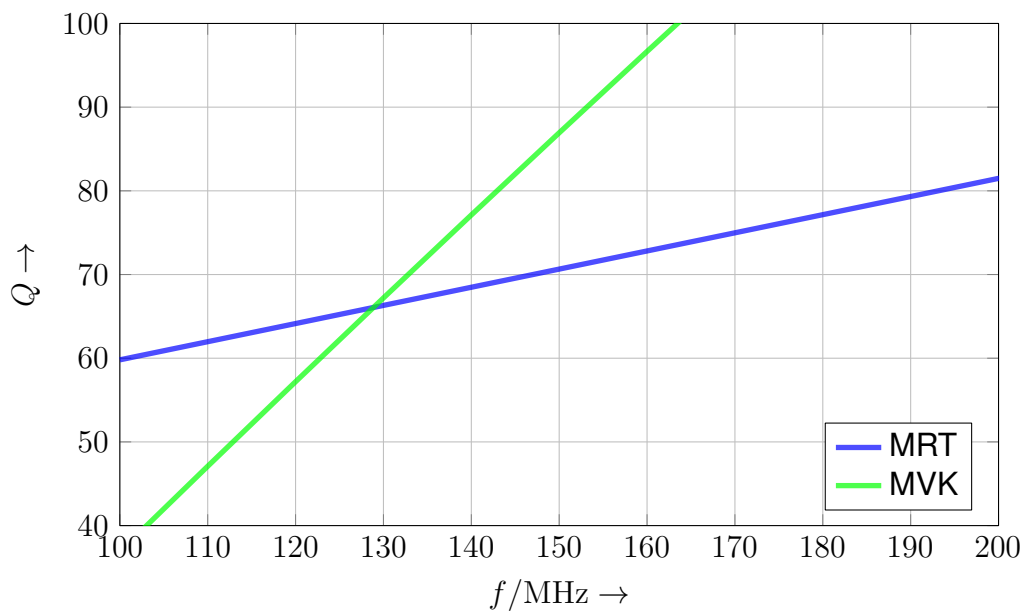
**Bild 3:** „Rührersetup“ in der Schirmkabine des MRT (links) und untersuchter Prüfling in der MVK (rechts)

### Vergleich Magnetresonanztomographen

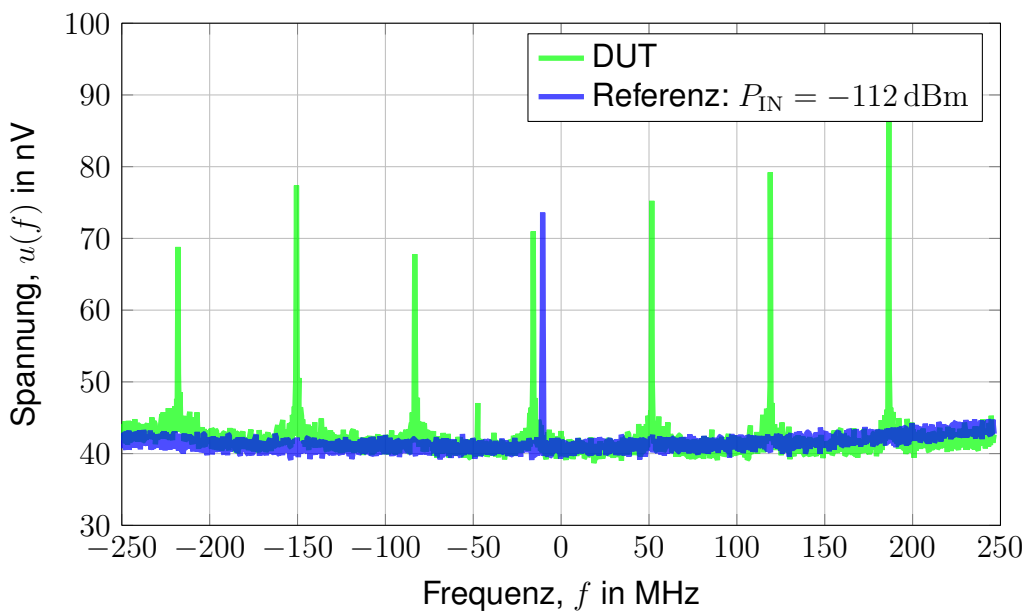
Die Auswertung der Beeinflussung der Bildqualität wurde zusätzlich an einem 7 T-MRT (Magnetom, Siemens, Erlangen) durchgeführt. Die 3 T- und 7 T-Scanner verwenden eine entsprechende Mittenfrequenz von  $f_0 = 123 \text{ MHz}$  und  $f_0 = 297 \text{ MHz}$ . Diese dienten als Vorgabe für die Prüfung der Bildbeeinflussung in der MVK.

## 4 Ergebnisse

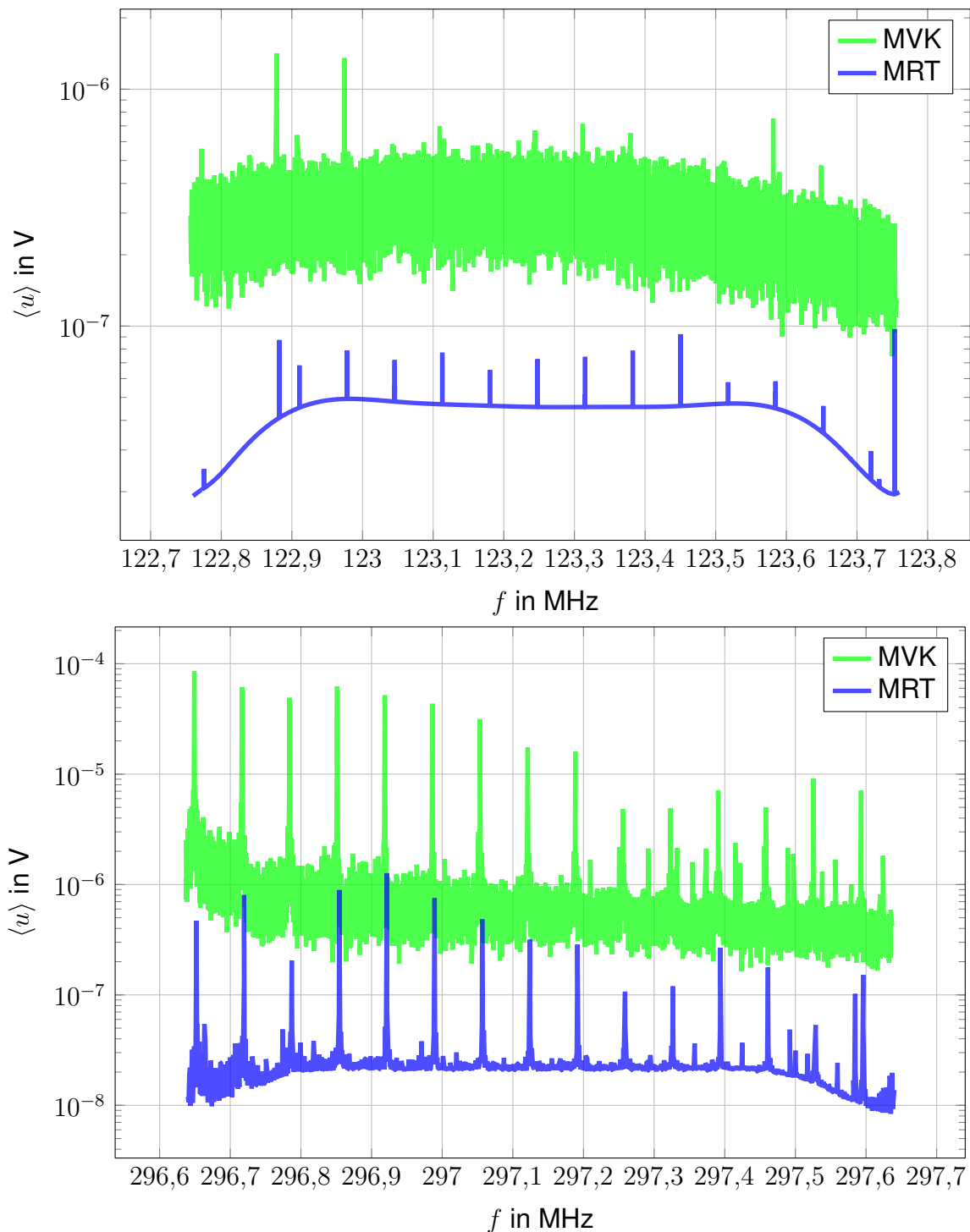
Das Ergebnis der beiden Gütemessungen ist in Abb. 4 dargestellt. Der Vergleich der sichtbaren Störung im Spektrum mit dem deterministischen Störer wird in Abb. 5 gezeigt. Die korrigierte Eingangsleistung an der Antenne wurde mit  $P_{\text{rad}} = -112 \text{ dBm}$  bestimmt. Die Spektren der Messungen am 3 T- und 7 T-Scanner sind in Abb. 6 zusammengefasst. Die Ergebnisse zeigen den Mittelwert der Spannung  $\langle u \rangle$  an der Empfangsantenne. Die Messungen im MRT fanden aber ohne Rührer statt, da dieser nicht MR-kompatibel war. Dennoch zeigen MR- und MVK-Messung eine gute qualitative Übereinstimmung.



**Bild 4:** Ergebnis der Gütemessung für die MR-Schirmkabine und die MVK



**Bild 5:** Bestimmung der abgestrahlten Leistung des Prüflings mittels einer Vergleichsmessung in der MR-Umgebung



**Bild 6:** Messung des Störspektrum für die 3 T- (oben) und 7 T-Umgebung (unten)

## 5 Diskussion

In diesem Beitrag wurde gezeigt, dass Beeinträchtigungen der Bildgebung für unterschiedliche MR-Geräte durch Messungen in der MVK vorhergesagt werden können. Trotz qualitativer Übereinstimmung der Ergebnisse konnten in dieser Studie keine quantitativen Validierungen durchgeführt werden. Mittels einer einfachen Vergleichsmessung konnte jedoch für das 3 T-Gerät und dessen Schirmkabine ein Grenzwert von  $P_{\text{rad}} = -112$  dBm für die abgestrahlte Leistung bestimmt werden.

Zukünftige Arbeiten sollen mittels eines MR-kompatiblen Rührers Messungen der abgestrahlten Leistung in der Schirmkabine des MRT ermöglichen. Dies sollte mithilfe der Güte, auch zu einer quantitativen Übereinstimmung der Resultate führen. Außerdem können mit einem solchen Rührer, Studien zur Güte verschiedener MR-Schirmkabinen an unterschiedlichen Standorten durchgeführt werden. Liegen diese Daten (z.B. mittlere Güte) vor, können die Prüfungen zur Bildbeeinflussung zur Prüfung der Behandlungssicherheit [4] vollständig in einer MVK durchgeführt werden [2].

Die Wahl einer alternativen Messumgebung zum Nachweis der MR-Kompatibilität kann die Entwicklung entsprechender Geräte wesentlich vereinfachen, da unterschiedliche MR-Geräte durch die Einstellung der Mittenfrequenz  $f_0$  realisiert werden.

Ein weiterer Vorteil der vorgestellten Methode ist, dass die Beeinflussung der Bildgebung getrennt von anderen Aspekten der MR-Kompatibilität betrachtet werden kann. So muss der Prototyp noch nicht frei von ferromagnetischen Materialien sein, um getestet werden zu können. Dadurch kann der Aufwand bestehende Geräte/Produkte zu modifizieren, um die MR-Kompatibilität zu erreichen wesentlich einfacher abgeschätzt werden.

## Literatur

- [1] DIN: *Medizinische elektrische Geräte - Teil 1-2: Allgemeine Festlegungen für die Sicherheit einschließlich der wesentlichen Leistungsmerkmale*. Berlin, Mai 2016
- [2] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V. UND VDE VERBAND DER ELEKTROTECHNIK ELEKTRONIK INFORMATIONSTECHNIK E.V. (Hrsg.): *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-21: Prüf- und Messverfahren – Verfahren für die Prüfung in der Modenverwirbelungskammer (IEC 61000-4-21:2011)*. 2. Berlin, Frankfurt: DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., Dezember 2011
- [3] HARBERT, D. W. ; HELVOORT, M van: Sensitivity of a 1.5-T MRI system for electromagnetic fields. In: *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2014. – ISSN 2325–0356, S. 856–859
- [4] PANNICKE, E. ; KAISER, M. ; ROSE, G. ; VICK, R.: Elektromagnetische Verträglichkeit im Kontext der Produktentwicklung für die interventionelle Magnetresonanztomographie. In: *EMV 2016: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, 2016, S. 303–308

# Synthese realer transienter Störsignale mittels arbiträrer Signalgeneratoren für EMV-Untersuchungen

Oliver Kerfin, M. Sc., Anne Lena Vaske, M. Sc., Lukas Oppermann, M. Sc.  
Technische Universität Braunschweig, Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit  
Braunschweig, Deutschland, {o.kerfin, a.vaske, l.oppermann}@tu-braunschweig.de

## 1 Einleitung

Für Störfestigkeitsprüfungen gegenüber transienten Vorgängen werden im Bereich der EMV üblicherweise standardisierte Impulsformen wie beispielsweise Burst- und Surgeimpulse [1]/[2] genutzt. Der zeitliche Verlauf solcher Impulse legt deren physikalische Eigenschaften und damit auch die EMV-Relevanz bezüglich eines möglichen Störverhaltens fest. In der EMV-Normung wird der zeitliche Verlauf durch verschiedene Parameter definiert, u. a. durch Flankenanstiegszeiten oder Wiederholraten.

Die Verwendung von standardisierten Impulsen für EMV-Untersuchungen spiegelt die Realität allerdings nur mit Einschränkungen wieder, da in der Praxis auftretende Transienten bereits bei minimaler Veränderung des untersuchten Szenarios sehr unterschiedliche Ausprägungen aufweisen können (vgl. Bild 2).

Um der hohen Variabilität der in der Realität auftretenden Störimpulse Rechnung zu tragen, wird in diesem Beitrag ein neuer Ansatz zur Bereitstellung von periodisch wiederkehrenden schnellen transienten Signalen, ähnlich einem Burst, für EMV-Prüfungen verfolgt. Dabei werden die in einem realen Szenario aufgezeichneten Transienten mit Hilfe eines leistungsfähigen arbiträren Signalgenerators (AWG, engl. *arbitrary waveform generator*) künstlich nachgebildet und können dann für Untersuchungen im EMV-Labor schnell und flexibel bereitgestellt werden. Um bestimmte Merkmale der gemessenen Transienten besonders zu modulieren, kann im Vorfeld der Signalsynthese gegebenenfalls ergänzend eine Manipulation der Signale erfolgen. Wesentliche Vorteile dieses Ansatzes sind, dass einerseits die Streubreite realer Transienten bei der Störfestigkeitsprüfung unter Laborbedingungen berücksichtigt und andererseits ein direkter Zusammenhang zwischen der Ausprägung eines Störimpulses und dem jeweiligen Störverhalten für eine EMV-gerechte Optimierung des Prüflings abgeleitet werden kann.

Als eine mögliche Anwendung wird in dieser Publikation die periodische Einspeisung der synthetisierten Signale in eine TEM-Zelle für Störfestigkeitsuntersuchungen gegenüber transienten elektrischen und magnetischen Feldern an kompakten elektronischen Geräten vorgestellt. Um die entsprechende Messumgebung hinsichtlich der Reproduzierbarkeit der eingespeisten Störimpulse zu bewerten, werden einzelne Referenzsignale in der TEM-Zelle mittels einer kalibrierten, geschirmten Loop-Antenne aufgezeichnet und mit dem angestrebten Zielwert für den zeitlichen Feldverlauf verglichen.

In Abschnitt 2 dieser Publikation wird die Bereitstellung realer Transienten für EMV-Untersuchungen diskutiert. Ausgehend von der Aufzeichnung der Impulse in realen Szenarien wird ein Synthesekonzept entwickelt, um die gemessenen Signale unter Laborbedingungen in verschiedenen Messumgebungen nachzubilden. Die Validierung dieses Konzepts

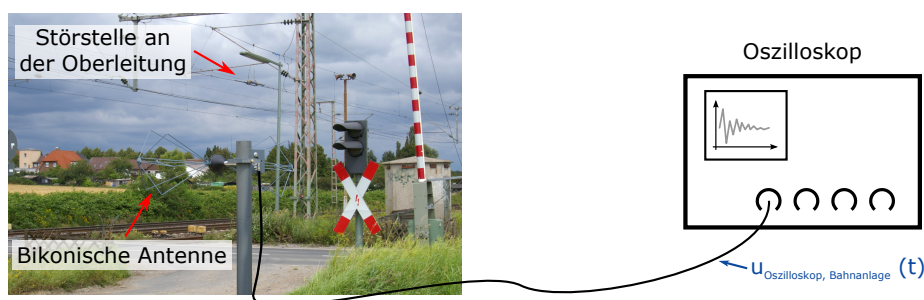
erfolgt in Abschnitt 3 durch Simulationen und Messungen, bei denen die Übertragung generischer Transienten in einem UHF-Band Hohlleiter untersucht wird. Eine Anwendung findet das Synthesekonzept bei der Nachbildung transienter elektrischer Feldverläufe in einer TEM-Zelle, welche in Abschnitt 4 vorgestellt wird. Die hierbei reproduzierten Impulse wurden zuvor an einer elektrischen Bahnanlage aufgezeichnet. Abschnitt 5 gibt abschließend einen Ausblick auf eine zukünftige Erweiterung des hier vorgestellten Synthesekonzepts.

## 2 Bereitstellung realer Transienten unter Laborbedingungen

Die Bereitstellung realer Transienten für EMV-Störfestigkeitstests beinhaltet im Wesentlichen zwei Herausforderungen: zum einen die Aufzeichnung der transienten Signale in der Messumgebung, in welcher sie in der Praxis auftreten, und zum anderen die Nachbildung der Impulsformen im EMV-Labor. In dem folgenden Abschnitt wird zunächst beispielhaft die Aufzeichnung von Transienten an einer elektrischen Bahnanlage betrachtet. Anschließend wird ein Synthesekonzept zur Erzeugung der gemessenen Impulse vorgestellt, welches in Abschnitt 3 validiert und in Abschnitt 4 zur Nachbildung eines transienten elektrischen Feldes innerhalb einer TEM-Zelle angewendet wird.

### 2.1 Aufzeichnung von transienten Signalen in realen Szenarien

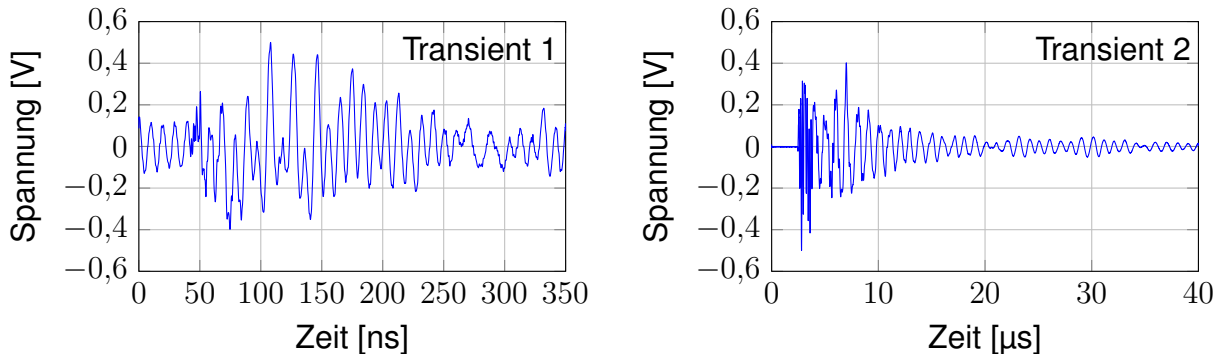
In realen Szenarien auftretende Transienten sind im Regelfall sehr kurze, nicht periodische Ereignisse. Daher erfolgt eine Messung derartiger Signale zweckmäßigerweise im Zeitbereich mittels eines Oszilloskops. Das Setup zur Aufzeichnung realer transienter Störsignale an einer elektrischen Bahnanlage ist in Bild 1 gezeigt. In diesem Szenario erzeugt eine Diskontinuität der Oberleitung bei Zugdurchfahrten energiereiche Funkenentladungen, die wiederum zu einer transienten Änderung der elektrischen Feldverteilung am Messort führen. Als Empfangsantenne für das elektrische Feld wird hierbei eine bikonische Antenne HK 116 von Rohde & Schwarz genutzt. Die Aufzeichnung der Signale erfolgt mit einem breitbandigen Oszilloskop DSO90604A von Agilent Technologies.



**Bild 1:** Messaufbau zur Aufzeichnung transienter Signale an einer elektrischen Bahnanlage

Mit dem vorgestellten Setup ist keine genaue Messung der absoluten Feldstärke möglich, da zum Beispiel die Polarisationsrichtung des einfallenden elektrischen Feldes unbekannt ist. Der Grundgedanke des Setups ist es vielmehr, das spätere EMV-Szenario, in welchem das unter Laborbedingungen zu prüfende Gerät während des regulären Betriebs platziert wird, nachzubilden. Eine tiefgehendere Diskussion zur Messung transienter Signale in realen Umgebungen ist in [3] zu finden.

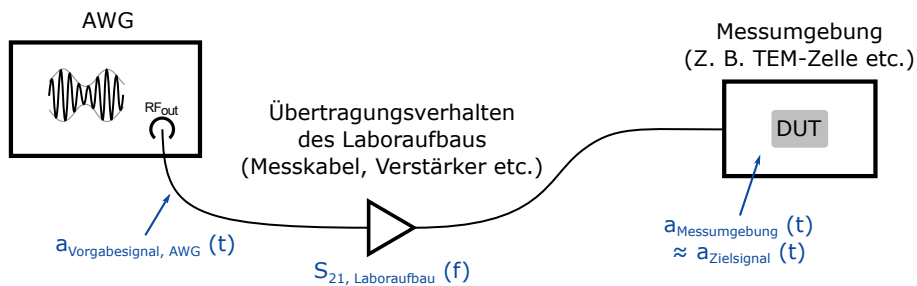
In Bild 2 sind zwei transiente Störsignale gezeigt, die unter identischen Bedingungen und unmittelbar nacheinander an der elektrischen Bahnanlage aufgezeichnet wurden. Beide Transienten unterscheiden sich signifikant in ihren Flankenanstiegszeiten. Dies veranschaulicht, weshalb die Einbeziehung realer Signale in EMV-Störfestigkeitstests als Erweiterung der standardisierten Impulsformen sinnvoll ist.



**Bild 2:** Streuung von Transienten bei Messungen unter identischen Bedingungen an einer elektrischen Bahnanlage

## 2.2 Synthese der Transienten mittels arbiträrer Signalgeneratoren

Die aufgezeichneten Transienten werden im EMV-Labor mit Hilfe eines AWG nachgebildet. Das Konzept zur Synthese realer Transienten ist in Bild 3 veranschaulicht. Dabei wird angestrebt, den zeitlichen Verlauf der in einem realen Szenario aufgetretenen Impulse  $a_{\text{Zielsignal}}(t)$  unter Laborbedingungen möglichst exakt zu reproduzieren. Bei der im vorangegangenen Abschnitt betrachteten Messung an der elektrischen Bahnanlage wäre dieses Zielsignal beispielsweise das an der bikonischen Messantenne wirkende elektrische Feld.



**Bild 3:** Synthesekonzept zur Nachbildung realer Transienten für EMV-Tests unter Laborbedingungen

Vor der Synthese mit dem AWG ist allerdings eine Aufbereitung der Signale erforderlich, da der Laboraufbau eine ungewollte Verformung des angestrebten Impulses herbeiführt. Ursachen hierfür sind beispielsweise die Signaldämpfung in koaxialen Messkabeln oder das frequenzabhängige, dispersive Übertragungsverhalten von HF-Verstärkern. Für die im Rahmen dieser Veröffentlichung betrachtete Synthese periodischer Transienten kann eine Vorverzerrung des mit dem AWG bereitgestellten Ausgangssignals durch die Korrektur der entsprechenden Frequenzspektren erfolgen. Hierzu wird das Zielsignal mit der Diskreten Fourier-Transformation (DFT) in den Frequenzbereich transformiert,

$$a_{\text{Zielsignal}}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad A_{\text{Zielsignal}}(f) . \quad (1)$$



Der Einfluss des Laboraufbaus wird hierbei durch die Messung des Vorwärtstransmissionsfaktors  $S_{21, \text{Laboraufbau}}(f)$  mit einem vektoriellem Netzwerkanalysator charakterisiert. Das Spektrum des erforderlichen Ausgangssignals des AWG ergibt sich dementsprechend zu

$$A_{\text{Vorgabesignal, AWG}}(f) = \frac{A_{\text{Zielsignal}}(f)}{S_{21, \text{Laboraufbau}}(f)}. \quad (2)$$

Durch Anwendung der inversen DFT (iDFT) folgt hieraus der zeitliche Verlauf des mit dem AWG vorgegebenen Signals, welcher in der Messumgebung am DUT das gewünschte Zielsignal hervorruft:

$$A_{\text{Vorgabesignal, AWG}}(f) \quad \bullet \text{---} \circ \quad a_{\text{Vorgabesignal, AWG}}(t). \quad (3)$$

Das in der Messumgebung hierdurch tatsächlich auftretende Signal wird in Unterscheidung zu dem angestrebten Zielsignal als  $a_{\text{Messumgebung}}(t)$  bezeichnet, welches im Idealfall dem Zielsignal entspricht.

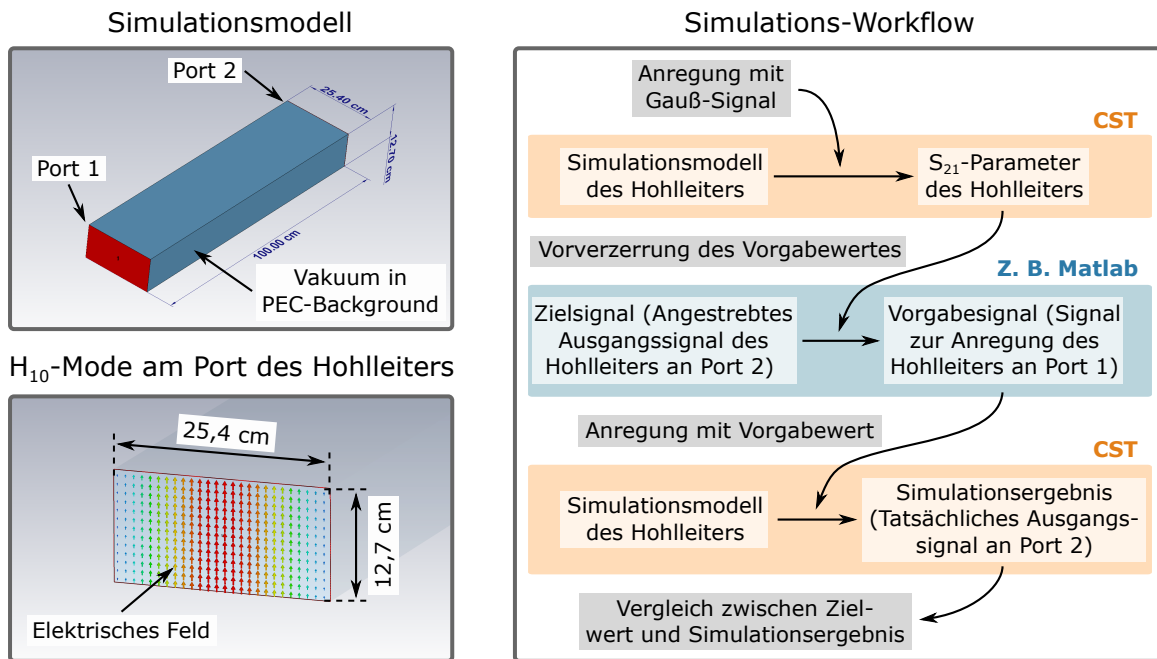
### 3 Validierung des Synthesekonzepts – Transienten in einem Hohlleiter

Zur Validierung des Synthesekonzepts wird die Übertragung periodischer, transienter Signale in einer generischen UHF-Band Hohlleiterstruktur simuliert, deren erste Cut-Off-Frequenz bei etwa 600 MHz liegt. Die Simulationsergebnisse werden anschließend mit Messungen an einem entsprechenden realen Hohlleiter verglichen. Zielwert bei der Simulation wie auch der Messung ist ein generischer Transient, dessen Spektrum auf den Frequenzbereich von 600 MHz bis 1200 MHz bandbegrenzt ist, sodass ausschließlich die  $H_{10}$ -Mode im Hohlleiter angeregt wird. Gegenüber dem in Abschnitt 4 für eine TEM-Zelle umgesetzten Synthesekonzept ist das Setup für die Übertragung transienter Signale im Hohlleiter besonders gut für eine Validierung geeignet: Der Hohlleiter weist ein dispersives Verhalten auf und ruft folglich eine starke Verformung des eingespeisten Signals hervor. Nur durch eine korrekte Vorverzerrung des Vorgabesignals kann am Ausgang des Hohlleiters das gewünschte Zielsignal erzielt werden. Zudem sind das tatsächliche Ausgangssignal des Hohlleiters wie auch der Vorgabe- und Zielwert Spannungen. Diese lassen sich ohne Zuhilfenahme weiterer Messantennen, die einen zusätzlichen Unsicherheitsfaktor bei der Validierung darstellen, mit einem Oszilloskop aufzeichnen.

#### 3.1 Feldsimulation des Hohlleiters

Das generische CST-Simulationsmodell des UHF-Band Hohlleiters ist in Bild 4 (links, oben) zu sehen. Der Hohlleiter ist als Vakuum-Quader in einem PEC-Background realisiert, die Speisung erfolgt über zwei Waveguide-Ports. Die Simulation erfolgt mit dem Time Domain Solver in einem Frequenzbereich von 600 MHz bis 1200 MHz. Die entsprechende Verteilung des elektrischen Feldes an Port 1 ist in Bild 4 (links, unten) dargestellt.

Bild 4 (rechts) zeigt den Simulations-Workflow. Im ersten Simulationsschritt wird der generische Hohlleiter an Port 1 mit einem Gauß-Signal angeregt, um dessen Vorwärtstransmissionsfaktor  $S_{21, \text{Hohlleiter, CST}}(f)$  zu bestimmen. Das angestrebte Ausgangssignal  $u_{\text{Zielsignal, CST}}(t)$  an Port 2 wird anschließend gemäß Gleichung (2) im Frequenzbereich mit dem Übertragungsverhalten beaufschlagt, woraus sich der vorverzerrte Transient zur



**Bild 4:** Simulationsmodell des Hohlleiters (links, oben), angeregte Port-Mode (links, unten) und Simulations-Workflow (rechts)

Anregung des Hohlleiters an Port 1 für den zweiten Simulationsschritt ergibt:

$$U_{\text{Vorgabesignal, CST}}(f) = \frac{U_{\text{Zielsignal, CST}}(f)}{S_{21, \text{Hohlleiter, CST}}(f)} \quad (4)$$

Dieser Vorgabewert wird in CST für die Simulation als periodisches Signal definiert. Der abschließende Vergleich zwischen dem simulierten Ausgangssignal  $u_{\text{Ausgangssignal, CST}}(t)$  an Port 2 und dem angestrebten Signal  $u_{\text{Zielsignal, CST}}(t)$  erfolgt in Abschnitt 3.3.

### 3.2 Messaufbau zur Untersuchung der Signalübertragung im realen Hohlleiter

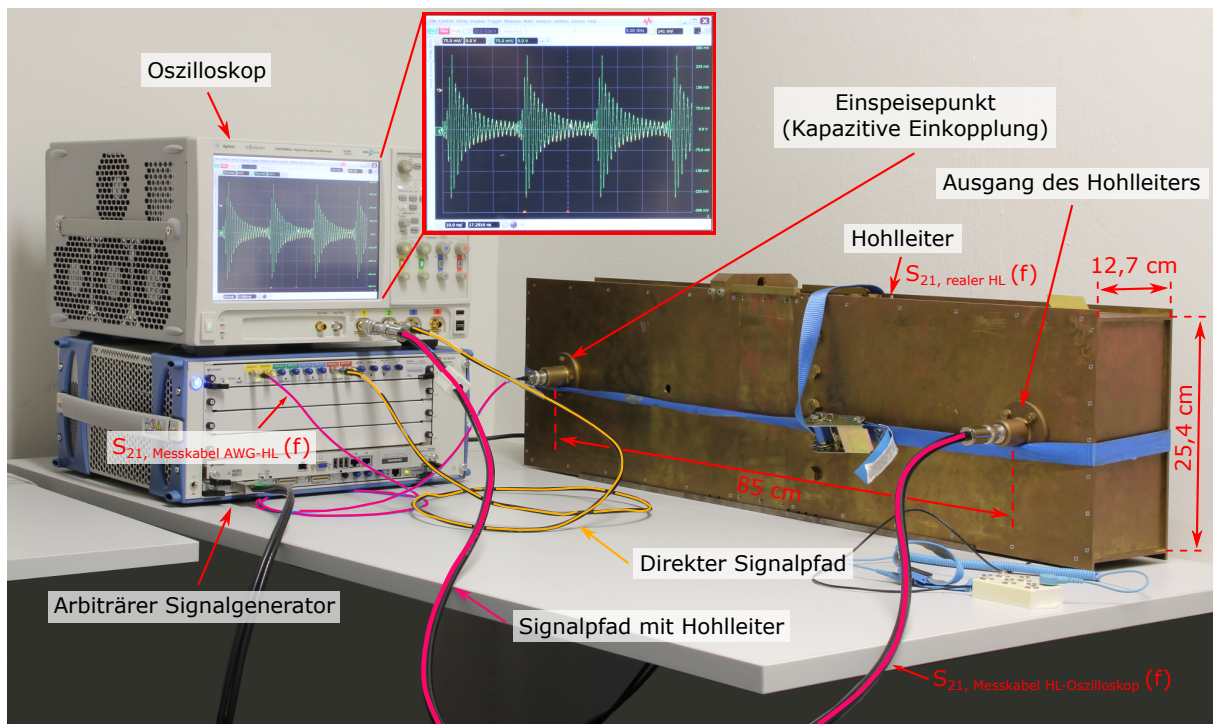
Bild 5 zeigt den für den realen UHF-Band Hohlleiter realisierten Versuchsaufbau. Für die Synthese der vorgegebenen Signale findet ein AWG M8195A von Keysight Technologies Verwendung, welcher den Hohlleiter an Port 1 speist. Das Übertragungsverhalten des Hohlleiters wie auch der Messkabel wird mit einem vektoriellem Netzwerkanalysator ENA5080 von Keysight Technologies charakterisiert und das Vorgabesignal wird entsprechend Gleichung (2) aufbereitet:

$$U_{\text{Vorgabesignal, realer HL}}(f) = \frac{U_{\text{Zielsignal, realer HL}}(f)}{S_{21, \text{realer HL}}(f) \cdot S_{21, \text{Messkabel AWG-HL}}(f)} \quad (5)$$

Das Ausgangssignal  $u_{\text{Ausgangssignal, realer HL}}(t)$  an Port 2 kann aus dem mit dem Oszilloskop DSO90604A aufgezeichneten Signal  $u_{\text{Oszilloskop, realer HL}}(t)$  berechnet werden:

$$U_{\text{Ausgangssignal, realer HL}}(f) = \frac{U_{\text{Oszilloskop, realer HL}}(f)}{S_{21, \text{Messkabel HL-Oszilloskop}}(f)} \quad (6)$$

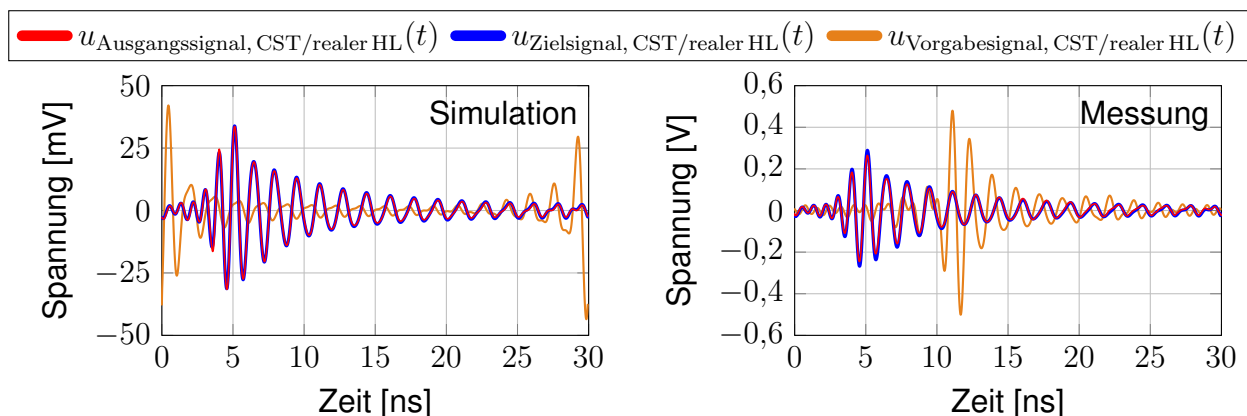
Zusätzlich zu dem Hohlleiter-Signalpfad stellt der AWG einen direkten Pfad zum Oszilloskop für ein Referenzsignal bereit, welches während des Messvorgangs für die fortlaufende Überprüfung der Messwerte genutzt wird.



**Bild 5:** Setup zur messtechnischen Validierung des Synthesekonzepts an einem realen Hohlleiter

### 3.3 Auswertung der Feldsimulation und der Messungen an dem realen Hohlleiter

Bild 6 zeigt die Simulations- sowie Messergebnisse zur Übertragung des generischen Transienten in dem Hohlleiter. Die Amplitude der Signale für den realen Hohlleiter ist gegenüber der Simulation aus Dynamikgründen angehoben. Gut zu erkennen ist, dass die Anregungssignale  $u_{\text{Vorgabesignal, CST/realer HL}}(t)$  aufgrund unterschiedlicher Signallaufzeiten in der Simulation beziehungsweise im realen Aufbau zeitlich verschoben sind. Beide Methoden liefern eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den angestrebten Ausgangssignalen  $u_{\text{Zielsignal, CST/realer HL}}(t)$  und den tatsächlich ermittelten Signalverläufen am Ausgang des Hohlleiters  $u_{\text{Ausgangssignal, CST/realer HL}}(t)$ . Durch diese Kongruenz wird das Synthesekonzept für die Erzeugung periodischer, transienter Signale validiert.



**Bild 6:** Generischer Transient im Hohlleiter: Simulation (links) und realer Hohlleiter (rechts)

## 4 Erzeugung transienter Störsignale in einer TEM-Zelle

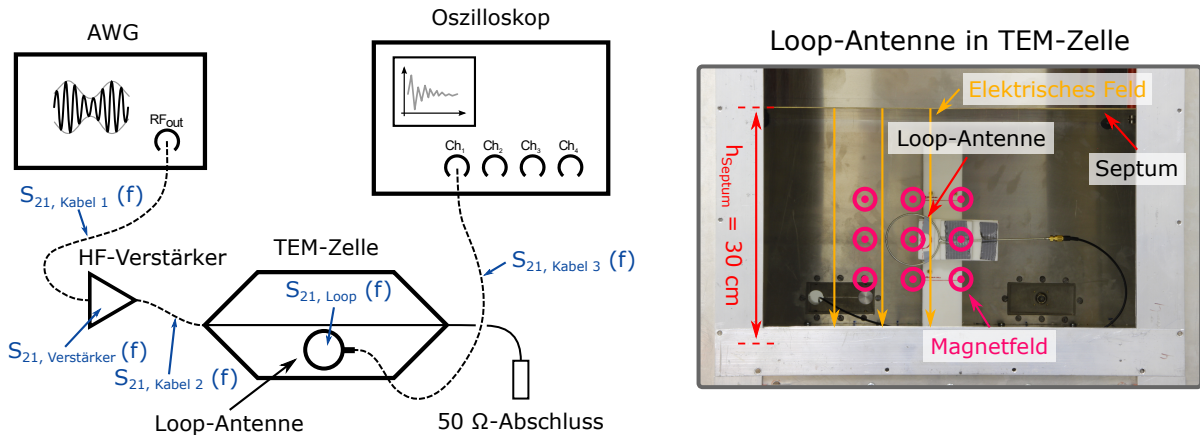
Das in Abschnitt 2 erläuterte Synthesekonzept zur Nachbildung transienter Signale wird nun in einer TEM-Zelle umgesetzt. Als Zielsignal wird das reale an einer elektrischen Bahnanlage aufgetretene elektrische Feld genutzt, welches sich mit dem Antennenfaktor der bikonischen Messantenne aus dem Transient 1 (vgl. Bilder 1 und 2) berechnen lässt.

$$E_{\text{Zielsignal, TEM-Zelle}}(f) = AF_{\text{Messantenne}}(f) \cdot U_{\text{Oszilloskop, Bahnanlage}}(f) \quad (7)$$

Bei der Messung wird im Innenraum der TEM-Zelle ein zeitlicher Verlauf der elektrischen Feldstärke angestrebt, wie er in der realen Messumgebung gemessen wurde.

### 4.1 Messaufbau zur Synthese eines transienten elektrischen Feldverlaufs

Zur Erzeugung des elektrischen Feldes wird wiederum der AWG M8195A genutzt, der die TEM-Zelle über einen HF-Verstärker 50A220 von Amplifier Research speist; das entsprechende Setup ist in Bild 7 (links) gezeigt.



**Bild 7:** Setup zur Erzeugung transienter elektrischer Feldverläufe in einer TEM-Zelle (links), Positionierung der Loop-Antenne in der TEM-Zelle (rechts)

Das Ausgangssignal  $u_{\text{Vorgabewert, AWG}}(t)$  des AWG ist unter Berücksichtigung der Übertragungseigenschaften des Verstärkers und der verwendeten Messkabel sowie der Septumhöhe  $h_{\text{Septum}}$  der TEM-Zelle im Frequenzbereich zu ermitteln:

$$U_{\text{Vorgabewert, AWG}}(f) = \frac{E_{\text{Zielsignal, TEM-Zelle}}(f) \cdot h_{\text{Septum}}}{S_{21, \text{Kabel 1}}(f) \cdot S_{21, \text{Verstärker}}(f) \cdot S_{21, \text{Kabel 2}}(f)} \quad (8)$$

Um den tatsächlich auftretenden Verlauf der elektrischen Feldstärke  $E_{\text{Messwert, TEM-Zelle}}(t)$  in der TEM-Zelle mit dem angestrebten Zielsignal vergleichen zu können, erfolgt eine Messung des Magnetfeldes  $H_{\text{Messwert, TEM-Zelle}}(t)$  mittels einer kalibrierten, geschirmten Loop-Antenne. Die Positionierung der Antenne in der TEM-Zelle ist in Bild 7 (rechts) zu sehen. Das elektrische Feld in der TEM-Zelle ist dabei mit dem Magnetfeld über den Freiraumwellenwiderstand  $Z_0 = 377 \Omega$  verknüpft:

$$E_{\text{Messwert, TEM-Zelle}}(f) = Z_0 \cdot H_{\text{Messwert, TEM-Zelle}}(f) \quad (9)$$

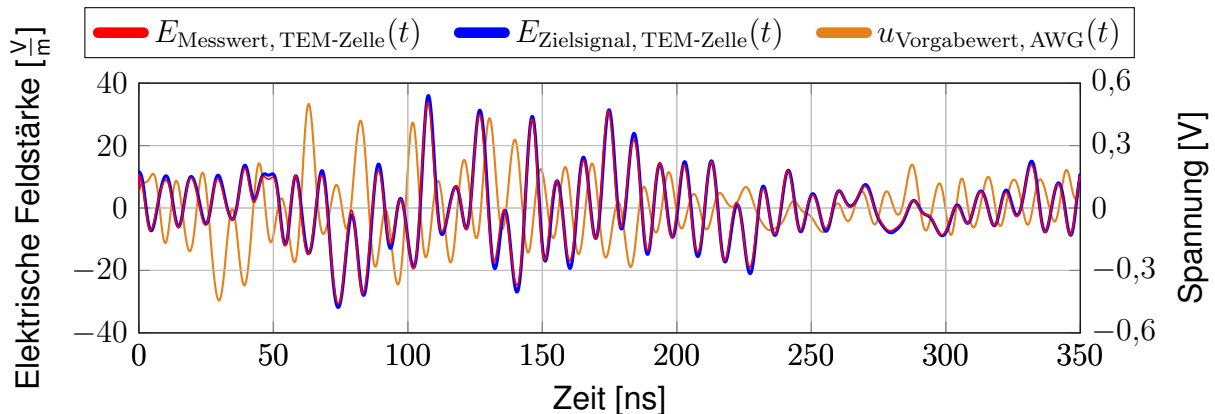
Über die Gleichung

$$E_{\text{Messwert, TEM-Zelle}}(f) = \frac{U_{\text{Oszilloskop}}(f)}{S_{21, \text{Loop}}(f) \cdot S_{21, \text{Kabel 3}}(f) \cdot h_{\text{Septum}}} \quad (10)$$

lässt sich das tatsächlich auftretende elektrische Feld in der TEM-Zelle aus der mit dem Oszilloskop am Fußpunkt der Antenne gemessenen Spannung  $u_{\text{Oszilloskop}}(t)$  berechnen.

## 4.2 Auswertung der Messungen

Bild 8 stellt das gemessene elektrische Feld in der TEM-Zelle im Vergleich zu dem angestrebten Signalverlauf dar. Auch in dieser Messumgebung reproduzieren die synthetisierten Transienten das Zielsignal mit sehr hoher Genauigkeit. Dieses Ergebnis validiert das in Abschnitt 2 vorgestellte Synthesekonzept auch für die Nachbildung von Impulsen, welche zuvor in realen EMV-Szenarien aufgezeichnet wurden.



**Bild 8:** Elektrisches Feld in einer TEM-Zelle bei der Nachbildung eines realen Transienten

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Ein Konzept zur Nachbildung von periodisch wiederkehrenden schnellen transienten Signalen unter Laborbedingungen wurde vorgestellt und durch Simulationen und Messungen an einem Hohlleiter validiert. In einer TEM-Zelle konnte der zeitliche Verlauf eines zuvor an einer elektrischen Bahnanlage gemessenen Transienten mit hoher Genauigkeit reproduziert werden. Hierdurch wurde die Eignung des Konzepts auch für die Synthese realer transienter Signale bestätigt. Zukünftige Untersuchungen beschäftigen sich mit einer Erweiterung des Synthesekonzepts, welche für die Synthese nicht-periodischer transienter Einzelimpulse erforderlich ist.

### Literatur

- [1] Norm DIN EN 61000-4-4 . *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-4: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen schnelle transiente elektrische Störgrößen/Burst (IEC 61000-4-4:2012); Deutsche Fassung EN 61000-4-4:2012*
- [2] Norm DIN EN 61000-4-5 . *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-5: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen Stoßspannungen (IEC 61000-4-5:2014); Deutsche Fassung EN 61000-4-5:2014*
- [3] GEISE, R. ; KERFIN, O. ; NEUBAUER, B. ; ZIMMER, G. ; ENDERS, A.: EMC analysis including receiver characteristics – pantograph arcing and the instrument landing system. In: *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2015. – ISSN 2158–110X, S. 1213–1217

---

## **Entstörmaßnahmen**

---

# **Stromkompensierte Drosseln in der Leistungselektronik: fairer praxisorientierter Vergleich zwischen Ferrit und nanokristallinen Materialien**

Dipl.-Ing. Christian Paulwitz, EPCOS AG, EMV-Labor Regensburg  
Dr.-Ing. Jörn Schliewe, EPCOS AG, Heidenheim  
Dr.-Ing. Stefan Weber, EPCOS AG, München

## **1 Anforderungen an stromkompensierte Drosseln in der Leistungselektronik**

In der Leistungselektronik hält der Trend zu immer kompakterer Bauweise und dadurch immer höherer Leistungsdichte weiter an. Dies gilt natürlich auch für den Aufbau von EMV-Filtern für Frequenzumrichter, in denen für den Aufbau stromkompensierter Drosseln hohe magnetische Flussdichten bei geringer Baugröße gefragt sind, um hohe Induktivitäten zu realisieren. Dies hilft allerdings zunächst nur der Filterung von Gleichtaktstörungen, während für die Gegentaktstörungen die Streuinduktivität der Drossel wirksam ist. Bei hochpermeablen Materialien und kleineren Geometrien ist diese generell kleiner als bei weniger hoher Permeabilität der magnetischen Drosselmaterialien. Hier wird anhand eines praktischen Beispiels die Auswirkung auf die Entstörung der Anwendung untersucht und der Frage nachgegangen, ob die Erwartung an die hochpermeablen nanokristallinen Materialien erfüllt werden kann.

## **2 Ansatz der Untersuchungen**

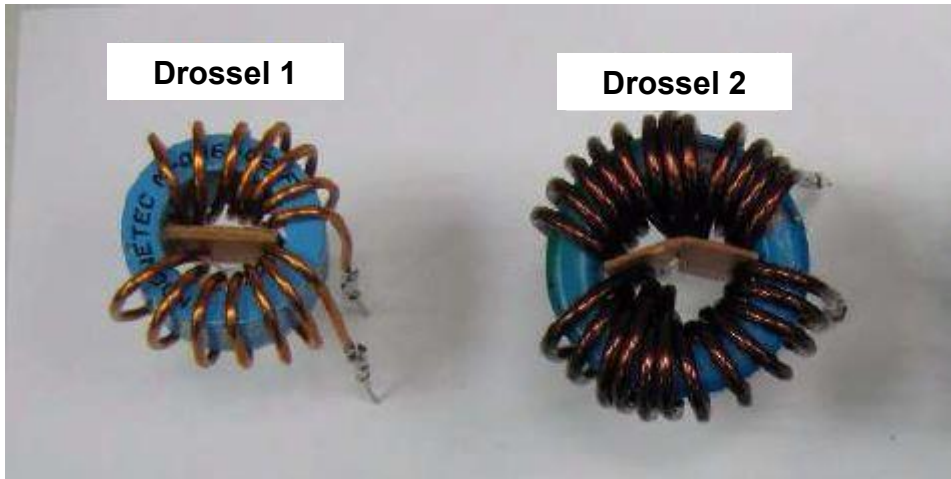
Für einen nichtentstörten Frequenzumrichter wird eine Filterschaltung aufgebaut, wobei Drosseln unterschiedlicher magnetischer Materialien (nanokristallin bzw. Ferrit) ausgewählt werden, mit gleicher Induktivität bei 100 kHz, etwa dem Beginn des typischen Meßbereichs bei leitungsgebundenen Störaussendungsmessungen am Netzanschluss. Das Volumen der Ferritdrossel ist unter diesen Bedingungen etwa 30 % größer. Parallel zur jeweiligen Störspannungsmessung wird auch der asymmetrische Strom betrachtet. Unterschiede in der Entstörwirkung können zum einen durch unterschiedliche Wirkung der Drosseln bei Gleichtakt- und Gegentaktstörungen bedingt sein, zum anderen aber auch durch unterschiedliche Permeabilitätsverläufe über die Frequenz. Ein weiterer Aspekt ist das Sättigungsverhalten. Die Sättigungsanfälligkeit der Drossel wird vom asymmetrischen Strom beeinflusst und ist bei Ferriten typischerweise stark abhängig von der Materialtemperatur. Ausführliche Untersuchungen und Erläuterungen der Materialeigenschaften und des Verhaltens auch der Drosseln in folgender Untersuchung bei asymmetrischer Strombelastung und unterschiedlichen Temperaturen wurden bereits vorgestellt [1]. Hier geht es dagegen um die konkrete Auswirkung in der Anwendung am Beispiel von Störspannungsmessungen an einem Frequenzumrichteraufbau.

### **2.1 Auswahl der untersuchten Drosseln für das EMV-Filter**

Es werden zwei Drosselpaare zum Vergleich ausgewählt mit jeweils gleicher Induktivität der Vergleichsdrosseln bei etwa 100 kHz und gleichem DC-Widerstand. Dadurch ist die

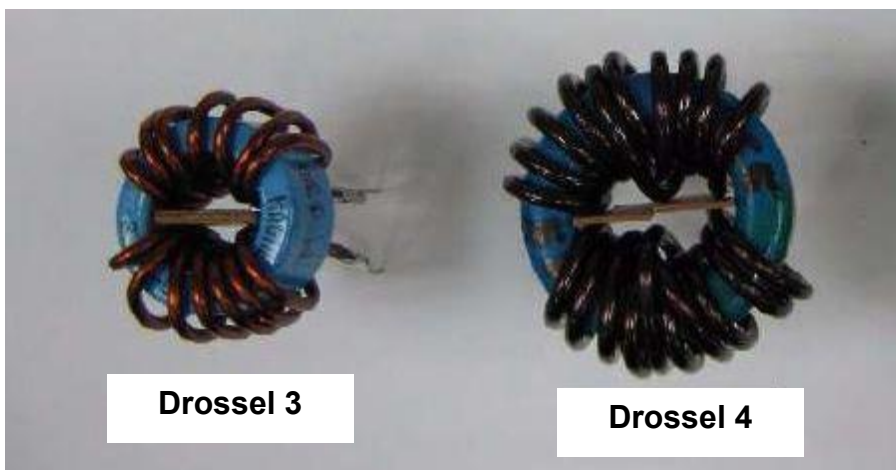


Ferritdrossel etwa 30 % größer. Das erste Drosselpaar (Induktivität bei 100 kHz etwa 1 mH) besteht aus einer hochpermeablen nanokristallinen Drossel (Nanoperm  $\mu_r$  ca. 90.000 nach Datenblatt, Magnetec-Ringkern M-046-02, 2 x 7 Windungen – **Drossel 1**) und einer Ferritdrossel (Material T65 von EPCOS, R40x24x16, 2 x 12 Windungen – **Drossel 2**). Die Streuinduktivität liegt für Drossel 1 bei knapp 3  $\mu$ H und Drossel 2 bei etwa 8  $\mu$ H. Sie beträgt somit bei der Ferritdrossel das etwa 2,5-fache.



**Bild 1:** Drosselpaar mit 1 mH Induktivität bei 100 kHz: Drossel 1 und 2

Das zweite Drosselpaar liegt mit der Induktivität von 0,8 mH bei 100 kHz und besteht aus einer nicht ganz so hochpermeablen nanokristallinen Drossel (Nanoperm  $\mu_r$  ca. 30.000 nach Datenblatt, Magnetec-Ringkern M-030-04, 2 x 7 Windungen -> **Drossel 3**) und einer Drossel mit gleichem Ferritkern wie Drossel 2 (jedoch 2 x 10 Windungen – **Drossel 4**). Die Streuinduktivität liegt für Drossel 3 bei knapp 3  $\mu$ H und Drossel 4 bei gut 6  $\mu$ H. Sie beträgt somit bei der Ferritdrossel immer noch mehr als Doppelte.



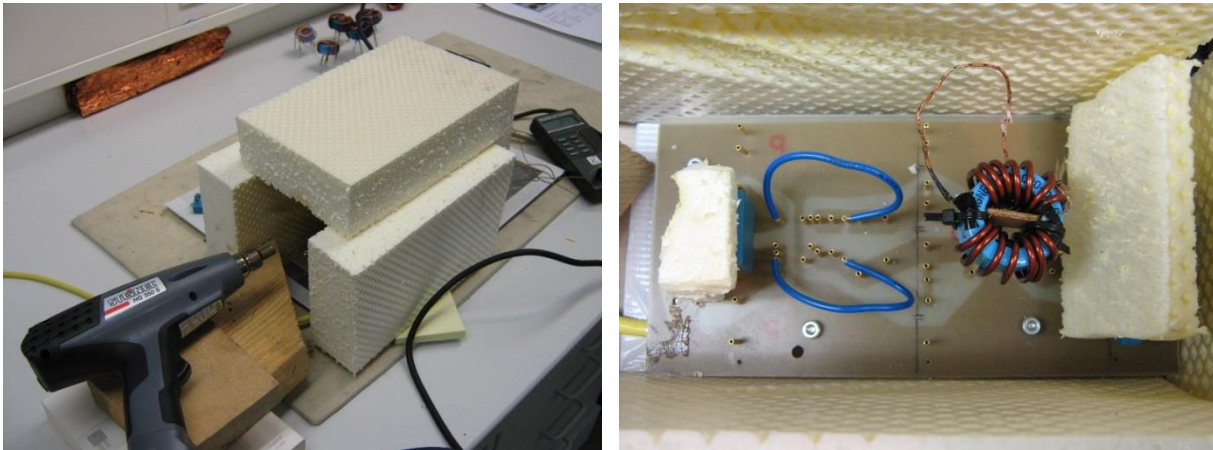
**Bild 2:** Drosselpaar mit 0,8 mH Induktivität bei 100 kHz: Drossel 3 und 4

## 2.2 Messaufbau

Es wurde ein Umrichter mit 750 W Leistung ausgewählt und die interne EMV-Filterbeschaltung entfernt. Diese wurde dann als bestückbare Platine vor den Umrichter gesetzt, die Kondensatorwerte für die Versuchsreihe konstant belassen (jeweils 470 nF zwischen den Leitern und jeweils 22 nF gegen Erde) und die stromkompensierte Drossel austauschbar bestückt. Der Aufbau erfolgte normgerecht [2] in einer geschirmten



Kabine mit 1 m Netzleitung an eine Netznachbildung angeschlossen sowie 15 m geschirmter Motorleitung an einem passenden Motor im Leerlauf. Die Platine mit der bestückbaren Versuchsfilteranordnung wurde mit einer provisorischen Styrodurkammer umgeben, um die Drossel im Messaufbau über Heißluft gezielt und unter reproduzierbaren Umständen erwärmen zu können. Dazu erhielten die jeweiligen Drosseln zwei Temperaturfühler zur besseren Beobachtung und Vermeidung ungleichmäßiger Erwärmung. Der Umrichter wird mit einer Ausgangsfrequenz von 10 Hz betrieben – modulationsbedingt kommt es hier zu höheren Gleichtaktströmen am Netzanschluss, was ja für die Untersuchungen von Bedeutung ist.



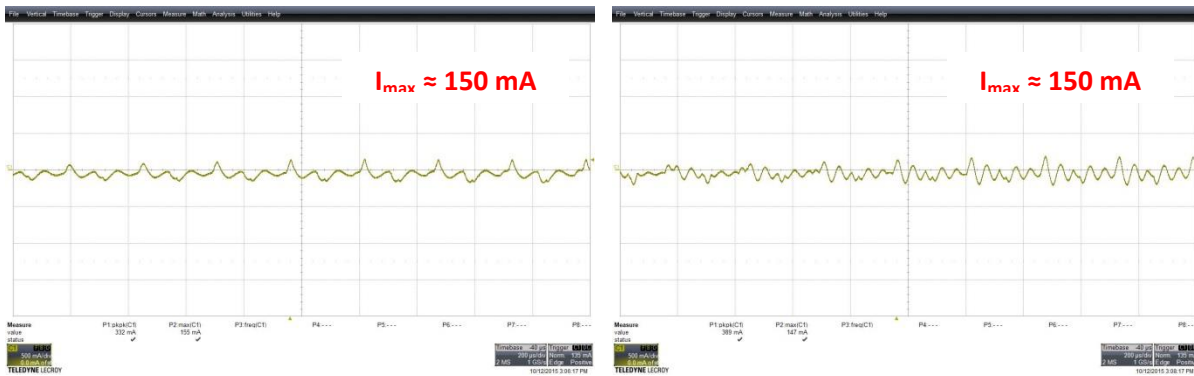
**Bild 3:** links: provisorische Kammer zur thermischen Entkopplung; rechts: Versuchsfilteraufbau mit Leiterbahnen (blau) zur optionalen Gleichtakt-Strommessung und stromkompensierter Drossel mit Thermofühlern, Kondensatoren gegen direkten Heißluftstrom durch Styrodurchschirme geschützt (daher verdeckt)

Damit die Messergebnisse gut vergleichbar sind, wurden alle Messungen mit einem FFT-Empfänger durchgeführt, so dass jeweils Messdurchläufe mit QP- und CISPR-AV-Detektor auf beiden Leitern im stabilen Betriebszustand ermittelt werden konnten. Für einen umfassenden Eindruck der Drosselwirkung wurde der Frequenzbereich bereits bei 9 kHz begonnen. Oberhalb von 3 MHz sind die Ergebnisse nicht aussagekräftig, da die Pegel aufgrund guter Entkopplungsbedingungen und wirksamer Y-Kondensatoren gering waren – größere Differenzen bei Vergleich von Messungen ergaben sich dort zum Teil aufgrund von unterschiedlichen Rauschböden durch andere Vordämpfungseinstellungen.

### **3 Ergebnisse beim Vergleich der Drosseln 1 (nanokristallin) und 2 (Ferrit)**

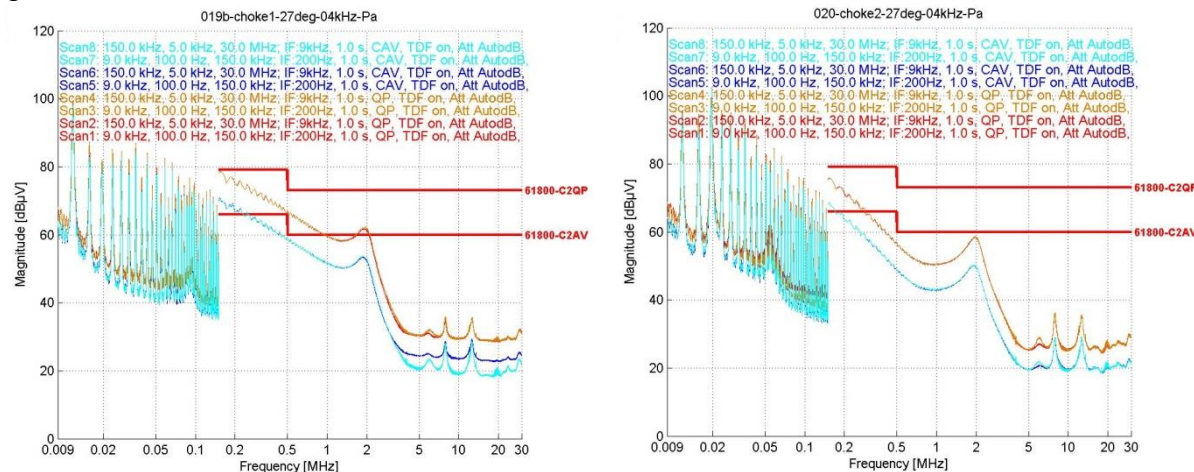
#### **3.1 Schaltfrequenzeinstellung 4 kHz, Labortemperatur 27 °C**

Da die Stabilität der Drossel in Frequenzumrichteranwendungen mit der asymmetrischen Strombelastung zusammenhängt, wird diese mit aufgenommen, um unterschiedliche Störspannungsergebnisse besser einordnen zu können. Bei einer Schaltfrequenzeinstellung von 4 kHz sind beide Drosseln bei Labortemperatur (etwa 27 °C) etwa gleich asymmetrisch belastet, und zwar relativ gering (Bild 4). Die Drosseln sind beide stabil.



**Bild 4:** Gleichtaktströme mit Drossel 1 (links) bzw. Drossel 2 (rechts) bei 4 kHz Schaltfrequenz

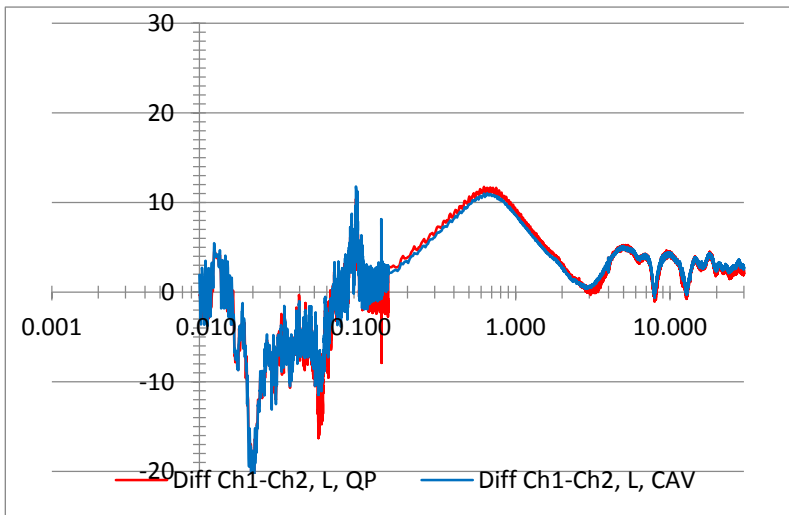
Die Diagramme der Störspannungskurven enthalten jeweils eine rote und eine orangene Kurve (QP auf Leiter L bzw. Neutralleiter N) sowie eine blaue und eine hellblaue Kurve (CISPR-AV auf Leiter L bzw. Neutralleiter N). Offensichtlich ist die Performance der Ferritkurve insbesondere ab ca. 200 kHz deutlich besser – der höheren Streuinduktivität geschuldet.



**Bild 5:** Störspannung mit Drossel 1 bzw. 2 bei 4 kHz Schaltfrequenz, Labortemperatur

Nun wurde für jede Messung eine QP-Kurve aus dem Maximum der beiden Leitern und in gleicher Weise eine Maximal-AV-Kurve gebildet. Durch Differenzbildung der jeweiligen Detektorkurven zwischen den beiden Drosseln kann anschaulich ein quantitativer Vergleich gezogen werden. Allerdings ist darauf zu achten, dass nicht aufgrund unterschiedlicher automatisch eingestellter Vordämpfungen Rauschböden miteinander verglichen werden. Oberhalb 3 MHz ist daher ein Vergleich nicht möglich.

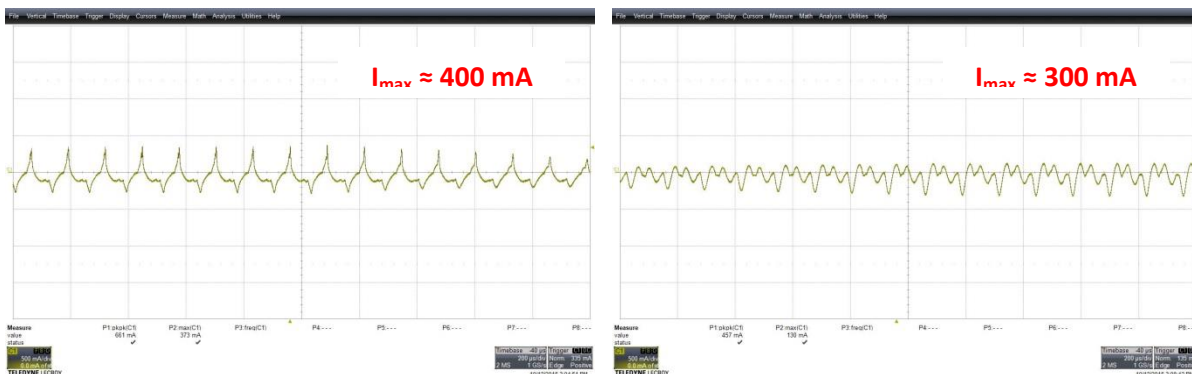
Bei der Differenzbildung (Bild 6) sieht es auf den ersten Blick so aus, als ob die nanokristalline Drossel im unteren Frequenzbereich besser abschneiden würde, was angesichts einer höheren Induktivität aufgrund der unterschiedlichen Materialeigenschaften plausibel wäre. Auf den zweiten Blick sieht man jedoch, dass dies nur zum Teil zutrifft. Es gibt auch Unterschiede, die in der Messdynamik liegen. Dies wird besonders bei etwa 50 und 100 kHz deutlich. Für den unteren Frequenzbereich – unter 100 kHz – ist dies bei der Bewertung zu beachten. Vergleicht man die Spitzen der Schaltfrequenz-Harmonischen in den Störspannungskurven, sind die Pegel ähnlich. Bei 20 kHz scheint dagegen die höhere Induktivität der nanokristallinen Drossel zu wirken. Eindeutig sind jedoch die Unterschiede im Frequenzbereich zwischen 150 kHz bis 2 MHz – hier schneidet die Ferritdrossel in dieser Beispielanwendung um bis zu 10 dB besser ab – bei gleicher nomineller Induktivität bei 100 kHz, aufgrund der höheren Streuinduktivität.



**Bild 6:** Differenzbildung der beiden QP- und AV-Maximalkurven der beiden Drosseln

### 3.2 Schaltfrequenzeinstellung 8 kHz

Auch hier zunächst die Gleichtaktströme mit den Drosseln etwa auf Labortemperatur (ca. 26 °C), zum besseren Verständnis der Interpretation der Störspannungskurven (Bild 7). Bei beiden Drosseln ist der asymmetrische Strom höher als bei der vorhergehenden Betriebsart, und bei der nanokristallinen etwas höher in der Spitze (Maxima spitz zulaufend) als bei der Ferritdrossel, was ein Hinweis auf Erreichen der Sättigungsgrenze ist. Die Induktivität ist dabei jedoch noch nicht vollständig zusammengebrochen.



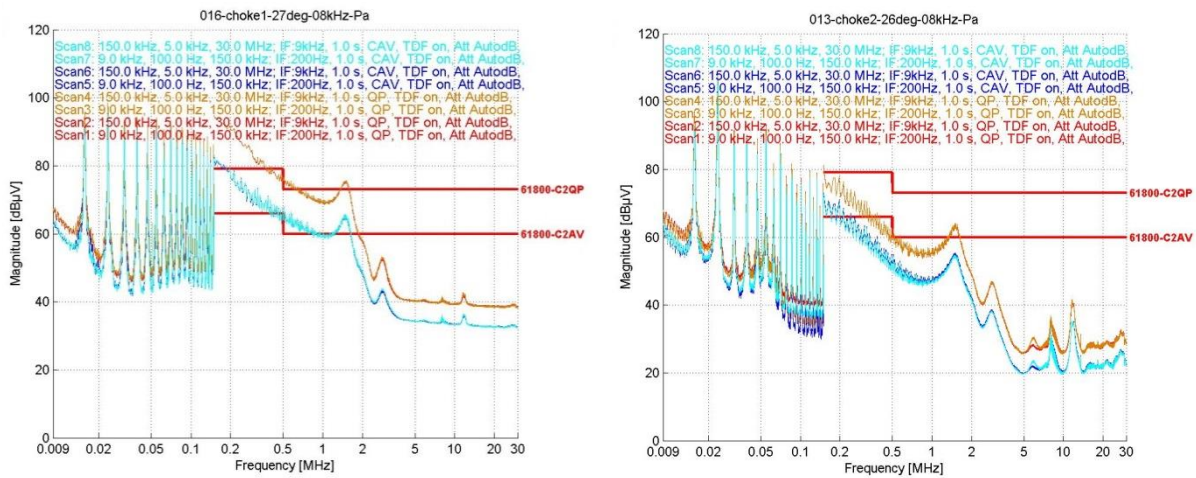
**Bild 7:** Gleichtaktströme mit Drossel 1 (links) bzw. Drossel 2 (rechts) bei 8 kHz Schaltfrequenz

Die Teil-Sättigung der nanokristallinen Drossel zeigt sich in der Störspannungsmessung. Auch hier ist der Vergleich oberhalb 3 MHz aus den geschilderten Gründen nicht möglich und die Vergleichskurve (Bild 9) unterhalb 150 kHz ebenfalls nur teilweise aussagekräftig, aber es ist deutlich, dass oberhalb von etwa 70-80 kHz die Dämpfung der nanokristallinen Drossel deutlich schlechter ist, und zwar aufgrund der Teilsättigung durch die asymmetrische Strombelastung, mit der die Ferritdrossel zunächst besser umgehen kann.

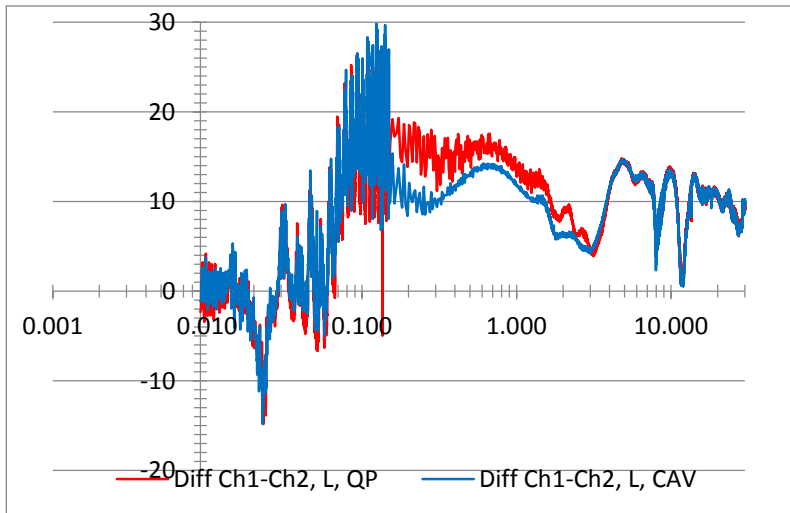
Wird Drossel 1 nun auf eine höhere Temperatur (bis 100 °C) gebracht, bleiben die Eigenschaften dieses nanokristallinen Materials weitgehend gleich, jedenfalls im Hinblick auf die Impedanz der Drossel. Bei Ferrit ist dies etwas anders, wie hier zwei Messungen zeigen (Bild 10) und der Vergleich mit der Drossel bei Labortemperatur deutlich macht



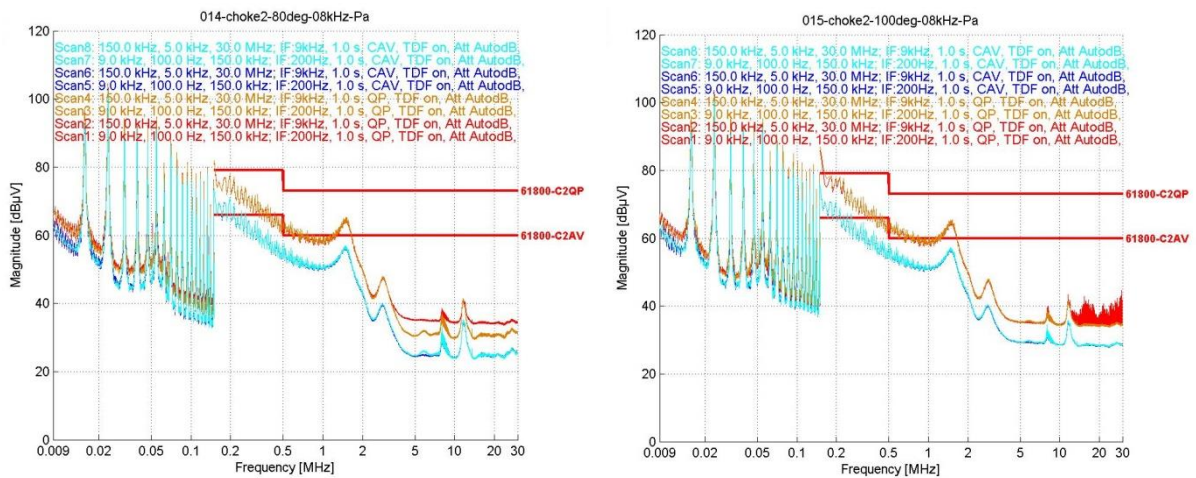
(Bild 11). Auch hier Vorsicht bei den Ergebnissen unter 150 kHz und diejenigen oberhalb 3 MHz ignorieren. Bei 150 kHz ist jedoch deutlich, dass insbesondere bei 100 °C in dieser Anwendung eine deutliche Verschlechterung von etwa 6 dB eintritt, und um ca. 700 kHz auch schon vorher eine Verschlechterung um ca. 3-4 dB zu beobachten ist.



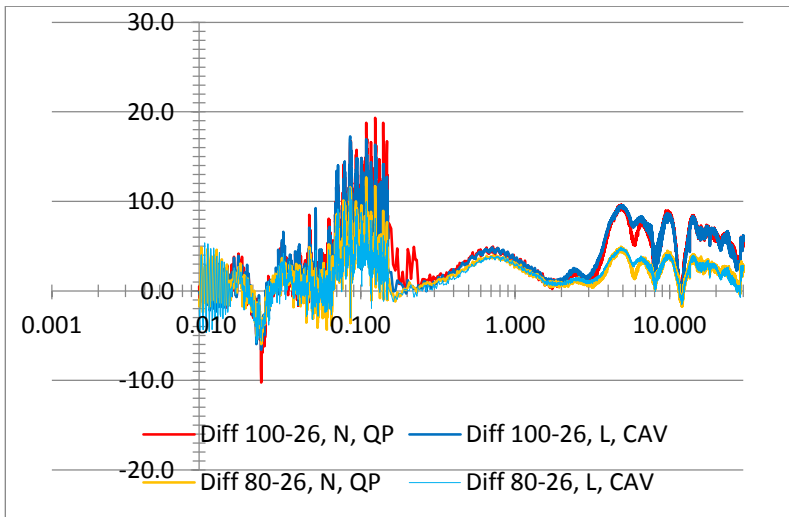
**Bild 8:** Störspannung mit Drossel 1 bzw. 2 bei 8 kHz Schaltfrequenz, Labortemperatur



**Bild 9:** Differenzbildung der beiden QP- und AV-Maximalkurven der beiden Drosseln



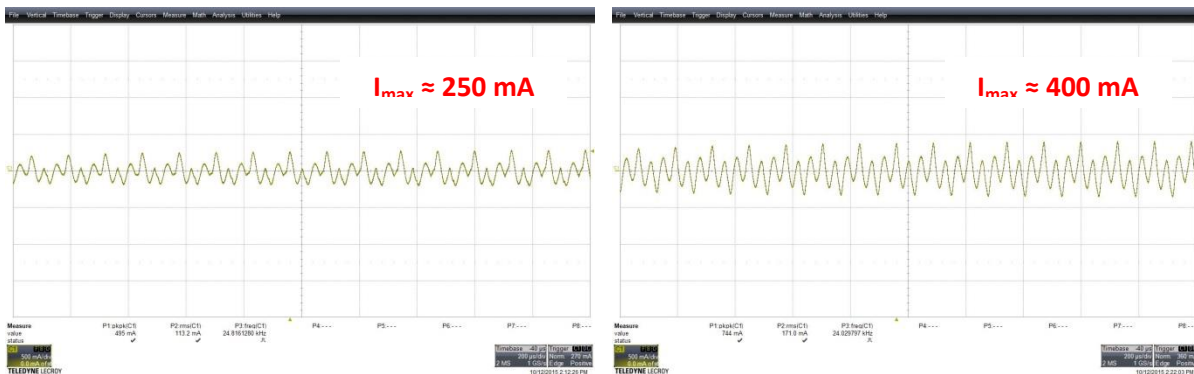
**Bild 10:** Störspannung mit Drossel 2 bei 8 kHz Schaltfrequenz, links bei 80 °C, rechts bei 100 °C



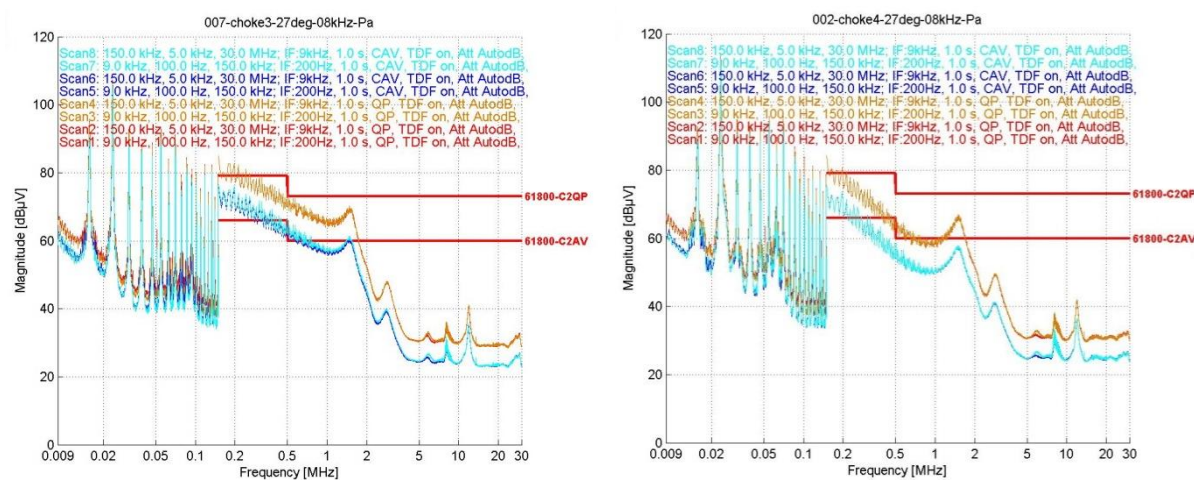
**Bild 11:** Differenzbildung jeweils der beiden QP- und AV-Maximalkurven von Drossel 2 bei 80 °C (orange/hellblau) bzw. 100 °C (rot/dunkelblau) und der Ausgangsmessung bei Labortemperatur (ca. 26 °C)

#### 4 Ergebnisse beim Vergleich der Drosseln 3 (nanokristallin) und 4 (Ferrit)

Bei diesen Drosseln zeigt nun die Ferritdrossel höhere Gleichtaktströme bei Labortemperatur (ca. 26 °C, Bild 12) als die nanokristalline. Im Stromverlauf sind jedoch keine Ansätze bezüglich Sättigung zu erkennen.

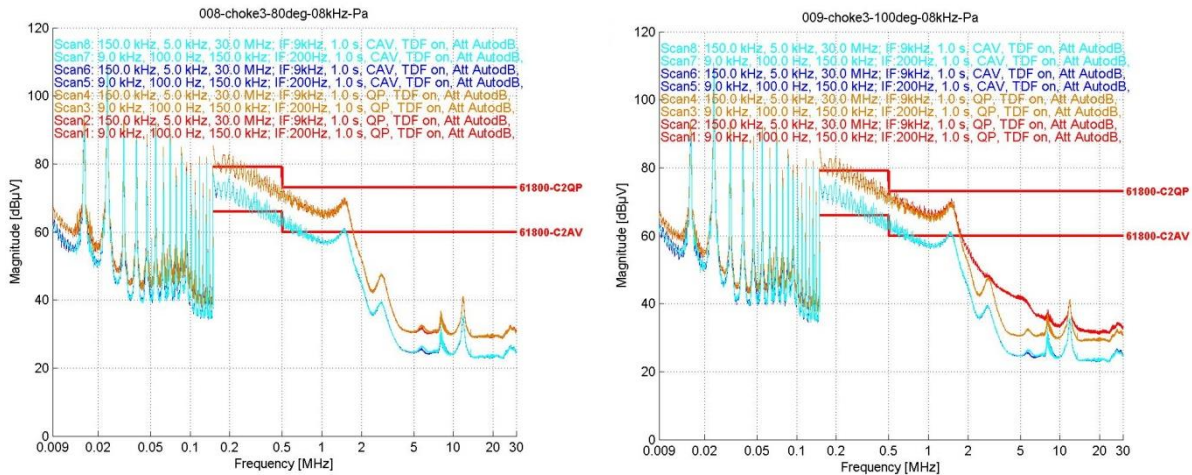


**Bild 12:** Gleichtaktströme mit Drossel 3 (links) bzw. Drossel 4 (rechts) bei 8 kHz Schaltfrequenz



**Bild 13:** Störspannung mit Drossel 3 bzw. 4 bei 8 kHz Schaltfrequenz, Labortemperatur

Wohl aufgrund der geringeren Induktivität dieser Drosseln liegen die Störspannungskurven bei beiden Drosseln etwas höher. Wiederum schneidet die Ferritdrossel (Drossel 4) mit steigender Frequenz etwas besser ab. Dies ändert sich jedoch bei Erwärmung der Drossel. Während die nanokristalline Drossel ziemlich konstant bleibt (hier nicht gezeigt), steigt der Störpegel bei zunehmender Temperatur (@150 kHz ca. 5 dB bei 80 °C und ca. 10 dB bei 100 °C) an, ohne dass die Drossel jedoch ganz in Sättigung geht.



**Bild 14:** Störspannung mit Drossel 4 bei 8 kHz Schaltfrequenz, links bei 80 °C, rechts bei 100 °C

## 5 Zusammenfassung

Vergleicht man zwei Drosseln mit gleicher Induktivität aber unterschiedlicher Materialien miteinander, so liegen in der Anwendung die Vorteile des nanokristallinen Materials gegenüber Ferrit darin, dass bei kleinerer Bauform eine höhere Entstörwirkung vor allem im Frequenzbereich von einigen kHz bis einigen 10 kHz erreicht werden kann, sofern es um die Unterdrückung von Gleichtaktstörungen geht. Ein typischer Fall wäre z. B. die Reduzierung von Ableitströmen im Bereich der Schaltfrequenz. Ferner ist das Material sehr temperaturstabil.

Demgegenüber steht der Nachteil der geringeren Sättigungsfestigkeit bei nanokristallinen Drosseln kleineren Volumens aufgrund des höheren magnetischen Flusses, und bei Näherung an die Sättigungsgrenze bricht die Induktivität schneller zusammen als bei Ferrit, wo der Übergang weicher ist. Die höhere Streuinduktivität der etwas größeren Ferritdrossel bewirkt in der Regel eine deutlich bessere Gegentaktämpfung, und dies ist häufig ein entscheidender Aspekt in der Anwendung, zumal in der Regel außer der Streuinduktivität kaum Gegentaktinduktivität verfügbar ist.

## Literaturangaben

- [1] Dr. Jörn Schlieve, Christian Paulwitz, Dr. Stefan Weber: A just Comparison of Ferrite and Nanocrystalline Common Mode Chokes, PCIM Europe 2016 – 10-12 May 2016, Nuremberg, Germany, pp. 156 – 163
- [2] EN 61800-3 (2004) + A1 (2012): Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe – Teil 3: EMV-Anforderungen einschließlich spezieller Prüfverfahren; Störspannung am Stromversorgungsanschluss, Kategorie C2

# **Stromkompensierte Drosseln mit hochpermeablen nanokristallinen Kernen für den 1000 A – Bereich**

Dipl.-Ing. Stefan Becker, Sekels GmbH, Entwicklung  
Dipl. Phys.-Ing. Dietrich Sekels, Sekels GmbH, Geschäftsführung

## **1 Die Vorteile nanokristalliner Ringbandkerne für stromkompensierte Drosseln**

Nanokristalline Ringbandkerne sind das ideale Kernmaterial für stromkompensierte Entstördrosseln. Ihre hohen Permeabilität ermöglichen volumenoptimierte Designs mit wenigen Windungszahlen und einem sehr breitbandigen Dämpfungsverhalten in einem weiten Temperaturbereich. Sie werden als Alternative zu Lösungen mit Ferritkernen in vielen Industrieanwendungen eingesetzt, und sind bei Anwendungen mit höheren Temperaturanforderungen (z. B. Automotive) erste Wahl.

### **1.1 Eigenschaften nanokristalliner Ringbandkerne für stromkompensierte Drosseln**

Nanokristalline Ringbandkerne (RBK) sind eine Alternative zu Ferriten, dem Standardwerkstoff für die meisten Anwendungen. Ferrite sind wegen ihres hohen spezifischen elektrischen Widerstandes für Anwendungen im kHz-Bereich und höher gut geeignet und haben, auch aus Kostengründen, dünnbandige metallische Bandkerne weitgehend verdrängt. Ende der 70ziger Jahre gab es durch die Entwicklung von rascherstarrten amorphen weichmagnetischen Legierungen eine technisch interessante Alternative mit deutlich besseren Dämpfungseigenschaften. Jedoch bestanden die für diese Anwendung geeigneten Legierungen zu ca. 80% aus Cobalt und die daraus gefertigten RBK waren relativ teuer. Zudem waren auch die oberen Anwendungstemperaturen dieser extrem hochpermeablen Co-Basis-Legierungen auf ca. 80 °C limitiert.

Eine technisch und in bestimmten Fällen wesentlich spannendere Alternative zu Ferriten sind nanokristalline RBK. Erfunden 1988 von HITACHI, mit wesentlichen Entwicklungsbeiträgen von Dr. Giselher Herzer von der Vacuumschmelze GmbH & Co. KG, Hanau (VAC). Nanokristalline Legierungen werden auch durch ein Rascherstarrungsverfahren zunächst als amorphe dünne Folie hergestellt. Durch eine anschließende Wärmebehandlung bildet sich eine Kristallstruktur mit Korngrößen im 10 – 15 nm-Bereich aus, eingebettet in einer amorphen Restphase. Der wesentliche Legierungsbestandteil ist kostengünstiges Eisen, Von amorphen Fe-Basis-Legierungen unterscheidet sie eine fast verschwindende Magnetostriktion und dadurch deutlich höhere Permeabilität, praktisch keine Geräuschentwicklung und niedrigere Verluste.

Die Sättigungsinduktion der kommerziell am meisten verbreiteten nanokristallinen Legierungen liegt bei ca. 1,2 T. niedriger im Vergleich zu der lauten amorphen Variante, aber immer noch deutlich höher im Vergleich zu den magnetisch antiparallel gekoppelten Ferriten. Zudem ist die Temperaturabhängigkeit der magnetischen Eigenschaften



wesentlich geringer (fast schon vernachlässigbar), und das Dämpfungsverhalten wesentlich breitbandiger.

Einen schönen Überblick gibt die Broschüre „EMV Produkte aus nanokristallinen Legierungen“ der VAC. Tabelle 1 ist eine Zusammenfassung aus dieser Broschüre.

Vorteil	Ursache, relevante Werkstoffeigenschaft
Kleine Baugröße	Hohe Permeabilität $\mu$ , hohe Sättigungsinduktion $B_s$
Gut für hohe Ströme und /oder hohe Spannungen	Hohes $\mu$ , hohes $B_s$ , geeignete Kernabmessungen
Einstufige Filterkonzepte möglich	Einstufige Filterkonzepte möglich Extrem breitbandiges Dämpfungsverhalten, hohes $\mu$ , kapazitätsarme Designs, moderate $\mu$ -Abnahme mit steigender Frequenz, niedriger Q-Faktor im Frequenzbereich von 150 kHz
Hoher Wirkungsgrad, geringe Verlustleistung	Geringe Windungszahlen für hohes L erforderlich, Filterstufenreduzierung
„green“, umweltfreundlich	Niedrige Verlustleistung, wenig Materialeinsatz
Geeignet für hohe und für tiefe Umgebungs-temperaturen und hohe Arbeitstemperaturen	Hohe Curie-Temperatur, Materialeigenschaften ( $\mu$ , $B_s$ , $\lambda_s$ ) nur gering temperaturabhängig
„easy filter design“	Materialeigenschaften ( $\mu$ , $B_s$ , $\lambda_s$ ) nur gering temperaturabhängig, lineare Magnetisierungskurve ermöglicht stabile Impedanz über einen weiten Common Mode Strombereich. Design-Software für SKDs verfügbar.
Optimale angepasste Lösungen für verschiedene Applikationen verfügbar	Unterschiedliche $\mu$ -Niveaus, unterschiedliche VITROPERM Legierungen
Keine Betriebsgeräusche	Nahezu magnetostruktionsfreies Material
Geringer Bewicklungseinfluss bei Verwendung von Starkdraht	Nahezu magnetostruktionsfreies Material, robust gegen mechanische Verspannung

**Tabelle 1** Vorteile von stromkompensierten Drosseln mit nanokristallinen Ringbandkernen

Die Broschüre beschreibt auch die Unterschiede im Dämpfungsverhalten der metallischen nanokristallinen Ringbandkerne zu keramischen Ferriten. Entscheidend sind das hohe Permeabilitätsniveau, das wegen der a priori geringen Banddicke der nanokristallinen Folien gute Frequenzverhalten, sowie der durch die Wirbelstromdämpfung grundsätzlich breitbandigere Dämpfungsmechanismus. Die hohen Permeabilität ermöglichen zudem hohe Induktivitäten im niederfrequenten Bereich, die wiederum in Verbindung mit optimierten Wicklungstopologien ein sehr hohes Dämpfungsniveau mit wenig Resonanzeinfluss im höheren Frequenzbereich ermöglichen.

## 2 Stromkompensierte Drosseln für hohe Ströme

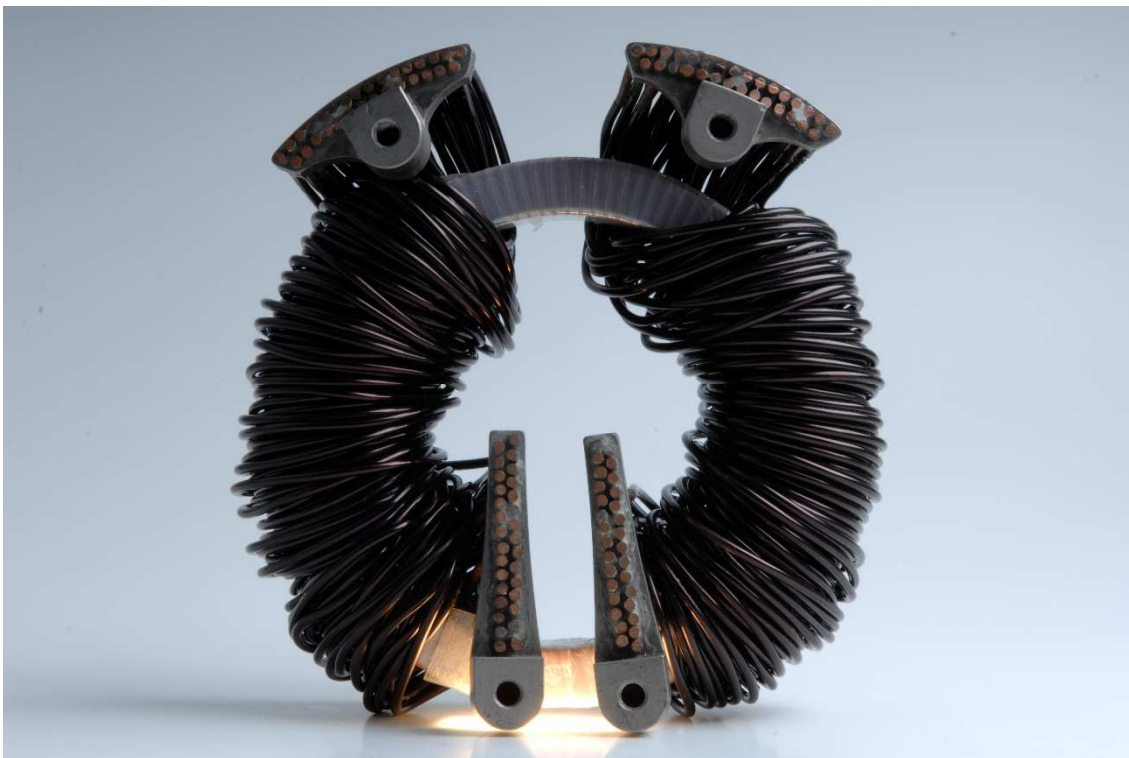
### 2.1 Klassische Sektorbewicklung

Bei stromkompensierten Drosseln im Bereich bis einige 10 A kann der Dämpfungsverlauf über der Frequenz durch eine einlagige und exakte Bewicklung (geringe Koppel- und Wicklungskapazitäten) spürbar optimiert werden. Im Strombereich größer 100 A ist dies



wickeltechnisch i. d. R. nicht zu realisieren, da trotz der hohen Permeabilität und den dadurch möglichen kleinen Windungszahlen die hierfür benötigten Kerne zu groß (und zu teuer) wären. In der Praxis können von dem ideal realisierbaren Dämpfungsverlauf insbesondere im MHz-Bereich meist auch Abstriche gemacht werden, da die meisten Störer bei niedrigeren Frequenzen zu finden sind. Es kann also „wild“ gewickelt werden, mit dem Vorteil das dadurch die eigentlich kleinen Streuinduktivität von Ringkerndrossel erhöht und dadurch das „Differential Mode“ Dämpfungsverhalten verbessert wird.

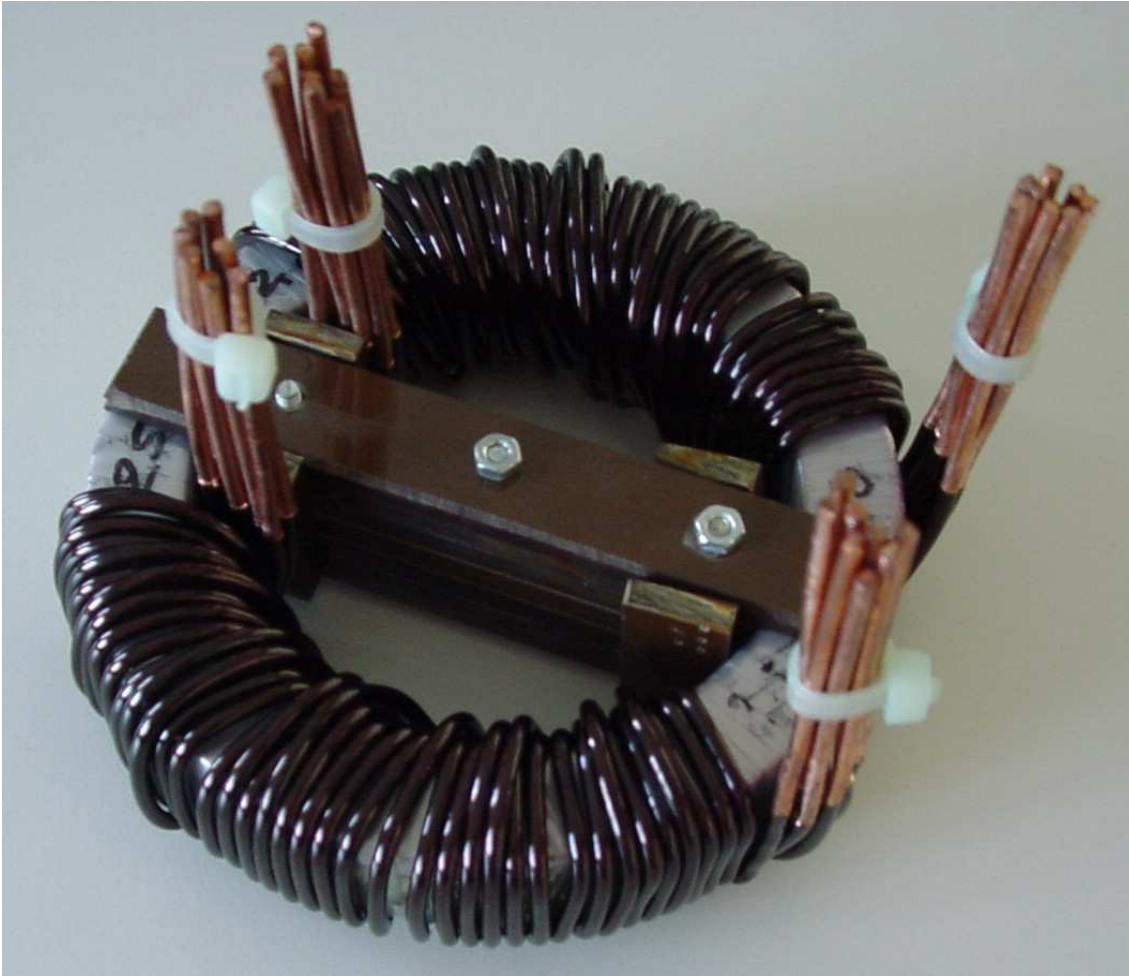
Bild 1 zeigt eine Ausführung mit einer parallelen Starkdrahtbewicklung in klassischer Sektor-Ausführung. Als Besonderheit werden spezielle Kabelschuhe eingesetzt, die eine extrem zuverlässige und höhenoptimierte Verbindung sicherstellen (Abb. ohne Gehäuse und Verguss).



**Bild 1** Hochstrom-SKD mit Starkdrahtbewicklung in klassischer Sektoranordnung

## 2.2 Klassische Sektorbewicklung mit Streusteg

Für eine weitere Verbesserung des Differential Mode Verhaltens kann ein Streusteg eingesetzt werden. Der wirkt im Prinzip wie eine zusätzliche (kleine) lineare Drossel und kann z. T. selbige einsparen. Bild 2 zeigt eine Starkdraht-Drossel mit Streusteg ohne Kabelschuhe und ohne Verguss.



**Bild 2** Starkdrahtdrossel mit Streusteg (ohne Kabelschuhe, vor Verguß)

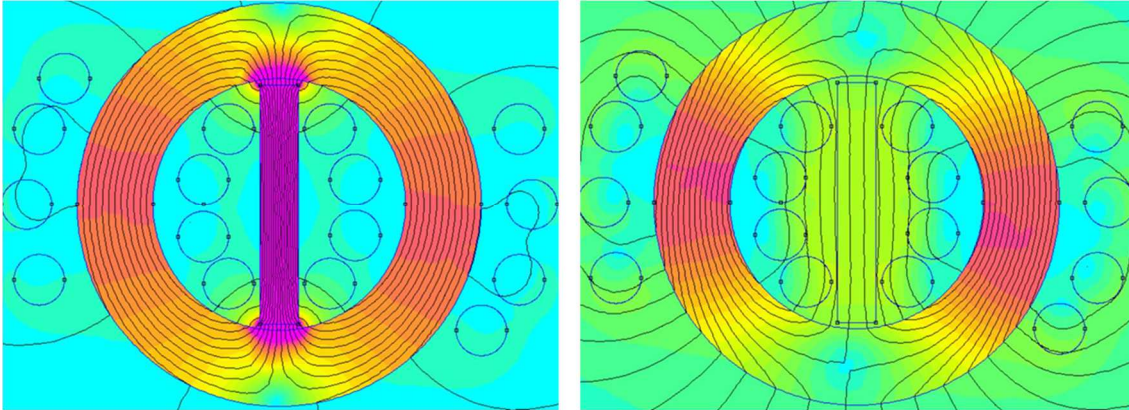
### **3 Sättigungseffekte bei sehr hohen Strömen**

Bekannt sind die Grenzen von hochpermeablen Kernen bei Anwendungen mit unsymmetrischen Lastströmen. Hochpermeable Kerne werden durch kleine Stromdifferenzen in den einzelnen Wicklungen schneller gesättigt (im Vergleich zu niederpermeablen Ferritkernen). Lösungsansätze sind nanokristalline Kernvarianten mit gezielt eingestellten niedrigeren Permeabilitätsniveaus. Sie bieten immer noch den Vorteil der höheren Sättigungsinduktion (wiederum im Vergleich mit Ferriten), sowie das unschlagbare Temperaturverhalten.

Bei Anwendungen von einigen 100 Ampere wurde ein weitere „Besonderheit“ von hochpermeablen Kernen festgestellt. Auch bei sehr geringen Unsymmetrieströmen bricht die Induktivität bei sehr hohen Nennströmen signifikant ein. Festgestellt wurde der Effekt zunächst bei Varianten mit Streusteg, der zur Verbesserung der Differential Mode Dämpfung (Gleichtakt-Dämpfung) verwendet wurde. Der Streusteg verstärkt den für die Differential Mode Dämpfung verantwortlichen Streufluss, der aber wiederum bei hochpermeablen Kernen zu lokalen Sättigungseffekten führt.

Streuflussbedingten Sättigungseffekte treten bei entsprechend hohen Strömen auch bei Drosseln mit hochpermeablen Kernen ohne Streusteg auf. Zum Verständnis des Effektes

hilft eine stark vereinfachte FEM-Darstellung der Flussdichten in Luft und Material, wie sie in Bild 3 schematisch gezeigt wird. In beiden Fällen ist eine übliche Sektor-Bewicklung mit  $2 \times 4$  Windungen gezeigt. Durch den Streusteg wird der Fluss im Übergangsbereich stark konzentriert, und das Kernmaterial teilweise gesättigt (violett dargestellt). Hierdurch fällt die Nenn-Induktivität der Drossel ab Eintreten der partiellen Sättigung schnell ab. Ohne Streusteg (in der Rechnung wird ein „Steg“ aus Luft angenommen) treten erste Sättigungseffekte unterhalb der Bewicklung auf, jedoch erst bei ca. um den Faktor 2,5 höheren Strömen.



**Bild 3** Sättigungseffekte bei stromkompensierten Drosseln unterschiedlicher Ausführung bei hohen Strömen (violette Bereiche)

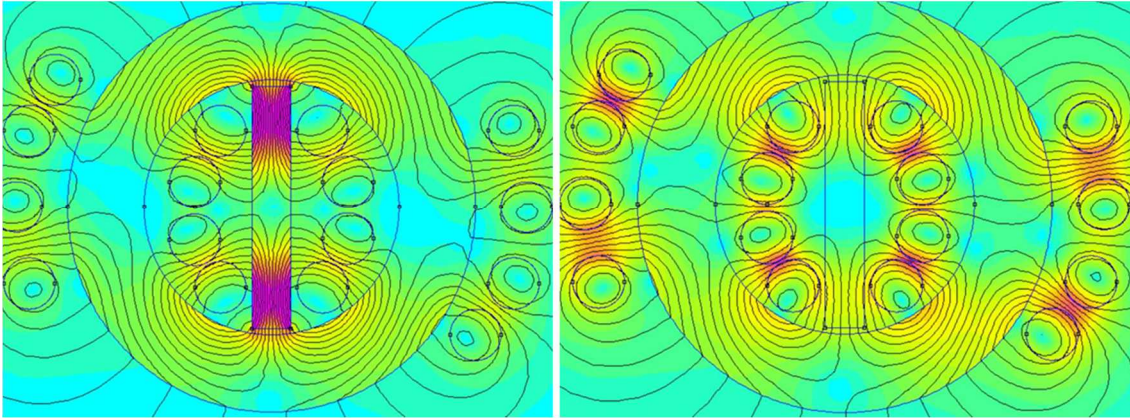
#### 4 Lösungsansätze für stromkompensierte Drosseln für sehr hohe Ströme

Ziel unserer Untersuchungen war ein Lösungsansatz für noch höhere Ströme, jedoch in einer kleinen Bauform. Also eine hochstromfeste Drossel mit allen Vorteilen von hochpermeablen nanokristallinen Ringbandkernen. Dies gelingt mit Hilfe einer streuarmlen Wickeltechnologie, die zwar grundsätzlich aus der Signaltechnik bekannt, jedoch nicht für höhere Ströme und zur Vermeidung von partieller Sättigung im Kernmaterial.

Nachteilig bei einem streufeldarmen Wicklungsaufbau ist das geringe Differential Mode Dämpfungsverhalten. Da dies i. d. R. im Gesamtkonzept des Filters oder des Dämpfungsverhaltens unverzichtbar ist, müssen zusätzliche Maßnahmen ergriffen werden. Dies kann wiederum ein Streustegansatz sein, der in Verbindung mit einer Streuarmlen Wicklung höhere Ströme ermöglicht. Oder lineare Drosseln, wie z. B. zusätzliche Pulverkerne.

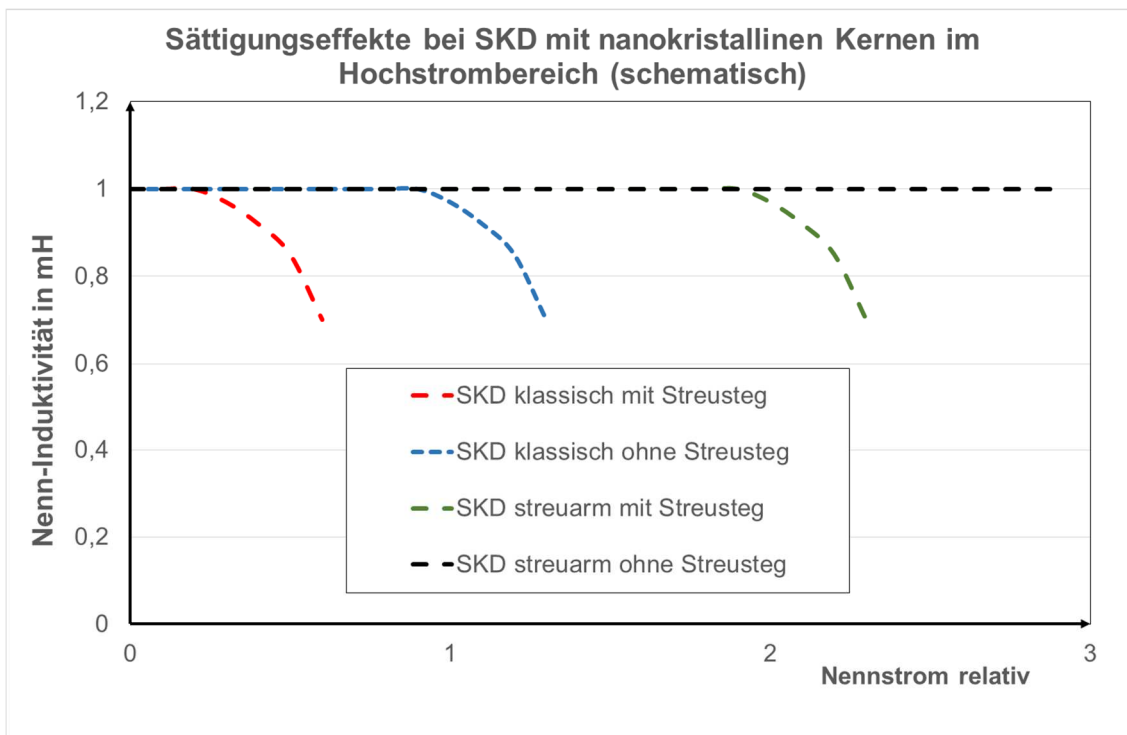
Bild 4 zeigt das Sättigungsverhalten schematisch von Drosseln mit streufeldarmen Wicklungsaufbau. Wo die Stromgrenzen liegen ist noch nicht ausgelotet. Rechnerisch kann mit einem solchen Lösungsansatz der Strombereich ohne Induktivitätseinbruch im Vergleich zur klassischen Sektor-Bewicklung um ca. den Faktor 4 erweitern. Selbst die Streusteglösung in Bild 4 ist mit dem doppelten Nennstrom gerechnet im Vergleich zur klassischen Sektor-Bewicklung ohne Streusteg, ohne dass Sättigungseffekte sichtbar werden (gleiches Farbschema). Zumindest im Ringbandkern.





**Bild 4** Sättigungseffekte (violett) bei stromkompensierten Drosseln mit streuarmer Bewicklung mit und ohne Streusteg

In Bild 5 sind die Ergebnisse aus Messungen und theoretischen Überlegungen schematisch zusammengefasst.



**Bild 5** Sättigungseffekte bei stromkompensierten Drosseln mit/ohne Streusteg und unterschiedlicher Bewicklung (schematisch)

## 5 Zusammenfassung

Der Vortrag stellt volumenoptimierte stromkompensierte Drosseln mit hochpermeablen nanokristallinen Kernen vor, deren spezieller Wicklungsaufbau Induktivitätseinbrüche durch partielle Sättigungseffekte bei sehr hohen Strömen vermeidet. Die Nachteile der geringen Streuinduktivität können durch zusätzliche lineare Einleiterdrosseln oder eine Streusteg kompensiert werden.

## Literaturangaben

- [1] Klinger, R., „Nanokristallines VITROPERM / EMV-Produkte“; Beichler, J., Vacuumschmelze GmbH & Co KG, Produktschrift 2010
- [2] Europäische Patentanmeldung 12 000 413.0 – 1556, Hochstromfeste, stromkompensierte Funkentstördrossel
- [3] Klinger, R., „Nanocrystalline Materials for the Next Generation of Noise Suppression Solutions“; Beichler, J., Magnetics Business & Technology, Fall 2013

# Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen

Dr. Bastian, Arndt, AVL, Im Gewerbepark B29, 93053 Regensburg, Deutschland, bastian.arndt@avl.com

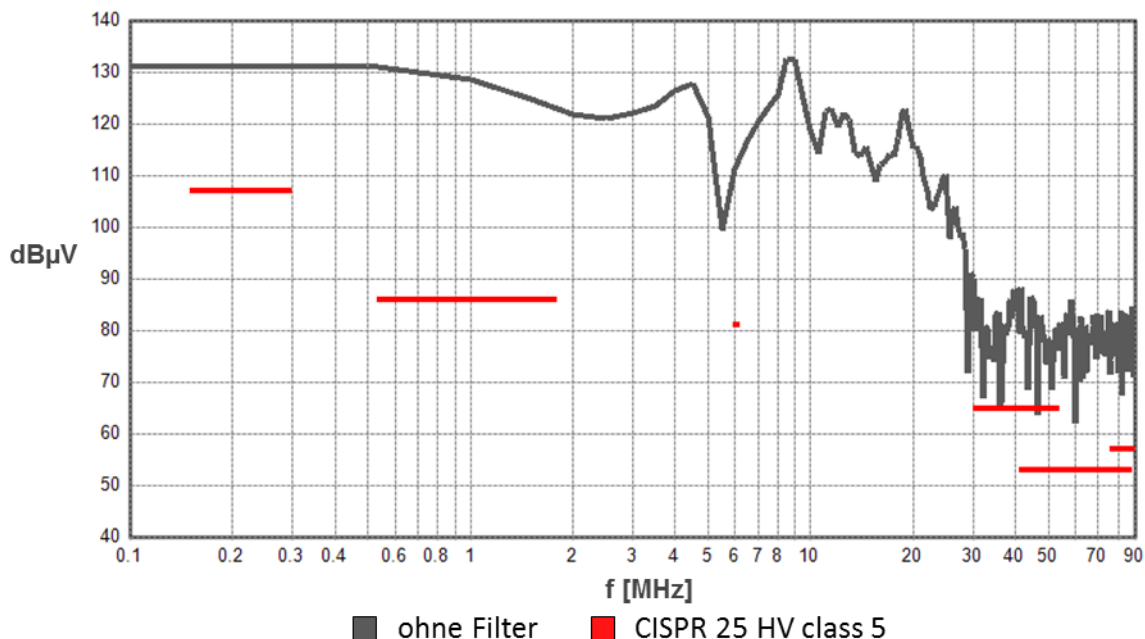
Dr. Peter Olbrich, AVL, Im Gewerbepark B29, 93053 Regensburg, Deutschland, peter.olbrich@avl.com

Dipl.-Ing. Hartwig Reindl, AVL, Im Gewerbepark B29, 93053 Regensburg, Deutschland, hartwig.reindl@avl.com

M. Sc. Christian Waldera, VW, Brieffach 1730, 38436 Wolfsburg, Deutschland, christian.waldera@volkswagen.de

## 1 Einleitung

Durch den Betrieb von elektronischen Komponenten in Elektrofahrzeugen können erhebliche EMV-Störungen entstehen. Bild 1 zeigt exemplarisch das leitungsgebundene Störspektrum am positiven HV-Batteriepol eines 250 V, 30 kW Hybridfahrzeugs unter Last (schwarze Kurve). Um mit diesem System aktuelle Emissionsgrenzwerte nach CISPR25 HV [7] (rote Markierung) zu erfüllen muss mit erheblichem Aufwand gefiltert werden.



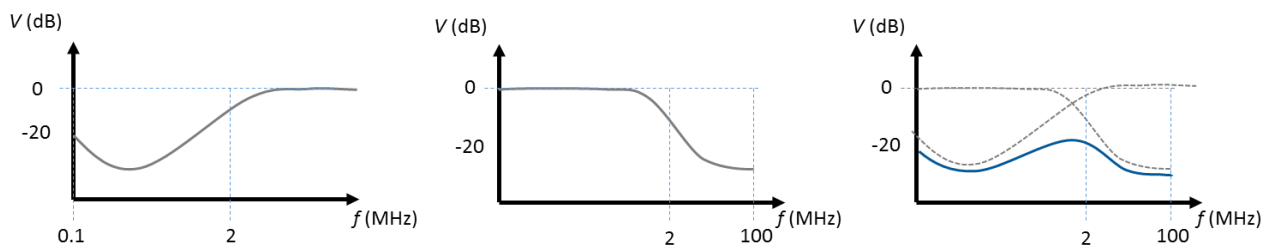
**Bild 1:** Exemplarische Störung an einer HV-Leitung eines 250 V Hybridfahrzeug unter Last

EMV-Filter auf Basis von induktiven und kapazitiven Bauelementen weisen im Hochvoltbereich deutliche Einschränkungen für automobiler Anwendungen auf. Bei kapazitiven Bauelementen steigt typischerweise die Bauteilgröße mit der geforderten Spannungsfestigkeit quadratisch an. Für Kfz-Hochvoltsysteme können Isolationsspannungen bis 3000 V gefordert werden, was für übliche Bauteilwerte schwer bzw. nur kostenintensiv umsetzbar ist. Für ausreichende Filterleistungen im unteren

Frequenzbereich kleiner 1 MHz werden Bauteilgrößen notwendig, die technisch kaum umsetzbar sind. Zusätzlich sind Filtertopologien mit Y-Kondensatoren aufgrund von Sicherheitsvorschriften stark in den Kapazitätswerten limitiert und damit für den MHz-Bereich (AM) kaum anwendbar.

Magnetischen Bauteilen werden aufgrund der hohen Leistungen und Ströme groß, schwer und teuer.

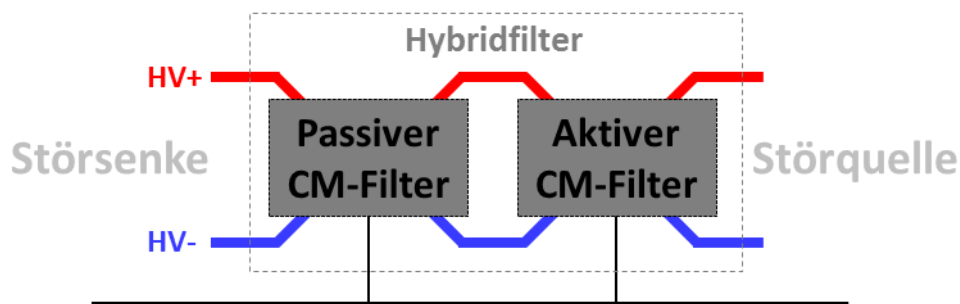
Abhilfe können aktive Filterschaltungen schaffen. Diese sind jedoch für höhere Frequenzen kaum mehr anwendbar. In diesem Beitrag wird daher eine Filterstrategie vorgestellt, welche mithilfe einer Kombination aus aktiven und passiven Filterstrukturen die die Vorteile beider Topologien vereint. Hierbei wird ein hybrider Filter aufgezeigt, der aus aufeinander abgestimmten Filtern besteht. Bild 2 skizziert eine angestrebte Aufteilung zwischen einem aktiven, kapazitiven Common-Mode-Filter (CM) für den Bereich 150 kHz bis 2 MHz und einem passiven Filterteil für den Bereich 2 MHz bis 100 MHz. Die Auslegung des hybriden Filters erfolgt hierbei mittels Simulation, die Wirksamkeit wird anhand eines Labormusters evaluiert und nachgewiesen.



**Bild 2:** Einfügedämpfung (links: aktiv, mitte: passiv, rechts: hybrid)

## 2 Filtertopologie

Der vorgestellte Filter wurde für die Anwendung an einem 75 kW / 400 V Wechselrichter konzipiert. Zur Aufteilung der Filterbereiche wurde der hybride Filter in zwei funktionale Blöcke aufgeteilt (Bild 3). Hierbei erweitert der passive Filterteil den Frequenzbereich des aktiven Filters für höhere Frequenzen und schützt diesen vor transienten Störpulsen aus dem HV-Netz. Der aktive Filter verringert zusätzlich zu seiner Gleichtaktfilterleistung die Störströme in den verwendeten passiven, magnetischen Filterelementen und erlaubt daher deutlich kleinere und kostengünstigere Bauelemente im passiven Filterteil.



**Bild 3:** Aufteilung des hybriden Filters in einen aktiven und einen passiven Teil

## 2.1 Aktiver Filter

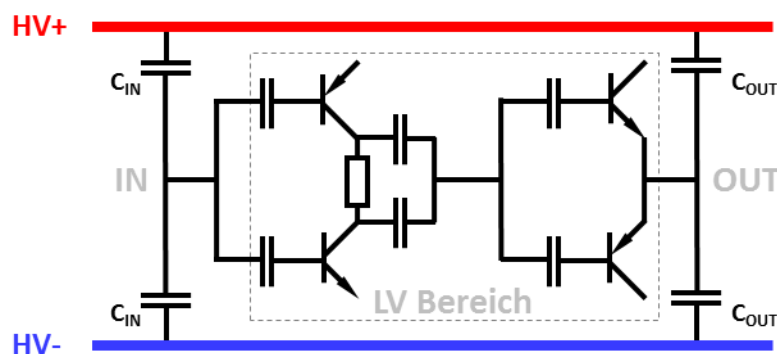
Die grundsätzliche Funktion eines aktiven Filters ist das Erfassen und Kompensieren eines Störsignals. Die erste Veröffentlichung, in der die allgemeinen Topologien von aktiven EMV Filtern zusammengefasst werden, wurde 1988 publiziert [2]. Es wird darin die grundsätzliche Arbeitsweise beschrieben, wie durch eine Rückführung eine Kapazität oder Induktivität aktiv vergrößert werden kann. Dadurch können Platz, Gewicht und Kosten gespart werden.

Zur Erfassung des Störsignals kann entweder eine Störspannung oder ein Störstrom gemessen werden. Bild [4] zeigt den grundsätzlichen Aufbau des aktiven Filterteils. In der hier beschriebenen Variante wird die Störspannung kapazitiv aus dem Hochvoltbereich ausgekoppelt. Das Störsignal durchläuft einen Bandpassfilter und wird als invertierter Gegenstrom über einen Leistungsverstärker kapazitiv in den Hochvoltbereich rückgekoppelt um die Störung zu kompensieren. Hierbei wird eine kleine, präzise Verstärkung benötigt. Bei idealer Verstärkung und Signallaufzeit in der Schaltung würde die Störung vollständig kompensiert werden. Unter realen Bedingungen ist dies jedoch nicht zu erreichen, da Ungenauigkeiten in der Verstärkung und der Phase die Filterwirkung reduzieren und im schlimmsten Fall sogar neue Störungen erzeugen.

$$t_{delay} = \frac{1}{f_{max}} \cdot \frac{\Delta\varphi}{360^\circ} \quad (1)$$

$$t_{delay\ 2\ MHz} = \frac{1}{2\ MHz} \cdot \frac{5^\circ}{360^\circ} = 27\ ns$$

Insbesondere hat die Signallaufzeit (1) einen signifikanten Einfluss auf die Filterleistung. Setzt man bei der angestrebten Grenzfrequenz  $f_{max}$  des aktiven Filters von 2 MHz eine maximal zulässige Phasenverschiebung  $\Delta\varphi$  von  $5^\circ$  als Designziel an, so ergibt sich daraus eine Signallaufzeit  $t_{delay}$  in der gesamten Schaltung von kleiner 27 ns.



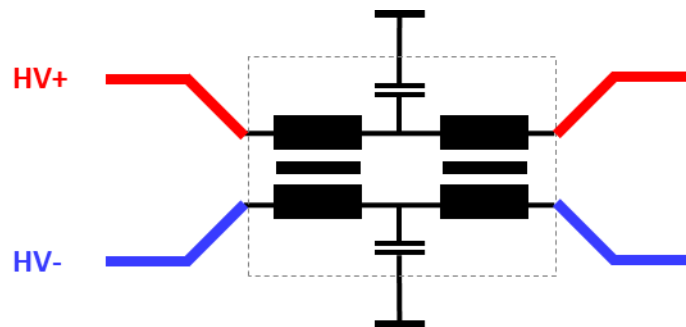
**Bild 4:** Bipolarer Aufbau des aktiven Filterteils

Um eine ausreichende Filterwirkung für transiente Vorgänge des aktiven Filters zu gewährleisten muss die Filterschaltung daher Reaktionszeiten im Bereich von Nanosekunden aufweisen. Dies ist mit konventionellen Verstärkerschaltungen und Operationsverstärkern nicht möglich. Die im Beitrag vorgestellte aktive Filtertopologie wird daher mithilfe von Bipolarbauteilen realisiert [6]. Der Aufbau folgt hierbei größtenteils der in [5] beschriebenen Struktur.



## 2.2 Passiver Filter

Bild 5 beschreibt den grundsätzlichen Aufbau des verwendeten passiven Filterteils. Dieser wurde symmetrisch und mehrstufig auf eine ausreichende Filterwirkung im Frequenzbereich größer 2 MHz ausgelegt.



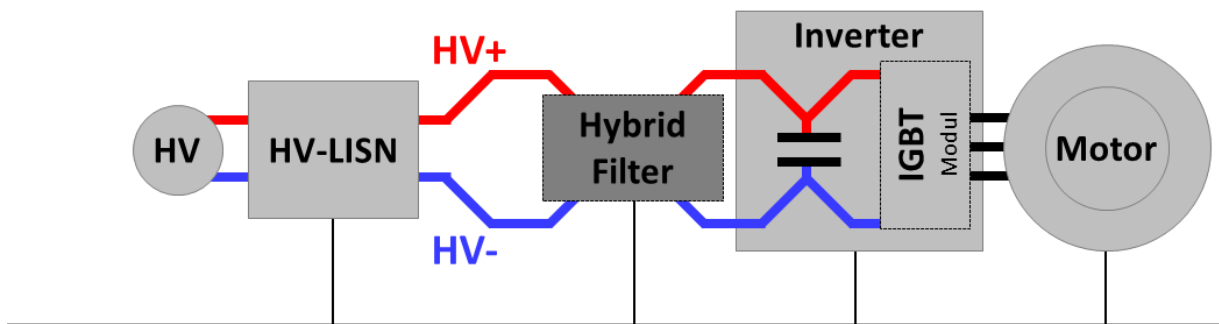
**Bild 5:** Mehrstufiger Aufbau des passiven Filterteils

Bei den magnetischen Bauelementen wurden nanokristalline, weichmagnetische Ringkerne mit hoher Permeabilität verwendet. Deren Einsatz ist aufgrund ihrer geringen Sättigungsströme in der angestrebten Leistungsklasse von 75 kW / 400 V üblicherweise kritisch. Durch die vorgelagerte Verwendung des aktiven Filters ergeben sich jedoch deutlich verringerte Gleichtaktströme in den magnetischen Bauelementen, so dass eine Verwendung möglich wird.

## 3 Verifikation der Filterleistung

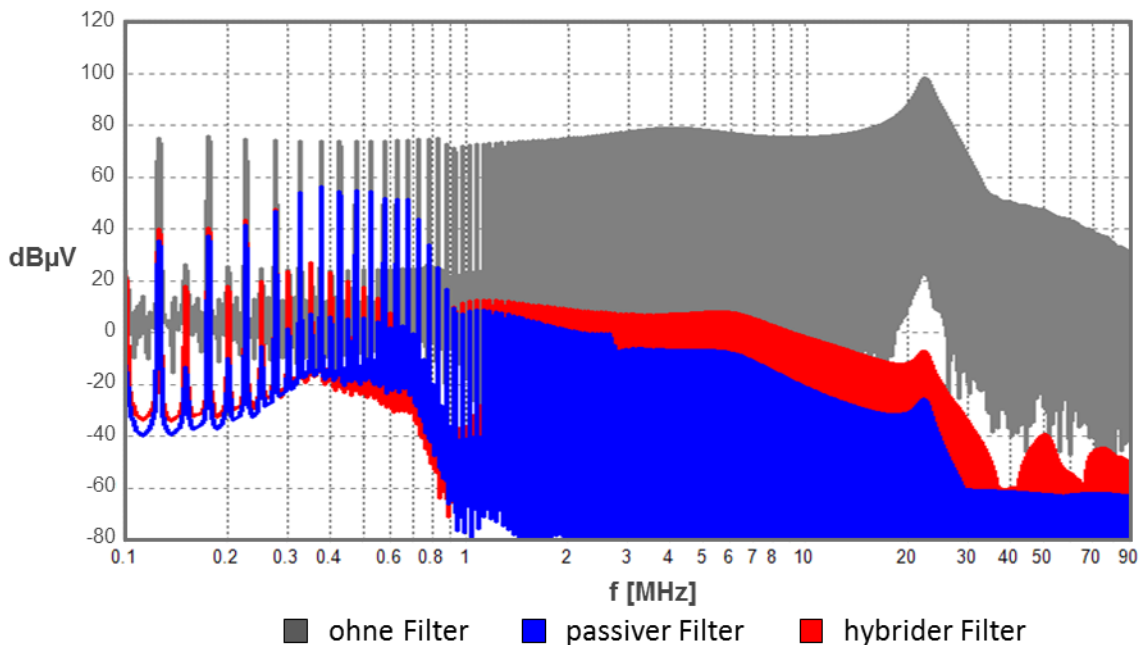
### 3.1 Simulatorische Verifikation

In einem ersten Schritt wurden die Eigenschaften des hybriden Filters mittels Simulation ermittelt und das Design der Filterschaltung stellenweise angepasst. Die Auslegung des aktiven Filterteiles wurde wie in [5] beschrieben mittels Schaltungssimulation durchgeführt. Hierbei war die Zielsetzung zur Schaltungsauslegung eine Einfügedämpfung von mindestens 20 dB. Zur Schaltungssimulation wurde ein hierarchischer Simulationsansatz mittels LTspice gewählt.



**Bild 6:** Blockschaltbild des verwendeten Messaufbaus

Bild 6 stellt die verwendete Bewertungsgrundlage und den Messaufbau für leitungsgebundene Störungen nach CISPR25 mit einem 400 V Inverter dar. Im Gegensatz zur normativen Messmethode mittels kapazitiver Auskopplung aus der LISN wurde die Störspannung auf den HV-Leitungen zwischen DUT und LISN verwendet, um die Filterleistung für Frequenzen kleiner 150 kHz bewerten zu können. Die in Bild 4 dargestellten Ein- und Ausgangskapazitäten wurden hierbei mit  $C_{IN} = 10 \text{ nF}$  und  $C_{OUT} = 135 \text{ nF}$  bedatet. Bild 7 zeigt die simulatorisch ermittelte Gleichtaktstörspannung des Systems. In grau ist hierbei das ungefilterte System dargestellt. In rot ist der Hybridfilter aufgetragen. Die Simulationsanalyse zeigt ein deutliches Entstörpotential. Die gewünschte Einfügedämpfung von 20 dB für den aktiven Filterteil kann laut Simulation gut erreicht werden. Die blaue Kurve zeigt die simulierte Gleichtaktstörspannung mit einem rein passiven Filter. Im Vergleich zum aktiven Filter mussten die Kondensatoren  $C_{OUT}$  um ein 50faches auf  $C_{OUT} = 6.75 \text{ }\mu\text{F}$  vergrößert werden, um ähnliche Filterleistungen zu erhalten. In einem realen HV-System entsprechende Filterkondensatoren aus Sicherheitsgründen nicht verbaut werden.

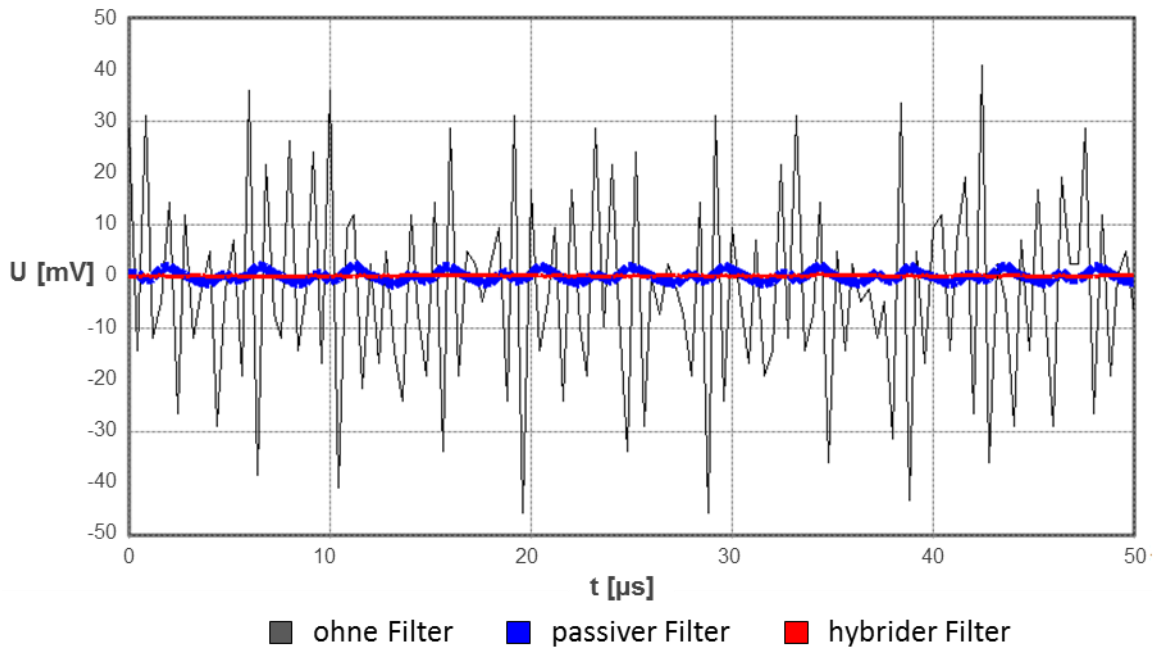


**Bild 7:** Simulationsergebnisse der Filterleistung im Frequenzbereich

### 3.2 Messtechnische Verifikation

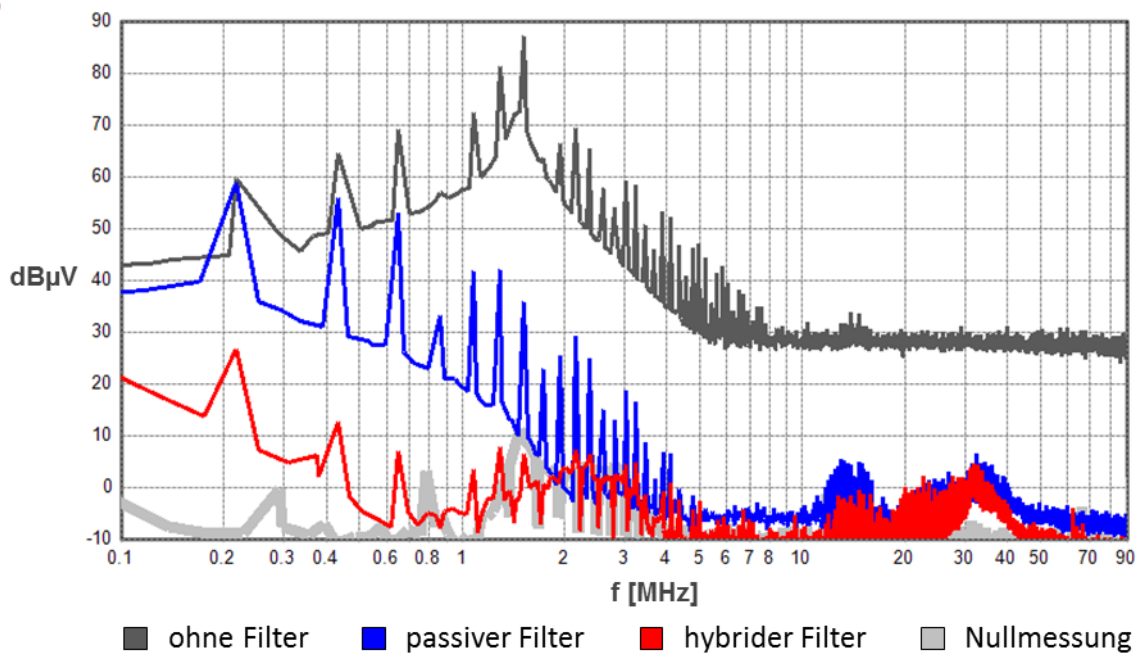
Zur Verifikation der elektrischen Eigenschaften der aktiven Filterschaltung und der kombinierten Filterleistung wurde an einem Labordemonstrator die Filterwirkung des hybriden Filters vermessen. Hierzu wurde ein vereinfachter Wechselrichter auf Basis eines Infineon Hybridpack 2 aufgebaut. Die Labormessung folgt hierbei der Darstellung aus Bild 6 und wurde bei HV-Spannung von 380 V durchgeführt. In Bild 8 wird ein Ausschnitt der gemessenen Common-Mode (CM) Störspannung an HV dargestellt. In schwarz ist der Spannungsverlauf des ungefilterten Systems dargestellt. Die blaue Kurve zeigt das Entstörpotential des passiven Filterteils bei abgetrennten aktiven Filtern. Die rote Kurve zeigt die Störspannung des hybriden Filters mit passivem und zugeschaltetem

aktivem Schaltungsteil. Die Spannungspegel sind hierbei so gering, dass in der linearen Darstellung keine Spannungsrippel mehr erkennbar sind.



**Bild 8:** Ausschnitt der gemessenen Common-Mode (CM) Störspannung an HV im Zeitbereich

In Bild 9 sind die resultierenden Pegel der Common-Mode (CM) Spannungspegel an HV im Frequenzbereich dargestellt. Hier wird die Verteilung der Filterleistung über Frequenz für den passiven und den aktiven Filter deutlich. Der passive Teil (blau) zeigt ab 2 MHz ein gutes Entstörpotenzial im Vergleich zum ungefilterten System (schwarz). Bei zugeschaltetem aktivem Schaltungsteil (rot) wird auch der Frequenzbereich kleiner 2 MHz gut entstört.



**Bild 9:** Gemessene Common-Mode (CM) Störspannung an HV im Frequenzbereich

## 4 Zusammenfassung

In der bisherigen gängigen Praxis werden insbesondere im automobilen Bereich meist passive Bauteile zur Filterung von leitungsgebundenen Störungen verwendet. Bei aktuellen Kfz-Hochvoltssystemen stoßen diese Filterstrategien an ihre Grenzen. Mittels passiver Filterkomponenten könnten Filtertopologien mit Y-Kondensatoren aufgrund von Sicherheitsvorschriften nicht in dem hier gezeigten Umfang angewendet werden, da die maximal zulässigen Kapazitätswerte in HV-Systemen limitiert sind und damit für den Bereich kleiner 1 MHz kaum anwendbar sind. Die Kombination aus aktiven und passiven Filterstrukturen und deren Abstimmung aufeinander können daher hilfreich sein kleinere, leichtere und kostengünstigere EMV-Filter zu konzipieren. Der Aufbau der aktiven Filterstrukturen mit dem Augenmerk auf schnelle Laufzeiten durch bipolare Verstärker ermöglicht den Einsatz zur Unterdrückung von transienten Störungen bis in den MHz-Bereich. Dies stellt für Kfz-Hochvoltssysteme eine Neuerung dar.

### Literaturangaben

- [1] Y.-C. Son und S.-K. Sul, „Generalization of Active Filters for EMI Reduction and Harmonics Compensation,“ in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 2, 2006
- [2] 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
- [3] A. Nasiri, „Different Topologies of Active EMI Ripple Filters for Automotive DCDC Converters,“ in Vehicle Power and Propulsion, 2005
- [4] 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.
- [5] 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
- [6] AVL Trimerics GmbH, „Aktiver Filter zwischen Inverter und CMC“, Anmeldung 09.02.2017 DE, Patentschrift DE 102017102608.8
- [7] IEC CISPR 25 HV, „Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats, and on devices – limits and methods of measurement“, Draft 2013

# Einsatz eines iterativen Nahfeldscanverfahrens zur Ermittlung der Stromverteilung von Leiterplatten anhand eines Multi-Dipol-Modells

M. Sc. Robert Nowak, TU Dortmund, robert.nowak@tu-dortmund.de  
 Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, stephan.frei@tu-dortmund.de

## 1 Einleitung

Die Untersuchung des magnetischen Nahfeldes stellt eine Möglichkeit dar, Aussagen über das EMV-Verhalten zu treffen. So können im einfachsten Fall Bereiche mit hohen Feldstärken lokalisiert werden. Über eine Nachbearbeitung der Messdaten können aber auch Aussagen über die Abstrahlung getroffen werden. Weiterhin ist es möglich, die Stromverteilung auf einer Leiterplatte abzuschätzen. Damit können kritische Bereiche lokalisiert werden, die eine hohe Störaussendung hervorrufen können.

In diesem Beitrag wird eine Methode zur Identifikation von Strömen in Leitersystemen weiterentwickelt. Dabei werden Ansätze aus der Leitungstheorie verwendet und ein elektrisches Ersatznetzwerk für ein Leitersystem gebildet. Darüber hinaus wird ein iteratives Verfahren vorgestellt, das aufbauend auf der verbesserten Stromidentifikationsmethode in kürzerer Zeit die Felddaten aufnehmen kann.

Abschließend werden Ergebnisse vorgestellt, die mit der neuen Methodik an Leiterplatten erzielt wurden. Die Ergebnisse werden diskutiert und mit den Ergebnissen von anderen Methoden verglichen.

## 2 Stand der Technik

Zur Bestimmung der Fernfelder kann beispielsweise aus den magnetischen Nahfeldern eine äquivalente Huygensquelle gebildet [1, 2] oder die Felder können mit einem sogenannten Multi-Dipol-Modell modelliert werden [3, 4]. Dieses Modell besteht meist aus mehreren Dipoltripeln, die parallel zu den kartesischen Raumachsen ausgerichtet sind. Exemplarisch lässt sich das Magnetfeld  $\mathbf{H}_i$  am Beobachtungspunkt  $\mathbf{x}_{B,i}$  des Dipoltripel  $j$  am Ort  $\mathbf{x}_{D,j}$  mit

$$\underbrace{\begin{bmatrix} H_x(\mathbf{x}_{B,i}) \\ H_y(\mathbf{x}_{B,i}) \\ H_z(\mathbf{x}_{B,i}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{xx}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{xy}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{xz}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) \\ \psi_{yx}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{yy}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{yz}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) \\ \psi_{zx}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{zy}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{zz}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) \end{bmatrix}}_{=\Psi(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j})} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{I}_{x,j} \\ \tilde{I}_{y,j} \\ \tilde{I}_{z,j} \end{bmatrix}}_{=\tilde{\mathbf{I}}_j} \quad (1)$$

berechnen. Hierbei stellen  $\tilde{I}_{x,j}$ ,  $\tilde{I}_{y,j}$  und  $\tilde{I}_{z,j}$  die Dipolmomente der raumachsenparallelen Dipole dar. Die Funktionen  $\psi_{\{x,y,z\}\{x,y,z\}}$ , die die Einträge der Matrix  $\Psi(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j})$  darstellen, sind lediglich abhängig von Frequenz, Medium und den Positionen  $\mathbf{x}_{B,i}$  und  $\mathbf{x}_{D,j}$ .

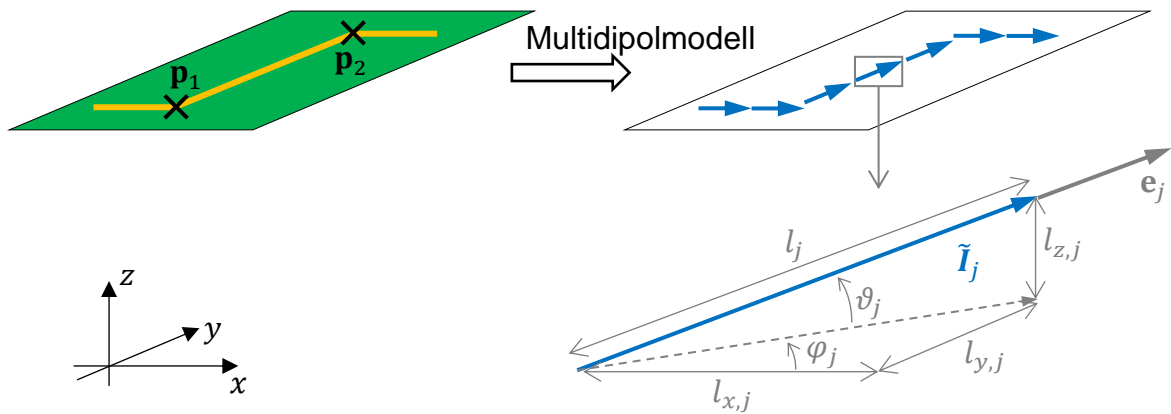
Um das Magnetfeld einer kompletten Struktur darzustellen, wird das Feld von mehreren Dipoltripeln überlagert. Es folgt damit eine Beschreibung, bei welcher die Magnetfelder  $\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_m$  an  $m$  Beobachtungspunkten von  $n$  Dipoltripeln mit den Dipolmomenten  $\tilde{\mathbf{I}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{I}}_n$  hervorgerufen werden:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_m \end{bmatrix}}_{=\mathbf{H}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Psi(\mathbf{x}_{B,1}, \mathbf{x}_{D,1}) & \Psi(\mathbf{x}_{B,1}, \mathbf{x}_{D,2}) & \cdots & \Psi(\mathbf{x}_{B,1}, \mathbf{x}_{D,n}) \\ \Psi(\mathbf{x}_{B,2}, \mathbf{x}_{D,1}) & \Psi(\mathbf{x}_{B,2}, \mathbf{x}_{D,2}) & \cdots & \Psi(\mathbf{x}_{B,2}, \mathbf{x}_{D,n}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi(\mathbf{x}_{B,m}, \mathbf{x}_{D,1}) & \Psi(\mathbf{x}_{B,m}, \mathbf{x}_{D,2}) & \cdots & \Psi(\mathbf{x}_{B,m}, \mathbf{x}_{D,n}) \end{bmatrix}}_{=\Psi} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_1 \\ \tilde{\mathbf{I}}_2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{I}}_n \end{bmatrix}}_{=\tilde{\mathbf{I}}} \quad (2)$$

Wenn das Magnetfeld bekannt ist und  $n \leq m$  gilt, so stellt die Gleichung (2) ein inverses Problem für die Bestimmung der Dipolmomente und darüber die Stromverteilung dar. Zur Lösung des Problems wird die Tikhonov-Regularisierung vorgeschlagen [4, 5]. Generell zeigt sich, dass die die Kondition des inversen Problems unvorteilhaft ist. In mehreren Publikationen wurden deshalb schon Ansätze diskutiert, um a priori Wissen zu berücksichtigen, welches die Qualität der Stromrekonstruktion erhöht. So zeigt [3, 6], dass es einen entscheidenden Vorteil bietet, die Layout-Daten einer Leiterplatte zur Generierung Multi-Dipol-Modell zu verwenden. Bei diesem Verfahren werden die Dipole nur für die Positionen angenommen, an denen Leiterbahnen liegen und somit ein Stromfluss möglich ist. Daneben ist es auch möglich, für benachbarte Dipole mit der gleichen Orientierung als Nebenbedingung zu fordern, dass sie ähnliche hohe Dipolmomente besitzen oder einen bestimmten Phasenbezug einhalten müssen.

### 3 Erweiterung der Identifikationsmethode

Das in (2) beschriebene inverse Problem wird nun modifiziert. Hierbei werden über die einfache Leitungstheorie Annahmen zur Stromverteilung entlang der als bekannt vorausgesetzten Leiterbahnen eingearbeitet. Nur entlang der Leiterbahnen werden Dipoltripel angesetzt. Im Folgenden wird exemplarisch ein Leiterabschnitt betrachtet, der gradlinig zwischen dem Startpunkt  $\mathbf{p}_1$  und dem Endpunkt  $\mathbf{p}_2$  verläuft und aus  $N_L$  äquidistanten Abschnitten besteht. Jeder Abschnitt wird durch ein Dipoltripel repräsentiert (Abbildung 1).



**Abbildung 1:** Darstellung der Multidipolmodellierung (oben) sowie der Geometrie des Dipoltripels  $j$  (unten)

Die Richtung  $\mathbf{e}_j$  des Leiterabschnitts und damit auch die Ausrichtung des Dipolmoments  $\tilde{\mathbf{I}}_j$  vom Tripel  $j$  wird anhand des Start- und Endpunktes bestimmt:

$$\mathbf{e}_j = \frac{1}{\|\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1\|} (\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1) \quad (3)$$

Über die Anzahl der Leitungsabschnitte kann zudem auch die effektive Länge

$$l_j = \frac{1}{N_L} \|\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1\| \quad (4)$$

definiert werden. Daneben wird auch ein resultierender Dipolstrom  $I_j$  definiert, der es ermöglicht das Gesamtdipolmoment des Dipoltripel mit

$$\tilde{\mathbf{I}}_j = I_j \cdot l_j \cdot \mathbf{e}_j \quad (5)$$

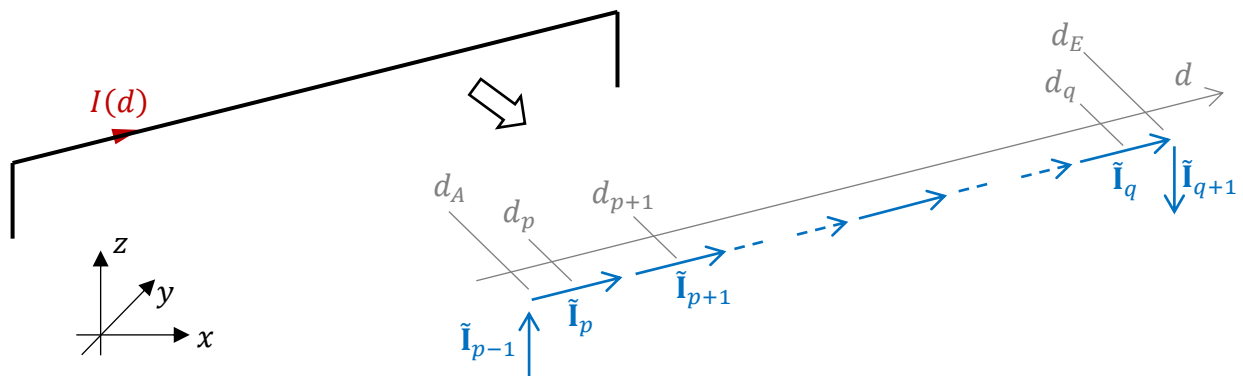
zu beschreiben. Diese Beschreibung wird als äquivalente Beschreibung für das Dipolmoment aus Gleichung (1) verwendet. Damit kann Vektor  $\tilde{\mathbf{I}}$  aus Gleichung (2), der alle Momente der Dipoltripel eines Multi-Dipol-Modells zusammenfasst, entsprechend als

$$\tilde{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_1 \\ \tilde{\mathbf{I}}_2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{I}}_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_1 \cdot \mathbf{e}_1 & & & \mathbf{0} \\ & l_2 \cdot \mathbf{e}_2 & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & l_n \cdot \mathbf{e}_n \end{bmatrix}}_{=\mathbf{D}_l} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}}_{=\mathbf{I}} \quad (6)$$

dargestellt werden. Auf diese Weise wird die geometrische Lage der Dipoltripel getrennt vom Stromfluss der einzelnen Dipoltripel im Vektor  $\mathbf{I}$ . Mit der Verwendung dieser Beschreibung in Gleichung (2), werden die tatsächlich fließenden Ströme zu expliziten Größen in dem inversen Problem.

Nun ist es möglich, Zusammenhänge zwischen den Strömen  $I_1, I_2, \dots, I_n$  aufzustellen und diese in das inverse Problem einzubetten. Dazu wird die Leitungstheorie verwendet. Es wird angenommen, dass die Dipoltripel  $\tilde{\mathbf{I}}_p, \tilde{\mathbf{I}}_{p+1}, \dots, \tilde{\mathbf{I}}_q$  einen gradlinigen Leiter darstellen, wie es in Abbildung 2 gezeigt wird. Wie beispielsweise [7] beschreibt, unterliegen demnach die Ströme der Stromverteilung:

$$I(d) = I_h e^{-\gamma d} - I_r e^{\gamma d} \quad (7)$$



**Abbildung 2:** Darstellung eines geraden Leiterabschnitts mit Anschlussstellen durch Dipoltripel

Diese Beschreibung beinhaltet die hin- und rücklaufende Stromwelle  $I_h$  und  $I_r$  sowie die Fortpflanzungskonstante  $\gamma$ , die sich aus der Geometrie und den verwendeten Materialien der Leitungskonfiguration ergibt. Um die Dipolströme mithilfe (7) zu formulieren, wird ein Koordinatensystem entlang der Leitung definiert. Die Dipoltripel haben in diesem Koordinatensystem die Positionen  $d_p, d_{p+1}, \dots, d_q$ . Daneben können auch die Positionen  $d_A$  und  $d_E$  definiert werden, die Anfang und das Ende der Leiterbahn markieren. Entsprechend der Gleichung (7) ergibt sich für die Ströme  $I_p, I_{p+1}, \dots, I_q$  der Dipoltripel also:

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_{p+1} \\ \vdots \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I(d_p) \\ I(d_{p+1}) \\ \vdots \\ I(d_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_h e^{-\gamma d_p} - I_r e^{\gamma d_p} \\ I_h e^{-\gamma d_{p+1}} - I_r e^{\gamma d_{p+1}} \\ \vdots \\ I_h e^{-\gamma d_q} - I_r e^{\gamma d_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma d_p} & -e^{\gamma d_p} \\ e^{-\gamma d_{p+1}} & -e^{\gamma d_{p+1}} \\ \vdots & \vdots \\ e^{-\gamma d_q} & -e^{\gamma d_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_h \\ I_r \end{bmatrix} \quad (8)$$

Damit zeigt sich, dass bei Kenntnis der Leitungsparameter sämtliche Ströme der Dipoltripel auf dem gradlinigen Abschnitt nur von  $I_h$  und  $I_r$  abhängen. Weiter lässt sich für diesen Fall auch die Gleichung (6) weiter vereinfachen:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \vdots \\ \tilde{I}_{p-1} \\ \tilde{I}_p \\ \vdots \\ \tilde{I}_q \\ \tilde{I}_{q+1} \\ \vdots \\ \tilde{I}_n \end{bmatrix} = \mathbf{D}_l \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{p-1} \\ I_p \\ \vdots \\ I_q \\ I_{q+1} \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \mathbf{D}_l \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-\gamma d_p} & -e^{\gamma d_p} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & e^{-\gamma d_q} & -e^{\gamma d_q} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix}}_{=\mathbf{M}} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{p-1} \\ I_h \\ I_r \\ I_{q+1} \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (9)$$

Für das ursprüngliche inverse Problem (2) folgt

$$\mathbf{H} = \underbrace{\Psi \cdot \mathbf{D}_l \cdot \mathbf{M}}_{=\Psi'} \cdot \underbrace{[I_1 \quad \cdots \quad I_{p-1} \quad I_h \quad I_r \quad I_{q+1} \quad \cdots \quad I_n]^T}_{=\mathbf{I}'}. \quad (10)$$

Aufgrund der Einbettung der Leitungstheorie wird die Anzahl der Unbekannten in dem inversen Problem um  $q - p + 2$  reduziert. Außerdem wird nun bei der Lösung des inversen Problems implizit gefordert, dass sich die Ströme entlang von gradlinigen Abschnitten physikalisch korrekt verhalten. Wie die Untersuchungen in Kapitel 5 und 6 zeigen, verbessert dies die Methode erheblich.

Für jede Anschlussstelle zwischen Dipoltripeln oder Leiterabschnitten muss die Stromsumme null sein. Diese Forderung lässt sich als Nebenbedingung in das inverse Problem einbringen. Zur Bildung der Knotengleichungen wird exemplarisch die Konfiguration aus Abbildung 2 betrachtet. Die Lösung  $\mathbf{I}'$  aus (10) unterliegt entsprechend den Knotengleichungen

$$-I_{p-1} + I(d_A) = 0 \quad \wedge \quad -I(d_E) + I_{q+1} = 0, \quad (11)$$

die sich umformen lässt zu

$$\begin{bmatrix} -I_{p-1} + I_h e^{-\gamma d_A} - I_r e^{\gamma d_A} \\ -I_h e^{-\gamma d_E} + I_r e^{\gamma d_E} + I_{q+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\Rightarrow \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & -1 & -e^{-\gamma d_A} & e^{\gamma d_A} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & e^{-\gamma d_E} & -e^{\gamma d_E} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{=\mathbf{K}} \cdot \mathbf{I}' = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Die resultierende Beschreibung (13) kann direkt in das Minimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{I}'} (\|\Psi' \mathbf{I}' - \mathbf{H}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}'\|_2^2). \quad (14)$$

eingebettet werden, da bei der Minimierung der Norm von  $\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}'$  auch die Knotengleichungen erfüllt werden. Auch diese Ergänzung in der Methode der Stromidentifikation trägt dazu bei, dass das inverse Problem robuster wird.

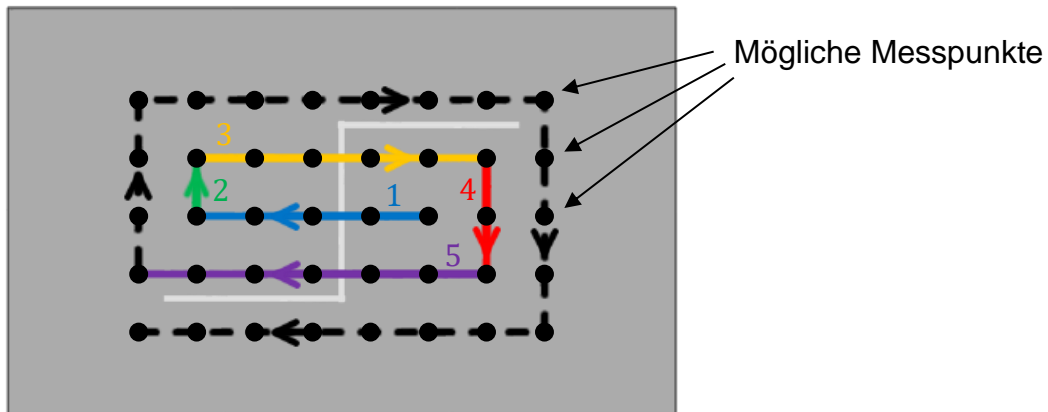
#### 4 Iterativer Messprozess

Schließlich wird auf den Prozess der Nahfeldmessung eingegangen. Um die Messzeit zu reduzieren, soll die Anzahl der Messpunkte möglichst geringgehalten werden. Dabei wird gefordert, dass die Qualität der Lösung nicht abnimmt. Um dies zu erreichen, wird ein



iteratives Messverfahren vorgestellt. Anders als das in [8] beschriebene Verfahren, sollen dabei nur die Felddaten gesammelt werden, die zur Lösung des inversen Problems beitragen. Im Folgenden werden für das iterative Verfahren die möglichen Messpunkte und ein Abbruchkriterium definiert.

Als mögliche Messpunkte werden jene Punkte verwendet, an denen die gemessenen Werte einen hohen Einfluss auf die Lösung des inversen Problems haben und einen möglichst hohen Rauschabstand besitzen. Beide Forderungen werden in der Regel von Messpunkten erfüllt, die in der unmittelbaren Nähe zu stromführenden Leitern liegen. Entsprechend wird zunächst eine begrenzte rechteckförmigere Fläche definiert, in der alle möglichen Messpunkte in einem äquidistanten Gitter liegen (Schwarze Punkte in Abbildung 3).



**Abbildung 3:** Scanpfade der Schritte beim iterativen Messprozess

Die Position der Fläche ist so zu wählen, dass abstrahlenden Strukturen mittig in der Fläche liegen. Anschließend wird ein schneckenförmiger Pfad durch diese Punkte gelegt, der von innen nach außen verläuft (siehe Abbildung 3). Dieser Pfad wird an jedem Eckpunkt in mehrere Elemente aufgeteilt (Farbig dargestellte Abschnitte in Abbildung 3). Nun werden in jedem Iterationsschritt die Messpunkte gemessen, die auf dem nächsten Element des Pfades liegen.

Nach jedem Messschritt wird die Lösung des inversen Problems mit alle bisher aufgenommenen Messdaten ermittelt. Zur Formulierung der Abbruchbedingung wird diese Lösung mit der Lösung aus dem vorherigen Schritt verglichen. Die Entscheidung für den Abbruch wird dann getroffen, wenn die Summe der relativen Änderung von  $I'$  bezogen auf die Anzahl der Variablen von  $I'$  unter einem bestimmten Schwellenwert fällt.

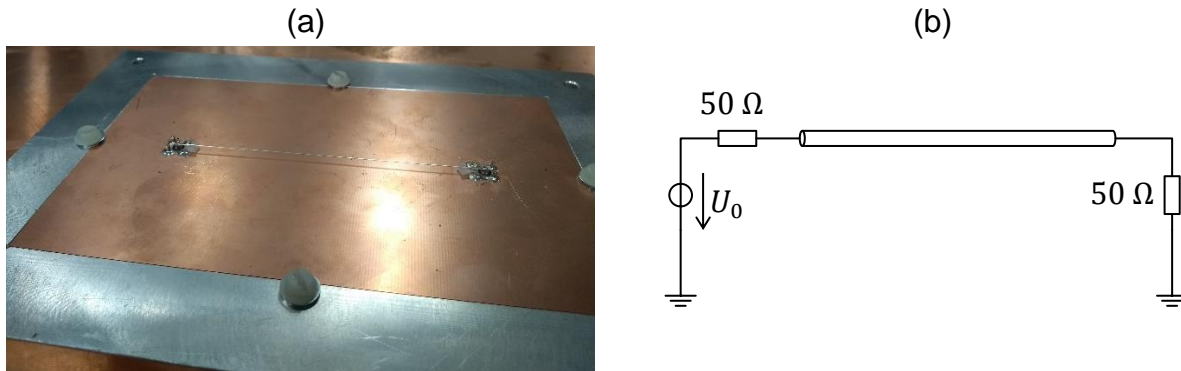
Häufig findet die Untersuchung für mehrere Frequenzen statt. Daher wird in jedem Iterationsschritt für die verschiedenen Frequenzen jeweils die Lösung des inversen Problems bestimmt. Zur Auswertung des Abbruchkriteriums empfiehlt es sich daher, nur die Lösungen zu berücksichtigen, für die die Ausgangsdaten (das gemessene Feld) ein ausreichendes SNR haben.

## 5 Messtechnische Validierung

Zur Validierung der hier präsentierten Methode wird bewusst ein einfacher Aufbau gewählt, damit Simulationsdaten mit hoher Genauigkeit für den Vergleich zur Verfügung stehen. Betrachtet wird ein Rundleiter über einer Massefläche, wie er in Abbildung 4 gezeigt ist.

Der Rundleiter hat einen Radius von  $0,18 \text{ mm}$ , eine Höhe von  $2 \text{ mm}$  und ist  $100 \text{ mm}$  lang. Abgeschlossen ist die Leitung mit einer  $50 \Omega$  Terminierung. Die Anregung der Struktur

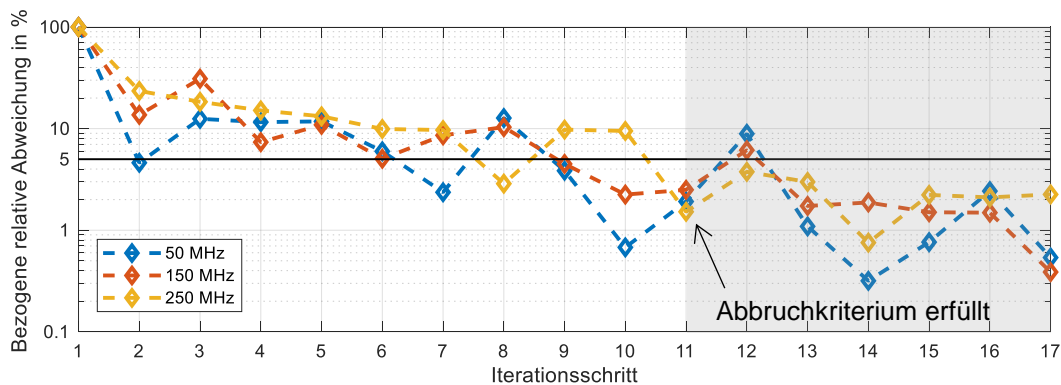
erfolgt in der Messung mit einem Rechtecksignal ( $2 V_{pp}$ ,  $50 \text{ MHz}$ ), das mit einem Funktionsgenerator (Tektronix AFG3252C) erzeugt wird. Mithilfe der Fourierkoeffizienten des anregenden Rechtecksignals, werden die gemessenen Felder normiert, so dass effektiv von einer Anregung  $U_0$  (in Abbildung 4) mit  $1 \text{ V}$  ausgegangen werden kann. Das Magnetfeld wird mit der Mikrosonde MFA-R 0.2-75 aus dem Mikrosondenset MFA 01 der Firma Langer EMV aufgenommen. Zur Messaufnahme wird ein Oszilloskop (WavePro 760Zi-A) verwendet, mithilfe einer FFT wird das Signal in den Frequenzbereich übertragen.



**Abbildung 4:** (a) Foto des Messobjekts (b) Ersatzschaltbild.

Für die Validierung des Verfahrens wird der Aufbau in CONCEPT-II [9] simuliert. Das simulierte Feld wird auch verwendet, um den Übertragungsfaktor der Sonde zu bestimmen. Hierzu wird das gemessene und simulierte Magnetfeld an einem Punkt mittig über der Leitung in Relation gesetzt.

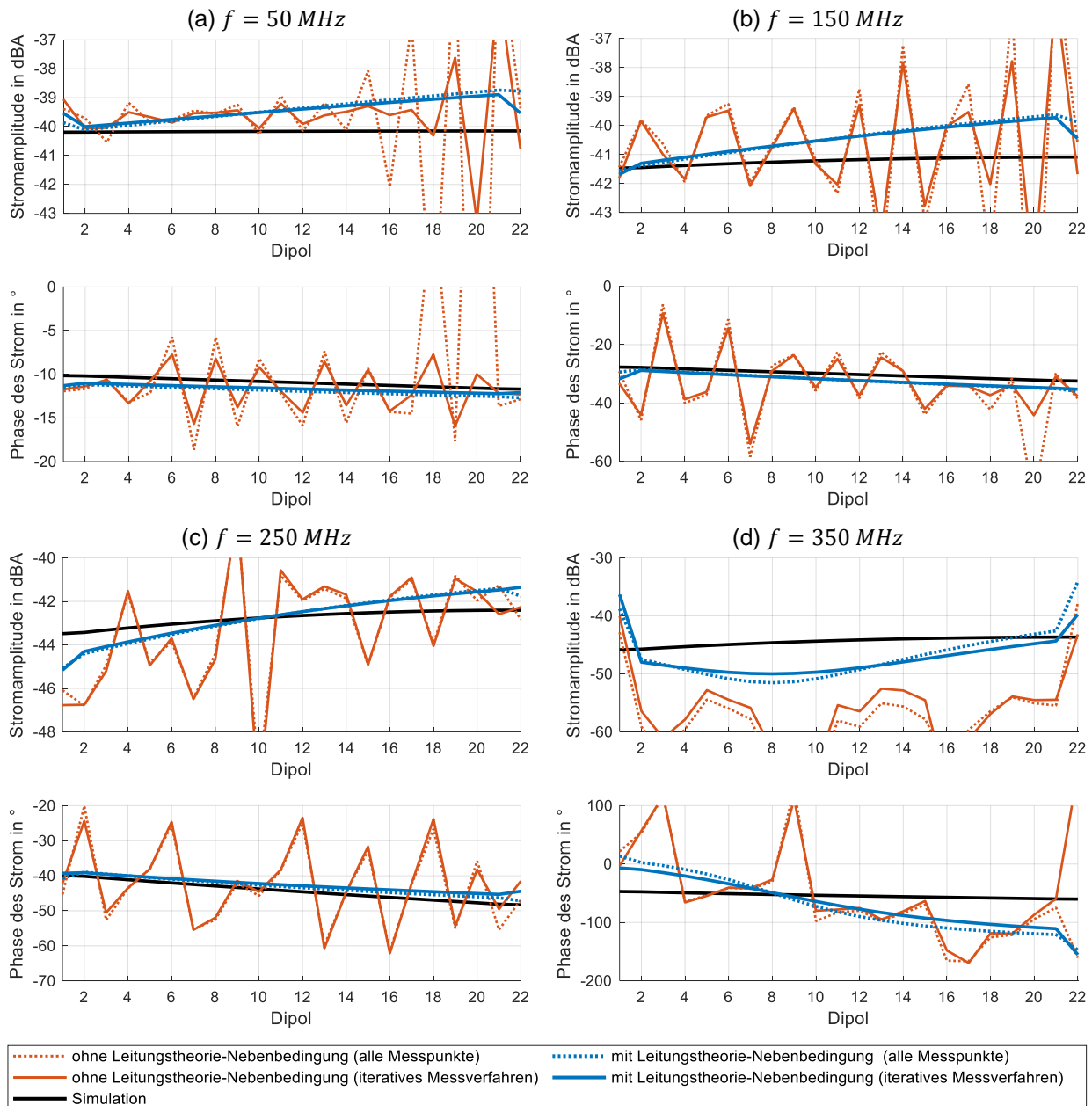
Die Untersuchungen finden für  $50 \text{ MHz}$ ,  $150 \text{ MHz}$ ,  $250 \text{ MHz}$  und  $350 \text{ MHz}$  statt. Das für die Stromrekonstruktion verwendete Multi-Dipol-Modell besteht aus 22 Dipolen, von denen 20 Dipole den geraden Leiterabschnitt darstellen und jeweils ein Dipol die Verbindung am Anfang und Ende der Leitung repräsentiert. Für die iterative Messung wird eine Messfläche mit den Dimensionen  $12 \text{ cm} \times 4 \text{ cm}$  mit der Höhe  $1 \text{ cm}$  oberhalb der Massefläche festgelegt. Die Messpunkte sind in einem äquidistanten Gitter mit einem Abstand von  $5 \text{ mm}$  verteilt.



**Abbildung 5:** Bezogener relative Abweichung für die geschätzten Ströme der Untersuchung für  $50 \text{ MHz}$ ,  $150 \text{ MHz}$  und  $250 \text{ MHz}$  sowie der Schwellwert für den Abbruch der Iteration

Für das Abbruchkriterium werden die Ströme für  $50 \text{ MHz}$ ,  $150 \text{ MHz}$  und  $250 \text{ MHz}$  betrachtet. Das Abbruchkriterium (die bezogene relative Änderung der identifizierten Ströme liegt unterhalb von  $5 \%$ ) wird nach 11 Schritten (105 von 216 möglichen Messpunkten) erreicht. Abbildung 5 zeigt den Verlauf der bezogenen relativen Abweichung über der Anzahl der Iterationsschritte.

Die dargestellten Verläufe sind nicht monoton fallend. Dies ist darauf zurück zu führen, dass die neu aufgenommenen Messpunkte einen Einfluss auf die Lösung des inversen Problems haben können. Beispielsweise können es Messpunkte sein, die Aussagen über die Stromverteilung in Bereichen erlauben, zu denen bisher keine konkreten Daten vorlagen. Dadurch kann es zu einer erheblichen Veränderung der Lösung kommen, die dann mehr der tatsächlichen Stromverteilung entspricht. Jedoch können auch stark verrauschte Daten aufgenommen werden, welche die Lösung ebenfalls beeinflussen. In diesem Fall kann die Qualität der Lösung auch abnehmen.



**Abbildung 6:** Vergleich der rekonstruierten Stromverteilungen für einen Rundleiter über Massefläche.

In Abbildung 6 sind die ermittelten Stromverteilungen nach der in Kapitel 3 beschriebenen erweiterten Methode dargestellt. Daneben werden auch die Ergebnisse mit der ursprünglichen Methode dargestellt, um den Einfluss der Leitungstheorie-Nebenbedingung aufzuzeigen. Die Ergebnisse werden jeweils für alle möglichen Punkte der Messfläche berechnet, aber auch nur für die Punkte, die lediglich nach dem iterativen Messverfahren gemessen werden. Außerdem werden auch Simulationsergebnisse als Referenz gezeigt.

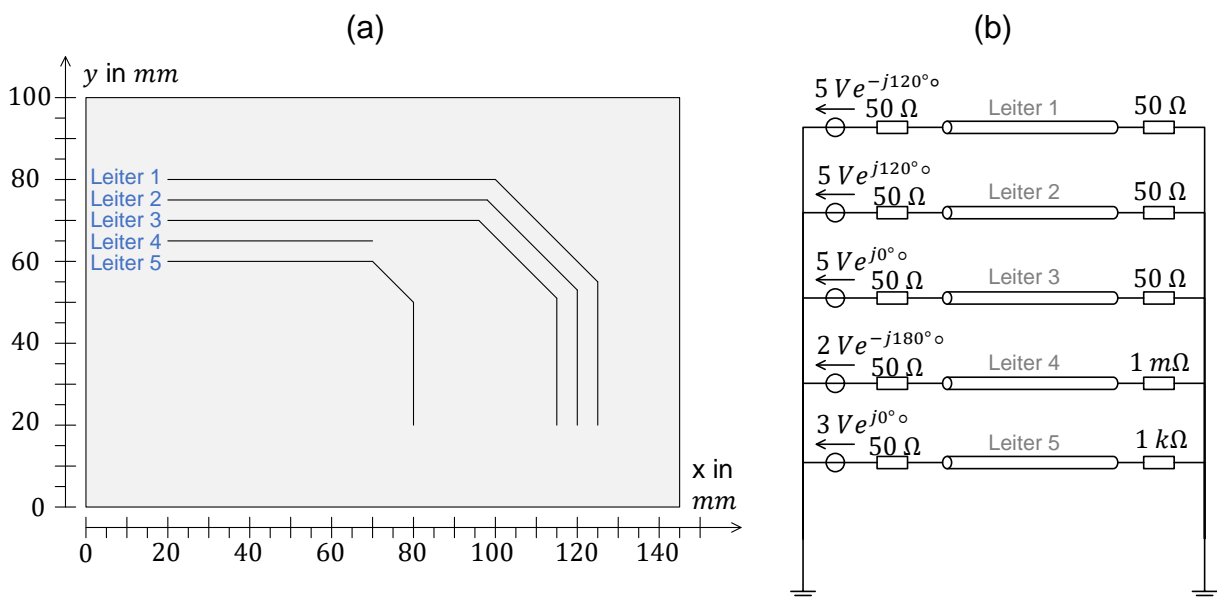
Zunächst werden die identifizierten Stromverteilungen verglichen, die mit dem kompletten Messdatensatz bzw. mit der reduzierten Datenmenge aus dem iterativen Messprozess berechnet werden. Für die Identifikation unter Berücksichtigung der Leitungstheorie zeigt sich, dass der iterative Messprozess für diese Anordnung die relevanten Messpunkte erfasst, da sich die Stromverteilung kaum von der geschätzten Verteilung auf Basis aller Punkte unterscheidet.

Im Vergleich mit den Simulationsdaten zeigt sich auch, dass die Berücksichtigung der Leitungstheorie sowie der Knotengleichung zu einer besseren Schätzung der Stromverteilungen führt. Für die Frequenzen  $50\text{ MHz}$ ,  $150\text{ MHz}$  und  $250\text{ MHz}$  beträgt die Abweichung der geschätzten Amplitude des Stromes maximal  $1\text{ dB}$ . Ebenfalls wird die Phase des Stromes von der erweiterten Methode sehr gut geschätzt. Lediglich für  $350\text{ MHz}$  zeigt sich ein deutlich größerer Unterschied. Dies ist primär auf den Messaufbau zurückzuführen. An den Verbindungsstellen am Anfang und Ende des Rundleiters kommt es durch die Anschlussbuchsen zu Streueffekte, die in der Simulation nicht nachgebildet werden. Entsprechend ist eine andere Verteilung des Feldes an diesen Stellen zu erwarten.

## 6 Anwendung der Methode auf eine Mehrleiterkonfiguration

Nachdem im vorangegangenen Kapitel die Methode an einem einfachen Aufbau validiert wurde, soll in diesem Kapitel das Potential an einem komplexen Aufbau untersucht werden. Hierzu wurde ein Messablauf mit verrauschten Daten simuliert.

Untersucht wird eine Leiterplatte mit 5 Leiterbahnen. Die Struktur der Leiterplatte sowie die Beschaltung sind in Abbildung 7 dargestellt. Die Richtung der Leiter ist jeweils so gewählt, dass der Anfang links in der Abbildung 7a ist; die Anregung mit Spannungsquellen erfolgt ebenfalls von dieser Seite.

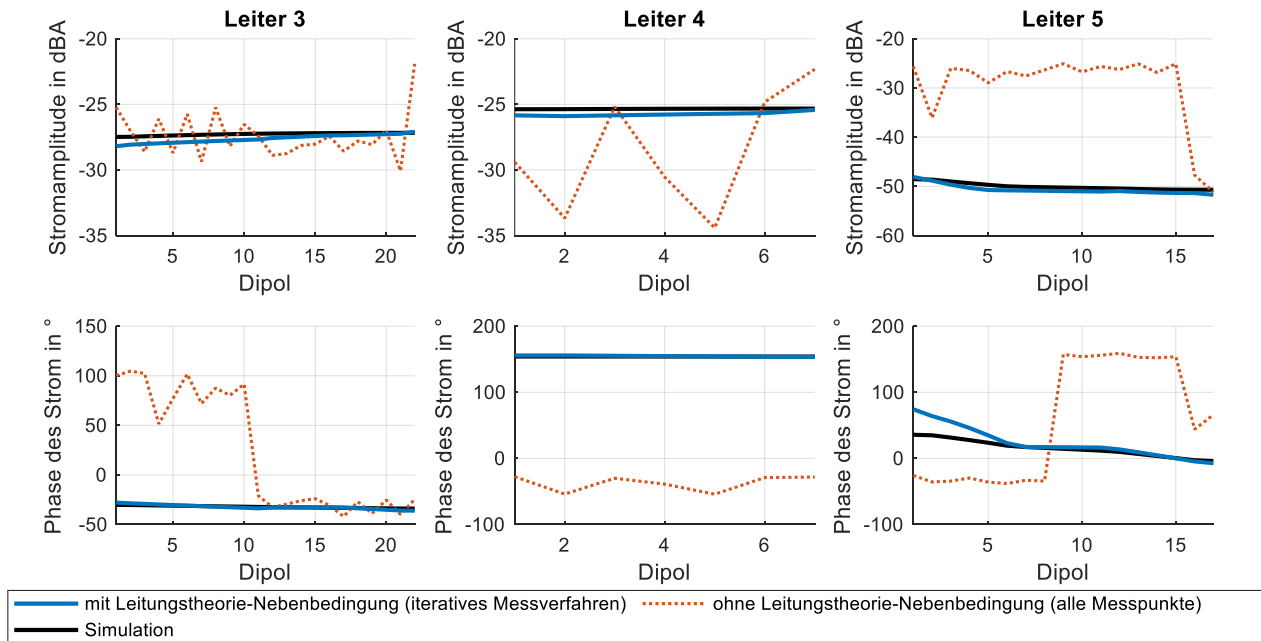


**Abbildung 7:** In der Simulation untersuchte Leiterplatte. (a) Geometrie des Messobjekts sowie Scanfläche mit Messpunkten im Hintergrund (b) Ersatzschaltbild des Aufbaus.

Das Verhalten der Leiterplatte wird exemplarisch für  $100\text{ MHz}$  und  $1\text{ GHz}$  untersucht. Die angenommene Scanfläche ist  $14,5\text{ cm} \times 10\text{ cm}$  groß und ebenfalls in Abbildung 7a dargestellt. Die möglichen simulierten Messpunkte sind in einem äquidistanten Gitter mit einer Breite von  $5\text{ mm}$  angeordnet. Wie zuvor wird das Feld in einer Höhe von  $1\text{ cm}$  aufgenommen.

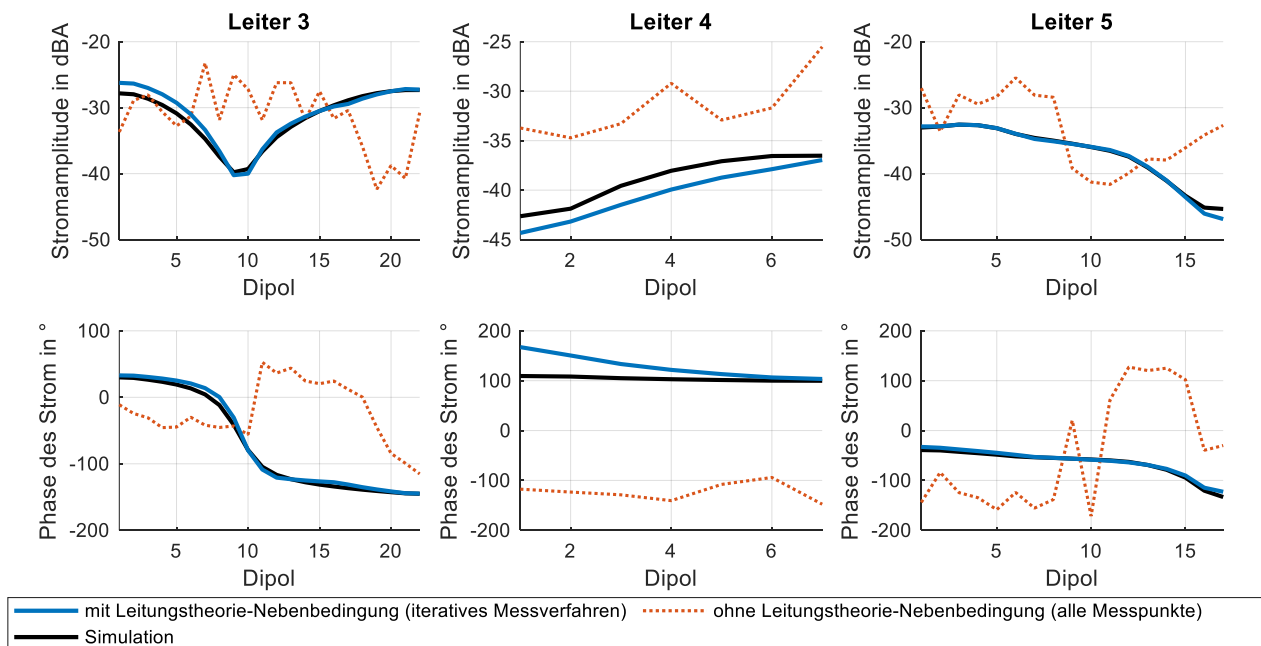
Die Magnetfelddaten werden mit CONCEPT-II berechnet und ein künstlich erzeugte Messrauschen wird überlagert. Dazu werden zunächst alle Amplitudenwerte der Simulationsdaten durch Hinzufügen von Zufallswerten um maximal  $\pm 2 \text{ dB}$  variiert. Zusätzlich wird ein angenommenes Hintergrundrauschen mit etwa  $-50 \text{ dB}_{A/m}$  addiert.

Als Abbruchbedingung für die iterative Messwertaufnahme wird gefordert, dass die bezogene relative Abweichung der Ströme unter 3 % liegt. Das Abbruchkriterium ist nach 30 Schritten (375 von 630 Messpunkten) erfüllt.



**Abbildung 8:** Identifizierte Stromverteilungen für die Leiterplatte aus Abbildung 7 bei 100 MHz.

Die geschätzte Stromverteilung der Leiter wird für 100 MHz in Abbildung 8 und für 1 GHz in Abbildung 9 dargestellt. Zum Vergleich wird noch die Stromverteilung gezeigt, die sich bei Anwendung der ursprünglichen Methode ohne Berücksichtigung der Leitungstheorie ergibt, wenn alle (verrauschten) möglichen Messpunkte verwendet werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden nur die Stromverteilungen in den Leitern 3-5 betrachtet.



**Abbildung 9:** Identifizierte Stromverteilungen für die Leiterplatte aus Abbildung 7 bei 1 GHz.

Die Gegenüberstellung zeigt klar, dass die Berücksichtigung der Leitungstheorie zu besseren Schätzungen der Stromverteilung führt. Die Abweichungen dieser Stromverteilung gegenüber den Simulationsdaten betragen für die Amplitude maximal 3 dB, für die Phase maximal 60°. In Anbetracht der tatsächlich fließenden Ströme, die etwa 20 dB auseinander liegen, sind das jedoch gute Ergebnisse.

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieses Beitrags wird die Stromrekonstruktion auf Leiterplatten anhand von Nahfelddaten behandelt und unter Verwendung zusätzlicher Randbedingungen weiterentwickelt. Die Geometrie der Leiter wird vorgegeben, die Stromverteilung muss mit der Leitungstheorie in Übereinstimmung sein und an den Knoten muss der Erhaltungssatz erfüllt sein.

Es zeigt sich, dass die Berücksichtigung dieser physikalischen Vorgaben entscheidende Vorteile für die Rekonstruktion der Stromverläufe mit sich bringt. Darüber hinaus wird ein Messverfahren vorgeschlagen, bei dem die Messpunkte iterativ aufgenommen werden. Es wird gezeigt, dass sich 25 %-50 % der Messpunkte einsparen lassen, ohne an Genauigkeit zu verlieren.

## Literaturangaben

- [1] X. Gao, J. Fan, Y. Zhang, H. Kajbaf und D. Pommerenke, "Far-Field Prediction Using Only Magnetic Near-Field Scanning for EMI Test," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 56. Jg., Nr. 6, S. 1335 – 1343, 2014.
- [2] H. Shall, K. Alameh, Z. Riah, A. Alaeddine und M. Kadi, "A tridimensional radiated emission model based on an improved near field scan technique," in *2014 International Conference on Green Energy*, 25 – 27 March 2014, Sfax, S. 240 – 245.
- [3] D. Rinas, P. Ahl und S. Frei, "PCB current identification based on near-field measurements using preconditioning and regularization," *Adv. Radio Sci.*, 14. Jg., S. 121 – 127, 2016.
- [4] X. Tong, D. W. P. Thomas, A. Nothofer, P. Sewell und C. Christopoulos, "Modeling Electromagnetic Emissions From Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Dipoles," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 52. Jg., Nr. 2, S. 462 – 470, 2010.
- [5] Z. Yu, J. A. Mix, S. Sajuyigbe, K. P. Slattery und J. Fan, "An Improved Dipole-Moment Model Based on Near-Field Scanning for Characterizing Near-Field Coupling and Far-Field Radiation From an IC," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 55. Jg., Nr. 1, S. 97 – 108, 2013.
- [6] D. Rinas, S. Niedzwiedz, J. Jia und S. Frei, "Optimization Methods for Equivalent Source Identification and Electromagnetic Model Creation based on Near-Field Measurements," in *EMC Europe 2011*, York, 26 – 30 Sept. 2011, S. 298 – 303.
- [7] C. R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility*, 2. Aufl. Hoboken, NJ: Wiley, 2006.
- [8] D. Deschrijver, F. Vanhee, D. Pissoot und T. Dhaene, "Automated Near-Field Scanning Algorithm for the EMC Analysis of Electronic Devices," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 54. Jg., Nr. 3, S. 502 – 510, 2012.
- [9] Technische Universität Hamburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik. *CONCEPT-II*. (2017) [Online] Verfügbar unter: <http://www.tet.tuhh.de/concept/>

---

# **Kfz Messtechnik**

---

# Anforderungsgenaueres EMV-Design von Gehäusen aus Werkstoffverbunden für Automotive-Anwendungen

Referent: Dipl.-Ing. Hermann L. Aichele, Robert Bosch GmbH, Robert-Bosch-Campus 1, 71272 Renningen, Deutschland, Hermann.Aichele@de.bosch.com

Co-Autor: Dr.-Ing. Sven Robert Raisch, Robert Bosch GmbH, Robert-Bosch-Campus 1, 71272 Renningen, Deutschland, SvenRobert.Raisch@de.bosch.com

## 1 Einleitung

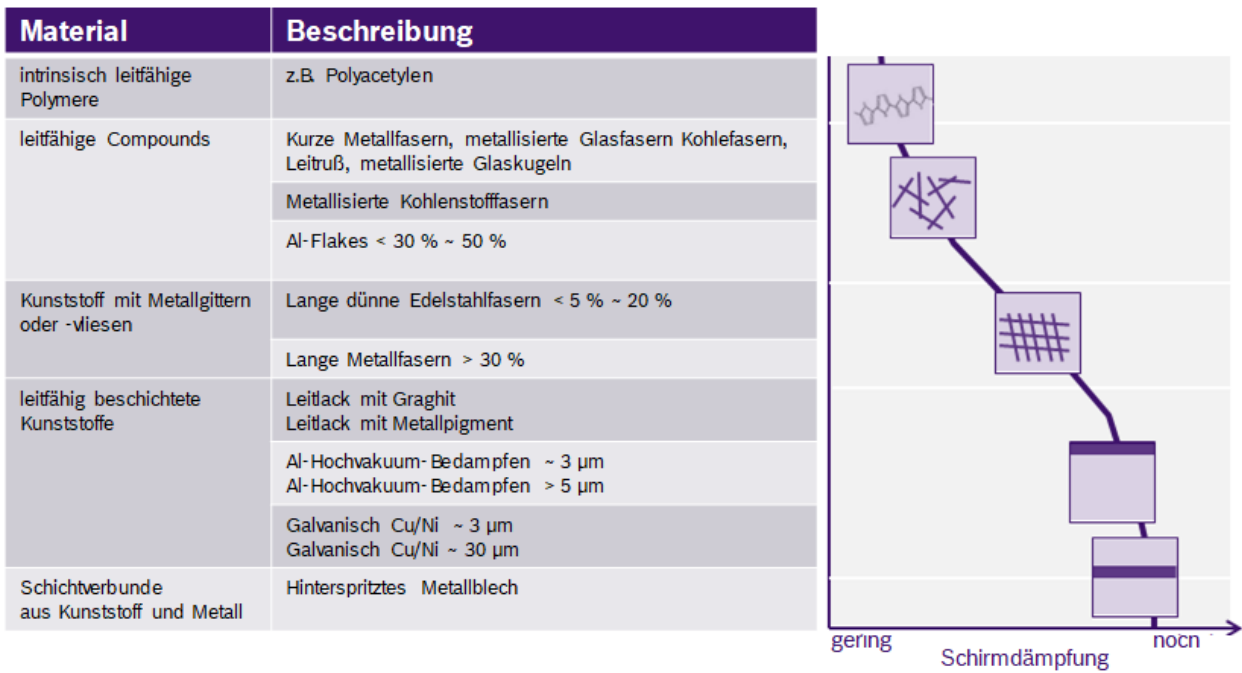
Traditionell werden in der Automobiltechnik bis heute Gehäuse aus Vollmetallen (Aluminium-Guss, Tiefziehblechen) gefertigt. Gehäuse aus Metall tragen allerdings wesentlich zu den Kosten und zum Gewicht einer Komponente bei. Dort, wo es aus Kostengründen geboten und aus Performancegründen unkritisch erschien, ist man auf reine Kunststofflösungen (PA, PBT, ...) übergegangen. Was dringend fehlt ist die Möglichkeit, ein Kunststoffgehäuse genau auf die Anforderungen aus der EMV, der Entwärmung, der Mechanik und vor allem der Kosten zu optimieren. Statt der bisherigen Vorgehensweise mit Metallgehäusen „one fits all“ muss bei der Verwendung von EMV-ertüchtigten Kunststoffgehäuselösungen ein zielgerichteter Entwicklungsansatz beschrritten werden. Durch die fortschreitende Elektrifizierung des Antriebsstrangs wird sich dieser Druck in den kommenden Jahren verstärken.

## 2 Vorgehensweise

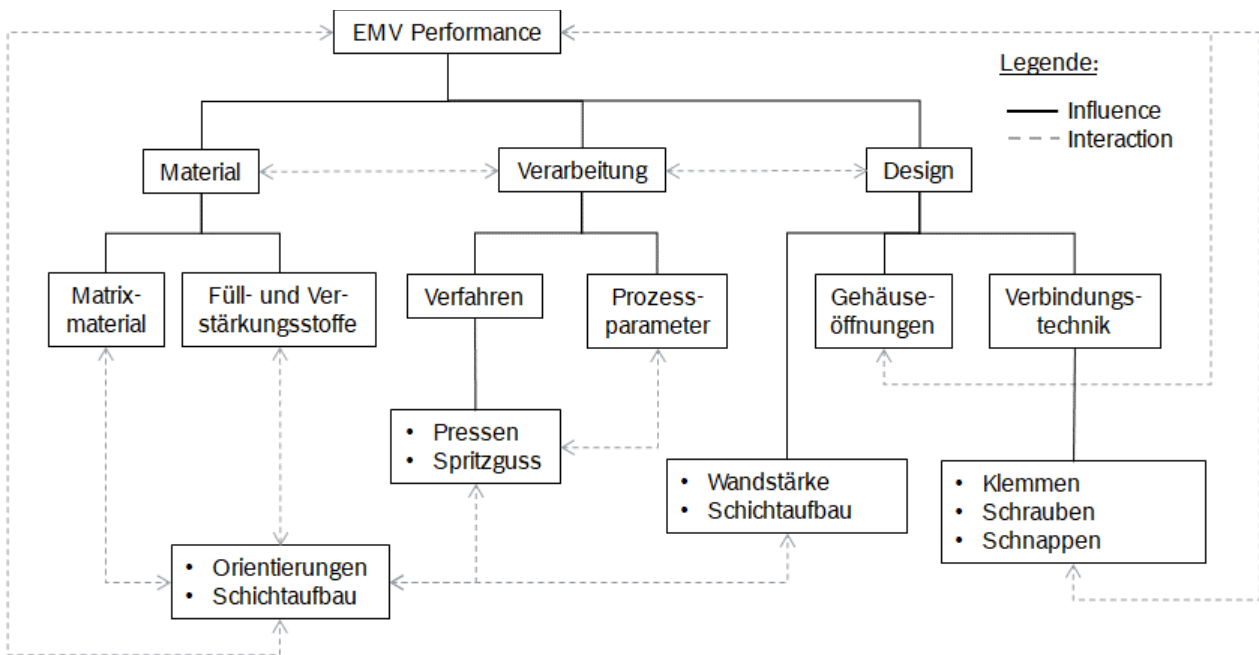
Die Funktionalisierung von Kunststoffmaterialien und kunststofftechnischen Lösungen wird seit vielen Jahren erfolgreich durchgeführt. Beispiele sind die Verstärkung von Kunststoffen zur Steigerung der Festigkeit und Steifheit, die Steigerung der Wärmeleitfähigkeit [1] oder die Modifizierung mit magnetischen/magnetisierbaren Füllstoffen [2]. Auch für das Themenfeld der schirmend modifizierten Kunststoffe wurden einige Ansätze beschrieben [3]. Eine Übersicht ist in Bild 1 dargestellt. Die Leistungsfähigkeit der kunststofftechnischen Lösungsansätze unterliegt dabei vielen verschiedenen Einflussfaktoren (Bild 2). Um der oben beschriebenen Herausforderung begegnen zu können, ist eine gezielte Auswahl, Entwicklung und Kombination der Gehäusewerkstoffe entsprechend der Anforderungen an die Komponente erforderlich, in der das Gehäuse als integraler Bestandteil des gesamten Systems betrachtet wird.

Hierzu wurde eine 2-stufige Vorgehensweise entwickelt. Im ersten Schritt wurden geeignete Werkstoffverbunde und Verbundwerkstoffe ausgewählt, Probekörper erstellt und damit die Schirmwirkung der Materialien bestimmt (Abschnitt 2.1). In einem zweiten Schritt wurden Gehäuse von realen Produkten hergestellt und damit das EMV Emissionsverhalten des gesamten Produkts im Komponentenaufbau nach CISPR25 gemessen. Dabei wurden Materialien verwendet, die im Rahmen der Vorqualifizierung (Schritt 1) vielversprechende Ergebnisse lieferten (s. Abschnitt 2.1). Auf diese Weise können Einflussfaktoren aufgezeigt werden, die aus der Kunststofftechnik (Werkstoffauswahl, Verarbeitung) stammen und die die Schirmungseigenschaften realer Bauteile (Design, Komponentenaufbau) beeinflussen. Die Vorgehensweise ist in Bild 3 dargestellt.





**Bild 1:** Übersicht über Lösungsansätze zur EMV-Modifikation von Kunststoffbauteilen in Anlehnung an [3]



**Bild 2:** Einflussfaktoren auf die EMV-Performance von kunststofftechnischen Lösungsansätzen.



**Bild 3:** Messtechnischer Lösungsansatz und Vorgehensweise in zwei Schritten. Schritt 1: Bewertung der Materialeigenschaften mittels TEM-Zelle; Schritt 2: Übertragung der Materialeigenschaften zur EMV-Bewertung in Komponentenmessungen

## 2.1 Materialcharakterisierung mittels Transversal-Elektromagnetischer Messzelle (Schritt 1)

Für die Messung von Materialeigenschaften im Fernfeld haben sich koaxiale Messzellen (TEM-Zelle) bewährt, die aus zwei identischen Hohlleitern bestehen und in deren Mitte der zu messende Prüfkörper eingebracht wird. Damit ist ein hohes Maß an Reproduzierbarkeit gegeben [7]. Die Messung erfolgte in Anlehnung an den ASTM Standard 4935-99 [4]. Es wird zunächst eine Messung mit einem Referenzprobekörper durchgeführt und diese in Beziehung zur Messung mit der Materialprobe gesetzt. Für die Messung wird ein Netzwerkanalysator verwendet. Die charakteristische Schirmdämpfung  $a_{dB}(f)$  der Materialien berechnet sich dann aus einer  $S_{21}$  Messung wie folgt:

$$a_{dB}(f) = -20 \cdot \log_{10} \left| \frac{S_{21Ref}}{S_{21DUT}} \right|$$

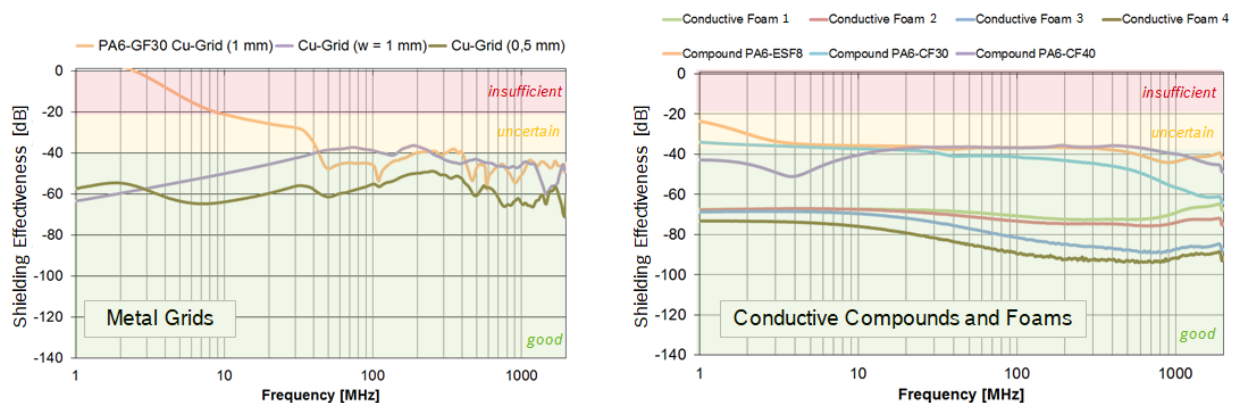
In den Bildern 5a und 5b ist die charakteristische Schirmdämpfung, oft als Shielding Effectiveness bezeichnet, als negativer Dämpfungswert über der Frequenz aufgetragen. Der gemessene Frequenzbereich liegt zwischen 1 MHz und 2 GHz. Die Messung von unterschiedlichen Materialien liefert quantitative Angaben über deren Schirmungsverhalten unter Fernfeldbedingungen. Damit sind eine erste Bewertung und der Vergleich von Materialien möglich. Es wurden ganz unterschiedliche Materialkombinationen wie z.B. Compounds, umspritzte Metallgitter, Folien, Beschichtungen, Hybridkombinationen und weitere untersucht. Bild 4 zeigt eine Auswahl der Materialien.

Einen Überblick über die Wirksamkeit der untersuchten Materialien hinsichtlich ihrer Schirmdämpfung ist in Bild 5a und 5b dargestellt. Links oben ist die Schirmdämpfung von Metallgittern unterschiedlicher Drahtstärke und Maschenweite zu sehen (Bild 5a). Es lässt sich für die Metallgitter eine typische Schirmdämpfung zwischen -40 und -60 dB über den gesamten dargestellten Frequenzbereich beobachten. Dagegen liegen leitfähige Compounds bei Werten um -40 dB (Bild 6a rechts, obere Kurvenschar). Die untersuchten leitfähigen Schäume (ebenfalls Bild 6a rechts, untere Kurvenschar) liegen dagegen zwischen

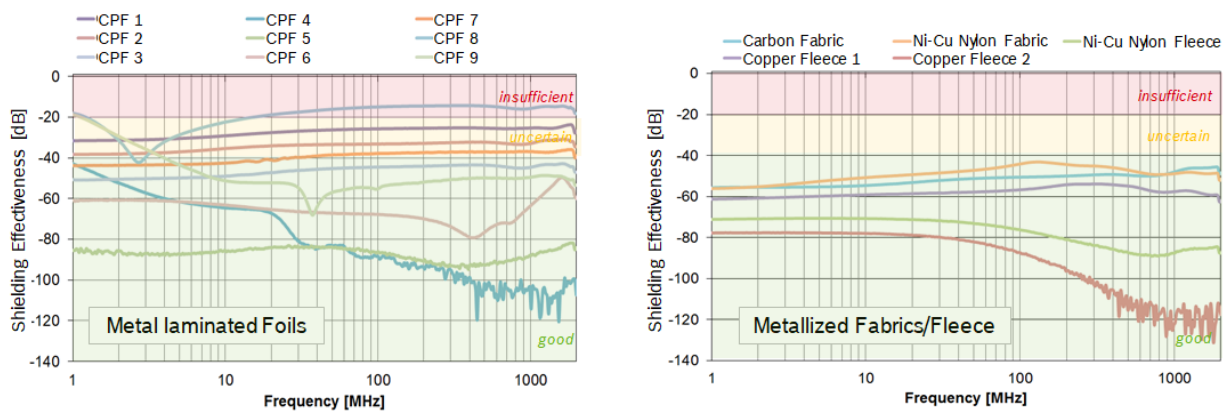
-60 und -80 dB. Bei den metallisierten Folien (Bild 6b links) zeigt sich ein sehr breites Spektrum von -20 dB bis zu -80 dB. In Bild 6b rechts sind zuletzt die metallisierten Fließe und Gewebe dargestellt. Deren Schirmdämpfungswerte liegen alle zwischen -40 und -80 dB. D.h. es ergibt sich ein sehr breites Dämpfungsspektrum der unterschiedlichen Materialien und damit die Notwendigkeit einer Vorbewertung, um für die spätere Verwendung als Gehäuse ein möglichst geeignetes Material auszuwählen. In Anlehnung an Computergehäuse und abgeschirmte Räume sowie weiteren bekannten Spezifikationen lässt sich eine grobe Bewertung der Materialien in Bezug auf die Dämpfung vornehmen. Materialien mit einem Dämpfungsbetrag von <20 dB werden sich wenig bis gar nicht für ein Gehäuse eignen und sind deshalb in den Bildern 5a und 5b als „insufficient“ klassifiziert. Schirmdämpfungswerte zwischen -20 und -40 dB klassifizieren wir als unsicher („uncertain“), können jedoch in Ausnahmefällen durchaus noch geeignet sein. Ab einem Schirmdämpfungsbetrag von >40 dB (je nach Anwendungsfall >60 dB) ist eine Eignung als „good“ oder „brauchbar“ anzunehmen.



**Bild 4:** Übersicht über die mittels TEM-Zelle untersuchten Materialien (Auswahl)



**Bild 5a:** Ergebnisse aus der TEM-Zellenmessung verschiedener kunststofftechnischer Materialien: Metallgitter sowie leitfähige Compounds und Schäume



**Bild 6b:** Ergebnisse aus der TEM-Zellenmessung verschiedener kunststofftechnischer Materialien: Metallisierte Folien sowie metallisierte Vliese und Gewebe.

## 2.2 Übertragung der Materialeigenschaften auf reale Produkte (Schritt 2)

Für den Nachweis der Übertragbarkeit kunststofftechnischer Lösungsansätze aus TEM-Messungen auf das Gehäuse eines realen Produktes wurden diese nach den Standard EMV-Emissionsverfahren aus CISPR 25 gemessen. Im vorliegenden Beitrag beschränken wir uns aus Platz- und Zeitgründen auf die Auswertung der Ergebnisse aus der Monopolmessung (150 kHz - 30 MHz). Messungen mit den Breitbandantennen von 30 MHz bis 2 GHz liegen ebenfalls vor.

Zunächst wurden Beispielgehäuse aus gleichen Materialien wie bei der TEM-Zellenmessung hergestellt. Als „Best Case“ wurde ein lasergesintertes Aluminiumgehäuse und als „Worst Case“ ein reines Kunststoffgehäuse (nicht schirmend) gefertigt. Unsere Erwartungshaltung war, dass sich die in Schritt 1 untersuchten Materialkonfigurationen in der Komponentenmessung zwischen den Worst Case und Best Case Gehäusen einsortieren. Eine Auswahl der fertig hergestellten Gehäuseausgewählter Materialien und das dafür für den Spritzguss notwendige Prototypwerkzeug zeigt Bild 7.

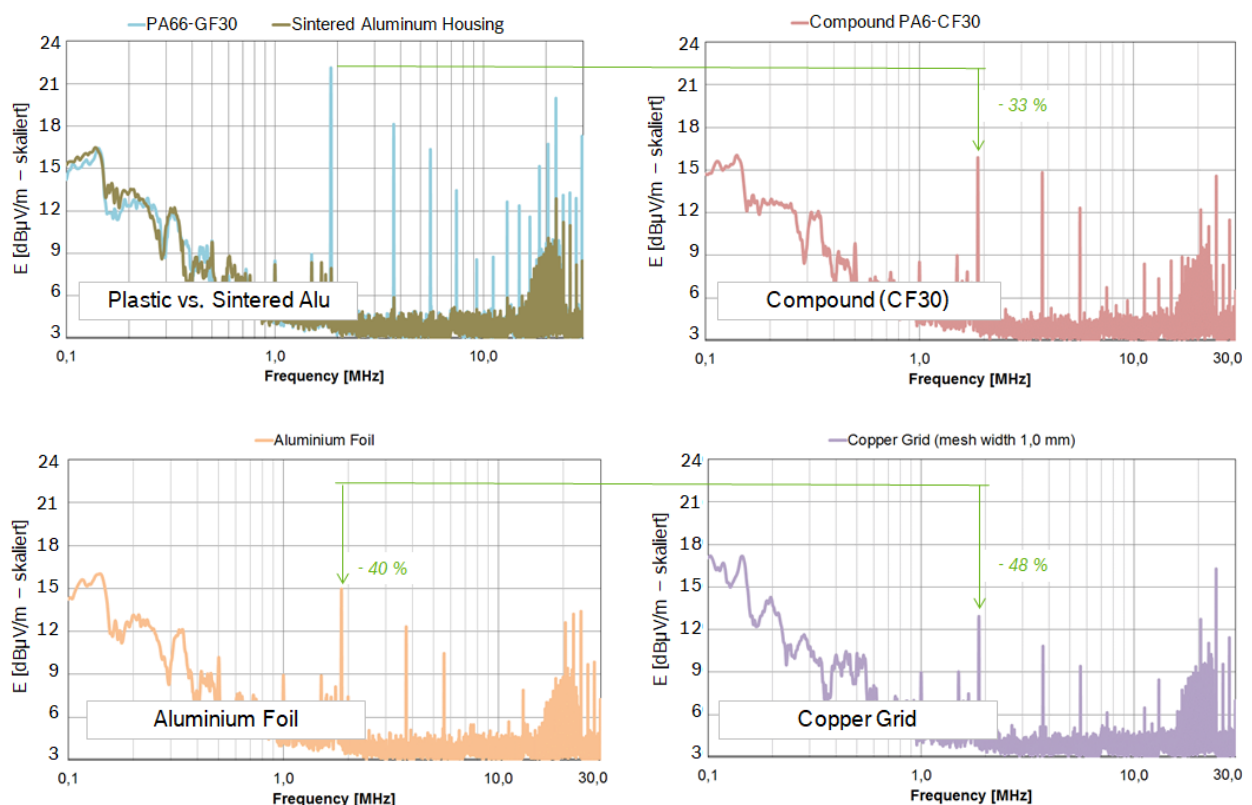
Die Ergebnisse der Monopol Komponentenmessung von vier unterschiedlichen Gehäusematerialien sind in Bild 8 wiedergegeben. Im linken, oberen Diagramm ist der elektrische Störfeldstärkepegel des Aluminiumgehäuses (Best Case) und des reinen Kunststoffgehäuses (Worst Case) über der Frequenz aufgetragen. Deutlich sind die schmalbandigen Emissionspeaks der Grundfrequenz der Schaltung bei ca. 1,8 MHz und deren Harmonischen beim reinen Kunststoffgehäuse (blau) zu erkennen. Diese sind bei der Ausführung mit einem gesinterten Aluminiumgehäuse weitgehend unterdrückt (Bild 8 oben links, grün).

Am Beispiel des Peaks bei der Grundfrequenz der Schaltung kann die Wirksamkeit des verwendeten Gehäusematerials bezogen auf die Komponentenmessung bewertet werden. Ein kohlefasermodifiziertes Gehäuse dämpft den Grundstörpegel um ca. 33 % (Bild 8 oben rechts, rot). Im Gegenzug dazu dämpft eine hinterspritzte Aluminiumfolie den Grundstörpegel um ca. 40 % (Bild 8 unten links, gelb). Ein umspritztes Kupfergitter dämpft den Grundstörpegel um ca. 48 % (Bild 8 unten rechts, lila).





**Bild 7:** Darstellung der hergestellten Gehäuse mit Übersicht der getesteten Materialien (Auswahl, oben) und Detail des Prototypwerkzeugs mit Tauchkannte und eingelegtem Vorförmling.



**Bild 8:** Ergebnisse der CISPR25 Monopolmessung. Oben links: Sinteraluminiumgehäuse im Vergleich zu unmodifiziertem Kunststoffgehäuse; Oben rechts und unten: Verschiedene kunststofftechnische Materialien und Aufbauvarianten.

Bisher wurde nur demonstriert, dass die schirmenden Materialien aus Stufe 1 auch im Emissionsverhalten beim Monopol Komponententest Wirkung zeigen. Wie kann man aber konkret von der Materialmessung auf die Wirksamkeit beim Komponententest schließen? Dazu ist es notwendig, die EMV Koppelpfade der Komponente bei der Monopolmessung zu kennen. Im Wesentlichen wirken bei der Monopolmessung kapazitive Koppelpfade. Das Gehäuse ist ein Teil dieses Koppelpfades und bildet zusammen mit dem Schaltungs- und Messaufbau eine Kapazität, die wesentlich von der elektrischen Leitfähigkeit des

Schirmmaterials abhängig. Leitfähigkeit und Kapazität sind einander proportional. Im selben Verhältnis wie sich die Leitfähigkeit der Verbundmaterialien zur Leitfähigkeit des Metallgehäuses ändert, so ändert sich auch die Kapazität und wirkt bei der Monopolmessung wie ein Bypass für die von der Leiterplatte ausgehende Störung. Eine äquivalente Leitfähigkeit für die kunststofftechnischen Verbundmaterialien lässt sich aus den komplexen S-Parametern der TEM-Messung bestimmen.

### **3 Zusammenfassung und Ausblick**

In der vorgelegten Arbeit wurde ein zweistufiges Verfahren zur Auswahl von geeigneten Gehäusewerkstoffen aus Werkstoffverbunden und Verbundwerkstoffen vorgestellt. Es wurden zwei Messverfahren aufgebaut und Messungen an schirmend modifizierten Kunststoffgehäusen mit realen Produkten durchgeführt. Dabei zeigte sich, dass eine Vielzahl der untersuchten kunststofftechnischen Lösungsansätze eine akzeptable Schirmdämpfung hinsichtlich ihrer Materialeigenschaften haben und sich diese positiv in den Komponentenmessungen widerspiegeln. Durch die Ergebnisse kann die Wirksamkeit vorgeschlagener Kunststoff-Verbundwerkstoffe und Werkstoffverbunde im EMV-Bereich besser eingeschätzt werden.

Die EMV-Performance von Kunststoffgehäusen in der Komponentenmessung ist jedoch nicht nur von der reinen Materialeigenschaft abhängig, sondern auch von weiteren wichtigen Faktoren wie der Aufbau- und Verbindungstechnik (Kontaktierung, Masse), der Konstruktion (Radien, Rippen, kunststoffgerechtes Design), Verarbeitungseinflüssen und der abzuschirmenden Störquelle. Die Ermittlung dieser Einflussfaktoren ist Gegenstand zukünftiger Arbeiten.

### **4 Literaturverzeichnis**

- [1] Raisch, S.R.; Maenz, T.; Aichele, H.; Hülder, G.: Funktionalisierung am Beispiel wärmeleitfähiger, schirmender und magnetisierbarer Kunststofflösungen, 29. Darmstaedter Kunststoff-Kolloquium, Darmstadt, 23.06.2017
- [2] Hülder, G.; Maenz, T.; Raisch, S.R.: Werkstoffliches Potential von Duroplasten als Basis für hybride Werkstoffsysteme, Technomer 2017, Chemnitz, 10.11.2017
- [3] Leute, U.: Kunststoffe und EMV – Elektromagnetische Verträglichkeit mit leitfähigen Kunststoffen. 2. Auflage, Expert-Verlag Renningen, 2009
- [4] American Society for Testing and Materials, Standard ASTM D 4935-99
- [5] Wolfsberger, H. A.: Elektromagnetische Schirmung - Theorie und Praxisbeispiele, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008
- [6] Aichele, H.; Raisch, S.R.: Plastic Based EMC Shielded Composite Materials, CR Colloquium on EMC, Renningen, 25.11.2016
- [7] Wilson Perry F., MA T. Mark, Adams W. J.: Techniques for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Materials: Part I: Far-Field Source Simulation, IEEE Transactions on EMC, Vol. 30, 3. August 1988

# **EMV-Messverfahren zur Unterstützung des Designs von Schirmkonzepten für Elektrofahrzeuge**

Referent: Dipl.-Ing. Karsten Kreisch, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str. 76, 44227 Dortmund, Deutschland, kreisch@emc-test.de

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

Co-Autor: B.Ing. Ramzi Hasni, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Str. 76, 44227 Dortmund, Deutschland, hasni@emc-test.de

## **1 Einleitung**

Elektrofahrzeuge mit ihren hohen elektrischen Leistungsdichten und ausgeprägten Emissionsspektren stellen in vielerlei Hinsicht hohe Anforderungen an das ihren elektrischen Antriebsstrang umgebende Schirmkonstrukt. Die kurze Distanz zwischen effizienter Hochvolt(HV)-Leistungselektronik als Störquelle und elektromagnetisch sensitiven Verbrauchern, wie beispielsweise Rundfunkempfängern, erfordert hohe Schirmdämpfung an allen Komponenten des Schirms, namentlich den Gehäusen, Hochvoltsteckern und –kabeln.

Gehäuse von Hochvoltkomponenten in Elektrofahrzeugen müssen neben der Schirmwirkung eine Vielzahl von Anforderungen erfüllen: niedrige Gestehungs- und Entsorgungskosten sind ebenso Faktoren, wie auch niedriges Gewicht bei gleichzeitiger Robustheit. Auch die Verarbeitbarkeit, möglicherweise sogar im 3D-Druck, mit den Bestreben optimaler Raumausnutzung, sei hier als Beispiel genannt.

Um den Prozess der Vorselektion effizienter zu gestalten, können in unterschiedlichen Stadien der Produktreife verschiedene Messverfahren zur Bestimmung der Schirmeigenschaften eingesetzt werden. Die folgenden Messverfahren werden näher auf ihre Eignung für entwicklungsbegleitende Messungen und Abnahmeprüfungen an Schirmmaterialien und –komponenten untersucht: zu Beginn die Messung der intrinsischen Schirmdämpfung von Materialien für den Gehäusebau in der TEM-Zelle [1]. Es folgt eine Einführung in die Messung der Gehäuseschirmdämpfung mit dem Antennenverfahren zur Validierung kompletter Gehäusegeometrien [2]. Es wird auf die Messung der Transferimpedanz von Kabeln, Steckern und Kleingehäusen mit dem Paralleldrahtverfahren [3] eingegangen, zuvor jedoch einige Überlegungen zur Messung der gestrahlten Hochvolt-Niedervolt-Einkopplung getätigt. Letzteres ist in relativ junges Prüfverfahren aus der Automotive-Welt, das die Störstromspeisung (Bulk Current Injection, BCI) mit der (gestrahlten) Emissionsmessung kombiniert [4].

## **2 Theorie der Schirmdämpfung**

Vor der Vorstellung der Messverfahren im Detail soll eine kurze Einführung in die Theorie der elektromagnetischen Schirmdämpfung die Grundlage bilden. Zur weiteren Vertiefung seien beispielsweise die Werke von Kaden [5] und Wolfsperger [6] empfohlen. Eine

Schirmkonstruktion (Schirm) soll in einem Elektrofahrzeug eine Barriere für die in seinem Inneren von der Hochvolt-Elektronik erzeugten hochfrequenten elektromagnetischen Wellen zur Außenwelt darstellen. Als eine Störquelle kann die Motor-PWM genannt werden, die ein ausgeprägtes Oberwellenspektrum erzeugt. Im Allgemeinen wird, wie in (01) zu sehen, die elektromagnetische Schirmdämpfung  $a_s$  als Verhältnis zwischen der auf der einen Seite eines Schirms existierenden elektrischen Leistung  $P_{in}$  und deren anteilig auf der anderen Seite des Schirms emittierten Leistung  $P_{out}$  dargestellt [6]:

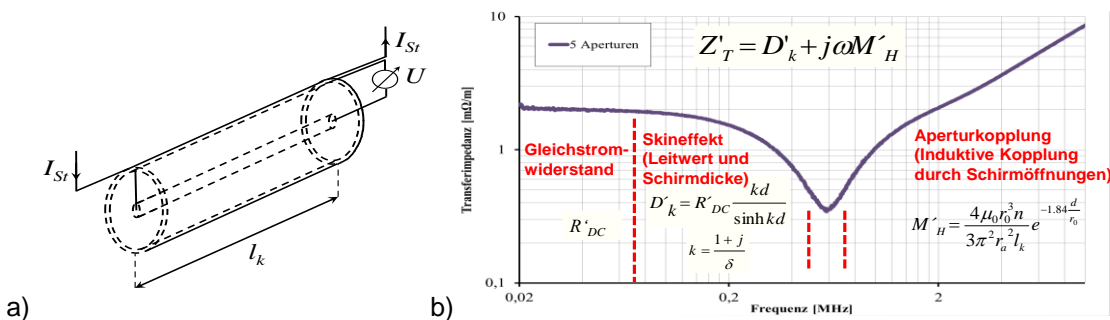
$$a_s = \left| \frac{P_{in}}{P_{out}} \right|. \quad (01)$$

Schirmdämpfung ist eine frequenzabhängige Materialeigenschaft. Unterschiede in Messergebnissen sind somit verfahrensbedingt, beispielsweise durch Geometrie- oder Materialänderungen oder das Messverfahren selbst.

Die frequenzabhängige Veränderlichkeit der Schirmwirkung eines Schirms kann gut anhand des Transferimpedanzverlaufs eines Koaxialkabelschirms erläutert werden, schematisch dargestellt in Bild 1a). Die Transferimpedanz  $Z'_T$  [mΩ/m] errechnet sich aus dem Spannungsabfall  $U$  zwischen Kabelschirminnenseite und Innenleiter, der einen (Wechsel-)Strom  $I_{st}$  erzeugt, welcher über den Kabelschirm der Länge  $l_k$  fließt. Der gebildete Quotient entspricht dem Ohm'schen Gesetz als Belag und ist in Formel (02) dargestellt [5].

$$Z'_T = \frac{U}{I_{st} \cdot l_k}. \quad (02)$$

So wie die Schirmdämpfung beschreibt die Transferimpedanz den Effekt eines äußeren elektromagnetischen Feldes auf das Innere des Schirms, ist allerdings eher für elektrisch kurze Aufbauten gebräuchlich.



**Bild 1:** a) Strom und Spannungsabfall über einem Kabelschirm b) Charakteristischer Verlauf der Transferimpedanz eines Kupfervollmantelkabelschirms mit 5 Löchern zu je 1mm Durchmesser

Wie sich die Transferimpedanz eines Kabelschirms in Abhängigkeit von der Frequenz ändert, ist in Bild 1b) und in Formel (03) gezeigt. Bei tiefen Frequenzen entspricht die Transferimpedanz dem Gleichstromwiderstandsbelag eines Kabelschirms, bis seine Wanddicke groß gegenüber der Skineindringtiefe des elektromagnetischen Feldes wird. In Bild 1b) setzt diese Stromverdrängung in den Außenbereich des Schirms bei ca. 50kHz ein. Die Diffusionskopplung  $D'_k$  genannte Komponente der Transferimpedanz nimmt also ab. Um 1 MHz herum nimmt die Transferimpedanz dann wieder sichtbar zu, die



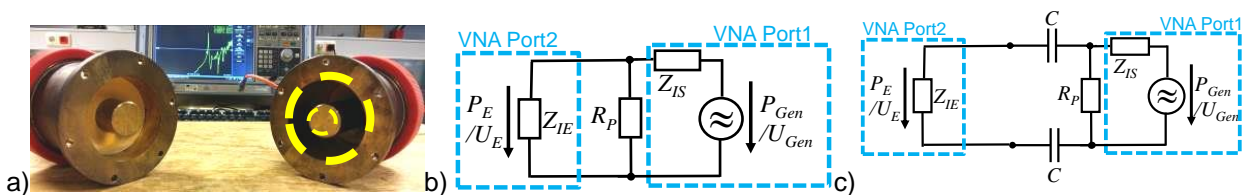
Schirmwirkung verschlechtert sich also, da nun die Löcher im Kabelschirm eine Induktion einer Spannung von den den Schirm umgebenden Magnetfeldern in den Innenraum des Kabels zulassen. Diese Kopplungsart  $M'_H$  wird Aperturkopplung genannt und steigt proportional zur Frequenz [7].

$$Z'_T = D'_k + j\omega M'_H. \quad (03)$$

Diese Kopplungsmechanismen werden auf den nächsten Seiten in verschiedenen Messungen vorkommen. Es sind allerdings nicht die einzigen, da Kopplungsmodelle ein weites Feld der Simulation von Schirmdämpfungseigenschaften bilden.

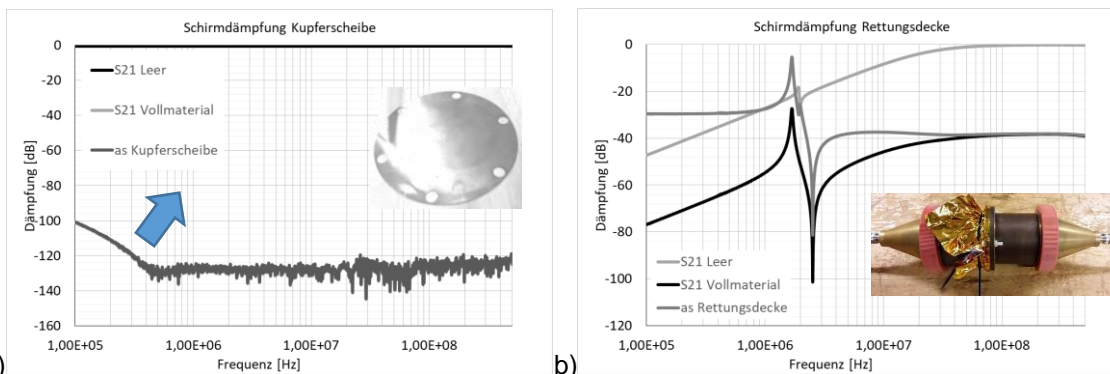
### 3 Messung der intrinsischen Schirmdämpfung von Materialproben mit der TEM-Zelle nach ASTM D4935-10

Dieses Verfahren stellt als einzige Anforderung an das Schirmmaterial, dass man es schneiden und mit Löchern versehen kann. Allzu poröse oder weiche Materialien sind schwer integrierbar, auch sollte die Dicke maximal im Zentimeterbereich liegen. Dass die fertigungstechnischen Anforderungen ansonsten gering sind, erklärt sich mit der Simplizität des Messaufbaus: man stelle sich ein  $50\Omega$ -Koaxialkabel vor, das einen Sender und einen Empfänger direkt miteinander verbindet. In seiner Mitte wird es nun über eine Länge von ca. 20cm der Durchmesser auf 10cm proportional vergrößert und in der Mitte geteilt. In diesen entstandenen Querschnitt durch den Koaxialleiter kann nun die Materialprobe eingebracht werden. In Bild 2 ist der Messaufbau nebst seinen stark vereinfachten Ersatzschaltbildern zu sehen [1].



**Bild 2:** a) Messaufbau mit Netzwerkanalysator und geöffneter TEM-Zelle b) Vereinfachtes Ersatzschaltbild (ESB) des Messaufbaus mit homogen leitfähiger Probe und c) mit Probe mit nichtleitender Oberfläche

Besteht die Probe aus einem durchgehend leitfähigen Material, so schließt sie die beiden Hälften der TEM Zelle sowie deren Innen- und Außenleiter gegeneinander kurz.  $R_P$  stellt im Ersatzschaltbild in Bild 2b) die Probe dar. In Längsrichtung werden die Übergangswiderstände aufgrund der großen Kontaktflächen vernachlässigbar klein, zumindest ist dies für dünne Proben mit hohen Leitwerten und großen Oberflächen der Fall. Die Systemeinfügedämpfung des Messaufbaus (Beispielsweise der Streuparameter  $S_{21}$  bei einem Netzwerkanalysator) wird aufgenommen. Nimmt man eine Kupferscheibe von 0,5mm als Probe, so geht ihre Schirmdämpfung für hohe Frequenzen gegen Unendlich. In Bild 3a) ist dies die „S21 Vollmaterial“ genannte Messung. Nur bis ca. 0,5 MHz ist die Skineindringtiefe groß genug, um ein nicht verrauschtes Signal am Empfänger zu erzeugen. Diese Messung entspricht bereits bis auf einen kleinen Fehler der Schirmdämpfung „as Kupferscheibe“. Der Fehler entsteht durch die Messung auf der 0dB-Linie, „S21 leer“. Ihre Bedeutung wird anhand des nächsten Beispiels verdeutlicht. Bei einer makroskopisch betrachtet homogenen Probe mit geringerem Leitwert, wie zum Beispiel aus leitfähigen Polymeren, wird diese Kurve nach oben rechts expandiert (blauer Pfeil).



**Bild 3:** a) Schirmdämpfungsmessung an 0,5mm-Kupferscheibe b) Schirmdämpfungsmessung an Rettungsdecke

Besitzt eine Materialprobe eine nichtleitende Oberfläche, wie beispielsweise den Kunstharzlack auf einem Faserverbundwerkstoff (GFK, CFK) so sind die beiden Hälften der TEM-Zelle nicht mehr satt kurzgeschlossen. Auch bei metallisierten Kunststoffen ist dieser Effekt zu beobachten, da die einzelnen Partikel voneinander isoliert sind. Dieses Verhalten, das keine Schirmeigenschaft darstellt, muss herauskalibriert werden. Dazu wird eine identische Probe vermessen, die im Bereich des Querschnitts der TEM-Zelle, wo sich der Isolator des Koaxialleiters befindet, ausgespart ist. Es wird also nur die gelb gestrichelt markierte Fläche in Bild 2a) abgedeckt. Somit kann die Probe quasi direkt mit der Schirmdämpfung von Luft verglichen werden. Bei der Kupferprobe stellt die Leerprobe nur einen satten Kurzschluss ohne nennenswerte Dämpfung dar. „S21 Leer“ zeigt deren Messergebnis in Bild 3a).

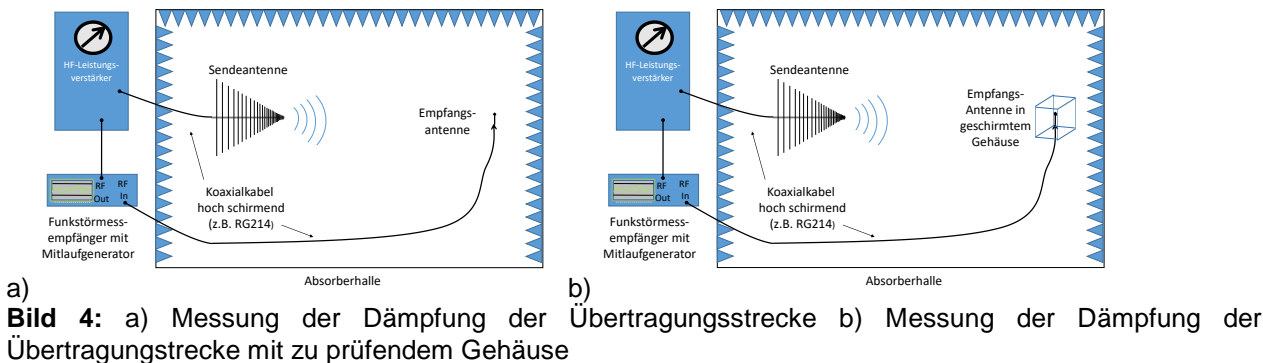
Anders verhält es sich, wenn stattdessen eine Rettungsdecke aus aluminiumbeschichtetem Kunststoff stellvertretend für einen Verbundwerkstoff gemessen wird: durch die Kunststoffolie entsteht die in Bild 2c) dargestellte kapazitive Kopplung von der einen auf die andere Hälfte der TEM-Zelle. Das Messergebnis ist in Bild 3b) zu sehen: neben einer starken Resonanz, die eine Eigenschaft des Aufbaus darstellt, um 1 MHz ist außerdem ab 100kHz der für einen Hochpass 1.Ordnung charakteristische Pegelanstieg um 20dB/Dekade zu sehen. Hier handelt es sich nicht um Schirmdämpfung sondern schlicht um Dämpfung. Im Gegensatz zur Kupferscheibe ist hier ein Unterschied zwischen der durch die Kalibrierung errechneten Schirmdämpfung „as“ und der Systemeinfügedämpfung „S21 Vollmaterial“ erkennbar.

#### 4 Messung der Gehäuseschirmdämpfung mit der Antennenmethode gemäß DIN EN 610005-7

Hat man nun das geeignete Material für ein Gehäuse oder Gehäuseteil gefunden, ist möglicherweise das nächste Ziel, dessen Schirmwirkung in einem Komplettgehäuse zu prüfen. Hier erhöht sich die Komplexität des Prüfverfahrens gegenüber dem in der TEM-Zelle erheblich.

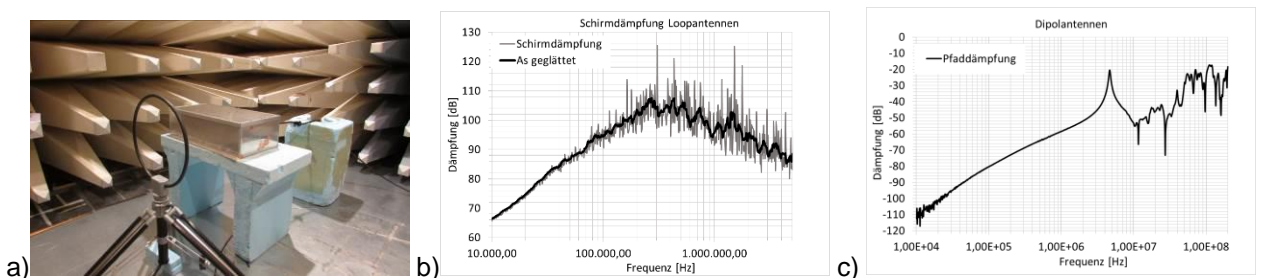
Die Vorgehensweise ist folgende: in einer (Teil-) Absorberhalle wird eine Sende- so auf eine Empfangsantenne ausgerichtet dass die Empfangsleistung optimiert wird, wie in Bild 4a) dargestellt. Nun wird eine definierte Leistung durch die Sendeantenne emittiert und der von der Empfangsantenne empfangene Pegel protokolliert. Anschließend wird die Empfangsantenne mit dem zu prüfenden Gehäuse umbaut, und erneut die bereits erwähnte Leistung gesendet. Bild 4b) zeigt den Aufbau. Der nun gemessene Pegel wird

vom zuvor gemessenen abgezogen, wenn die Leistungen in dBm angegeben sind. Mit dieser Methode wird der Aufbau mit all seinen Dämpfungsparametern herauskalibriert, übrig bleibt nur die Dämpfung des die Empfangsantenne umgebenden schirmenden Gehäuses. Die Ähnlichkeit zur Vorgehensweise bei der TEM-Zelle ist nicht zufällig [3].



Die Einfachheit der Datenauswertung ist ein Vorteil dieser Art von Prüfungen. Allerdings eine umfangreiche Prozedur der Geräteselektion und ein Austarieren ihrer Eigenschaften vorangegangen. Erstrebenswert ist ein maximaler Signal-Rauschabstand, beispielsweise wie in Bild 3a), wo über 120dB Schirmdämpfung messbar sind. Bild 3b) zeigt dann, wie die Messdynamik wegen der Messwerte der Leerprobe um bis zu 50dB bei 100kHz reduziert wird. Mit langen Zuleitungen und kleinen Antennen in großen Abständen zueinander sind 50dB Dynamikverlust auch keine Seltenheit.

Konkrete Problemstellung: eine Schirmbox mit mehreren Kammern, abgebildet in Bild 5a) und Bild 6b), soll auf eine Mindestschirmdämpfung von 80dB überprüft werden. Ab 30 MHz soll eine Dipolantenne zum Einsatz kommen, darunter eine Loop-Antenne. Allerdings hat die Vorkammer die Abmessungen von ca. LxBxH 30x40x25 cm. Es können also nur kleine Antennen verwendet werden, die eher im hohen 3-stelligen MHz oder GHz-Bereich zum Einsatz kommen. Dementsprechend niedrig ist ihr Wirkungsgrad oder Gewinn bei 30 MHz. Die Pfaddämpfung eines Dipolpaars mit 24dB-Vorverstärker in 3m Abstand ist in Bild 5c) zu sehen. Diese Pfaddämpfung muss überwunden werden, um valide Schirmdämpfungsergebnisse zu erhalten.



**Bild 5:** a) 60cm-Loop-Antenne vor Schirmbox b) Schirmdämpfungsmessung Magnetfelder mit Loop-Antennen (12cm-Loop in Box) c) Messung der Pfaddämpfung des Dipolpaars

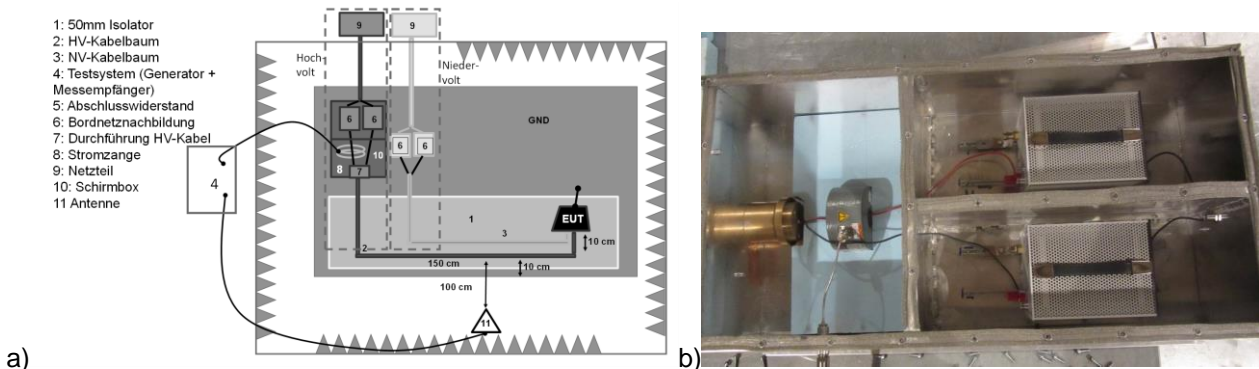
Gut zu sehen ist in Bild 5b), wie mit den Schleifenantennen die Wanddicke der Aluminiumbox messbar ist. Als Plausibilitätskontrolle genügt ein Blick in die Schirmdämpfungstabellen in [6]. Für einen Wandabstand von 10cm und 10kHz Frequenz werden 2,7mm Wandstärke für 60dB Schirmdämpfung für Aluminium angegeben, bei 100kHz 1,8mm für 100dB. Bei einer Wanddicke von 2mm und einem Wandabstand von 40 cm kann man von einer guten Übereinstimmung sprechen. Über 500kHz ist die

Schirmdämpfung der Box größer als die Messdynamik, die bei minimal 80dB liegt. Somit ist sie als Peripherie für die gestrahlte Hochvolt-Niedervolt-Koppeldämpfung geeignet. Auch wäre ihre Schirmdämpfung hoch genug, um sie als Träger für Werkstoffproben zu verwenden. Diese könnten in Form von Deckeln oder als Füllmaterial gefertigt werden, theoretisch wären auch Schirmdämpfungsmessungen an leitfähigen Flüssigkeiten möglich.

## 5 Messung der gestrahlten Hochvolt-Niedervolt-Koppeldämpfung gemäß CISPR25, 4. Edition

Hintergrund dieses Prüfverfahrens ist die Notwendigkeit, das Emissionsverhalten des Hochvolt-Systems, beziehungsweise dessen potentiellen Einfluss auf die Niedervolt-Kreise des Elektrofahrzeugs zu bestimmen. Das schließt auch eine Bestimmung der Performance des Schirms ein. Dazu muss die Komponente in einem repräsentativen, Betriebszustand laufen, der vor der Prüfung in der Prüfspezifikation zu definieren ist. Dies bedeutet beispielsweise, dass die HV-Kreise aktiv sind. Der prinzipielle Aufbau gemäß CISPR25-4th Ed. ist in Bild 6a) dargestellt, in Bild 6b) die Schirmbox aus dem vorherigen Kapitel im Einsatz.

Nun geschieht folgendes: in den Hochvolt-Kabelbaum wird mit einer BCI-Zange, also galvanisch getrennt, ein hochfrequenter Strom eingepreßt, der an der Hochvolt-Netznachbildung eine Spannung erzeugt, die den Grenzwerten für die Störspannung an der Hochvolt-Netznachbildung entspricht. An der Antenne wird gemessen, ob die Abstrahlung des Signals aus dem Hochvolt-Kabelbaum die Emissionsanforderungen an das Gesamtsystem erfüllt [4].



**Bild 6:** a) Schematischer Prüfaufbau b) Schirmbox mit Bordnetznachbildungen und BCI-Zange um HV+

An dieser Stelle sollen in erster Linie einige Überlegungen zur Vorgehensweise gemacht werden. Das Verfahren liefert einige wichtige Informationen, die die Integration der Hochvoltkomponente in das Gesamtfahrzeug ermöglicht.

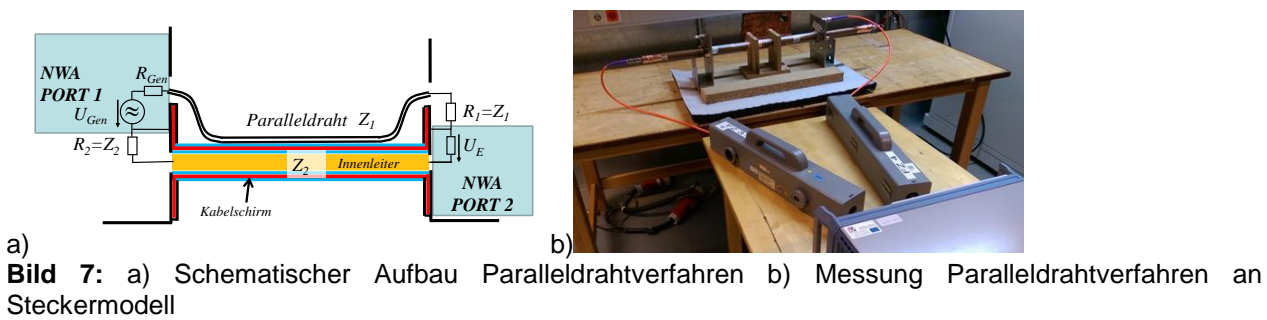
Eine Komponente, die keine hochfrequenten Anteile im HV-Bordnetz erzeugt, beispielsweise ein DC-Heizelement, kann ein fehlerhaftes Schirmkonzept besitzen, durch das andere sich im Schirm befindliche Baugruppen abstrahlen können, ohne dass dies vor der Fahrzeugprüfung auffallen würde. Somit ist die Prüfung zwar nicht direkt eine Schirmdämpfungsmessung, aber ein Nachweis, dass das Design des Schirms den Anforderungen an das Gesamtfahrzeugkonzept genügt. Es ist allerdings zu beachten, dass die Niedervoltebene keine Pegel über den Grenzwerten der gestrahlten Emission



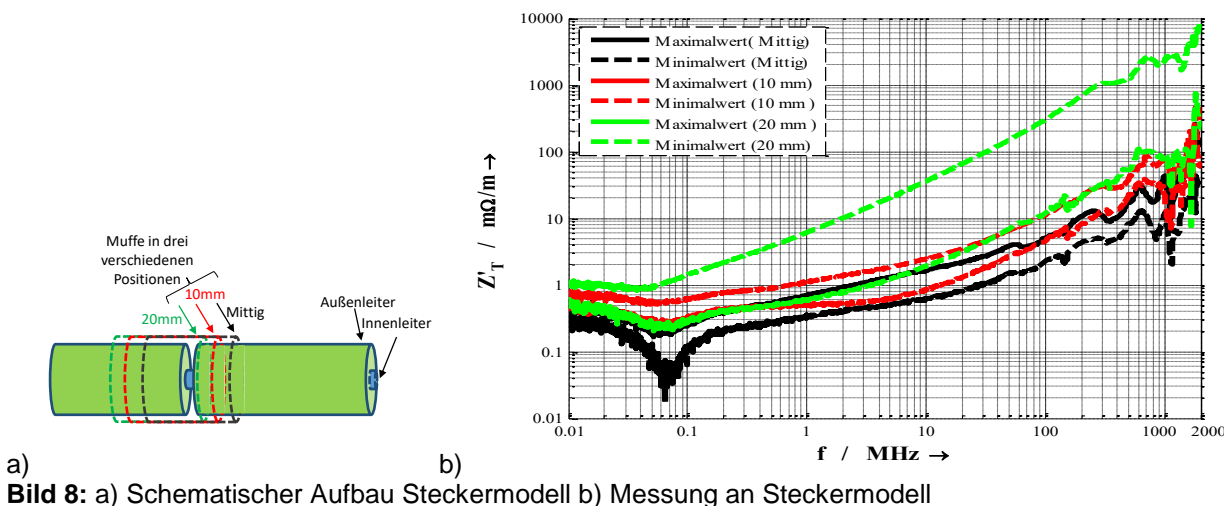
aussenden sollte, da an diesen Frequenzen keine Bewertung der Schirmperformance beziehungsweise des Abstrahlverhaltens des HV-Kreises erfolgen kann.

## 6 Transferimpedanzmessung mit dem Paralleldrahtverfahren gem. IEC 62153-4-6 (2017-08)

Das Paralleldrahtverfahren zur Bestimmung der Transferimpedanz von Kabeln und konfektionierten Steckverbindern, schematisch dargestellt in Bild 7a) und fotografisch in Bild 7b), besitzt im Wesentlichen 2 Vorteile: zum einen können fast beliebig komplexe Strukturen vermessen werden, falls ein Paralleldraht darüber gezogen werden kann, zum anderen können mit kompakten Messaufbauten valide Messergebnisse für die Schirmperformance im Mittelwellen- und UKW-Bereich gewonnen werden. Dank der Norm IEC 62153-4-6 von 2017 steht eine moderne Prüfgrundlage zur Verfügung, die die Anforderungen an das Messverfahren bei Messungen von Hochvoltkabeln und –steckern umgesetzt hat. So ist eine Messung ohne Impedanzkorrekturglied zwischen Prüfling ( $Z_2$ ) und Empfängerport ( $50\Omega$ ) gestattet, was die Prüfung erheblich vereinfacht [3].



### 6.1 Messung der Transferimpedanz von Designmerkmalen eines Steckverbinders anhand eines Modells



Im Rahmen einer Bachelorarbeit [8] fand eine Untersuchung statt, wie sich der Formschluss eines Steckverbinders auf dessen Transferimpedanz auswirken kann, möglicherweise auch durch Verschleiß im Laufe eines Fahrzeuglebens. Ein Steckermodell ist als 50-Ohm-System aus handelsüblichen Kupferrohren aufgebaut, ein Foto ist in Bild 7b) zu sehen, als Steckerbinder dient eine dazu passende, verschiebbare

Muffe, deren Überlappung variiert wird. Sie ist in Bild 8a) abgebildet. Gemäß [3] kann die Transferimpedanz mit Formel (04) aus dem Streuparameter  $S_{21}$  in dB berechnet werden:

$$Z'_T = \frac{2}{l_k} \cdot R_1 \cdot 10^{\frac{S_{21,dB}}{20}} \quad (04)$$

$R_1$  ist die Terminierung des Paralleldrahtes,  $l_k$  die Koppellänge von 0,5m. Es wurden aus mehreren Wiederholungen der Messungen die Minimal- und Maximalwerte festgehalten.

Zu erkennen ist in Bild 8b), wie die Transferimpedanz von der Qualität der Fügestelle abhängt. Je weiter die Kante der Muffe aus der Mittenposition (Mittig) in Richtung des Spaltes zwischen den beiden Aufbauhälften wandert, desto höher werden die Transferimpedanzwerte. Bei minimaler Überlappung steigt die Streuung der Messwerte überproportional an. Der „Maximalwert (20mm)“ stellt somit die Vorstufe zum Wackelkontakt dar, ein kompletter Wegbruch der Schirmung wäre die Folge.

## 7 Zusammenfassung

Eine Gehäusekomponente für ein Elektrofahrzeug kann während ihres Entwicklungsprozesses mit verschiedenen Normprüfverfahren auf ihre Schirmperformance untersucht werden. Auch gealterte Stichproben, beispielsweise aus dem Feld, können in Prüfaufbauten implementiert werden. Die Materialzusammensetzung und die Geometrie der Proben kann vielleicht die Verfahren, die in Frage kommen einschränken, aufgrund der Vielfalt an Messmethoden ist aber praktisch ausgeschlossen, dass überhaupt keine Informationen über die Schirmwirkung eines Produkts gewonnen werden können.

## Literaturangaben

- [1] ASTM D4935-10, Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials<sup>1</sup>, 2012
- [2] DIN EN 61000-5-7, Installationsrichtlinien und Abhilfemaßnahmen – Schutzarten durch Gehäuse gegen elektromagnetische Störgrößen (EM Code), 2001
- [3] IEC 62153-4-6 ed 2.0 Metallic cables and other passive components test methods – Part 4-6: Electromagnetic compatibility (EMC) – Surface transfer impedance – Line injection method, 2017-08
- [4] CISPR 25 Ed. 4, Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers 2016-10
- [5] Kaden, Heinrich: Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik, Springer-Verlag / Berlin Göttingen Heidelberg J.F. Bergmann / München, 1959
- [6] Wolfesperger, Hans A.: Elektromagnetische Schirmung Theorie und Praxisbeispiele, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008, ISBN 978-3-540-76912-5
- [7] Jung, Lorenz: Einfluß von Schirminhomogenitäten bei Mehrleiterkabeln auf die komplexe Transferimpedanz, Shaker Verlag Aachen, 2003
- [8] Hasni, Ramzi: Experimentelle Untersuchung der Einflüsse von Konstruktionsmerkmalen der in Hybrid-und Elektrofahrzeugen eingesetzten Hochvolt-Steckverbinder auf deren schirmdämpfenden Eigenschaften anhand eines Stecker-Modells, Dortmund, 2015

# Einfluss der Bordnetznachbildung auf Störfestigkeitsmessverfahren (z.B. BCI) oberhalb 100 MHz

Referent: Dr. Ralph Schertlen, Robert Bosch GmbH, Robert-Bosch-Straße 2, 71701 Schwieberdingen, Germany, [ralph.schertlen@de.bosch.com](mailto:ralph.schertlen@de.bosch.com)

Co-Autoren: Andrea Scholl, Robert Bosch GmbH, Hauptstraße 34, 77830 Bühlertal, Germany, [andreamarie.scholl@de.bosch.com](mailto:andreamarie.scholl@de.bosch.com)

Co-Autoren: Achim Kempe, Robert Bosch GmbH, Tübinger Straße 123, 72762 Reutlingen, Germany, [achim.kempe@de.bosch.com](mailto:achim.kempe@de.bosch.com)

Co-Autoren: Dr. Jan Hansen, Robert Bosch GmbH, Robert-Bosch-Straße 2, 71701 Schwieberdingen, Germany, [jan.hansen@de.bosch.com](mailto:jan.hansen@de.bosch.com)

Co-Autoren: Roland Eidher, Robert Bosch GmbH, Tübinger Straße 123, 72762 Reutlingen, Germany, [roland.eidher@de.bosch.com](mailto:roland.eidher@de.bosch.com)

## 1 Unterschiedliche Messergebnisse trotz standardisiertem Messaufbau

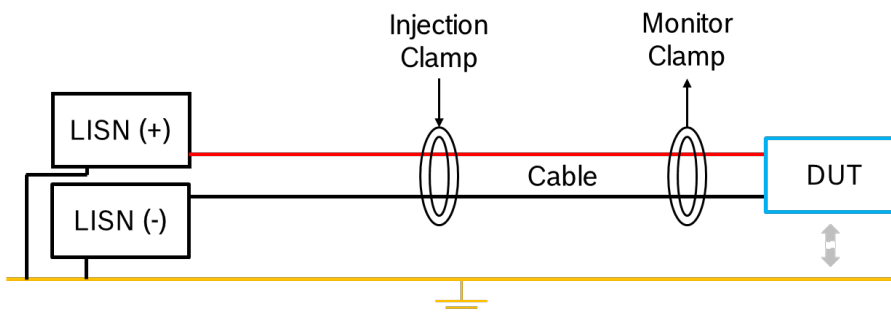
Bei Störfestigkeitsmessungen insbesondere im Frequenzbereich oberhalb 100 MHz kann man gelegentlich beobachten, dass Prüflinge (DUTs – **D**evice **U**nder **T**est) in einem Labor die Anforderungen einhalten, im anderen Labor jedoch nicht. Auf den ersten Blick verwundert dies, sind doch die Messaufbauten und Messmethoden standardisiert.

### 1.1 Einsatz von LISNs innerhalb und außerhalb ihrer Spezifikation

Gemäß ISO 11452-4 (Anhang C) ist eine Spezifikation von Bordnetznachbildungen (LISN) für das Störfestigkeitsverfahren „Bulk Current Injection“ (BCI) bis 108 MHz gefordert [1]. Allerdings werden sie im EMV-Praxisalltag häufig bis 400 MHz und darüber hinaus (max. 6 GHz im Automotive-Bereich) verwendet.

### 1.2 Messkette und Messaufbau

Der gesamte Messaufbau ist schematisch in Bild 1 dargestellt.



**Bild 1:** Schematische Darstellung des Messaufbaus.

In Bild 1 finden sich: Links zwei (ideale) LISNs; rechts das galvanisch entkoppelte DUT mit Differential-Mode-Impedanz (variabel) sowie einer nicht näher definierten, sondern

vom jeweiligen DUT abhängigen Common-Mode-Kapazität zwischen DUT(-Gehäuse) und Massefläche („Offset“-Kondensator); dazwischen Kabel sowie Einkopplung (Injection clamp) und Messzange (Monitor clamp).

Die Messkette wirkt derart, dass mittels einer Einspeisezange (injection clamp) ein Gleichtaktstrom in die Verbindungsleitung zwischen Versorgung und DUT eingeprägt wird. Etwas näher am Prüfling misst die Prüfzange (monitor clamp) den tatsächlich eingeprägten Gleichtaktstrom. Der Prüfling wird betrieben und darf trotz eingeprägtem Gleichtaktstrom nicht ausfallen.

### **1.3 Spezifikation und Kalibrierung**

Die Komponenten des Messaufbaus aus Bild 1 sind wie folgt spezifiziert:

- LISN – 100 kHz bis 108 MHz; frequenzabhängige Impedanz; regelmäßig kalibriert
- Einkoppel- und Überwachungszange – 10/100 kHz bis 400 MHz / 1 GHz / 3 GHz
- Kabel – ab 0 Hz; keine obere Frequenzgrenze spezifiziert

Sämtliche Messgeräte sind mit 50 Ohm-Anschlüssen versehen. Die BCI-Zangen werden ab 100 kHz bis 400 MHz bzw. intern bis 1 GHz verwendet; LISNs bei RIA (Radiated Immunity Antenna) bis 6 GHz. Kabel bzw. Leitungen sind hinsichtlich Wellenwiderstand nicht näher spezifiziert, lediglich ihre Lage über der Massefläche ist festgelegt, der Abstand zwischen Kabel und Massefläche beträgt ca. 50 mm.

### **1.4 Pass/Fail – liegt es am Prüfling oder am Labor?**

Simulativ wird (oberhalb 108 MHz, also außerhalb der LISN-Spezifikation) der Frage nachgegangen, ob sich hinter beobachteten Gelegenheitsausfällen (d.h. „Pass“ in Labor A, aber „Fail“ in Labor B) Zufallsereignisse oder Systematiken verbergen. Insbesondere wollen wir untersuchen, warum ein DUT bei der Messung zwischen 108 MHz und 1 GHz in einigen Laboren ausfällt, in anderen jedoch bei gleichem Aufbau besteht. Es soll die Frage beantwortet werden: Ist das Pass/Fail-Verhalten ein grundsätzliches Problem des Prüfaufbaus, ein stochastisches DUT-Problem oder ein systematisches Problem durch Impedanzfehlpassung von DUT bzw. LISN?

Hierzu werden neben Koppeleffekten und parasitären Elementen auch die frequenzabhängigen Impedanzen der einzelnen Komponenten des Messaufbaus betrachtet.

## **2 Impedanz von LISNs und Kabel**

Nachfolgend werden die relevanten Komponenten des Messaufbaus in Einzelbetrachtung dargestellt. Diese sind: LISN respektive deren Impedanzverhalten; Kabel(-baum); DUT; Koppelkapazität zum Messtisch.

### **2.1 Impedanzen von LISNs**

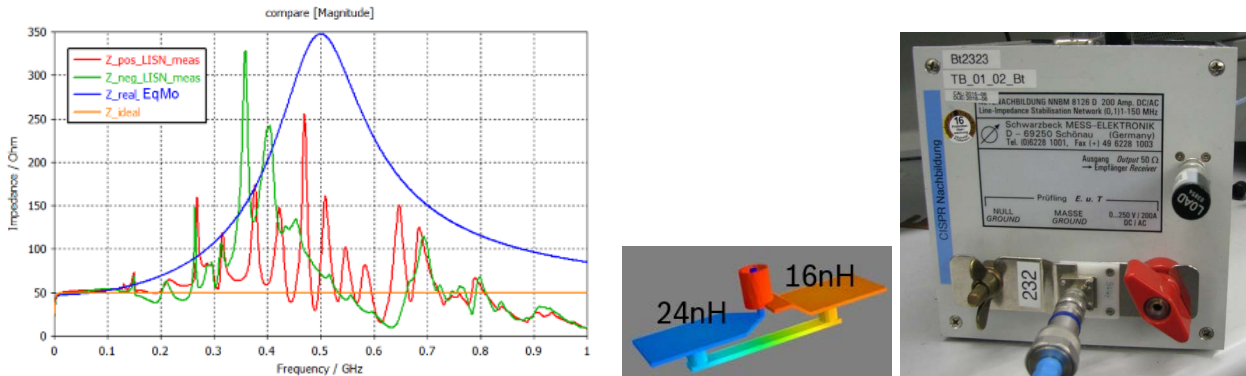
Die Impedanz einer LISN ist normativ bis 108 MHz definiert. Oberhalb von 108 MHz variiert diese teils stark, da der Einfluss der parasitären Elemente innerhalb der LISN zunimmt.



Um mehr über das Impedanzverhalten von LISNs zu erfahren, wurden einige Untersuchungen am Beispiel des BCI-Verfahrens durchgeführt. Messungengenauigkeiten bei der Impedanzbestimmung (insbesondere oberhalb von 108 MHz) sind z.B. abhängig von:

- der Notwendigkeit für eine Adaption zwischen den Anschlussklemmen einer LISN und dem koaxialen Anschluss eines Messkabels (Jig)
- den zulässigen Herstellertoleranzen LISN {A}  $\neq$  LISN {B}  $\neq$  LISN {C}

Beispielhafte Ergebnisse für LISN-Impedanzen (mit Jig) finden sich in Bild 2. Weiterhin wird die ideale (50 Ohm oberhalb 10 MHz) und eine 'EqMo' (äquiv. Modell, grobe Hüllkurve) Impedanzkurve dargestellt.

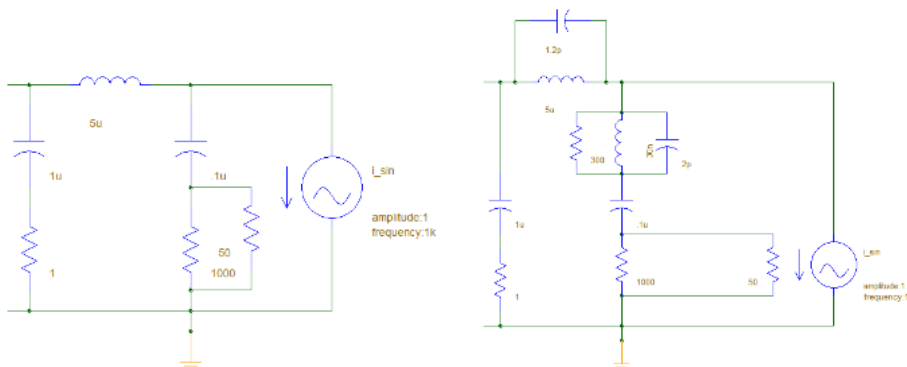


**Bild 2:** Impedanz von LISNs (ideal (orange), 'EqMo' (blau) und 2 gemessene).

Man erkennt, dass jede der beiden gemessenen Impedanzkurven zweier unterschiedlicher LISNs stark vom Wunsch- bzw. Datenblattwert 50 Ohm im Frequenzbereich oberhalb 125 MHz abweicht. Jede LISN für sich weicht dabei auf ihre eigene Art ab. Die eine LISN, zu der die grüne Impedanzkurve gehört, hat ihr Impedanzmaximum bereits bei 350 MHz. Die andere LISN, zu der die rote Impedanzkurve gehört, hat ihr Impedanzmaximum hingegen erst bei 470 MHz. Bei beiden schwankt der gesamte Verlauf oberhalb von 125 MHz sehr stark.

Es wurde auf Basis der roten Messkurve ein Ersatzmodell mit einem RLC-Parallelschwingkreis im Auskoppelpfad entworfen, um das Impedanzverhalten bis 1 GHz mit einer Hüllkurve abzubilden und ein Netzwerksimulationsmodell aufsetzen zu können.

Die beiden Schaltbilder – sowohl der idealen LISN als auch der um Parasiten erweiterten 'EqMo'-LISN – sind in Bild 3 dargestellt.

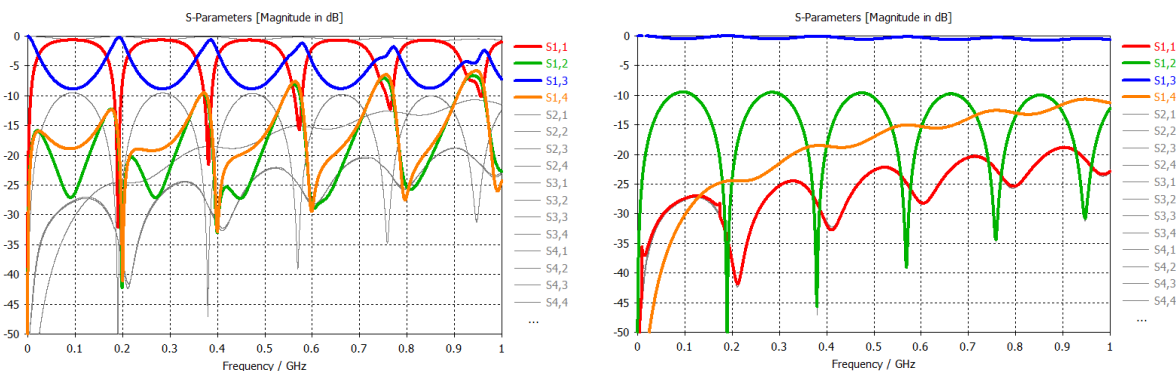


**Bild 3:** Schaltbild der idealen LISN (links) und Ersatzschaltbild einer „Hüllkurven-LISN“ (rechts).

Einen BCI-Messaufbau mit von 50 Ohm abweichenden LISN-Impedanzen abzuschließen muss nicht zu „Fail“ Ergebnissen führen. Wie steht es jedoch um die konsistente Bewertung der Testergebnisse in Labor A gegenüber Labor B? Bisher wurden entweder Prüfling oder Messaufbau als Ursache für Gelegenheitsausfälle vermutet.

## 2.2 Einfluss der Kabel

Im BCI-Messaufbau liegen die Kabel ca. 50 mm über dem leitfähigen Messtisch. Interessant, wenngleich auch nur eingeschränkt im Verdacht stehend, Gelegenheitsausfälle zu verursachen, da der Aufbau in allen Laboren ausreichend gute Ähnlichkeit bezüglich der Kabellage aufweist, ist der Verlauf der S-Parameter über der Frequenz. Abhängig von der Leitungslänge sieht man Resonanzeffekte sowohl bei der Übertragung ( $S_{31}$ ) als auch bei der Reflexion eingespeister Signale ( $S_{11}$ ). Der Verlauf der S-Parameter über der Frequenz für ein Kabel der Länge 750 mm ist in Bild 4 dargestellt.



**Bild 4:** S-Parameter einer Zweidrahtleitung über einer Massefläche, jeder Draht mit einem Port gegen die Massefläche abgeschlossen. Linkes Bild: Abschluss mit 50 Ohm-Ports; rechtes Bild: Abschluss mit 270 Ohm-Ports.

Bei einem Aufbau mit zwei Drähten und einer Massefläche ergeben sich drei unterschiedliche Permutationen für den Stromfluss (Fall 4 ohne Massefläche wäre eine schlichte Zweidrahtleitung) und damit auch drei verschiedene Wellenwiderstände.

1. Der Strom fließt über beide Drähte hin und über die Massefläche zurück (Gleichtaktfall) =>  $Z = 200 \text{ Ohm}$
2. Der Strom fließt über einen Draht hin und hälftig über die Massefläche sowie den anderen Draht zurück =>  $Z = 270 \text{ Ohm}$
3. Der Strom fließt über einen Draht hin und über die Massefläche zurück (so als wäre der zweite Draht gar nicht vorhanden) =>  $Z = 300 \text{ Ohm}$

Schließt man jeden Draht mit einem 50 Ohm-Port ab, so erhält man den welligen Verlauf für die S-Parameter mit Bergen und Tälern im definierten Verhältnis von Leitungslänge und Frequenz (d.h. Wellenlänge).  $S_{11}$  (rot) lässt z.B. bereits bei ~100 MHz so gut wie keine Leistung auf den Draht,  $S_{31}$  (blau) hat deswegen sehr wenig Durchgang, d.h. am anderen Ende des Drahts kommt keine Leistung an, da sie vom Port bereits gar nicht eingespeist werden kann. Gleiches gilt bei ~300 MHz, ~450 MHz usw.

Schließt man hingegen jeden Draht mit einem 270 Ohm-Port ab, so erhält man den glatten Verlauf für die S-Parameter mit einem Verhalten wie man es für widerstandsangepasste Verhältnisse kennt und erwartet ( $S_{11}$  (rot) sehr niedrig,  $S_{31}$  (blau) bei ca. 0 dB).

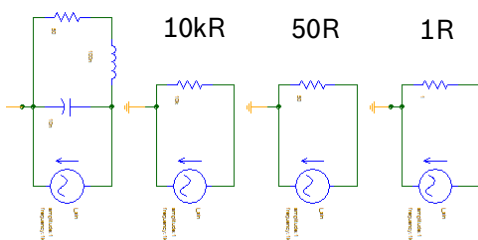
Das Verhalten des Kabels muss in der Gesamtanordnung mit bedacht werden, da näherungsweise bei den Frequenzen, bei denen mit 50 Ohm-Ports der S-Parameter  $S_{11}$  nahe bei 0 dB ist und  $S_{31}$  deutliche negative Werte aufweist, das DUT von den LISNs de facto entkoppelt ist („entkoppelte Frequenzen“). Bei anderen Frequenzen ( $S_{11}$  deutlich negativ,  $S_{31}$  nahe 0 dB) findet eine starke Wechselwirkung zwischen LISN (mit ihrem diffusen Impedanzverlauf oberhalb 100 MHz) und DUT statt.

Dies erklärt, dass bei den „entkoppelten Frequenzen“ die Impedanz der LISNs auf Grund des Kabelverhaltens wenig bis gar nicht relevant ist. Andererseits kann auch in dem Fall (also bei all den Frequenzen), in dem die LISN eine Impedanz deutlich größer als 50 Ohm hat, aus der vorigen „Entkopplung“ nun eine einseitige Anpassung (oder zumindest ähnlich) werden, wenn die Leitung bedingt durch den hohen Impedanzwert der LISN schlichtweg angepasster abgeschlossen ist.

### 2.3 DUT – Annahmen zur Simulation

Die zu vermessenden Objekte decken die ganze Bandbreite an Elektronik ab. Es fängt an bei kleinen Sensoren mit hochohmigen Impedanzen in Richtung Kabelbaum, geht über Steuergeräte mit mittleren Impedanzen bis schließlich zu Komponenten der Leistungselektronik mit sehr geringen Impedanzen.

Um diesen breiten Strauß an Kabelbaumabschlüssen durch unterschiedliche DUTs abzudecken, wurden exemplarisch mehrere verschiedene Dummy-DUTs angenommen.



**Bild 5:** Beispiele für unterschiedliche DUT-Impedanzen.

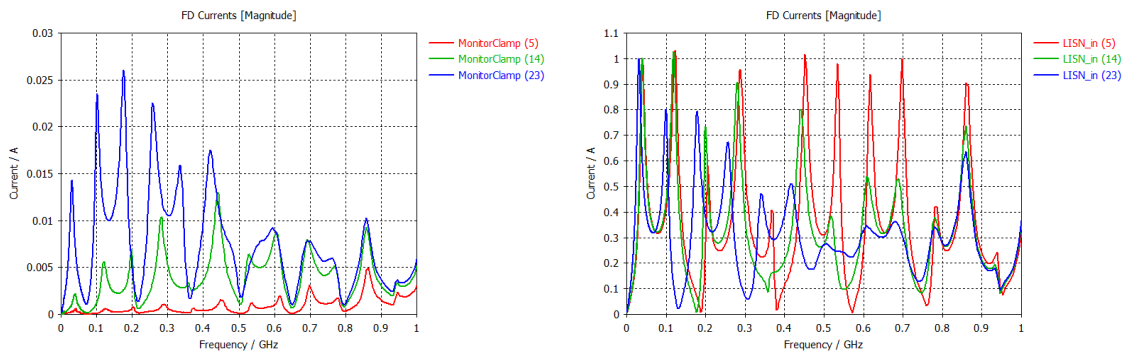
Ergebnis der Simulation und damit auch Fazit ist wie erwartet, dass die DUT-Impedanz nur eine sehr untergeordnete bis gar keine Rolle spielt, da Gleichtaktstörungen untersucht werden und es folglich egal ist, wie groß die Impedanz ist, die im Gleichtakt über der Massefläche schwebt.

### 2.4 Koppelkapazität zwischen DUT und Messtisch

Ein wesentlicher Faktor für Gleichtaktstörungen ist die Koppelkapazität zwischen DUT und Messtisch, die durch DUT-Gehäuse (o.ä.) und Messtisch gebildet wird. Diese Kapazität hängt vorwiegend von der Gehäusegröße des DUT ab und berechnet sich näherungsweise nach der bekannten Kondensatorformel  $C = \epsilon \cdot A / d$ . Sie liegt im Bereich von einigen bis einigen zehn Pikofarad.

Simulationen zeigen zwar, dass diese Kapazität eine große Rolle für die Gleichtaktstörungen spielt. Allerdings genügt dies nicht zur Erklärung der gelegentlichen

Ausfälle, da sie zwar von DUT zu DUT durchaus stark schwanken kann, jedoch für ein und dasselbe DUT bei verschiedenen Laboraufbauten weitgehend konstant bleibt.



**Bild 6:** Variation der Ströme auf Grund unterschiedlicher DUT-zu-GND-Kapazitäten. Links: Strom in der Überwachungsmesszange; rechts: Strom in die U\_Bat-LISN; jeweils 1, 10, 100 pF Offset-Kapazität.

### 3 Simulation des Gesamtaufbaus und Simulationsergebnisse

Um mit den oben dargestellten Erkenntnissen über das Einzelverhalten der Systemanteile das Gesamtsystem mit Blick auf die Fragestellung zu untersuchen, wurden Simulationen mit Variation von DUT, Variation der parasitären Kapazität zwischen DUT und Masseebene, Variation der LISN und auch hinsichtlich des Übertragungsverhaltens des Kabels durchgeführt.

#### 3.1 Koppelzangen

Für die Messzange wird ein validiertes Ersatzmodell auf Basis von Messungen aus der Simulationsdatenbank verwendet.

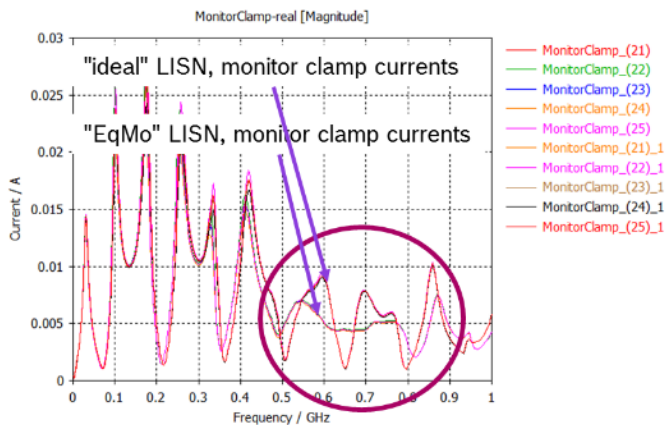
Die Einspeisezange wird nicht als gemessenes Ersatzmodell modelliert, sondern als ideale Quelle mit Innenwiderstand. Ersatzmodelle haben den Nachteil, dass sie zu sehr auf Rückwirkungen mit dem Gesamtsystem reagieren, was grundsätzlich in Ordnung ist. Im Falle dieser Untersuchungen ging es jedoch darum, bei definiert eingprägtem Strom klare Aussagen machen zu können über Unterschiede im Messergebnis an der Messzange, wenn reproduzierbar der gleiche Strom eingprägt wird. Als „ideale Quelle mit Innenwiderstand“ kommt eine Spannungsquelle mit 134 V zum Einsatz, der Innenwiderstand beträt 39 Ohm [2]. (Hinweis: eine ideale Stromquelle ohne Innenwiderstand lässt sich einfach implementieren, führt aber zu falschen Ergebnissen, da sie auf Grund ihres unendlich hohen Innenwiderstands die LISN-Seite und die DUT-Seite voneinander entkoppelt.)

#### 3.2 Kabel, DUT und Koppelkapazität

Die oben zu den Einzelkomponenten angeführten Ergebnisse stammen teilweise aus den Systemsimulationen, deswegen werden nachfolgend zu Kabel, DUTs und parasitärer Koppelkapazität zwischen DUT und Messplatte keine weiteren Ergebnisse präsentiert. Der Fokus liegt ausschließlich auf den Variationen, die von unterschiedlichen LISNs verursacht werden.

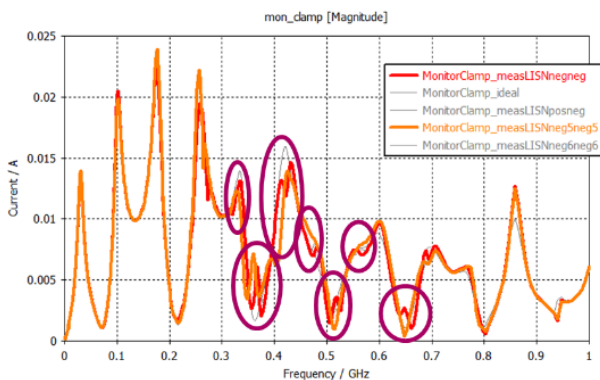
### 3.3 Variationen der LISNs

Der unterschiedliche Impedanzverlauf der vier verschiedenen LISNs aus Bild 2 (links) wird im Gesamtsystem modelliert und als Ergebnis der Effekt auf den Strom in der Messzange observiert.



**Bild 7:** Einfluss von LISN-Variationen (aus Bild 2 ideal (orange) und 'EqMo' (blau)) auf Ströme der Überwachungsspule.

Man sieht insbesondere im Frequenzbereich zwischen ~500 MHz und ~800 MHz deutliche Unterschiede in den beiden Stromverläufen. Der Stromverlauf der „idealen“ LISN (mit konstant 50 Ohm) weist die leitungstypischen Berge und Täler auf. Der Stromverlauf der „EqMo“ LISN mit ihrer Impedanz von 350 Ohm bei 500 MHz zeigt einen geglätteten Stromverlauf, was auf den offensichtlich angepassteren Leitungsabschluss zurückzuführen sein dürfte.



**Bild 8:** Einfluss von LISN-Variationen (aus Bild 2; gemessene (rot und grün)) auf Ströme der Überwachungsspule.

Für die beiden realen, d.h. gemessenen LISNs aus Bild 2 (rote und grüne Kurve) ergeben sich die in Bild 8 dargestellten Kurven. Beide sind in weiten Bereichen auf den ersten Blick nah beieinander, jedoch weisen sie bei genauerem Hinsehen teilweise signifikante Unterschiede auf. Bei der vergleichenden Betrachtung ist zu beachten, dass man die

Werte jeweils an einem Frequenzpunkt vergleichen muss, d.h. bildlich gesprochen das Lot auf die x-Achse bilden.

Die Stromwerte jeweils an einem Frequenzpunkt (also x-Wert) weisen deutliche Unterschiede auf, teilweise über den Faktor 2 hinausgehend. Damit wird klar, dass dies je nach Rückkopplungsverfahren (Open-Loop / Closed-Loop) des Messzangenstroms zu den gesuchten Unterschieden zwischen verschiedenen Laboren und damit zur Ursache der Gelegenheitsausfälle führen kann.

### 3.3.1 Fazit aus der LISN-Variation

Im „Open-Loop-Verfahren“ findet keine Rückkopplung zwischen Mess- und Einspeisestelle statt. Hier zeigen die Simulationsergebnisse, dass abhängig von den unterschiedlichen LISN-Impedanzen der gleiche Prüfling bei zwei unterschiedlichen LISNs mit deutlich unterschiedlichen Strömen beaufschlagt wird, wodurch einmal ein „Pass“ und ein andermal ein „Fail“ resultieren kann.

Im „Closed-Loop-Verfahren“ wird der eingespeiste Strom auf Basis des Stroms in der Messzange geregelt. In diesem Fall bedeutet die simulativ ermittelte Stromvariation, dass der Prüfling durch Nachregelung des Einspeisestroms (und damit in manchen Fällen „Überregelung“) höhere Werte annimmt, als er eigentlich sollte. Auch dies kann besagtes „Pass/Fail“-Verhalten verursachen.

## 4 Schlussfolgerung

Unterschiedliche „Pass/Fail“-Ergebnisse bei BCI-Aufbauten sind durch deutliche Variationen des LISN-Impedanzverhaltens bei Frequenzen oberhalb 100 MHz gut erklärbar. Wie auch immer die Messstrategie aussieht (Open-Loop oder Closed-Loop), treten bei unterschiedlichen LISNs unterschiedliche Belastungen (bzw. Bestromungen) des DUT auf, die dazu führen können, dass in Labor A der Prüfling den Test besteht, wohingegen derselbe Prüfling in Labor B ausfällt.

## 5 Ausblick

Um für das beschriebene und simulativ sezierte Problem Abhilfe zu schaffen, wäre es notwendig, den Impedanzverlauf von LISNs im gesamten Messfrequenzbereich (also bis 400 MHz, 1 GHz oder 6 GHz) zu spezifizieren.

## Literaturangaben

- [1] ISO 11452-4:2011(en), Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy — Part 4: Harness excitation methods, Annex C Artificial Network, C.2 AN impedance
- [2] Werner Storbeck: „Vergleichende Untersuchungen an EMV-Prüfeinrichtungen der Kraftfahrzeugindustrie“, Dissertation, Shaker Verlag, Aachen, 2000

---

# Elektromagnetische Felder

---



# Flächendeckende Expositionsbewertung mittels hochgenauer und breitbandiger Feldkarten

Prof. Dr.-Ing. Dipl.-Volksw. Matthias Hampe,  
Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Fakultät Elektrotechnik  
Labor für Elektromagnetische Verträglichkeit, Wolfenbüttel, m.hampe@ostfalia.de

## Abstract

Die Arbeit behandelt neuartige Feldkarten, die sich als hochgenaue, flächendeckende Momentaufnahme für hochfrequente elektromagnetische Felder interpretieren lassen. Die Feldkarten wurden mit einem mobilen Messaufbau erstellt. Zentraler Bestandteil ist hier ein moderner Messempfänger mit Zeitbereichsoption. Aktuell werden Frequenzen im Bereich 300 MHz bis 3 GHz vermessen, um die derzeit wichtigsten hochfrequenten Sendequellen zu erfassen, insbesondere die Mobilfunksignale. Zur abschließenden Bewertung der Expositionssituation wird der Gesamtsummationsquotient gemäß der 26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes gebildet und dargestellt [1]. Eine Auswertung der Messungen in über 200 Städten zeigt eine gute Korrelation des Gesamtsummationsquotienten mit der Bevölkerungsdichte.

## 1 Einleitung

Elektromagnetische Felder (EMF) werden in immer vielfältigerer Weise unter immer vollständigerer Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Frequenzspektrums durch technische Geräte und Anlagen erzeugt. Im Hochfrequenzbereich wird das Spektrum immer lückenloser für die drahtlose Nachrichtenübertragung genutzt. Dies hat auch Auswirkungen auf den Pegel der elektrischen und magnetischen Felder im Alltag. Die ständig neu hinzukommenden technischen Applikationen und ihre rasche Verbreitung erfordern es, die veränderte Expositionssituation des Menschen zu erfassen und die Gesamtheit der auf ihn einwirkenden elektromagnetischen Felder zu bewerten. Daher ist zukünftig eine flächendeckende Erfassung und Bewertung der Immissionen in den jeweiligen Frequenzbändern von herausragender Bedeutung [2, 3, 4].

In dieser Arbeit präsentieren wir neuartige Feldkarten für zahlreiche deutsche Städte, die in den vergangenen Jahren mittels eines mobilen Messaufbaus erstellt wurden. Zentraler Bestandteil ist dabei ein moderner Messempfänger, der seit einigen Jahren verstärkt für normgerechte Messungen genutzt wird [5, 6]. Der wesentliche Vorteil des Messgerätes ist die vergleichsweise kurze Messzeit, was eine flächendeckende und zugleich breitbandige Signalerfassung ermöglicht. Der Messaufbau wird detailliert im nächsten Abschnitt beschrieben. Anschließend werden die erzielten Messergebnisse vorgestellt und diskutiert.

## 2 Messaufbau

Das eingesetzte mobile Messsystem zur breitbandigen Messung elektromagnetischer Felder zeigt Abbildung 1. Der Zeitbereichsmessempfänger als zentrales Element ist über ein verlustarmes Hochfrequenzkabel mit einer bikonischen Antenne verbunden. Im Rahmen dieser Arbeit kamen zwei unterschiedliche Messempfänger zum Einsatz, der TDEMI X6 von Gauss Instruments und der ESR7 von Rohde & Schwarz. Da beide Geräte vergleichbare Ergebnisse mit nahezu identischer Genauigkeit liefern, wird im Folgenden nicht weiter zwischen den jeweiligen Messungen mit den Messempfängern unterschieden. Die breitbandige bikonische Messantenne SBA 9113 von Schwarzbeck ist in einem Dachgepäckträger angeordnet, um einerseits einen Witterungsschutz und andererseits die erforderliche Messhöhe von ungefähr 1,5 m über dem Erdboden zu gewährleisten [7]. Alle Messungen werden mittels eines Steuerrechners gestartet und beendet, alle Ergebnisse werden zudem auf diesem Rechner gespeichert. Schließlich wird ein Empfänger für globale Navigationssatellitensysteme (GNSS) genutzt, um die genaue Position während der Fahrt zu jedem Zeitpunkt bestimmen zu können.

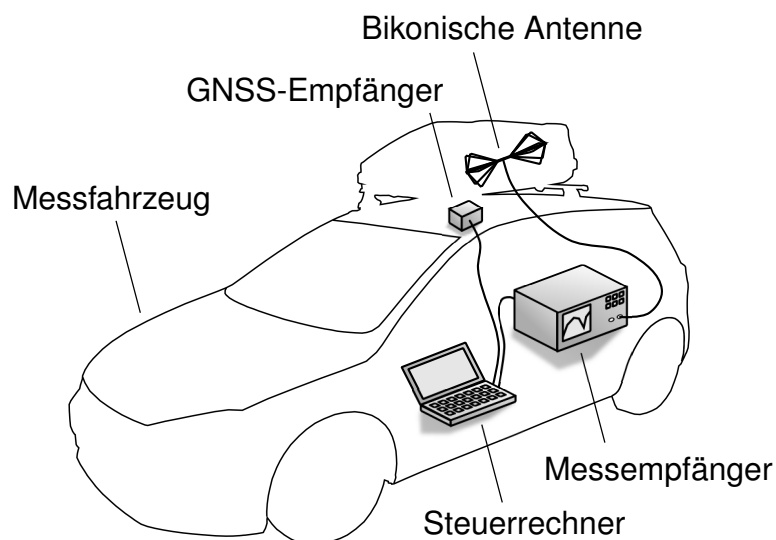


Abbildung 1: Messfahrzeug mit Zeitbereichsmessempfänger, bikonischer Antenne, Steuerrechner sowie GNSS-Empfänger.

Sämtliche Messungen erfolgen im Bereich 300 MHz bis 3 GHz<sup>1</sup>. Die Messbandbreite beträgt 120 kHz, der Experte würde daher von schmalbandigen Messungen sprechen. In dieser Arbeit wird dennoch der Begriff Breitbandmessung verwendet, da ein relativ großer Frequenzbereich abgedeckt wird. Die Verweilzeit wurde für alle Messungen zu 10 ms gewählt. Hieraus ergibt sich für einen vollständigen Frequenzdurchlauf eine Messzeit im Bereich von 1,3 s und 2,2 s. Insgesamt werden dann je nach verwendetem Messempfänger bis zu 97.335 Frequenzpunkte erfasst.

<sup>1</sup>Messungen aus dem Jahr 2015 decken den Bereich 500 MHz bis 3 GHz ab.

In zahlreichen Testmessungen wurde die breitbandige bikonische Antenne SBA 9113 horizontal und vertikal im Dachgepäckträger ausgerichtet. Höhere Feldstärken wurden dabei grundsätzlich mit der vertikalen Polarisation gemessen, da zahlreiche Sender ebenfalls diese Polarisationsebene verwenden, insbesondere Basisstationen für den Mobilfunk<sup>2</sup>. Dem Fachmann ist natürlich klar, dass sich die Feldstärke grundsätzlich nur dann exakt bestimmen lässt, wenn möglichst gleichzeitig Messungen in Richtung der drei Koordinatenachsen  $x$ ,  $y$  und  $z$  erfolgen. Der erforderliche Aufwand steht dabei allerdings in keinem Verhältnis zum erwarteten Mehrwert<sup>3</sup>. Demnach wurde für die umfangreichen Messvorhaben ausschließlich die vertikale Polarisation gewählt.

Abbildung 2 zeigt den Betrag  $E$  der elektrischen Feldstärke, die im September 2017 an einem Messort in Wolfenbüttel aufgezeichnet wurde. Sämtliche Daten wurden um den Einfluss sowohl des Messkabels als auch der Antenne korrigiert. Hierzu wurde die Einfügedämpfung des Messkabels mittels eines vektoriiellen Netzwerkanalysators als Funktion der Frequenz bestimmt. Außerdem wurde der Antennenfaktor der vertikal orientierten Antenne im Dachgepäckträger bestimmt. Nach Korrektur der Daten ist die maximale Feldstärke  $E = 126,8 \text{ dB} (\mu\text{V}/\text{m})$  bei der Frequenz  $f = 933,7 \text{ GHz}$ . Hierbei handelt es sich um einen GSM-Downlink-Kanal der Firma Telefonica. Der gemessene Wert liegt noch deutlich unterhalb des Grenzwertes gemäß der 26. Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (26. BImSchV) [1]. Schließlich soll angemerkt werden, dass sich Felder mit der Zeit ändern können. Die dargestellten Messwerte lassen sich daher als hochgenaue Momentaufnahme interpretieren.

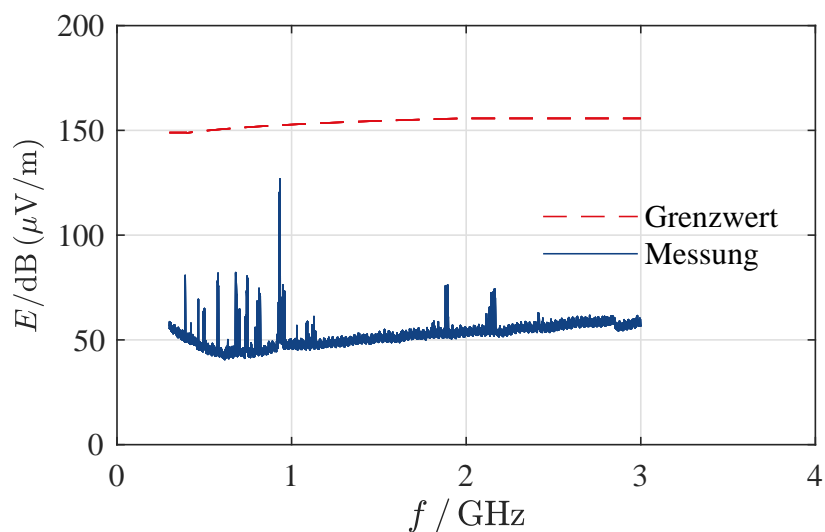


Abbildung 2: Betrag der elektrischen Feldstärke  $E$  für einen Messort in Wolfenbüttel mit der Grenzwertkurve entsprechend der 26. BImSchV [1]. Feldstärken sind grundsätzlich zeitvariant, die Messwerte lassen sich als hochgenaue Momentaufnahme interpretieren.

<sup>2</sup>Einige Basisstationen nutzen bekanntlich zudem eine Polarisation von  $\pm 45^\circ$ .

<sup>3</sup>Im Grunde müssten dann drei Messempfänger gleichzeitig Messdaten aufzeichnen.

### 3 Expositionsbewertung

Wie zuvor bereits angedeutet wurden in den vergangenen Jahren flächendeckende Messungen in über 200 Städten und Gemeinden mit dem mobilen Messsystem nach Abbildung 1 durchgeführt. Die elektrischen Feldstärken werden dabei kontinuierlich während der Fahrt gemessen und gespeichert. Außerdem wird die genaue Position zum Messzeitpunkt mittels des GNSS-Empfängers bestimmt. Streng genommen gibt es natürlich nicht den einen Messort, da sich das Messfahrzeug durchgehend bewegt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher der Ort zu Beginn eines jeden Messdurchlaufs als Messort definiert.

Um eine möglichst einfache und schnelle Bewertung der Expositionssituation durch die nicht-ionisierenden Felder zu erlauben, werden die recht umfangreichen Messdaten eines jeden Messortes zudem zu einer einzigen Kennzahl aggregiert. Diese Kennzahl wird als Gesamtsumimationsquotient (Total Exposure Ratio, *TER*) bezeichnet [3, 4, 7]. Für die vorliegenden Messungen vereinfacht sich die Berechnungsgleichung zu

$$TER = \sum_{f=300 \text{ MHz}}^{3 \text{ GHz}} \left( \frac{E(f)}{E_{\max}(f)} \right)^2. \quad (1)$$

Für jeden Messort werden die dort ermittelten elektrischen Feldstärken  $E(f)$  bei jeder Frequenz  $f$  durch den jeweiligen Feldstärkegrenzwert  $E_{\max}(f)$  geteilt. Den weiterhin recht umfangreichen Datensatz mit bis zu 97.335 Punkten vereinfacht man dann zur gewünschten Kennzahl *TER*, indem die Teilergebnisse für alle Frequenzpunkte erst quadriert und anschließend aufsummiert werden. Abbildung 3 zeigt beispielhaft die farblich kodierte Darstellung des *TER* für Wolfenbüttel. Feldkarten weiterer Städte und Gemeinden sind frei im Internet abrufbar unter [www.Feldkarte.de](http://www.Feldkarte.de).

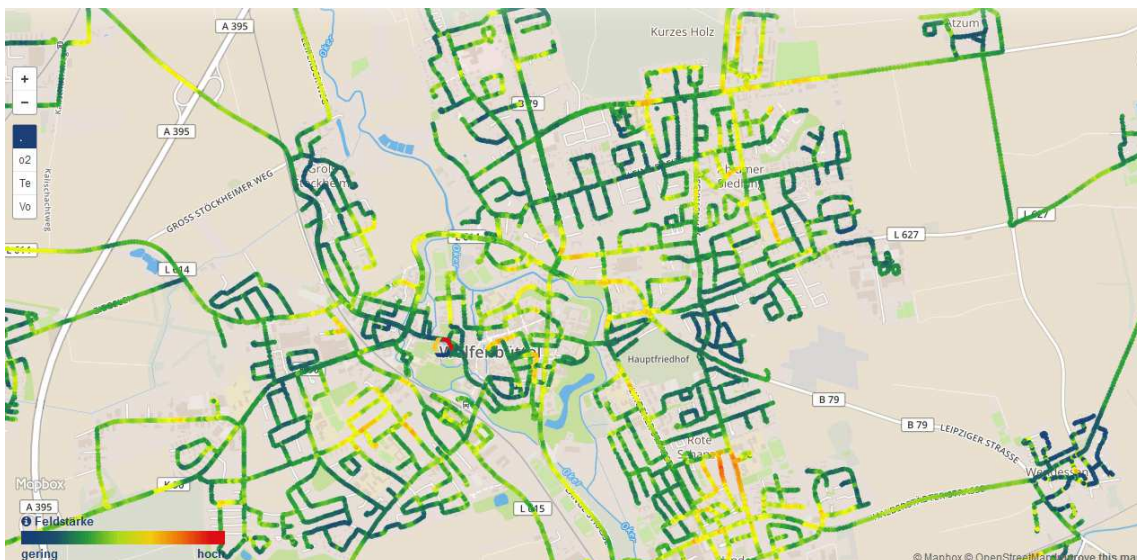


Abbildung 3: Feldkarte der Stadt Wolfenbüttel als Visualisierung des farblich kodierten Gesamtsumimationsquotienten *TER* für jeden Messort.

Die farbliche Kodierung des Gesamtsummationsquotienten  $TER$  orientiert sich am Farbverlauf des Regenbogens. Die verwendete Skala reicht von Blau (relativ gering) bis Rot (relativ hoch). Es wird eine logarithmische Einteilung gewählt, bei welcher der geringste Gesamtsummationsquotient mit der Farbe Blau kodiert ist,

$$TER_{\min} = 0,00001 . \quad (2)$$

Der maximal zulässige Wert [3, 7]

$$TER_{\max} = 1,0 \quad (3)$$

wird durch die Farbe Rot repräsentiert und auf zwei Arten erreicht oder überschritten:

1. Der Feldstärkegrenzwert wird bei mindestens einer Frequenz verletzt.
2. Der Feldstärkegrenzwert wird bei mehreren Frequenzen nahezu erreicht.

In Wolfenbüttel ist der höchste Gesamtsummationsquotient  $TER = 0,1136$ , der durch einen Mobilfunksender im Südosten der Stadt hervorgerufen wird. Dieser Wert ist zwar vergleichsweise hoch, liegt aber dennoch deutlich unterhalb des maximal zulässigen Wertes  $TER_{\max}$ .

Um eine gute Vergleichbarkeit zwischen den unterschiedlichen Orten zu ermöglichen, wurde außerdem ein gemittelter Gesamtsummationsquotient  $\overline{TER}$  berechnet, indem die Gesamtsummationsquotienten aller Messpunkte einer Ortschaft aufsummiert und anschließend durch die Gesamtanzahl der Messpunkte geteilt wurden. Der höchste Mittelwert ergibt sich gemäß Tabelle 1 dabei in der Stadt Düsseldorf, der geringste im Dorf Mörschied. Mögliche Gründe für die beobachteten Unterschiede werden aktuell untersucht. Wichtig jedenfalls scheint die Bevölkerungsdichte  $D$  zu sein.

Tabelle 1: Rangfolge der gemittelten Gesamtsummationsquotienten  $\overline{TER}$ .

Rang	Ort	$\overline{TER}$
1	Düsseldorf	0,0106
2	München	0,0089
3	Frankfurt	0,0079
4	Hamburg	0,0066
5	Neuss	0,0064
⋮	⋮	⋮
248	Dahner-Felsenland	0,0002
249	Gnarrenburg	0,0002
250	Fintel	0,0002
251	Gielde	0,0001
252	Mörschied	0,0001

Um dies zu verdeutlichen, zeigt Abbildung 4 für alle  $N = 252$  vermessenen Orte die mittleren Gesamtsumimationsquotienten  $\overline{TER}$  als Funktion der Bevölkerungsdichte  $D$ . Die entsprechende Regressionsgerade ist ebenfalls eingezeichnet. Zwischen beiden Größen ist dabei eine gute Korrelation zu erkennen, der Korrelationskoeffizient nach Pearson beträgt  $\rho = 0,7457$ . Die Daten zeigen allerdings auch für Städte mit ähnlicher Bevölkerungsdichte deutliche Unterschiede. Zum Beispiel liegt der  $\overline{TER}$  in Düsseldorf grob um den Faktor 5 über dem Wert in Hannover. Die wahrscheinlichste Erklärung hierfür ist die jeweils sehr unterschiedliche Datenbasis - in Hannover wurden nahezu alle Straßen vermessen und in Düsseldorf lediglich die Hauptstraßen.

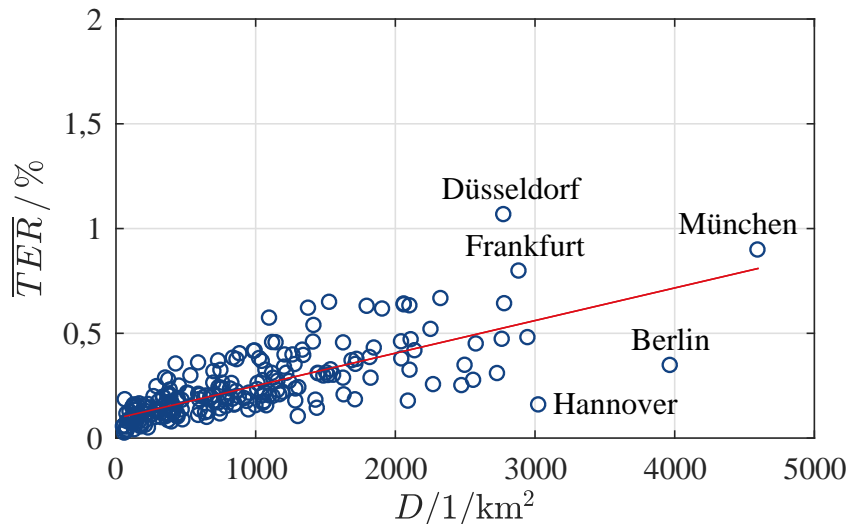


Abbildung 4: Mittlere Gesamtsumimationsquotienten  $\overline{TER}$  in Prozent als Funktion der Bevölkerungsdichte  $D$  für die  $N = 252$  vermessenen Orte zusammen mit der Regressionsgeraden.

Zum Abschluss sollen Vorteile sowie auch Nachteile des in dieser Arbeit vorgestellten Messverfahrens diskutiert werden. Für eine fest definierte Gesamtmesszeit besteht zuerst einmal ein Spannungsverhältnis zwischen der Messdauer an einem einzelnen Messpunkt sowie der Gesamtanzahl an Messpunkten selbst. Dies ist in vereinfachter Form in Abbildung 5 veranschaulicht mit den folgenden beiden Ansätzen:

1. Einzelmessungen erfolgen an vielen unterschiedlichen Messpunkten.
2. Mehrfachmessungen erfolgen an einem einzelnen Messpunkt.

Der erste Ansatz wurde in dieser Arbeit unter Verwendung schneller Messempfänger mit Zeitbereichsoption realisiert. Auf diese Weise lässt sich die Expositionssituation in ausgedehnten Gebieten als hochgenaue Momentaufnahme erfassen und bewerten. Die erhaltenen Messergebnisse weisen jedoch den Nachteil auf, dass eine womöglich vorhandene Zeitvarianz nicht erkannt wird. Eine zeitliche Feldstärkeänderung lässt sich gut mit dem zweiten oben genannten Ansatz auflösen, den die Bundesnetzagentur mit ihrem automatischen Messsystem verfolgt [9]. Hier ist allerdings nachteilig, dass eine zuverlässige Expositionsbewertung lediglich für den gewählten Messpunkt besteht.

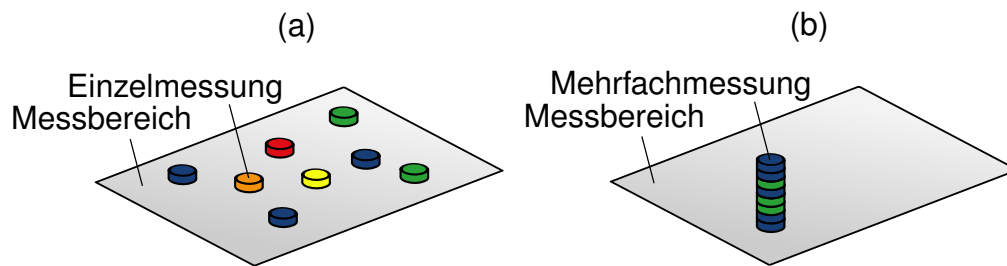


Abbildung 5: Vorgehensweisen zur Expositionsbewertung: (a) Einzelmessungen an vielen Messpunkten, (b) Mehrfachmessungen an einem Messpunkt.

Der Einsatz moderner Messempfänger zur Expositionsbewertung ist zudem nicht in den relevanten Normen und Richtlinien berücksichtigt, siehe beispielsweise [3, 4, 7]. Zwar wurden diese Dokumente in den vergangenen Jahren regelmäßig aktualisiert, allerdings ist deren technische Basis teils mehr als 20 Jahre alt. Aus den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten, umfangreichen Messungen geht insbesondere hervor, dass die folgenden zwei Aspekte zukünftig Berücksichtigung finden sollten:

1. Feldstärkegrenzwerte sind zusammen mit der Messbandbreite  $B$  zu definieren.
2. Summationsformeln sind zusammen mit der Frequenzschrittweite  $df$  anzugeben.

Abbildung 6 veranschaulicht den Einfluss der genannten Größen. Die Bandbreite  $B$  hat gemäß Abbildung 6 (a) wesentlichen Einfluss auf die gemessene Feldstärke  $E$ , höhere Bandbreiten führen zu höheren Messwerten. Demzufolge ließen sich Messergebnisse grundsätzlich in eine gewünschte Richtung manipulieren, die gleichzeitige Definition von Grenzwert und Messbandbreite scheint somit geboten. Letztlich wird die gewählte Frequenzschrittweite  $df$  entsprechend Abbildung 6 (b) das Ergebnis bei Bildung des Gesamtsumimationsquotienten wesentlich bestimmen. Im Prinzip erfolgt eine einfache Summation aller Frequenzanteile, um das Spektrum aussagekräftig zu repräsentieren. Um keine Spektralanteile zu vernachlässigen beziehungsweise mehrfach zu erfassen, scheint insbesondere die Festlegung  $df = B$  angemessen. Bislang fehlt eine solche Angabe in den entsprechenden Normen und Richtlinien vollständig.

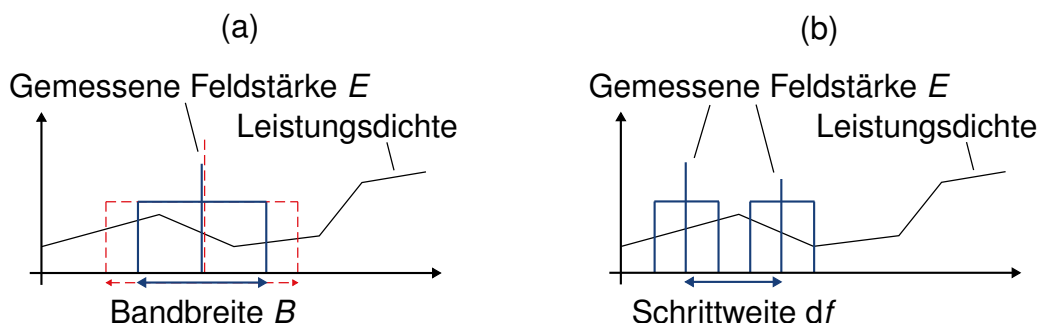


Abbildung 6: Wesentlichen Einfluss auf die Messergebnisse haben (a) Bandbreite  $B$  sowie (b) Schrittweite  $df$ .



## 4 Zusammenfassung

Es wurden neuartige Feldkarten vorgestellt, die sich als hochgenaue, flächendeckende Momentaufnahme für hochfrequente elektromagnetische Felder interpretieren lassen. Das Messvorgehen wurde ausführlich erläutert, es kam ein mobiler Messaufbau mit einem Zeitbereichsmessempfänger zum Einsatz. Als ein Beispiel wurde die Feldkarte für die Stadt Wolfenbüttel dargestellt, die Ergebnisse für weitere Städte und Gemeinden sind frei im Internet unter [www.Feldkarte.de](http://www.Feldkarte.de) abrufbar.

Abschließend wurde der Gesamtsummationsquotient für alle 252 bislang vermessenen Orte gebildet und dargestellt. Dabei zeigte sich eine gute Korrelation der Messwerte mit der Bevölkerungsdichte, der Korrelationskoeffizient beträgt  $\rho = 0,7457$ . Für einige Städte waren allerdings Unterschiede zu beobachten, deren mögliche Ursachen kurz diskutiert wurden. Für eine zuverlässige Expositionsbewertung scheint es angebracht, relevante Parameter wie insbesondere die Messbandbreite klar vorzuschreiben.

## Literaturangaben

- [1] Bundesgesetzblatt Jahrgang 2013 Teil I Nr. 50, "Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BImSchV)," August 2013.
- [2] Strahlenschutzkommission, "Elektromagnetische Felder neuer Technologien - 2013 Status Report," Juli 2013.
- [3] ICNIRP, "Guidelines for Limiting Exposure to Time Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, Ausgabe 74, Nr. 4, S. 494-522, 1998.
- [4] VDE 0848-211:2008-09, *Assessment of Electronic and Electrical Equipment Related to Human Exposure Restrictions for Electromagnetic Fields (0 Hz - 300 GHz) (IEC 62311:2007, modified); Deutsche Version EN 62311:2008*, September 2008
- [5] CISPR16-1-1, *Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods Part 1-1: Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus—Measuring Apparatus*, Schweiz: Int. Electrotech. Commiss., 2003.
- [6] S. Braun, T. Donauer, und P. Russer, "A Real-Time Time-Domain EMI Measurement System for Full-Compliance Measurements According to CISPR 16-1-1," *IE-EE Trans. Electromagn. Compat.*, Ausgabe 50, Nr. 2, S. 259–267, Mai 2008.
- [7] Reg TP MV 09/EMF/3, Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen, *Messvorschrift für bundesweite EMVU-Messreihen der vorhandenen Umgebungsfeldstärken*, Februar 2003.
- [8] C. Bornkessel, M. Schubert, M. Wuschek, und P. Schmidt, "Measurement and Calculation of General Public Electromagnetic Exposure Around GSM and UMTS Cellular Base Stations," in *Proc. INICA 2007*, München, S. 225-229, März. 2007.
- [9] Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen, <http://emf2.bundesnetzagentur.de/karte/default.aspx>, abgerufen am 01.12.2017.

# Entwicklung eines Immissionsmessverfahrens für Funkdienste mit Frequenzsprungverfahren

M. Sc. Willi Hofmann, TU Ilmenau, willi.hofmann@tu-ilmenau.de;  
Dr.-Ing. Christian Bornkessel, TU Ilmenau, christian.bornkessel@tu-ilmenau.de;  
Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein, TU Ilmenau, matthias.hein@tu-ilmenau.de

## 1 Einleitung

Die zunehmende Durchdringung des täglichen Lebens mit Funktechnologien sehr unterschiedlicher Reichweiten steigert die Relevanz der Thematik der persönlichen Exposition durch elektromagnetische hochfrequente Felder. Neben leistungsstarken, ortsfesten Sendeanlagen wie Mobilfunkbasisstationen können auch Endgeräte im körpernahen Umfeld sowie bei Körperkontakt signifikante Beiträge zu dieser persönlichen Exposition liefern. Um Aufschluss über Größe und Zusammensetzung der Immission zu erlangen, müssen die verwendeten Messverfahren funkdienstspezifisch sein. Nur so können aus den jeweiligen expositionsrelevanten Signalparametern korrekte Immissionswerte abgeleitet werden.

Da insbesondere die Exposition durch Mobilfunk im Fokus vergangener Forschungsarbeiten stand, gibt es in diesem Bereich bereits angepasste Messverfahren (z.B. für den Standard 4G der Mobilkommunikation, LTE [1]). Für viele andere Funkdienste existieren trotz vielfältiger Anwendungsgebiete noch keine zuverlässigen, normgerechten und zugleich praktikablen Immissionsmessverfahren. Zu diesen Diensten zählt Bluetooth®, welches sich durch die Verwendung eines Frequenzsprungverfahrens (engl. *frequency hopping*) auszeichnet. Bei diesem Verfahren variiert die Signalfrequenz viele hundert Mal pro Sekunde über einen breiten Frequenzbereich. Dabei können Frequenzbereiche von mehreren 10 MHz gleichzeitig in Benutzung sein, die bei einer Messung analysiert werden müssen, was eine messtechnische Erfassung der Immission erheblich erschwert.

In [2] wird die *Bandpower*-Funktion eines Spektrumanalysators zur Immissionsmessung von Bluetooth vorgeschlagen. Dabei wird die spektrale Leistungsdichte eines Messdurchlaufs über die Systembandbreite aufsummiert, um die momentane Signalleistung des Gesamtbands zu erhalten. Ein breitbandiger thermischer Leistungsmesskopf dient dabei zur Ermittlung eines Referenzwertes. Die Untersuchungen in dieser Studie basieren überwiegend auf leitungsgebundenen Messungen; Aussagen zur Immission realer Funkverbindungen müssen künftig aus weiteren Studien abgeleitet werden.

Ziel dieses Beitrags ist es, ein Messkonzept am Beispiel von Bluetooth® vorzustellen, welches es ermöglicht, die momentane Immission, sowie die Immission unter maximalen Sendebedingungen von Funkdiensten mit Frequenzsprungverfahren zu erfassen. Als Messgerät dient das kompakte *Selective Radiation Meter* SRM-3006 der Firma *Narda Safety Test Solutions*, um auch Mobilität für In-situ-Messungen zu gewährleisten [3].

## 2 Identifikation expositionsrelevanter Signalparameter

Ausgehend von den ICNIRP-Richtlinien [4], hat eine Exposition durch hochfrequente elektromagnetische Felder im Frequenzbereich von 2,4 bis 2,5 GHz eine primär

thermische Wirkung auf den menschlichen Organismus. Da die thermische Wirkung der Exposition neben anderen Faktoren direkt vom zeitlichen Mittelwert der Signalleistung abhängt, ist die korrekte messtechnische Erfassung dieser Größe besonders kritisch für die Entwicklung eines Immissionsmessverfahrens für Funkdienste im entsprechenden lizenzfreien ISM – Band (ISM – Industrial, scientific, medical). Viele Funkdienste konkurrieren dort um die begrenzten Ressourcen, weshalb einige wie Bluetooth oder verschiedene WLAN-Standards auf Frequenzsprungverfahren zur Verbesserung der Störanfälligkeit gegenüber frequenzselektiven Störern zurückgreifen. Im Folgenden werden einige relevante Signaleigenschaften von Bluetooth vorgestellt und deren Einfluss auf eine Immissionsbewertung analysiert.

## 2.1 Allgemeines über Bluetooth

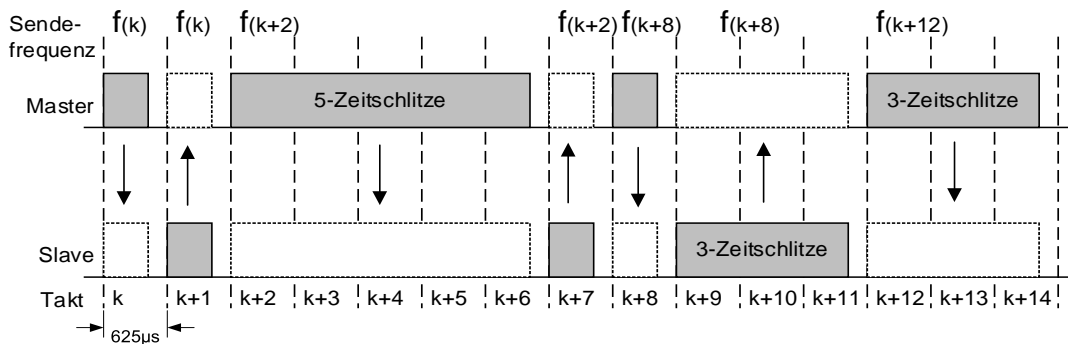
Bluetooth ermöglicht die drahtlose Kommunikation eines *Master*-Geräts mit einem oder mehreren *Slave*-Geräten. Der grundlegende Bluetooth-Standard wird von der *Bluetooth Special interest group* veröffentlicht und beinhaltet neben der Version *Basic Rate/Enhanced Data Rate* (BR/EDR) auch das neuere Konzept *Bluetooth Low Energy* (BLE) [5]. Letzteres wurde unter anderem für einen besonders geringen Energiebedarf im Sendefall entwickelt, weshalb entsprechend geringere Expositionswerte zu erwarten sind als bei der Basisversion. Tabelle 1 fasst grundlegende Kenndaten beider Standards zusammen, die anschließende Beschreibung beschränkt sich auf BR/EDR.

**Tabelle 1:** Übersicht technischer Signalparameter von Bluetooth [5]

	Basic Rate/Enhanced Data Rate	Bluetooth Low Energy
Frequenzbereich	2400 ... 2483,5 MHz	2400 ... 2483,5 MHz
Kanalanzahl	79	40
Signalbandbreite	1 MHz	2 MHz
Modulationsarten	GFSK, DPSK	GFSK
Sendeleistung (EIRP)	≤ +20 dBm, teilweise mit Leistungsregelung	
Kanalzugriff	Zeitduplex /-multiplex, Zeitschlitzlänge = 625 µs	

## 2.2 Das Frequenzsprungverfahren

Nach der Datenübertragung vom Master zum Slave und entsprechender Antwort kommt es zum Wechsel der Übertragungsfrequenz, bevor das nächste Paket versendet wird. Ein möglicher Ausschnitt des Zeitduplexschemas für zwei Teilnehmer ist in Abb. 1 dargestellt. Eine aktive Verbindung kann zeitversetzt alle 79 zur Verfügung stehenden Frequenzkanäle nutzen. Die Nutzung erfolgt dabei seriell, d.h. es ist immer nur ein Kanal zu einem Zeitpunkt in Verwendung. Bei spektralen Messungen mit Geräten, welche das Frequenzspektrum nicht gesamtheitlich erfassen, sondern stückweise auswerten, können diese Frequenzwechsel dazu führen, dass Signal- und Messfrequenz nicht übereinstimmen und ein Signal somit nicht detektiert wird. Entsprechend kann die Signalfrequenz bei einem Messdurchlauf auch mehrfach der Messfrequenz entsprechen und würde folglich als Vorhandensein mehrerer Signale fehlinterpretiert werden. Eine Immissionsbewertung an Hand dieser fehlerhaften Messdaten würde eine Unter- bzw. Überbewertung verursachen. Eine lückenlose Messung der Signalleistung wäre mittels Nachverfolgung der Signalfrequenz denkbar, dieses ist für externe Geräte allerdings nicht möglich, da die Kanalauswahl pseudozufällig und damit unvorhersehbar erfolgt. Ein übliches Vorgehen in der Immissionsmessung ist es, die Auflösungsbandbreite (RBW) größer als die Signalbandbreite zu wählen, um ein Signal vollständig zu erfassen und so ein Momentanwert der hochfrequenten Signalleistung erhalten.



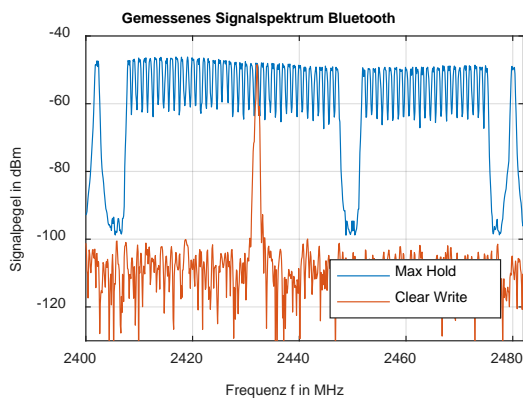
**Abb. 1:** Beispiel des Wechselschemas beim Frequenzsprungverfahren von Bluetooth. *Master* gibt die Trägerfrequenz  $f(k)$  an *Slave*, diese bleibt konstant, bis der *Master* erneut in Sendebetrieb wechselt. Die alternierende Sende-/Empfangsabfolge wird durch Pakete mehrerer Duplexschlitze verzögert, aber nicht unterbrochen, und richtet sich immer nach dem festen 625 µs-Raster [5].

Die notwendige Einstellung einer Auflösungsbandbreite von mindestens 79 MHz übersteigt jedoch die Möglichkeiten gängiger Spektrumanalysatoren (z.B. ESR7, Rohde&Schwarz) bei weitem. Abb. 2 zeigt ein mittels SRM-3006 gemessenes Frequenzspektrum einer typischen Bluetoothverbindung. Der *Max-Hold* Modus kann dabei genutzt werden, um über mehrere Messdurchläufe eine vollständige Abbildung des belegten Spektrums zu erhalten. Tatsächlich ist aber immer nur ein Träger aktiv, wie die orangefarbige Kurve bei nur einem Messdurchlauf des Analysators zeigt. Da alle Kanäle mit annähernd gleichem Maximalpegel abgestrahlt werden, trägt jeder Kanal zu gleichen Teilen zur mittleren Signalleistung bei und weitere Betrachtungen können ohne expliziten Verweis auf die Frequenz erfolgen.

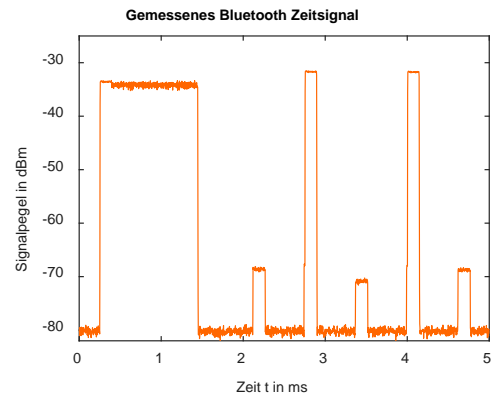
In Abb. 2 sind drei Bereiche erkennbar, in denen trotz der Messdauer von 5 s (ca. 2500 Messdurchläufe) kein Nutzsignal detektiert wurde. Ursache hierfür ist eine Besonderheit des Frequenzsprungverfahrens, nämlich dessen Anpassungsfähigkeit. Sie bewirkt, dass ein Kanal oder Frequenzbereich zeitweise ausgelassen wird, sollte eine unzureichende Verbindungsqualität zu den Teilnehmern festgestellt werden. Die Bewertung bezüglich der Verwendbarkeit wird für alle Kanäle in einer Kanalliste (engl. *channel map*) festgehalten und von den Teilnehmern aktualisiert. Bewertungskriterien können verschiedene Parameter wie beispielsweise die Bitfehlerrate sein [5]. Bei frequenzselektiven Messungen von Bluetooth wurden Zeiten bis zur Aktualisierung der *channel map* und Änderung der Kanalbelegung zwischen 30 s und 900 s beobachtet. Für Messzeiten kürzer als dieses Aktualisierungsintervall kann im Einzelfall von einer konstanten Kanalliste ausgegangen werden. Wegen des speziellen Auswahlalgorithmus konvergiert die Auftrittshäufigkeit der Kanäle im Fall konstanter Kanalbelegung gegen eine Gleichverteilung, unabhängig von der Kanal Gesamtanzahl [6].

Das zugehörige Zeitsignal mit deutlich erkennbarer Rechteckpulsstruktur als Folge des Zeitduplexschemas ist in Abb. 3 dargestellt. Durch den dauerhaften Frequenzwechsel ist technisch bedingt nicht der gesamte Zeitschlitz von 625 µs belegt, sondern lediglich ein Teil davon zur Datenübertragung nutzbar (maximal 366 µs). Längere Pakete (bis ca. 2866 µs) entstehen mit der Zuordnung von 3 oder 5 benachbarten Zeitschlitz zu einem Teilnehmer. Pakete über mehrere Zeitschlitz beeinflussen auch das Frequenzwechselschema, sodass die Sendefrequenz länger gehalten wird. Erst nach der vollständigen Übertragung eines Pakets erfolgt eine Änderung der Frequenz (vgl. Abb. 1).

Diese variierenden Paketlängen führen zum Teil zu starken Schwankungen des Tastverhältnisses (*duty cycle*) in der Beobachtungszeit von fünf Zeitschlitz. Da das Tastverhältnis direkten Einfluss auf Signalleistung hat, sind sinnvolle Angaben nur zu deren Maximalwert oder zeitlichem Mittelwert möglich und entsprechend bei der Immissionsbewertung zu berücksichtigen.



**Abb. 2:** Das gemessene Frequenzspektrum zeigt im *Max-Hold* (blau) mehrerer Messdurchläufe alle beim Frequenzsprungverfahren genutzten Kanäle. Nicht aktive Kanäle sind als Lücken erkennbar. Der Modus *Clear Write* (orangefarbige Kurve) zeigt, dass immer nur ein Kanal aktiv genutzt wird.



**Abb. 3:** Im Zeitsignal sind verschiedene Paketlängen erkennbar. Das erste Paket belegt 3 Zeitschlitz, ab 2 ms tritt ein Zeitduplex mit einfacher Schlitzlänge (625  $\mu$ s) auf. Unterschiedliche Signalpegel erlauben hierbei eine Zuordnung zu den beiden Verbindungsteilnehmern.

### 3 Eignung des Messgeräts

Um die Eignung des Messgeräts SRM-3006 für die Expositionsbestimmung von Bluetoothdiensten sowohl qualitativ als auch quantitativ zu bewerten, wurden die identifizierten Signaleigenschaften mit Hilfe von kommerziellen Signalgeneratoren nachgebildet und gewonnene Messwerte mit den definierten Eingangssignalen verglichen. Folgende Messmodi sind dabei relevant:

- *Spectrum Analysis* zur Auswertung des Frequenzspektrums, das abschnittsweise durch Fouriertransformation des abgetasteten Zeitsignals gewonnen wird; Länge und Anzahl dieser Abschnitte werden gerätintern festgelegt, sodass die Möglichkeit zur Nichtdetektion von Signalen mit Frequenzsprungverfahren entsteht.
- *Scope*, um Zeitverläufe von Signalen in Echtzeit zu erfassen; Auflösungsbandbreite (maximal 32 MHz) und Messfrequenz sind während der Messung konstant
- *Level Recorder* liefert bei lückenloser Messung Spitzen- und Leistungsmittelwerte bei konstanter Auflösungsbandbreite (max. 32 Hz) und Messfrequenz, ohne weitere Auflösung oder Darstellung des Messsignals

Da die Modulation, insbesondere die verwendete Phasendifferenz-Modulation (DPSK), einen signifikanten Crest-Faktor aufweisen kann, ist unabhängig vom Messmodus ein RMS-Detektor bzw. einer leistungsbezogenen Messdatenauswertung erforderlich. Andere Detektoren würden eine Überbewertung der Signalleistung bewirken.

Anderer Eigenschaften, wie die wechselnde Signalfrequenz können durch eine deterministische, ungeordnete Frequenzliste im Generator nachgestellt werden. Die Listeneinträge enthalten Informationen zu Signalfrequenz/-pegel am Generatorausgang und werden im eingestellten Zeitraster (hier 625  $\mu$ s) abgearbeitet. Jede Frequenz ist nur in einem Eintrag enthalten, wodurch ein periodischer Listendurchlauf zur gleichverteilten Auftretshäufigkeit wie bei Bluetooth führt. Das Umschalten der Signalfrequenz erzeugt wie bei Bluetooth zwangsweise Signalpausen, wie Abb. 4 und 5 für das Generatorsignal im Frequenz- und Zeitbereich zeigen. Beeinflussungen durch Mehrwegeausbreitungen wurden vermieden, indem leitungsgebunden gemessen wurde. Im Messmodus *Level Recorder* wurden zuverlässig der vom Generator erzeugte Spitzenwert (PK) und der

Leistungsmittelwert (RMS) entsprechend des Tastverhältnisses erfasst; alle eingestellten Trägerfrequenzen lagen dabei innerhalb der gewählten Auflösungsbandbreite.

Um auch das Verhalten zu untersuchen, wenn das Signal zeitweise außerhalb des Messbereichs liegt, wurde anschließend die Mittenfrequenz des Analysefilters bei konstanter Auflösungsbandbreite verändert.

Auch dabei wird der korrekte PK-Wert ( $P_{Gen} = -30\text{dBm}$ ) entsprechend der Einstellungen am Signalgenerator detektiert, solange mindestens ein Kanal vollständig innerhalb des Messfilterbereichs liegt. Das Ergebnis ist sowohl unabhängig von der Kanalanzahl im Messbereich  $n$ , als auch von der Gesamtzahl aktiver Kanäle  $m$ .

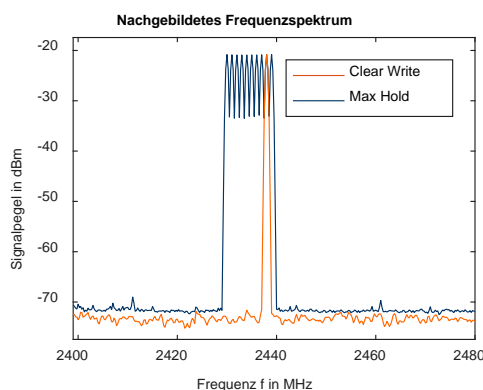
Im Gegensatz dazu ist der RMS-Messwert stark vom Verhältnis der Zahl der detektierbaren zu Gesamtzahl der Kanäle abhängig. Der angezeigte Leistungswert entspricht nur dann dem tatsächlichen Leistungsmittelwert des Signals, wenn alle Frequenzanteile vollständig erfasst werden. Aktive Trägerfrequenzen außerhalb des Messfilterbereichs liefern keinen Beitrag zur Messung und verursachen eine Unterbewertung der Signalleistung durch den RMS-Anzeigewert des SRM-3006. Dieser Effekt würde durch die große Systembandbreite von Bluetooth bei Immissionsmessungen ebenfalls auftreten. Bei Kenntnis der Auflösungsbandbreite und der Gesamtbandbreite des Signals kann eine fehlende Messbandbreite jedoch mittels Quotient aus Signalbandbreite und Rauschbandbreite des Messfilters rechnerisch korrigiert werden [7]. Bei Bluetooth ist diese Methode in ähnlicher Weise anwendbar, da die Kanäle mit gleicher Leistung belegt werden und somit zu gleichen Teilen zur mittleren Signalleistung beitragen. Die diskrete Aufteilung der Bandbreite in Kanäle ermöglicht der Korrekturfaktor  $\delta$  in dB direkt aus  $n$  und  $m$ :

$$\delta = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{n}{m}\right) \quad (1)$$

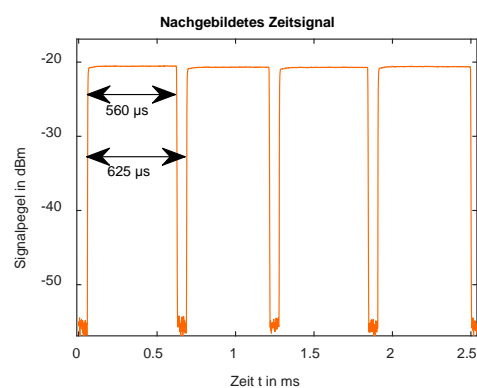
Die entsprechende, korrigierte mittlere Signalleistung  $P_{RMS,Signal}$  in dBm wird aus der gemessenen mittleren Signalleistung  $P_{RMS,Messwert}$  in dBm bestimmt:

$$P_{RMS,Signal} = P_{RMS,Messwert} - \delta \quad (2)$$

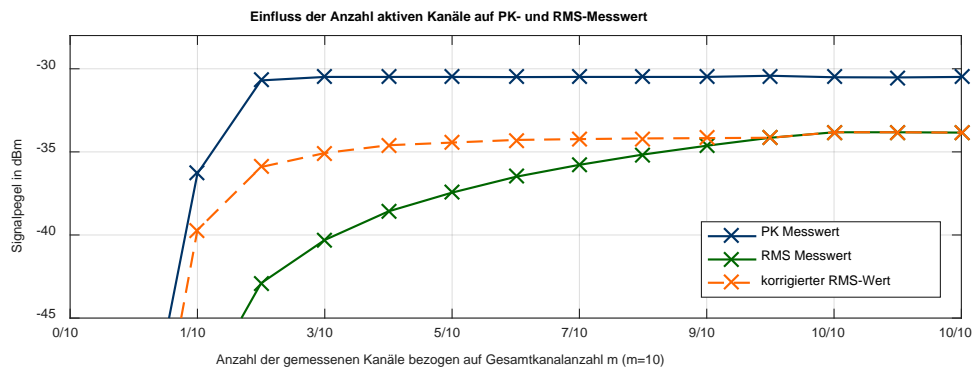
Abb. 6 zeigt das Ergebnis einer Messung für PK- und RMS-Werte bei verschiedenen Verhältnissen von  $n$  zu  $m$ . Der mittels  $\delta$  korrigierte Leistungswert ist ebenfalls dargestellt und zeigt ist unabhängig von der gemessenen Kanalanzahl. Einfluss hat somit nur noch das Tastverhältnis, welches Einfluss auf den Abstand von Leistungsmittelwert und Spitzenwertkurve hat, jedoch nicht direkt messbar ist.



**Abb. 4:** Frequenzspektrum des für Testmessungen generierten Signals. Wie bei Bluetooth ist nur ein Träger zeitgleich aktiv. Im *Max Hold* sind 10 seriell generierten Frequenzkanäle erkennbar (2430...2439 MHz mit 1 MHz Kanal-abstand).



**Abb. 5:** Mittels Signalgenerator erzeugtes Zeitsignal; die Auflösungsbandbreite ist entsprechend groß gewählt, sodass alle Trägerfrequenzen erfasst werden und ein lückenloses, periodisches Zeitsignal entsteht.



**Abb. 6:** Gemessener Signalpegel als Funktion des Verhältnisses aus gemessenen Kanälen  $n$  zu allen aktiven Kanälen  $m$ . Der Spitzenwert (PK - blau) ist konstant, unabhängig von der Kanalanzahl; der PK-Wert bei 1/10 ist 6 dB geringer als die übrigen Werte, da dieser genau auf die 6 dB-Grenzfrequenz des Messfilters fällt. Leistungsmittelwert (RMS - grün) ist stark abhängig von der Anzahl der erfassten Kanäle und steigt stetig, bis alle Kanäle innerhalb des Filters liegen. Unter Berücksichtigung des Korrekturfaktors  $\delta$  lässt sich diese Abhängigkeit deutlich reduzieren (orange), sodass die tatsächliche mittlere Signalleistung ermittelt werden kann, ohne alle Kanäle explizit zu messen [8].

## 4 Immissionsmessungen

Im Weiteren werden anhand der Signaleigenschaften Messkonzepte für die augenblickliche Immission (Momentanimmission) und die Immission bei maximal möglicher Auslastung (Maximalimmission) vorgestellt.

### 4.1 Momentanimmission

Aufbauend auf Gl. 2 kann aus RMS-Messwerten bei beliebiger Kanalnutzung die Momentanimmission im *Level Recorder* Modus bestimmt werden. Voraussetzung hierfür ist die Kenntnis der für Gl. 1 notwendigen Parameter zur Kanalnutzung  $n$  und  $m$ .

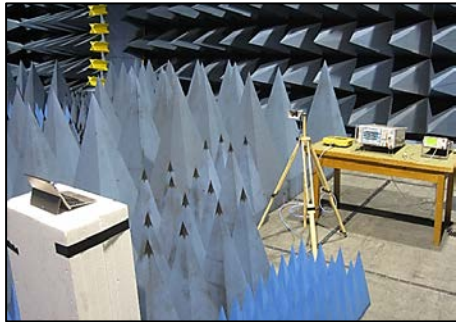
Der Korrekturfaktor  $\delta$  ist dabei nur dann zutreffend, wenn jeder Kanal gleich viel Leistung überträgt. Um die notwendige gleichverteilte Auftretshäufigkeit der Frequenzkanäle annehmen zu können, muss eine hinreichend große Anzahl von Frequenzwechseln stattfinden. In [6] wurde gezeigt, dass dieses bereits nach einer Zeitdauer von 6 s gegeben ist, weshalb 6 s als Mittelungszeit gewählt wird. Diese Mittelung verringert zudem den Einfluss von Tastverhältnisschwankungen auf die Messung wodurch Messwerte typisch nur im Bereich von  $\pm 0,5$  dB variieren. Durch Vergleich des Spektrums vor Beginn und nach Ende der Leistungsmessung kann eine konstante Kanalverteilung für die Dauer der Messung überprüft werden, die für die Gültigkeit von  $\delta$  notwendig ist.

Im Experiment wurden Immissionsmessungen einer typischen Bluetoothverbindung zwischen Smartphone (*Samsung Galaxy A3*) und Laptop (*Asus Transformer Book*) durchgeführt und mit Referenzwerten verglichen. Als Referenz dienten dabei zum einen die *Bandpower* eines Messempfängers (ESR 7 Rohde & Schwarz) und ein Leistungsmessgerät mit thermischem Messkopf (EPM 441A und 8482A, HP) nach [2]. Als Empfangsantenne wurde eine Doppelsteghornantenne (Typ BBHA 9120 C, Schwarzbeck) im Abstand von 3 m zum Messobjekt verwendet. Das für die Bluetoothverbindung notwendige zweite Endgerät wurde in größerem Abstand (5 m) zur Messantenne aufgestellt und die Sichtverbindung zwischen beiden mit Pyramidenabsorbieren verhindert, um möglichst nur Signalleistung des zu untersuchenden Bluetoothgeräts zu erfassen. Zum Relativvergleich wurden die Messgerät nacheinander mit der Antenne verbunden, ohne den weiteren Aufbau zu verändern. Störeinflüsse durch

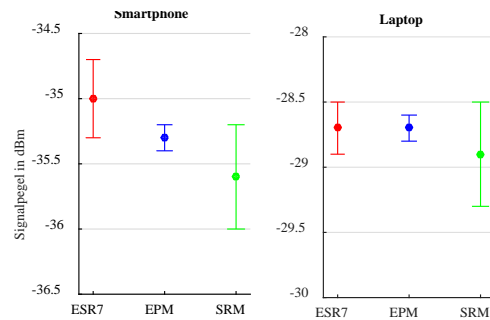


weitere Funkquellen und Reflexionen wurden vermieden indem die Messungen in einer Absorberkammer stattfanden [9]. Abb. 7 zeigt den prinzipiellen Messaufbau, während Abb. 8 die Ergebnisse der drei Messverfahren gegenübergestellt.

Bei der Messung von Absolutwerten ist es nicht wie für den Vergleich zwischen den Messgeräten ausreichend eine Polarisationsebene zu messen. Mit einer näherungsweise isotropen Antenne des SRM-3006 kann die E-Feldstärke in drei Feldebeneen seriell gemessen werden. Die Signalleistung wird dann unabhängig von der Ausrichtung des E-Feld-Vektors im Raum durch leistungsmäßige Summation der Achsenbeiträge bestimmt.



**Abb. 7** Messaufbau in geschirmter Halbabsorberkammer; zur Vergleichbarkeit wurde eine Antenne für alle drei Messgeräte verwendet, indem diese nacheinander an jedes Messgerät angeschlossen wurde, ohne die Messanordnung zu verändern [8].



**Abb. 8** Messergebnisse der mittleren Signalleistung für zwei Testobjekte bei gleicher Mittelungszahl mit verschiedenen Messgeräten (ESR 7; EPM...thermischer Leistungsmesskopf; SRM). Die angezeigten Schwankungsintervalle bis zu  $\pm 0,5$  dB entstehen durch Variationen im Tastverhältnisses [8].

## 4.2 Maximalimmission

Die Maximalimmission stellt die Obergrenze der Immission dar, entsprechend ist die größtmögliche Signalleistung zu berücksichtigen. Wie erwähnt hat das Tastverhältnis Einfluss auf den Abstand zwischen Spitzen- und mittleren Leistungswert des Signals. Sein Maximum erreicht es bei Bluetooth im Fall einer Aneinanderreihung der längsten, möglichen Pakete. Im Zeitsignals können diese leicht als 1-, 3- oder 5-Schlitzpakete voneinander unterschieden werden, woraus sich das entsprechende maximale Tastverhältnis ableitet. Die Maximalimmission kann somit durch Verringerung des Signalspitzenwert um das festgestellte maximale Tastverhältnis ermittelt werden. Wie gezeigt wurde, tritt der gleiche Spitzenwert bei allen Kanälen auf, es ist somit ausreichend den Spitzenwert eines aktiven Kanals zu messen. Abhängig von der maximalen zulässigen Sendeleistung eines Bluetoothgeräts kann eine Sendeleistungssteuerung notwendig sein, wodurch sich ein weiterer Einflussfaktor für die Maximalimmission ergibt. In den durchgeführten Messungen wurde der Funkkanal zwischen den Endgeräten gezielt durch Hochfrequenzabsorber verschlechtert, um die maximale Sendeleistung statt des Verbindungsabbruchs zu provozieren. Die so erreichte Messwerte konnten  $\pm 0,5$  dB Variation reproduziert werden und lagen damit im Bereich der typischen Messunsicherheit ( $< \pm 1,2$  dB) des SRM-3006 [3].

## 5 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

Obwohl Funkgeräte mit Frequenzsprungverfahren im Alltag allgegenwärtig sind und einen signifikanten Teil zur individuellen Gesamtimmission beitragen können, existierte bisher



noch kein etabliertes Immissionsmessverfahren. Diese Lücke wird mit vorliegendem Beitrag geschlossen, in dem anhand detaillierter Signaluntersuchungen solche Verfahren zur Bestimmung der momentanen und maximalen Immission von Bluetooth als typischer Vertreter von Funkdiensten mit Frequenzsprungverfahren beschrieben wurden. Auf Basis des Messgerätes Narda SRM-3006 kann durch rechnerische Korrektur des Spitzenwerts auf das maximale Tastverhältnis die Maximalimmission bestimmt werden. Obwohl die Schwierigkeit besteht, in realen Szenarien die maximale Sendeleistung einiger Bluetoothgeräte eindeutig zu identifizieren, konnte im Laborversuch die maximale Sendeleistung durch Erhöhung der Pfaddämpfung der Testverbindung erreicht werden. Durch Einführung eines Korrekturfaktors  $\delta$  kann die Momentanimmission zuverlässig aus der Messung eines Teilspektrums ermittelt werden, was in Kombination mit der Mobilität des Messgeräts Untersuchungen realer Expositionsszenarien erlaubt.

Beide Methoden wurden in Messungen an verschiedenen Endgeräten getestet, wovon zwei vorgestellt wurden. Die Ergebnisse zeigen eine sehr gute Reproduzierbarkeit und Genauigkeit. Der vorliegende Beitrag stellt damit ein neues, funkdienstspezifisches Messverfahren bereit, um konsistente und quantitativ zuverlässige Expositionsmessungen von Funkdiensten wie Bluetooth durchzuführen, die Frequenzsprungverfahren nutzen.

### **Danksagung**

Das hier beschriebene Vorhaben wurde im Rahmen von 2015 FGR 0088 durch den Freistaat Thüringen aus Mitteln des Freistaates Thüringen und des Europäischen Sozialfonds gefördert.

### **Literaturangaben**

- [1] C. Bornkessel, M. Schubert, M. Wuschek: Bestimmung der Exposition der allgemeinen Bevölkerung durch neue Mobilfunktechniken, Bundesamt für Strahlenschutz (BfS), 2013
- [2] G. Schmid et al.: Bestimmung der Exposition bei Verwendung kabelloser Übermittlungsverfahren im Haushalt und Büro, Zweiter Zwischenbericht, Deutsches Mobilfunkforschungsprogramm, 2004
- [3] Narda Safety Test Solutions GmbH: Operating Manual SRM-3006, [www.narda-sts.com](http://www.narda-sts.com)
- [4] ICNIRP Guidelines, 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
- [5] Bluetooth Special Interest Group: Bluetooth Core Specification v5.0, [www.bluetooth.com](http://www.bluetooth.com)
- [6] K. Morsi, X. Huagang, G. Qiang: Performance estimation and evaluation of Bluetooth frequency hop-ping selection kernel, *Joint Conferences on Pervasive Computing (JCPC)*, Taipei, 2009, S. 461-466
- [7] Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post: Reg TP MV 09/EMF/3 Messvorschrift für bundesweite EMVU-Messreihen der vorhandenen Umgebungsfeldstärke; <http://emf3.bundesnetzagentur.de>, 2003
- [8] W. Hofmann: Untersuchungen zur hochfrequenten elektromagnetischen Exposition von Personen in alltagstypischen Szenarien, TU Ilmenau, 2017
- [9] 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

# **Einfluss der Dekodierbandbreite auf die Genauigkeit von LTE-Immissionsmessungen**

Dr.-Ing. Christian Bornkessel, TU Ilmenau, christian.bornkessel@tu-ilmenau.de;  
M.Sc. Muhammad Ehtisham Asghar, TU Ilmenau, ehtisham.asghar@tu-ilmenau.de;  
Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein, TU Ilmenau, matthias.hein@tu-ilmenau.de

## **1 Einleitung**

Immissionsmessungen im Umfeld von Mobilfunkanlagen haben sich als effizientes Mittel zur Risikokommunikation bei der Akzeptanz dieser Anlagen für besorgte Teile der Bevölkerung erwiesen. Für die Mobilfunkstandards GSM, UMTS und LTE wurden in den letzten Jahren Funkdienst-spezifische Messverfahren entwickelt, die eine normativ geforderte Hochrechnung der gemessenen Werte auf die maximale Anlagenauslastung ermöglichen. Stand der Technik bei LTE-Anlagen ist das Code-selektive Messverfahren [1], mit dem die zellspezifisch kodierten Steuersignale RS0 und RS1 (mit  $\pm 45^\circ$  Polarisation abgestrahlte Referenzsignale der Basisstationsantennen) sowie die primären und sekundären Synchronisierungssignale P-SS und S-SS gemessen werden können.

Eine große Rolle bei Code-selektiven LTE-Messungen spielt die Wahl der Kanalbandbreite, innerhalb der die über das gesamte Frequenzband verteilten RS-Signale dekodiert werden; diese kann zwischen 1,4 MHz und 20 MHz variieren. Da der Dekodiervorgang sehr ressourcenintensiv ist, kann eine Messung in Abhängigkeit von Messgerät und Antenne (z.B. dreiachsige oder einachsige Messantenne) über die gesamte Bandbreite eines 20 MHz LTE-Signals bis zu mehrere Sekunden dauern. Diese lange Messzeit schließt jedoch die Verwendung der bei Immissionsmessungen üblicherweise verwendeten „Schwenkmethode“ aus.

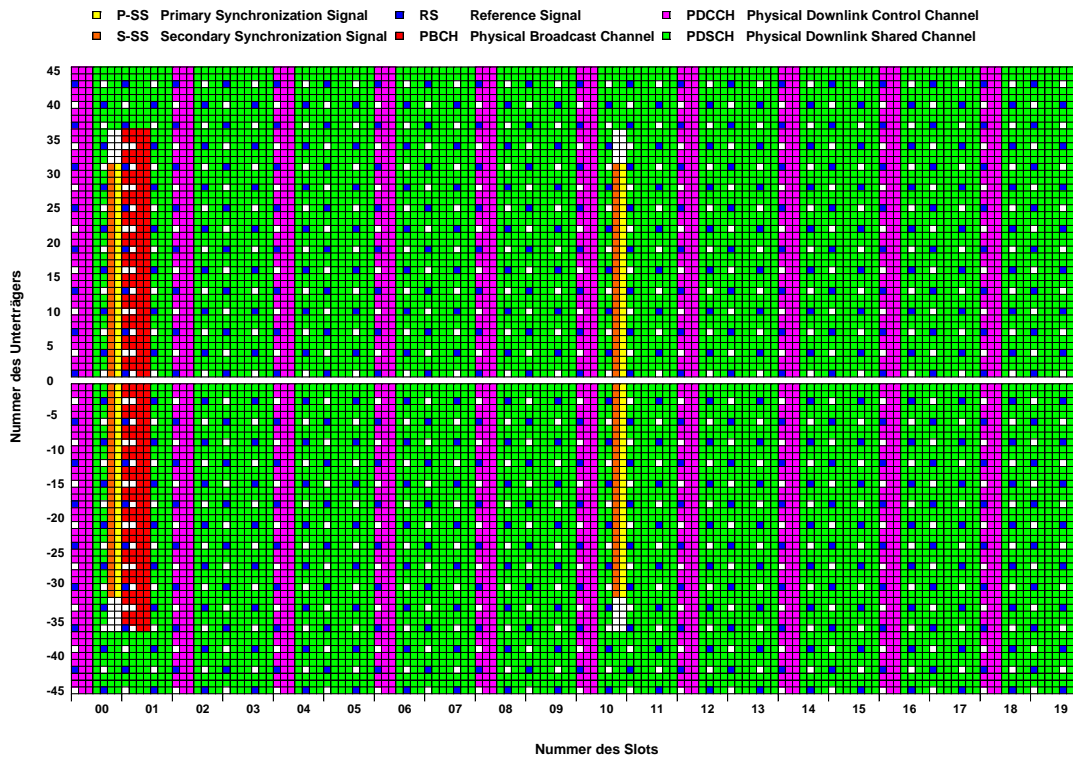
In vorliegendem Beitrag wird deswegen am Beispiel des Messgerätes Narda SRM-3006 untersucht, wie klein die LTE-Dekodierbandbreite gewählt werden darf, ohne die Zuverlässigkeit der Messergebnisse unzulässig einzuschränken.

## **2 Herangehensweise**

### **2.1 Messgerät und Code-selektives Messverfahren**

Als praxistaugliches Messgerät für Immissionsmessungen hat sich z.B. das Narda SRM-3006 [2] etabliert, das für LTE und UMTS mit einer Code-selektiven Messoption ausgestattet ist. Das SRM-3006 ist ein tragbares und feldtaugliches frequenzselektives Feldstärkemessgerät, das den Frequenzbereich von 9 kHz bis 6 GHz umfasst und sowohl mit einachsigen, als auch mit dreiachsigen Messantennen betrieben werden kann. Bei den dreiachsigen Antennen übernimmt ein geräteinternes Steuersignal die automatische Umschaltung der orthogonalen Messachsen der Antenne.

Bei der Code-selektiven LTE-Messung werden aus dem LTE-Signal der Basisstation die zellspezifisch kodierten Steuersignale RS0 und RS1 sowie die primären und sekundären Synchronisierungssignale P-SS und S-SS gemessen. Dabei sind für die Auswertung insbesondere die RS-Elemente relevant, die zeitlich alle drei bis vier Symbole in jedem sechsten Unterträger gesendet werden; die Zeitdauer eines Symbols beträgt etwa 71  $\mu$ s, der Trägerabstand beträgt 15 kHz. Die Lage der RS-Elemente im LTE-Signal ist zusammen mit der Lage der anderen Signale und Kanäle in Bild 2.1 dargestellt.



**Bild 2.1:** Aufbau des Resource Grid als Frequenz-Zeit-Darstellung eines FDD LTE 2x2-MIMO Signals. Dargestellt ist ein 10 ms langer Rahmen (Frame), der auf der Zeitachse aus 20 Zeitschlitzen (Slots) mit je 0,5 ms Länge besteht. Jeder Slot besteht aus 7 Symbolen. Das erste der sieben Symbole hat eine Länge von 71,875  $\mu$ s; die anderen sechs Symbole sind jeweils 71,354  $\mu$ s lang. Auf der Frequenzachse sind  $\pm 45$  Unterträger mit einem Abstand von 15 kHz dargestellt; der Mittenfrequenzträger ist ausgetastet (insgesamt 1,365 MHz). Ein Resource Element besteht aus einem Unterträger und einem Symbol. Die Lage der Signale und Kanäle im Resource Grid ist farbig markiert.

Wie aus Bild 2.1 ersichtlich ist, verteilen sich die RS-Elemente über die gesamte Signalbandbreite, die bei LTE zwischen 1,08 MHz für einen 1,4 MHz LTE-Kanal sowie 18 MHz für einen 20 MHz LTE-Kanal betragen kann. Durch diese gleichmäßige Verteilung über den gesamten Frequenzbereich werden sie zur Schätzung der Qualität des im Allgemeinen frequenzselektiven Kanals zwischen Basisstation und Endgerät eingesetzt. Das SRM-3006 gibt als Ergebnis der Code-selektiven RS-Messung den über alle dekodierten RS-Elemente leistungsbezogen gemittelten Wert pro RS-Element an.

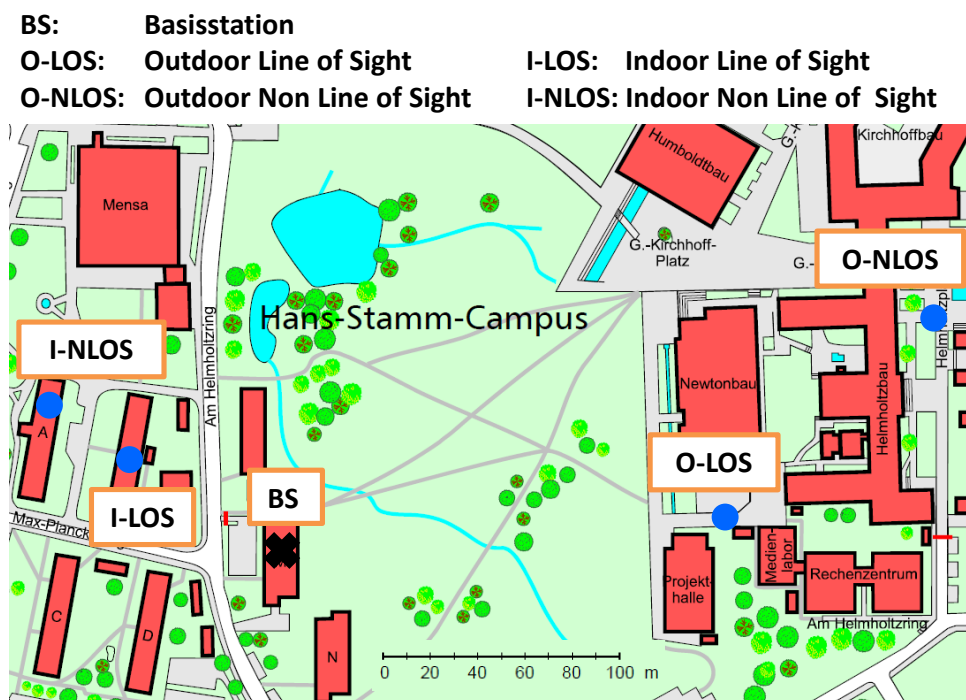
Neben der Dekodierung der RS-Signale bietet das SRM-3006 auch die Möglichkeit der Dekodierung der primären und sekundären Synchronisierungssignale. Deren Messung hat aber aufgrund der von Systemtechnik und deren Konfigurierung abhängenden unterschiedlichen Verteilung ihrer Abstrahlung über die Antennen (derzeit in der Regel zwei

Antennen mit  $\pm 45^\circ$  Polarisierung pro Zelle) nur orientierende Wirkung und sollte nicht für die Auswertung von Immissionsmessungen verwendet werden [3].

Bei LTE kann am Gerät gewählt werden, über welche Bandbreite die über das gesamte Frequenzband verteilten RS-Elemente dekodiert werden sollen. Da der Dekodiervorgang sehr ressourcenintensiv ist, dauert eine Messung mit einer dreiachsigen Messantenne über die gesamte Bandbreite eines 20 MHz LTE-Signals etwa 7 Sekunden und reduziert sich bei einer Dekodierbandbreite von 1,4 MHz um etwa den Faktor 10 auf 0,8 Sekunden. Eine Aktualisierungsrate der Messwerte von  $1/7 \text{ s}^{-1}$  ist bei der Anwendung der Schwenkmethode zur Maximumsuche, bei der die Messantenne mit aktivierter Max-hold Funktion des Messgerätes durch das Messvolumen geschwenkt wird, jedoch nicht mehr praktikabel. Es wird deswegen im Folgenden untersucht, wie klein die Dekodierbandbreite gewählt werden darf, ohne die Zuverlässigkeit der Messergebnisse unzulässig einzuschränken; als Kriterium wird hier die für Immissionsmessungen im Hochfrequenzbereich typische Messunsicherheit von 3 dB herangezogen.

## 2.2 Auswahl der Messpunkte

Die Untersuchung der Fragestellung erfolgte an mehreren nach systematischen Gesichtspunkten ausgewählten Messpunkten in der Umgebung einer LTE-1800 Basisstation. Die Messpunkte unterscheiden sich hinsichtlich der Lage (innerhalb bzw. außerhalb von Gebäuden; d.h. indoor bzw. outdoor) sowie der Ausbreitungsbedingungen (mit/ohne direkte Sichtverbindung zur Mobilfunkanlage, d.h. LOS bzw. NLOS). Expositionsmessungen werden üblicherweise in unmittelbarer Nähe von Basisstationen durchgeführt. Deswegen wurden die vier Messpunkte im Abstand zwischen 70 m und 360 m zur Anlage ausgewählt. Bild 2.2 zeigt die Lage der Basisstation und der Messpunkte. Die Basisstation befindet sich auf einem Gebäude der TU Ilmenau, die Innenraummesspunkte in zwei Wohnheimen in oberen Stockwerken und die Außenmesspunkte ebenerdig.



**Bild 2.2:** Lage der Basisstation und der Messpunkte für die Untersuchungen

## 2.3 Durchführung der Messungen

An jedem Messpunkt wurde die Immission der RS-Elemente bei variierender Dekodierbandbreite (1,4, 3, 5, 10, 15 und 20 MHz) bei zuerst *stationärem* Messgerät Code-selektiv dreimal hintereinander gemessen. Pro Messung wurden dabei 10 Messdurchläufe abgewartet. Ausgewertet wurde der Maximalwert des RS-Signals während der 10 Messdurchläufe.

Für die Auswertungen wurde nur der stärkste Sektor der dreisektorigen Basisstation berücksichtigt. Außerdem wurde einheitlich an allen Messpunkten nur der Feldstärkepegel von RS0 ausgewertet.

Darüber hinaus wurde an jedem Messpunkt auch der Frequenzverlauf des LTE-Spektrums aufgezeichnet, um eventuell vorhandene Abhängigkeiten des RS-Pegels von der Dekodierbandbreite näher untersuchen zu können.

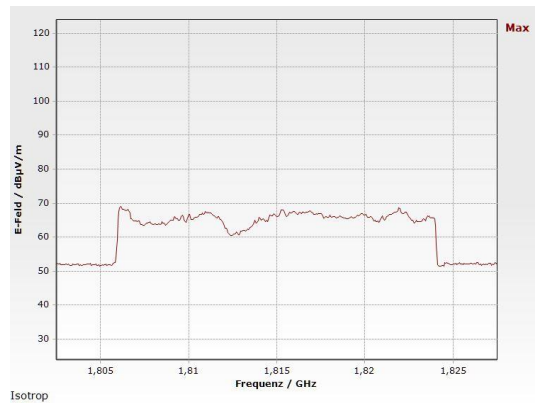
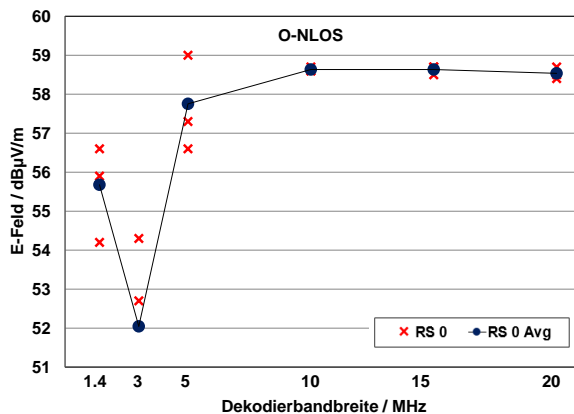
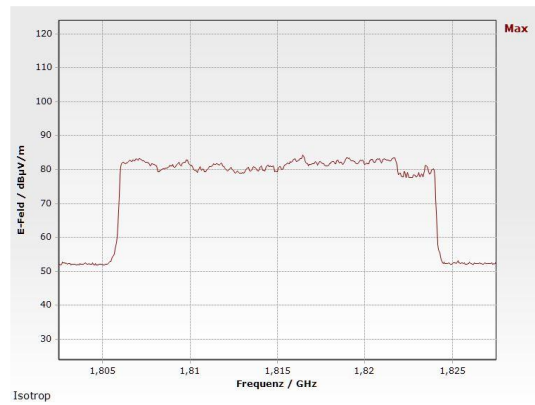
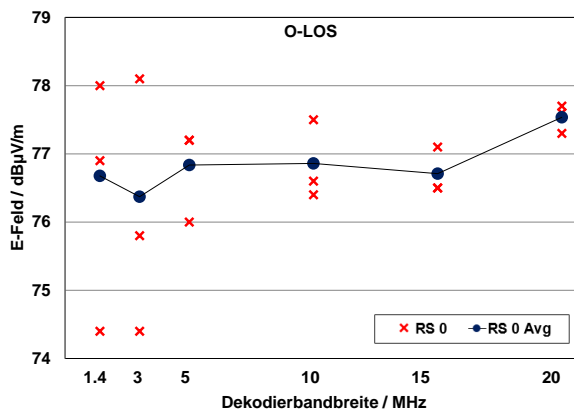
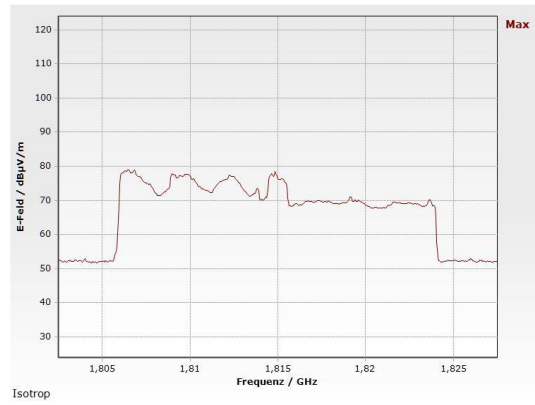
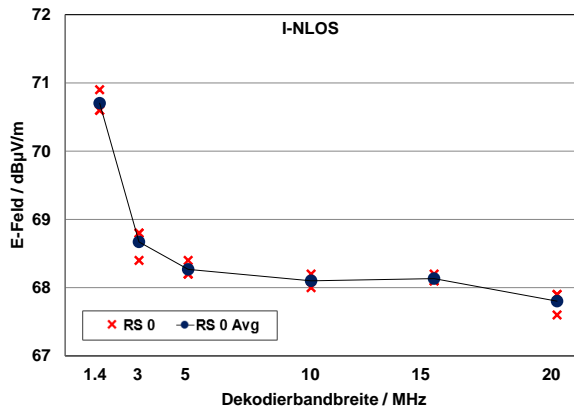
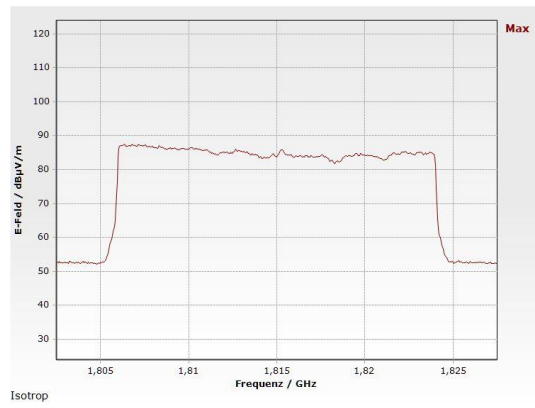
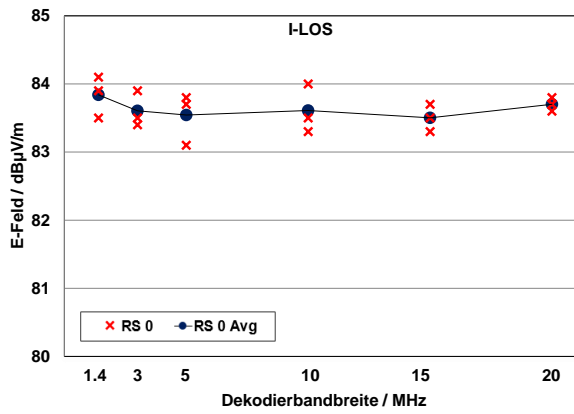
## 3 Messergebnisse

### 3.1 Abhängigkeit der Messergebnisse von der Kanalbandbreite

Bild 3.1 zeigt die Ergebnisse der drei Einzelmessungen sowie den über die drei Messungen gemittelten Feldstärkepegel von RS0 in Abhängigkeit der Dekodierbandbreite für alle vier untersuchten grundlegenden Szenarien.

Im Szenario I-LOS ist sowohl die Spannbreite zwischen den drei Einzelmessungen bei einer Bandbreite, als auch die Schwankung der Ergebnisse in Abhängigkeit der Dekodierbandbreite mit jeweils weniger als 1 dB (Max-Min) sehr gering. Dieselben Ergebnisse wurden für RS1 festgestellt (hier nicht gezeigt). Hieraus kann gefolgert werden, dass eine Messung mit der kleinstmöglichen Dekodierbandbreite von 1,4 MHz gleichwertige Ergebnisse wie die Messung mit höheren Dekodierbandbreiten liefert. Die Ursache für die Unabhängigkeit von der Dekodierbandbreite ist aus dem Frequenzspektrum ersichtlich: Die Variation der Amplitude des Signals über den gesamten Frequenzbereich ist sehr gering, das „Dach“ des Amplitudenverlaufs über der Frequenz ist vergleichsweise eben. Da die RS-Elemente über die gesamte Bandbreite verteilt sind, ergibt eine Einbeziehung aller RS-Elemente über die gesamte Signalbandbreite von 18 MHz in die Berechnung der mittleren Leistung eines RS-Elementes dasselbe Ergebnis wie die Einbeziehung der RS-Elemente nur über die inneren 1,08 MHz um die Mittenfrequenz. Die Lage des Messpunktes, der sich in etwa auf gleicher Höhe wie die Basisstation befand, ist auch die Ursache dafür, dass die Spannbreite der drei Einzelmessungen sehr gering ausfällt, da keine relevanten zeitlichen Änderungen der Ausbreitungsbedingungen zwischen Basisstation und Messgerät vorliegen.

Der Messpunkt I-NLOS zeigt ein grundlegend anderes Verhalten. Zwar ist auch hier die Spannbreite zwischen jeweils drei Einzelmessungen mit etwa 0,5 dB aufgrund der Lage des Messpunktes in einem Obergeschoss sehr gering und liegt sogar noch unterhalb der Spannbreite von Messpunkt I-LOS. Allerdings ist ein gleichmäßiger Pegelabfall mit zunehmender Dekodierbandbreite von etwa 3 dB festzustellen. Ein deutlicher „Sprung“ von etwa 2 dB ist insbesondere zwischen 1,4 MHz und 3 MHz zu verzeichnen. Auch hier erklärt ein Blick auf das zugehörige Frequenzspektrum die Ursache:



**Bild 3.1:** Messwerte der Code-selektiven RS-Messungen an den vier Messpunkten I-LOS, I-NLOS, O-LOS und O-NLOS (links, RS0: rote Kreuze, RS0 Avg: blaue Punkte) und zugehörige Frequenzspektren (rechts). Die Lage der Messpunkte ergibt sich aus Bild 2.2.

Offensichtlich erfahren die unmittelbar um die Mittenfrequenz liegenden Frequenzanteile eine geringere Dämpfung als insbesondere die höheren, d.h. rechts von der Mittenfrequenz liegenden Frequenzen. Dieses Verhalten ist auf die spezifischen Ausbreitungsbedingungen des Funksignals zurückzuführen. Werden nun nur die mittleren Frequenzen in die Dekodierung einbezogen, ergibt sich zwangsläufig ein höherer Mittelwert als bei einer Mittelung über die gesamte Signalbandbreite.

Beim Messpunkt O-LOS ist die Spannbreite der gemittelten RS-Pegel über der Bandbreite mit etwa 1 dB gering. Allerdings fällt hier auf, dass die Messwerte der drei Einzelmessungen mit bis zu 3,5 dB wesentlich stärker schwanken als bei den vorherigen Beispielen. Das ist insbesondere durch die Lage des Messpunktes auf Erdbodenniveau begründet: Während der Messungen liefen mehrmals Personen am Messpunkt vorbei und änderten damit massiv die Wellenausbreitungsbedingungen durch Abschattung bzw. Beugung.

Eine deutliche Variation zwischen den Einzelmessungen ist auch am Messpunkt O-NLOS festzustellen, wobei auch hier wegen der Lage auf Erdbodenniveau sowohl Personen, als auch Autos die Ausbreitungsbedingungen zeitlich massiv änderten. Diese Beeinflussung wirkt sich auch auf die Mittelwerte von RS0 in Abhängigkeit der Dekodierbandbreite aus, allerdings im Unterschied zu Messpunkt I-NLOS nicht systematisch. Sie fällt mit mehr als 6 dB größer aus als im Szenario I-NLOS. Das zugehörige Frequenzspektrum als Max-Hold Spektrum innerhalb einer Zeit von etwa 6 Sekunden unterstreicht die frequenzselektive Dämpfung des relevanten Funkkanals.

### **3.2 Schwenkmethode zur Reduzierung der bandbreitenabhängigen Variationen**

Bei den bisherigen Messungen befanden sich das Messgerät und die Antenne stationär an einem fixen Raumpunkt. Bei Expositionsmessungen im Hochfrequenzbereich ist aber die Schwenkmethode üblich: Hierbei wird mit der Messantenne ein zu untersuchendes Raumvolumen durchschwenkt, wobei das Messgerät auf Maximalwertanzeige programmiert ist. Mit dieser Methode werden zuverlässig der im Raumbereich vorliegende Maximalwert detektiert und kleinräumige Feldstärkeschwankungen durch so genanntes „Small-Scale Fading“ ausgeblendet.

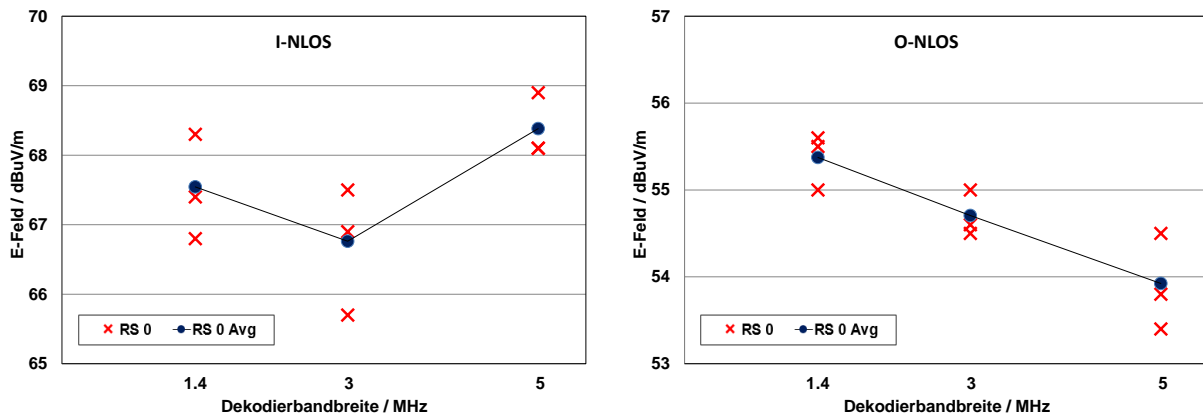
Im Folgenden soll überprüft werden, ob durch den Einsatz der Schwenkmethode die vor allem bei den NLOS-Messpunkten festgestellte deutliche Abhängigkeit der RS0-Pegel von der Dekodierbandbreite minimiert werden kann. Die Untersuchungen erfolgten dabei an den Messpunkten I-NLOS und I-LOS, bei denen die größte Variation des mittleren RS0-Pegels in Abhängigkeit der Dekodierbandbreite festgestellt worden war.

Dazu wurden an den beiden Messpunkten Messungen der Immission mit der Schwenkmethode durchgeführt. Die Messungen erfolgten mit Dekodierbandbreiten bis zu 5 MHz, da darüber hinaus aufgrund der langen Akquisitionszeiten ein Einsatz der Schwenkmethode nicht mehr sinnvoll möglich ist. Bereits bei 5 MHz benötigt eine Dekodierung mit der dreiaxigen Antenne etwa 2,6 Sekunden, weswegen die Antenne zum Erzielen korrekter Messergebnisse sehr langsam durch das Volumen geschwenkt werden muss.

In Bild 3.2 ist das Ergebnis der Messungen dargestellt. Im Vergleich zu den Ergebnissen der stationären Messung in Bild 3.1 kann die Variation des mittleren RS-Pegels über der Dekodierbandbreite bei Einsatz der Schwenkmethode von 3 dB bei I-NLOS bzw. 6 dB bei



O-LOS auf etwa 1,5 dB reduziert werden, da offenbar beim Durchschwenken des Volumens unterschiedliche Ausbreitungspfade erfasst werden. Die Variation liegt damit in derselben Größenordnung wie die Reproduzierbarkeit zwischen den drei Einzelmessungen. Dies bedeutet, dass bei Messungen mit der Schwenkmethode eine Dekodierbandbreite von 1,4 MHz ausreichend ist, wohingegen bei stationären Messungen z.B. auf einem Stativ insbesondere bei NLOS-Szenarien eine höhere Dekodierbandbreite zu wählen ist.



**Bild 3.2:** Einfluss der Dekodierbandbreite auf die RS0-Feldstärkewerte bei Einsatz der Schwenkmethode am Messpunkt I-NLOS (links) und O-NLOS (rechts). RS0: rote Kreuze, RS0 Avg: blaue Punkte. Die Lage der Messpunkte ergibt sich aus Bild 2.2.

## 4 Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Vorliegender Beitrag untersucht an systematisch im Umfeld einer LTE-Basisstation ausgewählten Messpunkten den Einfluss der Dekodierbandbreite auf die Genauigkeit von Code-selektiven Immissionsmessungen am Beispiel des Messgerätes Narda SRM-3006. Für ein stationär z.B. auf ein Stativ installiertes Messgerät ist vor allem in Szenarien ohne Sicht auf die Basisstation mit einer Variation von mehr als 3 dB ein deutlicher Einfluss der Dekodierbandbreite auf die Messwerte feststellbar, der allerdings bei Anwendung der Schwenkmethode auf 1,5 dB reduziert werden kann. Damit liefert auch eine Messung mit der niedrigsten verfügbaren Dekodierbandbreite von 1,4 MHz bei Einsatz der Schwenkmethode zur lokalen Maximumsuche vertrauenswürdige Ergebnisse und bietet den Vorteil einer hohen Dekodiergeschwindigkeit und damit großen Aktualisierungsrate.

## 5 Literaturhinweise

- [1] Chr. Bornkessel, Immissionsmessungen in der Umgebung von LTE-Basisstationen, Teil 1: Grundlagen; Teil 2: Messmethoden, Application Note, Narda, 2013.
- [2] Narda Safety Test Solutions, SRM-3006 Frequenzselektive Messung hochfrequenter elektromagnetischer Felder, <https://www.narda-sts.com/de/selektiv-emf/srm-3006/>, zuletzt besucht: 04.12.2017.
- [3] Chr. Bornkessel, M. Hein und M. Wuschek, Measurement of human exposure to LTE base stations: Present status and future challenges in measurement methodology, Proceedings of the 45th European Microwave Conference, 2015, DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345905.

# **Einfache Antennenmodelle zur Berechnung von Sicherheitsabständen an Small Cells im 5G-Netz**

Dr. rer. nat. Karsten Menzel, EMF fx Consulting & Simulation  
Prof. Dr.-Ing. Matthias Wuschek, Technische Hochschule Deggendorf

## **1 Übersicht**

Mit dem weiteren Ausbau moderner Mobilfunknetze kommen Sendestationen mit kleiner Sendeleistung, sog. "Small Cells", in unmittelbarer Nähe zu den Nutzern zum Einsatz. Der Betreiber muss dabei sicherstellen, dass Menschen in der Nachbarschaft solcher Anlagen keinen Expositionen ausgesetzt werden, die über den zulässigen Grenzwerten [1] liegen. Neben einer messtechnischen Überprüfung, die nur exemplarisch erfolgen kann, stellt der rechnerische Nachweis der Einhaltung der Referenzwerte mit einfachen Antennenmodellen eine effiziente Alternative dar, um die erwarteten großen Stückzahlen von Small Cells in der nächsten Mobilfunkgeneration (5G) bewältigen zu können. In dem Beitrag werden drei Antennenmodelle vorgestellt, von denen zwei Modelle in dieser Form noch keinen Einzug in die Normung [2] gefunden haben. Die Modelle wurden zur Expositionsberechnung an einem Musterstandort verwendet und mit vor Ort durchgeführten Feldstärkemessungen verglichen. Der Musterstandort ist eine öffentliche Telestation in einer Fußgängerzone, in deren Kopf zwei LTE-Antennen (Halbwellendipole) eingebaut sind.

## **2 Stand der Normung zur Bestimmung der Sicherheitsabstände**

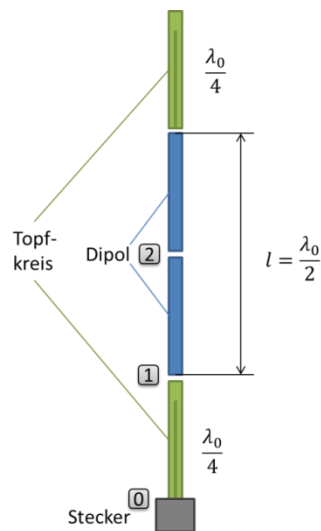
Die zu diesem Thema maßgebliche Norm IEC62232 [2] wird weltweit als Referenz für Berechnungs- und Messmethoden verwendet. Hierin sind verschiedene Berechnungsmethoden zur Expositionsermittlung aufgeführt. U.a. ist dort angegeben, wie mittels Fernfelddaten der Antennen eine Expositionsermittlung erfolgen kann. Dieses Modell wird hier als "auf Fernfelddaten basierend" bezeichnet. Des Weiteren wird dort das "Synthetische Modell" erläutert, welches aber abseits der Hauptsenderichtung zu einer Unterschätzung der Exposition führen kann [3]. Um diese Unterschätzung zu beseitigen, wurde ein "optimiertes Synthetisches Modell" entwickelt, welches hier vorgestellt wird. Weitere Berechnungsmethoden der Norm werden nicht betrachtet, da diese entweder für kleine Antennen ungeeignet sind oder der Aufwand für die Anwendung dieser Modelle unverhältnismäßig groß ist.

## **3 Untersuchungsgegenstand**

Die Analyse erfolgt an einem typischen Small Cell-Standort. Dies ist eine Telestation, in deren Kopf (30 cm breit, 22 cm tief) neben zwei WLAN Antennen zusätzlich auch zwei LTE-Antennen in MIMO-Technik installiert sind. Betrachtet wird im Folgenden nur die Abstrahlung der LTE-Antennen. Die vom WLAN-System emittierten Felder können aufgrund der um etwa den Faktor 100 geringeren Sendeleistung vernachlässigt werden.

### 3.1 LTE-Antennen und Sendeparamter

Bei den Antennen handelt es sich um den Typ K80010431 der Firma Kathrein. Dies sind 115 mm lange Antennen für den Frequenzbereich 1710 MHz bis 2700 MHz. Der Antennengewinn entspricht mit 2 dBi in etwa dem eines Halbwellendipols. Laut Angaben des Antennenherstellers handelt es sich bei der Antenne um einen Dipolstrahler, der am Fuß und am Kopf jeweils einen Topfkreis besitzt. Da Topfkreise üblicherweise eine Länge von einem Viertel der Wellenlänge haben, ergibt sich der Antennenaufbau in etwa gemäß Bild 1.



**Bild 1:** Aufbau der Antenne K80010431 bestehend aus einem Halbwellendipol und zwei Topfkreisen.

Die Abstrahlung erfolgt aus zwei baugleichen Antennen dieses Typs im Abstand von 23,7 cm. Jede Antenne wird mit 35 dBm abzüglich der Kabelverluste von 0,8 dB gespeist. Damit ergibt sich eine Antenneneingangsleistung von ca. 2,63 W bzw. eine EIRP von 4,17 W pro Antenne. Die räumliche Ausdehnung der aktiven Antennenteile ist etwa  $\lambda/2$ , woraus sich als Übergang zwischen strahlendem und reaktivem Nahfeld ein Abstand zwischen  $\lambda/2$  und  $\lambda/6$  und zwischen Nah- und Fernfeld von  $2\lambda$  ergibt [4]. Damit lässt sich bei einer Betriebsfrequenz von 2,65 GHz ab einem Abstand von ca. 5 cm zur Antenne mit einem Feldwellenwiderstand von  $377 \Omega$  und ab etwa 22 cm in Hauptsendrichtung mit Fernfeldbedingungen rechnen.

### 3.2 Messungen

Um einen Eindruck bezüglich der Übereinstimmung der Berechnungsergebnisse mit der realen Feldverteilung in der Umgebung der Telestation zu erhalten, wurden an zwei baugleichen Telestationen Feldstärkemessungen durchgeführt. Die Messungen erfolgten codeselektiv mit einem Feldanalysator (SRM-3006 von Narda STS), so dass die für den Vergleich zwischen Berechnung und Messung notwendige Hochrechnung der Messergebnisse auf die bei maximaler Anlagenauslastung (d.h. maximaler Sendeleistung) herrschenden Feldstärkewerte verlässlich möglich wird. Die Ergebnisse der Messungen werden in Kapitel 6 vorgestellt und mit den Simulationsergebnissen verglichen.

## 4 Modelle zur Beschreibung des Antennenfeldes

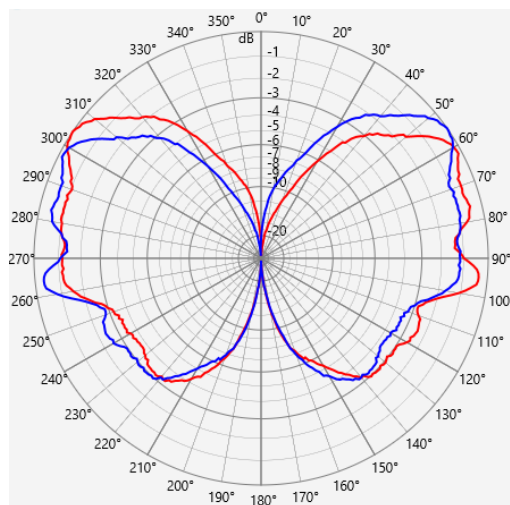
Folgende drei Modellansätze wurden zur Analyse des Antennenfeldes betrachtet:

### 4.1 Modell auf Grundlage der Fernfelddaten des Herstellers

Die Antennenhersteller liefern typischerweise für verschiedene Frequenzen das horizontale und das vertikale Antennendiagramm. Bild 2 zeigt das originale vertikale Diagramm in Blau und zusätzlich in Rot das an der vertikalen Achse gespiegelte Vertikaldiagramm. Da sich theoretisch ein vom Azimut unabhängiges Diagramm ergeben müsste, vermittelt Bild 2 einen Eindruck über baulich bedingte Abweichungen und auftretende Messfehler. In der unteren Halbebene (und diese ist im Wesentlichen relevant für die Sicherheitsabstände) ergeben sich Abweichungen zwischen beiden Diagrammen von bis zu 1,5 dB. Eine erste einfache Abschätzung über den Sicherheitsabstand liefert Gl. (1) unter der Annahme, dass beide Antennen in einem Punkt vereint wären.

$$r_{\text{lim}} = \frac{\sqrt{30 \cdot P \cdot G}}{E_{\text{lim}}} = \frac{\sqrt{30 \cdot \text{EIRP}}}{E_{\text{lim}}} \quad (1)$$

Mit dem für die Betriebsfrequenz anzuwendenden Grenzwert  $E_{\text{lim}}(f = 2,6 \text{ GHz}) = 61 \text{ V/m}$  ergibt sich bei der EIRP der Anlage von 8,34 W ein Sicherheitsabstand von 25,9 cm in Hauptsenderichtung. In einem Winkel von  $45^\circ$  nach unten zeigt Bild 2 Werte des Antennengewinns, die um etwa 3 dB gegenüber der Hauptsenderichtung reduziert sind. Daraus folgt, dass in diese Richtung der Sicherheitsabstand etwa um den Faktor 1,41 geringer ausfällt, woraus sich ein Sicherheitsabstand von 18,3 cm bezogen auf die Antennenmitte bzw. einen vertikalen Sicherheitsabstand von 13 cm bezogen auf den Antennenfuß ergeben würde. Daraus könnten sich für die Praxis unnötige Einschränkungen für die Montagehöhe der Antennen ergeben. Deshalb ist eine dezidierte Betrachtung notwendig, bei der das Feld jeder einzelnen Antenne und deren räumliche Anordnung betrachtet werden. Wird das Fernfelddiagramm als Ausgangspunkt verwendet, ist der Bezugspunkt, auf den sich das Diagramm bezieht, wichtig.



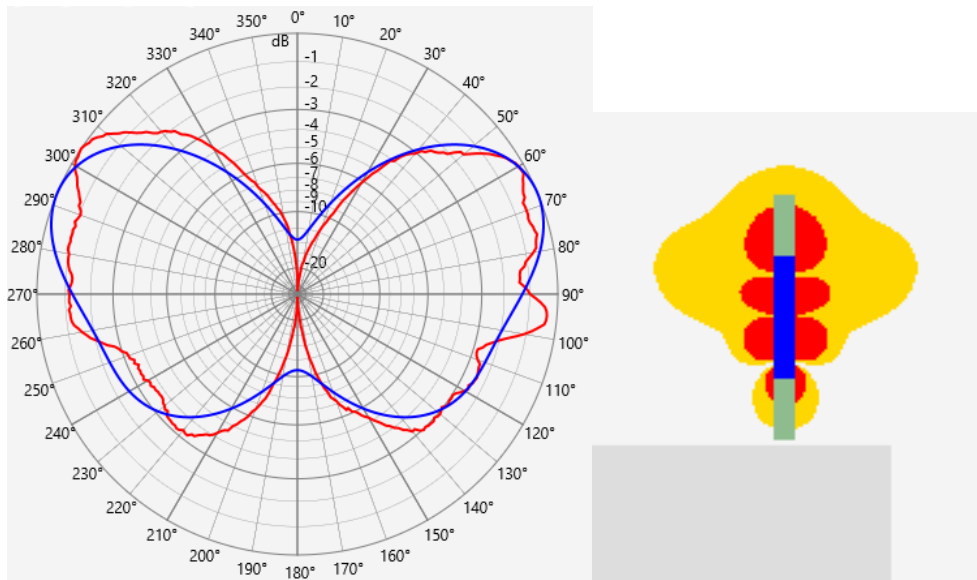
**Bild 2:** Vertikaldiagramm im Fernbereich der Antenne bei 2600 MHz. Blau: Messdaten des Herstellers. Rot: an der vertikalen Achse gespiegelten Messdaten.

Im Folgenden wird die Dipolmitte als Bezugspunkt für das Modell "auf Fernfelddaten basierend" gewählt. Beim Einsatz dieses Modells in der Praxis (Referenzpunkt sollte unterhalb der Antenne liegen) müsste dieser Sachverhalt durch einen entsprechenden Aufschlag im Sicherheitsabstand in vertikaler Richtung berücksichtigt werden.

## 4.2 Optimiertes synthetisches Modell

Beim "Synthetischen Modell" (siehe Kap. B.4.4.1 in [2]) wird vereinfachend die Antenne als ein Vektor aus Punktstrahlern angenommen. Eine phasenrichtige Summation liefert dann die elektrische Feldstärke im Raum. Das Modell wurde folgendermaßen optimiert: Um eine omnidirektionale Antenne nachzubilden, erhalten die einzelnen Punktstrahler in horizontaler Richtung eine Kreischarakteristik (d.h. keine Azimutabhängigkeit der Abstrahlung) und in vertikaler Richtung eine Charakteristik, die einer Gaußfunktion mit einer Halbwertbreite von 3° bis 60° folgt. Die Parameter Amplitude, Phase und vertikaler Öffnungswinkel werden mit einem Non-Linear-Least-Square-Fitting so optimiert, dass sich eine möglichst gute Übereinstimmung mit den Fernfelddaten des Herstellers ergibt. Bild 3 zeigt den Vergleich zwischen Fernfelddaten des Herstellers und den mittels des optimierten synthetischen Modells errechneten Fernfelddaten. Die Abweichung zwischen gemessenem Fernfelddiagramm und dem mit diesem Modell berechneten Diagramm beträgt maximal etwa 1 dB und ist damit kleiner als die Asymmetrie des gemessenen Diagramms.

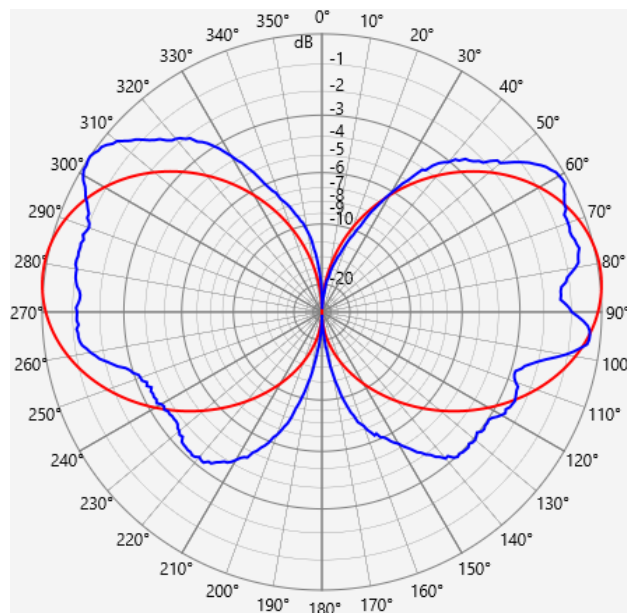
Dieses Modell würde es auch ermöglichen, mittels Ray-Tracing die Abschirmung bzw. Reflexionen durch den Gehäusedeckel der Telestation, auf dem die Antennen montiert sind, zu berücksichtigen. Jedoch besteht der Deckel aus verschiedenen Erhebungen und Kanten, so dass eine genaue Modellierung sehr aufwendig ist. Da der erwartete Einfluss des Deckels vermutlich nicht sehr groß ist, wurde er vernachlässigt.



**Bild 3:** Links: Vergleich der Fernfelddaten des Herstellers (rot) und der Fernfelddaten mittels des optimierten synthetischen Modells (blau) bestehend aus 4 Einzelstrahlern mit einer Gesamthöhe von 54 mm. Rechts: Zur Illustration der Leistungsverteilung wird der Halbwellendipol mit 1 W Leistung in der Seitenansicht gezeigt (Rot: Grenzwertüberschreitung für berufliche Exposition, Gelb: Grenzwertüberschreitung für die Allgemeinbevölkerung).

### 4.3 Arraymodell aus Hertzschen Dipolen

Mobilfunkantennen können auch als ein 3D-Array von Hertzschen Dipolen nachgebildet werden. Dieses Modell wurde mit einem 1x1x6-Array auch zur Nachbildung des vorliegenden Halbwellendipols verwendet, für den eine sinusförmige Amplitudenverteilung zu wählen ist (aus der Literatur ist dies umfänglich bekannt [4]). Damit ergibt sich die gewünschte Halbwertsbreite von  $78^\circ$  und der Gewinn von etwas über 2 dB. Bild 4 zeigt im Vergleich mit den Herstellerdaten, dass das Arraymodell zu einer deutlich verschiedenen Richtcharakteristik gegenüber den Messdaten führt. Die Abweichungen in der unteren Halbebene erreichen 6 dB und sind im Vergleich mit dem gemessenen Diagramm im Fernfeld deutlich größer als mit dem Modell aus Abschnitt 4.2.

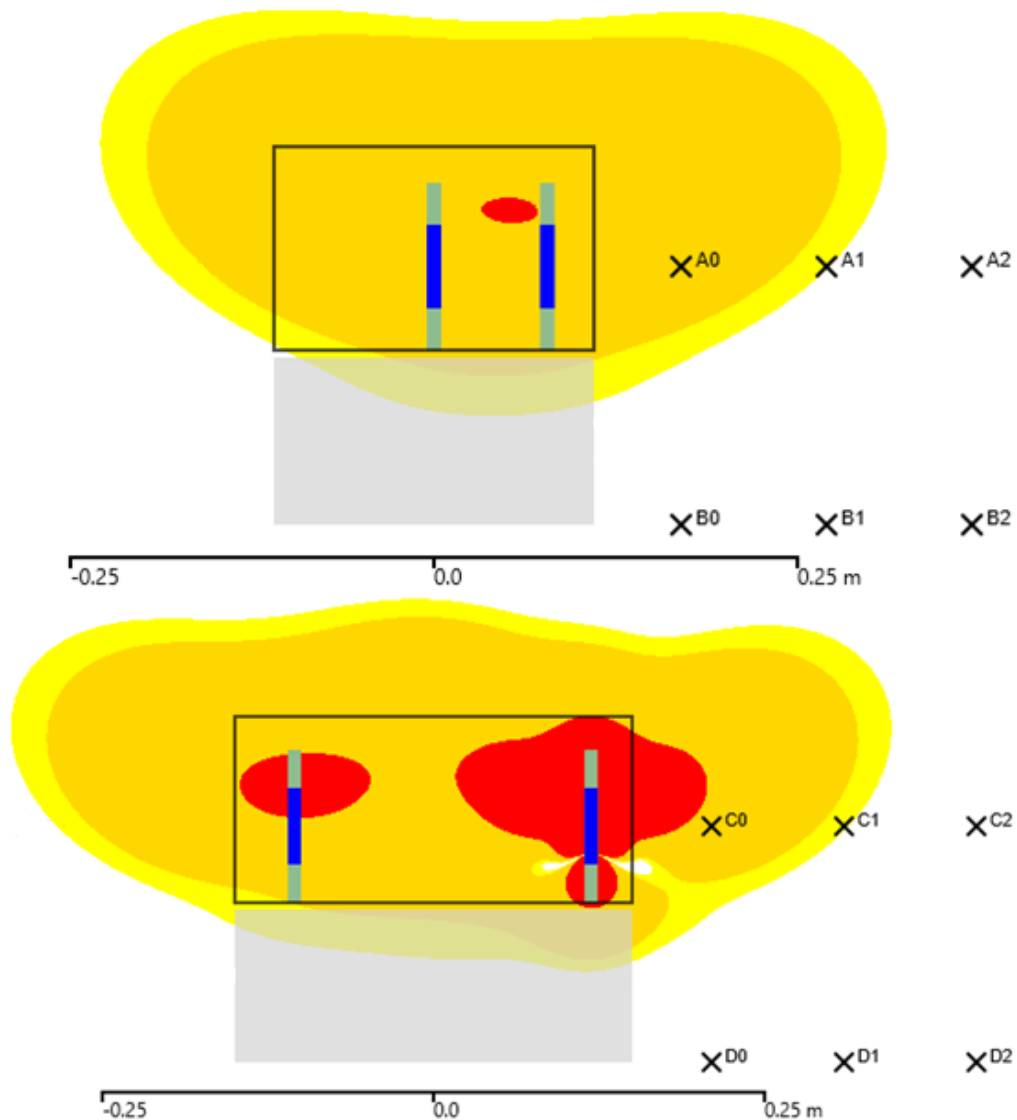


**Bild 4:** Vertikales Richtdiagramm des 1x1x6-Array aus Hertzschen Dipolen mit kleinem Phasenshift zum Uptilt (rot) im Vergleich mit dem Fernfelddaten des Herstellers (blau). Die Dipole bilden eine Gesamthöhe von 5 cm (ohne die äußeren Dipole mit Amplitude 0), so dass sich ein vertikaler Öffnungswinkel von  $78^\circ$  ergibt.

## 5 Anwendung der drei Modelle auf die Telestation

Zur Bestimmung der räumlichen Bereiche, in denen die Referenzwerte nicht mehr eingehalten werden, wurden gemäß der Normung die von den beiden Antennen abgestrahlten elektrischen Feldstärken quadratisch summiert und auf den Grenzwert bezogen. Ist die so ermittelte Summe in einem Raumpunkt größer 1 wird dort der Referenzwert nicht mehr eingehalten. In Bild 5 wird beispielhaft in zwei Schnitten (jeweils durch den Mittelpunkt der Telestation) in Front- und Seitenansicht die Modellierung mit dem optimierten synthetischen Modell gezeigt. Dabei sind die Bereiche Orange gekennzeichnet, bei denen der Grenzwert für die Allgemeinbevölkerung überschritten wird. In Rot wurden die Bereiche gekennzeichnet, für die der Grenzwert für berufliche Exposition überschritten wird. Zusätzlich ist in Gelb gekennzeichnet, wo der Grenzwert für die Allgemeinbevölkerung bei einer zusätzlich vorhandenen Hintergrundimmission mit einer

Grenzwertausschöpfung von 20% nicht eingehalten wird. Messungen zeigen regelmäßig, dass die Umgebungsfelder typischerweise den Grenzwert mit weniger als 15% ausschöpfen. In Einzelfällen treten auch etwas größere Umgebungsfelder auf, so dass die angenommenen 20% ein konservativer Ansatz sind. In Bild 5 sind die Positionen mit X markiert, bei denen die Messungen durchgeführt wurden.



**Bild 5:** Oben Seitenansicht, unten Frontansicht des Kopfbereichs der Telestation mit den berechneten Feldern mittels des optimierten synthetischen Modells. In Grün-Blau sind die beiden LTE-Antennen eingezeichnet. Rot illustriert ist die Überschreitung des Grenzwertes bei beruflicher Exposition. Orange illustriert die Überschreitung des Grenzwertes für die Allgemeinbevölkerung (Gelb mit zusätzlich vorhandenen Umgebungsfeldern in Höhe von 20%). Der Ursprung des Koordinatensystems liegt genau in der Mitte des Kopfbereichs der Telestation.

## 6 Ergebnisse

Die Tabelle 1 zeigt an jeweils den drei nächsten Punkten zu den betrachteten Small Cell-Standorten den Vergleich zwischen Messergebnissen und berechneten Werten. Die größten Abweichungen ergeben sich in der Ebene C beim Abstand 0 von bis zu 11 dB. An allen anderen Vergleichspunkten ergeben sich Abweichungen von unter 4 dB. Damit



liegen diese im Bereich von typischen Messfehlern. Die größeren Abweichungen in der Ebene C bei kleinem Abstand sind erwartungsgemäß, da der Feldgradient im Vergleich mit den anderen Punkten am größten ist und die Berechnung punktgenau erfolgt, während bei der Messung über einen größeren Raumbereich integriert wird.

**Tabelle 1:** Vergleich der Messdaten von zwei Standorten (Standort 1 und Standort 2) mit den berechneten Punkten senkrecht zum Gehäuse in den Ebenen A, B und C. Die Werte geben den Prozentsatz bezogen auf den Grenzwert an. Rot markiert sind Werte über 100%, was einer Grenzwertüberschreitung entspricht. Die Entfernungsangaben beziehen sich auf die Oberfläche des Gehäuses der Telestation.

Ebene	Nr.	Entfernung	Messwert Standort 1	Messwert Standort 2	Fernfelddaten	Synth. Model	Array aus Hertzischen Dipolen
A	0	0,06 m	156,2	111,9	234	205	223
A	1	0,16 m	87,9	72,2	108	101	110
A	2	0,26 m	78,3	47,2	66	63	68
B	0	0,06 m	48,3	52,3	61	55	37
B	1	0,16 m	65,9	60,8	46	49	39
B	2	0,26 m	55,4	54,8	37	41	37
C	0	0,06 m	100,9	103,2	381	332	347
C	1	0,16 m	74,8	69,0	112	103	111
C	2	0,26 m	63,6	49,4	63	59	63
D	0	0,06 m	47,2	62,9	75	48	34
D	1	0,16 m	33,8	58,0	55	46	37
D	2	0,26 m	30,1	58,0	42	39	35

## 7 Diskussion und Ausblick

Die hier vorgestellten einfachen Rechenmodelle zur Beschreibung der elektrischen Feldstärke eines einfachen Halbwellendipols sind grundsätzlich geeignet, eine Bewertung über die Einhaltung der Grenzabstände durchzuführen. Es zeigt sich, dass im vorliegenden Fall das optimierte synthetische Modell die besten Ergebnisse liefert. Dieses Modell gibt die Fernfelddaten der Antenne sehr gut wieder, beschreibt aber auch im Nahbereich das Feld der Antenne erwartungsgemäß. Ebenso zeigt dieses Modell die beste Übereinstimmung mit den Messdaten (Mittelwert über die Abweichungen zwischen allen Mess- und Berechnungspunkten: Optimiertes Synthetisches Modell: 2,5 dB; Hertzsche Dipole: 2,8 dB; Fernfeldmodell: 3,1 dB).

Gegenüber Messungen haben Berechnungen, wie im vorliegenden Fall, den Vorteil, dass eine umfassende Bewertung in alle Richtungen möglich ist, was in der Praxis bei Messungen aufgrund von räumlichen Gegebenheiten nicht immer gegeben ist. So er-



folgten die Messungen beispielsweise aufgrund der eingeschränkten Zugänglichkeit der Stationen nicht in allen vier seitlichen Richtungen. Aufgrund der unsymmetrischen Anordnung der Antennen im Kopf der Telestation ist jedoch mit unterschiedlichen Feldstärkewerten in den einzelnen Richtungen zu rechnen. Somit kann der Fall auftreten, dass bei Messungen nicht immer der Worst-Case-Fall betrachtet wird. Die Berechnungen hingegen erfassen sehr einfach den ganzen Raum.

Ebenso kann die Berechnung an andere Umfeldexpositionen angepasst werden. Damit ist eine Übertragung auf andere Standorte sehr einfach möglich.

Die Berechnungen mit allen drei Modellen liefern in horizontaler Richtung in guter Übereinstimmung Sicherheitsabstände von bis zu 18 cm zum Gehäuse der Telestation. In vertikaler Richtung ergeben sich je nach verwendetem Modell Sicherheitsabstände von 2 bis 7 cm zur Höhe des Antennenfußpunktes. Alle drei Modelle sind also grundsätzlich geeignet, die Sicherheitsbereiche ausreichend konservativ zu berechnen.

Insbesondere mit dem optimierten synthetischen Modell steht ein Werkzeug zur Verfügung mit dem eine Expositionsbewertung von verschiedensten Small Cells gerade im Hinblick auf das zukünftigen 5G-Netz erfolgen kann.

## Literatur

- [1] ICNIRP Guidelines: Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz), Health Physics, vol. 74 no. 4, S. 494-522, 1998
- [2] IEC 62232 (2011): Determination of RF field strength and SAR in the vicinity of radio communication base stations for the purpose of evaluating human exposure; 2011
- [3] Menzel, K.: Calculation of the exclusion zones for workers and the public at radio base station antennas. A comparison between the novel NF-Huygens approach and the Vector Point Source method. Proceedings of the BioEM2016; Abstract Collection; Page 237-240; 2016
- [4] Kark, K.: Antennen und Strahlungsfelder; Vieweg; 2.Auflage; 2004

---

# Schirmung

---

# Flussleitfähigkeit versus Stromverdrängung: Magnetische Schirmung im niederfrequenten Bereich

Dr. Stefan Hiebel, Sekels GmbH, Ober-Mörlen, Deutschland, shiebel@sekels.de

Dr. Denis Filistovich, Sekels GmbH, Ober-Mörlen, Deutschland, dfilistovich@sekels.de

## 1. Typische Abschirmprobleme

Bei magnetischen Abschirmungen geht es entweder darum, empfindliche Geräte oder auch Personen vor niederfrequenten Magnetfeldern zu schützen (Abschirmung der Störsenke), oder die durch technische Geräte entstehenden Magnetfelder an ihrer Ausbreitung nach außen zu hindern (Abschirmung der Störquelle). „Niederfrequent“ bezeichnet in diesem Zusammenhang typischerweise den Frequenzbereich von 0 bis zu einigen kHz.

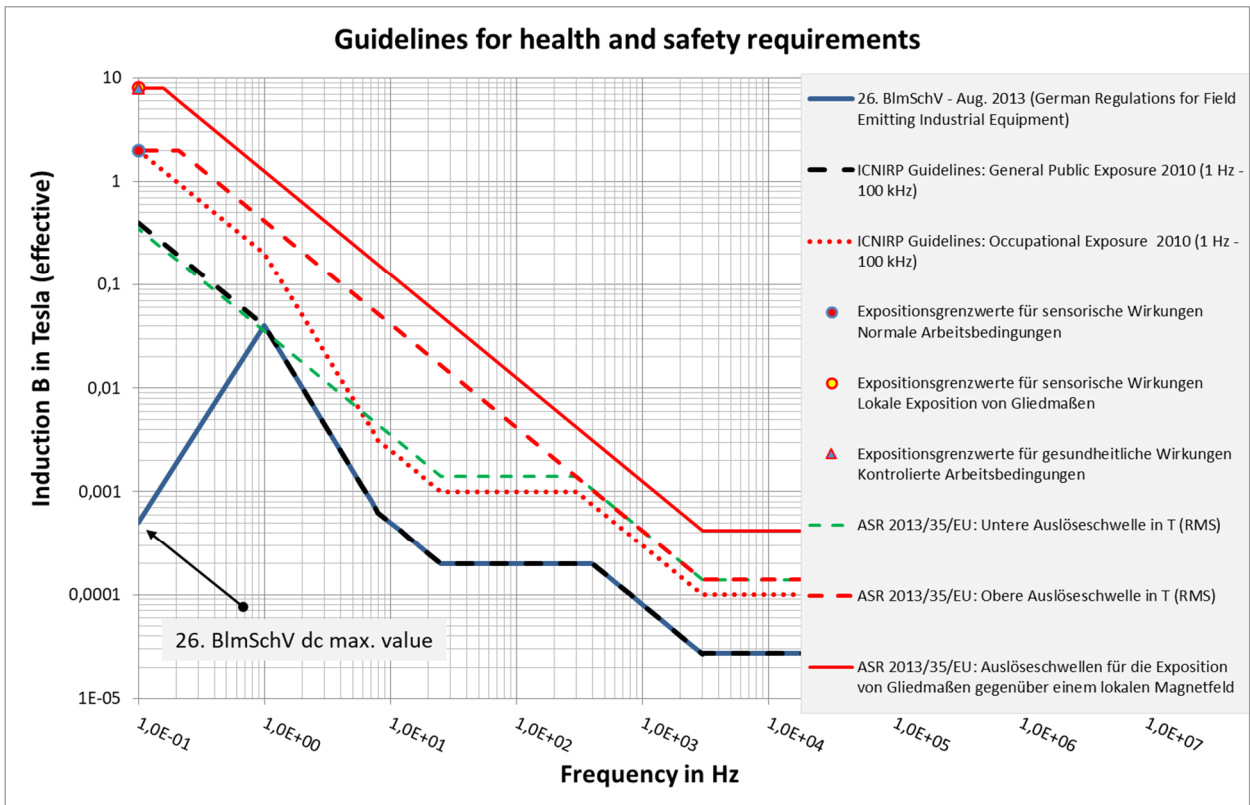
Zumeist ist eine Abschirmung der Störsenke vorzuziehen, da die dort auftretenden Störfelder bereits durch den Abstand zur Störquelle reduziert sind. Zudem sind senkennahe Abschirmungen oft kleiner ausführbar und mit sinkender Größe einer magnetischen Abschirmung steigt ihre Wirksamkeit und ihre Empfindlichkeit gegen magnetische Sättigung des Abschirmmaterials sinkt.

Häufig anzutreffende Situationen, die magnetische Abschirmmaßnahmen erfordern, sind z. B. wissenschaftliche Versuchsaufbauten, medizintechnische Geräte, empfindliche elektronische Komponenten in Maschinen, Fahr- und Flugzeugen, aber auch der Aufenthaltsbereich von Personen in der näheren Umgebung technischer Anlagen, insbesondere dort, wo große elektrische Ströme fließen.

## 2. Bestehende Grenzwerte

Zur Bewertung der zulässigen Magnetfeldamplituden, denen Personen ausgesetzt werden dürfen, existieren verschiedene Richtlinien (Bild 1). Eine Gemeinsamkeit ist die unterschiedliche Gewichtung verschiedener Frequenzbereiche. Zudem sind häufig die zulässigen Belastungen während beruflicher Tätigkeit höher als für die „Allgemeinheit“.

Im technischen Bereich ergeben sich die zulässigen Grenzwerte selbstverständlich aus den sehr unterschiedlichen technischen Anforderungen der zu schützenden Geräte.



**Bild 1:** Richtlinien für die zulässige Magnetfeldexposition von Personen (wird weiter aktualisiert)

### 3. Qualifizierung von Abschirmmaterialien

Bei der Bewertung von Abschirmmaterialien ist grundsätzlich zu unterscheiden zwischen weichmagnetischen Werkstoffen, die niederfrequente Magnetfelder nach dem Prinzip der Flussumleitung „abschirmen“ und elektrisch leitfähigen Abschirmmaterialien, die in Wechselfeldern durch die induktive Erzeugung von Wirbelströmen elektromagnetische Felder aufbauen, die nach Lenzscher Regel ihrer Ursache entgegen gerichtet sind. Weichmagnetische Werkstoffe sind meist auch elektrisch leitfähig, so dass bei diesen Materialien in niederfrequenten Wechselfeldern beide Abschirmmechanismen gleichzeitig wirken. Dagegen sind die besten elektrischen Leiter unmagnetisch, so dass Abschirmungen z. B. aus Kupfer oder Aluminium bei magnetischen Gleichfeldern bis ca. 50 Hz wirkungslos sind.

Die weichmagnetischen Eigenschaften eines Materials lassen sich anhand von in Jochsystemen eingespannten Probestücken oder durch Primär- und Sekundärwicklung ringförmiger Materialproben als Transformatorenkerne bestimmen. Entscheidend für die Abschirmwirkung gegen niederfrequente Magnetfelder sind der frequenzabhängige Verlauf der magnetischen Permeabilität  $\mu_r$  als Funktion der magnetischen Erregung  $H$  sowie die Sättigungspolarisation  $J_s$  des Materials. Für Abschirmzwecke weniger wichtig ist die Koerzitivfeldstärke  $H_c$  des Materials.

Allerdings hängt die Wirksamkeit einer magnetischen Abschirmung zusätzlich stark von der Geometrie des Problems ab, so dass die Angabe einer Abschirmeigenschaft als reine Materialgröße im Gegensatz zu Leitfähigkeitsschirmen nicht sinnvoll ist. Zur Vorhersage

der Abschirmwirkung können die Ergebnisse weichmagnetischer Messungen dagegen z. B. als Eingabeparameter in Simulationsprogrammen verwendet werden.

#### 4. Quantitative Bewertung von Abschirmmaßnahmen

Da die analytische Berechnung magnetischer Abschirmfaktoren nur für sehr einfache Geometrien möglich ist, bleiben bei realen Problemen oft nur experimentelle oder numerische Methoden, um die Wirksamkeit einer Abschirmmaßnahme vorherzusagen bzw. die Auslegung von Abschirmsystemen zu optimieren.

##### 4.1 Abschirmmessungen in definierten Störfeldern

Die Messung niederfrequenter magnetischer Abschirmfaktoren lokaler Abschirmungen erfolgt zumeist wie in Bild 2 dargestellt in einem Helmholtz-Spulenpaar. Das Verhältnis aus den Feldamplituden ohne ( $B_{out}$ ) und mit der Abschirmung ( $B_{in}$ ) an demselben Ort bestimmt den Schirmfaktor  $S = 10^{a/20}$  ( $a$ : Schirmdämpfung in dB).

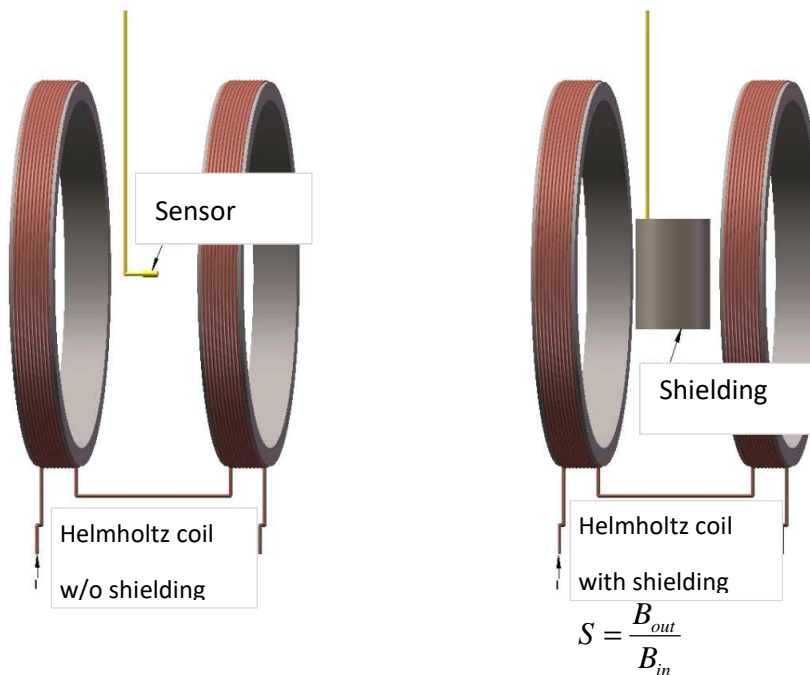
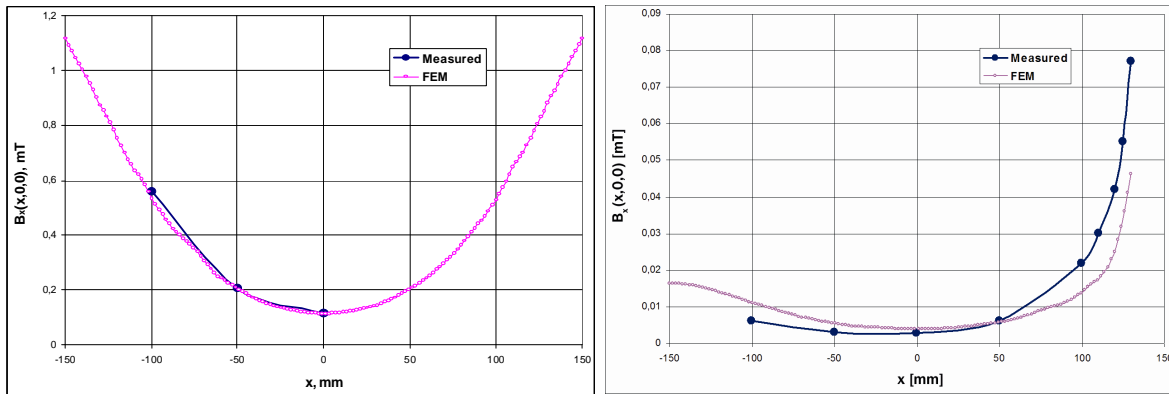


Bild 2: Prinzip einer Schirmfaktormessung

##### 4.2 Vergleich mit der Finite-Elemente-Methode (FEM)

Da bei magnetischen Abschirmproblemen die Berücksichtigung wichtiger Parameter wie z. B. weichmagnetischer Eigenschaften oder Fertigungstoleranzen in FEM-Simulationsprogrammen oft nur ansatzweise möglich ist, können schon bei einfachen Geometrien Diskrepanzen zu realen Messergebnissen auftreten. Bild 3 zeigt dies für den Fall eines rotationssymmetrischen Zylinders aus 1 mm-MUMETALL<sup>®</sup> mit einem Durchmesser von 200 mm und einer Länge von 300 mm. Ohne die abnehmbaren Deckel besteht eine sehr gute Übereinstimmung zwischen FEM-Berechnung und Messung

(links). Allein durch Hinzufügen der beiden Deckel entsteht jedoch eine deutliche Abweichung der Simulationsrechnung von den Messergebnissen (rechts).



**Bild 3:** Vergleich einer FEM-Berechnung des magnetischen Abschirmfaktors mit der ortsabhängigen Messung an einem um die x-Achse rotationssymmetrischen Zylinder ohne (links) und mit Deckeln (rechts; Deckelöffnung  $\varnothing$  20 mm bei  $x = 150$  mm)

### 4.3 Störfeldmessungen vor Ort

Um gezielte Abschirmmaßnahmen gegen niederfrequente Wechselfelder ergreifen zu können, ist es wichtig, die einzelnen Frequenzkomponenten zur Bestimmung der Feldrichtung voneinander getrennt und zeitlich lückenlos zu analysieren. Die aufgezeichneten Messdaten sollten frei von der gemäß Bild 1 nach Frequenzbeiträgen gewichteten Gesamtbewertung der Störumgebung betrachtet werden können. Abbildung 4 zeigt ein Messsystem, das diese Anforderungen erfüllt.



**Bild 4:** Messsystem für Störfeldmessungen mittels 3D-Searchcoils

## 5. Anwendungsbeispiele

Die Auswahl des für ein bestimmtes Problem geeignetsten Abschirmmaterials unterliegt nicht nur technischen, sondern zumeist auch wirtschaftlichen Rahmenbedingungen, bedingt durch Rohstoffkosten, Materialverfügbarkeit, Gewicht, Verarbeitungsmöglichkeiten etc. Daher werden hier Untersuchungen vorgestellt, wie verschiedene Werkstoffe in bestimmten Frequenzbereichen auch in Kombination als Abschirmmaterialien wirken.

## 5.1 Mehrfachabschirmungen

Bezogen auf eine optimale Schirmwirkung ist es in der Regel günstiger, mehrere dünnwandige Abschirmungen anstelle weniger, dickerer Lagen zu verwenden. Umgekehrt lässt sich so der Materialeinsatz bei gegebener Schirmwirkung minimieren, allerdings zumeist auf Kosten eines höheren Bearbeitungsaufwands. Dies wird durch Messungen an Demonstrationsobjekten veranschaulicht.

## 5.2 Die Eindringtiefe elektromagnetischer Felder

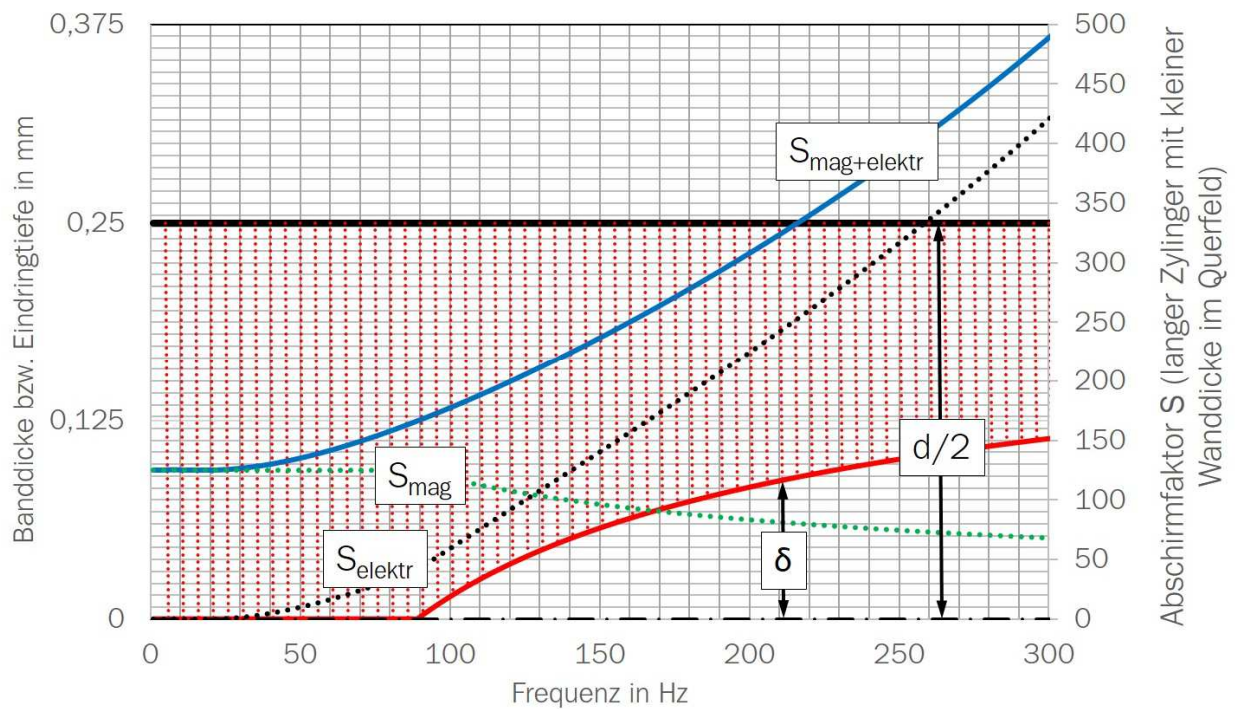
Bei der Materialauswahl von Abschirmmaterialien im Frequenzbereich bis zu einigen kHz ist die Eindringtiefe

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \mu_0 \pi f}}$$

des elektromagnetischen Felds eine wichtige Größe. Sie hängt von Feldfrequenz  $f$ , dem spezifischen elektrischen Widerstand  $\rho$  und der magnetischen Permeabilität  $\mu = \mu_r \mu_0$  des Werkstoffs ab. An dieser Formel kann man erkennen, dass relativ schlecht elektrisch leitfähige weichmagnetische Werkstoffe in Verbindung mit ihrer um Größenordnungen höheren relativen magnetischen Permeabilität  $\mu_r$  im Vergleich z. B. zu Kupfer- und Aluminiumlegierungen auch im kHz-Frequenzbereich noch deutlich bessere Abschirmeigenschaften haben. Dass in diesem Frequenzbereich trotzdem oft Leitfähigkeitsabschirmungen oder Kombinationen mit weichmagnetischen Materialien zum Einsatz kommen, hat vor allem wirtschaftliche Gründe.

Bild 5 zeigt die Frequenzabhängigkeit magnetischer und elektrischer Abschirmungseffekte an einem einfachen Zylindermodell mit Länge  $\gg$  Durchmesser  $\gg$  Wandstärke. Dabei wurden rechnerisch die Feldverdrängung sowie die Wirbelstromdämpfung berücksichtigt. Auch diese Zusammenhänge werden anhand von Beispielmessungen demonstriert.





**Bild 5:** Frequenzabhängigkeit magnetischer und elektrischer Abschirmungseffekte an einem einfachen Zylindermodell mit  $d = 0,5$  mm Wandstärke

## Literaturangaben

- [1] Hiebel, S., „Magnetische Abschirmungen“; Wengerter, R., Sekels GmbH, Produktschrift 2013
- [2] Hiebel, S., Filistovich, D., Kühn, M., Weber, Th., „Niederfrequente magnetische Felder: Beispiele, Messungen und Maßnahmen“; Sekels, Audi AG, TÜV Nord CERT GmbH, EMC Düsseldorf 2014

# Untersuchung des Effektes von Ferritkernen auf Kabelstrukturen

Dr.-Ing. Moawia Al-Hamid<sup>1</sup>, Dipl.-Ing. Steffen Schulze<sup>2</sup>, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Institut für Medizintechnik, O.-v.-G.-Universität Magdeburg, Deutschland

<sup>2</sup> Würth Elektronik eiSos GmbH, Waldenburg, Deutschland

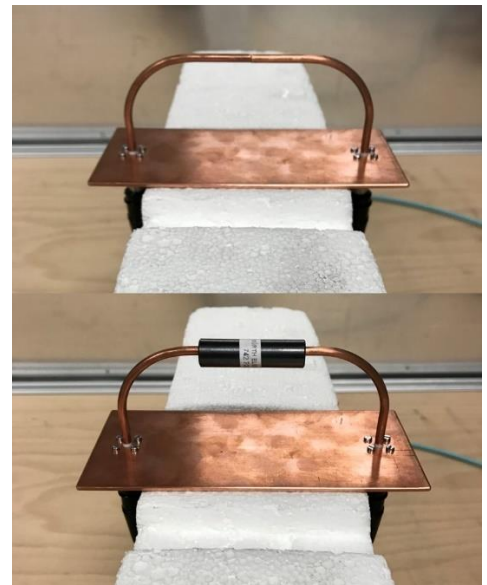
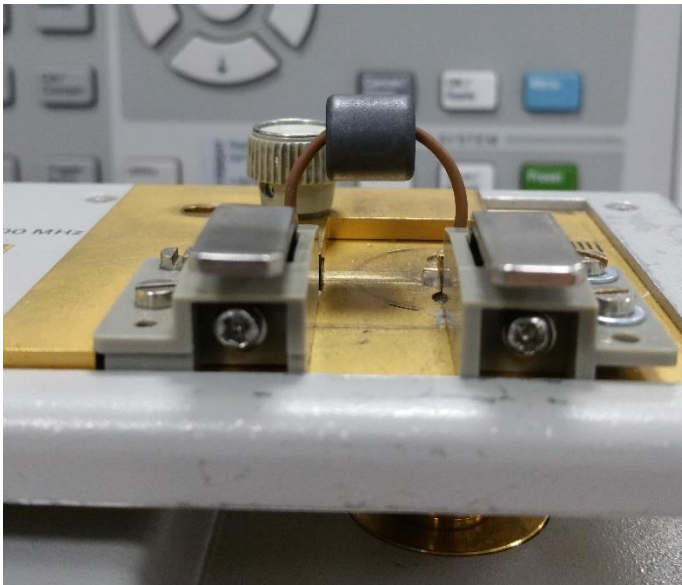
## 1 Einleitung

Der in [1] vorgestellte Ansatz zur Charakterisierung von Ferritkernen bildete eine grundlegende Neuerung auf dem Gebiet der messtechnischen Bestimmung der elektrischen Parameter dieser Bauteile. Die patentierte Methode verwendet einen geschlossenen koaxialen TEM-Leiter, der Abstrahlung verhindert [3]. Es werden die elektrischen Parameter wie Dämpfungskoeffizient oder Impedanz so ermittelt, dass sie unabhängig von der im späteren Einsatz tatsächlich vorliegenden Kabelgeometrie sind. Dies ist mit der herkömmlichen Methode mit einer am Ende kurzgeschlossenen Drahtschleife nicht möglich. In [2] wurde die neue Messmethode auf verschiedene Ferritkerngeometrien angewendet und außerdem die Wirkung dieser Bauteile, speziell im Frequenzbereich oberhalb von 1GHz, messtechnisch untersucht.

In diesem Beitrag wird eine gegenüber der derzeitigen, auf einer Drahtschleife basierenden, Messmethode konstruktiv verbesserte Anordnung vorgestellt. Sie erlaubt eine höhere Reproduzierbarkeit der Messergebnisse. Weiterhin wird untersucht, wie sich ein Kabelferrit auf die Stromverteilung entlang einer analytisch beschreibbaren Übertragungsleitung auswirkt. Dabei werden die nach der in [1] beschriebenen Methode ermittelten Ferritparameter mit einem analytischen Ansatz nach [5] kombiniert.

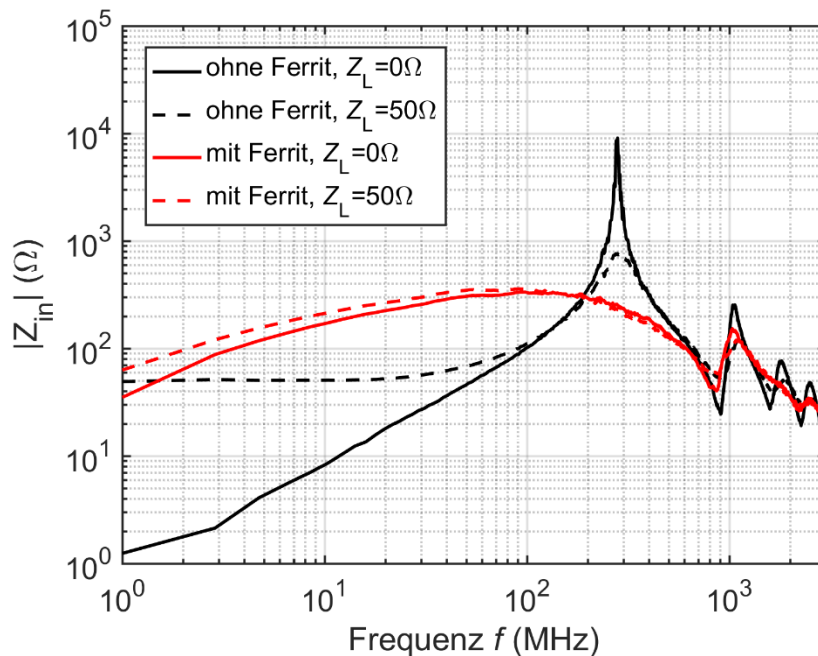
## 2 Alternativer Messadapter

In Abb. 1 links ist der derzeit von vielen Herstellern von Kabelferriten verwendete Messaufbau dargestellt. Ein flexibler Draht wird durch die Ferrithülse geführt und am Ende nach Masse kurzgeschlossen. Auch wenn der Draht – der Bauteilgeometrie angepasst – so kurz wie möglich ist, ist die Wiederholgenauigkeit der Messung wegen des flexiblen Drahtes gering. Deshalb wurde ein konstruktiv verbesserter Messadapter konzipiert und aufgebaut. Er ist in Abb. 1 rechts zu sehen, einmal leer und einmal mit aufgesteckter Ferrithülse. Er besteht im Wesentlichen aus drei Teilen, die aus Kupfer gefertigt sind. Die 15x7cm<sup>2</sup> Kupferplatte bildet den Rückleiter, der mit zwei SMA-Flanschadaptern verbunden ist. Damit lässt sich eine 2-Tor-Messung mit dem Netzwerkanalysator oder eine 1-Tor-Messung mit unterschiedlichen Abschlussimpedanzen realisieren. Der Innenleiter mit einem Durchmesser von 4mm besteht aus zwei Teilen, die sich zusammen mit der Grundplatte zum finalen Adapter zusammenstecken lassen. Dadurch wird es möglich, einen Ferrit mittig zu platzieren, wie in Abb. 1 zu sehen.



**Abb. 1:** Derzeitiger Messaufbau mit flexibler Drahtschleife (links) und stabile Anordnung (rechts)

Der Betrag der Eingangsimpedanz bei zwei verschiedenen Abschlussimpedanzen (Kurzschluss und  $50\Omega$ ) ist in Abb. 2 dargestellt. Die schwarzen Linien geben die Eingangsimpedanz des leeren Messadapters wider. Erwartungsgemäß hat die auf den Eingang transformierte Abschlussimpedanz mit Beginn des Resonanzbereiches ab ca. 100MHz nur noch einen geringen Einfluss. Der Unterschied wird mit Ferrit ( $12\text{mm} \times 6,1\text{mm} \times 45\text{mm}$ , NiZn,  $\mu_r=1500$ ) noch geringer. Außerdem sind die Resonanzen stark bedämpft (rote Linien in Abb. 2).



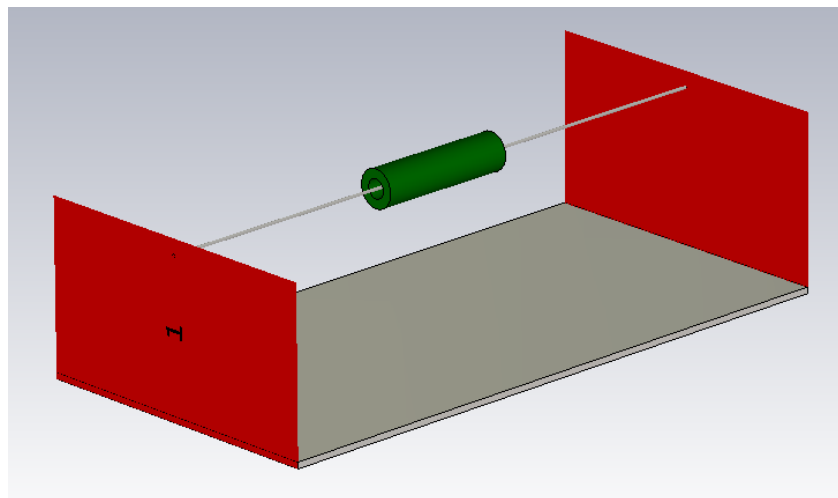
**Abb. 2:** Betrag der Eingangsimpedanz mit und ohne Ferrithülse und für verschiedene Abschlussimpedanzen

Der Verlauf der Eingangsimpedanz stimmt mit dem im Datenblatt für dieses Bauteil bis ca. 100MHz überein. Der Unterschied besteht in der Länge des Innenleiters (hier: 215,5mm) gegenüber 165mm bei der Messung mit der flexiblen Drahtschleife.

### 3 Validierung des analytischen Ferritmodells

Der Algorithmus für die Ermittlung der Ferritparameter, der in [1] beschrieben wurde, benötigt die an der koaxialen TEM-Zelle mit eingefügtem Kabelferrit gemessenen Streuparameter. Dabei wurde festgestellt, dass es beim Transmissionsparameter  $S_{21}$  deutliche Abweichungen zwischen Messung und analytischem Modell schon oberhalb von nur 200MHz gibt. Das analytische Modell suggerierte oberhalb dieser Frequenz eine scheinbar höhere Transmissionsdämpfung als in der Realität vorhanden ist. Dies kann dadurch begründet werden, dass im theoretischen Ansatz angenommen wird, dass der Raum zwischen Innen- und Außenleiter über die Länge des Testobjekts homogen mit Ferritmaterial gefüllt ist. In der Realität jedoch wird ein Teil des elektromagnetischen Feldes um das Testobjekt herum direkt zum Ausgangstor geleitet und nicht im Ferritmaterial absorbiert.

Um die Anwendbarkeit des neuen Ansatzes über den gesamten betrachteten Frequenzbereich bis 3GHz zu validieren, wurde mit Hilfe einer Simulationssoftware [4] eine vereinfachte, analytisch beschreibbare, Leitungsstruktur zusammen mit einem Kabelferrit modelliert. Sie ist in Abb. 3 dargestellt. Die Massefläche hat die Abmaße 20cm x 10cm und der Draht mit einem Durchmesser von 1mm befindet sich in 5cm Höhe mittig über der Massefläche. Um die Vergleichbarkeit mit der Theorie zu erhöhen, wurde für alle Leiter eine unendlich hohe elektrische Leitfähigkeit (PEC) angenommen.



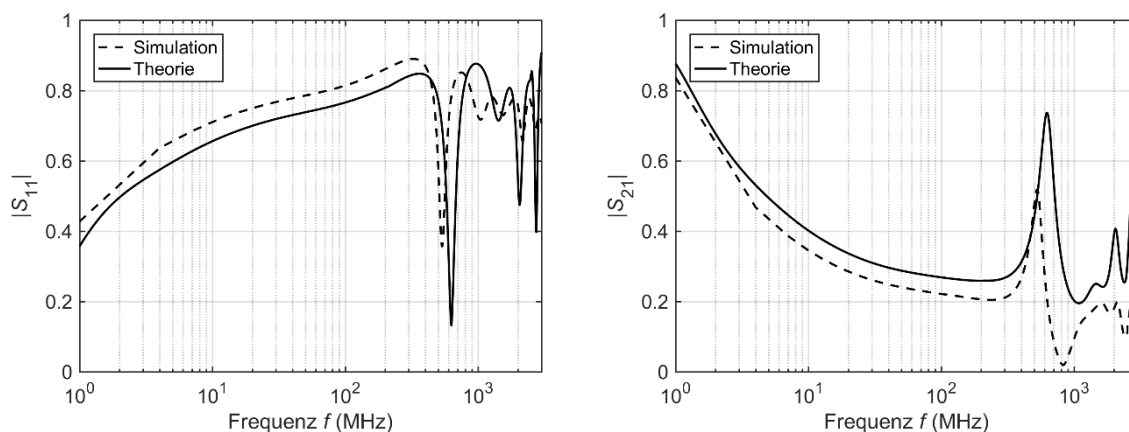
**Abb. 3:** Numerisches Modell einer Übertragungsleitung mit einem 45mm langen, mittig platzierten, NiZn Ferrit

Die Leitungsbeläge des Aufbaus sind:

$$L'_{TL} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{4 \cdot h_w}{d_w}\right) = 1,06 \mu\text{H} \cdot \text{m}^{-1} \quad (1)$$

$$C'_{TL} = 2\pi \cdot \varepsilon_0 \cdot \left[ \ln \left( \frac{4 \cdot h_w}{d_w} \right) \right]^{-1} = 10,5 \text{ pF} \cdot \text{m}^{-1} \quad (2)$$

Im Mittelteil wurden die nach [1] ermittelten längenbezogenen Parameter der Ferrithülse zu den Leitungsbelägen der Übertragungsleitung addiert. Über die Bildung der Kettenmatrix konnten schließlich die  $50\Omega$ -Streuparameter der Anordnung berechnet werden. Abb. 4 zeigt diese in der Betragsdarstellung im Frequenzbereich von 1MHz bis 3GHz. Aufgrund der Symmetrie sind die Streuparameter paarweise identisch. Die Übereinstimmung in den Kurven ist sehr gut, so dass das analytische Ferritmodell als hinreichend genau im bewerteten Frequenzbereich angesehen werden kann. Die resultierenden Abweichungen sind dadurch erklärbar, dass der theoretische Ansatz mit einer unendlich ausgedehnten Massefläche, und damit einem geringeren Induktivitätsbelag als in der Simulation, rechnet.

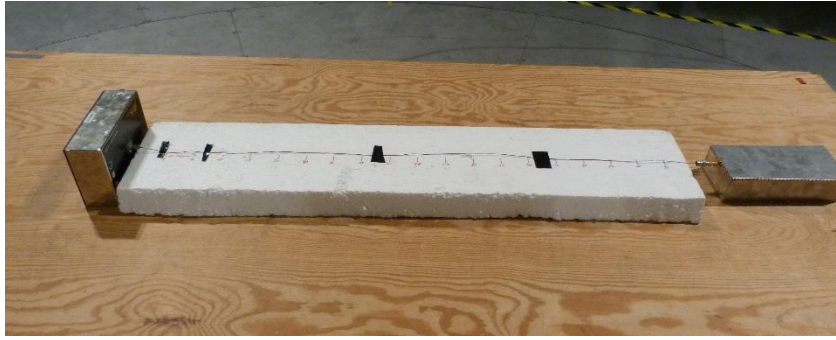


**Abb. 4:** Vergleich zwischen Theorie und Simulation für den Reflexionskoeffizienten (links) und den Transmissionskoeffizienten (rechts)

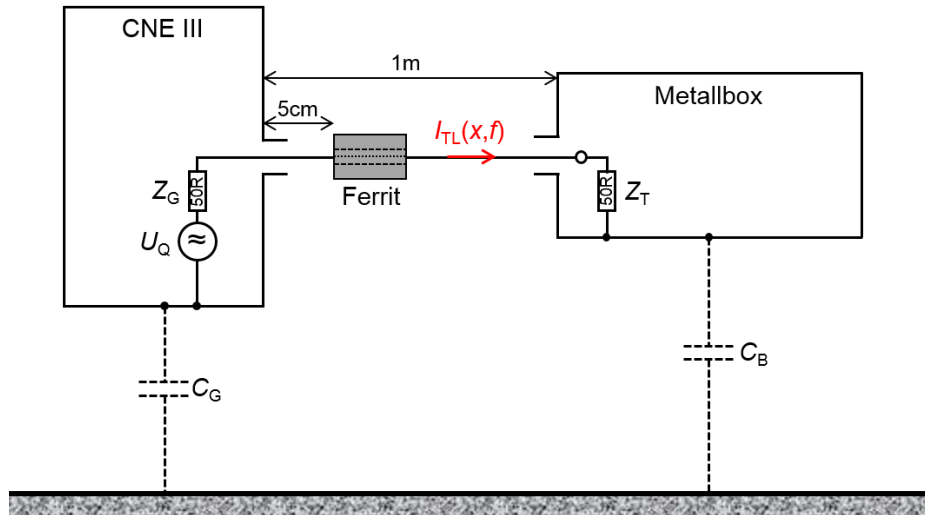
#### 4 Wirkung von Ferriten an einem generischen Prüfling

Mit Hilfe eines generischen Prüflings wurde die Wirkung eines Kabelferrites auf die Stromverteilung entlang einer Verbindungsleitung untersucht. Die Anordnung ist in Abb. 5 dargestellt. Der Aufbau besteht aus einem breitbandigen HF-Generator (im Bild links), einem geschlossenen leeren Metallgehäuse und einem Verbindungsdraht von  $l_{TL} = 1\text{m}$  Länge und  $d_w = 1\text{mm}$  Durchmesser zwischen den beiden Objekten. Auf der Seite des Metallgehäuses geht der Draht durch eine koaxiale Durchführung in der Gehäusewand und ist auf der Innenseite über  $50\Omega$  mit dem Gehäuse verbunden. Diese vereinfachte Anordnung soll ein elektronisches Gerät nachbilden, das mit einem Hilfsgerät über eine geschirmte Leitung verbunden ist. Die  $50\Omega$  Abschlussimpedanz steht dabei für eine schlechte Verbindung des Kabelschirmes mit dem leitfähigen Gehäuse. Der gesamte Aufbau, in  $75\text{cm}$  Höhe über einer ausgedehnten Metallfläche, ist nicht geerdet, so dass aus Sicht des auf der Verbindungsleitung angeregten Gleichtaktstromes die Abschlussimpedanzen  $Z_Q$  und  $Z_L$  resistiv-kapazitiven Charakter besitzen.

Das elektrische Ersatzschaltbild der Anordnung zeigt Abb. 6. Die Kapazitäten  $C_G$  und  $C_B$  wurden mit Hilfe von [4] und einem quasistatischen Solver zu jeweils  $7\text{pF}$  berechnet.



**Abb. 5:** Aufbau des generischen Prüflings, bestehend aus einem HF-Generator, einem Metallgehäuse und einem Verbindungsdraht mit 1m Länge



**Abb. 6:** Schema des generischen Prüflings mit elektrischem Ersatzschaltbild

Für die Berechnung der Stromverteilung entlang der Leitung bei unterschiedlichen Anregungsfrequenzen wurde der Ansatz aus [5] verwendet. Er verwendet die in [6] ermittelten Streuparameter eines Kabelferrites. Der Ansatz in [6] orientiert sich bezüglich der Messanordnung am Standard DIN EN 55017 [7].

Der verwendete Kabelferrit hat quaderförmige Außenmaße (25mm × 25mm × 28mm) und einen Innendurchmesser von 13mm. Er besteht aus einem Nickel-Zink-Material mit einer relativen Permeabilität von  $\mu_r = 620$ . Die mit Hilfe des koaxialen Messadapters aus [1] ermittelten Streuparameter dieses Testmusters wurden auf die neue Referenzimpedanz, welche der Wellenimpedanz der beschriebenen Anordnung entspricht, umgerechnet. Sie hat einen Wert von

$$Z_{TL} = 60\Omega \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{2 \cdot h_w}{d_w}\right) = 484,7\Omega \quad (3)$$

Dabei wurde für  $h_w$  ein Wert von 81cm eingesetzt. Der Reflexionsfaktor auf der Quellseite ist

$$r_Q = \frac{Z_Q - Z_{TL}}{Z_Q + Z_{TL}} = \frac{Z_G + (j\omega C_G)^{-1} - Z_{TL}}{Z_G + (j\omega C_G)^{-1} + Z_{TL}} \quad (4)$$



und auf der Lastseite

$$r_L = \frac{Z_L - Z_{TL}}{Z_L + Z_{TL}} = \frac{Z_T + (j\omega C_B)^{-1} - Z_{TL}}{Z_T + (j\omega C_B)^{-1} + Z_{TL}} \quad (5)$$

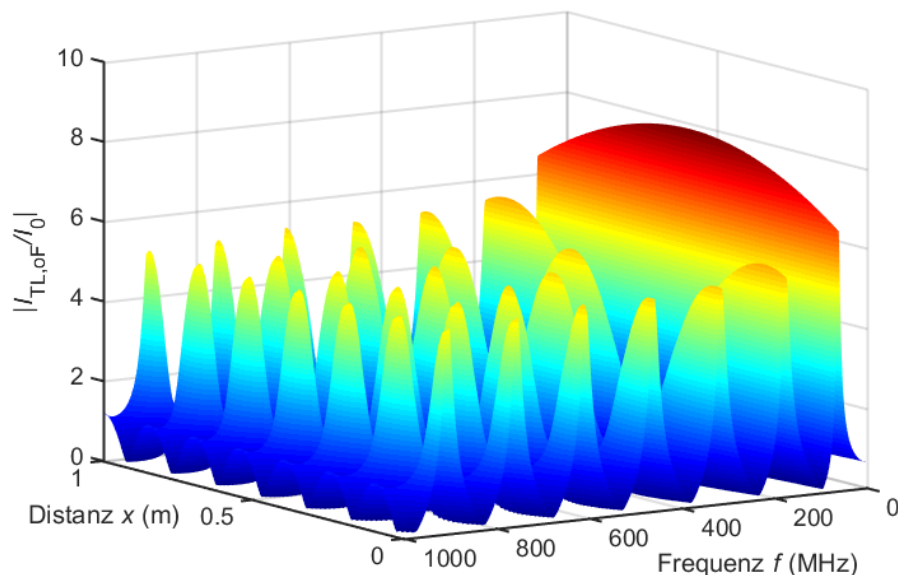
Der Ferrit soll sich für die folgenden Betrachtungen immer in einer Entfernung von  $\ell_1 = 5\text{cm}$  zum Ausgang des HF-Generators befinden. Die normierte Stromstärke ohne Ferrit ist nach [5]

$$\left| \frac{I_{TL,oF}(x, f)}{I_0} \right| = \frac{|1 - r_L \cdot e^{-j2\beta(\ell_{TL} - x)}|}{|1 - r_Q \cdot r_L \cdot e^{-j2\beta \cdot \ell_{TL}}|} \quad (6)$$

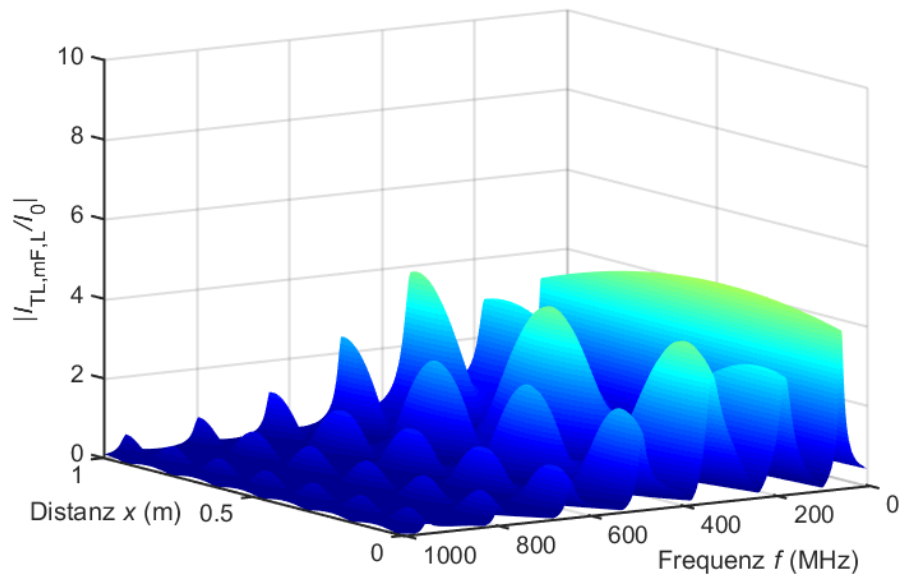
$\beta = 2\pi \cdot f / c$  ist die Phasenkonstante der Übertragungsleitung. Mit eingefügtem Kabelferrit ändert sich die Stromverteilung, sowohl vor als auch hinter dem Bauteil. Es sei  $\ell_2 = \ell_{TL} - \ell_{Fe} - \ell_1 = 92,2\text{cm}$  die freie Länge der Leitung hinter dem Ferrit. Die normierte Stromamplitude hinter dem Ferrit ist dann

$$\left| \frac{I_{TL,mF,L}(x, f)}{I_0} \right| = \frac{|S_{21,Fe} \cdot (1 - r_L \cdot e^{-j2\beta(\ell_{TL} - x)})|}{|(1 - r_Q S_{11,Fe} \cdot e^{-j2\beta \ell_1}) \cdot (1 - r_L S_{11,Fe} \cdot e^{-j2\beta(\ell_{TL} - \ell_1)}) - r_Q r_L S_{21,Fe}^2 \cdot e^{-j2\beta \ell_{TL}}|} \quad (7)$$

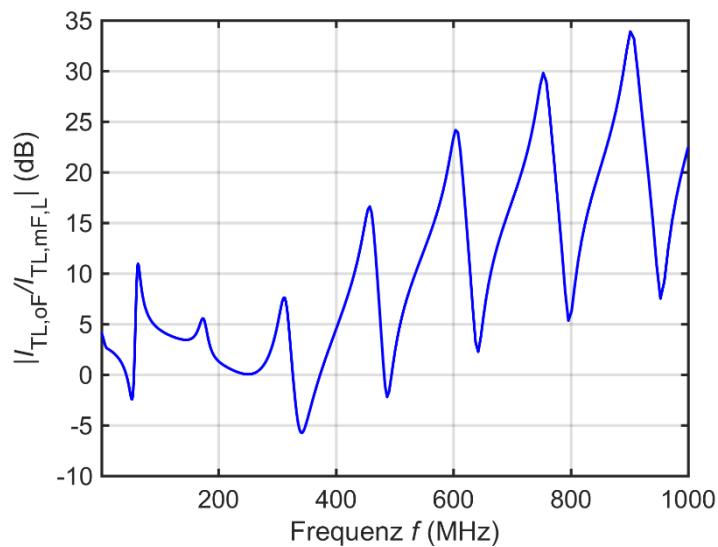
Die normierte Stromverteilung entlang der Leitung ohne Ferrit für Frequenzen von 1MHz bis 1GHz zeigt Abb. 7. Deutlich sind die Resonanzstellen zu sehen. Die erste Resonanz tritt bei 61,6MHz auf und hat bei  $x = 0,5\text{m}$  eine relative Amplitude von 8,1. Mit Ferrit ist diese Resonanz zu 55,2MHz verschoben und hat dort eine relative Amplitude von 4,3 (siehe Abb. 8). Für  $x = 0,5\text{m}$  hat der Strom beim 2-, 4- und 6-fachen der ersten Resonanz ein Minimum.



**Abb. 7:** Normierte Stromverteilung ohne Ferrit



**Abb. 8:** Normierte Stromverteilung mit Ferrit



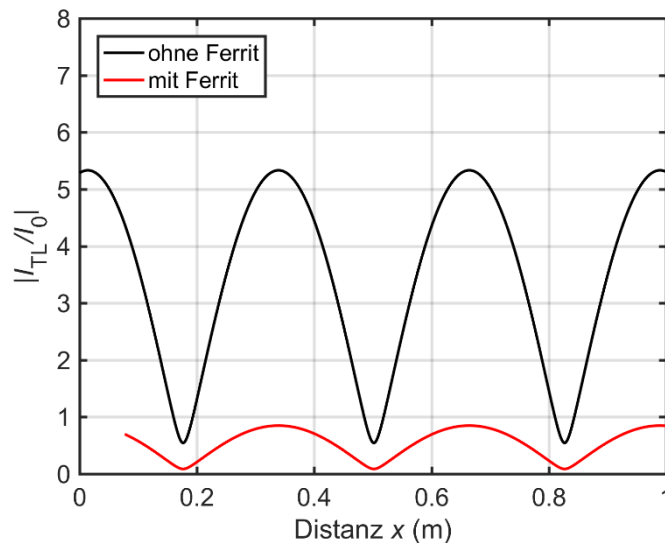
**Abb. 9:** Frequenzabhängige Dämpfung durch den Ferrit

Abb. 9 zeigt die resultierende Dämpfung in Dezibel für jede Frequenz. Sie ist ortsunabhängig, da sich die Terme mit  $x$  im Exponenten von Gleichung (6) und (7) herauskürzen. In 3 schmalen Frequenzbändern (52MHz, 342MHz, 487MHz) tritt eine Verstärkung auf. Stellt man die Stromamplitude ortsabhängig für eine bestimmte Frequenz dar, ergibt sich ein Verlauf aus Maxima und Minima, wie in Abb. 10 gezeigt. Bei der Frequenz 461MHz tritt die vierte Leitungsresonanz auf. Bei dieser Frequenz beträgt die Dämpfung durch den Ferrit 16dB. Diese Dämpfung wirkt sich direkt auf das von der Leitung abgestrahlte Feld aus.



## 5 Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde eine zur weit verbreiteten Messmethode mit einer Drahtschleife alternative Messanordnung beschrieben, die einfach zu handhaben ist und sehr gut reproduzierbare Messergebnisse liefert. Der Einfluss der Struktur ist jedoch in den Streuparametern enthalten und kann nicht – wie bei Verwendung der in [1] beschriebenen TEM-Zelle – herausgerechnet werden. Mit Hilfe der Streuparameter eines Kabelferrites wurde für einen generischen Prüfling die Stromverteilung analytisch berechnet, wenn sich der Ferrit nahe der Störquelle befindet. Mit Kenntnis der Abschlussimpedanzen auf Quell- und Lastseite ist es theoretisch möglich, die für eine bestimmte Störfrequenz optimale Position des Kabelferrites zu finden.



**Abb. 10:** Vergleich der ortsabhängigen Stromamplitude bei  $f = 461\text{MHz}$ , mit und ohne Ferrit

## 6 Referenzen

- [1] M. Al-Hamid, M. Leone, S. Schulze, "A novel characterization method for cable ferrites using a TEM-waveguide test setup", EMC Europe 2015, Dresden, 16.-22. August 2015
- [2] M. Al-Hamid, M. Leone, S. Schulze, "Wirkung von Kabelferriten oberhalb von 1GHz durch eine neue Betrachtung der elektrischen Parameter", In: Kongressband EMV 2016, Düsseldorf, 23.-25. Februar 2016, S. 113-120
- [3] Patent DE 10 2015 106 072 B3, 29. September 2016
- [4] CST STUDIO SUITE®, <https://www.cst.com/products/csts2>
- [5] J. Urabe, K. Fujii, A. M. Bin Harun, Y. Matsumoto, A. Sugiura, "A study of EMI suppression characteristics of ferrite cores", In: Kongressband des 17. Internationalen Zürich Symposiums zur EMV, 2006
- [6] J. Urabe, K. Fujii, Y. Dowaki, Y. Jito, Y. Matsumoto, A. Sugiura, "A method for measuring the characteristics of an EMI suppression ferrite core", IEEE Transactions on EMC, Vol. 48, No. 4, November 2006
- [7] DIN EN 55017: "Verfahren zur Messung der Entstöreigenschaften von passiven EMV-Filtern", 2011

---

# **EMV-Modellbildung**

---

# Optimierung der virtuellen EMV Absicherung durch Erstellung von leitungsgeführten Störquellenmodellen aus Messungen

Referentin: Janne Hein, BMW AG & Technische Universität München, München, Deutschland, [janne.hein@bmw.de](mailto:janne.hein@bmw.de)

Co-Autoren: Johannes Hippeli, BMW AG, München, Deutschland, [johannes.hippeli@bmw.de](mailto:johannes.hippeli@bmw.de); Thomas F. Eibert, Technische Universität München, München, Deutschland, [eibert@tum.de](mailto:eibert@tum.de)

## 1 Abstract

Es wird eine Methodik zur Entwicklung und Verwendung von leitungsgeführten Störquellenmodellen auf Komponentenebene präsentiert, welche für die virtuelle EMV Absicherung auf Komponenten- und Fahrzeugebene eingesetzt werden kann. Bisher sind Störquellenmodelle für Fahrzeugkomponenten kaum verfügbar. Ohne komponentenspezifische Modelle können nur vergleichende Analysen durchgeführt werden oder Tendenzen bestimmt werden. Das Ziel ist eine Methodik, mit deren Anwendung für jede E/E-Komponente mit Hilfe des Normaufbaus der leitungsgeführten Emissionsmessung ein leitungsgeführtes Störmodell für virtuelle EMV Analysen generiert werden kann. Für welche Art von Störungen die Methodik anwendbar ist und welche messtechnischen Voraussetzungen dafür benötigt werden, wird diskutiert. Ein konkretes Anwendungsbeispiel wird mit Hilfe von Simulationen untersucht und die Vorteile der Verwendung von Störquellenmodellen für die EMV Absicherung werden präsentiert.

## 2 Motivation

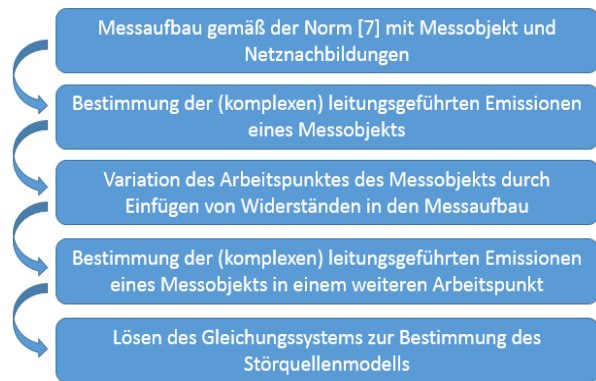
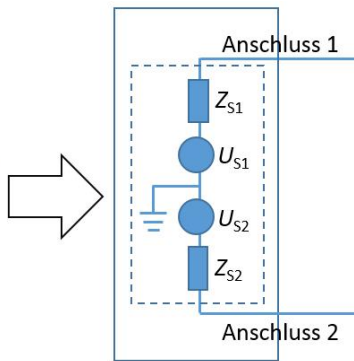
Das elektromagnetische Verhalten von Elektro- und Hybridfahrzeugen weist auf Grund der Vielzahl an elektromagnetischen Phänomenen und der Kombination von 230 V Netz, HV-DC Bordnetz und 12 V/48 V Bordnetz im Fahrzeug eine sehr hohe Komplexität auf. EMV Simulationen bringen den Vorteil, dass gezielte Analysen auf Komponenten- und Fahrzeugebene bereits in sehr frühen Entwicklungsstadien durchgeführt werden können. Die virtuellen Analysen ergänzen den stark messtechnisch geprägten Absicherungsprozess und führen zu einer durchgängigen, verlässlichen und effizienten Absicherungsstrategie und zu einer Qualitätssteigerung der Fahrzeuge. Für die Fahrzeugzulassung müssen die gesetzlichen Anforderungen nach [1] und [2] für das Gesamtfahrzeug im Straßenverkehr eingehalten werden. Die Normen beschreiben die Anforderungen und Prüfverfahren für die Elektromagnetische Verträglichkeit für Kraftfahrzeuge und Subsysteme. Das Ziel ist eine bestmögliche EMV-Konzipierung auf Komponentenebene, wodurch auf Systemebene Bestätigungs- und Abnahmemessungen für das Gesamtfahrzeug ausreichen. Durch geeignete und präzise Anforderungsbeschreibungen der Komponenten kann ein zielführendes EMV-Verhalten auf Gesamtfahrzeugebene erreicht werden. Mit Hilfe der entwickelten Methodik soll für die Komponente ein generisches Störquellenmodell durch Messungen auf Komponentenebene erstellt werden. Das generierte Modell kann dann im Systemmodell als Störquelle verwendet werden und somit für die virtuelle Fahrzeugabsicherung benutzt werden.

Die große Anzahl wissenschaftlicher Publikationen zur Störquellenbeschreibung zeigt das große Interesse an einer Charakterisierung leitungsgebundener Störquellen für die EMV-Analyse, z.B. in [3], [4], [5], [6]. In dieser Arbeit wird ein Verhaltensmodell vorgestellt, welches ebenso Gleichtakt- wie Gegentaktstörungen repräsentiert und unabhängig von

der Last, jedoch abhängig von der Umgebung (z.B. Streukapazitäten, Massebezug, elektromagnetische Umgebung) funktioniert. Die Anwendung der Methodik zur Bestimmung eines leitungsgeführten Störquellenmodells wird für Komponenten mit zwei Anschlussleitungen gezeigt und die Überprüfung des generierten Modells wird mit Hilfe von Szenarien in der Schaltungssimulation durchgeführt. Des Weiteren werden die Grenzen des Störquellenmodells diskutiert und die Vorteile der Verwendung von Störquellenmodellen für die EMV Absicherung aufgezeigt.

### 3 Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen

Die Methodik soll ermöglichen, für jede beliebige Komponente ein generisches Störquellenmodell messtechnisch zu ermitteln, wie in Bild 1 veranschaulicht. Das Störquellenmodell besteht aus einer Störspannungsquelle und einer Impedanz je Anschluss und bildet periodische, leitungsgeführte EMV Störungen einer Komponente in einem gemessenen Betriebspunkt und unabhängig von der angeschlossenen Last nach. Dafür werden zwischen den Anschlüssen der Komponente leitungsgeführte Emissionsmessungen durchgeführt und aufgrund der Messergebnisse auf die Störquelle bzw. Impedanz zurückgeschlossen. Bild 2 zeigt schematisch den Ablauf der Methodik. Für die Erstellung des generischen Störquellenmodells wird ein Messaufbau erstellt und die leitungsgeführten Emissionen eines Messobjekts werden mit zwei verschiedenen Lasten bestimmt. Anschließend können durch das Lösen eines Gleichungssystems die Eigenschaften des Störquellenmodells ermittelt werden.

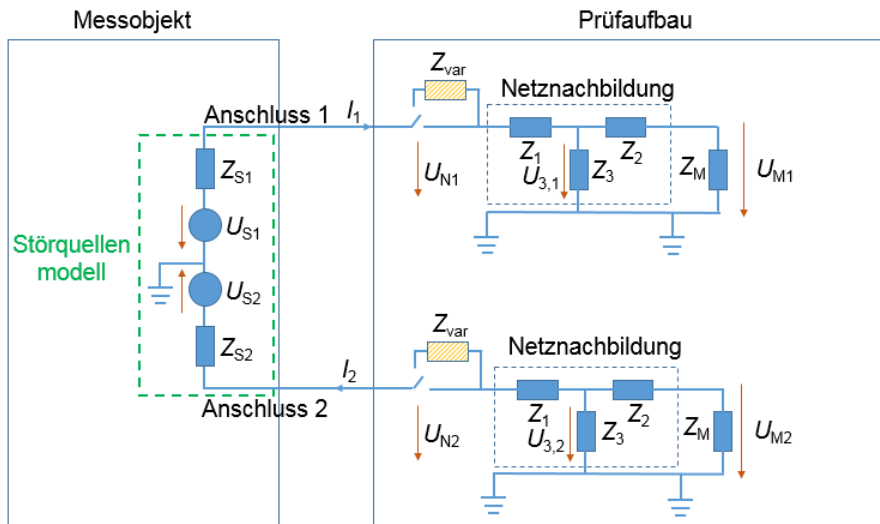


**Bild 1:** Störquellenmodell für Komponenten

**Bild 2:** Methodik zur Modellerstellung

Die Anwendung der Methodik wird im Folgenden für eine Komponente mit zwei Anschlüssen gezeigt und mit Hilfe von Schaltungssimulation überprüft. Für die Störquellenmodellerstellung wird eine Schaltung mit einer Quelle mit Innenwiderstand, zwei Netznachbildungen und einem Port für den Messeanschluss in einem Schaltungssimulator aufgebaut. Der Prüfaufbau für die Messung der leitungsgeführten Emissionen ist der Norm [7] entnommen. Bild 3 zeigt die Schaltung des Messaufbaus für die Erstellung eines generischen Störmodells für ein Messobjekt mit zwei Anschlüssen und zwei Netznachbildungen. Die verwendeten Netznachbildungen sind in [8] beschrieben. Die Netznachbildungen können zum einen mit Hilfe einer Schaltungssimulation oder zum anderen durch gemessene S-Parameter berücksichtigt werden. Für die Anwendung der Methodik werden die S-Parameter der Netznachbildung anschließend in Z-Parameter transformiert, um ein äquivalentes T-Ersatzschaltbild zu generieren. Dadurch sind die

äquivalenten Impedanzen  $Z_1$ ,  $Z_2$  und  $Z_3$  der Netznachbildungen zur einfacheren Berechnung von Strömen und Spannungen verfügbar. Die Impedanz  $Z_{var}$  kann hinzugeschaltet werden und dienen zur Arbeitspunktvariation. Das T-Ersatzschaltbild ermöglicht eine Berechnung der Spannungen  $U_{N1}$  und  $U_{N2}$  am Eingang der Netznachbildungen über den Spannungsteiler. Dafür werden die zu messenden Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  als komplexwertiges Störspannungsspektrum benötigt.



**Bild 3:** Messaufbau für die Bestimmung der leitungsgeführten Emissionen eines Messobjekts

Der nächste Schritt ist die Bestimmung der leitungsgeführten Emission des Messobjekts. Die Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  werden mit Hilfe eines Zweikanal phasenkohärenten Messempfängers mit FFT-Methode [9] am Widerstand  $Z_M = 50 \Omega$  bestimmt und dienen als Input für die Modellentwicklung. Für die leitungsgeführte Störquelle werden die Quellenspannung und die Quellenimpedanz gesucht. Die Quelle und deren Impedanz werden für eine leichtere Berechnung der Maschengleichungen in einer Reihenschaltung beschrieben. Zur Berechnung der Störquellen und Impedanzen aus Bild 3 werden die Kirchhoffschen Maschengleichungen verwendet. Die Indizes  $A_1$  und  $A_2$  stehen für die unterschiedlichen Lasten für die Quelle, wobei der erste Arbeitspunkt für die Schaltung ohne  $Z_{var}$  bestimmt wird und für die Berechnungen im zweiten Arbeitspunkt die Widerstände  $Z_{var}$  in die Schaltung integriert werden. Die Spannungen  $U_{N1,A1}$  und  $U_{N2,A1}$  berechnen sich mit

$$U_{N1,A1} = U_{3,1,A1} \frac{Z_1 + Z_x}{Z_x} \quad (1)$$

$$U_{N2,A1} = U_{3,2,A1} \frac{Z_1 + Z_x}{Z_x} \quad (2)$$

$$Z_x = \frac{1}{\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_2 + Z_M}} \quad (3)$$

für den Messaufbau aus Bild 3 ohne Berücksichtigung der Widerstände  $Z_{var}$ . Die Ströme lassen sich mit

$$I_{1, A1} = \frac{U_{N1,A1}}{Z_1+Z_x} \quad (4)$$

$$I_{2, A1} = \frac{U_{N2,A1}}{Z_1+Z_x} \quad (5)$$

berechnen. Für die Schaltung aus Bild 3 gelten die Maschengleichungen

$$0 = -Z_{S1}I_1 + U_{N1} \quad (6)$$

$$0 = U_{S2}+Z_{S2}I_2 + U_{N2} \quad (7)$$

Da in jeder Maschengleichung zwei Unbekannte existieren, werden zwei Arbeitspunkte gemessen, um die Unbekannten ermitteln zu können. Hierfür werden bekannte Widerstände  $Z_{var}$  in den Messaufbau aus Bild 3 eingefügt. Je Messanschluss wird dann für beide Arbeitspunkte eine Messung der Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  durchgeführt:  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  ohne die Berücksichtigung von  $Z_{var}$  im Messaufbau sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  mit den eingefügten Widerständen  $Z_{var}$  im Messaufbau. Die Berechnungen können für den zweiten Arbeitspunkt analog zur ersten Berechnung durchgeführt werden:

$$U_{N1,A2} = U_{3,1,A2} \frac{Z_{var}+Z_1+Z_x}{Z_x} \quad (8)$$

$$U_{N2,A2} = U_{3,2,A2} \frac{Z_{var}+Z_1+Z_x}{Z_x} \quad (9)$$

$$I_{1, A2} = \frac{U_{N1,A2}}{Z_{var}+Z_1+Z_x} \quad (10)$$

$$I_{2, A2} = \frac{U_{N2,A2}}{Z_{var}+Z_1+Z_x} \quad (11)$$

Auf Basis der vier berechneten Spannungen  $U_{N1,A1}$ ,  $U_{N2,A1}$ ,  $U_{N1,A2}$  und  $U_{N2,A2}$  kann anschließend durch die Anwendung der Kirchhoffschen Maschengleichungen die Störspannungsquelle und Quellenimpedanz des Messobjekts berechnet werden. Die Lösung des Gleichungssystems dient der Bestimmung des Störquellenmodells. Es ergibt sich für die gesuchten Größen des Störquellenmodells

$$Z_{S1} = \frac{U_{N1,A2} - U_{N1,A1}}{I_{1,A1} - I_{1,A2}} \quad (12)$$

$$U_{S1} = Z_1 I_{1,A1} + U_{N1,A1} \quad (13)$$

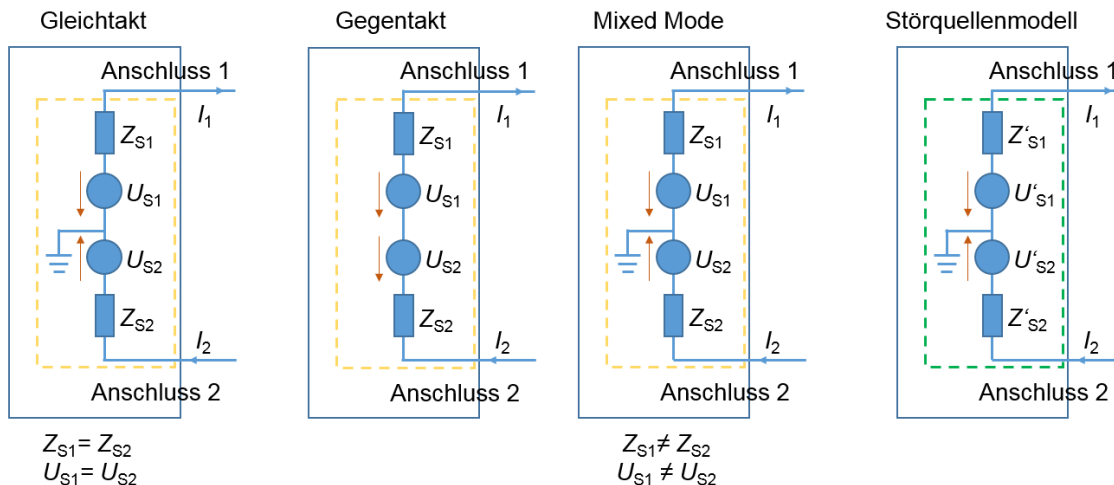
sowie

$$Z_{S2} = \frac{U_{N2,A2} - U_{N2,A1}}{I_{2,A1} - I_{2,A2}} \quad (14)$$

$$U_{S2} = Z_2 I_{2,A2} + U_{N2,A1} \quad (15)$$

## 4 Test der Methode mit Hilfe von Schaltungssimulationen

Die zuvor beschriebene Methodik wird mit Hilfe von Schaltungssimulationen überprüft. Die Schaltung für den Messaufbau der leitungsgeführten Emissionen eines Messobjekts aus Bild 3 wird hierfür in der Schaltungssimulation verwendet. Für die Anwendung der Methodik und die anschließende Modellvalidierung werden bekannte Quellen und Impedanzen für ein Messobjekt definiert und die leitungsgeführten Emissionen am Port des Messempfängers bestimmt. Es resultieren die Spannungen  $U_{M1}$  und  $U_{M2}$  am Messempfängerausgang der Netznachbildungen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 120 MHz. Diese Störspannungsspektren dienen als Inputparameter für die Berechnungen für den Test der Methode mit Hilfe von Schaltungssimulationen.



**Bild 4:** Szenarien für Originalmodelle und äquivalentes Störquellenmodell

Die Parameter  $U_{S1}$ ,  $Z_{S1}$ ,  $U_{S2}$  und  $Z_{S2}$  beschreiben das anfängliche Störquellenmodell und sind im Simulationsmodell aufbauend auf Bild 3 definiert. Die Spannungen  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  sind mit Hilfe der Simulation am Ende der Netznachbildungen generiert und dienen als Input für die Berechnung des Störquellenmodells. Für den zweiten Arbeitspunkt sind die Widerstände  $Z_{var} = 50 \Omega$  in der Schaltung hinzugefügt. Mit  $U'_{S1}$ ,  $Z'_{S1}$ ,  $U'_{S2}$  und  $Z'_{S2}$  sind die berechneten Parameter des Störquellenmodells definiert. Für die Untersuchung werden eine reine Gleichtakt-, eine Gegentakt- und eine Mischung von Gleich- und Gegentaktanregung untersucht, wie Bild 4 veranschaulicht. Die Analyse ergab eine sehr gute Übereinstimmung der berechneten Störquellenparameter  $U'_{S1}$ ,  $Z'_{S1}$ ,  $U'_{S2}$  und  $Z'_{S2}$  mit den anfänglich definierten Parametern  $U_{S1}$ ,  $Z_{S1}$ ,  $U_{S2}$  und  $Z_{S2}$ . Vergleiche der Werte ergaben eine minimale Abweichung ab der 4. Nachkommastelle, welche auf Rundungsfehler in der Berechnung der Störquellenparameter zurückzuführen ist. Die Analyse der unterschiedlichen Störquellenmodelle ergab, dass das gewählte Störquellenmodell mit zwei unabhängigen Spannungsquellen und Impedanzen das Verhalten von reinen Gleichtakt-, Gegentakt sowie gemischten Störspektren nachbilden kann.

### 4.1 Analyse von Phasenoffsets zwischen zwei Messungen

Die absolute Phasenlage der Störspannungen zwischen zwei Messungen, in diesem Fall für die zwei sequentiellen Messungen mit unterschiedlichen Lasten, kann in der Praxis im

Gegensatz zur Simulation bei unbekanntem Signalen nicht geeignet getriggert werden. Daher muss untersucht werden, ob das Störquellenmodell auch mit unterschiedlichen Phasenoffsets zwischen den Messungen in unterschiedlichen Arbeitspunkten die richtigen Ergebnisse liefert. Hierfür werden in der Schaltungssimulation unterschiedliche Phasenoffsets für die Bestimmung der Spannungen im zweiten Arbeitspunkt hinzugefügt. Die Berechnungen für das Störquellenmodell werden auf der Grundlage der bestimmten Spannungen  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  analog zu den vorherigen Analysen durchgeführt. Ein Vergleich der generierten Störquellenparameter mit den Parametern des Originalmodells macht deutlich, dass die Werte des generierten Störquellenmodells auf Grund des hinzugefügten Phasenoffsets im zweiten Arbeitspunkt von den anfänglich in der Simulation definierten Parametern abweichen. Es lässt sich dennoch zeigen, dass das ermittelte Störquellenmodell das gleiche Verhalten zeigt, wie die anfänglich definierte Störquelle. Die Analyse ergab eine sehr gute Übereinstimmung der Spannungen am Messausgang für das Originalmodell und für das generierte Störquellenmodell. Geringfügige Abweichungen der Spannungen  $U_{M1,A1}'$  und  $U_{M2,A1}'$  sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  treten aufgrund von Rundungsfehlern in der Rechnung ab der 7. Nachkommastelle auf.

## 4.2 Lastunabhängigkeit

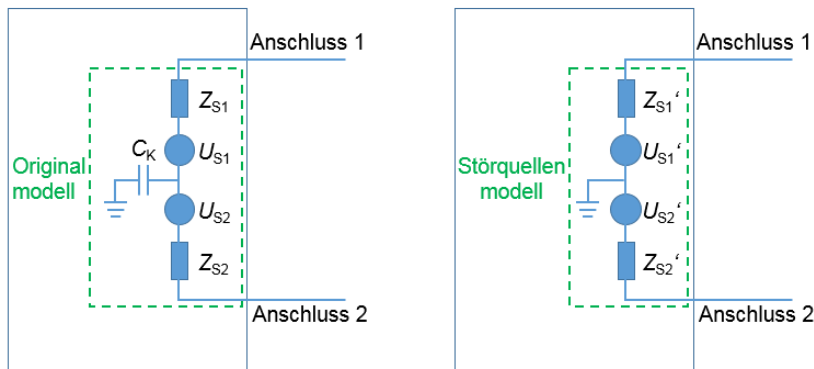
Das Komponentenmodell soll unabhängig von den Lastverhältnissen im Fahrzeug (Kabelbaumlänge, angeschlossene Lasten etc.) funktionieren. Eine weitere Anforderung ist daher die Lastunabhängigkeit des Störquellenmodells, da das generierte Modell auch in unterschiedlichen Umgebungen das gleiche Verhalten wie das Originalmodell zeigen soll. Die Lastunabhängigkeit wird untersucht, indem dem Störquellenmodell anstelle der Messwiderstände  $Z_M$  aus Bild 3 unterschiedliche Lasten hinzugefügt werden. Zuvor galt  $Z_M = 50 \Omega$ . Es wird untersucht, ob das Störquellenmodell mit unterschiedlichen Lastfällen (z.B.  $Z_M = 20 \Omega$  und  $Z_M = 100 \Omega$ ) das gleiche Verhalten zeigt wie das Originalmodell. Der Vergleich der Spannungen am Messausgang der Netznachbildungen zeigt für beide Modelle eine sehr gute Übereinstimmung. Abweichungen der Spannungen  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  treten auch hier nur ab der 7. Nachkommastelle auf.

## 4.3 Kapazitive Kopplung im Massepfad

In der realen Messumgebung treten neben den Gegentaktstörungen auch Gleichtaktstörungen auf. Der Einfluss des Massepfads muss daher im Modell genauer untersucht werden. Die Annahme für das Störquellenmodell, dass es sich hier um einen Kurzschluss handelt, ist zur Vereinfachung angenommen. Der Massepfad kann in der Realität über eine kapazitive Kopplung zum Gehäuse entstehen, welche auch im Störquellenmodell als Kapazität gegen Masse untersucht werden muss. Daher wird im Simulationsmodell aus Bild 3 zur Analyse des Einflusses des Massepfads eine zusätzliche Kapazität hinzugefügt. Die Berechnungen des Störquellenmodells werden analog durchgeführt. Sie ergeben komplexe Widerstände für  $Z_{S1}'$  und  $Z_{S2}'$ . Diese können zur Überprüfung des Störquellenmodells als Reihenschaltung von Widerständen und Kapazitäten und Induktivitäten definiert werden, wie Bild 5 zeigt. Der Vergleich der Spannungen  $U_{M1,A1}$  und  $U_{M2,A1}$  sowie  $U_{M1,A2}$  und  $U_{M2,A2}$  aus Bild 3 ergab für beide Modelle eine sehr gute Übereinstimmung.



Abweichungen können nur ab der 7. Nachkommastelle aufgrund von Rundungsfehlern entdeckt werden.



**Bild 5:** Originalmodell und äquivalentes Störquellenmodell für die Analyse der kapazitiven Kopplung

## 5 Diskussion der Methodik & Ausblick

Die Integration von Emissionsmodellen für Komponenten in Simulationsmodelle hilft die virtuelle EMV Absicherung auf Systemebene zu stärken. Anstelle von vergleichenden Analysen mit beliebig gewählten Störanregungen können mit komponentenspezifischen Störquellenmodellen genauere Simulationsergebnisse erzielt werden. Bei der präsentierten Methodik wird das Messobjekt als Blackbox angenommen ohne genaue Analyse der Funktion der Schaltung innerhalb der Komponente. Zur Veranschaulichung der Methodik werden konkrete Anwendungsbeispiele gezeigt. Das Störquellenmodell wird durch die abgegebenen leitungsgeführten Störungen definiert und ist abhängig von der elektromagnetischen Umgebung im Messaufbau. Für die Bewertung des generierten Störquellenmodells ist es wichtig, die Art der Störungen, welche mit Hilfe der Methodik definiert werden können und ihre Berücksichtigung im Modell zu diskutieren. Eine wichtige Einschränkung des hier präsentierten Störquellenmodells ist, dass es nur für zwei Anschlüsse der Komponente gültig ist. Die präsentierte Methodik zeigt beispielhaft die Bestimmung der leitungsgeführten Störungen eines einfachen Messobjekts mit zwei Anschlüssen. Eine Erweiterung der Methodik von zwei Anschlüssen auf weitere Anschlüsse ist für die Anwendung der Methodik auf kompliziertere Komponenten nötig. Dies ließe sich durch eine sternförmige Anordnung zusätzlicher Quellen und Koppelimpedanzen je Anschluss realisieren. Dafür muss auch der Einsatz von Messsystemen mit mehreren Anschlüssen untersucht werden und die Verifizierung der Methode für Mehrforen in der Simulation und unter Laborbedingungen getestet werden. Für die Rückrechnung und Bestimmung der komplexen Quellen und Impedanzen wird neben dem in der Norm geforderten Absolutwert auch die Phase der leitungsgeführten Emissionen benötigt. Die Bestimmung von Absolutwert und Phase ist simulativ gut durchführbar, birgt jedoch Schwierigkeiten in der messtechnischen Umsetzung. Mit Hilfe des FFT-Messverfahrens nach Betrag und Phase der Störspannungen kann dies z.B. mit dem TDEMI Xtreme durchgeführt werden. Bedingung ist hier, dass die zwei Ports phasenkohärent messen. Für komplexere Messobjekte müssen entweder mehrere Empfänger phasensynchron zusammen geschaltet werden oder es muss ein Messgerät mit mehr als zwei phasenkohärenten Ports genutzt werden. Das mit Hilfe der hier präsentierten Methodik generierte Störquellenmodell beschreibt außerdem nur deterministische Störungen und kann daher keine stochastischen Emissionen abbilden, was für die EMV-Analyse und die Bewertung der Komponente beachtet werden muss.

## 6 Zusammenfassung & Fazit

Die präsentierte Analyse zeigt mit Hilfe von Schaltungssimulation, wie aus Messungen ein Quellmodell für virtuelle Analysen erstellt werden kann und wie die Quelle bestmöglich zu charakterisieren ist. Die Methodik zur Erstellung von Störquellenmodellen wurde schrittweise beschrieben und die dazugehörigen Berechnungsschritte wurden präsentiert. Die Arten der Störungen, welche mit Hilfe der Methodik definiert werden können und ihre Berücksichtigung im erstellten Modell wurden diskutiert. Die virtuelle EMV Absicherung kann durch die Erstellung von Störquellenmodellen gestärkt werden, da anstelle von vergleichenden Analysen oder Tendenzbestimmungen ohne komponentenspezifische Modelle konkrete Simulationsergebnisse für das elektromagnetische Verhalten von Komponenten generiert und analysiert werden können.

## 7 Literaturverzeichnis

- [1] IEC 61851-1 I, „Electric vehicle conductive charging system,“ IEC International Electrotechnical Commission, Genf, 2013.
- [2] UN Vehicle Regulations, „ECE R10: Revision No.5: Uniform provisions concerning the approval of vehicles with regard to electromagnetic compatibility“, 2014.
- [3] D. Zhang, D. Y. Chen, M. J. Nave und D. Sable, „Measurement of noise source impedance of off-line converters,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 15, Issue: 5, pp. 820 - 825, 2000.
- [4] K. Y. See und J. Deng, „Measurement of noise source impedance of SMPS using a two probes approach,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 19, Issue: 3, pp. 862–868, 2004.
- [5] Q. Liu, F. Wang und D. Boroyevich, „Modular-Terminal-Behavioral (MTB) model for characterizing switching module conducted EMI generation in converter systems,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 21, Issue: 6, pp. 1804–1814, 2006.
- [6] H. Rebholz, Modellierung leitungsgebundener Störgrößen in der Komponenten- und Fahrzeugmessung, Universität Stuttgart: Dissertation, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, 2010.
- [7] CISPR 25, „Vehicles, boats and internal combustion engines Radio disturbance characteristics Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers“.
- [8] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, „V-Netznachbildung ESH3-Z6,“ 2006.
- [9] GAUSS INSTRUMENTS GmbH, „TDEMI eXtreme“.

# Pareto-Optimierung von reflexionsarmen Sternpunkten in automotiven Bussystemen

B.Eng. Alexander Stieler, Prof. Dr.-Ing. Dipl.-Volksw. Matthias Hampe,  
Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Fakultät Elektrotechnik  
Labor für Elektromagnetische Verträglichkeit, Wolfenbüttel, m.hampe@ostfalia.de

## Abstract

In dieser Arbeit wird die vorteilhafte Methodik der Pareto-Optimierung dazu genutzt, Sternpunkte in automotiven Bussystemen reflexionsarm auszulegen. Letztere finden in der Praxis breite Verwendung, tragen sie doch zur kostengünstigen Vernetzung der unterschiedlichsten Sensoren und Aktoren bei. Insbesondere wird ein seit längerer Zeit bekanntes Vorgehen aufgegriffen, bei dem die Signalintegrität durch das Einfügen von passiven Bauelementen deutlich verbessert wird. Vorrangiges Ziel dieser Arbeit ist die Ableitung der Pareto-effizienten Bauteilrealisierungen, die im Hinblick auf die zu definierenden Zielgrößen optimal sind. Die Simulation des betrachteten Testnetzwerks basiert dabei auf Leitungsparametern, die an realen Leitungen mittels eines neuartigen Messaufbaus als Funktion der Frequenz hochgenau bestimmt wurden. Abschließend werden alle relevanten Zeitsignale auch rein analytisch berechnet, wodurch sich die Pareto-Optimierung selbst sehr vorteilhaft implementieren lässt.

## 1 Einleitung

Die Komplexität und Vielfalt von elektronischen Systemen im Automobilbereich nimmt durch die Entwicklung immer neuer Sensoren und Aktoren stetig zu. Dabei erfolgt die schnelle Datenübertragung im Allgemeinen über busbasierte Netzwerke. Aus Gründen der Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit werden auch in Zukunft leitungsgebundene Lösungen wie Controller Area Network (CAN), CAN mit flexibler Datenrate (CAN FD) oder Automotive Ethernet dominieren [1].

Automotive Ethernet wird bei Punkt-zu-Punkt-Verbindungen verwendet und ermöglicht Vollduplex-Datenübertragungen [2]. Sind alle Komponenten an den Bezugswiderstand des Kommunikationskanals angepasst, treten dabei insgesamt keine Reflexionen auf und die Signalintegrität ist grundsätzlich gewährleistet. Bei Datenbussen wie CAN oder CAN FD hingegen mit ihrer in der Regel ausgedehnten Topologie sind Reflexionen der Datensignale die Regel [3, 4]. Diese entstehen insbesondere auf zwei Arten:

1. am Ende von fehlangepassten Leitungsabschnitten [5, 6],
2. an sogenannten Sternpunkten, an denen sich das Netzwerk verzweigt [7].

Die ideale Topologie bestünde demnach aus einer Verkettung aller Teilnehmer in Reihe mit einem geeigneten Abschluss am Anfang und Ende der Kette. In der Praxis werden häufig dennoch Stichleitungen und Sternpunkte im Netzwerk vorgesehen. Zwar führt dies einerseits zu nachteiligen Signalreflexionen, siehe Abbildung 1, andererseits lässt sich dadurch aber Platz, Geld und Gewicht sparen.

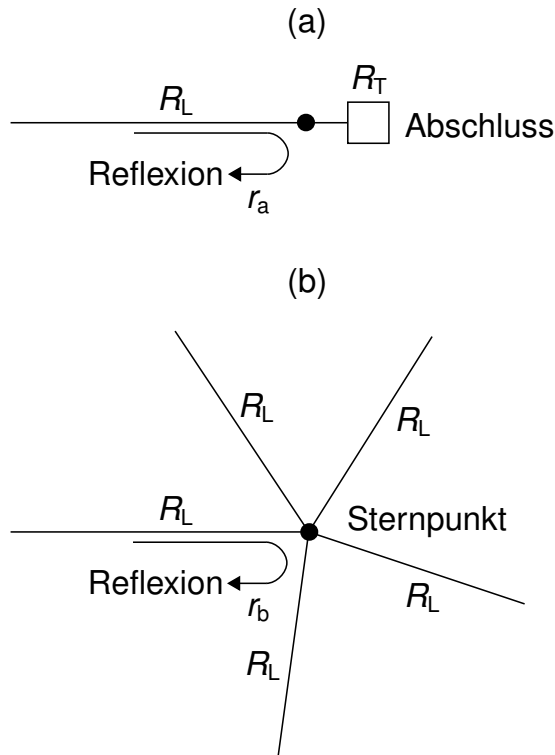


Abbildung 1: Die Signalintegrität wird bei verzweigten Topologien insbesondere durch  
 (a) Reflexionen am Ende von fehlangepassten Leitungsabschnitten und  
 (b) Reflexionen an Sternpunkten beeinträchtigt.

Mit dem Leitungswellenwiderstand  $R_L$ , dem Abschlusswiderstand  $R_T$  und der Anzahl  $N \geq 2$  der an einem Sternpunkt insgesamt angeschlossenen Leitungen berechnen sich die beiden Reflexionsfaktoren  $r_a$  und  $r_b$  zu [5, 6, 7]

$$r_a = \frac{R_T - R_L}{R_T + R_L}, \quad (1)$$

$$r_b = \frac{2 - N}{N}. \quad (2)$$

Die dabei getroffene Annahme eines reellen Leitungswellenwiderstandes ist für hohe Frequenzen hinreichend gut erfüllt. In den folgenden Abschnitten wird ein seit einiger Zeit bekanntes Vorgehen näher behandelt, welches die Reflexionen an Sternpunkten reduziert und somit die Signalintegrität insgesamt verbessert [7]. Das vorrangige Ziel dieser Arbeit ist die Ableitung von im Hinblick auf die relevanten Zielgrößen optimalen Bauteilwerten.

## 2 Messung der Leitungsparameter im Gegentakt

Ein wichtiger Teil dieser Arbeit basiert auf Simulationen, welche bereits im Voraus eine zuverlässige Beurteilung der Signalintegrität ermöglichen. Hierfür werden präzise Leitungsmodelle benötigt, die sowohl die Frequenzabhängigkeit der komplexen Impedanz als auch des komplexen Ausbreitungskoeffizienten berücksichtigen. Für deren Bestimmung wurde ein Messaufbau nach [8] verwendet, wobei das genaue Vorgehen in [9] ausführlich erläutert ist. Hier soll es genügen, dass die Leitung mit der Massefläche ein Dreileitersystem bildet und über die Gleichtakt- und Gegentakt-Stimuli eines Netzwerkanalysators die Mixed-Mode-S-Parameter [10] und daraus wiederum die Leitungsbeläge nach [11] berechnet werden konnten. Letztere sind in Abbildung 2 dargestellt. Alle durch die Ummantelung und den Skineneffekt verursachten Verluste werden durch den Widerstandsbelag  $R'_{DM}$  und den Ableitungsbelag  $G'_{DM}$  abgedeckt.

Die typischerweise bei CAN und CAN FD verwendeten Datenraten von 0,5 – 2,0 Mbit/s entsprechen näherungsweise 0,25 – 1,0 MHz, ausgehend von einem Amplituden Shift Keying 2 (ASK2) als verwendetem Modulationsverfahren. Vor diesem Hintergrund ist hier also vorrangig der Frequenzbereich um 1 MHz interessant.

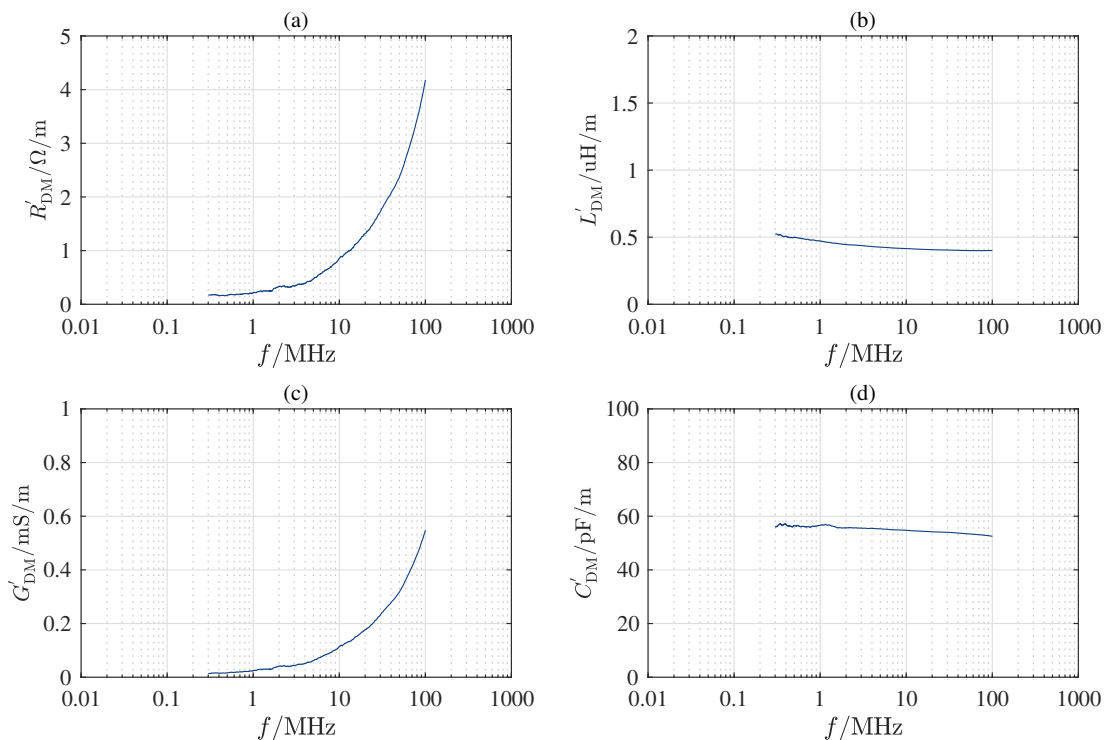


Abbildung 2: Gemessene Gegentakt-Leitungsbeläge für die vermessene Leitung mit einer Länge  $l = 30,0$  mm: (a) Widerstandsbelag  $R'_{DM}$ , (b) Induktivitätsbelag  $L'_{DM}$ , (c) Ableitungsbelag  $G'_{DM}$ , (d) Kapazitätsbelag  $C'_{DM}$ .

### 3 Testnetzwerk mit reflexionsarmen Sternpunkt

Um die Wirksamkeit der entwickelten Methode zur Verringerung der Reflexionen am Sternpunkt zu validieren, wird ein einfaches Modell verwendet. Dieses Modell mit  $N = 3$  identischen Leitungen ist in Abbildung 3 (links) dargestellt.

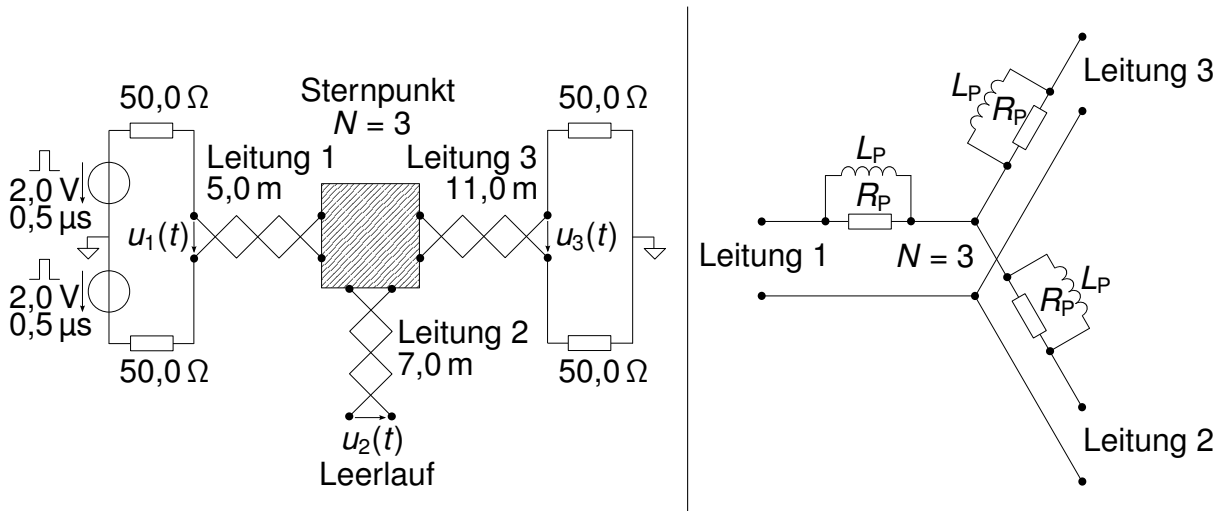


Abbildung 3: Simpler Simulations- und Messaufbau für Zeitbereichsmessungen (links) und mittels Induktivitäten  $L_P$  und parallelen Widerständen  $R_P$  optimierter Sternpunkt (rechts).

Um vorliegende Spannungsquellen und Abschlusswiderstände nutzen zu können, wurde eine Referenzimpedanz von  $100 \Omega$  verwendet. Weiterhin zeigte sich, dass die Leitungsimpedanz der vermessenen Automobileitungen ebenfalls nahe der  $100 \Omega$  liegt.

Zur Verbesserung der Signalintegrität durch die Verwendung konventioneller passiver Bauelemente [7] wird eine Schaltung gemäß Abbildung 3 (rechts) simuliert und realisiert. Die parallelen Widerstände  $R_P$  und Spulen  $L_P$  wirken bei niedrigen Frequenzen näherungsweise als Kurzschluss, wohingegen bei hohen Frequenzen der Widerstand dominiert. Eine reflexionsfreie Verbindung für hohe Frequenzen erhält man mit

$$R_P = \frac{N - 2}{N} \cdot R_L. \quad (3)$$

Wie in Abbildung 4 zu erkennen ist, stimmen die Simulations- und die Messergebnisse sehr gut überein, was die ermittelten Leitungsparameter bestätigt. Für die PSpice-Simulationen wurden die Leitungsbeläge für  $f = 1,0 \text{ MHz}$ , also  $R'_{DM} = 0,21 \Omega/\text{m}$ ,  $L'_{DM} = 0,47 \mu\text{H}/\text{m}$ ,  $G'_{DM} = 0,01 \text{ mS}/\text{m}$ ,  $C'_{DM} = 56,50 \text{ pF}/\text{m}$ , verwendet.

Während für den optimierten Sternpunkt gemäß Formel 3 Widerstandswerte von  $R_P = 33,0 \Omega$  verwendet wurden, wurden die Induktivitäten  $L_P = 6,8 \mu\text{H}$  mit SMD-Ferriten realisiert. Deren Frequenzverhalten wurde mithilfe eines NWA's aufgenommen. Es wurden bei allen Komponenten Ausführungen geringer Toleranz verwendet, um genaue Simulationsergebnisse zu erhalten. Der optimierte Wert der Induktivität steht in Beziehung

zur Zeitkonstante  $\tau_P$ ,

$$\tau_P = \frac{L_P}{R_P}. \quad (4)$$

Die Zeitkonstante  $\tau_P$  sollte speziell unter Berücksichtigung der minimalen Pulsdauer bei der Datenübertragung  $\tau$  festgelegt werden nach

$$\tau_P = \alpha \cdot \tau \quad \text{mit} \quad \alpha > 0. \quad (5)$$

Für den betrachteten Fall mit  $\tau = 0,5 \mu\text{s}$  wurde eine Zeitkonstante von  $\tau_P = 0,2 \mu\text{s}$  sowie ein  $\alpha = 0,4$  gewählt. Dies stellt einen Kompromiss zwischen kurzen Flankenzeiten sowie geringen Reflexionen am Sternpunkt dar. Grundsätzlich gibt es hier zwei Extreme:

1.  $\alpha \rightarrow 0$ , minimale Flankenzeiten, aber maximale Signalreflexionen.
2.  $\alpha \rightarrow \infty$ , minimale Signalreflexionen, aber maximale Anstiegs- und Abfallzeiten.

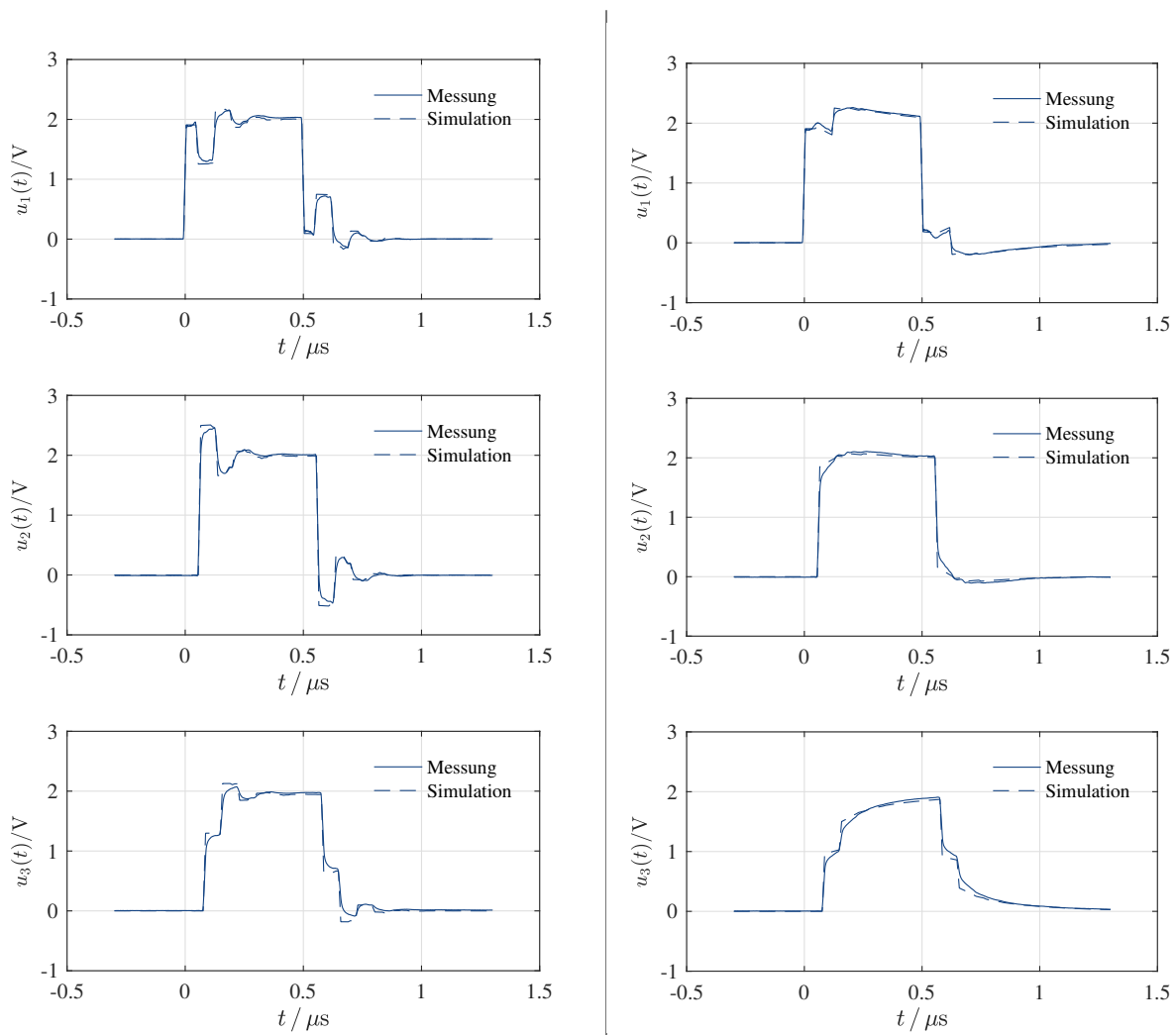


Abbildung 4: Simulierte und gemessene Spannungen für den nach Abbildung 3 realisierten Messaufbau. Die Unterschiede zwischen den Spannungen vor der Optimierung (links) und danach (rechts) sind klar erkennbar.

## 4 Pareto-Optimierung

Während die Pareto-Optimierung in einigen Forschungsprojekten Einzug gefunden hat, ist dieses Verfahren in der Praxis bisher weitgehend unbekannt. Vorliegend lässt es sich beispielsweise für das Auffinden einer optimalen Lösung bezüglich der Bauteildimensionierung im Sternpunkt vorteilhaft verwenden.

Um den individuellen Anforderungen Rechnung zu tragen, müssen zunächst die zu bewertenden Eigenschaften festgehalten werden. Hierbei handelt es sich um die sogenannten Key Performance Indicators (KPIs). Im vorliegenden Beispiel können dies neben der Flankensteilheit auch die Einschwingzeit, die Einschwingpegel sowie die Kosten für die Modifizierung sein. Zur Erläuterung des Vorgehens werden im Folgenden lediglich die Einschwingzeit sowie die entsprechenden Pegel betrachtet.

Zur Beurteilung der Einschwingpegel können einfach der Minimal- und Maximalwert während des Einschwingvorgangs ermittelt und die Differenz  $\Delta u_P$  berechnet werden (siehe Abbildung 5). Bei dieser Differenz sind kleine Werte sinnvoll.

Die Einschwingzeit  $t_S$  lässt sich wiederum über ein festgelegtes Toleranzband um den Nominalpegel herum bestimmen, wobei der Zeitpunkt maßgebend ist, ab dem der Pegel den Toleranzbereich einhält (siehe Abbildung 5). Auch hier ist ein minimaler Wert vorteilhaft.

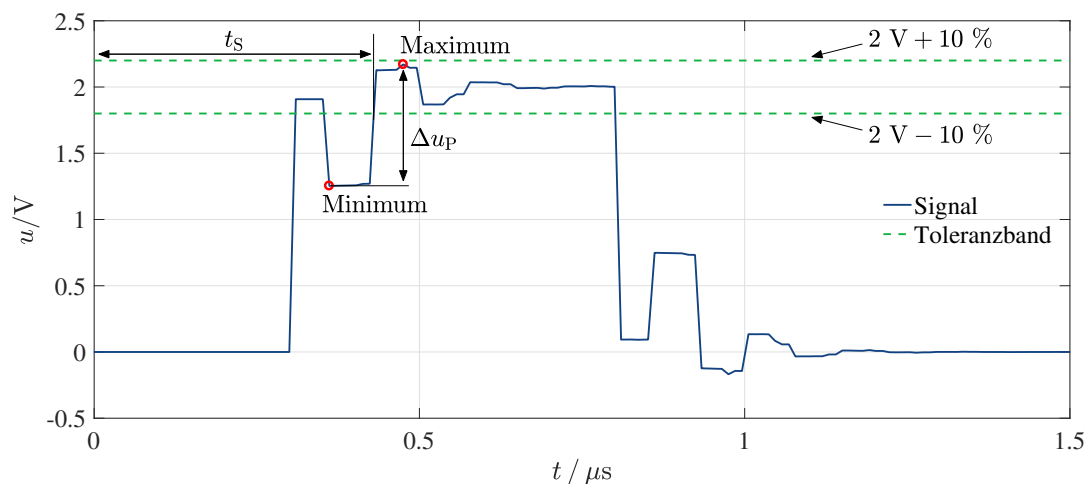


Abbildung 5: Signalverlauf mit den betrachteten Größen

Es wurde bereits zuvor gezeigt, dass die realen Bauteile mittels der bestimmten Parameter sehr gut nachgebildet und simuliert werden können. Um nun den Material- und Zeitaufwand gering zu halten, wurden nicht die Einschwingereigenschaften realer Schaltungen, sondern lediglich die von in Matlab ausgeführten Berechnungen bestimmt. Hierfür werden die ermittelten Streuparameter der Leitungen und Bauteile sowie die Reflexionsfaktoren an den Leitungsenden in ein Matlab-Script einprogrammiert und ergeben eine vollständige mathematische Beschreibung des Aufbaus. Auf diese Weise kann das Eingangssignal, mit dem die Schaltung beaufschlagt werden soll, über eine



FFT ebenfalls in den Frequenzbereich übertragen werden und eine Verrechnung mit den S-Parametern erfolgen. Das Ergebnis kann anschließend über eine IFFT in den Zeitbereich zurücktransformiert und dargestellt werden. Nichtlinearitäten können mit diesem Vorgehen natürlich nicht erfasst werden. Bild 6 zeigt das prinzipielle Vorgehen bei der Simulation mit Matlab.



Abbildung 6: Prinzipieller Signalverlauf zur Simulation des Aufbaus in Matlab

Mit Matlab wurden nun unterschiedliche Wertvariationen der Widerstände und Spulen berechnet und die jeweiligen Kombinationen mit den resultierenden Einschwingzeiten und -pegel in einem Diagramm aufgetragen. Anschließend wurden ausgehend von diesen Punkten Grenzen gleicher Einschwingzeit und -pegel definiert. Alle anderen Kombinationen, welche nun jenseits dieser Grenzen liegen, können eliminiert werden, da sie gegenüber der betrachteten Kombination ineffizient sind. Prinzipiell bleibt bei diesem Verfahren entweder eine einzige Kombination übrig, welche alle anderen hinsichtlich der betrachteten KPIs übertrifft, oder mehrere Kombinationen, die stets in einem KPI bessere Werte aufweisen als andere Kombinationen. Letzterer Fall soll anhand von wenigen realen Werten in Abbildung 7 veranschaulicht werden. Kombination *a* zeigt hierbei die kleinste Einschwingzeit bei gleichzeitig höchster Pegeldifferenz  $\mu_p$ . Kombination *e* besitzt hingegen die geringste Pegeldifferenz bei höchster Einschwingzeit. Zwischen diesen beiden Extremen liegt Kombination *b*. In solchen Fällen obliegt es nun dem Entwickler, die KPIs zu gewichten und den für die Applikation günstigsten Fall auszuwählen (ggf. auch durch weitere KPIs).

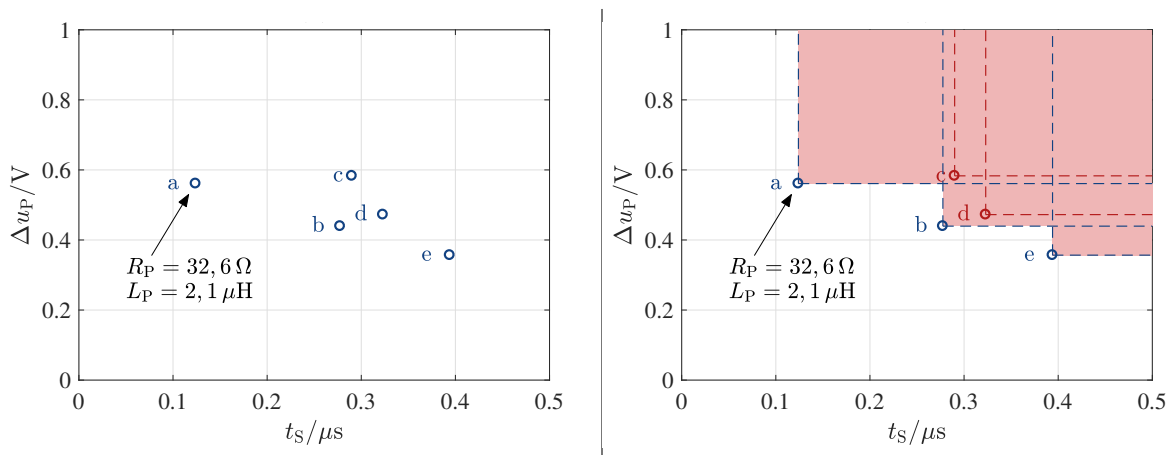


Abbildung 7: Durch Variation von  $R_p$  und  $L_p$  ergeben sich beispielsweise die Kombinationen *a-e* mit ihrem charakteristischen Einschwingverhalten (links). Nach dem Einzeichnen der Grenzen bei gleichen Spannungsdifferenzen und Einschwingzeiten zeigt sich, dass die Kombinationen *c* und *d* in ihren Parametern von mindestens einer anderen Kombination übertroffen werden und somit eliminiert werden können (rechts).

## 5 Zusammenfassung

In diesem Artikel wurde eine bereits bekannte Möglichkeit aufgegriffen, die mit einfachen passiven Bauelementen, speziell Spulen  $L_P$  und parallelen Widerständen  $R_P$ , die Signalintegrität auf Leitungen mit Sternpunkt verbessert. Ergänzend wurden theoretische Berechnungen zur Bauteildimensionierung und Messungen zur Bestimmung der realen Bauteileigenschaften angestellt. So konnte die Wirksamkeit der Maßnahmen sowohl mit Simulationen als auch mit Messungen untermauert werden, welche gute Übereinstimmungen zueinander aufweisen.

Mittels eines in Matlab programmierten, automatischen Ablaufs konnten unterschiedlichste Bauteilwerte berechnet werden und anhand von objektiven Bewertungskriterien eine Optimierung vorgenommen werden. Dieses Vorgehen ist auf viele Anwendungsfälle übertragbar und wird zukünftig im Rahmen des vorgestellten Projektes um weitere Kennzahlen erweitert.

## Literaturangaben

- [1] S. TUOHY, M. G. ; HUGHES, C. ; JONES, E. ; TRIVEDI, M. ; KILMARTIN, L.: Intra-Vehicle Networks: A Review. In: *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 16, no. 2 (2015), April, S. 534–545
- [2] HANK, P. ; MÜLLER, S. ; VERMESAN, O. ; KEYBUS, J. Van D.: Automotive Ethernet: In-vehicle networking and smart mobility. In: *2013 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE)* (2013), März, S. 1735–1739
- [3] 11898-1:2015, ISO: Road vehicles - Controller area network (CAN) - Part 1: Data link layer and physical signalling. (2015), Dezember
- [4] 11898-2:2016, ISO: Road vehicles - Controller area network (CAN) - Part 2: High-speed medium access. (2016), Dezember
- [5] PAUL, C.R.: *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Bd. 2. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc., 2006
- [6] KUROKAWA, K.: Power waves and the scattering matrix. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-13 (1965), März, S. 194–202
- [7] SCHREINER, M.: CAN FD system design. In: *2015 The international CAN Conference (iCC)* (2015), Oktober
- [8] WILLIAMS, D. F. ; MARKS, R. B.: Accurate Transmission Line Characterization. In: *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 3., no. 8 (1993), August, S. 247–249
- [9] HAMPE, M.: Accurate measurement of transmission line parameters for automotive ethernet. In: *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)* (2015), August, S. 1363–1368
- [10] BOCKELMAN, D. E. ; EISENSTADT, W. R.: Pure-mode network analyzer for on-wafer measurements of mixed-mode s-parameters of differential circuits. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 45 (1997), Juli, Nr. 7, S. 1071–1077
- [11] PAUL, C. R.: *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. 2. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc., 2008

# Grenzen des Stromscan-basierten Dipolmodells und Erweiterung mit einem quasistatischen Ansatz

M.Sc. Zongyi Chen, TU Dortmund, zongyi.chen@tu-dortmund.de

M.Sc. Alexander Zeichner, TU Dortmund, alexander.zeichner@tu-dortmund.de

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, stephan.frei@tu-dortmund.de

## 1 Einleitung

Zur Sicherstellung der EMV müssen elektronische Systeme vorgegebene Grenzwerte für die Störaussendung einhalten. In der Kfz-Industrie werden häufig Komponententest nach CISPR 25 gefordert. Darin wird unter anderem beschrieben, wie die Störungen von einem Kfz-System, die bei niedrigen Frequenzen überwiegend über den Leitungssatz auskoppeln, in einer geschirmten Absorberkabine mit einer Antenne zu messen sind.

Eine Abschätzung der Emission ist bereits im frühen Entwicklungsprozess wünschenswert. Der Aufwand für eine Antennenmessung ist jedoch meist sehr hoch. Daher werden alternative Verfahren gesucht, die mit deutlich weniger Aufwand verbunden sind. Die Bestimmung der Störaussendung mittels eines stromscan-basierten Multi-Dipol-Modells (MDM) ist eine mögliche Methode, um elektrische und magnetische Felder von Leitungsbündeln vorherzusagen [1]. In [2] wurde gezeigt, dass ein MDM für Frequenzen oberhalb von 30 MHz die Störaussendung gut abbilden kann. Für tiefe Frequenzen funktionieren die Dipolmodelle nur bedingt. In der vorliegenden Arbeit wird daher die Genauigkeit der MDM im Niederfrequenzbereich systematisch analysiert und Ursachen für die Abweichungen diskutiert. Anschließend wird eine Ergänzung durch einen quasi-statischen Ansatz vorgestellt und mit Messungen validiert.

## 2 Das Stromscan-basierte Multi Dipol Modell

Im unteren Frequenzbereich stellen die Gleichtaktströme von langen Kabelbündeln meist eine deutlich dominantere Strahlungsquelle für elektromagnetische Felder da als die angeschlossenen Elektronikkomponenten oder Gegentaktströme in dem Bündel [3]. Deshalb kann eine Messung der Gleichtaktströme und die Konstruktion eines äquivalenten Abstrahlmodells mit Dipolen, welche die Gleichtaktströme tragen, eine gute Methode für die Bestimmung der Störaussendung im Fernfeld sein. Die Konfiguration des Messaufbaus für die Strommessung mit einer breitbandigen Stromzange erfolgt dabei nach CISPR 25. Das bedeutet, dass alle Komponenten (EUT, Kabelbündel, Last) entsprechend der Norm auf einer gut leitfähigen Tischoberfläche aufgebaut werden. Abb. 1 zeigt eine vereinfachte Darstellung des Testaufbaus mit Messeinrichtungen zur Erfassung des Stromes.

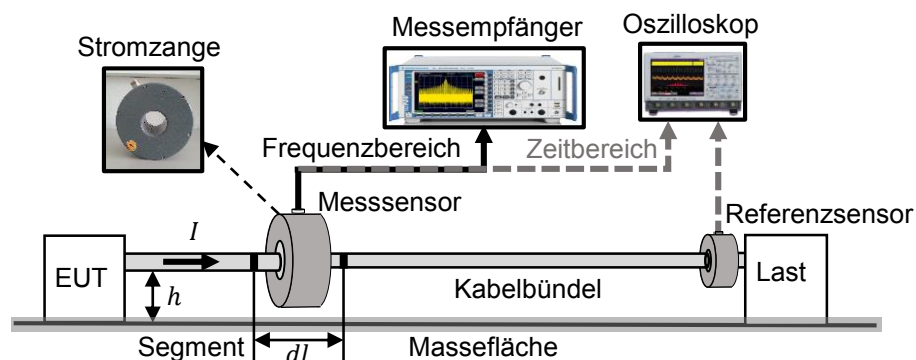


Abbildung 1: Konfiguration zu Messung der Gleichtaktströme im Kabelbündel

Je nachdem, welches Verfahren zu Einsatz kommt, kann eine phasenlose Stromamplitudenmessung mit einem Messempfänger im Frequenzbereich oder die Amplitude und Phase mit einem Oszilloskop im Zeitbereich erfasst werden. Für die Phasenbestimmung ist zusätzlich ein Referenzsensor zum Synchronisieren notwendig. Wird nur die Amplitude gemessen, so müssen Verfahren zur Phasenrekonstruktion eingesetzt werden [2]. Die Gleichtaktabschlussimpedanz in solchen Konfigurationen ist üblicherweise nicht an den Gleichtaktwellenwiderstand des Kabelbündels angepasst. Wegen der Fehlanpassung kommt es zu Reflexionen an den Bündelenden. Entlang des Bündels kann dadurch die Stromamplitude variieren. Deshalb wird die Stromverteilung entlang des Bündels, welches in Segmente unterteilt wurde, gemessen. Viele Messungen sind vor allem bei hohen Frequenzen nötig. Das verwendete Dipolmodell ist in Abb. 2 dargestellt. Das elektrische Feld eines einzelnen Dipols kann mit folgenden Formeln für einen Beobachtungspunkt  $P$  in Kugelkoordinaten berechnet werden:

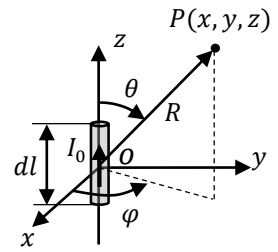


Abbildung 2: Dipol

$$\vec{E}_\theta = j\eta_0 \frac{k_0 I_0 dl}{4\pi R} \sin\theta \left(1 + \frac{1}{jk_0 R} - \frac{1}{(k_0 R)^2}\right) e^{-jk_0 R} \vec{e}_\theta, \quad (1)$$

$$\vec{E}_r = \eta_0 \frac{I_0 dl}{2\pi R^2} \cos\theta \left(1 + \frac{1}{jk_0 R}\right) e^{-jk_0 R} \vec{e}_r, \quad (2)$$

$$\vec{E}_\phi = 0. \quad (3)$$

Hierbei ist  $I_0$  der Strom in der Segmentmitte und  $dl$  die Segmentlänge. Der Freiraumwellenwiderstand wird mit  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  und die Wellenzahl mit  $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  bezeichnet. Im äquivalenten Strahlungsmodell werden üblicherweise die Dipole entlang der realen stromführenden Strukturen angeordnet, wie in Abb. 3 dargestellt. Unter Verwendung jeweils eines Dipols in jeder Segmentmitte kann das resultierende Feld als Überlagerung der Einzeldipolfelder berechnet werden. Der Rückstrompfad des Gleichtaktstromes schließt sich über die Massefläche. Im Strahlungsmodell wird der Rückstrom unter Zuhilfenahme der Spiegeltheorie auf der gegenüberliegenden Seite der Massefläche ebenfalls mit Dipolen, wie in Abb. 3 dargestellt, berücksichtigt. Außerdem werden die vertikal angeordnete Dipole  $I_S$  und  $I_L$  verwendet, um den Strom durch das EUT und die Last zu berücksichtigen und den Strompfad zu schließen.

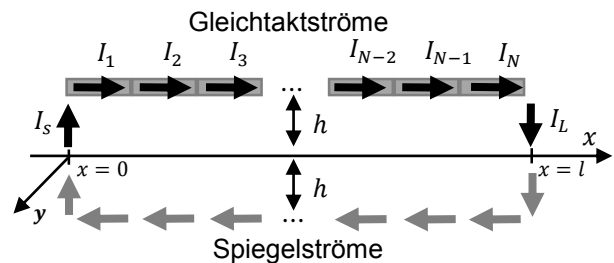


Abbildung 3: Das Multi Dipol Modell

### 3 Analyse der Genauigkeit des Multi Dipol Modells

Das gezeigte Strahlungsmodell unterliegt bestimmten Grenzen, die die Vorhersagegüte einschränken. Diese Limitierungen sollen zunächst anhand eines Beispiels und der Simulation mit der Momentenmethode (MoM) gezeigt werden. Die MoM ist ein bewährtes Verfahren für die Berechnung von Strömen entlang von leitfähigen Stabstrukturen und metallischen Oberflächen. Die simulierten MoM-Ströme werden auch zunächst für das MDM anstelle von Messdaten verwendet.

#### 3.1 Beispielkonfiguration

Die Beispielkonfiguration besteht aus einer  $50 \Omega$  Quelle, welche das EUT aus Abb. 1 repräsentieren soll. Das Leiterbündel wird als eine 1,5 m lange PEC-Stabstruktur modelliert,

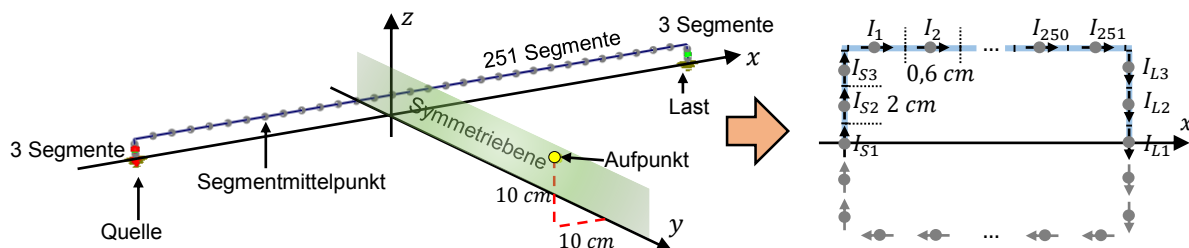


Abbildung 4: Modell der Leiterstruktur mit Segmentierung (links). Das MDM mit Anordnung der Dipole entlang des Strompfades auf den Segmentmittelpunkten (rechts). Die Segmentlänge  $dl$  der vertikalen Leiter beträgt 2 cm und der horizontalen Leiter 0,6 cm.

um den Gleichaktstrom durch ein Bündel näherungsweise nachzubilden. Am anderen Ende der Leitung sitzt ein  $50\ \Omega$  Widerstand als Last. Wie jedes numerische Verfahren basiert auch die MoM Simulation auf einer Diskretisierung des geometrischen Modells. Die Stabstruktur ist, wie in Abb.4 (links) gezeigt, diskretisiert. Für numerisch zuverlässige Simulationsergebnisse wurde eine Segmentierung entsprechend [4] gewählt. Zur Berechnung der Ströme und Felder nutzt das hier eingesetzte MoM-Verfahren sogenannte Dreiecksbasisfunktionen (siehe Kapitel 3.2.2). Die Ströme in jedem Segmentmittelpunkt können aus der Simulation entnommen und für die Parametrierung des MDM genutzt werden. Dieses Vorgehen ist dem zuvor beschriebenen Strom-Scan-Verfahren an einem realen Aufbau ähnlich. Die simulierten Ströme werden im Gegensatz zur Messung nicht durch die Strommesszange, Rauschen oder der Empfindlichkeit der Messgeräte beeinflusst. So können Messfehler ausgeschlossen werden. Die E-Feldmessung z.B. nach CISPR 25 wird bis 30 MHz mit einer aktiven Stabantenne in 1 m Abstand zum Leiterbündel, genau in der Symmetrieebene des Aufbaus durchgeführt. Um eine allgemeinere Aussage über das E-Feldverhalten treffen zu können, sollten mögliche Symmetrieeffekte ausgeschlossen werden. Daher wird das Feld nicht in der Symmetrieebene, sondern um 10 cm versetzt in einer Höhe von 10 cm (Abb. 4) simuliert. In Abb. 5 ist das vertikale E-Feld ( $E_z$ ) aus der MoM Simulation und dem MDM für 1 m Abstand und  $50\ \Omega$  Abschlusswiderstand abgebildet. Es ist festzustellen, dass es bei dem MDM generell zu einem Problem in der Berechnungsgenauigkeit bei tiefen Frequenzen kommt. Darin ist zu erkennen, dass es bei niedrigen Frequenzen große Abweichungen geben kann. Ab einer Grenzfrequenz - hier über 110 kHz - liefert MDM ähnliche Werte wie die MoM. Während die MoM bei niedrigen Frequenzen eine konstante Feldstärke von ca. -43 dBV/m berechnet, fällt die Amplitude des MDM E-Feldes mit zunehmender Frequenz, bis sie mit der MoM-Amplitude übereinstimmt. Die Grenzfrequenz, ab der MoM und MDM exakt übereinstimmen, hängt vom Beobachtungspunkt und den Strömen ab. Die Leiterstruktur, die für die Untersuchung verwendet wurde, ist dieselbe wie in der Abb. 4 angegeben. Die Quellenimpedanz beträgt  $50\ \Omega$ , und die Abschlussimpedanz wird von  $1\ \Omega$  bis  $1\ \text{k}\Omega$  variiert. Die Beziehung zwischen Grenzfrequenz und der Lastimpedanz ist in Abb. 6 für drei verschiedenen Abstände des Beobachtungspunktes dargestellt. Die diskreten Punkte in den Grafiken weisen auf die verwendeten Impedanzen hin. Abb. 6 (a) zeigt die Ergebnisse für die Beobachtungspunkte, die um 10 cm (siehe Abb.4, links) von der Symmetrieebene versetzt sind, und (b) zeigt die Ergebnisse bei 75 cm Versatz. Die Grenzfrequenz wird durch die Abweichung

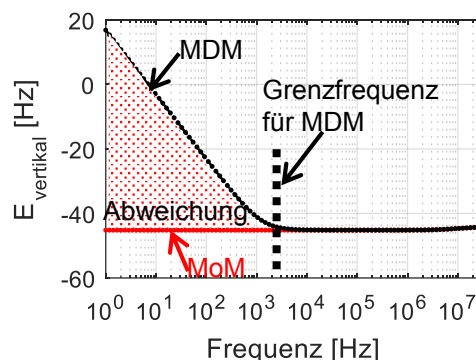


Abbildung 5: Vergleich des E-Feldes aus der MoM Simulation und der Berechnung mit dem MDM

aus der MoM Simulation und dem MDM für 1 m Abstand und  $50\ \Omega$  Abschlusswiderstand abgebildet. Es ist festzustellen, dass es bei dem MDM generell zu einem Problem in der Berechnungsgenauigkeit bei tiefen Frequenzen kommt. Darin ist zu erkennen, dass es bei niedrigen Frequenzen große Abweichungen geben kann. Ab einer Grenzfrequenz - hier über 110 kHz - liefert MDM ähnliche Werte wie die MoM. Während die MoM bei niedrigen Frequenzen eine konstante Feldstärke von ca. -43 dBV/m berechnet, fällt die Amplitude des MDM E-Feldes mit zunehmender Frequenz, bis sie mit der MoM-Amplitude übereinstimmt. Die Grenzfrequenz, ab der MoM und MDM exakt übereinstimmen, hängt vom Beobachtungspunkt und den Strömen ab. Die Leiterstruktur, die für die Untersuchung verwendet wurde, ist dieselbe wie in der Abb. 4 angegeben. Die Quellenimpedanz beträgt  $50\ \Omega$ , und die Abschlussimpedanz wird von  $1\ \Omega$  bis  $1\ \text{k}\Omega$  variiert. Die Beziehung zwischen Grenzfrequenz und der Lastimpedanz ist in Abb. 6 für drei verschiedenen Abständen des Beobachtungspunktes dargestellt. Die diskreten Punkte in den Grafiken weisen auf die verwendeten Impedanzen hin. Abb. 6 (a) zeigt die Ergebnisse für die Beobachtungspunkte, die um 10 cm (siehe Abb.4, links) von der Symmetrieebene versetzt sind, und (b) zeigt die Ergebnisse bei 75 cm Versatz. Die Grenzfrequenz wird durch die Abweichung

der vertikalen Komponenten der elektrischen Felder in dB zwischen MoM ( $E_{\text{vertikal}}[\text{dBV/m}](\text{MoM})$ ) und MDM ( $E_{\text{vertikal}}[\text{dBV/m}](\text{MDM})$ ) bestimmt.

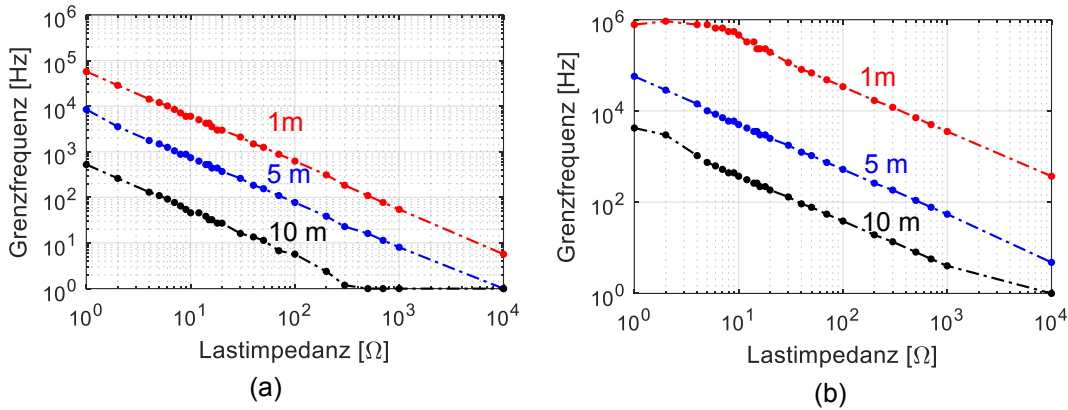


Abbildung 6: Grenzfrequenz über Lastimpedanz, (a) um 10 cm versetzt ( $x = -0.1\text{m}$ ), (b) um 75 cm versetzt ( $x = -0.75\text{m}$ )

Die Grenzfrequenz wurde bei 3 dB Abweichung festgelegt. Wie in Abb. 6 zu erkennen ist, wird die Grenzfrequenz größer, wenn der Quellenstrom größer wird. Jedoch nimmt die Grenzfrequenz mit zunehmender Entfernungen ab. Beim Vergleich der Grafiken (a) und (b) ist zu sehen, dass die Grenzfrequenz auch von der Position abhängt. Wenn die Beobachtungspunkte näher an der Symmetrieebene sind, ist die Grenzfrequenz kleiner. Im Folgenden werden die Ursachen für die Abweichungen diskutiert.

### 3.2 Diskussion der Abweichungen im Niederfrequenzbereich

#### 3.2.1 Theoretische Grundlagen

Im Folgenden werden einige Grundlagen, die für die weitere Analyse notwendig sind, vorgestellt. Für eine „elektrisch dünne“ Leiterstruktur mit der Stromdichte  $I_s$  und der Ladungsdichte  $\lambda_s$  kann ausgehend von den maxwellschen Gleichungen, das elektrische Feld mit

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \nabla\Phi \quad (4)$$

ausgedrückt werden. Darin sind das magnetische Vektorpotential  $\vec{A}$  und das elektrische Skalarpotential  $\Phi$  für Linienstrukturen definiert als

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int I_s \frac{e^{-jkR}}{R} ds', \quad (5)$$

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int \lambda_s \frac{e^{-jkR}}{R} ds'. \quad (6)$$

Unter Zuhilfenahme der Kontinuitätsgleichung

$$\nabla \cdot I_s = -j\omega\lambda_s \quad (7)$$

kann das E-Feld durch Einsetzen von (5)-(6) in (4) aus dem folgenden Integral bestimmt werden:

$$\vec{E} = \underbrace{-j\omega\mu \int I_s G ds'}_{\text{Term 1}} - \underbrace{\frac{1}{\epsilon} \int \lambda_s \nabla G ds'}_{\text{Term 2}} \quad (8)$$

Der Term 1 in der oberen Gleichung beschreibt den Beitrag der Ströme und Term 2 den der Ladungen.  $G = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jkR}}{R}$  ist die Greensche Funktion. Ist der Strom  $I_s$  für eine gegebene Struktur - in unserem Fall die Leiterstruktur - bekannt, so kann  $\vec{E}$  direkt durch Berechnen des Integrals bestimmt werden. Meistens existiert keine analytische Lösung, weshalb das Integral numerisch behandelt werden muss [5].

### 3.2.2 Berechnung des Integrals mit Dreiecksfunktionen

Im Folgenden wird ein Verfahren zur Berechnung der Felder über einen diskretisierten Strom, wie es in der MoM Anwendung findet, beschrieben. Das Verfahren verwendet Dreiecksbasisfunktionen für die Annäherung des Stroms. Abb. 7 (a) zeigt eine Dreiecksfunktion, die über die Segmente  $\Delta x_{n-1} = (x_n - x_{n-1})$  und  $\Delta x_{n+1} = (x_{n+1} - x_n)$  geht und mathematisch beschrieben werden kann mit:

$$f_{bn}(x) = \frac{x - x_{n-1}}{x_n - x_{n-1}} = \frac{x - x_{n-1}}{\Delta x_{n-1}} \quad \text{für } x_{n-1} \leq x \leq x_n$$

$$f_{bn}(x) = \frac{x_{n+1} - x}{x_{n+1} - x_n} = \frac{x_{n+1} - x}{\Delta x_{n+1}} \quad \text{für } x_n \leq x \leq x_{n+1}$$
(9)

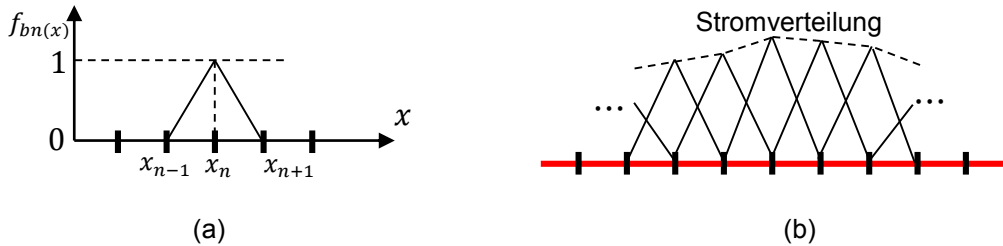


Abbildung 7: Eine Dreiecksfunktion über (a) zwei Segmente, und (b) die Überlagerung der Funktionen zur Approximation einer Stromverteilung

Mit einem Satz von  $N$  Basisfunktionen und den zugehörigen Stromamplituden  $I_n$  kann die Stromverteilung auf der Leitung mit beschrieben werden:

$$I_s = \sum_{n=1}^N I_n f_{bn}(x). \quad (10)$$

Darin ist  $f_{bn}(x)$  die definierte Basisfunktion, und  $N$  die Anzahl der Ströme. Die Überlagerung solcher Basisfunktionen resultiert in einer kontinuierlichen und stückweise linearen Stromverteilung entlang der Leitung, wie in Abb. 7 (b) zu sehen. Die zugehörige Ladungsverteilung solch einer Basisfunktion kann direkt durch Divergenzbildung (im eindimensionalen Fall, wie hier, ist es eine einfache Ableitung bzw. ein Differenzenquotient) berechnet werden. Hier ist zu erkennen, dass sich für die linke und rechte Seite der Dreiecksfunktion eine konstante Ladungsverteilung ergibt, so wie Abb. 8 verdeutlicht.

$$\lambda_n = \frac{j}{\omega} \nabla \cdot (I_n f_{bn}) = \frac{j}{\omega} I_n \frac{df_{bn}}{dx} = \begin{cases} \frac{j}{\omega} \frac{I_n}{\Delta x_{n-1}}, & x_{n-1} \leq x \leq x_n \\ -\frac{j}{\omega} \frac{I_n}{\Delta x_{n+1}}, & x_n \leq x \leq x_{n+1} \end{cases} \quad (11)$$



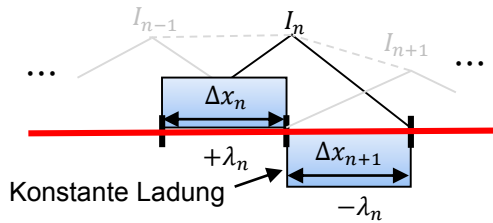


Abbildung 8: Ladungsbeitrag der Basisfunktion innerhalb der Segmente

Das Integral aus (8) kann dann für niedrige Frequenzen näherungsweise geschrieben werden als:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= - \sum_{n=1}^N I_n \int j\omega\mu f_{bn} G dx - \frac{j}{\omega\epsilon} \sum_{n=1}^N I_n \int \frac{df_{bn}}{dx} \frac{\partial G}{\partial x} dx \\ &\approx - \frac{j}{\omega\epsilon} \sum_{n=1}^N I_n \int \frac{df_{bn}}{dx} \frac{\partial G}{\partial x} dx \end{aligned} \quad (12)$$

Für sehr niedrigen Frequenzen ( $\omega \rightarrow 0$ ) kann der erste Term vernachlässigt werden. Das E-Feld wird nur vom zweiten Term dominiert. Eine Analyse der Strom und Ladungsbeiträge in Abb. 9 verdeutlicht diese Näherung. Darin ist das E-Feld aus der Konfiguration in Abb. 4 zu sehen. Die MoM Berechnung dient als Referenz. Außerdem ist die Berechnung mit dem Integral aus (12) dargestellt. Zusätzlich werden die Beiträge der beiden Einzeltherme gezeigt. Es ist zu erkennen, dass der Strombeitrag ( $-j\omega A$ ) für niedrige Frequenzen sehr viel kleiner ist als der Ladungsbeitrag ( $-\nabla\Phi$ ), womit sich das Gesamtfeld hauptsächlich aus der Ladungsverteilung ergibt.

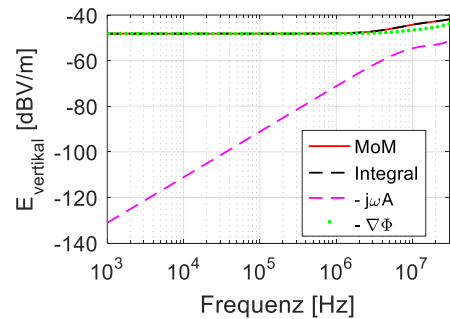


Abbildung 9: Beiträge aus der Strom- und Ladungsverteilung

### 3.2.3 Vergleich der Stromverteilungen an Verbindungsstellen von Leitungen

Die Feldberechnung mit Dreiecksfunktionen soll im Weiteren mit dem MDM Verfahren verglichen werden. Dazu werden die Stromverteilungen beider Verfahren zunächst gegenübergestellt. Abb. 10 (a) zeigt eine Stromverteilung als Resultat aus Dreiecksfunktionen und (b) eine Verteilung, die beim MDM zugrunde gelegt wird. In dem MDM wird der Strom innerhalb eines Segmentes als konstant angenommen. Deshalb kann die Stromverteilung wie in (b) mit Rechteckfunktionen dargestellt werden. Von besonderem Interesse sind nicht nur die kontinuierlichen Leitungsabschnitte, sondern Stellen, an denen

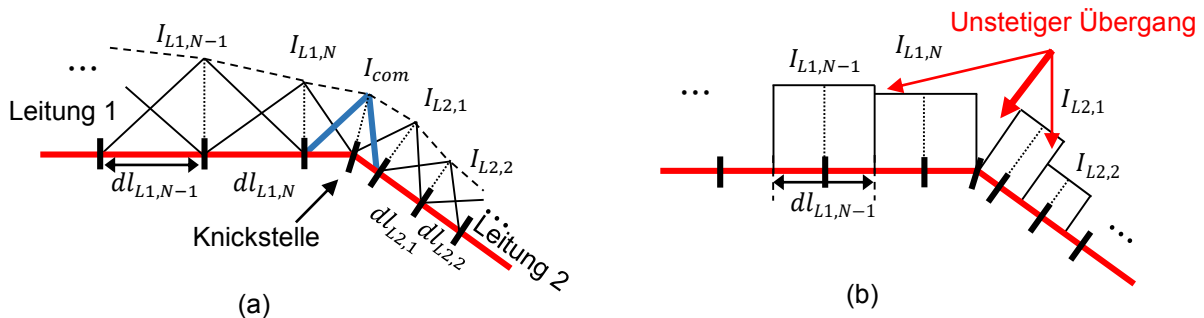


Abbildung 10: Vergleich der Stromverteilung an einer Knickstelle basierend auf Dreiecksfunktionen (a) und Rechteckfunktionen der MDM (b)



Stromrichtungswechsel stattfinden. Deshalb werden in Abb. 10 zwei verbundene und unterschiedlich ausgerichtete Leitungen gezeigt. Leitung 1 besteht aus  $N$  Segmenten. Die letzten beiden Segmente sind mit  $dl_{L1,N-1}$  und  $dl_{L1,N}$  gekennzeichnet. Die entsprechenden Ströme sind mit  $I_{L1,N-1}$  und  $I_{L1,N}$  benannt. Für eine kontinuierliche Stromverteilung in dem Übergang von Leitung 1 zu Leitung 2 wird in (a) eine Dreiecksfunktion verwendet, die ihr Maximum genau am Ende von Leitung 1 und am Anfang von Leitung 2 hat. Die Amplitude an der Knickstelle wird mit  $I_{com}$  bezeichnet. Auf Leitung 2 sind die ersten beiden Segmente  $dl_{L2,1}$  und  $dl_{L2,2}$  und die Ströme  $I_{L2,1}$  und  $I_{L2,2}$  eingezeichnet. Insgesamt entsteht eine Stromverteilung ohne Unstetigkeit. Wie zuvor beschrieben (siehe Gleichung (11)) ergibt die Ableitung der Stromverteilung die Ladung auf der Leitung. Durch die abfallenden (negative Ladung) und ansteigenden (positive Ladung) Komponenten der Dreiecksfunktionen können sich Ladungen innerhalb eines Segments gut kompensieren. Betrachten wir nun die Stromverteilung des MDM in (b). Zwischen den Rechteckfunktionen gibt es Sprünge. Besonders kritisch ist die Unstetigkeit an der Knickstelle. Hier endet der Strom in Leitung 1 abrupt und wird abrupt in Leitung 2 fortgesetzt. Die sehr hohe negative Ladung am Ende von Leitung 1, die wegen der Unstetigkeit der Rechteckfunktion entsteht, kann nicht kompensiert werden. Die gleiche Situation tritt in Leitung 2 auf. Hier entsteht am Anfang der Leitung eine positive Ladung wegen der Ableitung der ansteigenden Flanke. Bilden sich nun unkompensierte Ladungen, wie es in (b) der Fall ist, kommt es besonders bei niedrigen Frequenzen zu einer Überhöhung der Feldstärke. Denn, wie in Gleichung (12) zu erkennen ist, werden die Ladungen mit dem Faktor  $\frac{1}{\omega}$  gewichtet. Ein ähnliches Verhalten zeigen die Dipolgleichungen (1) und (2). Für eine annähernd kontinuierliche Stromverteilung im MDM, auch an den Knickstellen, ist eine sehr hohe Anzahl an Dipolen erforderlich. In Abb. 11 sind Berechnungsergebnisse der Struktur aus Abb. 4 des MDM mit einer unterschiedlichen Anzahl an Dipolen dargestellt. Darin wird die Anzahl der vertikalen Dipole mit  $n_{vertikal}$  und die der horizontalen mit  $n_{horizontal}$  bezeichnet. Als Quellen- und Lastimpedanz dienen in diesem Fall  $5 \Omega$ . In der Grafik ist zu erkennen, dass mit zunehmender Anzahl an Dipolen, die Grenzfrequenz kleiner wird. Das deutet darauf hin, dass an den Knickstellen die Unstetigkeit besser kompensiert wird. Zum einen steigt mit zunehmender Anzahl an Dipolen die Berechnungsdauer an. Zum anderen ist eine sehr hohe Messgenauigkeit der Ströme erforderlich, weil die Stromänderung entlang der Leitung für niedrige Frequenzen sehr klein ist. Um dieses Problem im niedrigen Frequenzbereich zu umgehen, wird im folgenden Kapitel ein quasistatischer Ansatz zur E-Feldvorhersage vorgestellt.

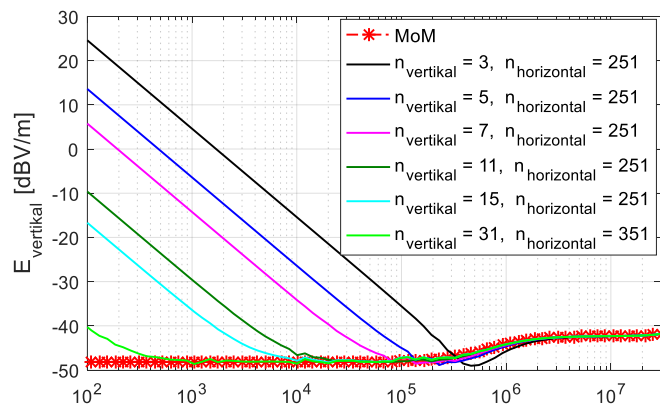


Abbildung 11: Berechnungsgenauigkeit in Abhängigkeit von der Anzahl der Dipole im MDM

### 3.3 Quasistatischer Ansatz für den Niederfrequenzbereich

#### 3.3.1 Verfahren

Im Niederfrequenzbereich sind Ladungen die dominierenden Quellen für das E-Feld. Aus einer gegebenen Ladungsverteilung kann folglich das E-Feld berechnet werden. Zunächst wird der elektrostatische Fall betrachtet, bei dem ein endliches Leitungsstück  $\Delta l$  mit der Ladungsdichte  $\lambda$  vorliegt (Abb. 12). Dann kann das E-Feld mit

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int \frac{\lambda(\vec{r}')(\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} dl' \quad (13)$$

berechnet werden. Dabei sind  $\vec{r}$  der Beobachtungspunkt und  $\vec{r}'$  der Quellenpunkt. Der Abstand zwischen Beobachtungspunkt und Quelle kann mit  $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$  angegeben werden. Ist die Linienladungsdichte auf dem Leitungsstück konstant, entfällt das Integral und kann im lokalen Koordinatensystem der Leitung durch eine Multiplikation mit  $\Delta l$  ersetzt werden. Das vorgeschlagene Verfahren wird in vier Schritten durchgeführt. Die in Abb. 13 dargestellte Struktur wird zur detaillierten Beschreibung verwendet. Zuerst wird das Kabelbündel in mehrere Segmente unterteilt. In der Abbildung besteht das Kabelbündel aus  $N$  Segmenten. Die Segmentlänge ist  $\Delta l = l/N$ . Im zweiten Schritt wird eine E-Feldsonde im Nahbereich, vor jedem Segment mittig platziert und die Amplitude erfasst. Für den Fall, dass der Abstand der Feldsonde zum Segmentmittelpunkt viel kleiner ist als die Segmentlänge ( $R \ll \Delta l$ ), kann für das Segment die Näherung für einen unendlich ausgedehnte Linienladung verwendet werden. Im lokalen Koordinatensystem des Segments lautet die Formel:

$$\vec{E} = \frac{\lambda}{2\pi\epsilon_0 R} \vec{e}_r \quad (14)$$

Der Vektor  $\vec{e}_r$  ist radial von der Linienladung gerichtet und der Abstand zur Feldsonde wird mit  $R = \sqrt{d^2 + h^2}$  berechnet. Der dritte Schritt besteht also darin, aus dem gemessenen E-Feld die Linienladungsdichte  $\lambda$  mit Gleichung (14) zu ermitteln. In der Berechnung muss, basierend auf der Spiegeltheorie, eine negative Linienladung auf der gegenüberliegenden Seite der Massefläche berücksichtigt werden. Im vierten und letzten Schritt wird aus der bekannten Linienladungsdichte für jedes Segment mit der Segmentlänge  $\Delta l$ , das überlagerte Gesamtfeld an einem Beobachtungspunkt mit Gleichung (13) berechnet. Dabei muss wieder die Spiegelladung berücksichtigt werden.

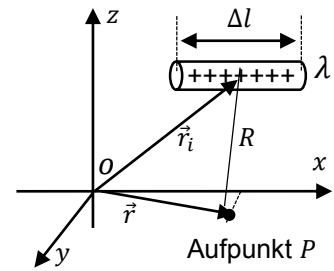


Abbildung 12: Geladenes Leistungsstück

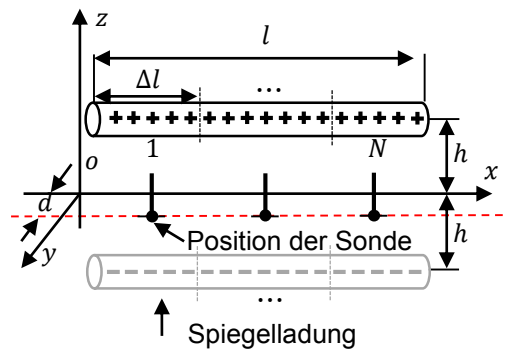


Abbildung 13: Segmentierte Struktur mit Linienladungen. Die Ladung wird aus dem Nahbereichs-E-Feld der Segmente ermittelt.

### 3.3.2 Validierung mit Messdaten

Zur Validierung wurde eine 1,5 m Einzelleitung mit 5 cm Höhe über einer Massefläche untersucht. Die Lastimpedanz betrug im Testaufbau  $Z_L = 10 \Omega$ . Für die Messung der E-Feldverteilung im Nahbereich (5 cm Abstand zur Leitung) kam eine elektrische Feldsonde [6] zum Einsatz. Die Amplitude genügt für die Berechnung der Ladungsverteilung. Deshalb wurde die Messung mit einem Messempfänger durchgeführt. Ein Vergleich der E-Feldverteilung von Messung und MoM Simulation entlang der Leitung an 11 Messstellen für 1 MHz, 10 MHz und 30 MHz ist in Abb. 13 dargestellt. Bei 1 MHz ist eine konstante Abweichung von ca. 5 dB festzustellen. Bei 10 MHz und 30 MHz liegt die Abweichung bei 2 dB und 3 dB. Die Diskrepanz bei 1 MHz ist auf die geringe Empfindlichkeit der Feldsonde im unteren Frequenzbereich zurückzuführen. Zusätzlich kann ein ungenauer Antennenfaktor zu der Abweichung führen. Der Vergleich des berechneten E-Feldes in 1 m Abstand und 5 cm Höhe über der Massefläche ist in Abb. 14 zu finden. Die schwarze

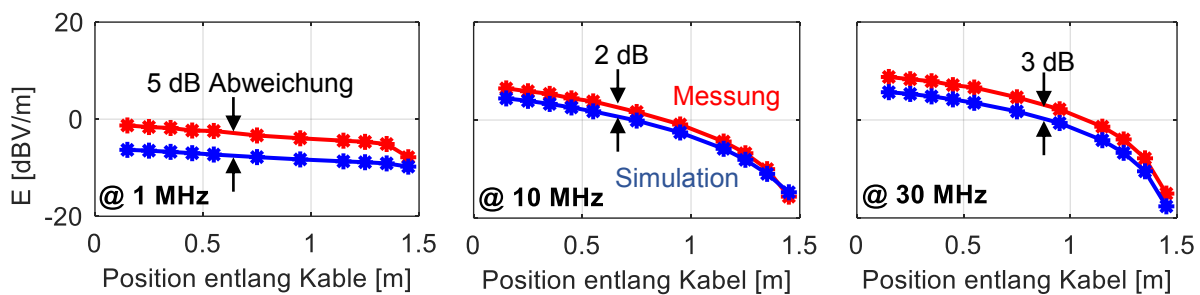


Abbildung 13: Elektrisches Feld entlang der Leitung in Nahbereich (5 cm Abstand) für 1 MHz, 10 MHz und 30 MHz

Kurve zeigt die Ergebnisse des MDM. Die Stromverteilung dafür stammt von einer Messung entlang der Leitung mit einer Strommesszange (Fisher FCC F65). Die rote Kurve zeigt die MoM Simulation und die blaue Kurve das Ergebnis aus dem quasi-statischen Ansatz. Hier ist zu sehen, dass das MDM - wie erwartet - gute Übereinstimmungen mit der Simulation oberhalb von 20 MHz liefert. Für den niedrigen Frequenzbereich versagt das MDM. Es kommt zu einem deutlich überhöhten Feld. Der quasistatische Ansatz liefert hingegen eine gute Übereinstimmung mit MoM. Die Abweichung zwischen 3 dB und 5 dB ist auf die E-Feldmessung zurückzuführen. Wie bereits oben beschrieben, ergab die Messung im Nahbereich der Leitung eine etwas größere Amplitude als die Simulation. Diese Abweichung spiegelt sich in der Berechnung in 1 m Abstand wieder.

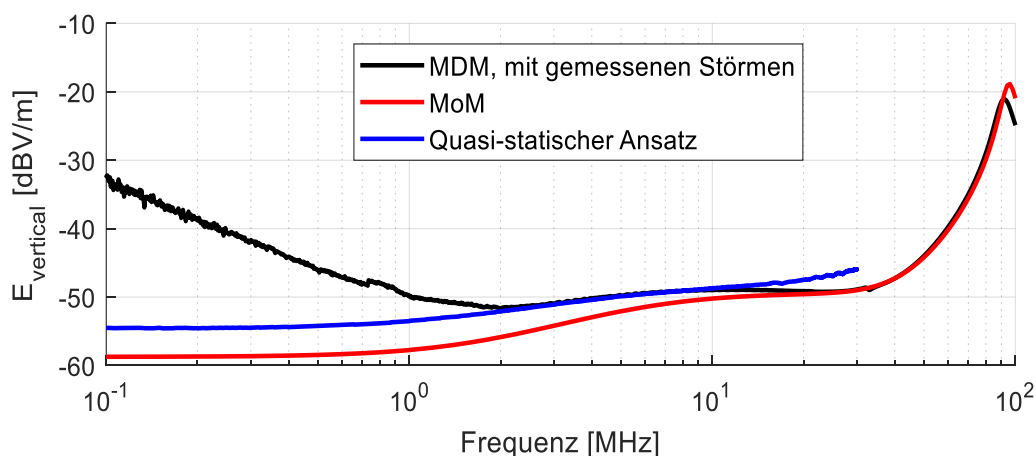


Abbildung 14: Vergleich des E-Feldes zwischen MoM, MDM und dem quasi-statischen Ansatz bei 1 m Abstand.

#### 4 Zusammenfassung

Bei tiefen Frequenzen kann die Genauigkeit einer Feldberechnung mit einem Multi-Dipol-Modell gering sein. Besonders hohe Ungenauigkeiten treten im Nahbereich von Felderzeugenden Strukturen auf. Die Ursache ist meist eine unzureichende Approximation der Ladungsverteilung an den Knickstellen. Hier gibt es Unstetigkeiten, und sehr viele Dipole müssten verwendet werden, um die auftretenden Ladungsunterschiede ausreichend gut nachzubilden. Dies wurde im Detail analysiert und ein alternatives Verfahren für den Niederfrequenzbereich wurde vorgestellt, das auf Basis der Ladungsverteilung des Kabelbaumes das quasi-statische E-Feld vorhersagt. Zur Ermittlung der Ladungsverteilung wird der Kabelbaum segmentiert und die Linienladungsdichte aus E-Feld-Messdaten im Nahbereich jedes Segments berechnet. Anhand von Messdaten wurde gezeigt, dass der quasi-statische Ansatz im unteren Frequenzbereich wesentlich bessere Ergebnisse liefert.

## Danksagung

Die Autoren danken Herrn Dr. Heinz-Dietrich Brüns, TUHH, für das Programm CONCEPT II, die immer sehr wertvolle Unterstützung bei der Bedienung und die hilfreichen Erläuterungen zur Berechnung von Feldern sowie der Funktionsweise von CONCEPT II.

## Literaturangaben

- [1] D. Schneider, M. Bottcher, B. Schoch, S. Hurst, „Transfer functions and current distribution algorithm for the calculation of radiated emissions of automotive components,” IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., Brugge ,2013, pp. 443-448.
- [2] J. Jia, Current Scan Methods to Predict Radiated Emissions of Automotive Components According to CISPR 25, Ph.D. Dissertation, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund, Dortmund, Deutschland, 2015.
- [3] C. R. Paul, „A comparison of the contributions of common-mode and differential-mode currents in radiated emissions,” Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, vol. 31, no. 2, pp. 189–193, May 1989.
- [4] CONCEPT-II-12.0, Technische Universität Hamburg-Harburg. (2017). [Online]. Available: <http://www.tet.tuhh.de/en/concept/>.
- [5] W. C Gibson, The method of moments in electromagnetics. CRC press, 2014.
- [6] Z. Chen, S Frei, „A near-field measurement based method for predicting field emissions below 30 MHz in a CISPR-25 test”, Adv. Radio Sci., 14, pp.147-154. Sept. 2016.

---

## **Emission beim Laden von Elektrofahrzeugen**

---

# **Grundlegende Betrachtungen der Kopplungsmechanismen möglicher Störgrößen für induktive KFZ-Ladesysteme**

Referent: M.Sc. Manuel Haug, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik – Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart  
Co-Referent: Dipl.-Ing. Michael Beltle, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik – Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart, michael.beltle@ieh.uni-stuttgart.de  
Co-Autor: Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik – Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart, stefan.tenbohlen@ieh.uni-stuttgart.de

## **1 Einleitung**

Das kabellose, induktive Laden von Automobilen wird in Zukunft ein wesentlicher Bestandteil der Elektromobilität werden, insbesondere aufgrund des enormen Komfortgewinns für den Anwender. Die Standardisierung geeigneter WPT (Wireless Power Transfer) Ladesysteme befindet sich aktuell hinsichtlich einheitlicher, normierter Abmessungen und Geometrien der verwendeten Spulen noch in der Festlegungsphase. Begleitend zu diesem Prozess sollen möglichst frühzeitig potentielle Koppelmechanismen und Störeinkopplungen auf die Fahrzeugspule sowohl während der Fahrt als auch beim Laden identifiziert werden. Damit soll eine Abschätzung der Störgrößen auf das Gesamtfahrzeug schon im Entwicklungsprozess ermöglicht werden.

Zwei wesentliche Störmechanismen sind dabei Differentialmode (DM) Einkopplungen, die während der Fahrt oder während des Ladevorgangs in der Fahrzeugspule induziert werden, sowie Commonmode (CM) Störungen, die während des Ladevorgangs über die Streukapazität zwischen Bodenspule und Fahrzeugspule auf die Fahrzeugseite koppeln. Für eine erste grundlegende Untersuchung möglicher CM- und DM- Störeinkopplungen auf das Fahrzeug bedarf es zunächst eines Modells. Dieser Beitrag betrachtet ein generisches, repräsentatives Spulendesign, welches als Prototyp aufgebaut und durch sein Impedanzverhalten über der Frequenz charakterisiert wird. Gleichzeitig wird ein detailliertes 3D Modell dieses Aufbaus entwickelt, welches durch die Messungen am Laboraufbau validiert wird. Mit dem 3D Modell können verschiedene Störeinkopplungen sowie das Systemverhalten in diversen Szenarien entwicklungsbegleitend abgeschätzt werden.

## **2 Übersicht des aktuellen Normungsstands für induktive Ladesysteme**

Für die Festlegung der EMV Grenzwerte ist die internationale IEC-Normung federführend, an die sich voraussichtlich auch die amerikanischen SAE-Normen und die chinesischen GBT-Normen anschließen werden. Die Emissions- und Störfestigkeitsanforderungen an WPT Systeme werden dabei in der übergeordneten Norm IEC 61980-1 definiert [1]. Die Störfestigkeitsprüfungen werden nach dem aktuellen gültigen Normentwurf (CD:2016) für externe WPT Systeme nach den Grundnormen der IEC 61000 durchgeführt, für Prüfungen unter Verwendung eines Fahrzeuges entsprechend den Anforderungen der ISO 11451. IEC 61980-3 enthält die spezifischen Anforderungen für induktive Ladesysteme.

Hierin enthalten sind unter anderem Entwurfsbeispiele, welche den konkreten physikalischen Aufbau des Ladesystems charakterisieren. Weiter werden Systeme für unterschiedliche Leistungsklassen sowie deren Interoperabilität definiert. [2]

Wesentliche Systemparameter und Betriebsbedingungen sowie konkrete Vorschläge zum Aufbau von WPT Ladesystemen finden sich auch im Normvorschlag der SAE J2954 [3]. Diese beinhaltet zur IEC 61980-3 abweichende Spulendesigns und Betriebsparameter. Während im Normvorschlag der IEC ausschließlich Bodenspulen mit Doppelhelix Design vertreten sind, beschreibt die SAE zusätzlich den Aufbau der Ladestation mit zirkularen Spulen. Ergänzend sei die ISO/PAS 19363 erwähnt, die als Referenz der SAE J2954 aufgeführt ist. Sie definiert ebenfalls sowohl zirkulare als auch Doppelhelix Spulendesigns, abhängig von der angestrebten Ladeleistung sowie der Bodenfreiheit des Fahrzeugs.

Der eigens für die kontaktlose Energieübertragung bei Elektrofahrzeugen gegründete Arbeitskreis „CISPR/CIS/B/AHG 4 WPT“ des CISPR B Komitees hat 2017 einen Vorschlag zur Grenzwertemission magnetischer Felder von WPT Systemen vorgestellt [4]. Darin werden die Grenzwerte in Abhängigkeit der WPT-Leistungsklasse für fünf verschiedene Übertragungsfrequenzen definiert. Der Vorschlag zur Grenzwertemission der SAE geht hingegen nur auf die von ihr priorisierten Übertragungsfrequenz im Bereich von 81,38 bis 90 kHz ein. Weiter sind die Grenzwerte der CISPR 11 deutlich schärfer. Bei der Übertragungsfrequenz von 85 kHz ergibt sich hier eine Differenz von mindestens 17 dB zur SAE, unterhalb 150 kHz sogar bis zu 40 dB.

### 3 Aufbau der interoperablen Komponenten für eine WPT Ladestation

Für den Aufbau eines generischen Spulendesigns wird eine möglichst repräsentative Geometrie gewählt. Betrachtet werden für die Bodenspule (GA, Ground Assembly) sowie die Fahrzeugspule (VA, Vehicle Assembly) zirkular gewickelte Spulen nach SAE J2954. Die jeweiligen Spulendesigns unterscheiden sich hinsichtlich der angestrebten Übertragungsleistung (Leistungsklasse WPT1, WPT2 & WPT3) und der Bodenfreiheit  $d$  des Fahrzeugs, an dem die Fahrzeugspule montiert wird (Z1, Z2 & Z3), siehe Tabelle 1.

**Tabelle 1:** Parameter der Leistungsklassen WPT1 bis WPT3, sowie der Z-Klassen nach SAE J2954

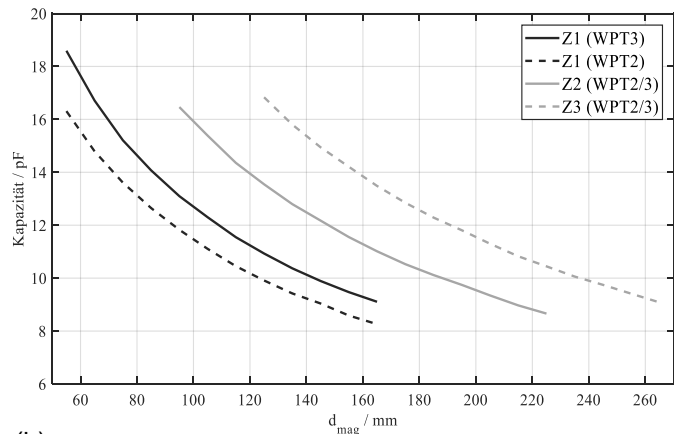
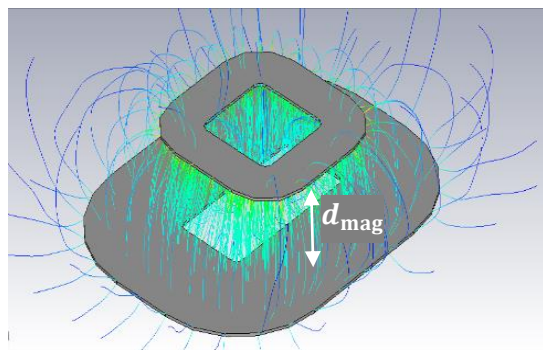
WPT Leistungsklassen				Z-Klassen			
	WPT1	WPT2	WPT3		Z1	Z2	Z3
$P_{in,max}$ [kVA]	< 3,7	< 7,7	< 11,1	$d$ [mm]	100 – 150	140 – 210	170 – 250
				$d_{mag}$ [mm]	55 – 160+x	95 – 220+x	125 – 260+x

Der Abstand  $d_{mag}$  zwischen den magnetisch leitfähigen Strukturen des GA und VA Pads hängt neben der Bodenfreiheit des Fahrzeugs auch davon ab, wie das GA Pad montiert wird – überirdisch, ebenerdig oder versenkt. Für die betrachteten Komponentendesigns nach SAE J2945 beschreibt  $d_{mag}$  den Abstand zwischen den Wicklungen von Boden- und Fahrzeugspule.  $x$  ist dabei die Tiefe, in der das GA Pad vergraben wird.

Für einen Laboraufbau werden die Spulen unter Berücksichtigung praktischer Grenzwerte so ausgelegt, dass die CM Einkopplungen in die VA Spule möglichst groß werden (Worst-Case Betrachtung). Hierzu kann die Streukapazität  $C_s$  zwischen GA und VA Spule abgeschätzt werden, indem die jeweilige geometrische Form der Spule als Platte mit Loch in der Mitte modelliert wird, siehe Bild 1 (a). Durch eine elektrostatische Betrachtung in CST

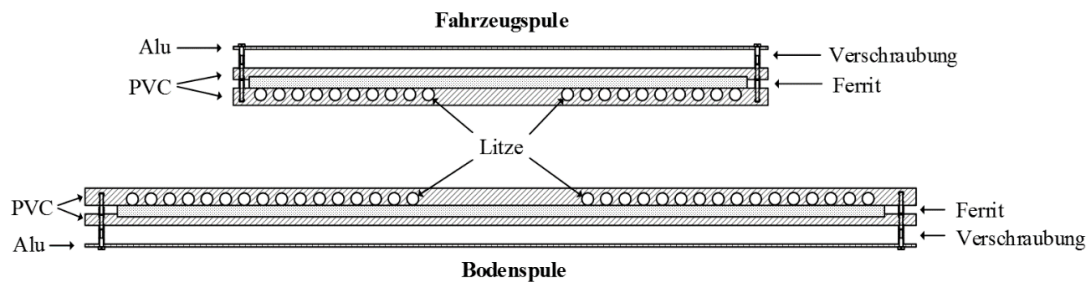


Microwave Studio ergibt sich  $C_s$  in Abhängigkeit der Plattenabstände  $d_{mag}$  wie in Bild 1 (b) zu sehen. Die WPT1 Klasse wird aufgrund ihrer geringen Übertragungsleistung nicht weiter berücksichtigt.



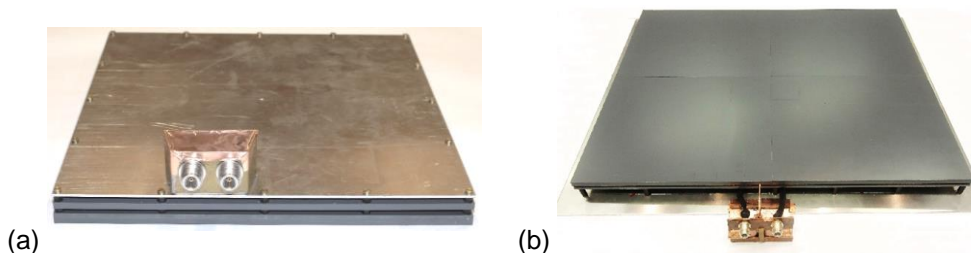
(a) In CST Microwave modellierte Platten für die entsprechenden Spulenabmessungen  
 (b) Kapazitätsverlauf der modellierten Platten in Abhängigkeit des Abstands  $d_{mag}$

Aus dieser Worst-Case Betrachtung ergibt sich eine maximale Streukapazität von 18,6 pF für das WPT3/Z1 Spulensystem bei minimalem Abstand. Diese Spulen werden im Folgenden durch einen Laboraufbau nachgebildet und charakterisiert. Bild 2 zeigt schematisch den prinzipiellen Aufbau der realisierten Zirkularspulen.



**Bild 2:** Querschnitt der realisierten Zirkularspulen

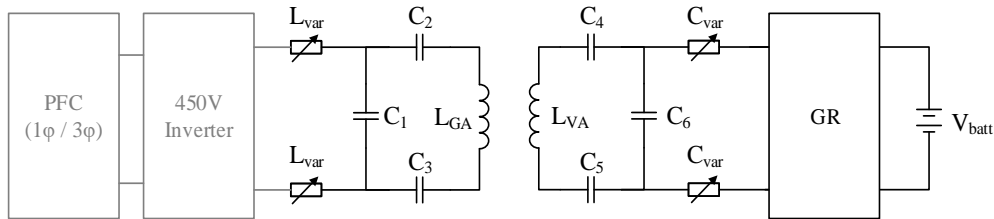
Als Spulenkörper werden PVC Platten mit gefrästen Führungsrillen für die Wicklung benutzt („Litz Tray“). Für die magnetische Flussführung kommen Ferritplatten mit einer Anfangspermeabilität von  $\mu_r = 3000$  zum Einsatz. Die Ferrite werden mit einer weiteren PVC Platte („Ferrite Tray“) über den Spulenwindungen fixiert und mit der darunterliegenden Platte verschraubt. Die Litzenanschlüsse werden durch die Ferritplatten nach außen geführt und dort fixiert. Die Anschlüsse der Wicklungsenden sind mit N-Buchsen realisiert, Bild 3 zeigt die aufgebauten Spulenpads. Die Wicklung der GA Spule ist im Unterschied zur VA Spule mit zwei parallel geführten Litzen ausgeführt.



**Bild 3:** Laboraufbau der Spulenpads: (a) VA-WPT3/Z1 (b) GA-WPT3



Um das Spulensystem in seinem Resonanzpunkt zu betreiben, wird eine Schaltung zur Blindleistungskompensation jeweils für Boden- und Fahrzeugspule aufgebaut. Für den Ladebetrieb muss die übertragene Leistung im Fahrzeug durch eine entsprechende Elektronik gleichgerichtet und geglättet werden. Bild 4 zeigt das vereinfachte ESB bestehend aus (v.l.n.r.) Leistungsfaktorkorrekturfilter (PFC), Inverterblock, Bodenspule mit Kompensationsschaltung, Fahrzeugspule mit Kompensationsschaltung, Gleichrichter (GR) und einer zu ladenden Batterie.



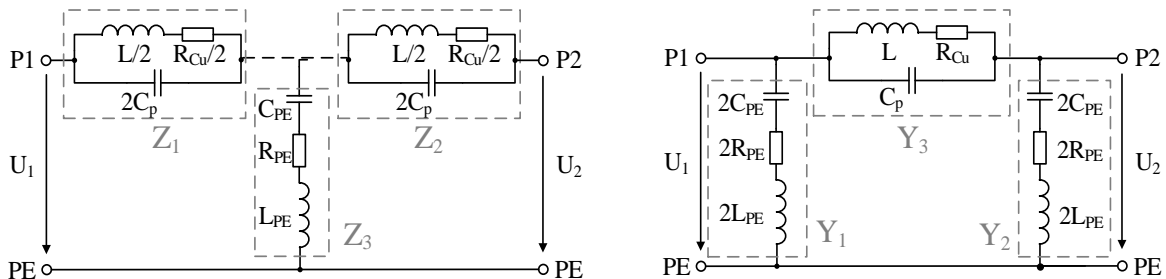
**Bild 4:** Elektrische Beschaltung der (links) Boden- und (rechts) Fahrzeugspule

Da sich die Resonanzfrequenz des Übertragungssystems durch einen Offset der Spulen zueinander verschiebt, kann diese mithilfe abstimmbarer Induktivitäten  $L_{var}$  bzw. Kapazitäten  $C_{var}$  nachgeführt werden. Die aktive Verstärkerelektronik sowie eine Impedanznachbildung der Last (Batterie) sind im Aufbau nicht enthalten. Die fertigen Platinen werden mittels eines Netzwerkanalysators an deren Ein- und Ausgängen vermessen und im Weiteren durch ihre Streuparameter beschrieben.

#### 4 Charakterisierung der Spulen mittels Streuparametern

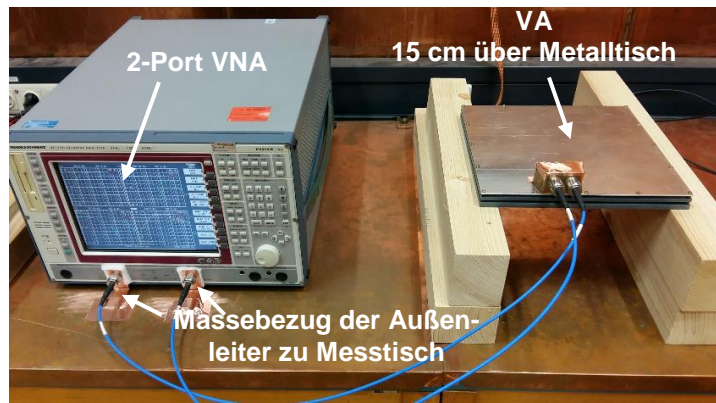
Das frequenzabhängige Verhalten der aufgebauten GA und VA Spule wird mittels ihres Impedanzverlaufs charakterisiert. Dafür werden die Streuparameter der jeweiligen Spule gemessen und daraus die komplexen Impedanz- und Admittanzmatrizen berechnet.

Für Messungen an den Klemmen der Spulen (N-Buchsen) können die Elemente von T- bzw. Pi-Ersatzschaltbild des Vierpols vereinfacht wie in Bild 5 angenommen werden. Die Querelemente  $Z_1 + Z_2$  bzw.  $Y_3$  entsprechen dabei der jeweiligen Spuleninduktivität  $L$  mit ohmschen Kupferverlusten  $R_{Cu}$  und parasitärer Kapazität  $C_p$  zwischen den Windungen. Die Ersatzelemente nach Masse  $Y_3$  bzw.  $Y_1$  und  $Y_2$  stellen die Kapazität  $C_{PE}$  zwischen der Spulenwicklung und Masse dar, mit parasitärer Induktivität  $L_{PE}$  sowie dielektrischen Umpolungsverlusten  $R_{PE}$ .



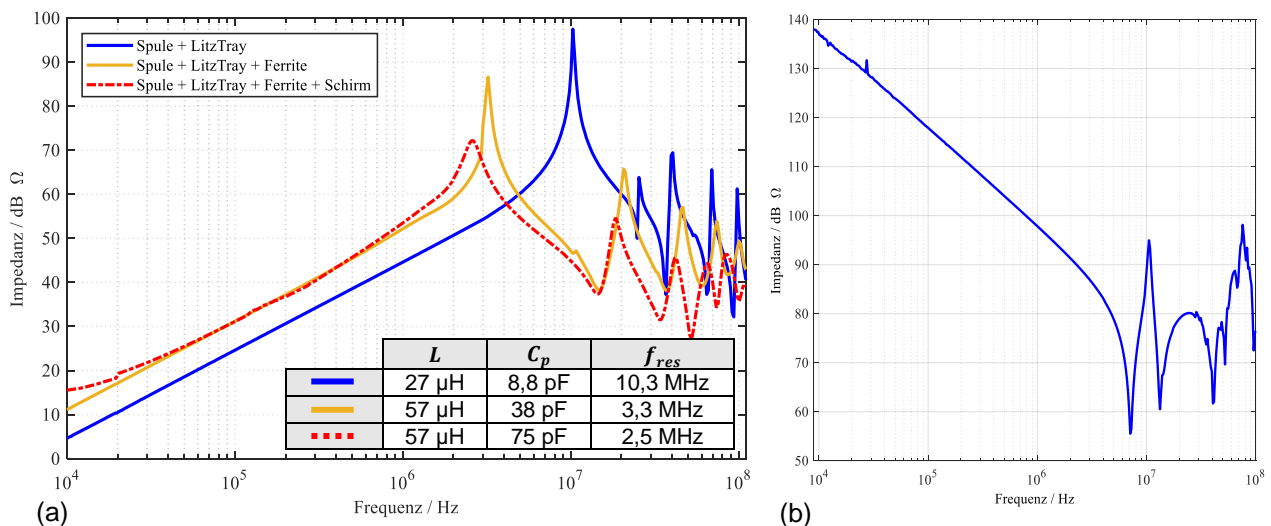
**Bild 5:** T- und Pi-Ersatzschaltbild der vorliegenden Spulengeometrien

Der Messaufbau für die Charakterisierung der Fahrzeugspule ist in Bild 6 zu sehen. Die Fahrzeugspule wird dafür in einer Höhe von  $h = 15 \text{ cm}$  über einem geerdeten Metalltisch vermessen. Die Schirmung der VNA-Ports ist niederimpedant mit dem Tisch verbunden.



**Bild 6:** Messaufbau zur Bestimmung der Streuparameter an der Fahrzeugspule

Bild 7 (a) zeigt am Beispiel der Fahrzeugspule den Einfluss der Ferrite und des Aluminiumschirms auf den Frequenzgang der Klemmenimpedanz der Spule von 10 kHz bis 110 MHz. Die Klemmenimpedanz entspricht dem Querelement  $Y_3$  des Pi-Ersatzschaltbildes, bzw.  $Z_1 + Z_2$  des T-Ersatzschaltbildes aus Bild 5.



**Bild 7: (a)** Impedanzverläufe des Ersatzelements  $Y_3$  der Fahrzeugspule in verschiedenen Aufbau-Zuständen **(b)** Impedanz zwischen Fahrzeugspule und geerdetem Schirmblech

Die dunkle Kurve in Bild 7 (a) zeigt die reine Spulenwicklung mit PVC Platte, ohne Ferrite und Schirmblech. Die Ferrite erhöhen die Induktivität der Spule auf ca. 57  $\mu\text{H}$ ; auch die parasitäre Kapazität der Spule steigt aufgrund der zusätzlichen Permittivität der Ferrite, wodurch sich die Resonanzfrequenz auf 3,3 MHz reduziert (helle Kurve). Das über die Außenleiter der Messkabel geerdete Schirmblech zeigt erwartungsgemäß keine Beeinflussung der Induktivität, jedoch bewirkt es eine Erhöhung der parasitären Kapazität  $C_p$  sowie eine Dämpfung der Resonanzstelle um ca. 15 dB (gestrichelte Kurve).

Bild 7 (b) zeigt den Impedanzverlauf zwischen Fahrzeugspule und geerdetem Schirmblech. Dabei werden die Klemmen der Spule kurzgeschlossen und mittels einer 1-Port Messung die Durchgangsimpedanz zum geerdeten Schirmblech bestimmt. Es ergibt sich ein kapazitives Verhalten bis ca. 7 MHz, mit  $C = 2,1$  pF. Wird das Schirmblech isoliert von den Außenleitern der Messkabel angebracht, so ist die zusätzliche Kapazität der Spulenwicklung nach Masse nicht wirksam. Die Klemmenimpedanz der Fahrzeugspule verhält sich dann wie ohne Schirmblech (helle Kurve in Bild 7 (a)). Für den Einsatz der Spule im Fahrzeug steht das Massekonzept des Schirmblechs noch zur Diskussion. Sollte es

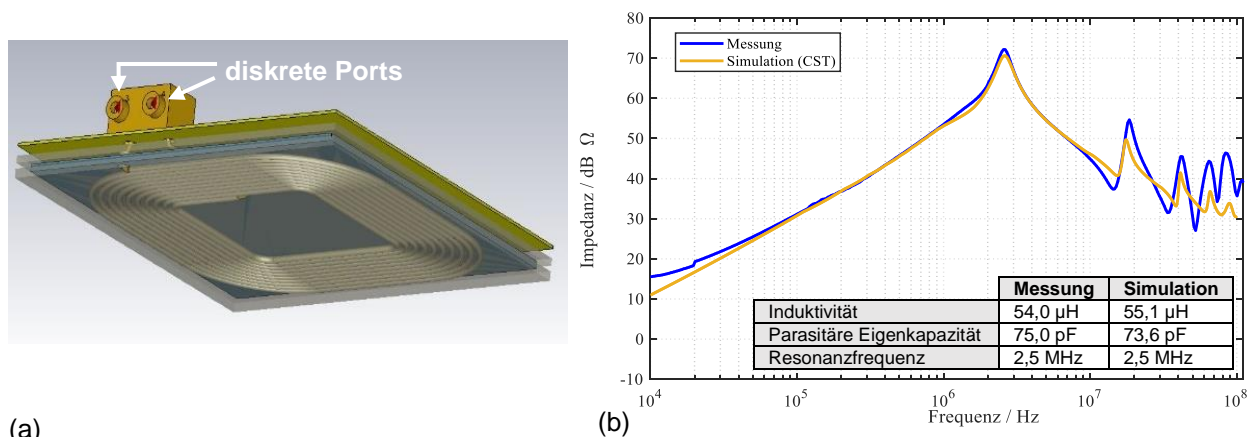
galvanisch mit der Autokarosserie verbunden werden, so ist die Konfiguration des geerdeten Schirms eher zutreffend als ein floatender Schirm, da die Karosserie das Bezugspotential im Fahrzeug darstellt. Damit würde sich ein möglicher kapazitiver Kopplungspfad für Störströme innerhalb der Spule auf die Fahrzeugkarosserie ergeben.

## 5 Entwicklung von 3D Simulationsmodellen

Mithilfe der 3D Simulationssoftware CST Microwave Studio wird ein detailliertes Modell der betrachteten Spulengeometrien von Boden- und Fahrzeugspule erstellt, welches auch die Zuleitungen bzw. die Anschlusstechnik (N-Buchsen) nachbildet. Dabei werden die frequenzabhängigen Materialeigenschaften wie Permittivität, Permeabilität und Konduktivität der Ferrite und PVC Platten soweit wie möglich aus den Datenblättern berücksichtigt, oder durch Messungen ermittelt.

### 5.1 Simulationsmodelle der VA und GA Spule

Bild 8 (a) zeigt das 3D Modell der Fahrzeugspule. An den nachgebildeten N-Buchsen werden diskrete Ports zur Berechnung der S-Parameter angebracht. Daraus können äquivalent zu den Messungen die Elemente der Pi- bzw. T-Ersatzschaltung berechnet werden. Bild 8 (b) zeigt den Vergleich des Spulen-Impedanzverlaufs von Simulation und Messung. Die Simulation der VA Spule erfolgt dabei vergleichbar mit der Messung 15 cm über PEC (Perfect Electric Conductor). Alle weiteren Randbedingungen werden zu OPEN gesetzt, zur Lösung wird der HF Solver verwendet.



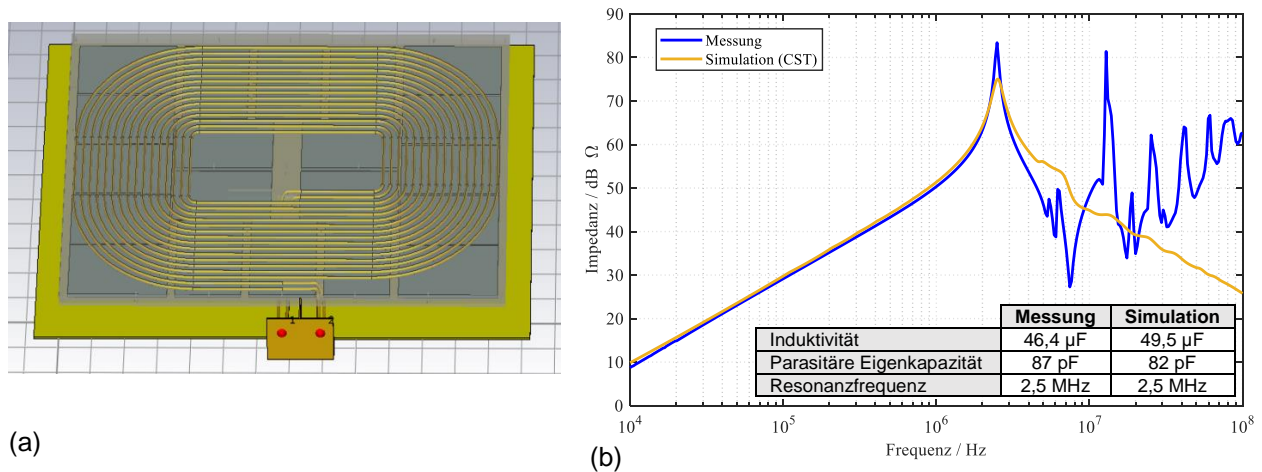
**Bild 8: (a)** 3D Modell der Fahrzeugspule VA-WPT3/Z1

**(b)** Vergleich von simuliertem und gemessenem Impedanzverlauf der VA Spule

Die Simulation stimmt bis ca. 10 MHz sehr gut mit der Messung des Laboraufbaus überein. Die Induktivitätswerte von Messung und Simulation zeigen praktisch keine Abweichung, auch die Resonanzstelle wird mit einer Differenz kleiner 0,1 MHz gut getroffen. Die hochfrequenten Resonanzeffekte werden in der Simulation nicht korrekt abgebildet, deren Ausprägung hängt u.A. von der Dimensionierung der PEC Fläche unter dem Modell ab. Daher muss im weiteren Verlauf der Arbeit die gesamte Messumgebung inkl. Messstisch im 3D Modell berücksichtigt werden.

Die Bodenspule wird ebenfalls als 3D Modell in CST Microwave implementiert und über S-Parameter an deren Klemmen charakterisiert, siehe Bild 9 (a). Wie beim Messaufbau liegt die Abschirmplatte direkt auf der PEC Ebene, alle anderen Randbedingungen werden zu OPEN gesetzt. Bild 9 (b) zeigt den gemessenen und simulierten Impedanzverlauf

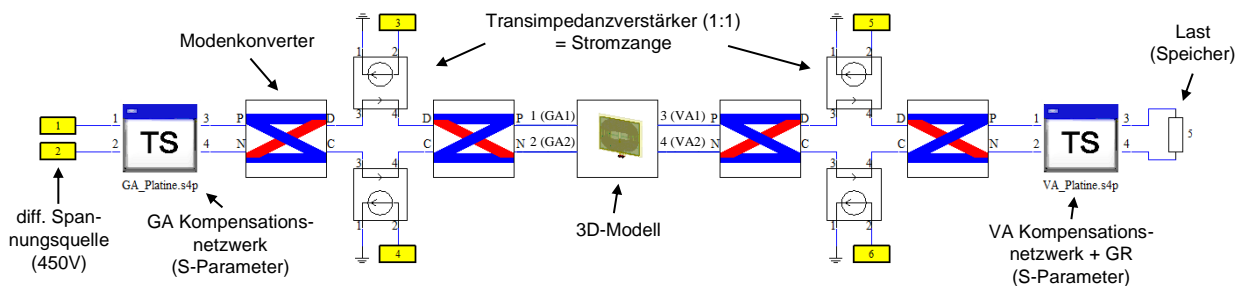
an den Klemmen der GA Spule. Auch hier wird die Impedanz der Spule bis zur erste Resonanzstelle durch die Simulation gut abgebildet, darüber ergibt sich ein signifikant anderer Impedanzverlauf. Hier muss in weiteren Untersuchungen der Grund für die starke Abweichung von Messung und Simulation ermittelt werden. Im Folgenden ist dieses Modell für Betrachtungen bis 3 MHz jedoch schon anwendbar.



**Bild 9: (a)** 3D Modell der Bodenspule GA-WPT3  
**(b)** Vergleich von simuliertem und gemessenen Impedanzverlauf der GA Spule

## 5.2 Simulationsmodell des Gesamtsystems

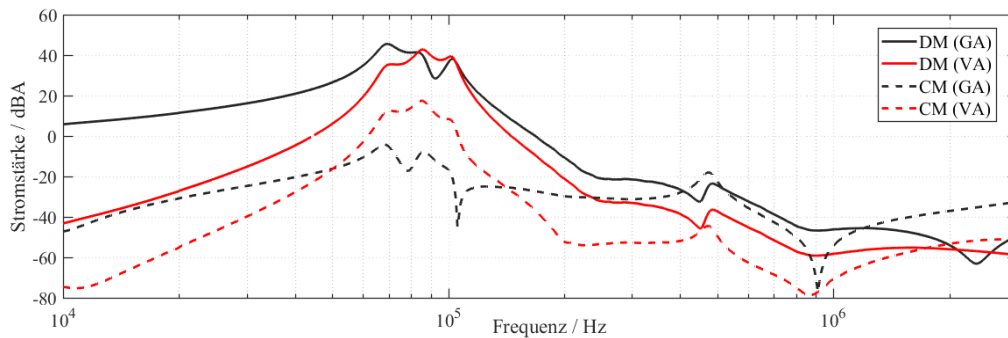
Da nun beide Spulen einzeln charakterisiert wurden und die Simulationsergebnisse durch Messungen validiert sind, können im Folgenden beide Spulen gemeinsam simuliert werden. Durch die Einbindung der gemessenen S-Parameter der Kompensationselektronik für GA und VA Spule kann das gesamte Systemverhalten der Ladestation abgeschätzt werden. Postprocessing Tools bieten die Möglichkeit zur Ermittlung von CM und DM Strömen mittels Modenkonverter. Hierzu werden Transimpedanzverstärker mit Übersetzungsverhältnis 1:1 eingesetzt, siehe Bild 10. Es ist zu beachten, dass die Messports für DM Ströme (Port 3 & 5) in einem 50  $\Omega$  System eine Impedanz von 100  $\Omega$  aufweisen müssen, die Messports für CM Ströme (Port 4 & 6) dagegen 25  $\Omega$ . Port 1 & 2 stellt eine ideale differentielle Spannungsquelle, mit 450 V Amplitude und 50  $\Omega$  Innenwiderstand dar.



**Bild 10:** Aufbau des WPT Systems zur Ermittlung von CM und DM Strömen mittels Modenkonverter

Bild 11 zeigt die so ermittelten DM und CM Stromverläufe an den Klemmen der GA und VA Spule bis 3 MHz. Die Spulen sind dabei zentriert zueinander ausgerichtet, der magnetische Abstand beträgt in diesem Beispiel 6 cm. Im Weiteren werden die Simulationsergebnisse anhand von Messreihen der Common Mode Kopplung verifiziert. Dabei werden im Laboraufbau - analog zur Simulation - die CM und DM Ströme mit Stromzangen

an den Spulenklemmen gemessen und dabei der Einfluss unterschiedlicher Spulenausrichtungen und -Abstände untersucht.



**Bild 11:** Differential Mode (DM) und Common Mode (CM) Ströme an den Klemmen von GA und VA Spule

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Zur Bewertung der Kopplungsmechanismen induktiver Ladesysteme werden zunächst ein repräsentatives Spulendesign für Boden- und Fahrzeugspule als Labormodell aufgebaut und als 3D Simulationsmodell entwickelt. Mittels S-Parametermessungen wird das elektrische Verhalten der Spulen ermittelt und durch Z- bzw. Y-Transformation deren Impedanzverlauf bestimmt. Der Vergleich mit den Simulationsmodellen zeigt bis zur ersten Resonanz eine sehr gute Übereinstimmung, was die Simulationsmodelle für weitere Untersuchungen prinzipiell qualifiziert. Damit ist es bereits möglich Auswirkungen durch Variationen im Aufbau (z.B. Materialeigenschaften oder Spulengeometrien) auf das Systemverhalten simulativ abzuschätzen.

Im Weiteren wird der Messaufbau inkl. Messumgebung simulativ berücksichtigt, um auch die hochfrequenten Resonanzen in den Impedanzverläufen abbilden zu können. In weiteren Mess- und Simulationsreihen werden die Common-Mode sowie Differential-Mode Kopplungen zwischen Boden- und Fahrzeugspule genauer untersucht.

Auch ist ein vergleichbares Vorgehen zur Modellerstellung und –Verifizierung für andere Spulengeometrien mit Doppelhelix Design denkbar. Hierbei wird ein Fokus auf die Interoperabilität zwischen Zirkularen und Doppelhelix Spulen gelegt, da zum jetzigen Zeitpunkt nicht abzusehen ist, ob sich herstellerunabhängig eines der Spulendesigns durchsetzen wird, oder beide Varianten parallel auf dem Markt angeboten werden.

## 7 Literaturangaben

- [1] DIN EN 61980-1, IEC 69/236/CD:2012 (VDE 0122-10-1), „Kontaktlose Energieübertragungssysteme (WPT) für Elektrofahrzeuge - Teil1: Allgemeine Anforderungen: Entwurf“, 2013
- [2] DIN EN IEC/TS 61980-3:2015-09 (VDE V 0122-10-3), „Kontaktlose Energieübertragungssysteme (WPT) für Elektrofahrzeuge - Teil 3: Spezifische Anforderungen für die kontaktlosen Energieübertragungssysteme mit Magnetfeld: Entwurf“, 2015
- [3] SAE J2954, „Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/ Electric Vehicles and Automated Charging and Alignment Methodology: Proposed Draft“, 2016
- [4] J. Bärenfänger, „EMV-Normung von Wireless Power Transfer (WPT) Systemen“, GMM-Fachbericht 88: EMV in der Kfz-Technik, Wolfsburg, 2017



# Herausforderungen bei EMV-Messungen von drahtlosen Ladesystemen (WPT-Systeme) für Elektrofahrzeuge im Bereich 9 kHz bis 30 MHz

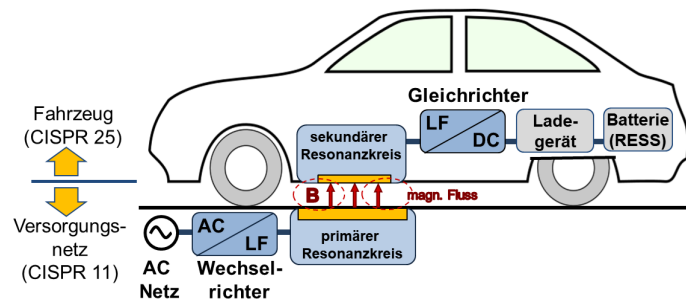
Dr.-Ing. Christof Ziegler, EPCOS AG, EMV-Labor, Regensburg  
Dr.-Ing. Kerstin Siebert, EMC Test NRW GmbH, Dortmund  
Dr.-Ing. Stefan Weber, EPCOS AG, München  
Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH, Dortmund

## 1 Einleitung

Die Technologie der drahtlosen Energieübertragung (engl.: Wireless Power Transfer, WPT) verspricht ein großes Potential, um der Elektromobilität zum Durchbruch zu verhelfen. Entsprechend hoch ist der Druck sowohl auf die Entwicklung der Systeme, als auch auf die Normung. Da die Energieübertragung über den magnetischen Fluss zwischen zwei Spulen stattfindet, sind aufgrund der Streufelder hohe Magnetfeldpegel im Umfeld solcher Systeme zu erwarten. Um die umliegenden Systeme sowohl auf der Infrastrukturseite, d.h. dem Versorgungsnetz, als auch der Fahrzeugseite zu schützen, ist somit eine Bewertung der Störaussendung nach CISPR 11 und CISPR 25 notwendig. Hier zeigt sich, wie in Bild 1 dargestellt, die Dualität von WPT-Systemen, welche eine Verknüpfung der beiden Normen erfordert [4].

Eine der Herausforderungen ist nun die Beschreibung eines geeigneten Testaufbaus, welche eine vergleichbare Bewertung der Störaussendungen der Komponenten eines WPT-Systems und der Fahrzeugapplikation ermöglicht. Hierbei sind

sowohl die feld- als auch die leitungsgebundenen Störaussendungen von Interesse. In dieser Arbeit werden die wesentlichen Herausforderungen bei der Charakterisierung des magnetischen Streufeldes bei WPT-Systemen und Lösungsansätze für die Messtechnik diskutiert, sowie leitungsgeführte Störaussendungen an einem Musteraufbau gemessen und die Möglichkeit der Filterung am Ausgang des Wechselrichters untersucht.



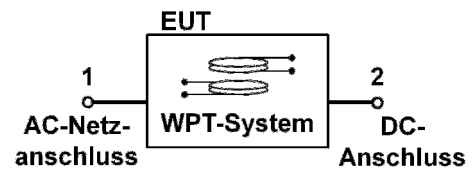
**Bild 1:** Komponenten eines WPT-Systems der Versorgungsseite (Primärseite) und am Fahrzeug (Sekundärseite) mit Aufteilung des Systems gemäß der zutreffenden Normen.

## 2 Messverfahren der Störaussendung von WPT-Systemen

Betrachtet man die abstrakte Schnittstellenbeschreibung eines WPT-Systems in Bild 2, so unterscheidet sie sich nicht von der eines üblichen Zweitors, wie sie auch einen AC-DC-Wechselrichter beschreibt. Aufgrund der Verbindung von AC-Netz und Fahrzeug kommen für die Bewertung der Störaussendungen sowohl die Normen der CISPR 11 als auch die der CISPR 25 zur Anwendung. Die Primärseite von WPT-Systemen wird durch die Vorgaben der CISPR 11 als ISM-Gerät der Gruppe 2 behandelt. Eine entsprechende Erweiterung der CISPR 11 befindet sich derzeit im Entwurf [1]. Für die Sekundärseite gelten die Vorgaben der CISPR 25 für Hochvolt-Bordnetze. Die Messung der

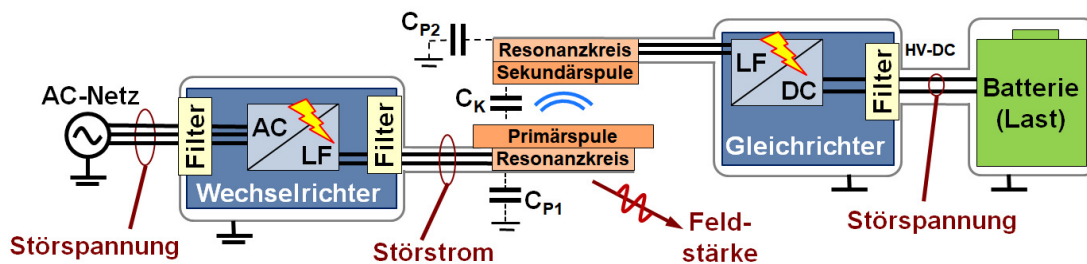
leitungsgebundenen Störaussendungen erfolgt dabei im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz (CISPR 11) bzw. 150 kHz bis 108 MHz (CISPR 25).

Betrachtet man das detaillierte Blockschaltbild in Bild 3, so wird die eigentliche Herausforderung bei der Messung der Störaussendungen ersichtlich. Die beiden Spulen eines WPT-Systems bilden einen lose gekoppelten, ungeschirmten Transformator. Daher treten im Frequenzbereich, in dem die Energieübertragung stattfindet und dessen Vielfache, hohe Emissionswerte auf. Die abstrahlenden Elemente sind im unteren Frequenzbereich die WPT-Spulen, da die Dimensionen der übrigen Komponenten zu klein bezüglich der Wellenlänge sind und somit nur eine geringe Effizienz der Abstrahlung aufweisen. Bei höheren Frequenzen sind dagegen die Abstrahlungen des Gesamtsystems, z.B. die Teile der Leistungselektronik und der Verbindungsleitungen, relevant.



**Bild 2:** Abstrakte Schnittstellenbeschreibung eines WPT-Systems.

Da die Primärseite das energieübertragende magnetische Feld generiert, wird die Norm CISPR 11 gerade um die Messung und Grenzwerte des magnetischen Feldes im Bereich 9 kHz bis 30 MHz erweitert. Ein grundsätzliches Problem bei der Charakterisierung der Störaussendungen besteht darin, dass das Verhalten und der Arbeitspunkt der Primärseite mit der Leistungselektronik durch die gekoppelte Sekundärseite beeinflusst werden. Das Thema eines geeigneten Referenzsystems der Sekundärseite wird in den Standardisierungsgremien intensiv diskutiert.



**Bild 3:** Blockdiagramm eines WPT-Systems zum Laden von Elektrofahrzeugen mit den zu erwartenden Störquellen. Das Spulensystem bildet einen lose gekoppelten, ungeschirmten Transformator und bildet daher die wesentliche Quelle der feldgebundenen Störaussendungen im niedrigen Frequenzbereich.

Während die allgemeinen Störaussendungen, wie in Bild 3 gezeigt, durch geeignete Schirm- und Filtermaßnahmen reduziert werden können, lassen sich die Aussendungen bei der WPT-Arbeitsfrequenz nur bedingt reduzieren, da die hier auftretenden magnetischen Streufelder mit der übertragenen Leistung zusammenhängen. Die Streufelder lassen sich durch Filterung und konstruktive Maßnahmen nur schwer verringern, woraus sich die Forderung nach angepassten Grenzwerten in den für die Energieübertragung benutzten Frequenzbereichen ergibt. Die sich daraus ergebenden Herausforderungen für die Messtechnik werden im folgenden Kapitel diskutiert.

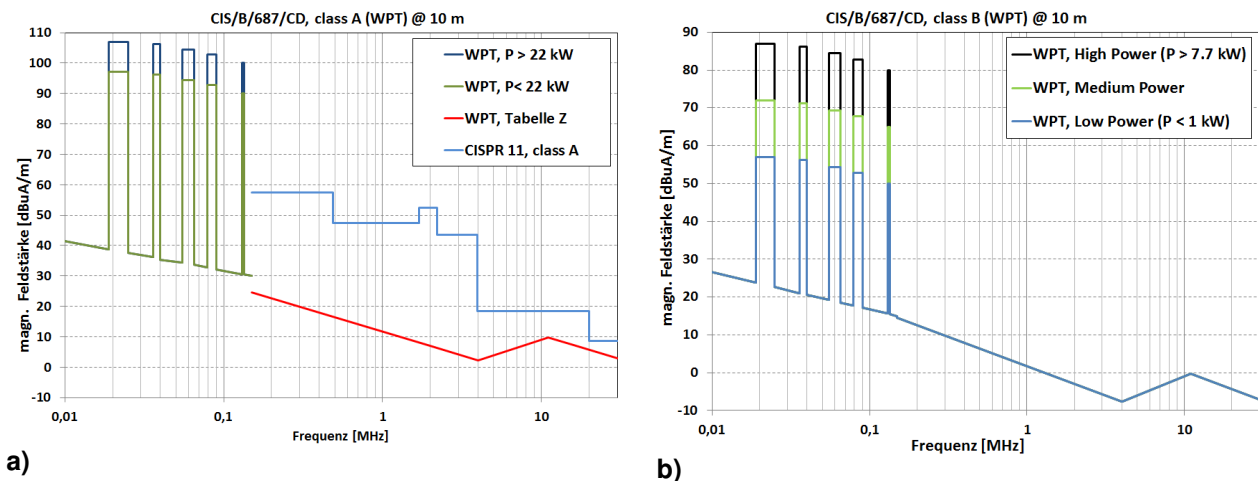
### 3 Herausforderungen bei Messungen feldgebundener Störaussendungen

In dieser Arbeit werden zwei wesentliche Herausforderungen der EMV-Charakterisierung von WPT-Systemen bezüglich des magnetischen Feldes behandelt. Zunächst werden die aktuell im Entwurf der CISPR 11-Erweiterung angeführten Grenzwerte vorgestellt und die sich hieraus ergebenden Anforderungen an die

Messtechnik behandelt. Anschließend wird die Herausforderung der Vergleichbarkeit der Komponentenmessung und der Messung mit Elektrofahrzeug diskutiert.

### 3.1 Grenzwerte für die Störfeldstärke im Bereich 9 kHz - 30 MHz

Um eine EMV-Bewertung der Störpegel des magnetischen Feldes vornehmen zu können, wird die CISPR 11 aktuell um entsprechende Grenzwerte ergänzt [1]. Die aktuell diskutierten Grenzwerte sind in den beiden Diagrammen in Bild 4 dargestellt. Deutlich erkennbar sind die erhöhten Grenzwerte in bestimmten Frequenzintervallen, welche für den exklusiven Betrieb von WPT-Systemen diskutiert werden. Der Frequenzbereich umfasst die Frequenzen von 9 kHz bis 150 kHz. Die Höhe der Störaussendungen variiert dabei mit der vorgesehenen Anschlussleistung. Für Geräte der Klasse A ergibt sich so eine Unterteilung in die Leistungen  $< 22$  kW und  $> 22$  kW. Bei den Geräten der Klasse B wurden dagegen drei Leistungsklassen eingeführt. Die Unterteilung nach Leistung soll den typischen Einsatzbereich und die Systemverteilungsdichte widerspiegeln. So erfolgte die Annahme, dass WPT-Systeme hoher Leistung eine geringere Dichte an Installationen aufweisen und sich in weniger exponierten Aufstellungsorten befinden werden. Systeme kleinerer Leistung werden dagegen in größerer Anhäufung erwartet, z.B. an Ladepunkten für Elektrofahrräder, was sich in den niedrigen Grenzwerten der Klasse B für Systeme  $< 1$  kW zeigt.



**Bild 4:** Aktuell in Diskussion befindliche Grenzwerte der magnetischen Feldstärke für die Störaussendung von WPT-Systemen aus der Ergänzung zur CISPR 11 [1] für Geräte der Klassen A und B.

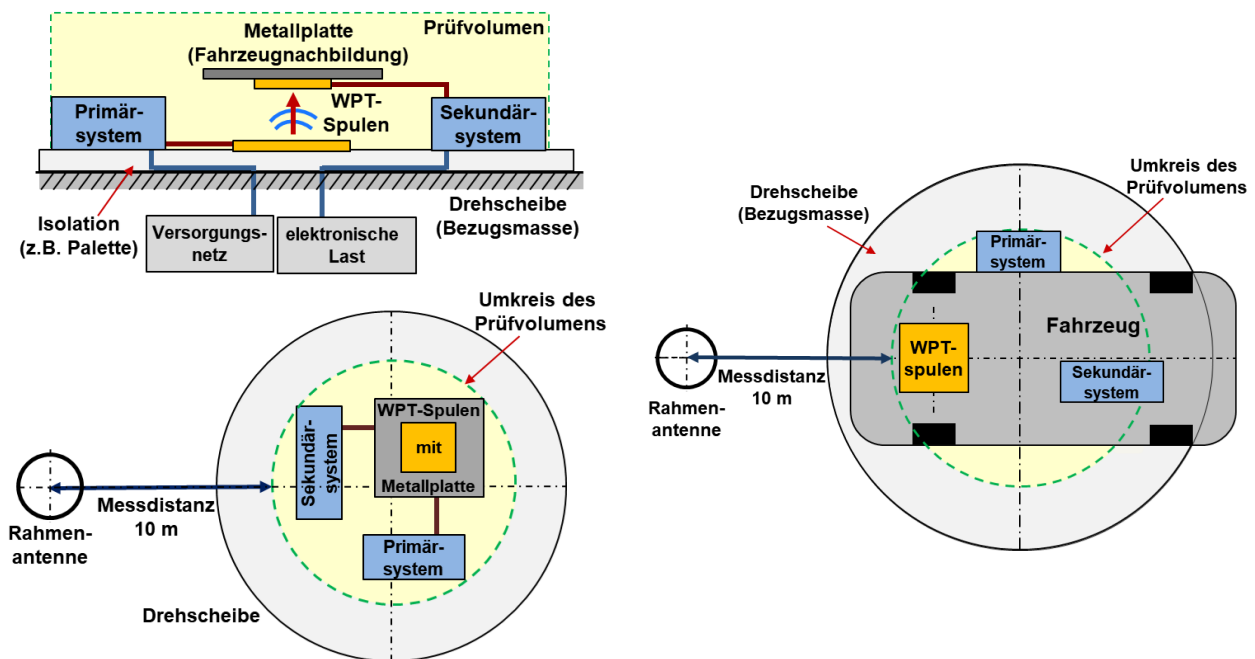
Für den Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz gelten dagegen strenge Grenzwerte für das magnetische Feld. Für die Klasse B werden die bereits existierenden Grenzwerte für 3 m Messabstand auf 10 m skaliert, während für die WPT-Systeme der Klasse A mit der Tabelle Z [1] neue Grenzwerte diskutiert werden. Für allgemeine Geräte der Gruppe 2, Klasse A gelten die bisherigen Grenzwerte der CISPR 11, wohingegen WPT-Systeme ihre gestrahlten Störemissionen dort um teilweise über 40 dB absenken müssen. Daraus ergibt sich ein hoher Anspruch an die Filterung des WPT-Leistungssignals am Ausgang des Wechselrichters.

Aber auch für die EMV-Messtechnik stellen die Grenzwerte oberhalb von 150 kHz eine Herausforderung dar. Vergleicht man die Pegel der Störaussendung bei der WPT-Arbeitsfrequenz mit den Pegeln im Frequenzbereich über 150 kHz, so wird von dem Messsystem eine Dynamik von über 100 dB gefordert.



### 3.2 Messaufbau nach CISPR 11 - Thema: Positionierung der Komponenten

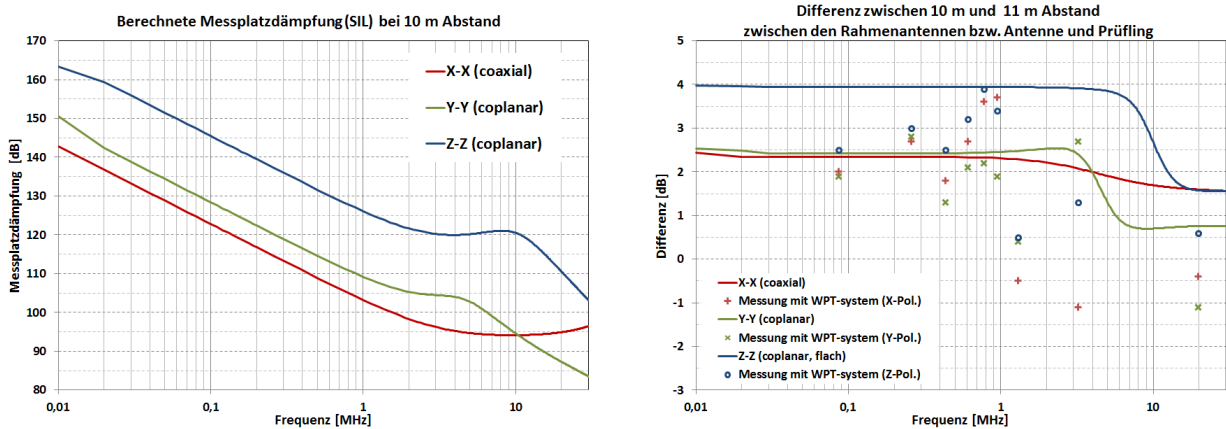
Eine weitere Herausforderung ergibt sich aus der Frage nach einem geeigneten Messaufbau für die Charakterisierung der WPT-Systemkomponenten. Bei der Komponentenmessung wird der Einfluss des Fahrzeugs näherungsweise durch eine quadratische Metallplatte mit einer Kantenlänge von 150 cm nachgebildet. Die Bilder 5a und 5b zeigen exemplarische Messaufbauten für die Komponentenmessung und die Messung mit Fahrzeug. Es besteht dabei der Anspruch auf aussagekräftige Ergebnisse mit Hilfe des Ersatzaufbaus ohne Fahrzeug. Zu große Abweichungen zwischen der Fahrzeugmessung und dem Komponententest würden zu übermäßigen Anforderungen bei der Komponentenentwicklung oder einem erhöhten Störpotenzial bei der späteren Fahrzeuganwendung führen. Dahingegen soll ein Ersatzaufbau immer eine worst case Abschätzung ermöglichen.



a) **Bild 5:** Aktuelle Vorschläge für die Messanordnung zur Charakterisierung der feldgebundenen Störaussendungen von WPT-Systemen mit und ohne Fahrzeug

Eine Herausforderung besteht hierbei in der geeigneten Anordnung der Systemkomponenten innerhalb des Prüfvolmens. Die normative Vorgabe für den Durchmesser des als Zylinder beschriebenen Prüfvolmens beträgt 3 m bei einem Messabstand von 10 m. Dieser Wert ergibt sich aus der Messplatzvalidierung mittels NSA-Messung nach den entsprechenden CISPR Vorgaben. Die berechneten Werte der Messplatzdämpfung zwischen zwei 60 cm-Rahmenantennen sind in Bild 6a dargestellt und betragen in Abhängigkeit von der Antennenausrichtung zwischen 125 dB und 147 dB bei 85 kHz. Die Messplatzdämpfung wurde mit dem Programm 4NEC2 berechnet. Innerhalb des das Prüfvolmen beschreibenden Umkreises können die zum Prüfling gehörenden Systemkomponenten angeordnet werden. Betrachtet man den in Bild 5b dargestellten Messaufbau mit Fahrzeug, so zeigt sich, dass die Spulenposition mit dem Fahrzeug aufgrund der Abmessungen der Drehscheibe und des Fahrzeugs nur eine geringe Variation erlaubt. Abhängig von der Position der Spulen am Fahrzeug wird in den meisten Fällen eine zum Mittelpunkt der Drehscheibe exzentrische Positionierung der WPT-Spulen erforderlich sein.

Berücksichtigt man diese exzentrische Anordnung der Spulen bei der Komponentenmessung, so ergeben sich im Vergleich zu einer zentrischen Anordnung unterschiedliche Abstände der WPT-Spulen zur Antenne, wenn der Messabstand stets auf den Umkreis des Prüfvolumens bezogen wird. Der Einfluss der unterschiedlichen Entfernung zur Antenne wurde mit Hilfe von Berechnungen und Messungen untersucht.



a) Berechnete Messplatzdämpfung (Site Insertion Loss, SIL) zwischen zwei 60 cm-Rahmenantennen als Referenz für die NSA-Messungen

b) Berechnete Differenz der Messplatzdämpfung für 10 m und 11 m Abstand zwischen zwei Rahmenantennen und Differenz der Messungen an einem WPT-System bei unterschiedlicher Spulenposition.

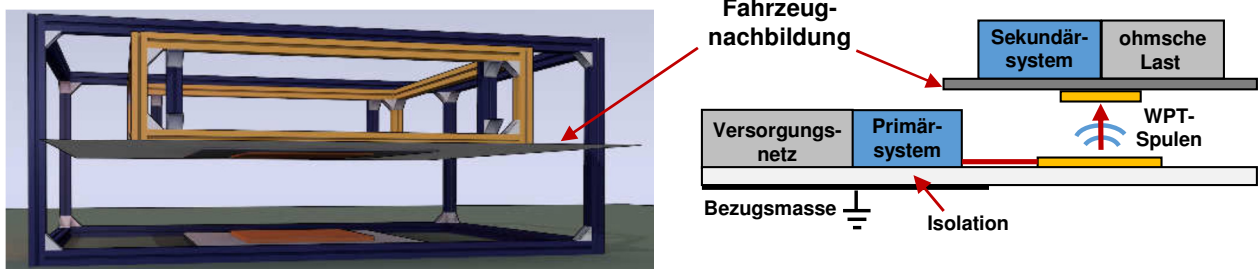
**Bild 6:** Einfluss des Antennenabstandes auf die Messplatzdämpfung zwischen zwei 60 cm-Rahmenantennen für die drei Polarisierungsebenen und Vergleich der Messungen an einem WPT-System bei zentrischer und exzentrischer Positionierung der WPT-Spulen auf dem Drehtisch. Berechnung der Messplatzdämpfung mit dem Programm 4NEC2 unter Verwendung des Simulationsmodells aus [3].

In Bild 6b ist die Differenz der Messplatzdämpfung bei Änderung des Antennenabstands von 10 m auf 11 m dargestellt. Bei 85 kHz beträgt die zusätzliche Felddämpfung zwischen 2,5 dB (Polarisationen X, Y) und 4 dB (Polarisation Z). Die Dämpfung ist zudem stark frequenzabhängig und fällt ab 4 MHz deutlich ab. Eine zentrische Anordnung der Spulen würde gegenüber einer exzentrischen Positionierung theoretisch 2,5 dB bis 4 dB geringere Werte bei der Feldstärkemessung ergeben, da hier der Abstand zwischen der Messantenne und den WPT-Spulen als abstrahlendes Element größer ist. Die Messungen an einem WPT-System zeigten bis zu einer Frequenz von etwa 1 MHz einen Unterschied von etwa 1,3 dB bis 3,9 dB. Dabei lagen die Werte für die X- und Y-Polarisation nahe an den aus der Messplatzdämpfung berechneten Kurven. Hier agieren die WPT-Spulen als maßgebliche Strahler. Bei höheren Frequenzen ergaben sich größere Abweichungen von den berechneten Kurven, was auf eine Abstrahlung durch die umgebenden Komponenten und der Kabel hindeutet. Die einheitliche Positionierung der Systemkomponenten im Prüfvolumen wird momentan in den verschiedenen Normungsgremien diskutiert. Die Vorgabe einer zentralen Anordnung der WPT-Spulen würde die Vergleichbarkeit zumindest der Aussendung bei der Nutzfrequenz zwischen verschiedenen Laboren erhöhen. Eine exzentrische Positionierung erhöht dagegen die Flexibilität der Prüflingsanordnung und würde der Messung mit dem Fahrzeug näher kommen.

#### 4 Leitungsführte Störaussendung

Neben den noch offenen Fragen und Herausforderungen bei Messungen feldgebundener Störaussendungen ist auch für die Messung leitungsgeführter

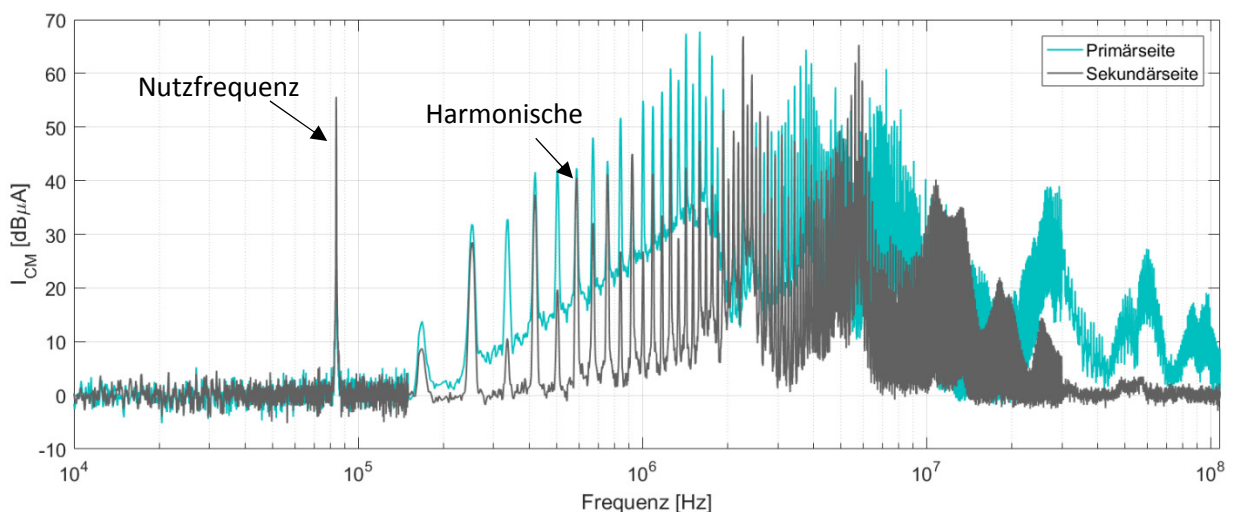
Störaussendungen von WPT-Systemen noch einiges im Entwicklungsstadium. Während in dem CDV der Ergänzung zur CISPR 11 [1] bereits die in Abschnitt 3.1 vorgestellten Grenzwerte für die magnetische Feldstärke angedacht sind, gibt es darin für die Gleichtaktströme von WPT-Systemen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz noch keine Grenzwerte. Vor der Festlegung auf bestimmte Grenzwerte sollen Analysen von induktiven Ladesystemen durchgeführt werden, da mit großer Wahrscheinlichkeit davon ausgegangen werden kann, dass die Fahrzeughersteller in ihren EMV-Spezifikationen entsprechende Messverfahren vorgeben werden. Für erste Untersuchungen der Gleichtaktströme wird ein Musteraufbau eines induktiven Ladesystems verwendet, wie in Bild 7 dargestellt.



**Bild 7:** Musteraufbau eines induktiven Ladesystems

Dabei ist die Sekundärspule an einem quadratischen Stahlblech der Kantenlänge 150 cm befestigt, welches den Fahrzeugunterboden simuliert. Diese Fahrzeugsimulation wird von einem höhenverstellbaren Kunststoffträger gehalten, wodurch verschiedene Unterbodenabstände der Fahrzeuge nachgebildet werden können. Das Sekundärsystem mit Kompensationskondensatoren, Gleichrichter, sowie HV-Netznachbildungen wird, wie in [1] präferiert, auf der Fahrzeugnachbildung platziert, ebenso wie die ohmsche Last. Die ohmsche Last wurde mit  $300 \Omega$  so gewählt, dass auf der Sekundärseite moderate Spannungen auftreten.

In Bild 8 ist ein Vergleich des an verschiedenen Stellen des WPT-Systems gemessenen Gleichtaktstroms dargestellt. Direkt am Ausgang des primärseitigen Wechselrichters ist das durch die Harmonischen der Nutzfrequenz begründete Störspektrum stark ausgeprägt. Auch auf der Sekundärseite vor dem Gleichrichter zeigt sich das Störspektrum immer noch in abschnittsweise unverminderter Amplitude, d.h. es findet nur eine unzureichende Filterung durch die beiden Resonanzkreise der Spulen statt.



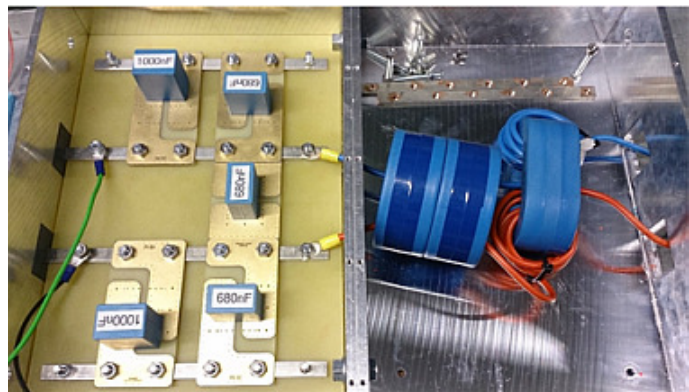
**Bild 8:** Messungen des Gleichtaktstroms am Ausgang des Wechselrichters auf der Primärseite und vor dem Gleichrichter auf der Sekundärseite.

Die Messungen wurden bei einer geringen Systemleistung von unter 100 W durchgeführt, so dass die Amplituden hier keinen worst case darstellen. Weiterhin ist zu untersuchen, in wie weit sich die Position des Sekundärsystems auswirkt. In Abhängigkeit von der Anordnung werden sich die parasitären Kapazitäten im Messaufbau ändern, so dass sich die Gleichtaktstörungen entweder auf das Blech der Fahrzeugnachbildung, d.h. die schwebenden Fahrzeugmasse, oder auf die Bezugsmasse des Primärsystems (vgl. Bild 5a und 7) beziehen.

Die mögliche Filterung des LF-Signals zur Unterdrückung der leitungsgeführten Störungen wird im folgenden Abschnitt diskutiert.

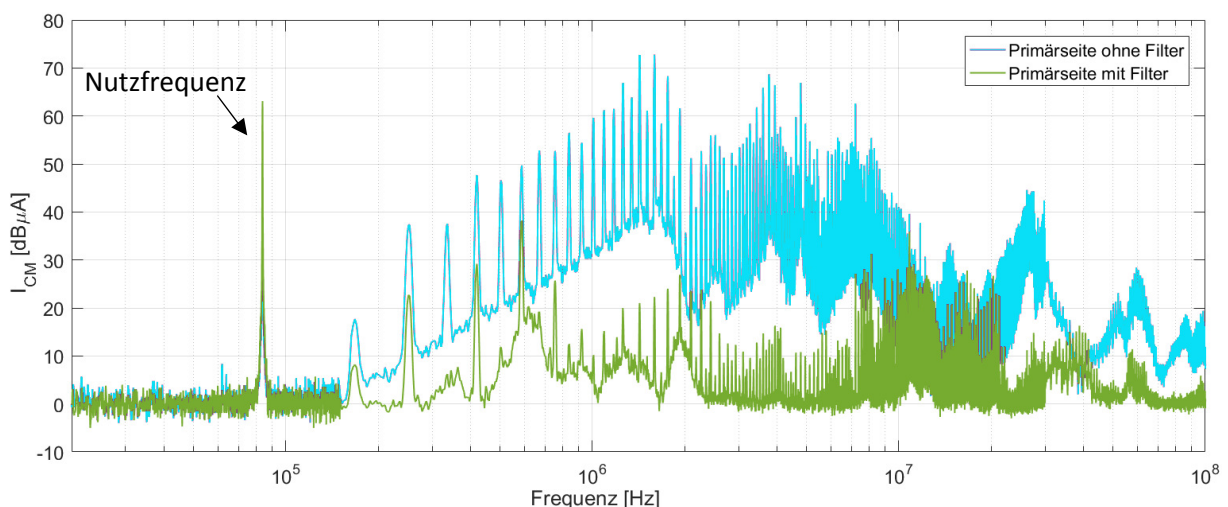
#### 4.1 Filterung der LF-Signals am Ausgang des Wechselrichters

Wie in Kapitel 3.1 beschrieben, werden bereits durch die Grenzwertvorgaben hohe Ansprüche an die Filterung des WPT-Leistungssignals am Ausgang des Wechselrichters gestellt. Bei der WPT-Arbeitsfrequenz müssen die Filterverluste so gering wie möglich sein, wohingegen die Harmonischen bereits ab der dreifachen Arbeitsfrequenz bedämpft werden müssen. Erschwerend kommt hinzu, dass die Lastimpedanz am Ausgang des Wechselrichters die Filtercharakteristik beeinflusst. Da die Lastimpedanz in diesem Fall maßgeblich durch das Spulensystem, also den lose gekoppelten Transformator bestimmt wird, führt jeder Versatz und jede Abstandsänderung der Spulen zu einer Veränderung der Filtercharakteristik.



**Bild 9:** Filterung des Gleichtaktstroms am Ausgang des Wechselrichters durch Y-Kondensatoren  $C_y$  je 1680 nF, einem X-Kondensator  $C_x$  680 nF und einer Gleichtaktdrossel.

Zur Unterdrückung des Gleichtaktstörstroms am Ausgang des Wechselrichters wurde die in Bild 9 dargestellte Filterschaltung entwickelt, welche aus einer Kombination von X- und Y-Kondensatoren sowie einer Drossel zur Gleichtaktunterdrückung besteht.



**Bild 10:** Messungen des Gleichtaktstroms am Ausgang des Wechselrichters mit und ohne Filter

Ein Vergleich des ungefilterten und gefilterten Gleichtaktstroms am Ausgang des Wechselrichters ist in Bild 10 dargestellt und zeigt eine deutliche Reduzierung des Störpegels bei Einsatz der Filtermaßnahmen. Dabei betrug die Spannung an der Sekundärseite bei der Messung ohne Filter 109 V und bei der Messung mit Filtermaßnahmen 160 V. Bei einer Last von 300  $\Omega$  lag die Leistung auf der Sekundärseite bei 40 W bzw. 85 W, so dass Ergebnisse nur relativ zu betrachten sind und die absoluten Werte keine Aussage über den worst case erlauben.

## 5 Zusammenfassung

Die EMV-Charakterisierung von WPT-Systemen stellt in vielerlei Hinsicht Herausforderungen bei der Messung sowohl der leitungs- als auch der feldgebundenen Störaussendung dar. Bereits die diskutierten Grenzwerte der magnetischen Störfeldstärke im Bereich 9 kHz bis 30 MHz implizieren eine Messdynamik von über 100 dB. Der Vergleich des Komponentenaufbaus mit zentrischer Spulenpositionierung und der analog zum Fahrzeugaufbau exzentrisch positionierten Spulen zeigt eine Abweichung von 2 ... 4 dB im unteren Frequenzbereich nur aufgrund der Spulenposition. Werden auch noch andere Parameter, wie z.B. eine Variation des Messaufbaus oder verschiedene Absorberhallentechniken (mit oder ohne Ferritabsorber) berücksichtigt, können diese Abweichungen sich durchaus auf über 15 dB addieren. Die Messung des Störstromes auf der Primär- und Sekundärseite zeigt eine nur unzureichende Filterwirkung durch die Resonanzkreise der WPT-Spulen. Aufgrund der niedrigen Grenzwerte bei den Harmonischen der Nutzfrequenz ist eine Filterung des Signals am Ausgang des Wechselrichters notwendig. Die Messungen der vom Wechselrichter getriebenen Gleichtaktströme zeigen auch ein hohes leitungsgebundenes Störpotential für die Sekundärseite und hohe Anforderungen an entsprechende Filter.

## Danksagung

Die Messergebnisse in dieser Arbeit entstanden im Rahmen des gemeinsamen vom BMWi geförderten Projektes der EMC Test NRW GmbH und des Arbeitsgebietes Elektromobilität der Bergischen Universität Wuppertal. An dieser Stelle soll ein herzlicher Dank ausgesprochen werden an Prof. B. Schmülling, Amelie Burkert und Myrel Alsayegh des Arbeitsgebietes Elektromobilität für die Bereitstellung eines induktiven Ladesystems zur Durchführung der Messungen.

## Literaturangaben

- [1] CIS/B/687/CDV: Amendment 2 Fragment 1 to CISPR 11 Ed. 6: Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Requirements for air-gap wireless power transfer (WPT), CISPR-Dokument, September 2017
- [2] CIS/A-1101-DC: Draft amendment to CISPR 16-1-4 for test site validation from 9 kHz to 30 MHz, Dezember 2014
- [3] CIS/A/AHG1: Changes to document CIS/A/1101/DC:2014-12, Oktober 2016
- [4] Ziegler, Beck: Entwicklung eines Messaufbaus zur Charakterisierung der WPT-Systemkomponenten nach CISPR 25 und CISPR 11, EMV 2016, Februar 2016

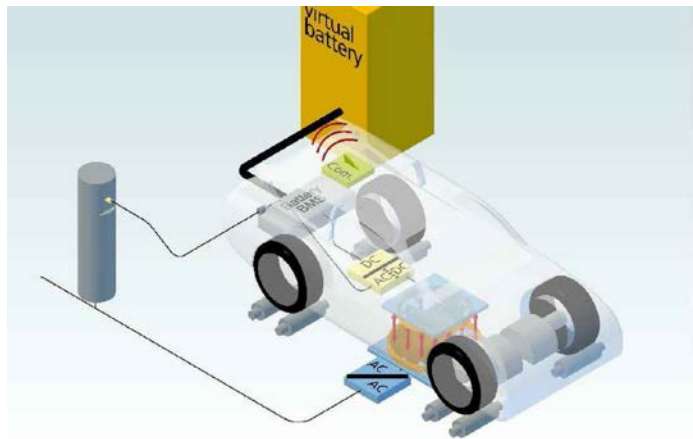


# EMV- und Systemuntersuchungen eines bidirektionalen drahtlosen induktiven Energieübertragungssystems für Elektrofahrzeuge

PD Dr.-Ing. habil. René Marklein, Dipl.-Ing. Jörg Kirchhof, Miao Wang, M.Sc., Mohammad Zaisan Rahen, M.Sc., Fraunhofer-Institut für Energiewirtschaft und Energiesysteme IEE, Bereich Anlagentechnik und Verteilungsnetze, Königstor 59, 34119 Kassel

## 1 Einleitung

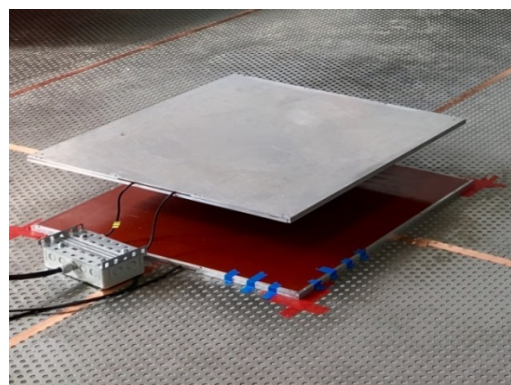
Die bidirektionale drahtlose induktive Energieübertragung für Elektrofahrzeuge stellt eine komfortable Alternative zur kabelgebundenen Variante dar (siehe Bild 1). Die für das Aufladen der Fahrzeugbatterie benötigte elektrische Energie wird dabei über einen Luftspalt von bis zu ca. 20 cm von einem primären Spulensystem an ein sekundäres Spulensystem übertragen (siehe Bild 2). Durch die elektromagnetische Energieübertragung über diesen Luftspalt kommt es zur Ausbildung eines elektromagnetischen Streufeldes, welches die gültigen EMV- und EMVU-Grenzwerte nicht überschreiten darf. Ebenso beeinflussen die Fahrzeugkarosserie und die Bodenbeschaffenheit das elektromagnetische Streufeld und die Systemeigenschaften des drahtlosen induktiven Energieübertragungssystems.



**Bild 1:** Kabelgebundene und bidirektionale drahtlose induktive Energieübertragung für Elektrofahrzeuge

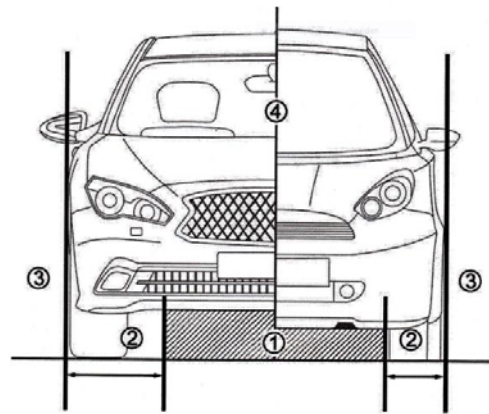
Dieser Beitrag knüpft an die Arbeiten in [1] an und betrachtet die folgenden EMV- und Systemuntersuchungen anhand von Messungen und numerischen Modellierungen:

- Einflüsse unterschiedlicher Bodenbeschaffenheiten (Betonboden bzw. Betonboden mit Aluminium- oder Stahlplatten) auf die System- und EMV-Eigenschaften des drahtlosen, resonant induktiven Energieübertragungssystems (Kopplfaktor, Maximalfeldstärken, räumliche Feldverteilungen und Wirkungsgrad)



**Bild 2:** Kabellose induktive Energieübertragungseinheit bestehend aus einem primären Spulensystem und einem sekundären Spulensystem. Zwischen dem unteren und oberen Doppel-D-Spulensystem befindet sich ein Luftspalt von bis zu 20 cm.

- Beeinflussung der System- und EMV-Eigenschaften des drahtlosen Energieübertragungssystems durch die Fahrzeugkarosserie
- Auswirkungen einer Fehlpositionierung des Spulenpaares, d.h. eines horizontalen Versatzes zwischen dem primären Spulensystem und dem sekundären Spulensystem in x- oder y- oder in x- und y-Richtung [2], also diagonal.



**Bild 3:** Schutzbereiche gemäß der IEC 61980-1 [2]. Schutzbereich 1: Betriebsbereich (Umriss des WPT-Systems aus Primär- und Sekundärspulensystem); Schutzbereich 2: Übergangsbereich (1 zu 3); Schutzbereich 3: Öffentlicher Bereich; Schutzbereich 4: Fahrzeuginnenraum

Bild 3 zeigt die unterschiedlichen räumlichen Schutzbereiche bei der drahtlosen Energieübertragung – Wireless Power Transfer (WPT) – gemäß der IEC 61980-1 [2]. In Tabelle 1 sind Referenzwerte für elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder (ungestörte Effektivwerte) aufgeführt (siehe auch [3]).

ICNIRP 1998 [4], EU 1999 [5]				ICNIRP 2010 [6], 26. BImSchV [7]			
Frequenzbereich	$E$ in V/m	$H$ in A/m	$B$ in $\mu\text{T}$	Frequenzbereich	$E$ in V/m	$H$ in A/m	$B$ in $\mu\text{T}$
800 Hz - 150 kHz	87	5	6,25	3 kHz - 10 MHz	83	21	27

**Tabelle 1:** Referenzwerte für elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder, ungestörte Effektivwerte.

## 2 Messungen und numerische Modellierungen

Es wurden Messungen und numerische Modellierungen zu den EMV- und Systemeigenschaften eines bidirektionalen drahtlosen induktiven Energieübertragungssystems der Leistungsklasse 3,6 kW [8] durchgeführt. Das System ist für einen Frequenzbereich von 130 bis 140 kHz ausgelegt. Dabei wurden die folgenden Fragestellungen betrachtet:

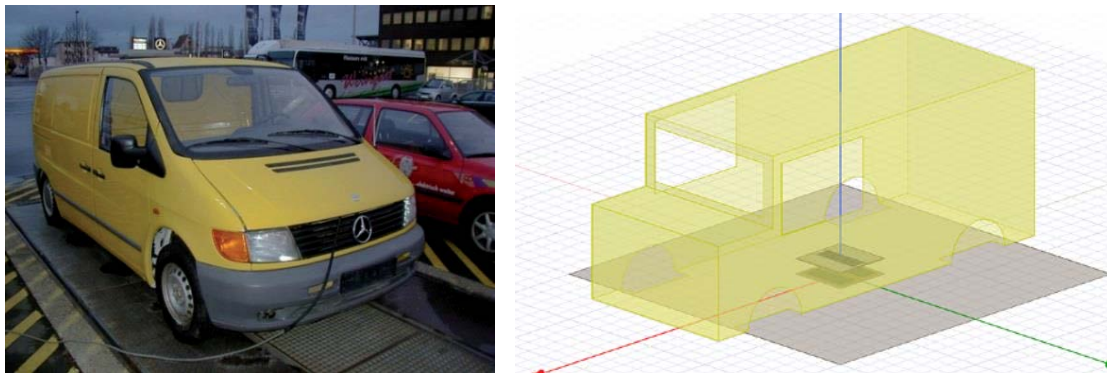
- Einflüsse unterschiedlicher Bodenbeschaffenheiten
  - Aluminiumplattenboden
  - Stahlplattenboden
  - Betonboden

auf die EMV- und Systemeigenschaften des drahtlosen induktiven Energieübertragungssystems

- Koppelfaktor und Wirkungsgrad
- räumliche Verteilung des elektrischen und magnetischen Feldes
- Maximalfeldstärken und maximale magnetische Flussdichte
- Einflüsse der Fahrzeugkarosserie, am Beispiel des Testfahrzeugs Mercedes-Benz Vito der Baureihe W 638 (siehe Bild 4, links), der am Fraunhofer IEE als Demonstrator für die bidirektionale drahtlose induktive Energieübertragung eingesetzt wird [8].



- Einflüsse einer horizontalen Fehlpositionierung des sekundären Spulensystems relativ zum primären Spulensystem (siehe z.B. Bild 7)

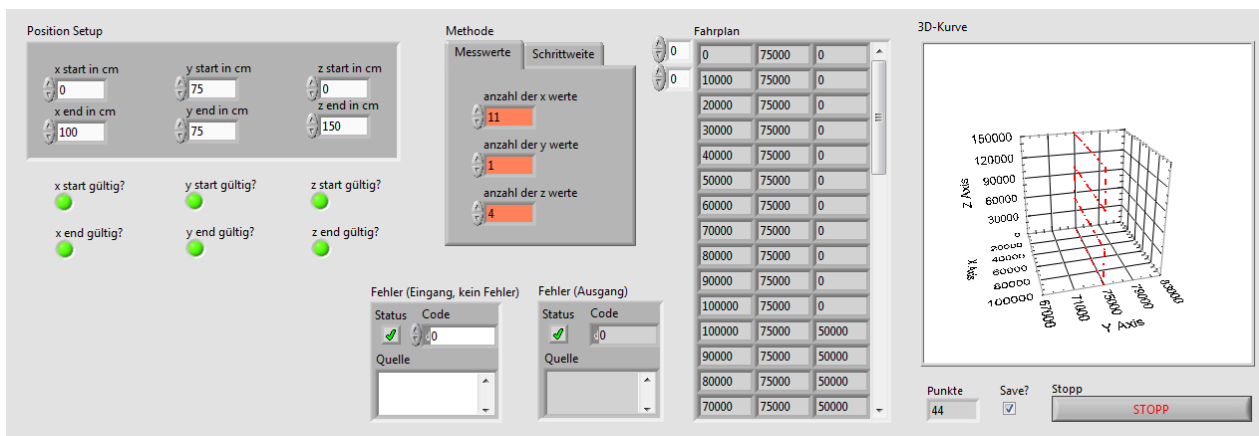


**Bild 4:** Links, Testfahrzeug Mercedes-Benz Vito, Rechts, 3D-Geometriemodell der Karosserie des Mercedes-Benz Vito mit drahtlosem induktivem Energieübertragungssystem (in der Mitte) und der Betonbodenbereich (grauer Bereich) der wahlweise mit Aluminium- oder Stahlplatten bedeckt wird.

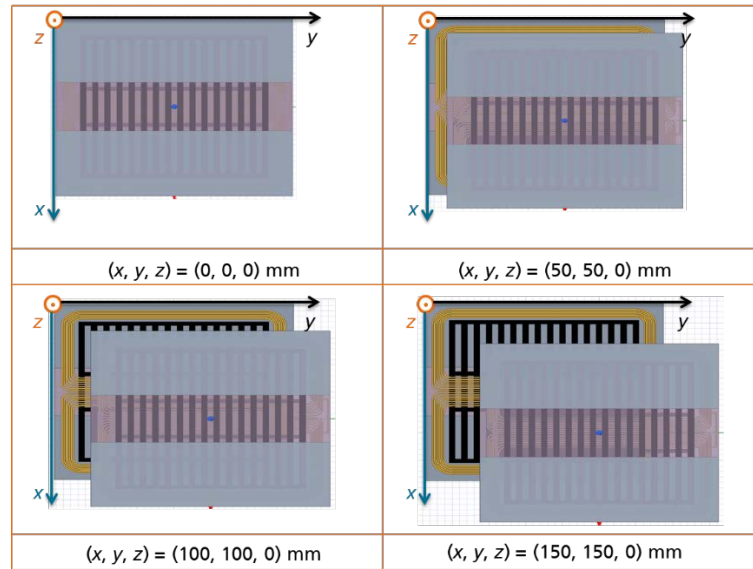
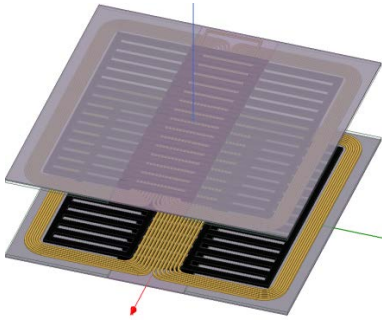
Zur automatisierten Vermessung der elektromagnetischen Felder wurde der Funktionsumfang des Messplatzes und der Messsoftware, der bereits in [1] vorgestellt wurde, erweitert [9]. Das elektrische und magnetische Feld kann damit mit Hilfe einer Feldsonde, z.B. Narda EHP-200A [10], in einer Ebene parallel zur Fahrzeugkarosserie normgerecht im Abstand von 20 cm entlang eines vordefinierten Scanpfades vermessen werden (siehe Bild 5).



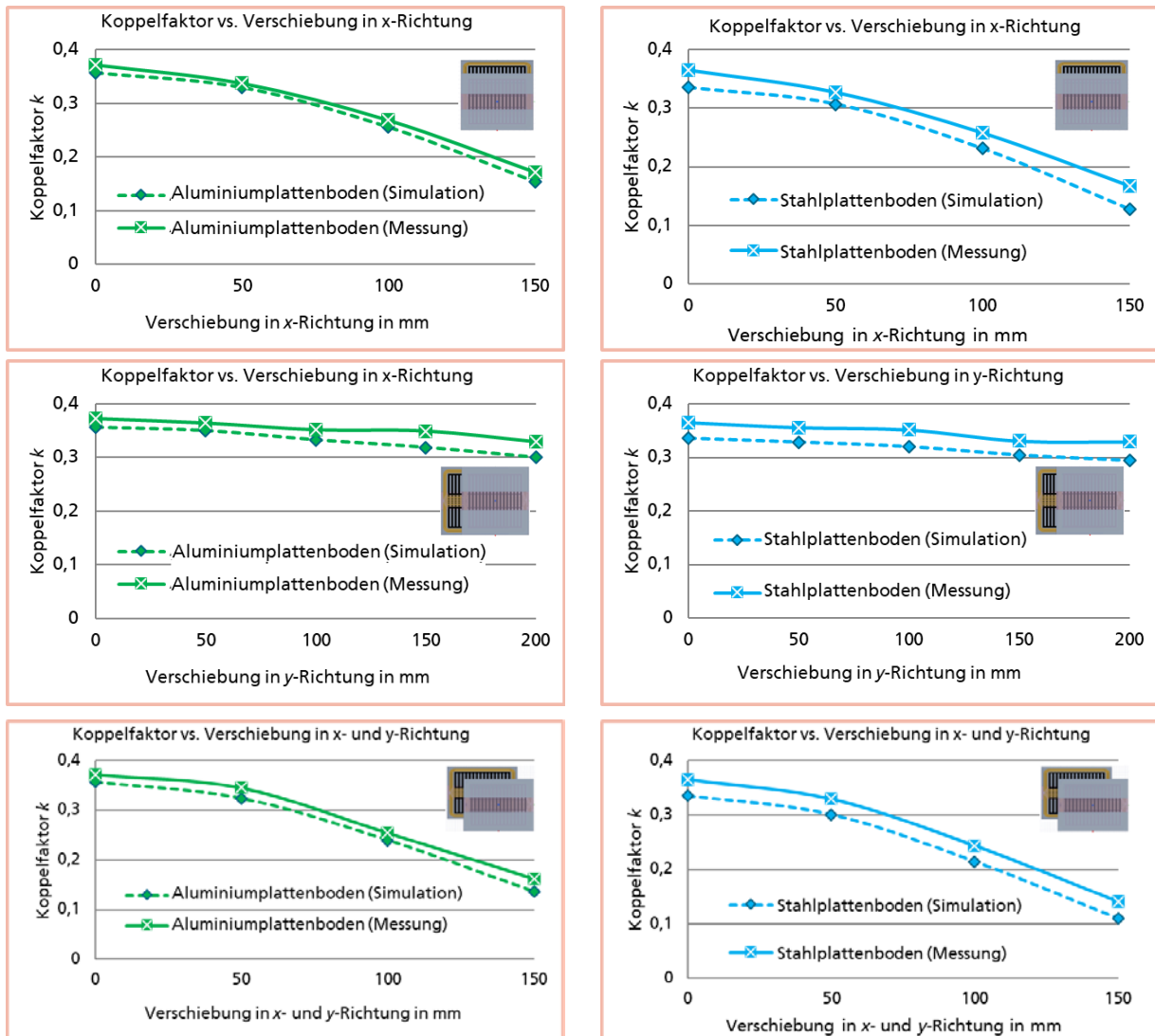
**Bild 5:** Links, Messanordnung gemäß der IEC 61980-1 [2]; Feldscanner mit Feldsonde und Boden mit Stahlplatten ausgelegt: Mitte, mit Testfahrzeug und rechts, ohne Testfahrzeug



**Bild 6:** Messsoftware zur Eingabe des dreidimensionalen Scanpfades

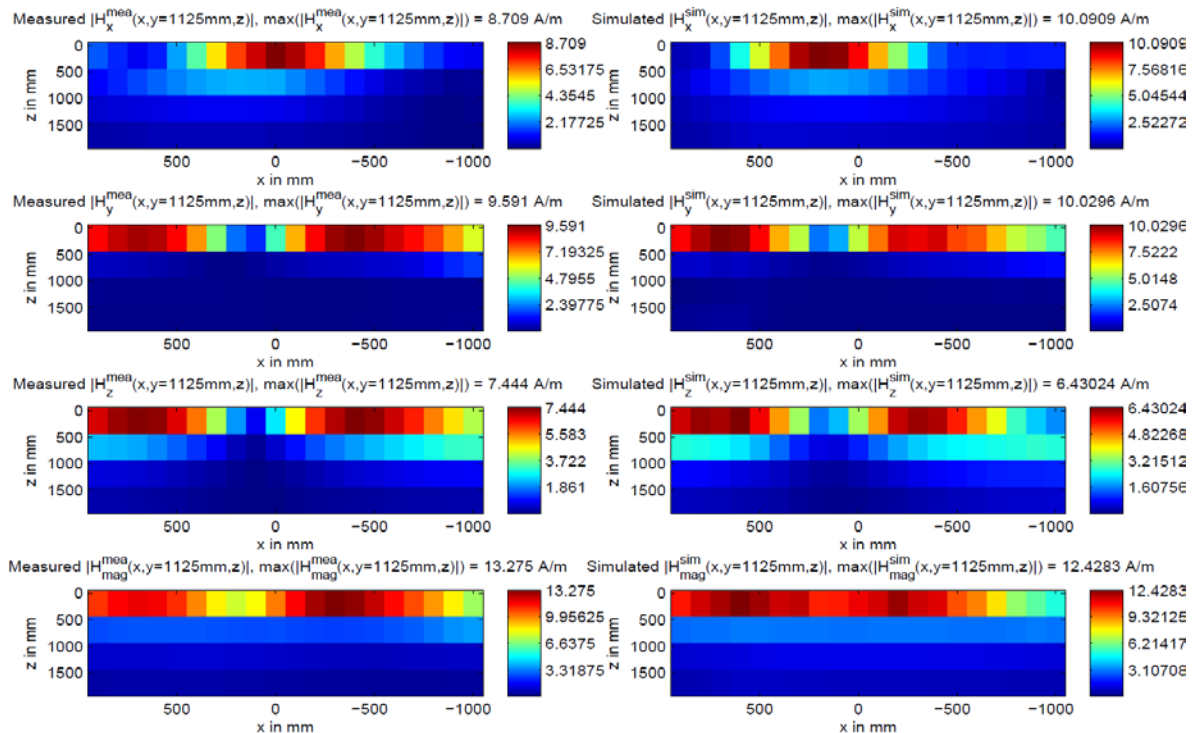


**Bild 7:** Oben, 3D-Ansicht des Doppel-D-Spulenpaares für die 3D-Modellierung. Rechts, diagonale horizontale Verschiebung des sekundären Spulensystems in der  $xy$ -Ebene relativ zum primären Spulensystem bei einem konstanten Abstand beider Spulensysteme in  $z$ -Richtung.



**Bild 8:** Vergleich zwischen dem messtechnisch ermittelten und numerisch berechneten Koppelfaktor  $k$ : in der linken Spalte für einen Aluminiumplattenboden und in der rechten Spalte für einen Stahlplattenboden. Von oben nach unten: für eine horizontale Verschiebung (Fehlpositionierung) in  $x$ -Richtung, für eine horizontale Verschiebung (Fehlpositionierung) in  $y$ -Richtung und für eine horizontale diagonale Verschiebung

(Fehlpositionierung) in xy-Richtung.



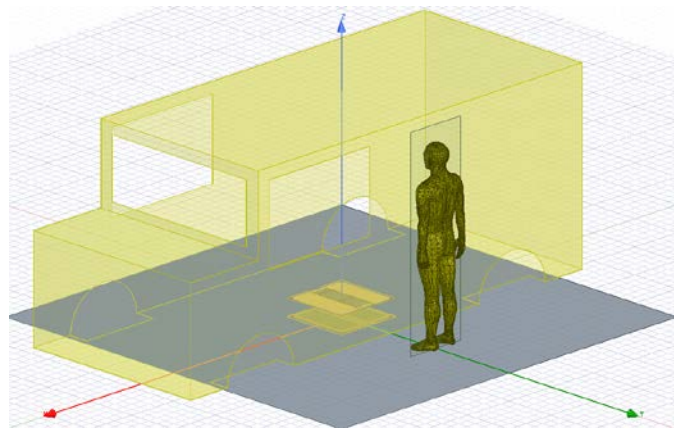
**Bild 9:** Vergleich zwischen der gemessenen (linke Spalte) und numerisch simulierten zweidimensionalen magnetischen Feldstärkeverteilung (rechte Spalte) für das Testfahrzeug Mercedes-Benz Vito mit einem drahtlosen induktiven Energieübertragungssystem und einem Bodenbelag aus Aluminiumplatten sowie für eine diagonale horizontale Verschiebung (Fehlpositionierung) zwischen der primären und sekundären Spuleneinheit  $(x,y,z) = (150,150,0) \text{ mm}$ .

Exemplarisch für die messtechnische und numerische Bestimmung von Systemparametern für drahtlose induktive Energieübertragungssysteme zeigt Bild 8 einen Vergleich für den messtechnisch ermittelten und numerisch berechneten Koppelfaktor  $k$ . In der linken Spalte sind die Ergebnisse für einen Aluminiumplattenboden und in der rechten Spalte sind die Resultate für einen Stahlplattenboden dargestellt. Man erkennt eine gute Übereinstimmung der Kurvenverläufe für die drei betrachteten Fälle: oben für eine horizontale Verschiebung (Fehlpositionierung) in x-Richtung, in der Mitte für eine horizontale Verschiebung (Fehlpositionierung) in y-Richtung und unten für eine horizontale diagonale Verschiebung (Fehlpositionierung) in xy-Richtung. Ebenso zeigen die Kurvenverläufe des Koppelfaktors, dass das Doppel-D-Spulensystem gegen eine Fehlpositionierung in y-Richtung unempfindlicher ist als gegen eine Fehlpositionierung in x-Richtung. Weiterhin erkennt man eine gute Übereinstimmung zwischen Messungen und numerischen Modellierungen. Bild 9 zeigt beispielhaft einen Vergleich zwischen der gemessenen magnetischen Feldstärkeverteilung (linke Spalte) und der numerisch simulierten zweidimensionalen magnetischen Feldstärkeverteilung (rechte Spalte). Hier für das Testfahrzeug Mercedes-Benz Vito mit einem drahtlosen induktiven Energieübertragungssystem und einem Bodenbelag aus Aluminiumplatten. Weiterhin liegt hier eine diagonale horizontale Verschiebung (Fehlpositionierung) zwischen der primären und sekundären Spuleneinheit von  $(x,y,z) = (150,150,0) \text{ mm}$  vor. Man erkennt eine gute Übereinstimmung der Feldverläufe in den einzelnen kartesischen Komponenten als auch im Betragsverlauf der magnetischen Feldstärke. Ebenso stimmen die Maximalamplituden bis auf geringe Abweichungen gut überein.

Details zu den Messungen und numerischen Modellierungen sowie weitere Ergebnisse findet man in [9] und [11].

### 3 Numerische Modellierungen mit menschlichem Körpermodell

Bild 10 zeigt die 3D-Geometrie für die numerischen Modellierungen mit menschlichem Körpermodell. Die dielektrischen Parameter der unterschiedlichen Gewebearten und Körperflüssigkeiten, die für die numerischen Modellierungen verwendet wurden, sind in Tabelle 2 für eine Frequenz von 140 kHz zusammengestellt. Numerische Modellierungsergebnisse für einen mit Aluminiumplatten belegten Boden sind in Bild 11 und für einen mit Stahlplatten belegten Boden in Bild 12 gezeigt. Und zwar jeweils für zwei Fälle: links für den Fall ideal positionierter Spulenanordnungen und rechts für den Fall einer diagonalen horizontalen Verschiebung zwischen dem primären und sekundären Spulensystem um  $(x,y,z) = (150,150,0)$  mm. Für das modellierte 3,6-kW-System und den Stahlplattenboden als auch Aluminiumplattenboden wird bei einer diagonalen horizontalen Verschiebung (Fehlpositionierung) beider Spulensysteme um jeweils 150 mm in x- und y-Richtung der Referenzwert nach der ICNIRP 1998 [4] (siehe Tabelle 1) überschritten, jedoch wird der aktuelle Referenzwert nach der ICNIRP 2010 [6] (siehe Tabelle 1) in allen Fällen eingehalten. Die numerischen Modellierungen in 3D wurden mit der ANSYS Electromagnetics Suite durchgeführt [12].



**Bild 10:** 3D-Geometrie für die numerischen Modellierungen mit menschlichem Körpermodell

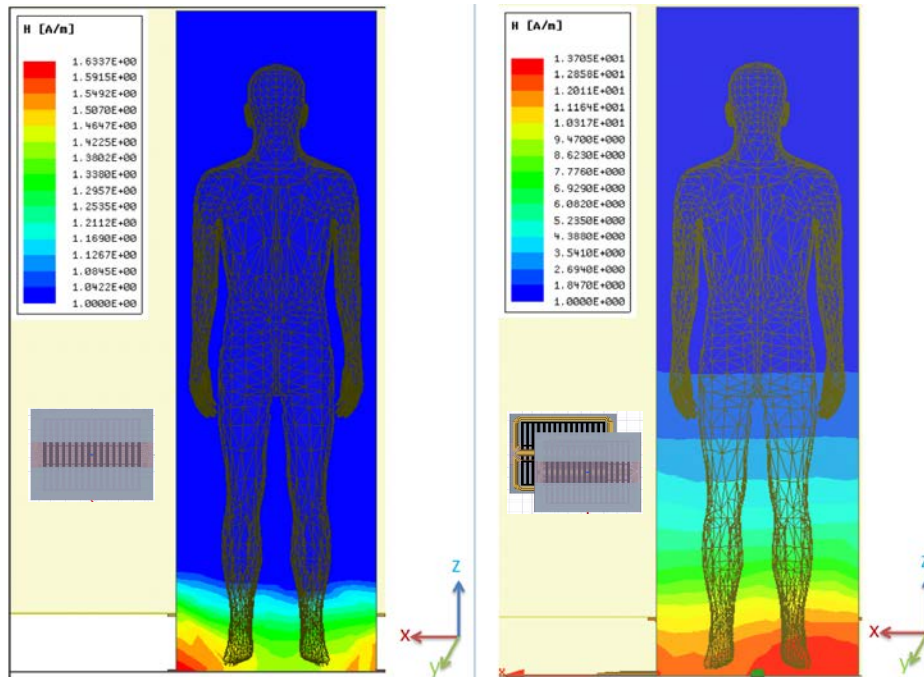
**Tabelle 2:** Relative Permittivität und elektrische Leitfähigkeit für verschiedenen Gewebearten und Körperflüssigkeiten bei einer Frequenz von 140 kHz [13]

Gewebe oder Körperflüssigkeiten	relative Permittivität $\epsilon_r$	elektrische Leitfähigkeit $\sigma_e$ in S/m
Muskel	7280	0,37
Blut	5050	0,705
Nerven	3850	0,0863
Herzmuskel	7700	0,226
Haut	1110	0,000656

### Zusammenfassung

In diesem Beitrag werden EMV- und Systemuntersuchungen für ein bidirektionales drahtloses induktives Energieübertragungssystem für Elektrofahrzeuge sowie exemplarische Ergebnisse aus Messungen und numerischen Modellierungen präsentiert. Unter anderem werden die Einflüsse verschiedener Bodenbeschaffenheiten unter Einbezug der Fahrzeugkarosserie auf das elektromagnetische Streufeld und die Systemeigenschaften des Energieübertragungssystems untersucht. Es werden gute Übereinstimmungen zwischen den durchgeführten Messungen und numerischen Modellierungen erzielt. Mit dem weiterentwickelten Messplatz inkl. Messsoftware und den numerischen Modellierungstools stehen leistungsfähige Werkzeuge sowie das notwendige Know-how zur Charakterisierung von drahtlosen induktiven Energieübertragungssystemen zur Verfügung.

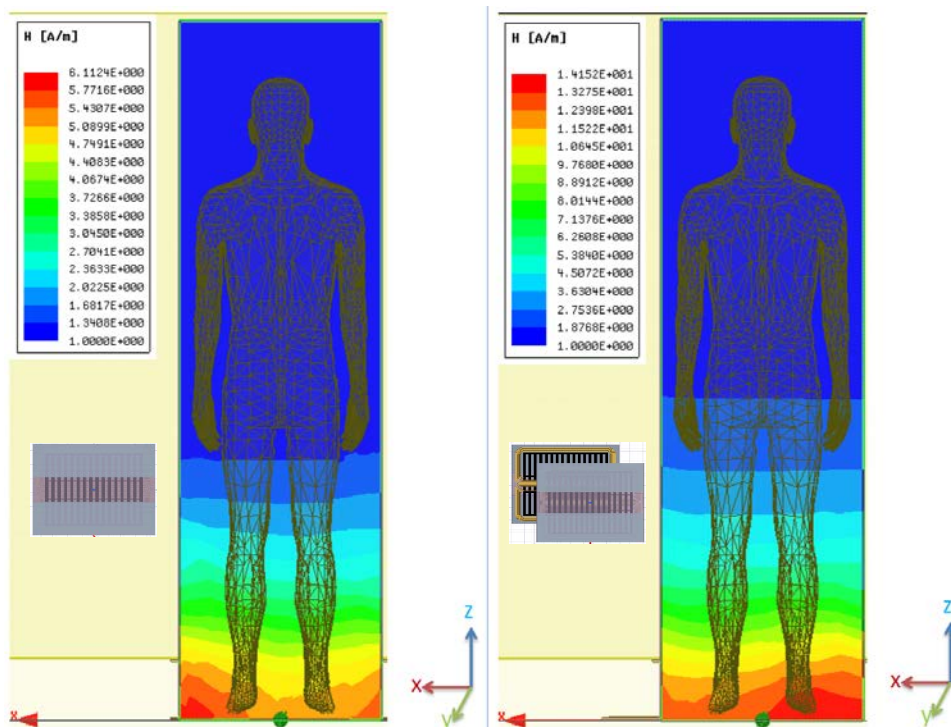




$\vec{H}$ -Feldverteilung für ideal ausgerichtete Spulen mit  $(x,y,z) = (0,0,0)$  mm.  $|\vec{H}|_{\max} = 1,63$  A/m,  $|\vec{H}|_{\text{Fuß}} = 1,54$  A/m

$\vec{H}$ -Feldverteilung für einen diagonalen Offset mit  $(x,y,z) = (150,150,0)$  mm.  $|\vec{H}|_{\max} = |\vec{H}|_{\text{Fuß}} = 13,7$  A/m

**Bild 11:** Feldverteilung der magnetischen Feldstärke für einen mit Aluminiumplatten belegten Boden. Links, bei optimaler Positionierung und rechts, bei einer Fehlpositionierung mit  $(x,y,z) = (150,150,0)$  mm



$\vec{H}$ -Feldverteilung für ideal ausgerichtete Spulen mit  $(x,y,z) = (0,0,0)$  mm.  $|\vec{H}|_{\max} = 6,11$  A/m,  $|\vec{H}|_{\text{Fuß}} = 5,43$  A/m

$\vec{H}$ -Feldverteilung für einen diagonalen Offset mit  $(x,y,z) = (150,150,0)$  mm.  $|\vec{H}|_{\max} = |\vec{H}|_{\text{Fuß}} = 14,15$  A/m

**Bild 12:** Feldverteilung der magnetischen Feldstärke für einen mit Stahlplatten belegten Boden. Links, bei optimaler Positionierung und rechts, bei einer Fehlpositionierung mit  $(x,y,z) = (150,150,0)$  mm

## Literaturangaben

- [1] J. Kirchhof, O. Strecker, R. Marklein, M. Jung, L. Georgios, M. Wang und M. Z. Rahen, „Automatisierte Messung von räumlichen Streufeldern beim induktiven Laden,“ in *EMV 2016 Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, H. Garbe, Hrsg., Aachen, Apprimus Verlag, 2016, pp. 429-436.
- [2] *IEC 61980-1, Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 1: General requirements*, Genf: IEC International Electrotechnical Commission, 2015.
- [3] EMF-Portal, „Referenzwerte,“ RWTH Aachen, [Online]. Available: <https://www.emf-portal.org/de/cms/page/limits-reference-levels>. [Zugriff am 3 November 2017].
- [4] International Commission on Non Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 74, no. 4, p. 494-522, 1998.
- [5] 1999/519/EG, „Empfehlung des Rates vom 12. Juli 1999 zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz — 300 GHz),“ Bd. L 199, pp. 59-70, 1999.
- [6] International Commission on Non Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz - 100 kHz)," *Health Physics*, vol. 99, no. 6, pp. 818-836, 2010.
- [7] „26. Verordnung zur Durchführung des Bundesimmissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BImSchV),“ *BGBI. I* S. 3266, pp. 3266-3272, 14. August 2013.
- [8] M. Jung, A. Seibel, J. Steffens, G. Lempidis, R. Gaber and R. Marklein, "Multimode Charging of Electric Vehicles," in *PCIM Europe 2016, 10–12 May 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2016.
- [9] M. Wang, *Investigation of the Electromagnetic Compatibility Properties of Inductive Charging System for Electric Vehicles*, Kassel: University of Kassel, Department of Electrical Engineering and Computer Science and Fraunhofer Institute for Wind Energy and Energy System Technology IWES, Master Thesis, 2017, p. 95.
- [10] NARDA Safety Test Solutions S.r.l. Socio Unico, "User's Manual: EHP-200, EHP-200A - ELECTRIC AND MAGNETIC FIELD PROBE ANALYZER - From 9 kHz up to 30 MHz," 2009. [Online]. Available: <http://www.gruppompb.com/public>. [Accessed 5. Dezember 2017].
- [11] M. Z. Rahen, *Evaluation of Electromagnetic Exposure on Human Body for a Bidirectional Wireless Electric*, Kassel: University of Kassel, Department of Electrical Engineering and Computer Science and Fraunhofer Institute for Wind Energy and Energy System Technology IWES, Master Thesis, 2017, p. 77.
- [12] ANSYS Inc., *ANSYS Electromagnetics Suite 18.0*, Southpointe, 2600 ANSYS Drive, Canonsburg, PA 15317, USA, 2017.
- [13] IT'IS Foundation, „Tissue Properties: Dielectric Properties,“ [Online]. Available: <https://www.itis.ethz.ch/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties/>. [Zugriff am 2 August 2017].

---

# Energietechnik

---



# **Richtungsabhängige Störwirkung einer Windenergieanlage auf C-Band Wetterradare.**

Karsten Schubert, Jade University of Applied Sciences, Friedrich-Paffrath-Str. 101, 26389 Wilhelmshaven, Deutschland, karsten.schubert@jade-hs.de

Fabian Schwartau, TU-Braunschweig, Schleinitzstr. 22, 38106 Braunschweig, Deutschland, fabian.schwartau@ihf.tu-bs.de

Jens Werner, Jade University of Applied Sciences, Friedrich-Paffrath-Str. 101, 26389 Wilhelmshaven, Deutschland, jens.werner@jade-hs.de

## **1 Einleitung (Motivation/Problemstellung)**

Die elektromagnetische Interferenzwirkung von Windenergieanlagen (WEA) ist seit geraumer Zeit im Fokus wissenschaftlicher Untersuchungen [1]. Dabei ist zwischen aktiver und passiver Interferenz zu unterscheiden: Erstere ist vergleichbar mit der bekannten Störwirkung durch unerwünschte Emissionen von elektrischen Geräten (z.B. Unterhaltungselektronik, IT-Equipment) die u.a. entsprechend europäischer Standards wie EN55020 überprüft und reglementiert werden.

Im Rahmen dieser Arbeit hingegen wird die passive Störwirkung von WEA auf C-Band (5,6 GHz) Wetterradare untersucht. Die eigentliche Störwirkung geht dabei von den dopplerverschobenen Radarechos aus, die von den sich bewegenden Rotorblättern hervorgerufen werden. Das Wetterradar interpretiert diese Radarechos fälschlicherweise als sich bewegende Niederschlagsmassen und verfälscht somit die eigentliche Niederschlagsmessung. Um die Auswirkung der Rotorblätter messtechnisch zu untersuchen, wird im Rahmen dieser Untersuchung ein mobil einsetzbares Versuchsradar verwendet. Im Fokus steht hier die messtechnische Charakterisierung einer einzelnen WEA aus verschiedenen Richtungen.

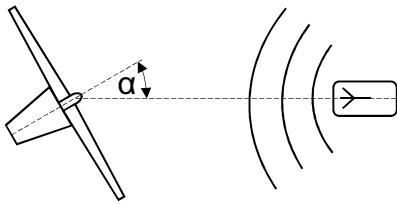
## **2 Neuheitsgrad**

In [2] wird ein Simulationsansatz gezeigt, mit dem es möglich ist, Szenarien zu simulieren, die bezogen auf die Wellenlänge  $\lambda$  sehr groß sind (Objektgrößen  $> 10^4\lambda$ ). Ferner ermöglicht dieser Simulationsansatz die Analyse des dynamischen Verhaltens (beispielsweise der Dopplerverschiebung durch bewegte Radarziele). In [3] werden Simulationsergebnisse und messtechnische Ansätze zum Structural Health Monitoring einer WEA vorgestellt. Hierbei werden die WEA aus kurzer Distanz ( $< 100$  m) untersucht. Die winkelabhängige (Winkel  $\alpha$ ) Störwirkung einer WEA auf ein C-Band Wetterradar wurde bislang noch nicht explizit messtechnisch untersucht. Die Ergebnisse dieser neuen Untersuchungen werden nachfolgend diskutiert.

## **3 Messaufbau**

Für experimentelle Studien wird an der Jade Hochschule Wilhelmshaven ein experimentelles FMCW-Radar für das C-Band entwickelt. Mit diesem Versuchsradar ist es möglich, das Messsystem an das jeweilige zu untersuchende Szenario anzupassen. Für die hier vorgestellte Messung wird das Radar so konfiguriert, dass eine einzelne WEA aus

einer Entfernung von ca. 500 m untersucht werden kann. Ferner befindet sich der Versuchsaufbau auf einem Fahrzeug, so dass es möglich ist, die zu untersuchende WEA aus verschiedenen Richtungen zu vermessen. Abbildung 1 zeigt die räumliche Anordnung zwischen dem Versuchsradar und einer ausgewählten WEA.



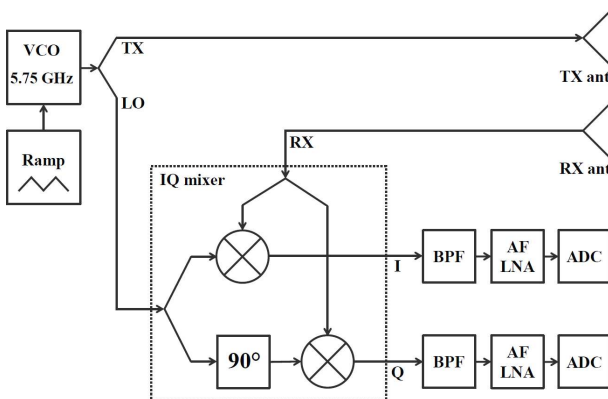
**Abbildung 1:** Winkel  $\alpha$  zwischen WEA und Messfahrzeug mit mobilem Versuchsradar.

Im Rahmen dieser Messung wird das rückgestreute Radarecho im Hinblick auf die Dopplerverschiebung in Abhängigkeit vom Winkel  $\alpha$  untersucht. Dabei werden exemplarisch u.a. bei den Winkeln  $\alpha = 0^\circ$ ,  $40^\circ$  und  $90^\circ$  Messungen durchgeführt.

### 3.1 Hardwarebeschreibung

In Abbildung 2 ist das Blockschaftbild des experimentellen FMCW-Radars dargestellt. Es besteht im Wesentlichen aus einer Frequenzsyntheseeinheit, einem Sendezweig und einem Empfangszweig. Die Frequenzsyntheseeinheit besteht aus einem Rampengenerator, der eine dreieckförmige Spannung erzeugt. Diese moduliert einen VCO (voltage controlled oscillator), sodass ein in der Frequenz dreieckförmig moduliertes Signal erzeugt wird.

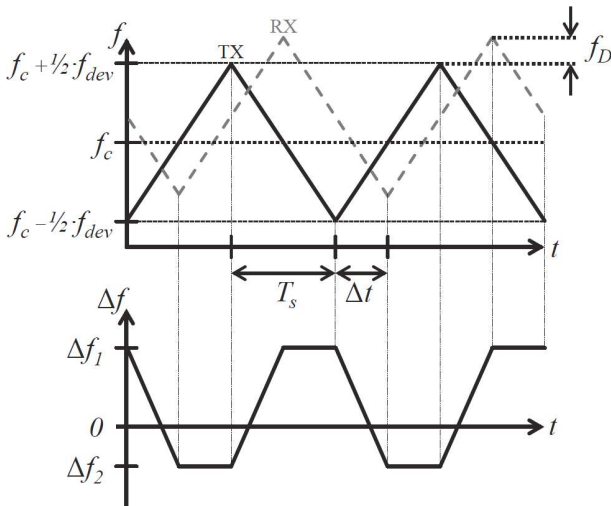
Das so modulierte Signal wird über den Sendezweig (TX-Zweig in Abbildung 2) zur Sendeantenne geführt und abgestrahlt. Anschließend breitet sich das Signal mit Lichtgeschwindigkeit in den Raum hinein aus und wird an den Radarzielen (d.h. an der zu untersuchenden WEA) reflektiert. Ein Teil des reflektierten Radarechos wird von der Empfangsantenne des Radars empfangen und ausgewertet.



**Abbildung 2:** Funktionsprinzip des experimentellen FMCW-Radars.

Der Empfangszweig besteht im Wesentlichen aus einem IQ-Mischer, der das Empfangssignal ins Basisband herunter mischt. Als LO-Signal wird dabei das Sendesignal verwendet. Hinter dem IQ-Mischer befinden sich jeweils Bandpassfilter, rauscharme Vorverstärker und Analog-Digital-Wandler. Diese Komponenten sind so ausgelegt, dass die zu untersuchende WEA möglichst optimal Radar-technisch vermessen werden kann.

Wird nun das Radar auf ein Punktziel ausgerichtet, so können zwei Effekte beobachtet werden, die in Abbildung 3 verdeutlicht sind: Zum einen wird das ausgesendete Signal (TX) um  $\Delta T$  verzögert bevor es zurück zum Empfänger gelangt. Die Verzögerung  $\Delta T$  ergibt sich dabei aus der Signallaufzeit (das Signal breitet sich mit Lichtgeschwindigkeit zum Radarziel aus, wird dort reflektiert und breitet sich von dort zurück wiederum mit Lichtgeschwindigkeit zum Empfänger aus). Sofern sich das Radarziel bewegt ergibt sich ferner eine Dopplerverschiebung  $f_D$  im Empfangssignal. Das zeitlich verzögerte und dopplerverschobene Signal ist in Abbildung 3 mit RX gekennzeichnet.



**Abbildung 3:** Rampenform des Sende- (TX) und Empfangssignals (RX).

Wird nun die Differenzfrequenz aus den Signalen RX und TX gebildet (dieses geschieht durch den Mischvorgang), so ergeben sich die Frequenzen  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$ . Durch die IQ-Mischung kann dabei zwischen positiven und negativen Frequenzen unterschieden werden. Aus den Frequenzen  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$  kann nach [4] über ( 1 ) die Entfernung R und über ( 2 ) die Geschwindigkeit v bestimmt werden.

$$R = \frac{\Delta f_1 - \Delta f_2}{2} \cdot \frac{c_0}{2} \cdot \frac{T_s}{f_{dev}} \quad (1)$$

$$v = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{2} \cdot \frac{c_0}{2 \cdot f_c} \quad (2)$$

### 3.2 Systemparameter

Die Relation zwischen der Geschwindigkeit v und den Frequenzen  $\Delta f_1$  bzw.  $\Delta f_2$  ergibt sich nach ( 2 ) aus dem konstanten Ausdruck  $c_0/(2 \cdot f_c)$ . Da die Frequenz  $f_c$  festliegt (C-Band Radar) und  $c_0$  die Konstante für die Lichtgeschwindigkeit ist, ist das Verhältnis zwischen den Frequenzen  $\Delta f_1$  bzw.  $\Delta f_2$  und der Geschwindigkeit v fest vorgegeben.

Anders ist es bei der Systemkonstanten  $T_s/f_{dev}$  in ( 1 ). Die beiden Parameter  $T_s$  und  $f_{dev}$  können prinzipiell nahezu beliebig gewählt werden, sodass die Skalierung zwischen der Entfernung R und den Frequenzen  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$  in großen Bereichen frei gewählt werden kann. Für die hier präsentierten Messergebnisse werden die in Tabelle 1 aufgelisteten Parameter verwendet.

Physikalische Größe	Wert	Beschreibung
$f_c$	5,75 GHz	Mittenfrequenz
$f_{dev}$	200 MHz	Frequenzhub
$T_s$	133 ms	Sweep Dauer
$d_{Rot}$	70 m	WEA Rotor Durchmesser
$v_{Rot}$	45,7 m/s	WEA Rotor Umfangsgeschwindigkeit

**Tabelle 1** Verwendete Systemparameter

Die Parameter in Tabelle 1 sind dabei so gewählt, dass für stehende Radarziele eine Frequenz von  $\Delta f_1 = -\Delta f_2 = 1$  kHz gerade einer Entfernung von  $R = 100$  m entspricht. Wird mit diesen Parametern eine WEA mit einem Durchmesser von  $d_{Rot} = 70$  m (35 m Radius) untersucht, so ergibt sich aufgrund der räumlichen Änderung eine maximale Frequenzänderung in  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$  von  **$\pm 350$  Hz** ( $\pm 35$  m  $\triangleq$   $\pm 350$  Hz). Aufgrund der Umfangsgeschwindigkeit von  $v_{Rot} = 45$  m/s ergibt sich hingegen in  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$  eine maximale Frequenzänderung von  **$\pm 1750$  Hz** (+ bei Annäherung, - bei Wegbewegung), für den Fall, dass die WEA seitlich betrachtet wird ( $\alpha = 90^\circ$ ). Somit bewirkt die Dopplerverschiebung eine ca. 5-mal größere Frequenzänderung in  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$  als die räumliche Entfernungsänderung der rotierenden Rotorblätter. Diese Eigenschaft ist ganz entscheidend für die weitere Auswertung.

### 3.3 Darstellung der Messergebnisse

Wird das Radarecho an mehreren Radarzielen mit verschiedenen Entfernungen und Geschwindigkeiten reflektiert, so wird anstatt der diskreten Frequenzen  $\Delta f_1$  und  $\Delta f_2$  eine Überlagerung vieler Frequenzen erzeugt. Die einzelnen Frequenzanteile lassen sich jeweils für einen einzelnen Frequenzsweep über eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) berechnen, wobei sich die Auflösungsbandbreite aus der Sweepdauer  $T_s$  ergibt [4]. Zur Verdeutlichung zeigt Abbildung 4 ein 1,33 sekündiges Spektrogramm (jeweils fünf Up- und Down-sweeps).

Bei den Frequenzen  $\pm 5$  kHz und  $\pm 8$  kHz (jeweils eine WEA in 500 m bzw. 800 m Entfernung) ist ein zeitlich moduliertes Spektrum zu erkennen. Die Modulation des Spektrums wird dabei im Wesentlichen durch die momentan betrachtete Radialgeschwindigkeit, die wiederum eine Dopplerverschiebung im Radarecho erzeugt, verursacht. Da die Radialgeschwindigkeit entlang des WEA Rotordurchmesser variiert (Null in der Nabenmitte, Maximum an den Flügelspitzen), wird ein kontinuierliches Spektrum zwischen Null und maximaler Dopplerverschiebung gemessen. Tatsächlich erzeugt auch die räumliche Änderung bedingt durch die Rotation des Rotors eine Modulation des Spektrums, diese fällt jedoch wie in 0 beschrieben um den Faktor fünf schwächer aus und wird im Folgenden vernachlässigt.

Nachfolgend wird jeweils das modulierte Dopplerspektrum einer einzigen WEA betrachtet. Um die Messdaten besser interpretieren zu können, werden hierzu jeweils die Spektren auf 0 Hz normiert. Wird beispielsweise eine WEA in 500 m betrachtet, so wird das Signal während des Up-sweeps um 5 kHz hoch und während des Down-sweeps um 5 kHz herunter gemischt (d.h. im Spektrum jeweils um 5 kHz verschoben).

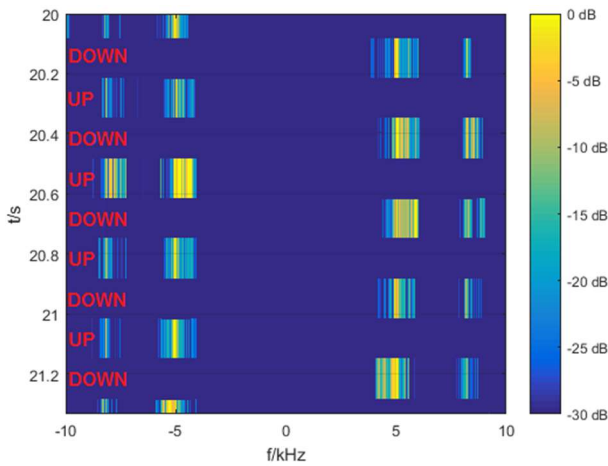


Abbildung 4 Beispiel eines Spektrogrammes (nachbearbeitet).

## 4 Messergebnisse

Im Folgenden werden drei Szenarien betrachtet. Es wird eine WEA von der Seite ( $\alpha = 90^\circ$ ), frontal ( $\alpha = 0^\circ$ ) und schräg seitlich ( $\alpha = 40^\circ$ ) untersucht. Die maximale Radialgeschwindigkeit  $v_{Rad,max}$  hängt nach ( 3 ) vom Winkel  $\alpha$  und der Umfangsgeschwindigkeit  $v_{Rot}$  des Rotors ab. Die maximale Dopplerverschiebung hängt wiederum nach ( 4 ) von der Radialgeschwindigkeit  $v_{Rad,max}$  ab. Somit ist zu erwarten, dass das gemessene Dopplerspektrum für  $\alpha = 90^\circ$  maximal ist (die Rotorblätter bewegen sich direkt auf das Radar zu bzw. davon weg). Bei einem Winkel von  $\alpha = 0^\circ$  wird hingegen gar keine Dopplerverschiebung erwartet, da die Rotorebene und die Betrachtungsrichtung aus Sicht des Radars orthogonal zueinander sind. Für den Fall  $\alpha = 40^\circ$  sollte das Dopplerspektrum gegenüber  $\alpha = 90^\circ$  64,3% ( $\sin(40^\circ) = 0,643$ ) schmaler sein.

$$v_{Rad,max} = \sin(\alpha) \cdot v_{Rot} \quad (3)$$

$$f_{D,max} = \frac{2v_{Rad,max}}{c_0} \cdot f_c = \sin(\alpha) \cdot \frac{2v_{Rot}}{c_0} \cdot f_c \quad (4)$$

Die Skalierung der folgenden Diagramme ist jeweils so gewählt, dass der statische Anteil des Echos (durch die Gondel) auf 0 dB skaliert ist. Der gewählte Zeitabschnitt ist jeweils ein 20 sekündiger Ausschnitt aus einer 2 minütigen Aufnahme, in dem der Wind möglichst gleichmäßig ist (keine Windböen).

### 4.1 Messung für $\alpha = 90^\circ$

Das sich für den Fall  $\alpha = 90^\circ$  ergebende Spektrogramm zeigt Abbildung 5a. Dabei ist das Spektrum wie in 3.3 beschrieben auf 0 Hz normiert. Durch die Normierung erscheint das statische Radarecho der Gondel der WEA bei 0 Hz. Bei der Messung in Abbildung 5a wurden die Radarantennen so ausgerichtet, dass der Radarbeam hauptsächlich den oberen Teil (Gondel und oberen Teil des Rotors) der WEA ausleuchten. Somit ist in Abbildung 5a ein signifikanter Anteil bei 0 Hz (Gondelecho) und bei positiven Frequenzen (der obere Rotorteil rotiert Richtung Radar) zu beobachten.

Interessant ist, dass sich kurze nadelförmige Peaks ergeben. Diese Peaks entsteht genau dann, wenn ein Flügel senkrecht zum Radar steht und sich auf das Radar zu bewegt. In

diesem Moment ist für das Radar ein Geschwindigkeitsprofil von Null bis  $v_{Rot}$  sichtbar, was zu einer Dopplerverschiebung von Null bis  $f_{D,max}$  führt. Ferner ist erkennbar, dass die Nadelspitzen bei 1,75 kHz enden. Betrachtet man die Umfangsgeschwindigkeit nach Tabelle 1 und die sich daraus ergebende maximale Dopplerfrequenz nach ( 4 ) so ergibt sich  $f_{D,max,90^\circ} = 1,75$  kHz. Messung und Theorie stimmen somit überein.

Wird nun das Spektrogramm zeitlich gemittelt, so erhält man Abbildung 5b. Diese Darstellung entspricht einem Effektivwert des dopplerverschobenen Radarechos. Es ist ersichtlich, dass das Radarecho beginnend bei 0 Hz (Echo der Gondel) nach ca. 150 Hz um 20 dB abfällt. Danach fällt es um weitere 20 dB ab, ehe es bei  $f_{D,max,90^\circ} = 1,75$  kHz (durch gestichelte Linie kenntlich gemacht) im Rauschen verschwindet. Die mittlere Intensität fällt somit zu höheren Frequenzen tendenziell ab.

#### 4.2 Messung für $\alpha = 40^\circ$

Auch in dem Spektrogramm in Abbildung 6a ist eine Modulation, die durch das dopplerverschobene Radarecho erzeugt wird erkennbar. Es ist ferner erkennbar, dass die Peaks zeitlich deutlich breiter (ca. 3 bis 4 mal) sind als bei  $\alpha = 90^\circ$ . Ferner ist erkennbar, dass die maximale Verschiebung ca. 1 kHz beträgt. Rechnerisch ergibt sich nach ( 4 )  $f_{D,max,40^\circ} = 1,08$  kHz (bei dieser Messung betrug  $v_{Rot,40^\circ} = 44$  m/s). Betrachtet man auch hier das zeitlich gemittelte Dopplerspektrum so erhält man Abbildung 6b. Hier ist erkennbar, dass das Dopplerspektrum nach 100 Hz lediglich um 10 dB abfällt. Bis zu einer Frequenz von 900 Hz fällt es um weitere 10 dB ab, ehe es bei der Maximalfrequenz von 1,08 kHz (durch gestichelte Linie kenntlich gemacht) im Rauschen verschwindet. Verglichen zu Abbildung 5b ergibt sich ein um knapp 10 dB stärkeres Radarecho zwischen 150 Hz und 900 Hz. Dafür ist das Spektrum bereits 670 Hz früher auf Null abgefallen.

#### 4.3 Messung für $\alpha = 0^\circ$

Bei der Messung für  $\alpha = 0^\circ$  sollte keine Dopplerverschiebung messbar sein. Betrachtet man jedoch das Spektrogramm in Abbildung 7a so ist eine signifikante Modulation von ca.  $\pm 300$  Hz erkennbar. Dieses ist darauf zurückzuführen, dass zum einen die WEA einen Erhebungswinkel in der Rotationsachse (die Rotationsachse ist nicht parallel zum Erdboden) hat und zum anderen das Radar (betrieben 3 m über Grund in 500 m Entfernung) ebenfalls einen Erhebungswinkel hat. Der Winkel zwischen Rotorachse und Radarbeam beträgt ca.  $10^\circ$ , sodass tatsächlich ein effektives  $\alpha_{Eff} = 10^\circ$  vorhanden ist. Nach ( 4 ) ergibt sich somit ein  $f_{D,max,10^\circ} = 300$  Hz. Ferner sind schwache spitze Nadelpulse bis ca. 1,2 kHz sichtbar. Es wird davon ausgegangen, dass diese aufgrund von Mehrfachreflexionen zwischen Turm und Rotor verursacht werden. Um diese Vermutung zu verifizieren sind jedoch noch weitere Messungen erforderlich.

Auch hier wird das gemittelte Dopplerspektrum in Abbildung 7b dargestellt. Es ist zu erkennen, dass das Dopplerspektrum von Null bis 300 Hz nur um ca. 5 dB abfällt.



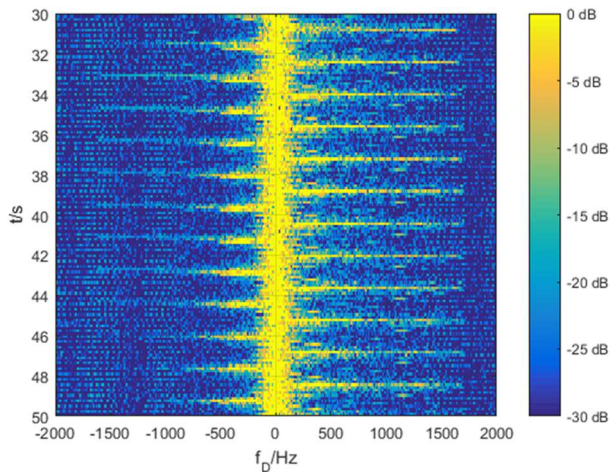


Abbildung 5a Spektrogramm für  $\alpha = 90^\circ$

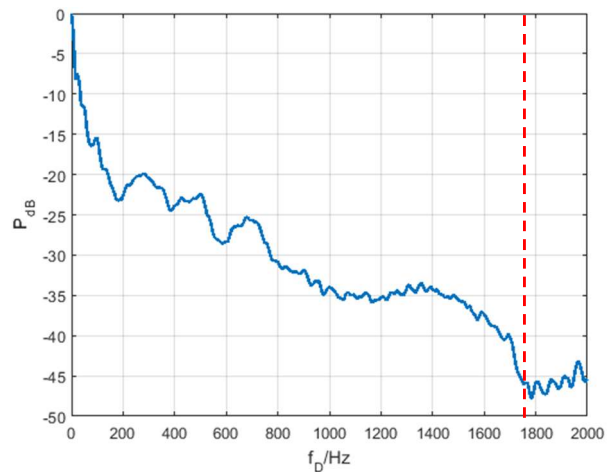


Abbildung 5b Gemittelttes Spektrum für  $\alpha = 90^\circ$

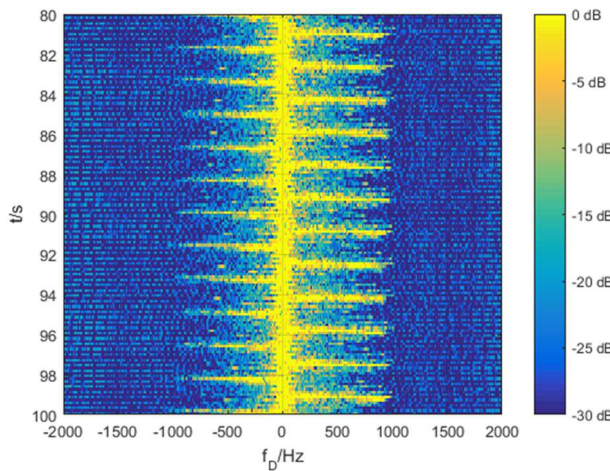


Abbildung 6a Spektrogramm für  $\alpha = 40^\circ$

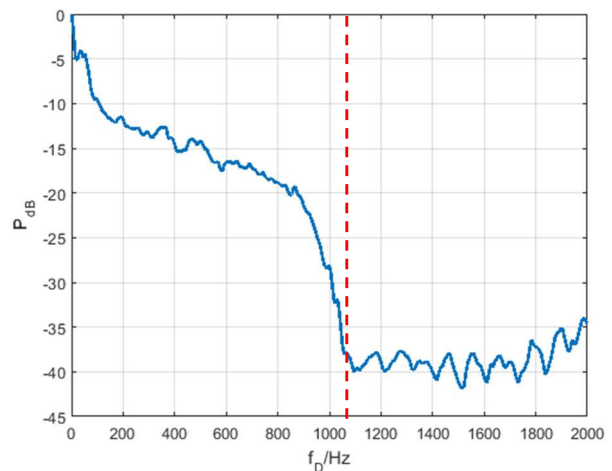


Abbildung 6b Gemittelttes Spektrum für  $\alpha = 40^\circ$

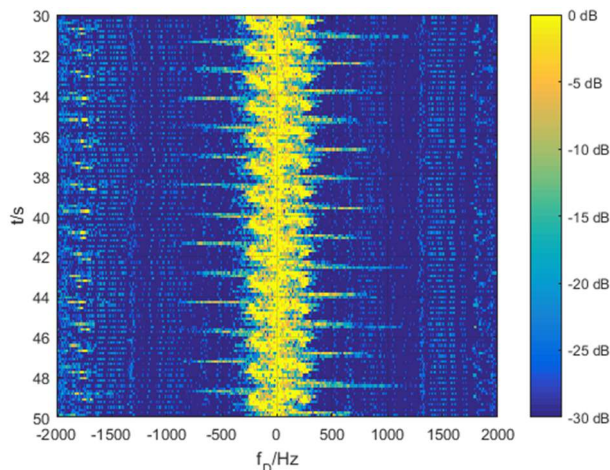


Abbildung 7a Spektrogramm für  $\alpha = 0^\circ$

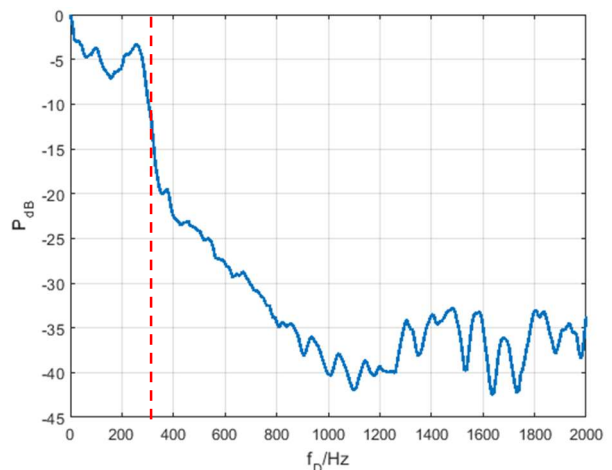


Abbildung 7b Gemittelttes Spektrum für  $\alpha = 0^\circ$

Verglichen zu den vorangegangenen Messungen ist somit die Dopplerverschiebung um den Faktor 3,5 bzw. 5,8 schmäler, jedoch ist die Intensität des Radarechos innerhalb dieser Bandbreite um 5 bis 15 dB stärker. Wenn man davon ausgeht, dass das Gesamt-



Radarecho gleich bleibt, jedoch über einen schmalen Frequenzbereich dopplerverschoben wird, ist diese Eigenschaft plausibel.

## 5 Zusammenfassung

In dieser Veröffentlichung konnte gezeigt werden, dass das dopplerverschobene Radarecho einer WEA stark von der Ausrichtung zwischen WEA und Radar (Winkel  $\alpha$ ) abhängig ist. Die maximale Dopplerverschiebung wird dabei bei einem Winkel von  $\alpha = 90^\circ$  gemessen. Ein Minimum wird hingegen bei einem Winkel von  $\alpha = 0^\circ$  gemessen. Anders als zunächst erwartet verschwindet das dopplerverschobene Echo jedoch nicht vollständig. Selbst wenn das Radar auf WEA Nabenhöhe betrieben wird, ist eine Dopplerverschiebung zu erwarten, da die WEA je nach Anlagentypen einen Erhebungswinkel von ca.  $5^\circ$  aufweisen (die Rotationsachse ist nicht parallel zum Erdboden). Auch die Art des Radarechos ist stark winkelabhängig. So treten bei  $\alpha = 90^\circ$  kurze Nadelpulse im Spektrum auf, die für kleinere Winkel immer mehr zu einem kontinuierlichen Spektrum werden. Betrachtet man die zeitlich gemittelten Spektren, so ist erkennbar, dass mit zunehmendem Winkel  $\alpha$  (zwischen  $0$  und  $90^\circ$ ) die spektrale Leistungsdichte zwar abnimmt, sich jedoch das mittlere Dopplerspektrum verbreitert.

## 6 Ausblick

In dieser Veröffentlichung konnte nur eine qualitative und keine quantitative Aussage über das dopplerverschobene Radarecho getroffen werden. Eine absolute Aussage über den dynamischen Radar-Rückstreuquerschnitt (RCS, radar cross section) kann somit nicht getroffen werden. Für diese absolute Aussage über den dynamischen RCS ist eine Kalibrierung des Gesamtsystems erforderlich. Hierzu muss ein Objekt mit bekanntem RCS in bekannter Entfernung als Referenz vermessen werden. Hauptproblem dabei ist, dass dieses Objekt in einigen 10 Metern Höhe an einem reflexionsarmen Halter aufgehängt werden muss. Ferner hat sich gezeigt, dass die gewählte Sweeprate von  $T_s = 133$  ms zu lang ist, da kurze Ereignisse (wie beispielsweise kurze Nadelpulse) nicht zeitlich aufgelöst werden können. Hierzu muss das experimentelle FMCW-Radar dahingehend erweitert werden, dass mit kürzeren Sweepraten gemessen werden kann.

## Literaturangaben

- [1] T. Schrader, J. Bredemeyer, M. Mihalachi, J. Rohde and T. Kleine-Ostmann, "Measuring the interaction of wind turbines with terrestrial navigation and radar systems deploying UAS," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, 2017, pp. 3751-3752
- [2] R. Maréchal, N. Douchin, P. Pitot, G. Bobillot, H.-J. Mametsa, "Assessing the impact of wind farms on radar in a realistic environment using ray-tracing techniques: the DEMPERE software", aus Korrespondenz mit Oktal-SE, Dez. 2016
- [3] J. M. Muñoz-Ferreras, Z. Peng, Y. Tang, R. Gómez-García, D. Liang and C. Li, "Short-Range Doppler-Radar Signatures from Industrial Wind Turbines: Theory, Simulations, and Measurements," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, no. 9, pp. 2108-2119, Sept. 2016.
- [4] M. Jankiraman, "Design of Multi-Frequency CW Radars", SciTech Publishing; 1<sup>st</sup> edition (December 2, 2007)

# **Einfluss von Leitungsimpedanzen auf verschiedene Verknüpfungspunktspannungen bei der Kompensation von Oberschwingungen durch Active Front-Ends**

M. Sc. Benjamin Hoepfner, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, M. Sc. Anke Fröbel,  
Otto-von-Guericke Universität, Institut für Medizintechnik  
Lehrstuhl für EMV, Magdeburg, Deutschland, Benjamin.Hoepfner@ovgu.de

## **1 Einleitung**

Zur Minderung der Aussendung von Oberschwingungen wird die netzseitige Kopplung von Frequenzumrichtern zunehmend mit sog. Einspeise-Rückspeiseeinheiten (engl. Active Front-Ends) mit Spannungszwischenkreis ausgestattet, die nahezu rein sinusförmige Ströme generieren. Regenerative Energieerzeugungsanlagen, die durch Wechselrichter mit dem Netz verbunden sind, bedienen sich ebenfalls dieser Schaltungstopologie (in diesem Zusammenhang auch häufig Active Infeed Converter genannt).

Active Front-Ends (bzw. Active Infeed Converter) können durch eine geeignete Regelung nahezu beliebige Stromverläufe realisieren. Folglich ist es theoretisch möglich, genau solche Ströme einzuspeisen, dass im Netz vorhandene Oberschwingungen kompensiert werden. Das Ergebnis wäre eine verbesserte Spannungsqualität im gesamten Energieversorgungsnetz. Deshalb bieten Photovoltaikanlagen ebenso wie öffentliche Ladestationen für Elektrofahrzeuge die Chance, der Oberschwingungsbelastung im gesamten Energieversorgungsnetz entgegen zu wirken [1].

Für die Einprägung von Stromharmonischen<sup>1</sup> ist eine geeignete Messgrundlage erforderlich. Da in den öffentlichen Netzen keine Möglichkeit besteht, die Ströme jedes einzelnen Oberschwingungsverursachers zu erfassen, kann folglich nur die Spannung am Verknüpfungspunkt (Point of common coupling - PCC)  $U_{PCC}$  des jeweiligen Active Front-Ends (AFE) zur Generierung des erforderlichen Stromsignals herangezogen werden.

Die in der Versorgungsspannung enthaltenen Harmonischen sind das Ergebnis der Kopplung von Oberschwingungsströmen mit der übergeordneten Netzimpedanz. Die Kompensation dieser Spannungsüberschwingungen würde eine aus Sicht des Netzes gleichzeitige Kompensation der Oberschwingungsströme bedeuten. Eine zusätzliche Leitungsimpedanz trennt jedoch häufig elektrisch den eigentlichen Verknüpfungspunkt zum öffentlichen Netz mit dem Spannungsmesspunkt der Anlage. In diesem Beitrag soll daher der, durch die zusätzliche Leitungsimpedanz entstehende, Fehler bei der Kompensation von Oberschwingungen auf Grundlage einer Spannungsmessung am Verknüpfungspunkt untersucht werden.

## **2 Betrachtetes Netzwerk**

Als Grundlage der Untersuchung soll die in Abbildung 1 dargestellte Netzsituation dienen. Das einphasige dargestellte Netzersatzschaltbild beinhaltet einen Niederspannungsnetz-

---

<sup>1</sup>Die Begriffe Harmonische und Oberschwingungen werden hier (entgegen der geltenden Normen) synonym behandelt

anschluss mit unendlich hoher Kurzschlussleistung, das über eine Netzimpedanz  $Z_{grid}$  mit einer Sammelschiene PCC,1 verbunden ist. An dieser sind eine lineare Last  $Z_{load}$  und eine Stromquelle zur Einprägung von Oberschwingungen  $Z_{dist}$  angeschlossen. Sie sollen eine überschwingungsbehaftete Last darstellen, die durch die Spannung an dem Verknüpfungspunkt Eins gespeist werden. Über eine Leitungsimpedanz  $Z_{line}$  ist die Sammelschiene PCC,2 mit der von PCC,1 verbunden. An der Schiene Zwei befindet sich das als Stromquelle  $I_{afe}$  mit dem Verknüpfungspunkt verbundene Active Front-End. Der Index  $k$  der jeweiligen Elemente steht dabei für die Ordnung der Harmonischen. Dementsprechend wird bei  $k = 1$  die Grundschwingungskomponente des Systems betrachtet.

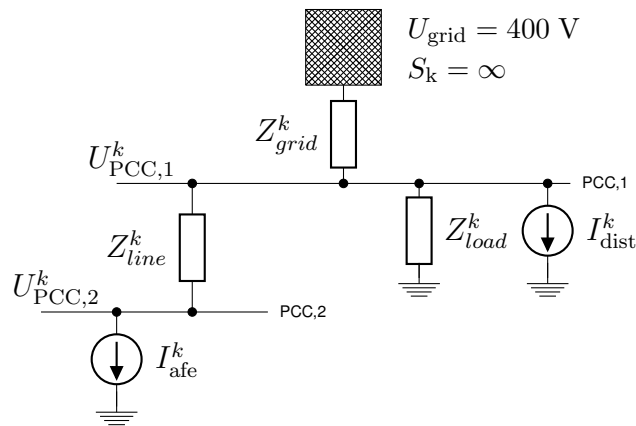


Abbildung 1: Singleline-Diagramm der Versuchsanordnung

Diese Anordnung ist dem verwendeten Ersatzschaltbild aus [1] angelehnt und erweitert es um eine zusätzliche Leitungsimpedanz. Ziel ist es, durch Messung der Spannung  $U_{PCC,2}^k$  den Active Font-End einen Strom  $I_{afe}^k$  so einspeisen zu lassen, dass die Spannung am Verknüpfungspunkt Eins nur noch die Grundschwingungskomponente enthält. So wird die Netzimpedanz entsprechend der in der DIN EN 61000-3-3 [2] vorgegebenen Bezugsimpedanz von  $Z_{grid} = 0,24\ \Omega + j0,15\ \Omega$  bezogen auf 50 Hz je Außenleiter gewählt. Die lineare Last ist rein ohmsch und hat gegenüber [1] einen höheren Widerstand von  $Z_{load} = 2,5\ \Omega$ , um den Einfluss der eingepprägten Stromharmonischen zu vergrößern. Diese bilden sich aus Oberschwingungen der siebten und elften Ordnung, die entsprechend ihres Drehsystems (die siebte Harmonische entspricht dem Mitsystem, die elfte dem Gegensystem) ohne Phasenverschiebung zur Spannung und mit einer Amplitude von  $I_7 = 20\text{ A}$  und  $I_{11} = 10\text{ A}$  in das Netz eingepragt werden. Die hinzugefügte Leitungsimpedanz ist mit den längenbezogenen Impedanzwerten von  $Z'_{line} = (0,206 + j\omega t \cdot 0,2553 \cdot 10^{-3})\text{ m}\Omega/\text{m}$  so bemessen, dass sie denen eines in der Niederspannung häufig verwendeten NAYY Kabels mit einem Querschnitt von  $150\text{ mm}^2$  entsprechen. Kapazitäten der Leiter gegen Nullpotential und der Leiter untereinander werden aufgrund der Untersuchungen im niederen Frequenzbereich außer Acht gelassen.

### 3 Mathematische Beschreibung des Netzwerkes

Von Interesse sind die Spannungen an den Verknüpfungspunkten in Abhängigkeit von den eingespeisten Stromharmonischen. Durch Aufstellen der Abhängigkeiten aller Quellen lassen sich nach dem Superpositionsprinzip wie in [3] die nachfolgenden Gleichungen (1) und (2) beschreiben. Sie zeigen die Gesamtspannungen an den jeweiligen Sammelschienen.

$$U_{\text{PCC},1}^k = U_N \cdot \frac{Z_{\text{load}}^k}{Z_{\text{grid}}^k \cdot Z_{\text{load}}^k} + \frac{Z_{\text{load}}^k \cdot Z_{\text{grid}}^k}{Z_{\text{load}}^k + Z_{\text{grid}}^k} \cdot (I_{\text{dist}}^k + I_{\text{afe}}^k) \quad (1)$$

$$U_{\text{PCC},2}^k = U_N \cdot \frac{Z_{\text{load}}^k}{Z_{\text{grid}}^k \cdot Z_{\text{load}}^k} + \frac{Z_{\text{load}}^k \cdot Z_{\text{grid}}^k}{Z_{\text{load}}^k + Z_{\text{grid}}^k} \cdot I_{\text{dist}}^k + \left( \frac{Z_{\text{load}}^k \cdot Z_{\text{grid}}^k}{Z_{\text{load}}^k + Z_{\text{grid}}^k} + Z_{\text{line}}^k \right) \cdot I_{\text{afe}}^k \quad (2)$$

Sollen alle Spannungsharmonischen am Verknüpfungspunkt Zwei zu Null kompensiert werden, müssen die Spannungsharmonischen, entstanden durch den Oberschwingungsstrom, in entgegengesetzter Phasenlage zu den Spannungsharmonischen liegen, die durch die Stromharmonischen des AFEs entstehen. Alle Grundschwingungskomponenten werden folglich nicht betrachtet [4]. Da die Spannung am Verknüpfungspunkt Zwei gemessen und somit deren Spannungsharmonische kompensiert werden sollen, folgt aus Gleichung (2) mit der genannten Bedingung folgende Gleichung (3).

$$0 = \frac{Z_{\text{load}}^k \cdot Z_{\text{grid}}^k}{Z_{\text{load}}^k + Z_{\text{grid}}^k} \cdot I_{\text{dist}}^k + \left( \frac{Z_{\text{load}}^k \cdot Z_{\text{grid}}^k}{Z_{\text{load}}^k + Z_{\text{grid}}^k} + Z_{\text{line}}^k \right) \cdot I_{\text{afe}}^k, \quad \forall k > 1 \quad (3)$$

In dem verwendeten Beispiel ist eine komplette Kompensation der Spannungsharmonischen am Verknüpfungspunkt Eins dann erfolgt, wenn das Verhältnis zwischen den Oberschwingungsströmen der Lasten und den kompensierenden Oberschwingungsströmen des Active Front-Ends gleich Minus Eins ist. Wird dieses aus Gleichung (3) gebildet, so ist erkennbar, dass eine ideale Kompensation nur dann erfolgen kann, wenn die Leitungsimpedanz gleich null ist.

$$\frac{I_{\text{dist}}^k}{I_{\text{afe}}^k} = - \left( 1 + Z_{\text{line}}^k \cdot \left( \frac{1}{Z_{\text{grid}}^k} + \frac{1}{Z_{\text{load}}^k} \right) \right) \quad (4)$$

Somit kann als erstes Ergebnis dieser Untersuchung konstatiert werden, dass bei fehlender Messung der Spannung des Verknüpfungspunktes, an welchem Spannungsharmonische kompensiert werden sollen oder der Ströme aller Oberschwingungsverursacher, es nicht möglich ist, eine vollständige Negierung der Spannungsoberschwingungen und somit auch Stromoberschwingungen zum übergeordneten Netz zu erwirken, wenn das Aktiv Front-End durch eine Leitungsimpedanz elektrisch vom Verknüpfungspunkt entfernt ist.

## 4 Netz- und Simulationsmodell

### 4.1 Vollständiges Netzmodell

Zur weiteren Untersuchung soll ein Modell in der Simulationssoftware „PSIM“ verwendet werden, die für Simulationen von Netzwerken und leistungselektronischen Schaltungen ausgelegt ist. Dazu wird das einphasige Schaltbild aus Abbildung 1 in ein dreiphasiges System überführt. Das Aktive Front-End, welches dort als Stromquelle dargestellt ist,

setzt sich aus einer dreiphasigen Brückenschaltung mit Zwischenkreiskondensator zusammen, das über eine Glättungsdrossel an den Verknüpfungspunkt angeschlossen ist. Die Zwischenkreisspannung beträgt im verwendeten Modell  $U_{DC} = 850 \text{ V}$  bei einer Zwischenkreiskapazität von  $C_{DC} = 2 \text{ mF}$ . Beide Werte entsprechen denen üblicher Wechselrichter. Die Abbildung 2 zeigt das verwendete Netzmodell.

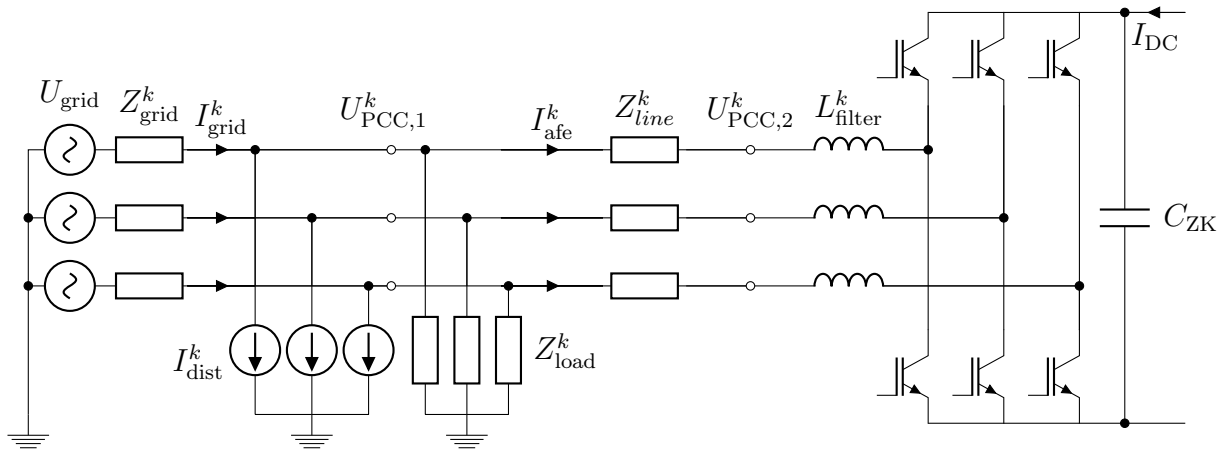


Abbildung 2: Beispielnetz mit Anschluss eines Active Front-Ends

## 4.2 Simulationsmodell

Zur Bestimmung der notwendigen Gate-Signale für alle sechs IGBTs der Brückenschaltung, wird eine Regelung verwendet, die auf der etablierten  $d/q$ -Transformation nach [5] basiert. Mit Hilfe dieser Transformation, werden die sinusförmigen Leiter-Erdspannungen in ein Gleichspannungssystem transformiert, wodurch es möglich ist, lineare Regelstrecken aufzubauen und entsprechende Regler zu verwenden. Darüber hinaus lassen sich höherfrequente Oberschwingungen, die nach wie vor dem Gleichspannungssystem überlagert sind, leicht mit Hilfe von Filtern separieren. Abbildung 3 zeigt die verwendete Anordnung.

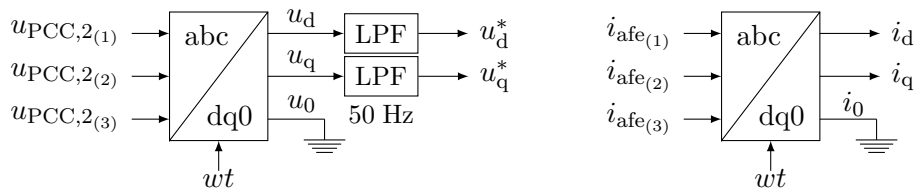


Abbildung 3: Bestimmung der verwendeten Ströme und Spannungen in  $d/q$ -Koordinaten

Durch die Eigenschaft der Gleichgrößen für die Grundschwingungskomponenten der Spannung und Ströme als Ergebnis der Transformation, können die sich ergebenden d- und q-Komponenten der Spannung durch einen Tiefpassfilter so gefiltert werden, dass die enthaltenen Harmonischen nicht mehr Bestandteil des Signals sind. Weiterhin gilt, dass bei dreiphasigen Systemen ohne Neutralleiter die dritte Komponente der Transformation wie dargestellt entfällt. Um die Transformation durchführen zu können, wird der Phasenwinkel der anliegenden Versorgungsspannung benötigt. Dieser kann durch eine sog. Phasenregelschleife (engl.: phase locked loop - PLL) ermittelt und geregelt werden [6]. Da der Phasenwinkel durch die Netzspannung bestimmt wird, liefert die q-Komponente der Transformation der Spannungen automatisch den Wert Null. Weicht diese davon ab, kann über eine Regelung der Winkel angepasst werden.

Dazu ist jedoch eine möglichst reine Grundschwingungskomponente der Spannung notwendig, weswegen diese durch einen Bandpassfilter hoher Güte vorher gefiltert werden kann. Die verwendete PLL ist in Abbildung 4 dargestellt.

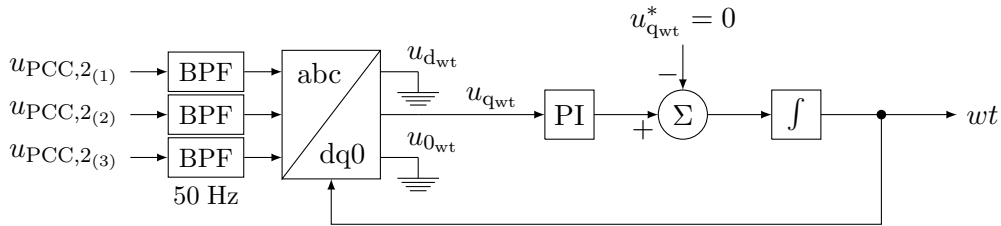


Abbildung 4: Phasenregelschleife zur Bestimmung des Phasenwinkels der Spannung

Mit dem Wissen über d- und q- Komponenten der gemessenen Spannung, welche die Oberschwingungen beinhalten und den d- und q- Komponenten, die die Spannung besitzen sollte, wenn sie keinerlei Oberschwingungen enthält, kann eine geeignete Regelstrecke erstellt werden. Die gezeigte Strecke ist für den d- und q- Anteil äquivalent, weshalb sie nur einmal für beide Komponenten in Abbildung 5 dargestellt wird.

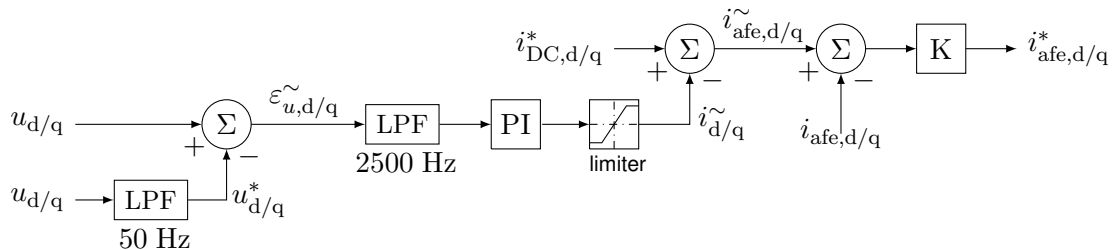


Abbildung 5: Regelschleife zur Bestimmung des Aktive Front-End Stromes

Der Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 50 Hz liefert das Grundschwingungssignal der Spannung, welches vom überschwingungsbehafteten Spannungssignal subtrahiert wird. Da die Differenz beider Signale noch alle höherfrequenten Anteile aus der Taktfrequenz des AFEs, werden diese durch einen weiteren Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz von 2,5 kHz herausgefiltert. Ein PI-Regler ist nun in der Lage das Signal, welches die Verzerrung beinhaltet zu regeln. Zusätzlich wird aus Stabilitätsgründen ein Limiter verwendet, der besonders durch Schalthandlungen entstehende Oberschwingungen und entsprechend hohe Reglersignale begrenzt. In Addition mit umgekehrter Phasenlage mit dem Soll-Signal zur Aufrechterhaltung der Zwischenkreisspannung und somit der Grundschwingungskomponente des Stromes des AFEs, ergibt sich der Strom, der vom Aktive Front-End zur Einspeisung oder Entnahme von Energie zusammen mit der Kompensation der Spannungsüberschwingungen notwendig ist. Auf die Darstellung der Regelstrecke der Grundschwingungskomponente  $i_{DC,d/q}^*$  zur Aufrechterhaltung der Zwischenkreisspannung soll aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet werden. Die Regelsignale  $i_{afe,d}^*$  und  $i_{afe,q}^*$  können dann über die Rücktransformation in ein 3 phasiges, sinusförmiges System durch eine Pulsweitenmodulation als Schaltsignale an die jeweiligen IGBTs weiter geleitet werden. In der Simulation wurde dazu ein 20 kHz Signal verwendet.

### 4.3 Simulationsergebnisse

Die nachfolgenden Abbildungen zeigen sowohl den Zeitverlauf der Spannung am Verknüpfungspunkt Eins als auch den Stromverlauf des Active Front-Ends.

Aufgrund der Phasensymmetrie wird nur die erste Phase dargestellt. Es sind in den Zeitverläufen genau die Zeitpunkte zu erkennen, an denen eine Veränderung der Regel- oder Netzsituation eintritt. Die ebenfalls enthaltenen Spektren der Spannungen und Ströme, wurden über mindestens 5 Perioden gebildet, nachdem sich alle Ausgleichsvorgänge eingestellt haben. Da in der Simulation mit der siebten und elften Oberschwingung eingespeist wird, begrenzt sich das dargestellte Spektrum auf den unteren Frequenzbereich. Im Bereich der Schaltfrequenz finden sich ebenfalls Oberschwingungsströme und Spannungen, die hier jedoch nicht untersucht werden. Bei der Berechnung des  $\text{THD}_U$  und des  $\text{THD}_I$  finden diese bedingt durch die Simulationssoftware Berücksichtigung, tragen jedoch kaum zu den Werten bei. Die Abbildung 6 zeigt die Netzsituation vor und nach hinzufügen eines Kompensationsstromes bei einer Leitungsimpedanz von  $Z_L = 0 \Omega$ . Im Spektrum ist eine Spannungsverzerrung zu erkennen, während das Aktive Front-End einen nahezu sinusförmigen Strom in einspeist. Ab dem Zeitpunkt von  $t = 0,3 \text{ s}$  wird die Filterfunktion aktiviert und der Strom ist verzerrt. Die Spannung hingegen ist deutlich sinusförmiger als vor dem Zeitpunkt. Beides ist auch im Spektrum zu erkennen.

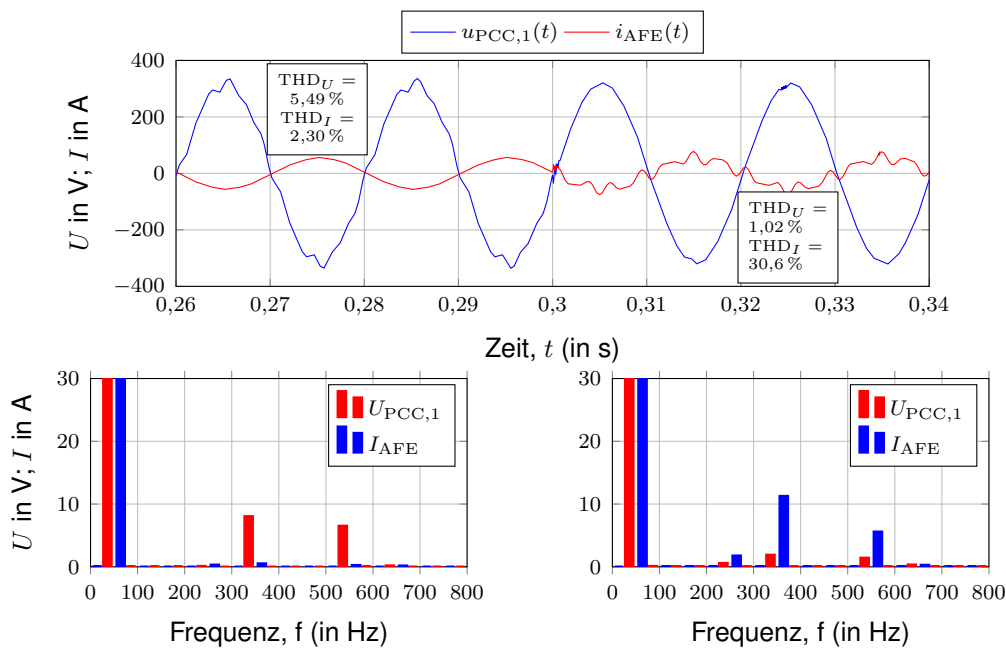


Abbildung 6: Vergleich ohne- und mit Spannungskompensation,  $Z_L = 0 \Omega$

Sowohl der Zeitfunktion, also auch dem Spektrum und dem  $\text{THD}_U$  ist zu entnehmen, dass die Spannung nicht vollständig kompensiert wird. Das liegt daran, dass das Aktive Front-End selbst Erzeuger von Oberschwingungen ist. Erkennbar ist dies in beiden Spektren. So ist die fünfte Harmonische vor- und nach der Kompensation vertreten. Sie wird sogar leicht verstärkt durch die Implementierung der Filterfunktion.

In Abbildung 7 wird die Funktion der Filterung beibehalten und zum Zeitpunkt  $t = 0,54 \text{ s}$  eine Leitungsimpedanz  $Z_L = (0,206 + j0,0802) \Omega$  hinzugeschaltet, was einer Leitungslänge von 1 km entspricht. Dabei ist erkennbar, dass die Einprägung der Stromharmonischen des AFEs abnimmt und demzufolge die Spannungsverzerrung steigt. Allerdings steigt sie nicht auf das Maß an, dass sie vor der Filterung hatte. Es lässt sich also sagen, dass trotz hinzufügen einer Leitungsimpedanz die Spannungsform verbessert wird. Deutlich wird dies auch beim Abschalten der Filterfunktion des AFEs, was in Abbildung 8 gezeigt wird. Ab dem Zeitpunkt  $t = 0,92 \text{ s}$  wirkt das AFE als Stromquelle mit reiner Grundschwingung.



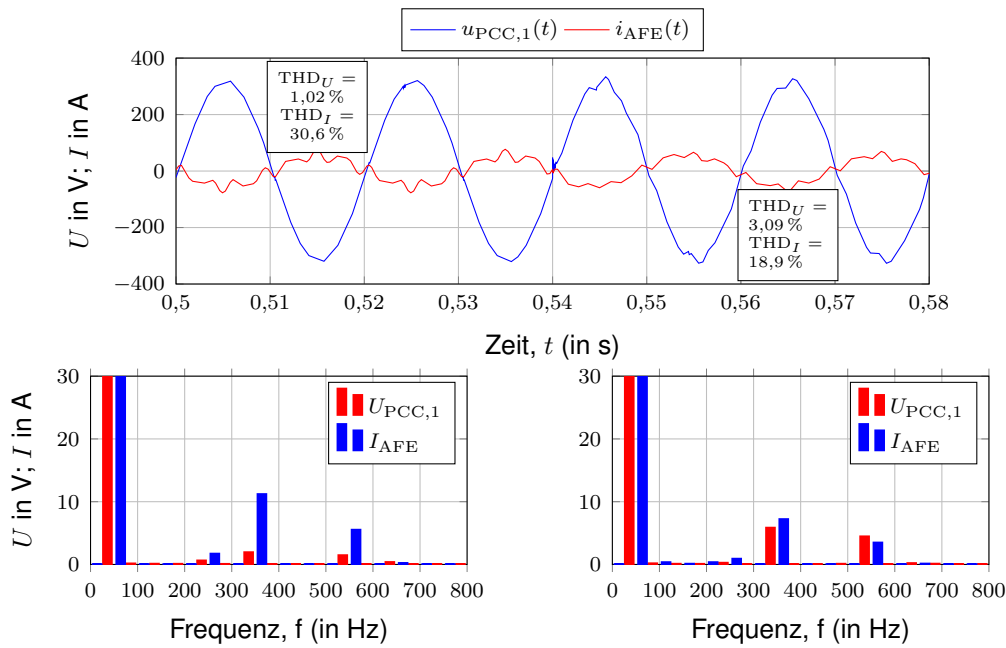


Abbildung 7: Leitungszuschaltung bei Kompensation,  $Z_L = (0, 206 + 0, 0802j) \Omega$

Die Spektren und THD Werte der Abbildung 8 zeigen, dass bei Ausschalten der Filterfunktion bei hoher Leitungsimpedanz, es zu einem signifikanten Rückgang der ausgesendeten Stromoberschwingungen und einer Erhöhung der Spannungsharmonischen kommt.

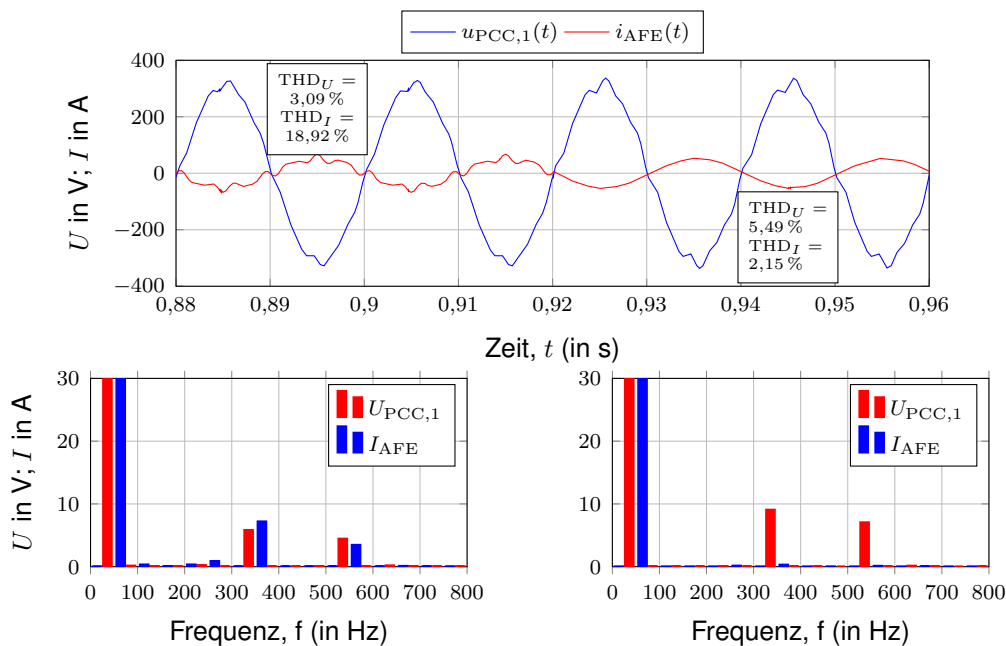


Abbildung 8: Vgl. mit- und ohne Spannungskompensation,  $Z_L = (0, 206 + 0, 0802j) \Omega$

Als Ergebnis der Simulation lässt sich sagen, dass eine zusätzliche Leitungsimpedanz zwischen dem Verknüpfungspunkt zum Netz und dem Anschlusspunkt des Active Front-Ends zu einem schlechteren Ergebnis bei der Kompensation von Harmonischen auf Basis der Spannungsmessung am Anschlusspunkt führt und bestätigt damit den im Kapitel 3 gezeigten Zusammenhang. Allerdings konnte auch festgestellt werden, dass bei der Verwendung einer Leitung mit realen Kabelparametern und großer Leitungslänge dennoch eine Verbesserung der Spannungsform eintritt.

## 5 Zusammenfassung

Active Front-Ends besitzen die Möglichkeit neben Grundschwingungsströmen auch Oberschwingungsströme in das Netz einzuspeisen, so dass eine Kompensation von im Netz enthaltenen Harmonischen nahe liegt. Da jedoch nur deren Spannung am Anschlusspunkt zur Verfügung steht, ist dies die einzige Information des Netzes, die das Gerät erhalten kann. Ist der eigentliche Netzanschlusspunkt zudem durch eine Leitungsimpedanz vom AFE getrennt, tritt ein impedanzabhängiger Fehler bei der Kompensation auf. In diesem Beitrag wird der Einfluss der Netzimpedanz anhand eines Beispielnetzes berechnet und dabei ein sich einstellender Fehler nachgewiesen. Anschließend wird ein Verfahren zur Regelung des Stromes erläutert, mit dem die am Anschlusspunkt verfügbare Spannung von Harmonischen befreit werden kann. In einem Simulationsmodell, das mit typischen Netz- und Wechselrichterparametern arbeitet, wird die Regelung validiert und dabei der Einfluss der Netzimpedanz aufgezeigt. Ergebnis ist, dass mit Hilfe der zusätzlichen Einspeisung von Oberschwingungsströmen, die Netzanschlussspannung in Abhängigkeit von der Leitungsimpedanz verbessert werden kann. Eine in der Simulation verwendete Impedanz, die einem 1 km langem Niederspannungskabel entspricht, hat zwar einen Einfluss auf die Kompensationsgüte, sie schließt eine Kompensation jedoch nicht aus. Ein Rückgang der Spannungsverzerrung ist auch bei hoher Leitungslänge zu verzeichnen.

Es besteht deshalb für Betreiber von bspw. Photovoltaikanlagen oder öffentlichen Ladestationen die Möglichkeit, eine zusätzliche Netzdienstleistung anzubieten mit der in Zeiten geringer Auslastung weiterhin gewirtschaftet werden kann. Netzbetreiber haben dabei den Vorteil, dass ohnehin im Netz vorhandene Mittel zur Verbesserung ihrer Spannungsqualität beitragen können und zusätzliche Filter nicht notwendig sind.

Künftige Forschungen sind hinsichtlich des Kompensationsalgorithmus und der mathematischen sowie simulativen Betrachtung verschiedener Netzsituationen, anzustreben.

## Literatur

- [1] D'ARCO, S. ; PIEGARI, L. ; TRICOLI, P.: Harmonic compensation with active front-end converters based only on grid voltage measurements. In: *3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014)* (2014), S. 1–6
- [2] NORM: DIN EN 61000-3-3:2014-03. In: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-3: Grenzwerte - Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen für Geräte mit einem Bemessungsstrom  $\leq 16$  A je Leiter, die keiner Sonderanschlussbedingung unterliegen*. 2014
- [3] D'ARCO, S. ; OCHOA-GIMENEZ, M. ; PIEGARI, L. ; TRICOLI, P.: Harmonics and Interharmonics Compensation With Active Front-End Converters Based Only on Local Voltage Measurements. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64 (2017), Nr. 1, S. 796–805.
- [4] MENNTI, D. ; BURGIO, A. ; SORROENTINO, N. ; PINNARELLI, A.: Implementation of the shunt harmonic voltages compensation approach. In: *Electric Power System Research, Volume 81, Issue 3* (2011), S. 798–804
- [5] AKAGI, H. ; AREDES, M. ; WATANABE, E.: *Instantaneous Power Theory*. IEEE computer soc pr, 2007
- [6] KAURA, V. ; BLASKO, V.: Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, IEEE

---

# **EMV für Produktion und Industrieanwendungen**

---

# **Verfügbarkeit von Industrie 4.0 Produktionsanlagen durch multiple Erdungen von Bezugspotentialen geerdeter betriebener 24 V DC-Versorgungssysteme gefährdet**

Dipl.-Ing. Gerhard K. Wolff, Phoenix Contact GmbH & Co. KG, D-32825 Blomberg, TRABTECH

## **1 Art der Erdung von 24 V DC Stromversorgungen hat Einfluss auf System-Funktionsverfügbarkeit**

Moderne Industrie 4.0 Produktionsanlagen haben sich unter vielerlei Aspekten im Vergleich zu Vorgängertechnologien gewandelt. Allerdings ist der Aufbau der Stromversorgungs-Infrastruktur nahezu unverändert geblieben. Dieser Beitrag befasst sich mit 24 V DC-Steuerspannungs-Versorgungen sowie damit verbunden mit der Erdung der Bezugspotential-Leitungen solcher Anlagen.

### **1.1 Minuspol geerdet – Isolationsmessungen nicht erforderlich?**

24 V DC-Versorgungen werden in den meisten Fällen mit geerdetem Minuspol betrieben. [1, 2] Direkt am Stromversorgungs-Gerät wird der Minuspol geerdet. Isolationsmessungen in 24 V DC-Systemen werden in der Praxis nur vereinzelt vorgenommen. Anforderungen aus der DGUV Vorschrift 3 (Unfallverhütungsvorschrift Elektrische Anlagen und Betriebsmittel) [3] werden als nicht relevant betrachtet oder „hohe“ Prüfgleichspannungen als Argument vorgeschoben, um nicht zu messen.

### **1.2 Tür und Tor geöffnet für systemfremde Ströme**

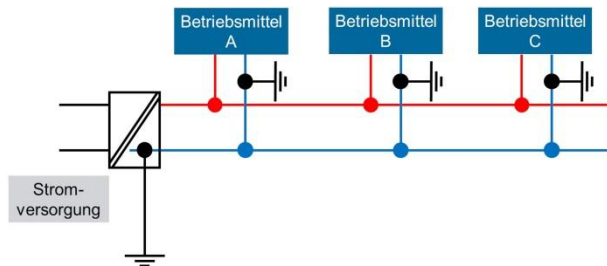
Diese Fehlerquellen werden auch in Industrie 4.0 Produktionsanlagen nicht ausreichend beachtet. Bereits eine zweite Bezugspotential-Erdung eröffnet System-fremden Strömen aus der Erdungsanlage direkte Wege in die Automatisierungstechnik. Galvanisch eingekoppelte Beeinflussungen verursachen so Störungen. Es bleibt nur eine Frage der Zeit, bis unvorhersehbare Geräteausfälle zum Produktionsstillstand führen.

## **2 Hilft viel viel?**

Insbesondere bei mehreren Gewerke-Beteiligten wird die Art der Minuspol-Erdung ohne Abstimmung untereinander vorgenommen. Manche der verwendeten Betriebsmittel verfügen über herstellereitig eingebrachte – meist nicht dokumentierte – interne Erdverbindungen. Zunächst unentdeckte Mehrfacherdungen finden sich so in vielen Anlagen. Bislang denkt kaum jemand über die Konsequenzen hieraus nach – Betroffene ausgenommen.

## 2.1 Kein Überblick über ungeplante Mehrfacherdungen des Bezugspotentials

Mit dem Anschluss von internen oder externen Betriebsmitteln entstehen einige ungewollte Verbindungen zur Erde. Dieser Zustand ist beispielhaft in **Bild 1** dargestellt.



**Bild 1:** Steuerspannungsversorgung für drei Betriebsmittel – Bezugspotential mehrfach geerdet

Eine aus dem Wechselstromnetz gespeiste 24 V Gleichstromversorgung speist alle hieran angeschlossenen Betriebsmittel. In diesem Beispiel ist eine Anlage mit drei Betriebsmitteln dargestellt. Die jeweiligen Bezugspotentiale sind nicht nur miteinander, sondern auch mit den örtlichen geerdeten Potentialausgleichsanschlüssen verbunden.

## 2.2 Mängel in der Bezugspotential-Erdung offenbaren sich nicht sofort

Produktionsanlagen können so möglicherweise jahrelang funktionieren. In den verschiedensten Betriebsstadien wird jedoch festgestellt, dass unerklärliche Phänomene zu Störungen bis hin zum Stillstand von Produktionsanlagen führen.

## 2.3 Fehlerursache: Hardware, Software – oder etwas anderes?

Anschließende Fehleranalysen offenbaren sporadische Ausfälle einzelner Systemkomponenten. Zerstörte Teile werden ausgewechselt. Nach erneuten Ausfällen werden vielleicht auch andere Fehlerursachen, wie etwa in der Software, in Betracht gezogen. Sind die Gründe für diese Verfügbarkeitseinbrüche vielleicht an ganz anderer Stelle zu suchen? Nachstehend wird der Blick auf scheinbar triviale Fakten gelenkt. Ein schrittweises Nachvollziehen der beschriebenen Vorgehensweise eröffnet „neue“ Perspektiven und ermöglicht Industrie 4.0 Produktionsanlagen eine angemessene Qualität der Verfügbarkeit. [6, 7]

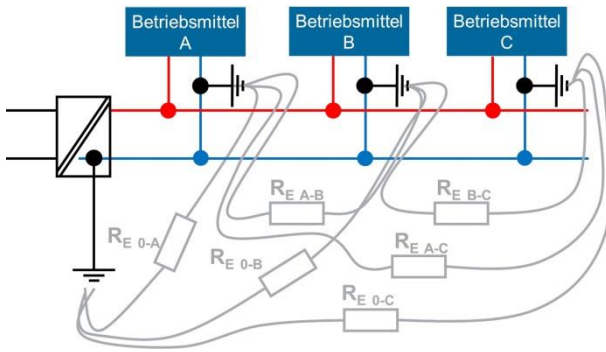
## 3 Mehrfacherdungen des Bezugspotentials verursachen parasitäre Ströme in Steuerspannungsleitungen

Im Folgenden wird die in Bild 1 beschriebene Anlageninfrastruktur des 24 V DC Stromversorgungssystems beibehalten. Zunächst werden die im Schaltbild als Symbole dargestellten Erdverbindungen etwas genauer betrachtet.

### 3.1 Erde ist auch ein Stück Draht...

Das verwendete Erdungssymbol steht für eine elektrisch leitfähige Verbindung des angeschlossenen Potentials mit der örtlichen Erdungsanlage. Zwischen diesen einzelnen Erdungspunkten bestehen neben den Verbindungen über die Minuspol-Leitung auch solche über das Erdreich. In **Bild 2** sind diese über das Erdreich hergestellten Verbindungen in ohmschen Widerständen zusammengefasst.

### 3.2 Erdwiderstandsnetzwerk überlagert sich dem Bezugspotential-Leitungsnetz



**Bild 2:** Elektrisch leitfähige Verbindungen zwischen Erdanschlüssen vereinfachend als Widerstände dargestellt

So gibt es eine Verbindung  $R_{E\ 0-A}$  zwischen dem Erdungspunkt der Stromversorgung und dem des Betriebsmittels A. Weiterhin gibt es eine Verbindung  $R_{E\ 0-B}$  zwischen der Erdung der Stromversorgung und dem geerdeten Anschlusspunkt des Betriebsmittels B. Darüber hinaus ist eine Erdverbindung  $R_{E\ 0-A}$  zwischen dem geerdeten Bezugspotential der Versorgung und dem Erdanschluss des Betriebsmittels C vorhanden. Zusätzlich ist eine Erdverbindung  $R_{E\ A-B}$  zwischen Betriebsmittel A und Betriebsmittel B sowie

mit  $R_{E\ A-C}$  eine solche zwischen Betriebsmittel A und Betriebsmittel C und eine Erdverbindung  $R_{E\ B-C}$  zwischen Betriebsmittel B und Betriebsmittel C vorhanden.

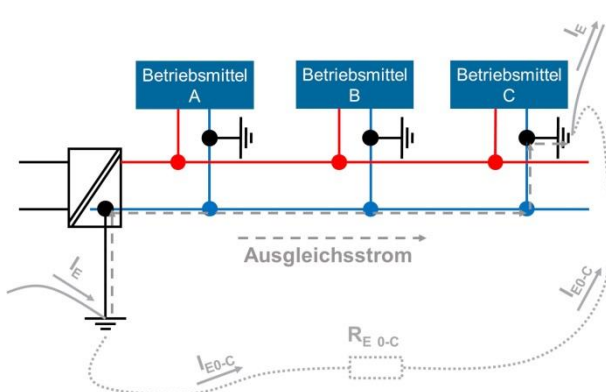
### 3.3 Beispiel kann auf alle Praxisverhältnisse übertragen werden

Dieses Beispiel soll auf drei an einer gemeinsamen 24 V Stromversorgung angeschlossene Betriebsmittel beschränkt bleiben. Die Erkenntnisse hieraus lassen sich singgemäß auf reale Anlagensituationen übertragen. Neben bewusst geplanter Verdrahtung ist immer auch das überlagerte Erdwiderstandsnetzwerk wirksam.

### 3.4 Funktionsbeeinflussungen Tür und Tor geöffnet durch Mehrfacherdungen

Das Vorhandensein dieses unterlagerten Erdwiderstandsnetzwerkes hat merkbare Einflüsse auf die Betriebsverfügbarkeit der Stromversorgung. Im Folgenden werden die einzelnen Leitungsabschnitte des Bezugspotentials als elektrische Bauelemente behandelt. Für Gleichstrombetrachtungen wirkt der ohmsche Leitungswiderstand. Für Wechselstrombetrachtungen sind auch die Induktivitätsbeläge mit einzubeziehen.

## 4 Ursachen Schritt für Schritt ergründen

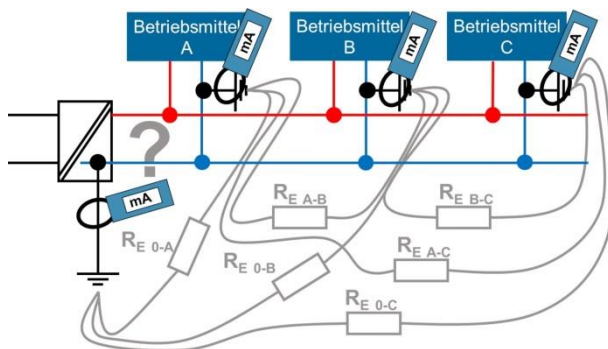


**Bild 3:** Zunächst wird nur die Erdverbindung zwischen Stromversorgung und Betriebsmittel C betrachtet.

Zwecks Vereinfachung der weiteren Untersuchung von in der Praxis auftretenden Phänomenen wird wie im **Bild 3** dargestellt angenommen, dass zunächst nur die Erdverbindung zwischen der Betriebserdung der 24 V Gleichstromversorgung und der Erdung des Bezugspotentials am Betriebsmittel C vorliegt. Alle weiteren Erdverbindungen werden hier außer Acht gelassen.

## 4.1 Strom aus der Erde

Ströme durch die Erde lassen sich nicht durch das Vorhandensein von irgendwie geerdeten Produktionsanlagen beeinflussen. Durch den Erdwiderstand  $R_{E\ 0-C}$  können beliebige Ströme fließen – etwa 50 Hz Wechselströme aus Niederspannungsanlagen. In TN-C Systemen werden Betriebsströme nicht nur durch den PEN-Leiter geführt, sondern auch über die Mehrfacherdungen des PEN-Leiters durch die Erde. Auch bei Blitzeinschlägen in der weiteren oder näheren Umgebung fließen Ströme durch das betroffene Erdreich. TN-C Systeme sind nicht Anlagen-EMV gerecht. Sie führen in Industrie 4.0 Produktionsanlagen zu unzulässigen Beeinflussungen – bis hin zum Produktionsausfall. Gleiches gilt für TN-C-S Systeme. [4, 6]



**Bild 4:** Ströme zwischen Bezugspotentialleitern und Erdungsanlage können mit Stromzangen jederzeit ohne Eingriff in die Verdrahtung offenbart werden.

Moderne TN-C-S Systeme mit **isoliert geführten** PEN-Leitern und Zentralem Erdungspunkt (ZEP) sind die zukunftsfähige Alternative.

Nach Reduzierung auf eine Erdverbindung  $R_{E\ 0-C}$  in Bild 3 zeigt **Bild 4** wieder das vollständige Ersatzschaltbild. Die für die Verbindung zwischen Stromversorgungs-erdung und Betriebsmittel C anzunehmenden Beeinflussungen treten gleichermaßen in den anderen Erdverbindungen auf. So können an jeder Erdung des Bezugspotentials parasitäre Teilströme in das Stromversorgungssystem ein- und aus-

treten und an den Leitungsimpedanzen unerwartete Beeinflussungen hervorrufen.

Abhängig von der Stromanstiegsgeschwindigkeit und Amplitude der in die Leitungen galvanisch eingekoppelten Ströme entstehen Spannungsüberhöhungen vielleicht von einigen 100 mV bis hin zu Werten im Kilovolt-Bereich. Funktionsbeeinflussungen, Störungen, Zerstörungen oder gar komplette Ausfälle werden nicht auszuschließen sein.

## 4.2 Strom in die Erde

Über die gleichen Erdverbindungen dringen aus der Gleichstromversorgung Ströme in die Erdungsanlage ein. Aus den geerdeten Verbindungsknoten des Bezugspotentials fließt ein Teil des Gleichstromes über die durch Mehrfacherdung entstandenen parallel geschalteten Wege der Erdungsanlage. Im Betrieb fällt dies nicht sofort auf.

Temporäre Strommessungen an elektrisch passiven Systemen in der Nähe solcher Anlagen offenbaren Gleichströme in diesen. Korrosionserscheinungen an Materialübergängen an den Armaturen zeigen, dass dort Gleichströme fließen.

## 4.3 Beeinflussungsströme auch bei ausgeschalteter Produktionsanlage

Diese Beeinflussungen aus der Erdungsanlage wirken nicht nur bei eingeschalteter Anlage, sondern auch bei ausgeschaltetem System. Die beschriebenen Beeinflussungen treten auch bei längeren Produktionsstillständen auf.



## **5 Mehrfacherdungen suchen, finden und dauerhaft beseitigen**

Nachstehend wird eine praxisgerechte Vorgehensweise beschrieben, die mit einfachen Messmitteln die zuvor beschriebenen Mängel aufdeckt. [7]

### **5.1 Mehrfacherdungen zufällig entstanden oder beabsichtigt?**

Zunächst muss sichergestellt sein, dass vorhandene Mehrfacherdungen tatsächlich als Mangel zu bewerten sind. Ein detaillierter Austausch mit dem Anlagenplaner insbesondere in Bestandsanlagen verschafft darüber Klarheit. Vor irgendwelchen Eingriffen in die Erdung ist ein einvernehmliches Miteinander für die anstehenden verfügbarkeitserhöhenden Maßnahmen zu schaffen.

### **5.2 Im laufender Betrieb offenbaren sich Mängel**

Für die weitere Vorgehensweise ist es auch aus den Erfahrungen des Autors erforderlich, dass sich die Produktionsanlage im bestimmungsgemäßen Betrieb befindet. Reine Widerstandsmessungen an ausgeschalteten Anlageteilen führen selten zu verwertbaren Ergebnissen.

### **5.3 Einfache Stromzangen genügen**

Stromzangen für DC und AC mit mindestens einem Messbereich im unteren mA-Bereich haben sich bewährt. Preiswerte Immer-dabei-Betriebsmessgeräte erfüllen vollauf ihren Zweck. Geübte Fehlersucher verwenden an einer Messstelle gleichzeitig eine Zange für Wechselstrom und eine für Gleichstrom. Große 1000 A Zangen sind für diese Messungen eher weniger geeignet.

### **5.4 Bildgebende Messmittel – nicht nur für den Profi**

Mobile Oszilloskope mit Zangen für kleine Ströme (Signalfrequenzen von DC bis etwa in den zig kHz Bereich) stellen Strom- und Spannungsverläufe bildhaft dar. So lässt sich im Verlauf periodisch wiederkehrender Betriebsabläufe feststellen, ob irgendwelche Auffälligkeiten bestimmten Betriebsmitteln zugeordnet werden können. Die Bewertung der zeitlichen Verläufe der Ströme durch die Verbindungsleitungen zwischen Minuspol und Erde sowie weitere von diesen speziellen Messgeräten aufbereitete elektrische Kennwerte liefern ergänzende Fakten für eine tiefgehende Analyse der Ist-Situation. Erfahrungsgemäß sind die oben beschriebenen einfachen Stromzangen in der Hand einer geübten Elektrofachkraft für einen ersten Überblick vollauf ausreichend.

### **5.5 Ohne Eingriff in die Installation berührungslos messen**

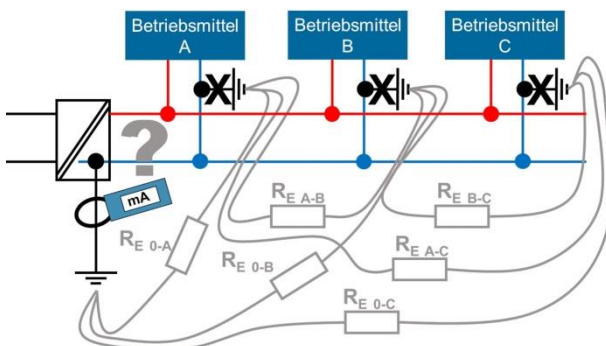
In Abstimmung mit den Betriebsverantwortlichen und unter Beachtung der Sicherheitsregeln werden nun mit einer Stromzange die mit dem Produktionsablauf wechselnden Stromwerte durch die vorhandene Erdungsverbindung ermittelt.

### 5.5.1 Wechselströme messen

In kompakten Anlagensituationen wird der gemessene Wechselstrom einen nur leicht schwankenden Wert von etwa einigen zig Milliampere bis zu einigen hundert Milliampere annehmen. Diese Wechselströme stellen sich auf Grund der durch Leitungs- und Gerätekapazitäten, Filterkondensatoren sowie weitere EMV Maßnahmen gebildeten Systemkapazitäten ein. Aus diesem Messwert lassen sich unter anderem Hinweise zur Verbesserung des örtlichen Potentialausgleichs ableiten. Eine im laufenden Betrieb durchgeführte reine Wechselstrommessung lässt erfahrungsgemäß keine zuverlässigen Rückschlüsse auf möglicherweise vorhandene Mehrfacherdungen zu.

### 5.5.2 Gleichströme messen

Der Gleichstromanteil wird in Abhängigkeit vom Produktionsablauf mehr oder weniger stark schwanken. Die zugehörigen Betriebsströme führen zu unterschiedlichen Stromanteilen in Bezugspotential-Leitungen und in Zweigen von Mehrfacherdungen. Der DC-Anteil in Leitungen zwischen Bezugspotential und Erde ist Indiz für Mehrfacherdungen oder gravierende Isolationsfehler des geerdeten Minuspols. Der DC-Anteil fließt ausschließlich über ohmsche Verbindungswege. Unter Beobachtung des Gleichstromwertes am Messmittel an der Verbindungsleitung zwischen Minuspol und Erde werden, wie in **Bild 5** dargestellt, nacheinander die vorhandenen Verbindungsleitungen zwischen Minuspol und Erde an den Betriebsmitteln A, B und C entfernt. Der Gleichstromwert wird sich bei jeder Modifikation verändern.

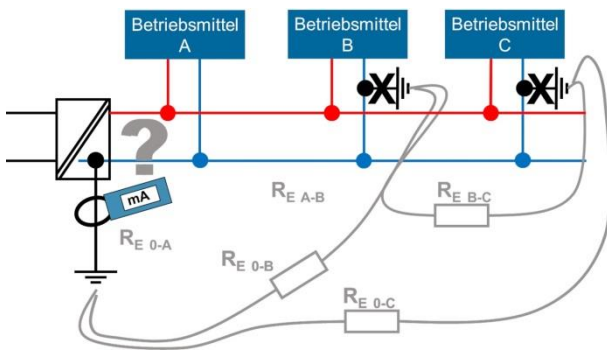


Eine genaue Berechnung der einzelnen Impedanzen der Leitungswege des Stromversorgungssystems und der hierzu parallel überlagerten Erdwiderstände des Erdungs- und Potentialausgleichs-Netzwerkes sowie die sich hieraus ergebenden Teilströme ist für den praktischen Gebrauch nicht erforderlich. Die Beobachtung der Strommesswerte genügt.

**Bild 5:** Nacheinander werden die einzelnen Verbindungen des Bezugspotentials mit der lokalen Erde entfernt.

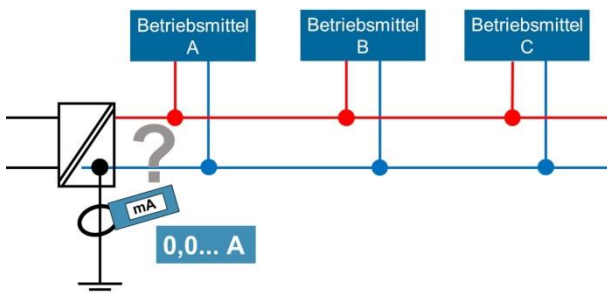
## 5.6 Modifikationen nachvollziehbar dokumentieren

Die jeweiligen Arbeitsschritte sind zu protokollieren. So sollten die gemessenen Stromwerte in Abhängigkeit vom Betriebszustand der Anlage vor und nach vorzunehmenden Abänderungen in der Verdrahtung festgehalten werden. Fotodokumentationen ergänzen die aufgenommenen Messwerte.



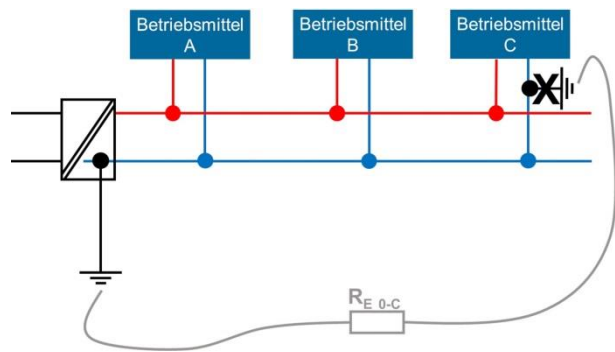
**Bild 6:** Die Erdverbindung zwischen Stromversorgung und Betriebsmittel A ist hier bereits entfernt.

Wird am Betriebsmittel C auch die letzte aus Anlagen-EMV Gründen unzulässige Verbindung zwischen Minuspol und Erde entfernt, so wird, wie in **Bild 8** dargestellt, der in der Erdverbindungsleitung am Versorgungsgerät gemessene Gleichstromwert auf null sinken.



**Bild 8:** Alle ungeplanten Mehrfacherdungen sind beseitigt. Es fließt kein Gleichstrom mehr.

Schritt um Schritt werden die zum Bezugspotentialleiter parallel liegenden unzulässigen Erdverbindungen entfernt. In **Bild 6** ist bereits am Betriebsmittel A die Verbindung zwischen Minuspol und Erde entfernt. **Bild 7** zeigt den Zustand nach der Entfernung der Brücke auch am Betriebsmittel B.



**Bild 7:** Am Betriebsmittel B ist die Masse-Erde Brücke ebenfalls entfernt.

## 5.7 Nur in geschlossenen Maschen fließt Strom

Bei nur an einer einzigen Stelle geerdetem Minuspol gibt es keine geschlossenen Stromwege mehr. Ein EMV-sauberer Zustand ist erreicht.

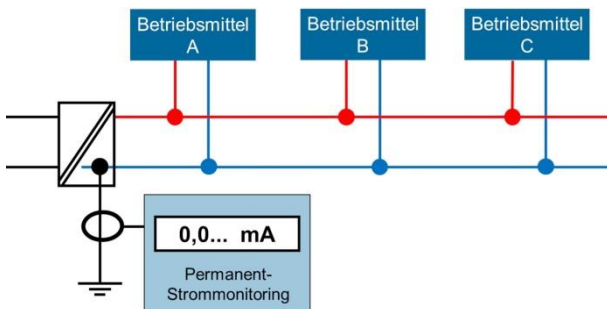
**Hinweis:** Geräteinterne Erdverbindungen oder EMV-Schutzbeschaltungen lassen trotz Entfernung sichtbarer Mehrfacherdungen noch Erdungsleitungsströme zu. Hierbei ist es nicht unbedingt erforderlich, auf einen Gleichstromwert von 0 mA hin zu arbeiten. Ziel ist es, den Gleichstromanteil im Vergleich zum Ausgangswert deutlich zu reduzieren, etwa von einigen 1000 mA auf Werte von unter 100 mA.

## 5.8 Produktionsanlage auf Dauer ohne unzulässige Brücken

Für den weiteren Betrieb solchermaßen modifizierter Verdrahtungen der 24 V Versorgung ist es wichtig, den durch diese Maßnahme erreichten EMV-saubereren Zustand für die Restnutzungsdauer der Anlage möglichst sicher aufrecht zu halten.

### 5.8.1 Strom in Erdungsleitung permanent überwachen

Zur verlässlichen Erlangung dieses Zieles ist es obligatorisch, diese einzige bestimmungsgemäß vorhandene Erdungsleitung dauerhaft zuverlässig auf Stromfluss zu überwachen. So werden unzulässige Erdungen oder andere Isolationsmängel sofort erkannt und gemeldet. Situationsgerechte Wartungsmaßnahmen können im laufenden Betrieb zeitnah umgesetzt werden.



**Bild 9:** Der Isolationszustand des geerdeten Steuerspannungssystems wird dauerhaft überwacht.

Ein solches permanent wirkendes Strommonitoring System ist in **Bild 9** dargestellt. Es offenbart in Echtzeit Verschlechterungen des Isolationszustands. Abhängig von anlagenspezifisch wählbaren Schwellwerten werden Wartungsmaßnahmen unterschiedlicher Eskalationsgrade aktiviert. Das Messsystem ist ein reines DC-System oder ein allstromsensitives. Eine alleinige AC-Messung ist nicht ausreichend.

So werden Ausfallrisiken aufgrund von Isolationsfehlern rechtzeitig im laufenden

Betrieb erkannt. Plötzlichem Produktionsanlagen-Ausfall wird vorgebeugt.

Bei mehreren geerdeten 24 V Versorgungen ist nur ein Monitoringsystem erforderlich. Die zentrale Systemerdung erfolgt dort, wo alle Minuspotentiale zusammengeführt werden. So ergibt sich ähnlich wie in Niederspannungsanlagen am ZEP ein zentraler Erdungspunkt. Beide dürfen nicht miteinander verwechselt werden.

### 5.8.2 Auf der Lauer – auch bei Stillstand

Sofern Isolationsfehler auch während Stillstandzeiten detektiert werden sollen, ist das dort einzubringende Monitoringsystem autark zu betreiben, etwa durch Anschluss auf der speisenden Seite des Anlagenhaupt Schalters.

## 6 Isolationsmessung in geerdeten 24 V DC Stromversorgungen erforderlich

An dieser Stelle soll ein eng mit zuvor beschriebenen Problemen aus Mehrfacherdungen des Minuspols verbundener Aspekt beleuchtet werden: Isolationsmessungen in geerdeten 24 V Stromversorgungen.

### 6.1 Bei 24 V Gleichspannung muss doch keine Isolation gemessen werden ...

Weit verbreitete Praxis ist, dass geerdete 24 V Systemgleichspannungen keinen Isolationsmessungen unterzogen werden, bevor sie in Betrieb gehen. Auch bei wiederkehrenden Prüfungen werden dort keine Isolationsmessungen vorgenommen.

Für viele Elektrofachkräfte scheint die in Starkstromanlagen obligatorische Isolationsmessung (DIN VDE 0100-600 (VDE 0100-600):2008-06) [5] keine Bedeutung in 24 V DC-Versorgungen zu haben. Die meisten Errichter und Prüfer vertrauen darauf, dass nur das sein kann und sein darf, was im Schaltplan steht oder was von eigener Hand

verdrahtet worden ist. Dass die wirkliche Welt manche Überraschungen bereit hält, ist zuvor ausführlich beschrieben worden.

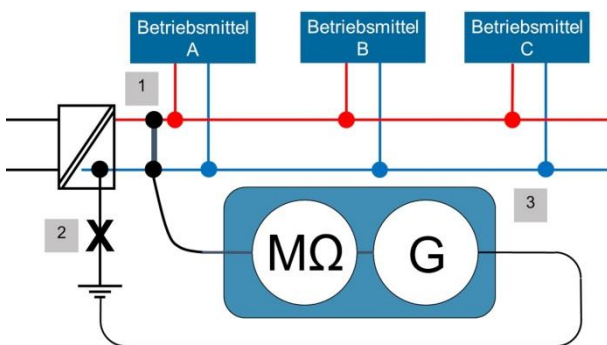
Sorge vor möglicher Zerstörung empfindlicher Betriebsmittel oder Unsicherheit bei der Durchführung einer Isolationsmessung in 24 V Systemen scheinen bei vielen Elektrofachkräften Grund dafür zu sein, keine Isolationsmessungen durchzuführen.

Anderen fehlt es vielleicht an ausreichender Sensibilisierung, auch in geerdeten 24 V Systemen diese Messung ernst zu nehmen. Weitere sehen einen Widerspruch zwischen geerdeten Steuerspannungen und Isolationsmessungen.

Der kompetenten Elektrofachkraft erschließen sich nicht nur die oben beschriebenen Zusammenhänge, sondern auch Fragen zur Isolationsfestigkeit einzelner Betriebsmittel. Jede neben der gewollten ersten Erdverbindung in der Nähe der Stromversorgung eingebrachte weitere Erdung verschlechtert insbesondere die Widerstandsfähigkeit des Gesamtsystems gegen dynamische Stoßbeaufschlagungen aus der Erdungsanlage mit weiteren Ausfallursachen. Detaillierte Betrachtungen hierzu werden in diesem Beitrag nicht weiter ausgeführt.

## 6.2 Isolationsmessungen sind einfach durchzuführen

**Bild 10** zeigt, wie einfach und unkompliziert für die Elektrofachkraft und wie ungefährlich für die Betriebsmittel der Anlage Isolationsmessungen in 24 V Systemen sind.



**Bild 10:** Durchführung einer Isolationsmessung an 24 V Stromversorgungssystemen.

Die einzelnen Arbeitsschritte zur fachgerechten Isolationsmessung sind verständlich und überschaubar. Bei ausgeschalteter Versorgung werden Plus- und Minus-Leitungen der Stromversorgung vorübergehend untereinander kurzgeschlossen (1). Zuvor sollte die speisende Spannung abgeschaltet werden. Hieran anschließend wird in Bestandsanlagen die bereits eingelegte Erdung am Minuspol oder am Erdungsanschluss geöffnet (2) oder die Leitung heraus genommen.

Daran anschließend wird ein herkömmliches Isolationsmessgerät zwischen der kurzgeschlossenen Stromversorgung und Erde angeschlossen. [5]

Am Messgerät wird eine Prüfspannung von 250 V oder 500 V DC eingestellt. Danach wird die Isolationsmessung durchgeführt.

Sofern der ermittelte Isolationswiderstand oberhalb des geforderten Mindestwertes liegt, wird dieser Wert dokumentiert und die Prüfung abgeschlossen. Bei 250 V sollte der Isolationswiderstand größer als 500 kΩ sein. [5] Bei nicht ausreichenden Isolationswiderstandswerten muss der Mangel behoben werden. Eine erneute Messung muss einen akzeptablen Zustand bestätigen. Erst danach darf die Anlage in Betrieb genommen werden. Geringere Isolationswiderstandswerte sind anlagenspezifisch individuell zu bewerten. So können etwa komplexe Anlagenteile in kleinere Einheiten untergliedert werden. Nach Protokollierung des Messwertes wird das Messgerät abgenommen, die Kurzschlussbrücke entfernt und die Erdung wieder hergestellt. Danach ist der geprüfte Anlagenteil bereit für die Inbetriebnahme.

Der Zeitbedarf für eine solche Prüfung beträgt lediglich wenige Minuten – im Vergleich zu Folgekosten eines Produktionsstillstandes ein zu vernachlässigender Aufwand.

### 6.3 Klare Verhältnisse von Anfang an

In komplexen Anlagen werden so einzeln geprüfte Anlagenteile zusammen gefügt. Abschließend wird für die gesamte Anlage zuvor beschriebene Messung durchgeführt. Der ermittelte Wert dient als Referenzwert für nachfolgende Messungen.

Im Vergleich von Anlagen mit nicht durchgeführten Isolationmessungen in den 24 V Systemen zu solchen mit vorliegenden Isolationswiderstands-Messwerten steht bei letzteren einer hohen Verfügbarkeits-Wahrscheinlichkeit nichts mehr im Weg.

## 7 Ausblick

Werden in Industrie 4.0 Produktionsanlagen geerdete 24 V DC Stromversorgungen betrieben, so ist bei hohem Verfügbarkeitsanspruch eine aktuelle Kenntnis der Isolationsqualität dieser Systeme erforderlich. Mit der ersten Mehrfacherdung des Bezugspotentials kann das Eindringen beliebiger systemfremder Ströme nicht mehr ausgeschlossen werden. Fachgerechtes Arbeiten schließt dokumentierte Isolationmessungen ohne Wenn und Aber ein.

Auch in Bestandsanlagen kann während des laufenden Betriebes ohne Eingriff in die Installation ein in diesem Sinn Anlagen-EMV sauberer Zustand herbeigeführt werden.

Permanentstrommonitoring-Systeme liefern dauerhafte Verfügbarkeitstransparenz des momentanen Isolationszustandes. Praxisgerecht skalierte Warnmeldungen ermöglichen zustandsbasierte Wartungsarbeiten, bevor Beeinflussungen aus der Erdungsanlage ohne Vorwarnung zu Störungen oder Produktionsausfall führen.

Alle hier genannten Aussagen gelten auch für Anlagen mit mehreren 24 V DC Versorgungen, insbesondere für solche, die keinen gemeinsamen zentralen Erdungspunkt aufweisen. Die genannten Maßnahmen sind dann sinngemäß anzuwenden.

Ein rechtzeitiges Hinterfragen bisher gelebter Praxis und konsequentes Umdenken im in diesem Beitrag beschriebenen Sinn lohnt sich in jedem Fall. Und dies nicht nur bei Industrie 4.0 Produktionsanlagen.

## 8 Literatur

- [1] DIN EN 60201-1(VDE 0113-1):2007-06  
Sicherheit von Maschinen – Elektrische Ausrüstung von Maschinen – Teil 1:  
Allgemeine Anforderungen
- [2] IEC 60204-1:2014-10: Safety of machinery - Electrical equipment of machines -  
Part 1: General requirements. Beuth Verlag GmbH, Berlin
- [3] BGETEM DGUV Vorschrift 3, i. d. Fassung vom 01.01. 1997
- [4] DIN VDE 0100-444 (VDE 0100-444):2010-10 Errichten von  
Niederspannungsanlagen – Teil 4-444:Schutzmaßnahmen – Schutz bei  
Störspannungen und elektromagnetischen Störgrößen
- [5] DIN VDE 0100-600 (VDE 0100-600):2008-06  
Errichten von Niederspannungsanlagen – Teil 6: Prüfungen
- [6] Wolff, G.K.: Gestiegene Anforderungen an Anlagenverfügbarkeit erfordern  
Gewerke-übergreifendes Umdenken beim Aufbau der Gebäude-Elektro-  
infrastruktur, in: Elektromaschinen und Antriebe 2013: de Jahrbuch, , Hüthig  
GmbH, Heidelberg
- [7] Wolff, G. K.: 24 V DC Stromversorgungen erden – aber richtig, in: Elektro-  
maschinen und Antriebe 2014: de-Jahrbuch, Hüthig GmbH, Heidelberg

# **Nutzung des Konzepts einer Modenverwirbelungskammer zur EMV- und Leseratenoptimierung eines Radio-Frequency-Identification-Tunnelgates**

B. Sc. cand. Sebastian Schwarz, Otto-von-Guericke-Universität, Lehrstuhl für EMV  
Dipl.-Ing. Martin Kirch, Fraunhofer-Institut für Fabrikbetrieb und -automatisierung IFF  
Dr.-Ing. Mathias Magdowski, Otto-von-Guericke-Universität, Lehrstuhl für EMV  
Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität, Lehrstuhl für EMV  
Dr.-Ing. Klaus Richter, Fraunhofer-Institut für Fabrikbetrieb und -automatisierung IFF

## **1 Einleitung**

Radio Frequency Identification (RFID) ist ein Verfahren zur kontaktlosen automatischen Identifikation (Auto-ID). Es kommt in der Industrie vor allem in der Logistik und in Materialflusssystemen zum Einsatz. Es ermöglicht im Gegensatz zu anderen Auto-ID-Verfahren eine große versendbare Datenmenge, hohe Reichweiten und schnelles Auslesen der Transponder [3]. Für die Logistik sind vor allem die Zeit, die Menge an gleichzeitig verarbeiteten Objekten und die Kosten wichtige Faktoren. In dieser Untersuchung wird ein RFID-Tunnelgate nach dem Aspekt der Leseraten bei Pulkerfassung betrachtet. Dabei werden verschiedene Möglichkeiten, um die Leserate zu verbessern, experimentell analysiert. Die gemessenen Daten werden ausgewertet, diskutiert und zusammengefasst dargestellt.

## **2 Grundlagen**

In diesem Abschnitt werden zuerst die Grundlagen von RFID-Systemen erklärt. Genauer wird dabei das Backscatter-Verfahren betrachtet. Außerdem wird der Versuchsaufbau im Detail erläutert. Zusätzlich werden die Grundlagen der Modenverwirbelungskammer skizziert.

### **2.1 RFID-System und Versuchsaufbau**

#### **2.1.1 RFID-System**

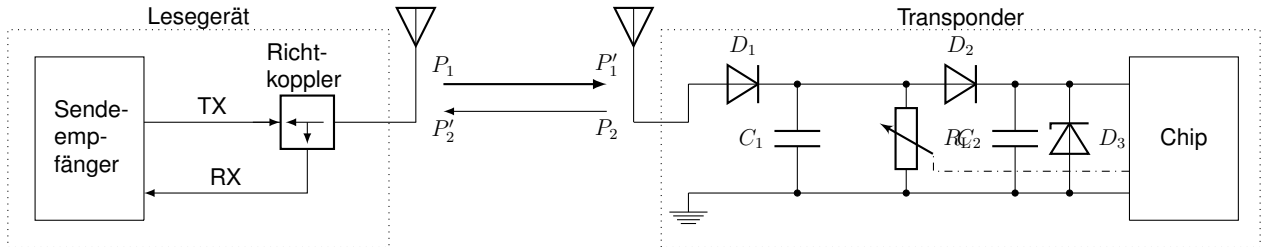
Ein RFID-System besteht im Allgemeinen aus einem Transponder, einem Lesegerät mit angeschlossenen Antennen und einem Computer mit Auswertungssoftware. Dabei bildet das Lesegerät mit angeschlossenen Antennen und Computer die in den meisten Fällen stationäre Leseinheit. Auf den meist batterielosen Transpondern sind die Informationen gespeichert, die von der Leseinheit ausgelesen und vom Computer ausgewertet werden können.

#### **2.1.2 Backscatter-Verfahren**

Das in dieser Untersuchung verwendete RFID-System arbeitet im UHF-Bereich (865 MHz bis 868 MHz) mit dem Backscatter-Verfahren. Es benutzt zur Datenübertragung elektromagnetischen Wellen. Im Gegensatz zur induktiven bzw. kapazitiven Kopplung wird beim



Backscatter-Verfahren kein Rücksignal gesendet. Das Sendesignal wird stattdessen nur reflektiert. Durch die HF-Spannung und den integrierten Gleichrichter wird der Mikrochip des Transponders mit Energie versorgt. Dieser verändert den Lastwiderstand  $R_L$ , wodurch das ankommende Signal  $P_1'$  in der Amplitude moduliert und als moduliertes Signal  $P_2$  reflektiert wird [3, 5]. Die Funktionsweise eines Transponders mit Backscatter-Verfahren ist in Bild 1 zu sehen.



**Bild 1:** Funktionsweise eines Backscattertransponders, nach [3]

### 2.1.3 Versuchsaufbau

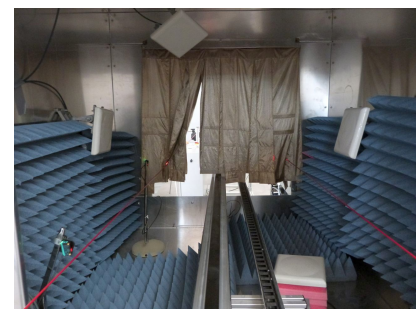
Als Versuchsaufbau dient ein ca. 1,3 m langer nahezu würfelförmiger RFID-Tunnel. Dieser besteht aus Metall. An der Vorder- und Rückseite befinden sich zwei Öffnungen, welche mit Stofflamellen versehen sind, die elektromagnetische Wellen reflektieren. Deswegen kann man von einem annähernd geschlossenen System mit leitender Oberfläche, also einem elektromagnetischen Hohlraumresonator ausgehen, dessen Randbedingungen durch Bewegungen der Stofflamellen und der Transponder verändert werden. Der Aufbau kann somit als eine Art Modenverwirbelungskammer angesehen werden.



(a) Außenansicht



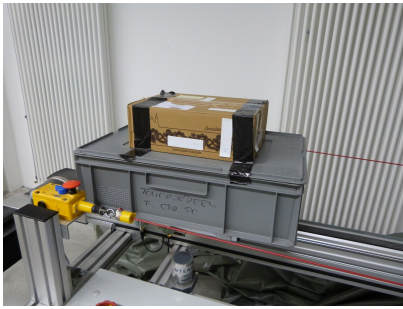
(b) Innenansicht ohne Absorber



(c) Innenansicht mit sechs Absorbieren

**Bild 2:** Aufbau des Linearförderers und des RFID-Tunnelgates

Durch das Tunnelgate führt ein Linearförderer, welcher mittels Steuerung verschiedene Geschwindigkeiten und Pausen im RFID-Tunnel realisieren kann. Das Messobjekt, in diesem Fall ein Pappkarton mit 12 aufgeklebten RFID-Transpondern (*DogBone*, *Impinj Monza 4D* von Smartrac), ist auf dem Schlitten des Linearförderers angebracht (Bild 3a). Dabei wurde ein Pufferkasten zwischen Messobjekt und Schlitten befestigt, der Kapazitätsveränderungen der auf der Unterseite angebrachten Transponder verhindern soll. Für den Realversuch (Abschnitt. 3.2.4) wurde ein mit Kleidung gefüllter Karton verwendet. Die Kleidung ist mit insgesamt 29 Transpondern (Chip: *Impinj Monza 3*) ausgestattet (Bild 3b).



(a) Messobjekt mit 12 Transpondern (b) Messobjekt (Realversuch) mit 29 Transpondern, offen (c) Messobjekt (Realversuch) mit 29 Transpondern, geschlossen

**Bild 3:** verschiedene Messobjekte auf dem Schlitten des Linearförderers

An den Wänden und auf dem Boden des Tunnelgates sind bis zu acht Pyramidenabsorber angebracht. Neben diesen befinden sich im Inneren vier zirkular polarisierte Antennen (*MT-242040/NRH/K* von *MTI Wireless Edge*). Diese sind mittels Gelenkhalterung etwas angewinkelt ausgerichtet, sodass eine senkrechte Reflexion verhindert wird.

Die Antennen sind über Kabel mit dem RFID-Lesegerät (*Speedway Revolution R420* von *Impinj*) angeschlossen, welcher mittels Ethernet mit einem Computer zur Messdatenaufnahme verbunden ist. Am Lesegerät ist zusätzlich eine GPIO-Box angeschlossen, welche mit zwei Lichtschranken am Eingang und am Ausgang des Tunnelgates die Messung startet bzw. stoppt. Damit ist gewährleistet, dass immer nur so lange gemessen wird, wie das Messobjekt im Tunnel ist.

## 2.2 Modenverwirbelungskammer

Der in diesem Versuch verwendete RFID-Tunnel kann durch die metallischen Wände als Modenverwirbelungskammer (MVK) angesehen werden, obwohl kein Modenrührer verwendet wird. MVKs sind vor allem zum Test von elektrischen Komponenten auf gestrahlte Störfestigkeit und Störemission im Einsatz [6]. In einer MVK sollen dafür hohe Feldstärken bei geringen Eingangsleistungen erreicht werden. Dies wird durch die leitenden Wände und eine hohe Güte erreicht. Außerdem bilden Hohlräume, die durch leitfähige Wände begrenzt sind, schwingungsfähige Räume, die durch elektromagnetische Schwingung angeregt werden können. Die Feldverteilung leitet sich aus der des rechteckigen Hohlraumresonators ab [1] und wird durch einen Modenrührer statistisch homogenisiert und isotropiert.

Messungen [4] haben gezeigt, dass ein RFID-Tunnel bezüglich der Güte mit einer MVK gleichgesetzt werden kann. Durch Hinzufügen von Absorbern kann diese Güte herabgesenkt werden, um die Mehrfachreflexionen der Wellen im Inneren des Tunnelgates zu bedämpfen und eine zu starke gegenseitige Überlagerung der Rückstreusignale der RFID-Transpondern zu verhindern.

## 3 Versuchsdurchführung und Auswertung

Dieser Abschnitt beschreibt die Durchführung und Auswertung der Messungen. Zuerst wird jeder der vier Versuche mit den Versuchsparametern vorgestellt. Im nächsten Un-

terabschnitt werden die jeweiligen Messergebnisse einzeln dargestellt, analysiert und ausgewertet.

### 3.1 Versuchsparameter

Im ersten Versuch wird die Leserate bei verschiedenen Geschwindigkeiten und Pausen gemessen. Dabei werden bei höheren Geschwindigkeiten längere Pausen durchgeführt, sodass das Messobjekt immer dieselbe Zeit im Tunnelgate verbringt. Die Geschwindigkeit des Linearförderers wird von  $0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  bis  $2 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  in  $0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  Schritten erhöht. Die Länge der Pausen sind an die Geschwindigkeit gekoppelt und können Tab. 1 entnommen werden. Bei der ersten Geschwindigkeit gibt es keine Pause. Die Leistung des Sendesignals wird von 10 dBm bis 20 dBm in 3 dBm Schritten erhöht. Außerdem wird jeweils einmal mit sechs Absorbern und einmal ohne Absorber gemessen.

**Tabelle 1:** Zuordnung der Pausen zu den Geschwindigkeiten des Schlittens

Geschwindigkeit, $v \left[ \frac{\text{m}}{\text{s}} \right]$	0,5	1	1,5	2
Pause [s]	0	1,3	1,73	1,95

Im zweiten Versuch wird die Leserate bei verschiedenen Anzahlen von Absorbern gemessen. Die Geschwindigkeit bzw. Länge der Pause ist auf  $1,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  bzw. 1,73 s festgelegt. Die Anzahl der Absorber wird von 0 bis 8 Absorbern in 2er-Schritten erhöht. Außerdem wird die Leistung des Sendesignals von 10 dBm bis 20 dBm in 3 dBm Schritten erhöht.

Im dritten Versuch wird Leserate bei verschiedenen Positionen von zwei Absorbern gemessen. Die Geschwindigkeit bzw. Länge der Pause ist auf  $1,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  bzw. 1,73 s und die Leistung des Sendesignals auf 13 dBm festgelegt. Es wird nur eine Antenne ausgewertet. Der Installationsort wird wie folgt geändert: jeweils zwei Absorber befinden sich an der Wand der Antenne, am Boden und direkt gegenüber von der Antenne.

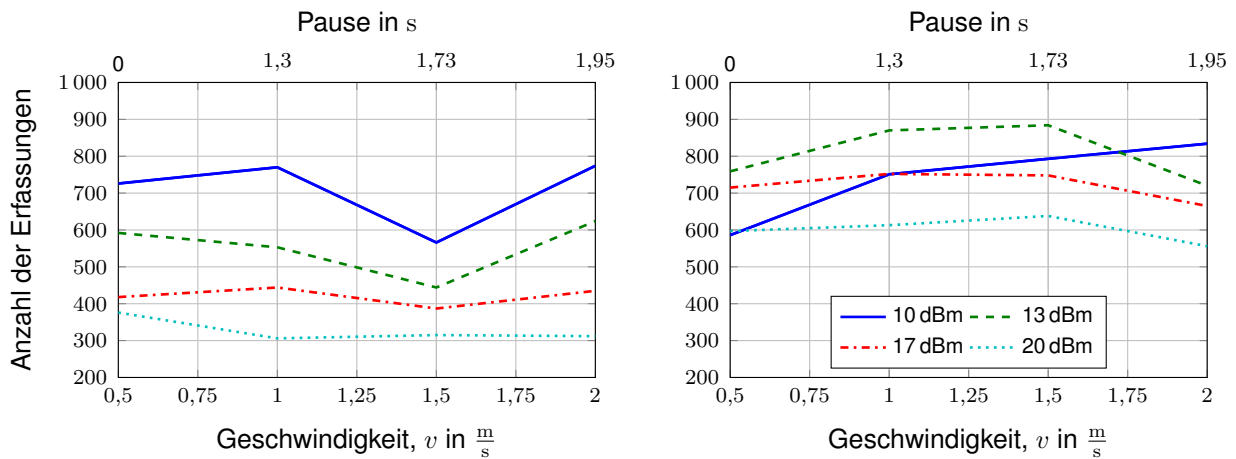
Im vierten Versuch wird die Leserate unter Realbedingungen bei verschiedenen Geschwindigkeiten gemessen. Dazu wird der mit Kleidung befüllte Karton (Bild 3b und 3c) verwendet. Die Sendeleistung wird zwischen 13 dBm und 17 dBm variiert. Die Geschwindigkeit des Linearförderers wird von  $0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  bis  $1,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  in  $0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  Schritten erhöht. Die Längen der Pausen sind erneut an die Geschwindigkeit gekoppelt und entsprechen den Werten in Tab. 1. Bei der kleinsten Geschwindigkeit gibt es keine Pause. Außerdem wird auch hier jeweils einmal ohne Absorber und einmal mit sechs Absorbern gemessen.

### 3.2 Messung und Auswertung

#### 3.2.1 Messung mit Haltepunkt

In Bild 4 ist zu sehen, dass die Anzahl der Erfassungen bei steigender Sendeleistung sinkt. Die starken gesendeten Signale überlagern sich mit den sehr geringen Antwortsignalen der Transponder, sodass diese schwieriger zu erfassen sind. Eine Abhängigkeit der Leserate von der Geschwindigkeit lässt sich in Bild 4a und 4b nicht feststellen. Das bedeutet aber, dass der Schlitten mit höherer Geschwindigkeit und einer entsprechenden Pause im Tunnel verfahren werden kann, um die gleiche Leserate wie bei langsamer Durchfahrt zu erreichen.

Im Vergleich der beiden Grafiken ist zu erkennen, dass die Anzahl der Erfassungen durch Hinzufügen von sechs Absorbern steigt. Die vorher angesprochenen Überlagerungen



(a) ohne Absorber

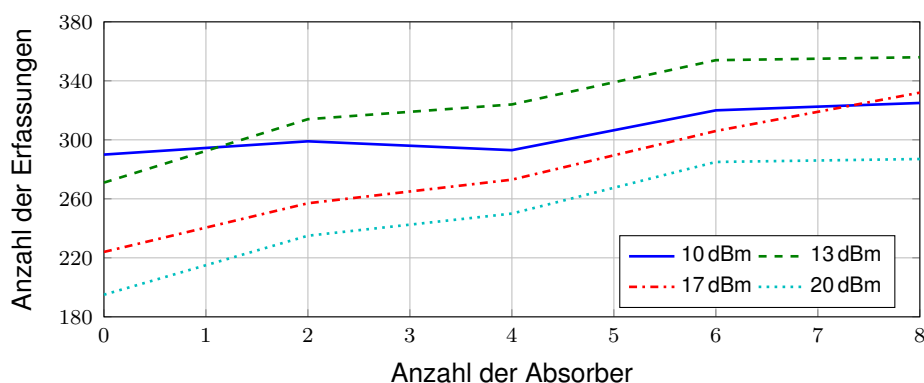
(b) mit 6 Absorbern

**Bild 4:** Gesamtzahl der Transpondererfassungen in Abhängigkeit der Geschwindigkeit  $v$  bei unterschiedlicher Sendeleistung  $P_S$ , mit 0 und 6 Absorbern

verringern sich, da die Reflexionen durch die Absorber im Tunnelgate reduziert werden und damit die Leserate verbessern. Einzige Ausnahme hiervon ist der Verlauf bei einer Sendeleistung von 10 dBm, bei der eine eigentlich sehr viel höhere Leserate erreicht werden sollte (vgl. mit Bild 4a). Hier werden die schwachen Antwortsignale durch die Absorber noch weiter gesenkt, sodass sie nicht mehr erkannt werden. Aus diesem Grund fällt hier die Leserate nur durchschnittlich aus.

### 3.2.2 Messung mit Variation der Absorber

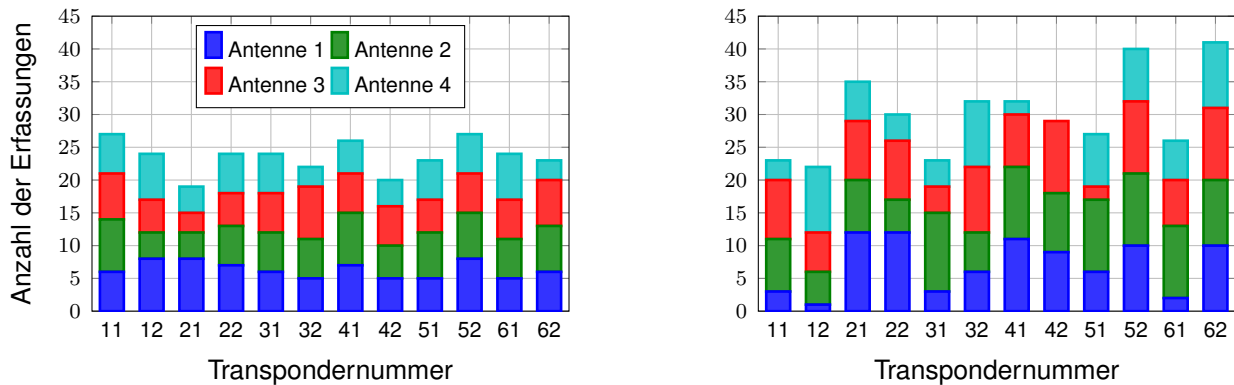
Bei den folgenden Messungen wurde auf Seiten der Software von *Session 1* auf *Session 2* umgestellt. Dabei wird die Zeit zwischen den Wechseln der Zustände der Transponder erhöht [2], weswegen die gesamte Leserate im Allgemeinen geringer ausfällt. Charakteristiken können trotzdem erkannt werden.



**Bild 5:** Gesamtzahl der Transpondererfassungen in Abhängigkeit von der Anzahl der Absorber, bei einer Geschwindigkeit von  $v = 1,5 \frac{m}{s}$  mit 1,73 s Pause und einer Sendeleistung von  $P_S = 13$  dBm

Der Verlauf der Leserate in Abhängigkeit der Absorberanzahl (Bild 5) zeigt einen Anstieg der Transpondererfassungen bei steigender Anzahl der Absorber. Durch die Absorber werden die Reflexionen an den Tunnelwänden vermindert, sodass mehr Antwortsignale erfasst werden können. Der Zuwachs der Leserate wird pro hinzugefügten Absorber

jedoch geringer. Die Verläufe der Leserate sinken wie in Abschnitt 3.2.1 mit steigender Sendeleistung. Eine einzige Ausnahme stellt der Verlauf mit einer Sendeleistung von 10 dBm dar. Bei steigender Absorberzahl sinkt der Verlauf unter den mit einer Sendeleistung von 13 dBm. Die Ursache hierfür ist bereits in Abschnitt 3.2.1 beschrieben. Ein vollständig verkleideter Tunnel bringt keinen größeren Vorteil. Als guten Kompromiss können vier Absorber für eine bessere Erfassung verwendet werden. Dies entspricht einem Tunnel, bei dem die Oberfläche zu einem Viertel verkleidet ist.



(a) ohne Absorber

(b) mit 8 Absorbern

**Bild 6:** Anzahl der Erfassungen der einzelnen Transponder und Beiträge der Antennen bei einer Geschwindigkeit von  $v = 1,5 \frac{m}{s}$  mit 1,73 s und einer Sendeleistung von  $P_S = 13$  dBm, mit 0 und 8 Absorbern

Die in Bild 6 dargestellte Leserate ist nach Transpondern und genutzten Antennen aufgeschlüsselt. In Bild 6a sind gleichmäßige Beiträge der Antenne zu den Leseraten der einzelnen Transponder zu sehen. Im Vergleich zu der insgesamt höheren Leserate in Bild 6b sind die Beiträge bei Verwendung von acht Absorbern unregelmäßiger. Dies wird durch die Absorber verursacht, welche die Reflexionen der Antwortsignale verhindern. Dadurch ist es nicht jeder Antenne möglich, jeden Transponder gleich gut zu erfassen. Mit Absorbern werden also nur die Transponder erfasst, die das Antwortsignal direkt zur Antenne zurücksenden können. Im Gesamten ist die Unregelmäßigkeit der Beiträge zu der Leserate nicht wichtig, da genug Antennen verwendet wurden, sodass alle Transponder erfasst werden konnten.

### 3.2.3 Messung mit Variation des Installationsortes der Absorber

**Tabelle 2:** Gesamtzahl der Transpondererfassungen in Abhängigkeit des Installationsortes von zwei Absorbern, bei einer Geschwindigkeit von  $v = 1,5 \frac{m}{s}$  mit 1,73 s Pause und einer Sendeleistung von  $P_S = 13$  dBm und nur der Antenne 1

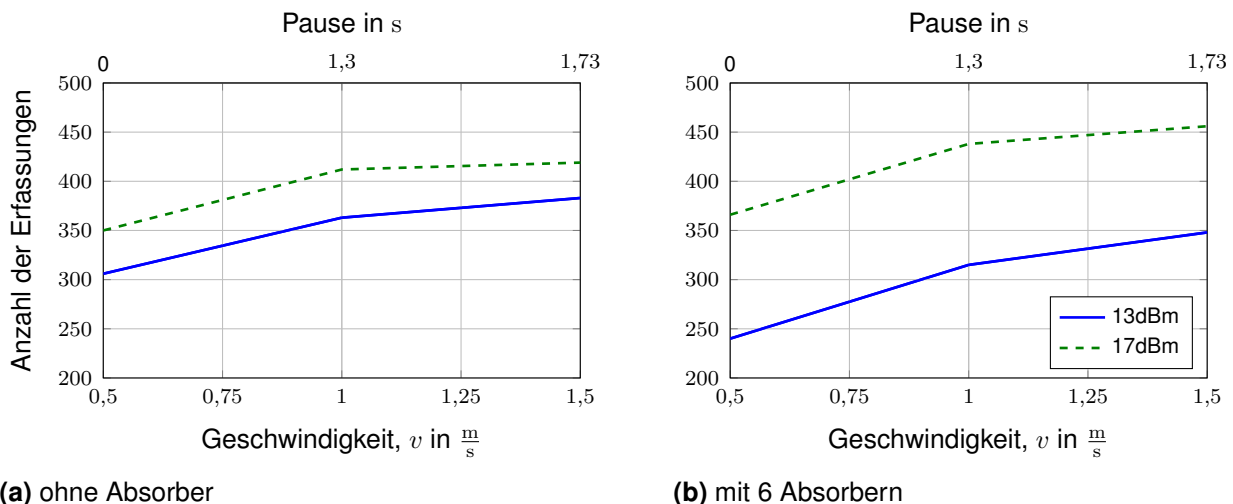
Installationsort	Seite der Antenne	Tunnelboden	Gegenüber der Antenne
Anzahl der Erfassungen	75	86	86

Die Messergebnisse der dritten Messung mit Variation des Installationsortes der Absorber sind in Tabelle 2 dargestellt. Die Anzahl der Erfassungen ist dort abhängig vom Installationsort aufgelistet. Es ist zu erkennen, dass die Leserate von Antenne 1 sich bei der Änderung des Installationsortes kaum ändert. Die größte Änderung ist ein Anstieg von 75 auf 86 Erfassungen. Dadurch, dass die Leserate in allen Durchführungen um ca. 10 bis 20 Transpondererfassungen schwankt, kann zusammengefasst werden, dass die Leserate

unabhängig vom Ort der Absorber konstant bleibt. Dies kommt durch das in einer Modenverwirbelungskammer vorherrschende statistisch homogene und isotrope Feld zustande, wodurch der Installationsort des Absorbers im Tunnelgate irrelevant ist.

### 3.2.4 Realversuch

In Bild 7 ist die Transponderleserate in Abhängigkeit der Geschwindigkeit für die Sendeleistungen von 10 dBm und 13 dBm dargestellt. In den Verläufen ist zu erkennen, dass die Verläufe für 17 dBm im Gegensatz zu Bild 4 stets über dem Verlauf von 13 dBm liegen. Dies liegt daran, dass die Kleidung mit den Transpondern gütesenkend im Tunnelgate wirkt [4]. Deswegen muss mit deutlich höherer Leistung gesendet werden, um eine bessere Leserate zu erreichen. Eine deutlich höhere Sendeleistung muss auch verwendet werden, da der verwendete Transponder erst bei höheren Leistungen aktiviert wird. Zudem ist zu erkennen, dass die Leserate mit der Geschwindigkeit bzw. der Pause ansteigt. Der Anstieg ist jedoch ähnlich zu den Anstiegen, die in Bild 4 zu sehen sind. Außerdem steigt die Leserate bei Hinzufügen von Absorbern, im Gegensatz zu Bild 4, bei einer Sendeleistung von 17 dBm nur leicht an. Bei 13 dBm sinkt die Leserate beim Hinzufügen der Absorber ab. Die noch geringere Leserate beim Hinzufügen der Absorber und einer Sendeleistung von 13 dBm ist durch die noch geringere ankommende Empfangsleistung durch die zusätzlichen Absorber verursacht.



**Bild 7:** Gesamtzahl der Transpondererfassungen in Abhängigkeit der Geschwindigkeit  $v$  bei unterschiedlicher Sendeleistung  $P_S$ , mit 0 und 6 Absorbern

## 4 Zusammenfassung

Aus der ersten Messung (siehe Abschnitt 3.2.1) geht hervor, dass Absorber für eine bessere Leserate verwendet werden sollten. Außerdem sollte die Sendeleistung bei Verwendung von Absorbern bei ca. 13 dBm liegen. Für eine bessere Leserate ohne Einsatz von Absorbern wäre eine Sendeleistung von ca. 10 dBm vorteilhafter. Zudem kann der Schlitten mit höherer Geschwindigkeit bei entsprechenden Pausen (1 s bis 2 s) gefahren werden. Zusammengefasst ergibt die zweite Messung (Abschnitt 3.2.2), dass ein zu einem Viertel der Innenoberfläche mit Absorbern verkleideter RFID-Tunnel eine gute Verbesserung der



Leserate bei geringer Anzahl der verwendeten Absorber liefert. Zudem ist es bei Verwendung von Absorbern wichtig, mehrere Antennen in unterschiedlichen Positionen zu verwenden, da durch die Absorber die Reflexionen gemindert werden. Bei Anwendungen mit nur wenigen Antennen sind Absorber von Nachteil.

Für die dritte Messung (siehe Abschnitt 3.2.3) lässt sich zusammenfassen, dass der Installationsort der Absorber, begründet durch das homogene und isotrope Feld, keine Auswirkung auf die Leserate hat.

Bei dem Realversuch (siehe Abschnitt 3.2.4) wirkt die Kleidung mit den Transpondern gütesenkend auf das Tunnelgate, wodurch eine generell höhere Sendeleistung verwendet werden sollte, um gleichbleibende Leserate zu erreichen. Das zusätzliche Hinzufügen der Absorber verschlechtert bei geringeren Leistungen die allgemeine Leserate.

Im Gesamten müssen auf das Messobjekt zugeschnittene Parameter verwendet werden. Tendenziell sind kleinere Leistungen von Vorteil, solange die Transponder noch mit genug Energie versorgt werden. Mit Absorbern kann das Ergebnis verbessert werden, solange die Leistung im Tunnel nicht zu niedrig wird.

## 5 Ausblick

Weiterführend können die zeitlichen Verläufe der Kommunikation zwischen den Antennen des Lesegeräts und den Transpondern im Tunnelgate betrachtet werden, um deren Verhalten besser nachvollziehen zu können. Außerdem können die tatsächlichen an den Transpondern empfangenen Signalstärken sowie die Stärke der Transponderantworten am Lesegerät unter verschiedenen Bedingungen (mit oder ohne Absorber) gemessen werden. Zudem können die Leseraten bei unterschiedlich vielen Transpondern betrachtet werden.

## Literatur

- [1] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V. UND VDE VERBAND DER ELEKTROTECHNIK ELEKTRONIK INFORMATIONSTECHNIK E.V. (Hrsg.): *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-21: Prüf- und Messverfahren – Verfahren für die Prüfung in der Modenverwirbelungskammer (IEC 61000-4-21:2011)*. 2. Berlin, Frankfurt: DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., Dezember 2011
- [2] EPCGLOBAL: *EPC™ Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz – 960 MHz*. [https://www.gs1.org/sites/default/files/docs/epc/uhfc1g2\\_1\\_2\\_0-standard-20080511.pdf](https://www.gs1.org/sites/default/files/docs/epc/uhfc1g2_1_2_0-standard-20080511.pdf). Version: 1.2.0, Dezember 2017
- [3] FINKENZELLER, Klaus: *RFID-Handbuch: Grundlagen und praktische Anwendungen induktiver Funkanlagen, Transponder und kontaktloser Chipkarten*. 4., aktualisierte und erw. Aufl. München [u.a.] : Hanser, 2006
- [4] HÖNOW, Andreas: *Untersuchung der Optimierungsmöglichkeiten eines RFID-Tunnels*, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Forschungsprojekt, 2013
- [5] KERN, Christian: *Anwendung von RFID-Systemen*. Berlin [u.a.] : Springer, 2006 (VDI-Buch)
- [6] LEHNER, Günther: *Elektromagnetische Feldtheorie für Ingenieure und Physiker*. 7. bearb. Aufl. Berlin, Heidelberg : Springer, 2010



# Systematische Testlücke bei Einstrahlverfahren auf IC-Ebene und deren Behebung

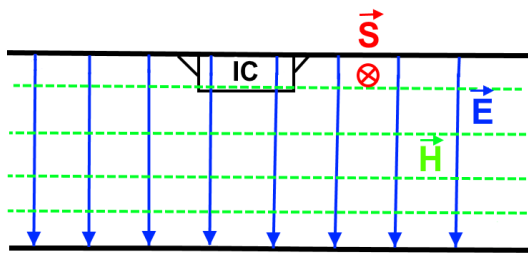
Dr.-Ing. Viki Müllerwiebus, viki.muellerwiebus@posteo.de

## 1 Einleitung

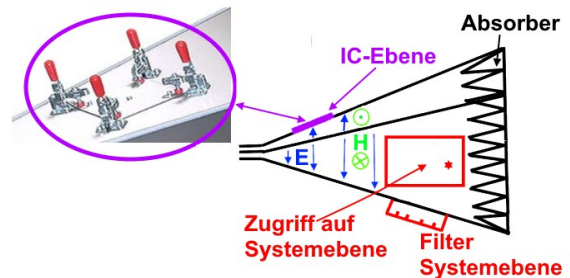
Es gibt diverse Aufbauten zu TEM-Zellen [1]. Gewöhnlich sind sie der Systemebene zuzuordnen, da in das EMV-Testsystem vollständig betriebs- und überwachungsbereite Systeme eingebracht werden müssen. In der z.B. GTEM ist eine Einbringung eines Testsystems in das Volumen unterhalb des Septums möglich. Es kann jedoch nicht ein isolierter IC eingebracht werden, sondern nur ein gesamtes System aus IC mit Systemplatine. Die notwendigen Betriebskomponenten außerhalb des ICs, Leitungen und Quellenversorgung befinden sich dann ebenfalls innerhalb des Prüfvolumens. Alternativ können möglichst viele dieser notwendigen Betriebskomponenten außerhalb der GTEM positioniert werden. Dies resultiert in langen Zuleitungen zum IC innerhalb des Prüfvolumens. Im Fehlerfall ist in beiden Fällen nicht direkt unterscheidbar, ob der Fehler durch direkte Einkopplung auf den IC ausgelöst wird, indirekt durch Einkopplung auf die übermäßig langen Zuleitungen (die in der Praxis später nicht vorhanden wären) oder an sonstiger Stelle im System außerhalb des ICs. Solche Aufbauten sind Tests auf Systemebene zuzuordnen, da nicht die Möglichkeit des Tests eines vereinzelt ICs besteht. Insbesondere für IC-Hersteller ist diese Messmöglichkeit auf Systemebene mangelhaft - es soll klar unterschieden werden, ob der Fehler durch direkte Einstrahlung auf den IC ausgelöst wird oder über evt. ungünstig angeordnete Systemkomponenten außerhalb des ICs. Hierzu wurden Tests auf IC-Ebene definiert [2], wie beispielsweise die  $\mu$ TEM-Zelle [3] oder die  $\mu$ strip-Zelle [4]/[5]. Bei diesen Verfahren auf IC-Ebene befindet sich der IC auf einer mehrlagigen Testplatine. Ausschließlich der IC liegt auf der Unterseite der Testplatine. Sämtliche weiteren Komponenten und Zuleitungen befinden sich auf der Oberseite der Testplatine. Dazwischen verlaufen Ebenen mit flächiger Masse, nur unterbrochen durch Durchkontaktierungen zum IC. Auf diese Weise wird ermöglicht, dass die Testfelder fast ausschließlich auf den IC selbst einstrahlen, nicht auf die Zuleitungen oder Betriebskomponenten der Systemplatine. Es werden zu EMV-Testzwecken auf IC-Ebene aber alleinig Testmittel genutzt, mit denen lediglich TEM-Felder erzeugt werden können, bei denen die E-Feld-Komponente senkrecht auf dem IC und dessen Masseplatte steht. Dies ist in Bild 1 skizziert. Den IC mit einem TEM-Feld zu testen bei dem das E-Feld parallel zur Masseplatte erzeugt wird, ist mit diesen Messmitteln ( $\mu$ TEM, GTEM auf IC-Ebene,  $\mu$ Strip) prinzipiell nicht möglich. Bei der GTEM-Zelle führte der Ansatz auf IC-Ebene dazu, dass im Zellengehäuse eine Aussparung angebracht ist, die durch die IC-Testplatine ersetzt werden kann. Diese Messmöglichkeit bezeichnet die IC-Ebene, wie in Bild 2 verdeutlicht. Eine Drehung der Testplatine ist um  $90^\circ$  möglich, jedoch nur als Rotation zur Achse senkrecht zum Septum. Da die IC-Testplatine aber stets Teil des Gehäuses parallel zum Septum ist, ist grundsätzlich die E-Feldorientierung senkrecht zum IC gegeben. Die Wirkung einer auf IC-Ebene betriebenen GTEM-Zelle ist physikalisch identisch zum Aufbau einer  $\mu$ TEM oder  $\mu$ strip-Zelle nach [3] - [5].

Die Einstrahlung mit paralleler E-Feld-Erzeugung zum IC auf IC-Ebene zur Realitätsnachbildung von einfallenden Freiraumwellen ist jedoch notwendig, auch zur Vorhersage oder Nachbildung von Ergebnissen bei Einstrahltests auf Systemebene. Statt dem Wechsel der Feldorientierung Tests mit deutlich erhöhten Feldstärken bei z.B.  $\mu$ TEM-Zellen-Tests mit weiterhin senkrechter E-Feldorientierung durchzuführen, ist aufgrund der Unabhängigkeit dieser Fälle nicht zielführend. Dennoch ist dies eine häufige Forderung wegen der vorhandenen Testlücke auf IC-Ebene. Dies ist jedoch keine akzeptable Lösung. Es gibt daher eine

systematische Lücke bei den einfachen Testverfahren zu Einstrahltests auf IC-Ebene, da die Möglichkeit zur Nachbildung der Einstrahlung paralleler E-Feldorientierung ausschließlich auf den IC (jedoch nicht seine notwendigen Betriebskomponenten und Zuleitungen) fehlt. Diese Testlücke wurde nach bestem Wissen des Autors in der Literatur bisher nicht in Hinblick auf die reine IC-Ebene betrachtet. Sie ist jedoch fundamental, um EMV-Probleme frühzeitig während der IC-Entwicklung erkennen zu können. Dieser Bericht zeigt, dass der Eindruck der prinzipiellen Testlücke im niedrigen Frequenzbereich zunächst nicht gegeben ist. Hier ist die senkrechte Feldorientierung als alleiniger Test für Einstrahltests auf IC-Ebene ohne Beschränkung anwendbar. Dies folgt aus der Tatsache, dass physikalisch bedingt allgemein an leitenden Flächen wie der IC-Massefläche keine E-Felder tangential auftreten können - unabhängig von den Feldorientierungen der einstrahlenden Quelle. Im höheren Frequenzbereich (abhängig von IC-Größe und Anforderung ab einer Testfrequenz von ca. 200 MHz/ 500 MHz) ergibt sich jedoch zunehmend eine fundamentale Testlücke auf IC-Ebene.



**Bild 1** Felddiagramm in einer  $\mu$ TEM/GTEM auf IC-Ebene/ $\mu$ strip-Zelle in der Umgebung des ICs



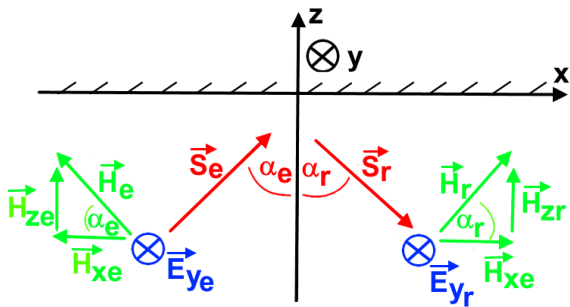
**Bild 2** GTEM auf IC-Ebene entgegen Systemebene

## 2 Nachzubildende Realität – Reflexion ebener Freiraumwelle an Metallebene

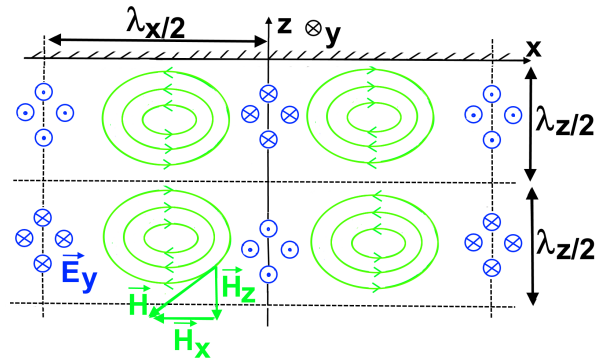
Bei einstrahlenden EMV-Tests wird üblicherweise vom Vorliegen von Fernfeldern ausgegangen. Ebenso sind gewöhnlicherweise ICs dicht über einer Masseebene montiert, die als ideal leitende Metallplatte angenommen werden kann. Die Abmessungen der Masseplatte sind gewöhnlich deutlich größer als der IC, es wird daher eine unendlich ausgedehnte ideal leitende Metallebene als Masseplatte angenommen. Diese Annahmen führen zunächst zu der zu betrachtenden Situation, dass eine eintreffende ebene Fernfeld-Freiraumwelle aus einem verlustlosen Medium ( $\kappa = 0$ ) an einer Leiteroberfläche ( $\kappa \rightarrow \infty$ ) reflektiert wird, hierbei ist  $\kappa$  die Leitfähigkeit. Diese Situation ist hinreichend bekannt und über Formeln beschrieben, z.B. in [6]/[7]. Wie in [6]/[7] aufgezeigt wird, sind grundsätzlich zwei Feldorientierungen als Fallunterscheidung für die einfallende Welle zu betrachten. Hieraus sind dann allgemein alle einfallenden Wellen der beschriebenen Einschränkung (ebene Freiraumwelle, Fernfeld) in beliebigen Orientierungen zur leitenden Ebene über Überlagerung der beiden betrachteten Fälle konstruierbar. Die zugehörigen H-Felder müssen in dieser Betrachtung nicht gesondert geführt werden. Da Fernfeldbedingungen und eine feste Ausbreitungsrichtung der Freiraumwelle angenommen werden, sind sie fest mit den Fällen der E-Feldorientierungen verknüpft. Der Betrag folgt aus dem allgemeinen Zusammenhang einer Fernfeldfreiraumwelle über den Freiraumwellenwiderstand zu  $|H| = |E|/\eta$ ,  $\eta \approx 377 \Omega$ . Die Orientierung der H-Feldkomponente ist jeweils gegeben aus der Tatsache, dass diese unter Fernfeldbedingungen stets sowohl senkrecht zur Ausbreitungsrichtung als auch senkrecht zur E-Feldkomponente steht.

### 2.1 Einfallende Feldorientierung nach Fall 1

Im ersten Fall, aus [6], soll das Magnetfeld  $H_e$  in der Einfallsebene (xz-Ebene) verlaufen und das elektrische Feld  $E_y$  senkrecht hierzu, siehe Bild 3 nach [6]. Hierbei sind  $E_e$  und  $H_e$  Feldstärken und  $S_e$  die Leistungsdichte der einfallenden Welle,  $\alpha_e$  ist der Einfallswinkel.  $E_r$ ,  $H_r$ ,  $S_r$  und  $\alpha_r$  sind die entsprechenden Größen der reflektierten Welle.



**Bild 3** Feldorientierung der an der leitenden Fläche einfallenden und reflektierten Welle Fall 1, [6]



**Bild 4** resultierendes Feldbild für eine Welle der Feldorientierung wie in Bild 3, [6]

Da Fernfeldbedingungen gelten sollen, ist sowohl die H-Feld- als auch die E-Feld-Komponente senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Das Feld strahlt im Einfallswinkel  $\alpha_e$  auf die leitende Ebene und wird an ihr reflektiert. Nach [6] kann das resultierende E-Feld beschrieben werden als

$$\underline{E}_y(t) = -2j\hat{E}_e \cdot e^{-jk_1 x \sin(\alpha_e)} \cdot e^{j\omega t} \cdot \sin(k_1 \cdot z \cdot \cos(\alpha_e)) \quad (1)$$

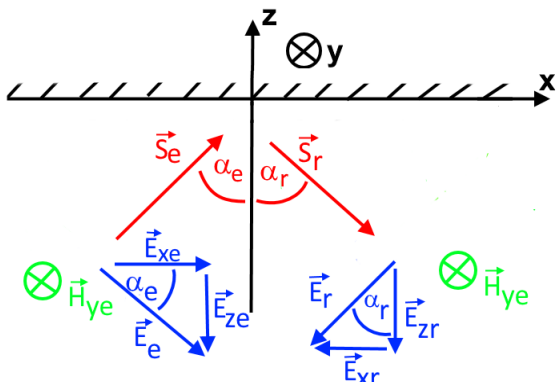
Hierbei ist  $t$  die Zeit,  $k_1$  die Wellenzahl der einfallenden Welle,  $\omega$  die Kreisfrequenz und  $x, y$  und  $z$  die Koordinaten wie in Bild 3 gegeben. Der Betrag der E-Feldstärke ist daraus folgend

$$|\underline{E}_y(t)| = 2\hat{E}_e \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_1} \cdot z \cdot \cos(\alpha_e)\right) \quad (2)$$

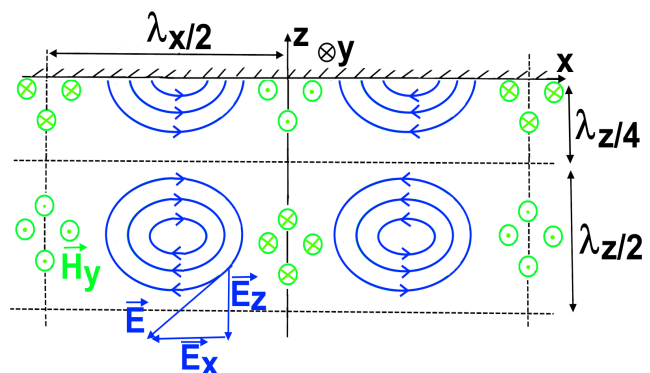
Formel (1) beschreibt eine sich in Richtung parallel zur leitenden Ebene ausbreitende Welle sowie eine stehende Welle senkrecht zu dieser leitenden Ebene. Dies ist ebenso im Feldbild in Bild 4 zu erkennen. Hierbei ist  $\lambda_x$  die Wellenlänge der sich in  $x$ -Richtung ausbreitenden Welle.  $\lambda_z$  ist die Wellenlänge der sich in  $z$ -Richtung durch die Reflexion ausbildenden Stehwelle.

## 2.2 Einfallende Feldorientierung nach Fall 2

Als zweite Feldorientierung der einfallenden Welle ist nach [6] zu betrachten, dass die E-Feldkomponente in der Einfallsebene ( $xz$ -Ebene) verläuft und  $H_y$  senkrecht zu dieser. Die Welle trifft unter dem Winkel  $\alpha_e$  auf die leitende Ebene. Sie wird reflektiert. Diese vorausgesetzte Situation ist in Bild 5 skizziert. Es ergibt sich nach [6] das resultierende Feldbild wie in Bild 6 skizziert. Wiederum ist eine sich in Richtung parallel zur leitenden Ebene ausbreitende Welle sowie eine stehende Welle senkrecht zu dieser leitenden Ebene beschrieben.



**Bild 5** Feldorientierung der an der leitenden Fläche einfallenden und reflektierten Welle Fall 2, [6]



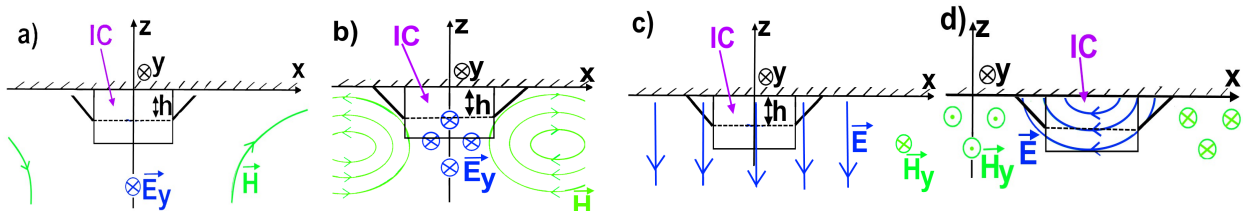
**Bild 6** resultierendes Feldbild für eine Welle der Feldorientierung nach Bild 5, [6]

### 3 Frequenzgrenzen der Testlücke bei alleiniger Nutzung von Zellen der $\mu$ TEM-Art

Die Betrachtung der Felddiagramme der nachzubildenden Realität in Bild 4 und Bild 6 ergibt, dass über der ideal leitenden Masseebene physikalisch bedingt die E-Feld-Komponente senkrecht verläuft. Dies ist allgemein gültig und bekannt für alle ideal leitenden Oberflächen. Senkrecht zur Masseebene bildet sich eine stehende Welle aus, wie aus Formel (1) und Formel (2) ersichtlich. Diese stehende Welle weist die Wellenlänge  $\lambda_z = \lambda_1 / \cos(\alpha_e)$  für den Fall 1 auf. Dies ist ersichtlich, wenn Formel (2) umgestellt wird nach

$$|\underline{E}_y(t)| = 2\hat{E}_e \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_1 / \cos(\alpha_e)} \cdot z\right) \quad (3)$$

Für EMV-Betrachtungen sind grundsätzlich die Bedingungen anzunehmen, die zum Worst-Case führen. Der IC ist dicht über der Masseebene an einem Ort in dieser stehenden Welle positioniert. Ist der IC noch in einem Bereich positioniert, in der die E-Feld-Komponente der stehenden Welle noch nahezu ausschließlich senkrecht auf der Masseebene verläuft, bildet die  $\mu$ TEM-Zelle/GTEM/ $\mu$ strip-Zelle die Realität bereits vollständig nach. Es sind dann keine weiteren Messungen vonnöten. Wie in den Bildern 4 und 6 zu erkennen ist, bilden sich in der stehenden Welle in einem gewissen Abstand zur leitenden Masseebene E-Feld-Komponenten parallel zu der Masseebene aus, während an der Masseebene die Nullstelle vorliegen muss. Im Abstand  $(\lambda_1/4)/\cos(\alpha)$  in Bild 4 verläuft die E-Feld-Komponente maximal. Liegt der IC durch den praktisch immer gegebenen Abstand des Halbleiter-Chips zur Masseebene bereits in diesem Bereich der stehenden Welle, so ist die  $\mu$ TEM-Zelle/GTEM/ $\mu$ strip-Zelle als alleiniges Messmittel für einstrahlende Tests auf IC-Ebene nicht akzeptabel. Dieses Beispiel ist in Bild 7 skizziert. Bild 7 beschreibt in a) und c) die Fälle 1 und 2 einer niedrigen Einstrahlfrequenz. Hier treten keine nennenswerten E-Feldstärken im Bereich der IC-Halbleiterschicht (a) bzw. nur nennenswerte E-Feldstärken mit einer Feldorientierung senkrecht zum IC auf (c). Diese Situation wird hinreichend durch eine  $\mu$ TEM/GTEM auf IC-Ebene/ $\mu$ strip-Zelle nachgebildet. Die Fälle b) und d) skizzieren die Fälle höherer Einstrahlfrequenz der beiden einstrahlenden Feldorientierungen.



**Bild 7** Position des zu testenden ICs im Bereich der Stehwelle bei a) niedriger Frequenz und b) hoher Frequenz zu Fall 1 aus Bild 3 und 4; sowie c) niedriger Frequenz und d) hoher Frequenz zu Fall 2 aus Bild 5 und 6; h ist die Höhe der IC-Halbleiterschicht oder der Bonddrähte über der Massefläche

Es ist ersichtlich, dass bei höheren Frequenzen die IC-Halbleiterschicht in Bereichen mit teilweise parallel zu ihr verlaufenden E-Feldstärken liegt. Dies ist abhängig von der Einstrahlfrequenz und der Höhe h der Halbleiterschicht über der Massefläche. Ab einer bestimmten Frequenzgrenze ergibt sich eine Testlücke, da dies nicht durch Tests mit  $\mu$ TEM/GTEM auf IC-Ebene/ $\mu$ strip abdeckbar ist. Im folgenden wird diese Frequenzgrenze ermittelt.

Die Wellenlänge  $\lambda_z$  der sich aus der Reflexion ergebenden stehenden Welle senkrecht zur leitenden Masseebene hängt von der Wellenlänge der einfallenden Welle  $\lambda_1$  ab, sowie dem Einfallswinkel  $\alpha_e$ , siehe Formel (3). In diesem Fall ist der Worst-Case die kleinste Wellenlänge der stehenden Welle senkrecht zur Masseebene, da dann mit dem geringsten Abstand des Halbleiterchips zur Masseebene parallele E-Feld-Komponentenanteile erreicht werden. Nach Formel (3) ist die kleinste sich ergebende Wellenlänge  $\lambda_z$  der Stehwelle bei  $\alpha_e = 0^\circ$  erreicht und identisch zur Wellenlänge der einfallenden Welle  $\lambda_z = \lambda_1$ . Dieser Worst-Case wird nur in wenigen Fällen der Realität eintreten – wenn die Störquelle senkrecht auf die Masseebene des ICs einstrahlt. Dennoch ist dieser Fall zur Bestimmung der Frequenzgrenzen zu betrachten, um die Allgemeinheit der Aussage für alle Einstrahlrichtungen der Realität zu erhalten.

### 3.1 Praktisch gegebene Höhenabmessungen der ICs über der Masseebene

Im Allgemeinen kann man annehmen, dass der Halbleiterchip im IC dicht an der Masseebene montiert ist. Das Leadframe schließt gewöhnlich dicht an die Massefläche an, auf ihm ist der Halbleiterchip montiert. Von diesem Chip sind Bonddrähte zum Leadframe gezogen. Oft wird durch die Dicke des Leadframes der bis zu 0,3 mm dicke Halbleiterchip in einer Höhe von bis zu 0,8 mm montiert. Die Bonddrähte können in einem Bogen oberhalb des Halbleiterchips verlaufen, oft höchstens 1-2 mm über dem Halbleiterchip. Somit wird oft ein Abstand von höchstens 1,1 mm zwischen Halbleiteroberfläche und Masseebene erreicht. Die Bonddrähte verlaufen stückweise auch parallel zur Masseebene und stellen eine gute Einkoppelmöglichkeit dar. Berücksichtigt man die Einkopplung von strahlenden Feldern über die Bonddrähte auf den Halbleiterchip, so muss von einer Höhe von oft 3,1 mm ausgegangen werden. Bis zu einer Testfrequenz von 1 GHz könnten die Einkopplungen über die Bonddrähte über die Möglichkeit des leitungsgebundenen DPI-Tests (Direct Power Injection Test) abgedeckt werden [8]. Praktisch ist jedoch ein einstrahlender Test gemeinsam auf den Halbleiter und die Bonddrähte vorzuziehen. Es ist daher im folgenden die Gesamthöhe inklusive der Bonddrähte zu betrachten.

Die Wellenlänge der Stehwelle muss hierbei wegen des IC-Gehäuses noch korrigiert werden, da dieses ein Dielektrikum darstellt und sich somit die Wellenlänge in direkter Umgebung des Halbleiters um den Faktor  $\sqrt{\epsilon_r}$  verkleinert. Hierbei beschreibt  $\epsilon_r$  die relative Dielektrizitätszahl. Das  $\epsilon_r$  des IC-Gehäuses wird im weiteren als Worst-Case mit  $\epsilon_r=4$  angenommen. Geringere  $\epsilon_r$  hätten eine größere Wellenlänge  $\lambda_z$  zur Folge, was unkritischer bei der Grenzfrequenzbestimmung ist. Es gilt  $\lambda_1=\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$ , wobei  $\lambda_0$  die Wellenlänge der einfallenden Welle im Vakuum ist. Die Dicke des Halbleiters selbst ist im Vergleich zur Dicke des IC-Gehäuses und der betrachteten Wellenlängen vernachlässigbar und wird nicht eingebracht. Die Felder außerhalb des ICs sind nicht von direkter Bedeutung, es wird daher als Worst-Case ausschließlich eine Welle in einem ausgedehnten Dielektrikum betrachtet. Ebenso ist das Nichteinbringen von metallischen Leitern in der Halbleiterebene hier als Worst-Case-Betrachtung zu sehen.

### 3.2 Definition von $x[\%]$ , dem Anteil des parallelen E-Feldes am Ort des ICs

Es werden Fernfeldbedingungen angenommen, daher gilt  $|S|=|E|*|H|=|E|^2/Z$  mit dem Wellenwiderstand  $Z$ . Bei dem Feldorientierungsfall 1 nach Bild 3 und 4 ist nur die y-Komponente  $E_y$  des E-Feldes vorhanden, entweder als Nullstelle oder bereits mit nennenswerten Anteil an parallelem  $\hat{E}_y$ , siehe Bild 7 a) und b). Hier gilt  $|S|=|E_y|*|H|=|E_y|^2/Z$ . Zur Definition der Grenzfrequenz soll der Anteil der Feldleistungsdichte am Ort  $z$  (bzw. der Höhe  $h$  der Halbleiterschicht/Bonddrähte über der Masseebene)  $x[\%]$  der maximale Feldleistungsdichte nicht überschreiten. Es gilt hier mit  $x=|S(z)|/|S_{max}|$  als Beziehung  $x=|E_y(z)|^2/|\hat{E}|^2$ , wobei  $x[\%]=100*x$  gilt. Das E-Feld ist in diesem Fall stets in y-Richtung (parallel zur Masseebene) orientiert. Unter dem Feldorientierungsfall 2 nach Bild 5 und 6 liegen die Feldkomponenten  $E_x$  und  $E_z$  vor, sowie  $H_y$ . Hier gilt  $|S|=|E|*|H_y|=|E|^2/Z=(|E_x|^2+|E_z|^2)/Z=|E_x|^2/Z+|E_z|^2/Z$ .  $|E_z|^2=|E|^2-|E_x|^2$  mit  $\sqrt{x}=|E_x|/|E|$  ergibt für  $x$  dann die Grundlage der Definition im zweiten Fall über den Zusammenhang  $|E_z|=|E|\sqrt{1-x}$ . Es folgt beim Vergleich der Formeln mit  $|S|=x*|E|^2/Z+(1-x)*|E|^2/Z$ , dass  $x$  den Anteil der Feldleistungsdichte beschreibt, der in E-Feldorientierung parallel zur Massefläche in x-Richtung vorliegt.  $(1-x)$  beschreibt den Anteil, der in E-Feldorientierung senkrecht zur Masseebene vorliegt.  $x$  ist in beiden Fällen (nach Abschnitten 2.1 und 2.2) verwendbar als Definition, welcher Anteil der Feldleistungsdichte am Ort des ICs in der Orientierung mit E-Feldern parallel zur Masseebene (in Fall 1 in y-Richtung, in Fall 2 in x-Richtung) vorliegt. Durch die Möglichkeit und im Test gewöhnlich durchgeführte Drehung des DUTs um die z-Achse ist lediglich die Unterscheidung von E-Feldern parallel und senkrecht zur Masseebene entscheidend, es muss nicht zwischen E-Feldern in x- und y-Richtung unterschieden werden. Allgemein sind auch die einstrahlenden Felder in die beiden Feldorientierungsfälle aus Bild 3 und 5 zerlegbar, sodass diese Definition von  $x$  allgemein hier anwendbar ist.

### 3.3 Darstellung der Frequenzgrenzen bis zum Auftreten der Testlücke

Aus obiger Definition folgt, dass der E-Feldanteil parallel zur Masseebene ( $E_y$  am Ort des ICs und bezogen auf  $\hat{E}$  für Fall 1 und  $E_x$  für Fall 2) zu  $|E_{\text{parallel}}|(\text{Ort des ICs}) = \sqrt{x} * |E|$  folgt. Für den Feldorientierungsfall 1 nach Bild 3 folgt aus Formel (3) im Worst-Case von  $\alpha = 0^\circ$  somit

$$\sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}} * z\right) \stackrel{!}{\leq} \frac{x[\text{Prozent}]}{100} \quad (4)$$

Es folgt hieraus, dass der gesamte IC an folgenden Orten  $z$  platziert sein müsste, damit keine Testlücke bei Tests alleiniger mit  $\mu\text{TEM}/\text{GTEM}$  auf IC-Ebene/ $\mu\text{strip}$  vorhanden ist:

$$h = |z| \leq \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\arcsin\left(\sqrt{\frac{x[\text{Prozent}]}{100}}\right)}{2\pi} \quad (5)$$

bzw. mit  $c_0/f_0 = \lambda_0$  ergibt sich für die einzuhaltende Grenzfrequenz

$$f_0 \leq \frac{c_0/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \arcsin\left(\sqrt{\frac{x[\text{Prozent}]}{100}}\right) \frac{1}{|z|} \quad (6)$$

Für den Orientierungsfall 2 nach Bildern 5 und 6 ist die Situation beschreibbar mit der Forderung

$$\cos^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}} * z\right) \stackrel{!}{\geq} (1 - x_1) \quad (7)$$

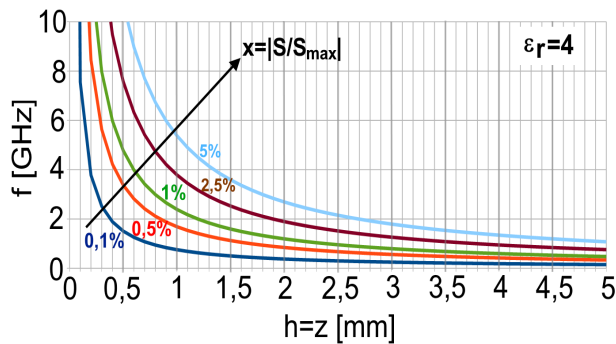
Dies ergibt unter Beachtung des Zusammenhanges  $\sin^2(x) + \cos^2(x) = 1$  die gleichen einzuhaltenden Forderungen wie für den Fall 1. Es sind keine Forderungen hinzuzufügen.

Abhängig von der maximalen Testfrequenz ergibt Formel (4) den Leistungsdichteanteil vom Feld paralleler E-Feldorientierung am Ort des ICs. Nach Abschnitt 3.2 ist zu beachten, dass der Leistungsdichteanteil der parallelen Feldkomponenten am Ort des ICs quadratisch proportional zur E-Feldstärke ist. In Formel (6) kann der Zusammenhang der maximalen Testfrequenz in Abhängigkeit der Höhe des IC über der Massefläche und des zulässigen Leistungsdichteanteils für die parallele E-Feldkomponente am Ort des ICs abgelesen werden. Dieser Zusammenhang von Formel (6) ist in Bild 8 graphisch dargestellt. Bild 9 zeigt den Zusammenhang bei fester Höhe  $h$  der einkoppelnden Strukturen über der Masseebene. Überschreitet die Testfrequenz  $f$  die Grenzkurve (bei gegebener Höhe  $h$  des ICs über der Masseebene und einem gewünschten Leistungsdichteanteil  $x[\%]$  für die parallele E-Feldausrichtung am Ort des ICs), so ist ein Messmittel mit alleiniger Ausrichtung auf E-Feldorientierungen vertikal zur Masseebene nicht mehr akzeptabel. Mit abnehmender Höhe des ICs und höherer Akzeptanz paralleler Feldanteile steigt erwartungsgemäß die tolerierbare Grenzfrequenz. Frequenzgrenzen sind beispielhaft in Tabelle 1 angegeben. Um in der Regel den gesamten IC im Einstrahltest zu charakterisieren, ist für  $h$  die Höhe inklusive der Bonddrähte zu berücksichtigen. Wird die Einkopplung über Bonddrähte von anderen Methoden (z.B. DPI [8]) getestet, so wäre die Höhe der Halbleiterschicht im IC zu wählen.

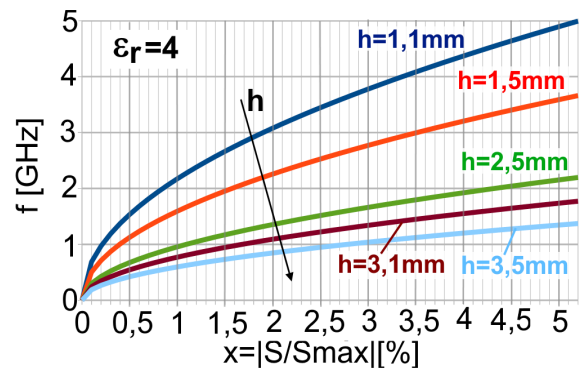
Berücksichtigte Höhe $h$ des ICs [mm]	$x$ [%]	Max. Anteil im parallelen E-Feld am IC [%]	Max. paralleles E-Feld am IC bei Test 200V/m	Grenzfrequenz ab der Testlücke auftritt [GHz]
3,1 (oft inkl. Bonddrahthöhe)	1	10	20 V/m	0,77
3,1	0,5	7	14 V/m	0,55
3,1	0,1	3,3	7 V/m	0,24
1,1 (z.B. Einstrahlung nur direkt auf Halbleiter berücksichtigt)	1	10	20 V/m	2,17
1,1	0,1	3,3	7 V/m	0,69

**Tabelle 1** Ergebnisse der Grenzfrequenzen ab der die systematische Testlücke auftritt abhängig von der berücksichtigten Einkoppelhöhe  $h$  und der tolerablen parallelen Restfeldstärke, bei  $\epsilon_r = 4$





**Bild 8** Grenzfrequenz der Testfrequenz  $f$ , für  $\epsilon_r \leq 4$  des Gehäuses und in Abhängigkeit der Höhe  $h$  des ICs über der Masseebene und der Feldleistung  $x[\%]$  am IC mit E-Feld-Orientierung parallel zur Massefläche bezogen auf die Gesamtfeldleistung



**Bild 9** Grenzfrequenz der Testfrequenz  $f$ , für  $\epsilon_r \leq 4$  des Gehäuses in Abhängigkeit der Feldleistung  $x[\%]$  am IC mit E-Feld-Orientierung parallel zur Massefläche bezogen auf die Gesamtfeldleistung

#### 4 Praktische Umsetzung zur Schließung der Messlücke auf IC-Ebene

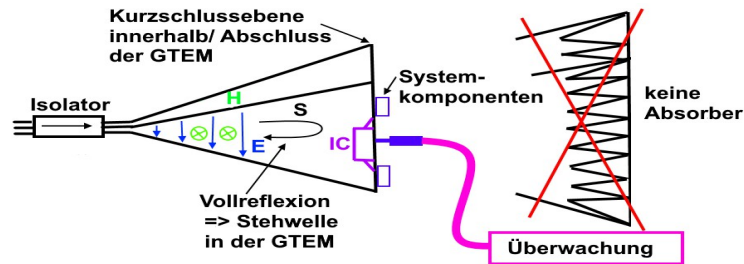
Bei ICs mit Höhen von oft bis zu  $h = 3,1$  mm (bei Berücksichtigung der Bonddrähte als einkoppelnde Strukturen) treten nach Abschnitt 3 ab einer Testfrequenz von ca. 200 MHz/ 500 MHz somit Testlücken auf – die Einstrahlung mit Freiraumwellen mit E-Feldorientierung parallel zur Masseplatte kann dann nicht hinreichend auf IC-Ebene nachgebildet werden. Bis 1 GHz ließe sich diese über die Methodik der DPI einschränken [8], jedoch nur unter hohem Testaufwand, da jeder Pin über DPI getestet werden müsste. Zudem ist die Methodik der DPI lediglich bis 1 GHz definiert, was zunehmend als unzureichend zu sehen ist. Eine Testerweiterung auf höhere Frequenzen ist wünschenswert. Das Ziel der Nachbildung zur Schließung der bestehenden Testlücke besteht nicht direkt darin, den IC in Bereiche mit parallelen E-Feldverläufen einzubringen. Ziel ist die Erzeugung eines Feldbildes, dass dem der Reflexion einer Freiraumwelle mit beim Einfall parallelen E-Feldverläufen an einer Masseebene entspricht. Verschiedene Aufbauten zur Nachbildung des Einfalls ebener Freiraumwellen mit paralleler E-Feldorientierung sind denkbar. Eine vielversprechende Möglichkeit besteht darin, einen Leitungstyp der Microstripleitungen in Ausbreitungsrichtung leerlaufen zu lassen oder kurzzuschließen. Die Systeme basierend auf Microstripleitungen sind in der EMV über  $\mu$ TEM/GTEM/ $\mu$ Strip gegeben, wobei 50 Ohm Quellen- und 377 Ohm Feldimpedanz bereits nachgebildet sind. Anstatt die GTEM mit Abschlüssen und Absorbern zu terminieren, ist sie am Ende kurzzuschließen, wie in Bild 10 dargestellt. Die IC-Testplatine ist im GTEM-Gehäuse in die Kurzschlussfläche einzubringen. Es befindet sich dann ausschließlich der IC im einstrahlenden Testfeld, alle Betriebskomponenten, die Systemplatine und Zuleitungen sind außerhalb. Alternativ kann in eine GTEM-Zelle eine Kurzschlussfläche mit IC-Messplatine eingebracht werden, sodass die Testabgriffe außerhalb des Feldes liegen und im feldfreien Raum herausgeführt werden.

Dies unterscheidet diesen Aufbau wesentlich von dem derzeitigen möglichen Aufbau der Systemebene zur Einstrahlung von Feldern mit paralleler E-Feldkomponente (bei dem sowohl der IC als auch seine Systemplatine, Betriebskomponenten und Zuleitungen im einstrahlenden Feld der GTEM zu liegen kommen). Es kann die übliche  $\mu$ TEM-Testplatine für die jeweiligen ICs weiterverwendet werden, welches den praktischen Testaufbau deutlich vereinfacht. Die Quelle des Testaufbaus kann über High-Power-Isolatoren vor der Totalreflexion der Leistung geschützt werden. Isolatoren mit 100 W Vorwärts- und Rückwärtsleistung sind z.B. in 3 Stufen im Bereich 45 MHz - 5 GHz verfügbar. Der Testaufbau ist somit prinzipiell mindestens bis 5 GHz einsetzbar. Für geringere Frequenzen ist in der Regel keine Testlücke vorhanden, siehe Abschnitt 3.

Die Quellleistung von 100 W entspricht im speisenden 50 Ohm-System einer Spannung von



70 V. Wählt man die Höhe der unteren kurzschließenden Rückwand der GTEM-Zelle, welche die IC-Testplatine beinhaltet, zur Länge der Testplatine von 10 cm, so folgen daraus einfallende Testfeldstärken von 700 V/m. In der GTEM-Zelle bildet sich eine Stehwelle aus, die Nullstelle liegt physikalisch bedingt dicht am IC. Dies bildet die Realität einer einfallenden Welle mit paralleler E-Feldorientierung zur Masseplatte jedoch exakt nach. Die Höhe der deutlich geringeren Feldstärke am Ort des ICs ist abhängig von der Höhe des ICs und der Testfrequenz. Sie kann mit Formel 2 unter  $\alpha_e = 0$  berechnet werden. Die Größe dieser Feldstärke muss jedoch zur Testdefinition nicht berechnet werden, da sie eben den Fall nachbildet, der sich ergibt, wenn eine Fernfeldwelle mit paralleler E-Feld-Orientierung von einer Stärke von 700 V/m auf das DUT unter Worst-Case-Bedingung einstrahlt. Physikalisch bedingt wird sich die geringere Feldstärke am Ort des ICs in der nachzubildenden Praxis ebenso einstellen wie im hier aufgeführten Testaufbau. Der relevante anzugebende Testwert als einstrahlender Feldwert wäre in diesem Fall daher 700 V/m, unabhängig vom IC und der tatsächlichen Feldstärke am Ort des ICs.



**Bild 10** GTEM ohne Abschlüsse und Absorber, am Ende kurzgeschlossen, Testboard des ICs mit Masseebene des ICs ist Teil der Kurzschlussebene des GTEM-Gehäuses. Systemplatine, Betriebskomponenten und Zuleitungen liegen **außerhalb** der GTEM. Alternativ wäre eine Kurzschlussebene in die GTEM einziehbar, Systemkomponenten lägen außerhalb des GTEM-Feldes.

## 5 Zusammenfassung

Auf IC-Ebene ist bei den einstrahlenden EMV-Tests durch bisher fehlende Einstrahlungsmöglichkeiten mit E-Feld-Orientierung parallel zur Massefläche des ICs eine systematische Testlücke vorhanden. Diese tritt bereits deutlich unter 1 GHz auf, lediglich bei niedrigen Testfrequenzen im unteren MHz-Bereich nicht. Die Situation zur frühzeitigen Erkennung von EMV-Problemen während der IC-Entwicklung ist unzureichend. Im Bericht wurde detailliert dargelegt, ab welchen Frequenzgrenzen diese systematische Testlücke auftritt sowie ein Testaufbau vorgestellt zum Beheben dieser Testlücke bereits auf IC-Ebene.

## Literaturangaben

- [1] A. J. Schwab, W. Kürner: Elektromagnetische Verträglichkeit, Springer-Verlag, 2007, pp. 370-373
- [2] IEC 62132-1, "Integrated circuits - Measurement of electromagnetic immunity -Part 1: General conditions and definitions"
- [3] IEC 62132-2, "Integrated circuits – Measurement of electromagnetic immunity -Part 2: Measurement of radiated immunity – TEM cell and wideband TEM cellmethod"
- [4] IEC 62132-8, „Integrated circuits – Measurement of electromagnetic immunity -Part 8: Measurement of radiated immunity – IC Stripline method“
- [5] B. Körber, N. Müller, M. Trebeck: IC-Streifenleitung – Neues Messverfahren zur Bewertung der EMV-Eigenschaften von Halbleitern, EMV 2008, VDE Verlag GmbH Berlin 2008, pp. 159-166
- [6] Prof. Dr.-Ing. H. Singer: Umdrucke zur Vorlesung Theoretische Elektrotechnik I/II, Technische Universität Hamburg-Harburg, 1998, pp. 5.4.4
- [7] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, B8-B10
- [8] IEC 62132-4, "Integrated circuits - Measurement of electromagnetic immunity 150 kHz to 1 GHz - Part 4: Direct RF power injection method"

---

# **EMV beim Laden von Elektrofahrzeugen**

---

# **Entwicklung, Implementierung und Verifizierung eines Emulorkonzepts als Gegenstelle zum Elektrofahrzeug für EMV Prüfungen bei DC Ladetopologien**

Dipl.-Ing. Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Straße 76, 44227 Dortmund, Deutschland,

Dipl.-Ing. Jörg Bärenfänger, Dr.-Ing. Sebastian Jeschke, EMC Test NRW GmbH, Emil-Figge-Straße 76, 44227 Dortmund, Deutschland

M.Sc. Sergii Tsiapenko, Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Lehrstuhl ETS, Universität Duisburg-Essen, Bismarckstr. 81, 47057 Duisburg, Deutschland

M.Sc. Michael Tybel, Dr.-Ing. Michael Schugt, Scienlab electronic systems GmbH Lise-Meitner-Allee 27, 44801 Bochum, Deutschland

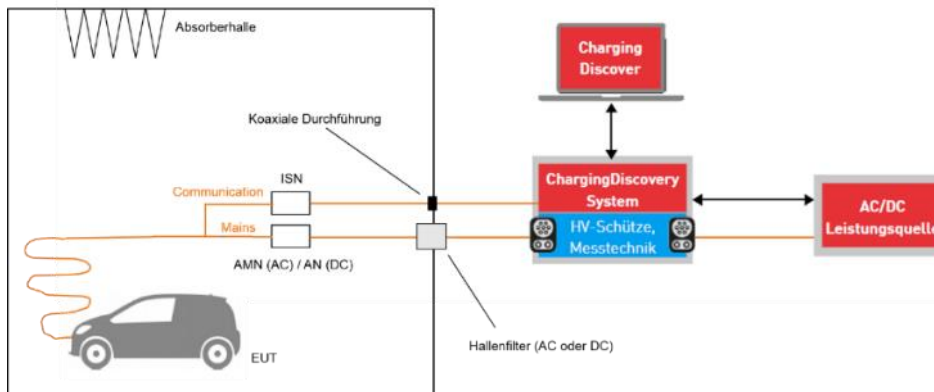
## **1. Einleitung**

Im Rahmen der weltweiten Einführung von Fahrzeugen mit elektrischem Antriebsstrang, deren Antriebsbatterie am Energieversorgungsnetz geladen werden muss, ist eine geeignete Ladeinfrastruktur zu realisieren. Aktuell werden weltweit die unterschiedlichsten Ladekonzepte sowohl beim Energietransfer als auch bei der Kommunikation eingesetzt. In Kombination mit den unterschiedlichen Fahrzeugen ergeben sich im Falle des Ladevorgangs viele mögliche Kombinationen von Ladestationen und Fahrzeugen. Um die Akzeptanz der Fahrzeuge zu steigern, sollte die Interoperabilität der unterschiedlichen Systeme gegeben sein. Für einen erfolgreichen Ladevorgang ist neben der Hauptverbindung für den Energietransfer auch eine funktionierende Kommunikation essentiell. Da es aktuell allerdings immer wieder zu Problemen beim Ladevorgang kommt, ist es notwendig, alle am Ladevorgang beteiligten Komponenten vorab bzgl. ihrer Interoperabilität unter verschiedensten Gesichtspunkten zu überprüfen. Die Motivation ist daher eine Hardware-Testumgebung zu schaffen, die es ermöglicht die am Ladevorgang beteiligten Komponenten sowohl bzgl. ihrer Funktion als auch bzgl. der gültigen EMV-Anforderungen zu untersuchen. Hauptziel des zu Grunde liegenden Förderprojektes ist es, durch Kommunikationsemulatoren in Kombination mit einer leistungsfähigen regelbaren Energiequelle eine Testumgebung zu schaffen die es erlaubt, die am Ladevorgang beteiligten Komponenten durch entsprechende Tests vorab auf Eignung sowie Kompatibilität hinsichtlich eines erfolgreichen Ladevorgangs zu untersuchen. Dabei sollen sowohl die Themenfelder Funktionalität bzw. funktionale Sicherheit als auch elektromagnetische Verträglichkeit behandelt werden. Zentraler Bestandteil ist hierbei die Ladekommunikation, da diese direkt für einen funktionierenden Ladevorgang verantwortlich ist. Da der Emulator selbst die Peripherie in der Testumgebung darstellt darf dieser zur korrekten Beurteilung des EMV-Verhaltens des Prüflings selbst keinerlei Beitrag zum EMV-Verhalten beitragen. Dies bedeutet, dass eine EMV-optimierte Emulation der Gegenstelle im Anwendungsfall EMV-Prüfung der Topologie Fahrzeug im Ladevorgang von Nöten ist

## **2. Ausgangssituation und Zielsetzung**

Im Rahmen des Förderprojekts wird eine Emulationsumgebung erstellt, die es ermöglicht, sämtliche am konduktiven Ladevorgang beteiligten Komponenten auf ihre Funktionalität so-wie die Einhaltung der EMV-Anforderungen zu überprüfen. Aufgrund der unterschied-

lichen Anforderungen bzgl. der Tests der einzelnen Komponenten im Ladebetrieb ergeben sich zwei Hauptanforderungen an die Emulationsumgebung. Die eine bezieht sich auf den Test bzgl. der Funktionalität der betrachteten Komponente im Ladevorgang und die andere auf Erfassung der Störemissionen. Wobei hier eine zu hohe Störemission auch Auswirkungen auf die Funktionalität haben kann. Hauptbestandteil des Aufbaus sind Power HiL Emulatoren (Charge Discovery System - CDS) des Projektpartners Scienlab, welche den Energiefluss während des Ladevorgangs realisieren. Darüber hinaus muss für die Abbildung des Ladevorgangs ebenfalls die notwendige Ladekommunikation nachgebildet werden. Hierbei handelt es sich im Falle des DC Ladens mit Combined Charging System (CCS) Steckertechnologie [01] um Control Pilot sowie Powerline Communication (PLC): Bild 1 zeigt den Testaufbau für ein DC-Quickcharge Ladesystem



**Bild 1:** Test Setup – Prüfling (EUT) ist Elektrofahrzeug

Rein funktional steht somit bereits ein Prüfaufbau zur Erprobung des Ladevorgangs eines E-Fahrzeugs mit Verwendung des CDS Systems als Emulation der Ladesäule zur Verfügung. Im folgenden wird nun die Anpassung des Systems mit den Ziel der Einhaltung der Vorgaben hinsichtlich der Elektromagnetischen Verträglichkeit näher beschrieben. Beim Leistungsteil der Emulation handelt es sich um DC Quelle mit hoher Leistung. Die verwendete Umrichtertechnologie zur Erzeugung der hohen DC Spannungen ist hierbei eine Quelle potentieller Emissionen (hohe Ströme geschaltet in kurzer Zeit). Somit muss für den Leistungsteil hinsichtlich der EMV ein Kompromiss aus Funktionalität/ Energieeffizienz und EMV Eigenschaften gefunden werden. Die verwendete Kommunikationstechnologie hat ebenfalls EMV Störpotential. Hier besteht die Herausforderung respektive Zielsetzung darin eine funktionierende Ladekommunikation zu realisieren, die gleichzeitig möglichst EMV konform ausgeführt ist.

### 3. EMV Verhalten

Ein typischer Anwendungsfall für die Verwendung einer Ladesäulenemulation stellt die Homologationsprüfung eines E-Fahrzeugs gemäß ECE R10 Rev. 5 [02] zur Erlangung einer Typgenehmigung dar. Bei den notwendigen Prüfungen ist unter anderem die gestrahlte Störfeldstärke des Prüflings, respektive des E-Fahrzeugs im Ladevorgang zu ermitteln. Leitungsgeführte Prüfungen sind zwar ebenfalls Bestandteil der zu Grunde liegenden Norm, in diesem Bericht wird sich jedoch aus Kapazitätsgründen hauptsächlich auf die gestrahlte Emission beschränkt. Im ersten Schritt wird zunächst nur der leistungselektronische Teil der Emulation zur Bereitstellung der Ladeleistung hinsichtlich seines EMV Verhaltens untersucht sowie optimiert (Kapitel 3.1). Anschließend wird das Gesamt-

system (Leistungsteil sowie Emulation) hinsichtlich der EMV betrachtet (Kapitel 3.2). Hierbei fließen direkt erste Erkenntnisse aus dem Vorangegangenen in die weitere Optimierung und Verifikation mit ein.

### 3.1 Betrachtung des leistungselektronischen Teils der Emulation ohne Kommunikation

#### Verwendung eines Eigenbaufilters

Das folgende ESB zeigt schematisch den verwendeten Eigenbaufilter, welche nötig ist, um die Entstörung der DC Quelle zu realisieren. Erste Erprobungen/ Messungen hatten gezeigt, dass vor allem große Induktivitäten im Längstpfad eine zufriedenstellende Filtercharakteristik bewirken. Daher wurde die CISPR 11 [03] AN (60  $\mu$ H) als filterndes Element mit eingesetzt.

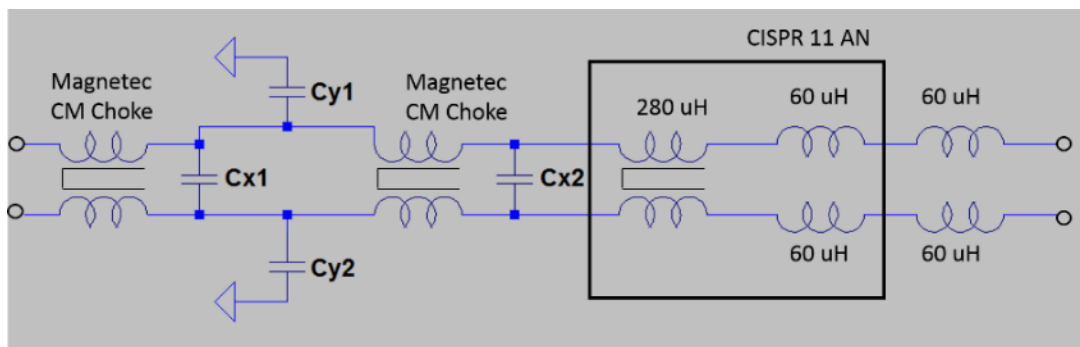
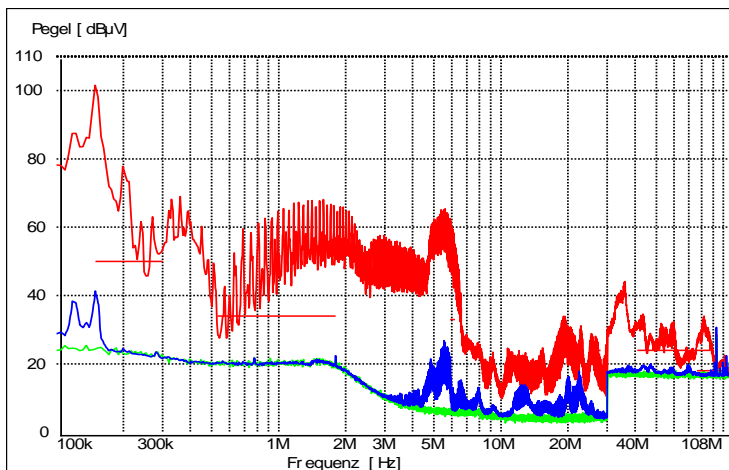


Bild 2: ESB Eigenbaufilter

Mit Hilfe dieser Filtertopologie kann bereits im Frequenzbereich der leitungsgeführten Messungen (100 kHz bis 108 MHz) eine deutliche und zufriedenstellende Filterwirkung erzielt werden. Die erzielten Resultate zeigt das folgende Bild.



Average Messwerte  
Leermessung (grün)  
ohne Entstörung (rot)  
mit Entstörung (blau)

Bild 3: Messergebnisse leitungsgeführte Störemission, Grenzwerte CISPR 25 Class 5 Average

Im folgenden gilt es die Eignung des entwickelten Filters für die Entstörung des Leistungsteils/ der DC Quelle der Emulation im Bereich der gestrahlten Messungen näher zu untersuchen. Es standen zu diesem Untersuchungszeitpunkt insgesamt 3 Lastwiderstände als

Belastung zur Verfügung, so dass mit einer Leistung von 12 kW (400 V, 30 A) getestet werden konnte.

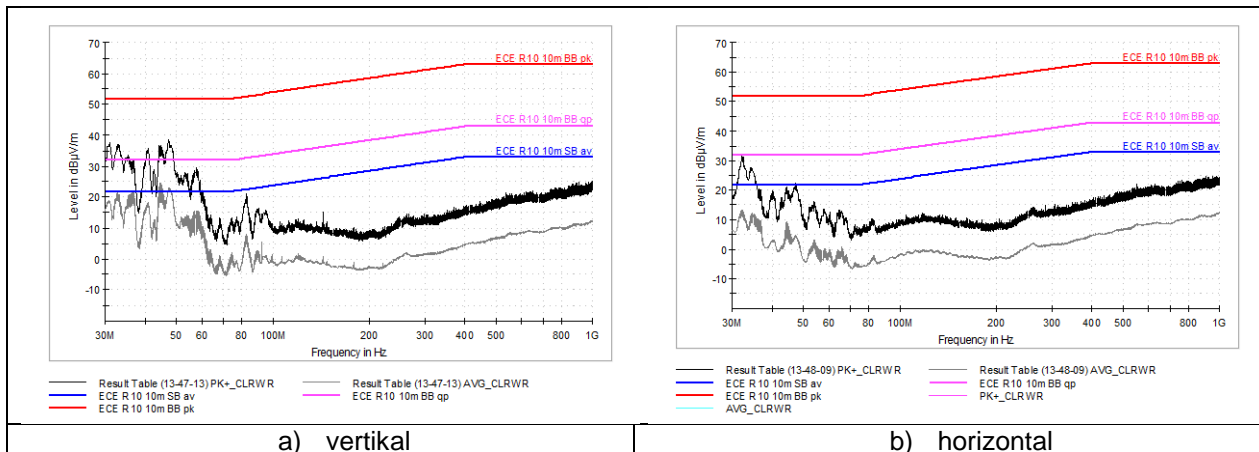
Der Messaufbau für die gestrahlten Messungen ist in Bild 4 zu sehen. Dieser unterscheidet sich zu dem für die leitungsgeführten Messungen lediglich dadurch, dass die Netznachbildungen (AN- Artificial Network) nicht mehr als Messabgriff genutzt werden, sondern als definierte Impedanz gemäß Aufbau nach [02] dienen.



**Bild 4:** Messaufbau gestrahlte Emissionsmessung

Bei Verwendung des Eigenbaufilters befindet sich dieser im Inneren der Absorberhalle. Die DC Leitungen werden über Kamineinsätze/ -durchführungen in die Absorberhalle geführt und der Filter entsprechend nahe der Durchführung angeschlossen.

Die Bilder 5 a) sowie 5 b) zeigen das resultierende Emissionsspektrum im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz bei horizontaler und vertikaler Antennenausrichtung.



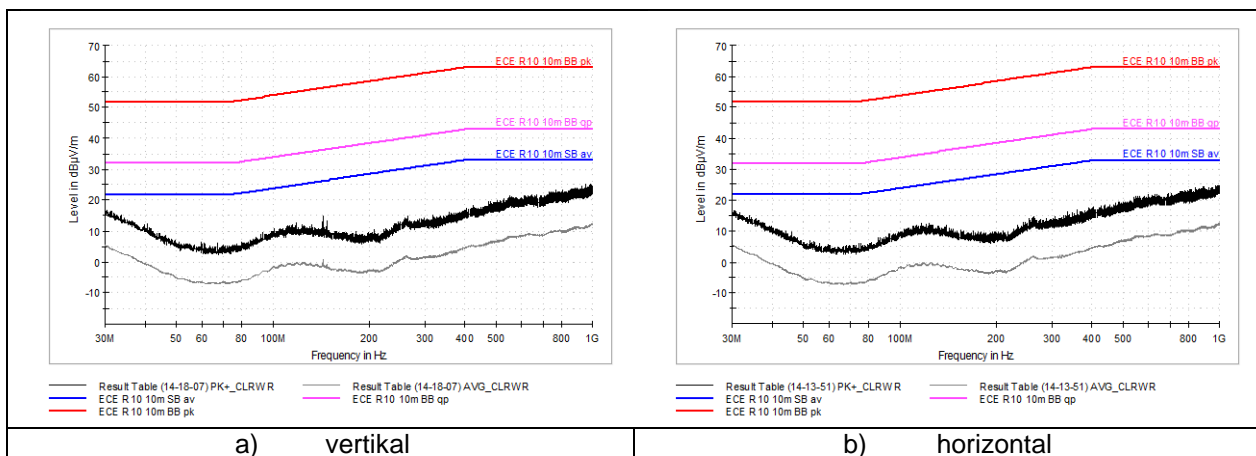
**Bild 5:** Messung mit Eigenbaufilter - Emulator aktiv, 12 kW (400 V, 30 A), 30-1000MHz, MBW 120kHz Peak (PK) / Average (AV)

Es zeigt sich, dass die Performance des auf Basis von leitungsgeführten Messungen entwickelten Eigenbaufilters nicht ausreichend ist, um den Leistungsteil der Emulation für die gestrahlten Messungen ebenfalls ausreichend zu entstören. Vor allem im Frequenzbereich bis 100 MHz sowie für die vertikale Polarisierung ist ein deutliches Emissionsspektrum zu erkennen, welches den Anforderungen an eine emissionsarme Emulation nicht genügt

(Average Grenzwert überschritten). Daher wird im nächsten Schritt die Verwendung des Hallenfilters der Absorberhalle näher untersucht.

### Verwendung des Hallenfilters der Absorberhalle

Der Messaufbau entspricht dem vorangegangenen. Lediglich die Position/ Anbindung des Filters unterscheidet sich. Es wird die Verwendung des Hallenfilters der Absorberhalle erprobt. Dieser ist direkt an der Außenseite der Halle angebracht. Die Bilder 6 a) sowie 6 b) zeigen das resultierende Emissionsspektrum im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz bei horizontaler und vertikaler Antennenausrichtung.



**Bild 6:** Messung mit Hallenfilter – Emulator (Leistungsteil) aktiv, 30-1000MHz, Peak (Pk) / Average (AV)

Bei Verwendung des Hallenfilters werden zufriedenstellende Ergebnisse erzielt. Es ist kein signifikantes Emissionsspektrum des Leistungsteils der Emulation zu erkennen. Die Messkurven entsprechen nahezu einer Leermessung. Im nächsten ist nun die gesamte Emulation, bestehend aus Leistungsteil sowie Ladekommunikation zu verifizieren und gegebenenfalls zu optimieren.

### 3.2 Ermittlung sowie gegebenenfalls Optimierung des EMV Verhaltens des Gesamtsystems (Leistungsteil plus Kommunikation)

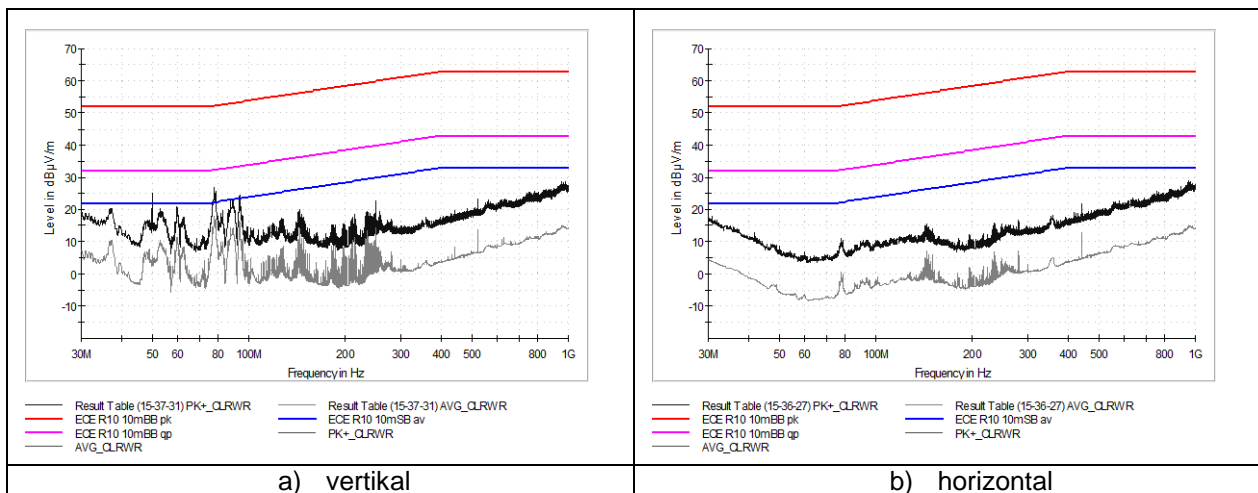
Die Untersuchung des EMV Verhaltens des Gesamtsystems findet am im Laufe des Projekts entwickelten „EMV-optimierten“ Emulator statt. Die Entwicklung sowie Optimierung bezieht sich hierbei vor allem auf den Kommunikationsteil, welcher die notwendige Kommunikation beim DC Laden mittels CSS Technologie, heißt Ladekommunikation mittels Control Pilot sowie PLC realisiert. Für den Messaufbau wird wiederum der Hallenfilter der Absorberhalle verwendet. Durch zahlreiche Messungen der leitungsgeführten Störemission des Aufbaus, gemessen an der Netznachbildung, wurde bereits im Vorfeld eine Optimierung des Systems vorgenommen (Anpassung der Filter, Ferrite, etc.). Mit dieser optimierten Realisierung wird nun abschließend die gestrahlte Störemission des Emulators untersucht. Bild 7 zeigt den Gesamtaufbau. Die silberfarbene Box auf der linken Seite realisiert die Emulation der Ladekommunikation sowie weitere Überwachungsfunktionen (Spannungsmessungen, Strommessungen, etc.). Die rot-weiße Box auf dem Tisch sowie der sich dahinter befindlich Lastwiderstand stellen das Interface (originales Ladekabel sowie CCS Ladestecker verwendet) und die notwendige Last sowie Gegenstelle für den zu vermessenen Betriebspunkt dar.





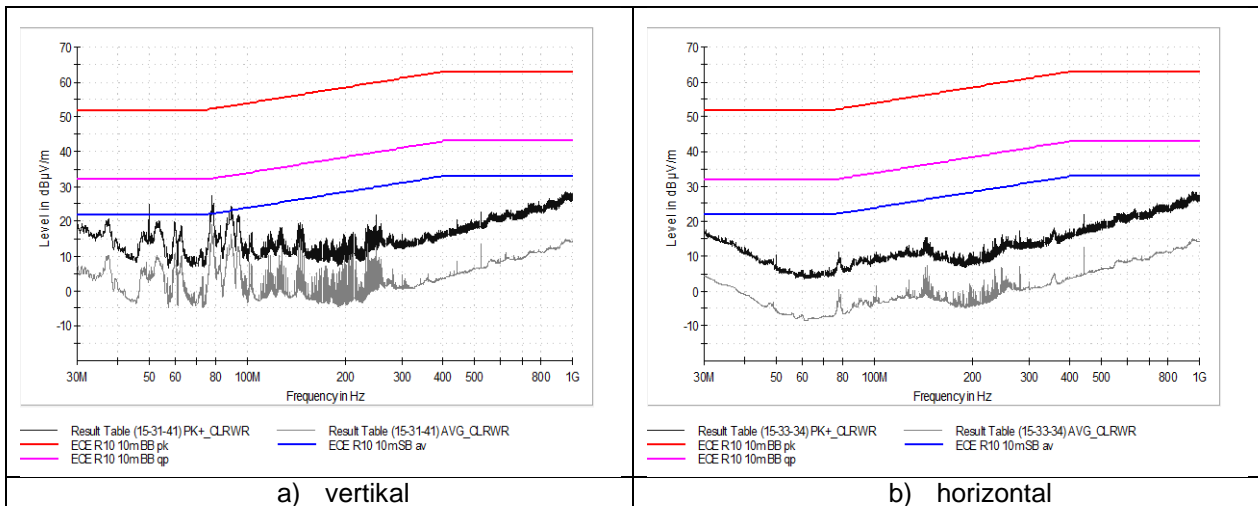
**Bild 6:** Messaufbau zur Untersuchung des EMV Verhaltens des Gesamtsystems

Das folgende Bild 7 a) sowie b) zeigt das resultierende Emissionsspektrum der Emulation bei aktiver Ladekommunikation sowie einer Ladeleistung von 9,2 kW im Frequenzbereich bis 1 GHz für horizontale und vertikale Ausrichtung der Antenne.



**Bild 7:** Messung mit Hallenfilter - Emulator (Gesamtsystem) aktiv, 30-1000MHz, Peak (Pk) / Average (AV)

Im Frequenzbereich bis ca. 300 MHz ist für vertikale Polarisation deutlich das Emissionsspektrum der Emulation zu erkennen. Bei horizontaler Ausrichtung hingegen sind deutlich weniger Emissionen zu ermitteln. Dies lässt vermuten, dass die Emission respektive die Abstrahlung vor allem von dem nahezu senkrecht verlaufendem Teil des Ladekabels zwischen meanderförmiger Verlegung auf dem Boden und dem Interface auf dem Tisch verursacht wird. Generell liegt das Emissionsspektrum unterhalb der Grenzwerte der ECE R10 und stellt somit im ersten Schritt ein zufriedenstellendes Ergebnis dar. Abschließend wird der genaue Wirkmechanismus respektive die Quelle der Emission des Emulators näher untersucht. Hierzu wird die Ladeleistung auf 0 kW gesetzt, so dass lediglich der Kommunikationsteil der Emulation aktiv ist. Das in diesem Betriebszustand resultierende Spektrum ist den folgenden Bildern 8 a) sowie b) zu entnehmen.



**Bild 8:** Messung mit Hallenfilter - Ladekommunikation aktiv, **Ladeleistung 0 kW**, 30-1000MHz, Peak (Pk) / Average (AV)

Vergleicht man die Bilder 7 und 8 so wird deutlich, dass kein signifikanter Unterschied zwischen den beiden Emissionsspektren respektive den beiden Betriebszuständen zu erkennen ist. Somit ist anzunehmen, dass die Hauptquelle der detektierten Emissionen in der Emulation der Ladekommunikation zu finden ist. Für einen ersten Evaluationsschritt ist die vorherrschenden Emission als akzeptabel, da unter den Grenzwerten zu sehen. Im nächsten Schritt ist jedoch das Gesamtsystem weiter zu optimieren, um den Abstand zwischen gemessener Emission und Grenzwert weiter zu erhöhen. Da die Emulation die Peripherie/ Gegenstelle zum Prüfling darstellt, sollte diese selbst möglichst störungsarm sein.

#### 4. Zusammenfassung

Mit den getroffenen Entwicklungs- sowie Optimierungsmaßnahmen konnte eine Emulation einer DC Ladesäule mit Leistungsteil sowie Kommunikationsnachbildung realisiert werden, welche sowohl funktional als auch im Hinblick auf die EMV zufriedenstellend funktioniert. Die notwendige Messumgebung sowie Peripherie (Emulation) zur Realisierung der EMV Prüfungen eines Elektrofahrzeugs im Ladevorgang lässt sich somit grundlegend abbilden. Im nächsten Schritt gilt es die Emulation respektive deren Entstörung weiter zu verbessern, so dass die Eigenemission des Emulators größeren Abstand von den Grenzwerten der UN ECE R10 nimmt und ebenfalls die teilweise härteren hersteller-spezifischen Anforderungen an die Grenzwerte einhält. Der im ersten Schritt implementierte Eigenbaufilter zeigt im Bereich der leitungsgeführten Emissionsmessungen zufriedenstellende Resultate, ist jedoch für höhere Frequenzen, heißt den gestrahlten Bereich nicht geeignet. Es zeigt sich jedoch, dass die Verwendung eines handelsüblichen Hallenfilters einer Absorberhalle für die Entstörung des Leistungsteils einer solchen Emulation ausreichend ist. Der Kommunikationsteil bedarf einer aufwendigeren Entwicklung und Optimierung zur Entstörung, da dieser maßgeblich für das Emissionsspektrum bei Messung der gestrahlten Emission verantwortlich ist. Aber auch hier zeigt das bereits implementierte Gesamtsystem gute erste Ergebnisse. Wie bereits erwähnt, gilt es nun die Optimierung weiter voranzutreiben sowie das Gesamtsystem weiter zu verbessern.

## 5. Literatur

- [01] IEC 62196-1: Stecker, Steckdosen, Fahrzeug-Stecker, Fahrzeug-Inlets – Konduktives Laden von EV - Allgemeine Anforderungen
- [02] UN ECE R10 Rev. 5: Einheitliche Bedingungen für die Genehmigung von Fahrzeugen hinsichtlich EMV
- [03] CISPR 11: Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement

# Vergleichende Bewertung verschiedener normativer Störemissionsmessungen an einem Elektrofahrzeug

Dr.-Ing. Moawia Al-Hamid, Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, B. Sc. Philipp Wollmann  
Institut für Medizintechnik, O.-v.-G.-Universität Magdeburg, Deutschland

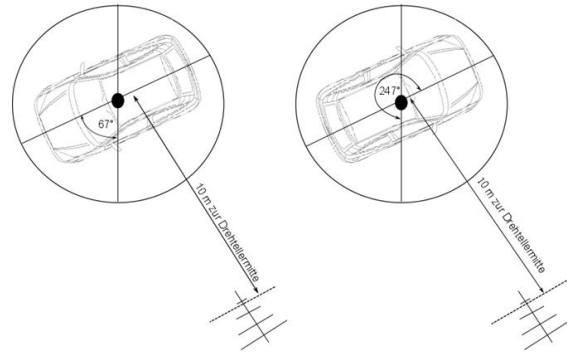
## 1 Einleitung

Steile Taktflanken aufgrund der schnell schaltenden Leistungshalbleiter des Bordwechselrichters, sowie umgesetzte Leistungen im 100-kW-Bereich lassen das Hochvoltbordnetz zu einer hochfrequenten Störemissionsquelle werden [1]. Doch nicht nur während des Fahrbetriebs ist das Elektrofahrzeug Quelle unerwünschter Emissionen, auch während des Ladebetriebs treten elektromagnetische Störungen auf, die bisher nicht betrachtet werden mussten. Hierfür wurden die EMV-Normen für Kraftfahrzeuge um Prüfungen der Störemission [2, 3] während des Ladebetriebes erweitert. In diesem Beitrag werden die Emissionen eines Elektrofahrzeugs während des Lade- und Fahrbetriebs unter dem Gesichtspunkt der Prüfmethode untersucht. Anschließend werden die Einschränkungen bezüglich des Mess-Setups der KFZ-Norm diskutiert. In vielen Messhallen besteht die Notwendigkeit, die Messachse zu ändern, wenn nach [2] gemessen wird. Da Messumgebungen meist nur für eine Achse durch das genormte NSA-Verfahren kalibriert sind, wurden Dämpfungsmessungen aller verwendeten Messachsen mit definierten Antennen durchgeführt. Die Untersuchungsergebnisse sind im Beitrag enthalten. Abschließend wurde die Funkstörspannung im Ladebetrieb nach zwei unterschiedlichen Normen [3, 4] gemessen.

## 2 Messung der gestrahlten Emission

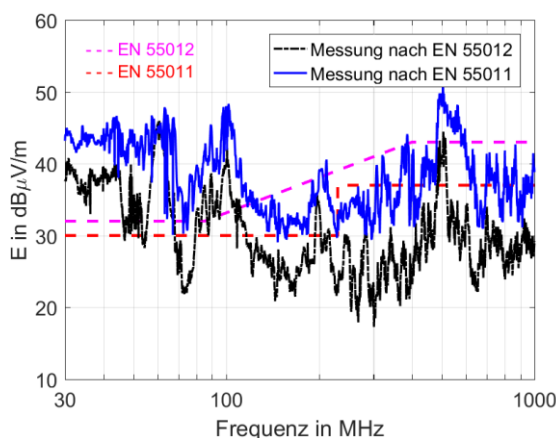
### 2.1 Vergleich nach normierten Messmethoden

Die gestrahlten Emissionen von Kraftfahrzeugen wurden nach [2] gemessen. In dieser Norm ist vorgeschrieben, dass die Störemissionen in 10 m Abstand von der Karosserie in Richtung Referenzpunkt des Fahrzeuges gemessen werden. Dieser befindet sich in der Mitte der vorderen Drehachse des Kraftfahrzeugs. Die Norm sieht jeweils für die Fahrer- und Beifahrerseite einen Messaufpunkt in 3 m Antennenhöhe für vertikale und horizontale Polarisierung vor. Da bei dieser Messung nur 4 Messpositionen vorgesehen sind, wurden die Emissionsmessungen für das Fahrzeug zusätzlich nach Industrienorm [4] durchgeführt. Die Messung der maximalen Funkstörfeldstärke erfolgte durch eine Variation der Antennenhöhe in 11 Schritten (je 30 cm) zwischen 1 m und 4 m und der Drehrichtung des Prüflings zur Antenne in 12 Schritten (je 30°), wodurch die Strahlungscharakteristik für das Gesamtfahrzeug erfasst werden kann. Sowohl für die Messungen nach [2], als auch nach [4], wurde ein Messaufbau gewählt, der dem in der KFZ-Norm [2] ähnelt, jedoch einen Messabstand von 10 m zum Zentrum des Drehtellers aufweist und nicht zur Karosserie. Wobei der Mittelpunkt des Fahrzeuges identisch mit dem Zentrum des Drehtellers ist. In Abb. 1 wird der Messaufbau für die Messung nach [2] und [4] dargestellt. Ein Vergleich der Messergebnisse nach [2] und [4] ist in Abb. 2 zu sehen.



Automodell: <http://cad-markt.de/>

**Abbildung 1:** Messaufbau nach [2] und [4]



**Abbildung 2:** Vergleich der Messergebnisse nach [2] und [4]

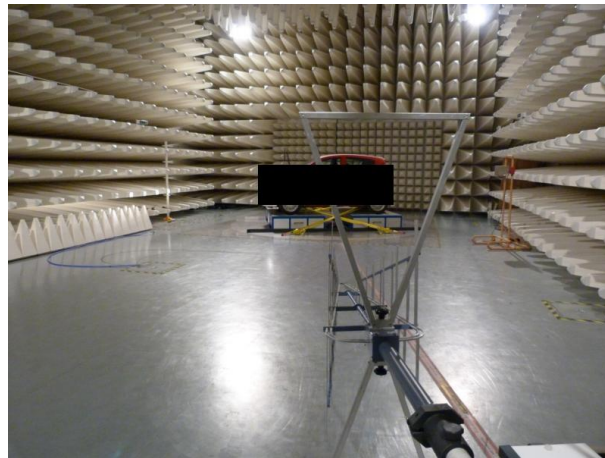
Die Störemissionsmessung wurde unter folgenden Bedingungen durchgeführt: Das Abblendlicht, der Warnblinker, die Scheibenwischer, die Zündung und der Motor sind angeschaltet. Das Fahrzeug fährt mit einer konstanten Geschwindigkeit von 40 km/h auf einem Rollenprüfstand der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg.

Die in Abb. 2 dargestellten Ergebnisse zeigen, dass nach [4] über das gesamte Spektrum höhere Emissionen gemessen werden können. In Einzelfällen, wie bei 386 MHz (4m, 210°, vertikale Polarisation: 37° Abweichung von der Beifahrerseite) und 630MHz (2,8m, 180°, vertikal: 67° Abweichung von der Beifahrerseite), beträgt die Überhöhung zu [2] ca. 20 dB. Grund hierfür sind die 264 Messpositionen nach [4] gegenüber vier Messpositionen nach [2]. Es zeigt sich, dass das Fahrzeug im Frequenzbereich von 55 MHz bis 65 MHz die maximale Störemission nach [2] auf der Fahrerseite in drei Meter Höhe aufweist, welche in der Messung nach [4] enthalten ist.

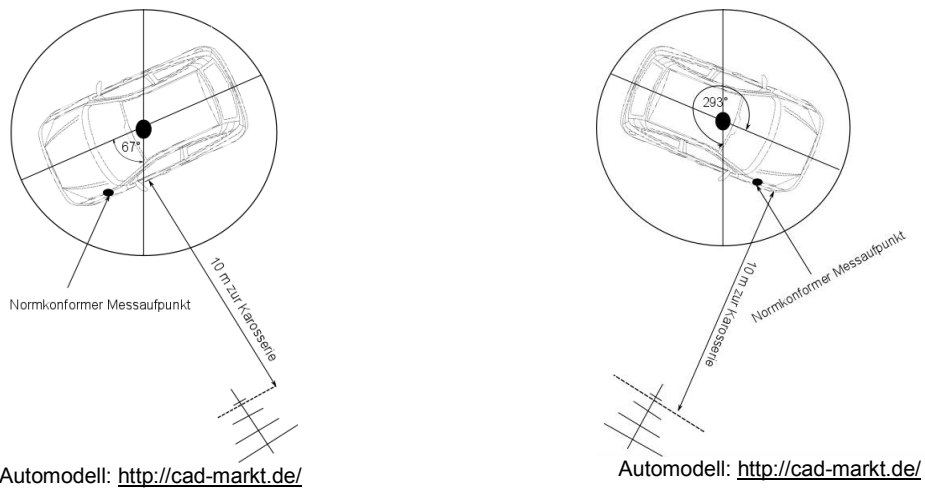
## 2.2 Einschränkungen des Mess-Setups nach KFZ-Norm

Der Messplatz der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg ist nur für eine Messachse nach [5] normiert. Die Ermittlung der Messplatzdämpfung (NSA) erfolgt auf Grund des hohen Zeitaufwands für die meisten Absorberhallen nur für eine Messachse. Die bisherigen Messungen erfolgten entlang dieser Achse. Durch den festen Platz des Rollenprüfstandes können die Kriterien nach [2] bezüglich der Referenzpunkte mit nur einer Messachse nicht erfüllt werden. Um dieses Problem zu umgehen, wurden Messachsen verwendet, die nicht nach [5] normiert sind, siehe Abb. 4 und Abb. 5. Im Folgenden erhalten die einzelnen Mess-Setups eine

Bezeichnung aus einem Buchstaben und einer Zahl. Für jeden Messaufbau wurde ein Antennenabstand von 10 m zur Karosserie gewählt.



**Abbildung 3:** Messaufbau M3 nach [2] mit normgerechtem Messaufpunkt

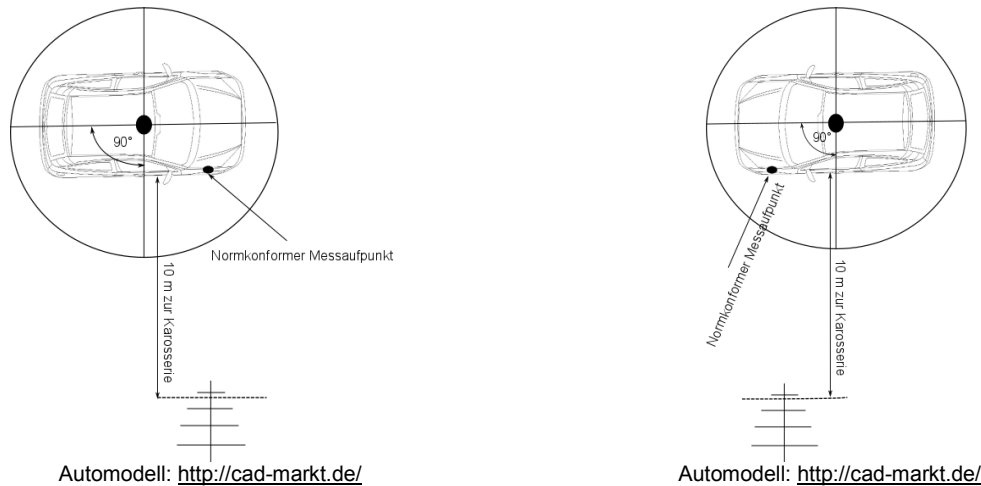


**Abbildung 4:** Messaufbau M3 bei 67° (links) und Messaufbau M3D bei 293° (rechts)

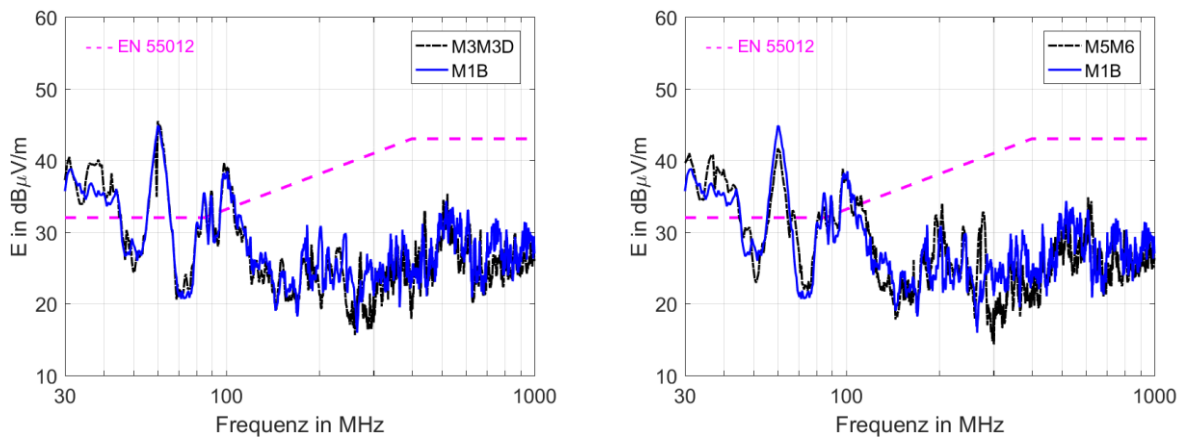
Für den in Abb. 4 dargestellten Messaufbau M3 wurde eine Messachse parallel zur NSA-Achse gewählt, um die Emissionen auf der Fahrerseite zu messen. Die Emissionen der Beifahrerseite wurden über eine Antennenposition in der gegenüberliegenden Ecke gemessen.

Bei dem in Abb. 5 dargestellten Messaufbau steht die Messantenne orthogonal zur rückwärtigen Absorberhallenwand. Für eine Referenzmessung M1B wurde die Antenne entlang der normierten Messachse nach hinten verschoben, so dass ein Messabstand von 10 m zur Karosserie entstand.





**Abbildung 5:** Messaufbau M5 bei 270° (links), und M6 bei 270° (rechts)



**Abbildung 6:** Vergleich der Messergebnisse für Position M3M3D (links) und M5M6 (rechts) mit M1B

In Abb. 6 **Abbildung 6** ist zu sehen, dass die Abweichungen zur Referenzachse, bis auf einzelne Ausnahmen, sehr gering sind. Beide Testpositionen weisen die stärksten Abweichungen zur Referenzachse im Frequenzbereich um 300 MHz auf. Die Emissionen von Messposition M3M3D haben einen Einbruch bei 60 MHz. Bei 40 MHz weisen die Emissionen von M3M3D eine Überhöhung gegenüber der Referenzmessung auf. Um die Ursache der Abweichungen auf den Prüfling oder den Messaufbau zurückführen zu können, wurden Messungen mit definierten Antennen vorgenommen.

### 2.3 Untersuchung der Mess-Setups mit definierten Antennen

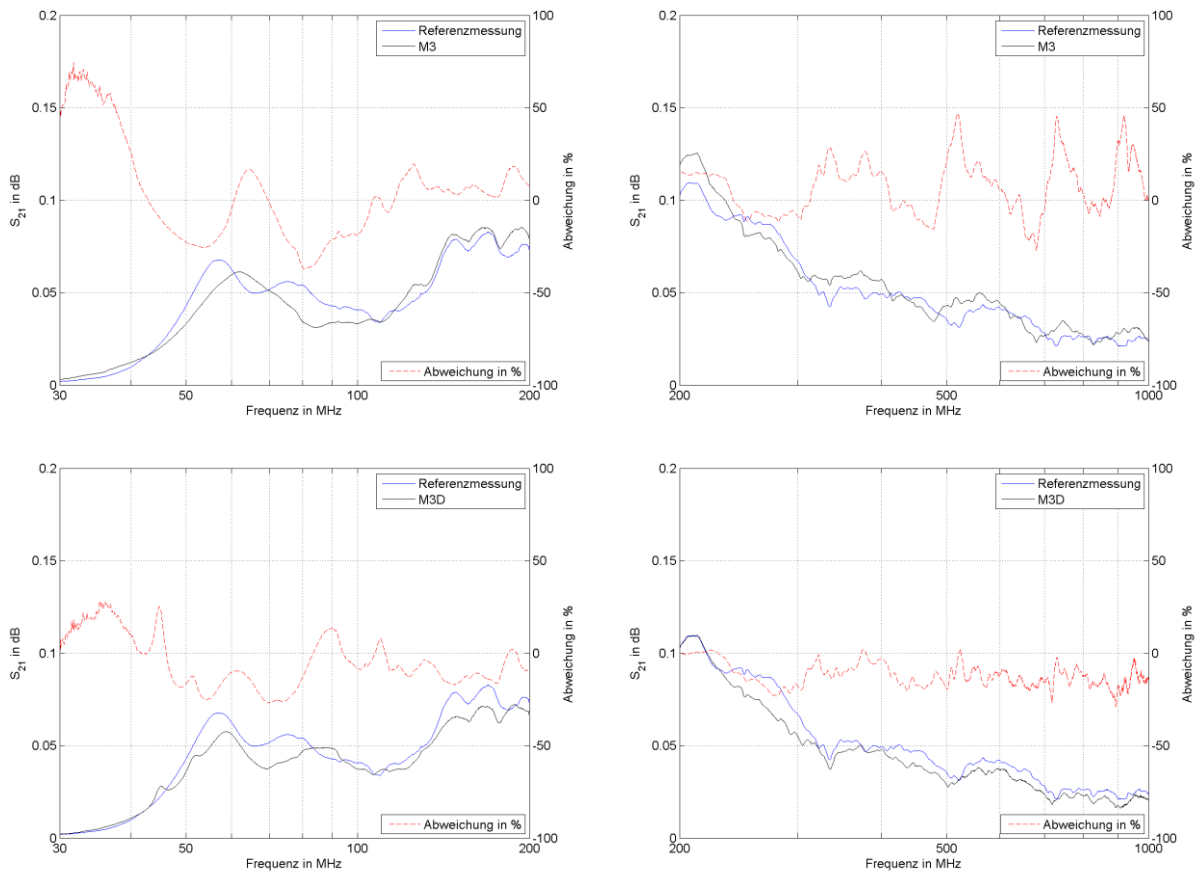
Als Ersatz für den Prüfling wurde, für die jeweiligen Frequenzbereiche, eine bikonische und eine logperiodische Antenne mit definiertem Pegel verwendet, siehe Abb. 7. Die Sendeantenne befindet sich in der Mitte des Drehtellers (Referenzmessung) oder im Referenzpunkt des Fahrzeuges für die Fahrer- und die Beifahrerseite. Die Empfangsantenne befindet sich für jede verwendete Messachse in 3 m Höhe. Für die Position M3 gibt es bei der Messung über den gesamten Frequenzbereich sehr hohe Abweichungen zur Referenzposition, wie in Abb. 8 (oben) gesehen werden kann. Bei Position M3D (Abb. 8 unten) fallen die Abweichungen deutlich geringer aus. Da die beiden Positionen zusammengehören,



ist dieser Messaufbau ungeeignet für eine normgerechte Auswertung der Störemissionen.

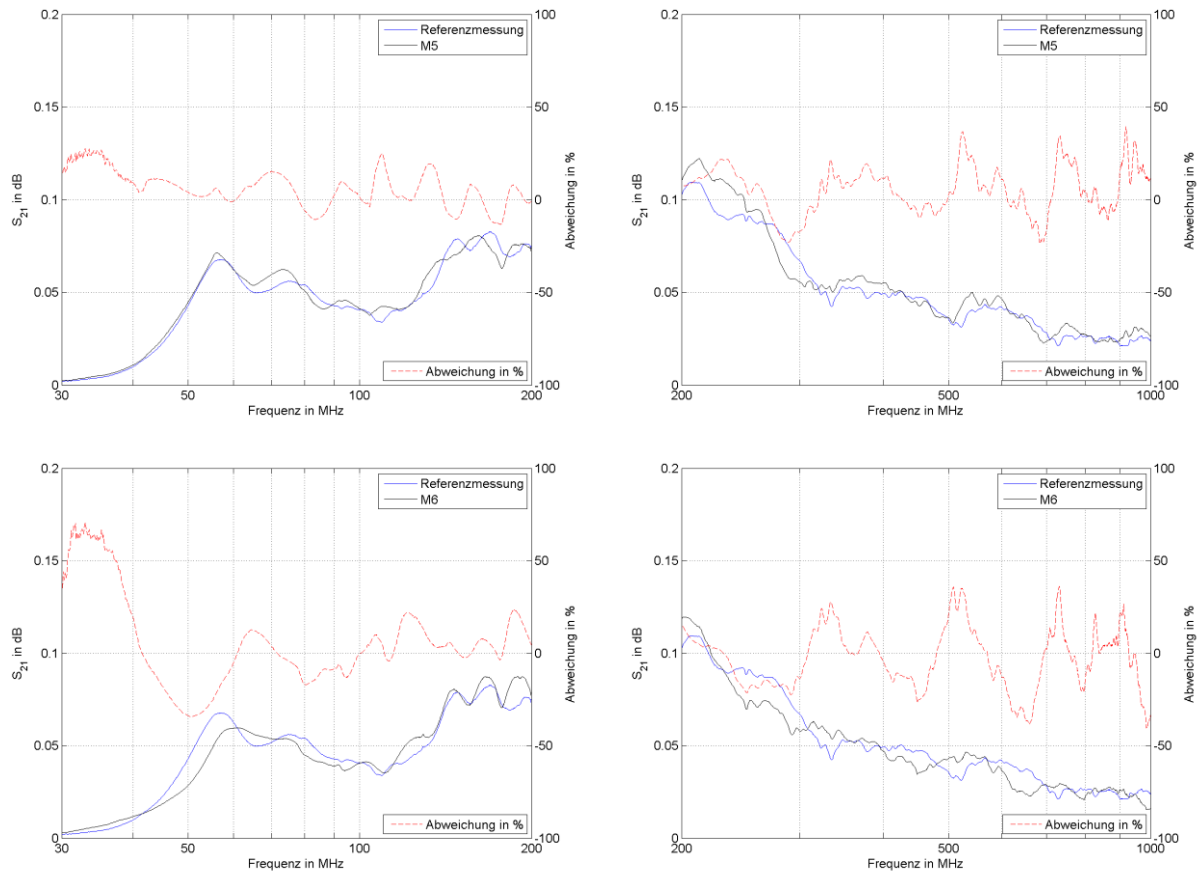


**Abbildung 7:** Messung mit definierten Antennen auf der Referenzachse (links) und für Position M3 (rechts)



**Abbildung 8:** Abweichung zur Referenzmessung der Positionen M3 (oben) und M3D (unten)

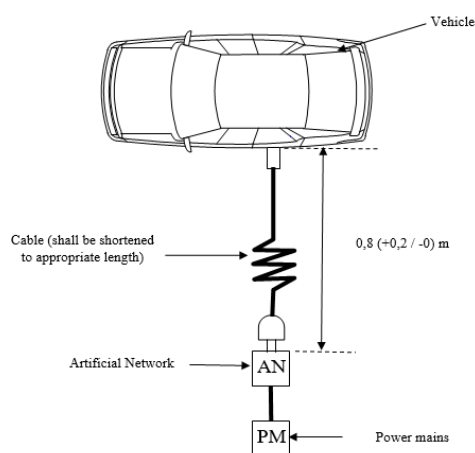
Bei Position M5 ist die Abweichung im niedrigen Frequenzbereich gering, während die Abweichung im höheren Frequenzbereich zunimmt. Die Abweichung von Position M6 ist über den gesamten Frequenzbereich hoch, so dass auch dieser Messaufbau ungeeignet ist.



**Abbildung 9:** Abweichung zur Referenzmessung der Positionen M5 (oben) und M6 (unten)

### 3 Messung der leitungsgebundenen Emission

#### 3.1 Vergleich nach normierten Messmethoden

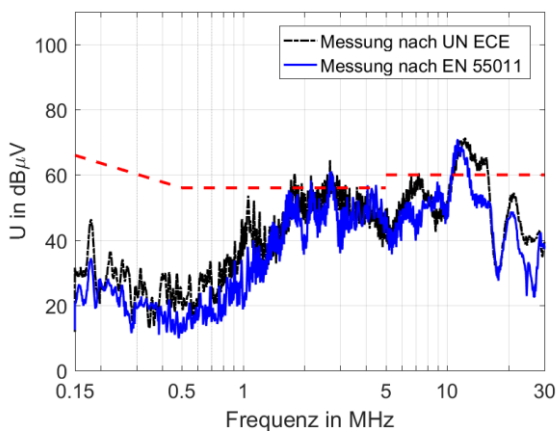


**Abbildung 10:** Normierter Messaufbau nach UN: E/ECE/324 [3]

Die leitungsgebundenen Störemissionen von Kraftfahrzeugen werden nach [3] durchgeführt. Die Norm schreibt vor, dass das Netzkabel in 10 cm Abstand zu der Karosserie und dem leitenden Boden zu verlegen ist, siehe Abb. 11 (links). In diesem Versuch wurde das Mess-Setup höhenvariiert. Neben der normkonformen Messung in 10 cm Höhe über der leitenden Ebene wurden Messungen mit 40 cm Höhe nach [4] (Abb. 11 rechts) und mit 80 cm Höhe durchgeführt. Ziel war es, einen möglichen Einfluss der Leitungshöhe auf das Messergebnis zu untersuchen.



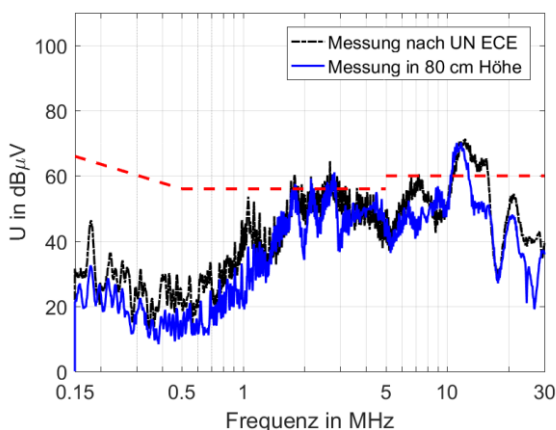
**Abbildung 11:** Messaufbau nach [3] (links) und höhenvariiert (rechts)



Anhand der Messergebnisse in Abb. 12 ist zu sehen, dass der Messaufbau nach [3] höhere Störspannungen aufweist. Bei einigen Frequenzbereichen, wie z. B. zwischen 8 MHz bis 10 MHz, ist der Störspannungspegel auf L1 nach [4] höher.

**Abbildung 12:** Geleitete Emission nach [3] und [4] im Ladebetrieb auf L1

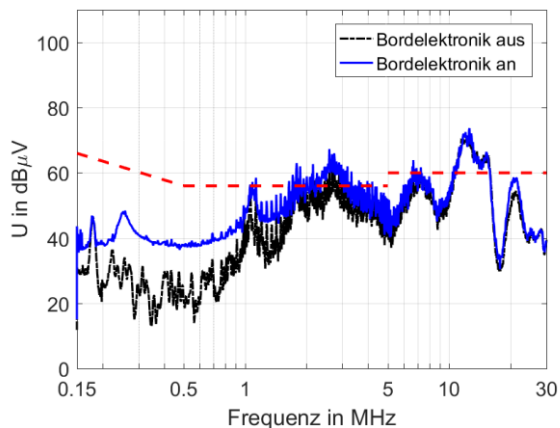
### 3.2 Einfluss des Mess-Setups auf geleitete Störungen



**Abbildung 13:** Geleitete Emission nach [3] und in freier Konfiguration im Ladebetrieb auf L1

Zusätzlich wurde eine weitere Kabelverlegung gewählt, bei der das Ladekabel direkt horizontal aus dem KFZ-Anschluss herausgeführt wurde. Das Kabel befand sich 80 cm über dem Boden. Der Vergleich in Abb. 13 zeigt ein ähnliches Verhalten wie in Abb. 12. Die Messung nach [3] weist über fast den gesamten Frequenzbereich einen höheren Störpegel auf. Auch hier tritt bei der abweichenden Konfiguration ein höherer Pegel im Frequenzbereich von 8 MHz bis 10 MHz auf.

Das Mess-Setup nach [3] weist, bis auf wenige Ausnahmen, einen kontinuierlich höheren Störpegel auf. Daraus kann abgeleitet werden, dass es eine geeignete Kabel-Konfiguration zur normierten Störspannungsmessung ist.



**Abbildung 14:** Vergleich reiner Ladebetrieb mit komplett eingeschalteter Elektronik plus Kompressor über Zigarettenanzünder

Für einen Vergleich mit höherem Abstand zur leitenden Ebene zeichnet sich das gleiche Bild ab wie zuvor bei der Messung nach [4].

Bei zusätzlicher Belastung durch die Bordelektronik erhöhen sich die Störsignale im niedrigen Frequenzbereich bis 1 MHz. Die Grenzwertkurve wird in diesem Frequenzbereich um bis zu 40 dB unterschritten. Für höhere Frequenzen ist der Einfluss der Ladevorrichtung dominierend und die alleinige Ursache für Grenzwertüberschreitungen.

#### 4 Zusammenfassung

Die Emissionen eines Elektrofahrzeugs wurden nach unterschiedlichen Prüfmethoden untersucht. Es zeigte sich, dass die Emissionen nach Industrienorm über das gesamte Spektrum mit ca. 20 dB höher sind. Es ist zu empfehlen, die Fahrzeuge aus mehreren Richtungen, und nicht nur die Fahrer- und Beifahrerseite zu prüfen, sowie in verschiedenen Antennenhöhen zu messen. Weiterhin wurde der Einfluss des Mess-Setups der KFZ-Norm untersucht, da es in vielen EMV-Messhallen notwendig ist, zusätzliche Messachsen zu verwenden. Es stellte sich heraus, dass die Abweichungen zur Referenzachse nicht gering sind. Um die Ursache dieser Abweichungen näher zu untersuchen, wurden Messungen mit definierten Antennen vorgenommen. Diesen Messergebnissen ist zu entnehmen, dass die Abweichungen durch die Verwendung anderer Messachsen über den gesamten Frequenzbereich hoch waren, so dass einige dieser Messaufbauten ungeeignet für die Störemissionsmessung sind. Abschließend wurden die leitungsgebundenen Störemissionen von dem Elektrofahrzeug untersucht. Neben der normkonformen Emissionsmessung in 10 cm Höhe über dem Boden wurden Messungen mit 40 cm Höhe und 80 cm Höhe durchgeführt. Es ist nur eine geringe Abweichung festzustellen.

#### 5 Referenzen

- [1] Zietz, „Messverfahren zur Bestimmung der EMV-relevanten Störanteile in Hochvolt-Bordnetzen von Kraftfahrzeugen“, Düsseldorf 2014
- [2] DIN EN 55012:2007, „Fahrzeuge, Boote und von Verbrennungsmotoren angetriebene Geräte“
- [3] UN: E/ECE/324/Add.9/Rev.5, Regulation No. 10, 16. Oktober 2014
- [4] DIN EN 55011:2009, „Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Geräte – Funkentstörung – Grenzwerte und Messverfahren“, April 2011
- [5] CISPR 16-1-4:2007, „Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4

# Störfestigkeitsanalyse der Power Line Communication für das konduktive Laden von Elektrofahrzeugen

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

## 1 Einleitung

Ein regelmäßig genannter Kritikpunkt an der Praxistauglichkeit von Elektrofahrzeugen ist neben der Reichweite die vergleichsweise lange Ladezeit der verbauten Energiespeicher. Um diesem Nachteil zu begegnen, entstehen aktuell immer mehr öffentliche Ladestationen mit hoher Leistung. Die Auslegung der Ladetechnik und die damit verbundene maximale Ladeleistung von derzeit verfügbaren Serienfahrzeugen ist sehr vielfältig. Im Allgemeinen werden jedoch Ladeleistungen von über 22 kW nur beim DC-Laden unterstützt. DC-Laden ist in der IEC 61851-1 [1] als Mode 4 definiert und erfordert eine digitale Kommunikation auf Basis einer Power Line Communication (PLC) nach der HomePlug Green PHY (HPGP) Spezifikation [2]. Für AC-Laden nach Mode 3 der genannten Norm ist die digitale Kommunikation optional. Derzeit werden bereits einige AC-Ladestationen angeboten, welche diese Option unterstützen. Die digitale Kommunikation dient zum Austausch der erforderlichen Ladeparameter wie Strom und Ladespannung, ist sicherheitsrelevant und muss während des gesamten Ladevorganges aufrechterhalten bleiben. Ein Abbruch der Kommunikation führt zum Beenden des Ladevorgangs.

Die beim DC-Laden verwendete Leistungselektronik in der Ladestation und im Fahrzeug verbaute DC/DC-Wandler haben aufgrund der hohen Leistung ein hohes Störpotential, ebenso die Leistungselektronik des Laders im Fahrzeug beim AC-Laden.

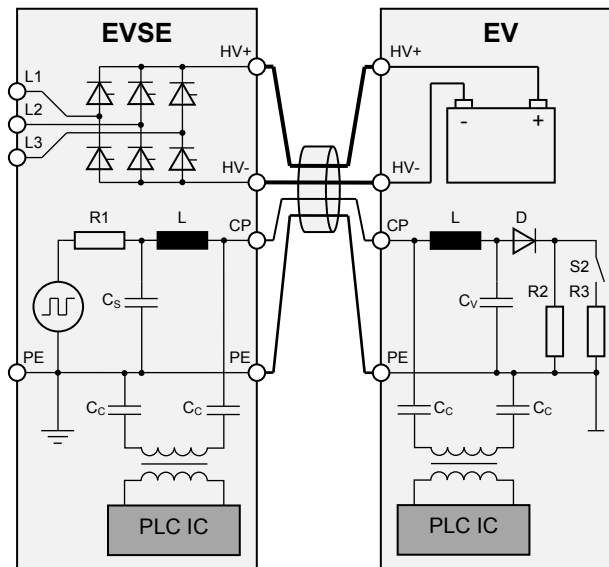
## 2 Systembeschreibung

### 2.1 Ladeschnittstelle am Beispiel DC-Laden nach IEC 61851-1 Mode 4

Die Ladeschnittstelle für das DC-Laden nach IEC 61851-1 Mode 4 verfügt über vier Kontakte, welche Ladeequipment und Fahrzeug verbinden. Zum einen sind dies die Ladestrom führenden Anschlüsse HV+ und HV- und der Schutzleiter (PE), zum anderen der Control Pilot (CP), welcher im Bezug zu PE das pulsweitenmodulierte Signal nach Anhang A der IEC 61851-1 realisiert. Die zusätzliche digitale Kommunikation, auch als High Level Communication bezeichnete Power Line Communication, nutzt gleichermaßen den Control Pilot im Bezug zu PE und ist dem PWM-Signal überlagert.

Das folgende Blockschaltbild in Bild 1 zeigt stark vereinfacht den Aufbau der Ladestation (Electric Vehicle Supply Equipment – EVSE) und des Elektrofahrzeugs (Electric Vehicle – EV). Die Ladestation verfügt über einen geregelten Gleichrichter, welcher die an die

fahrzeugspezifische Batteriespannung angepasste Gleichspannung zum Laden des Fahrzeugs zur Verfügung stellt. Das PWM-Signal für den Control Pilot wird ebenfalls von der Ladestation erzeugt. Auf Fahrzeugseite wird dieses mit den Widerständen R2 und R3 definiert belastet, was die Amplitude der positiven Pulse beeinflusst und somit verschiedene Zustände signalisiert. Der auf beiden Seiten verbaute PLC-Chip koppelt auf die CP- und PE-Leitung und ermöglicht damit die zusätzliche High Level Communication.



**Bild 1:** Blockschaltbild DC-Laden

Alle vier Leitungen (HV+, HV-, CP und PE) werden im selben Kabel geführt. Ein Schirm zwischen den einzelnen Leitungen ist nicht verbaut. Das Kabel darf nach aktueller Normenlage bis zu 10 m lang sein.

Die High Level Communication zwischen Fahrzeug und Ladestation ist in der ISO 15118 [3] definiert. Während dem initialen Kommunikationsaufbau wird die Dämpfungscharakteristik des Signalpegels zwischen EV und EVSE gemessen. Das dabei verwendete SLAC-Protokoll (Signal Level Attenuation Characterization) nutzt bestimmte Botschaften, welche vom Fahrzeug gesendet werden. Alle Ladestationen, die diese Botschaften empfangen, messen die Signalstärke und übermitteln das Messergebnis an das Fahrzeug zurück.

Die meisten Botschaften des SLAC-Protokolls, als auch des Anwendungsprotokolls, welches für die Steuerung des eigentlichen Ladevorgangs verantwortlich ist, sind als ein Nachrichtenpaar von Anfrage und Antwort definiert. Die Antwortzeit auf eine Anfrage des SLAC-Protokolls ist auf 200 ms festgelegt. Beim Anwendungsprotokoll beträgt das kürzeste Zeitlimit 250 ms. Aufgrund dieser beiden Zeitlimits wurde die maximal erlaubte Latenzzeit für eine Botschaft über PLC für alle Untersuchungen auf 60 ms festgesetzt. Latenzzeiten größer 60 ms werden damit als Kommunikationsfehler betrachtet. Für die Kommunikation hin- und zurück ergeben sich somit maximal 120 ms, womit für die höheren Protokollschichten des SLAC-Protokolls 80 ms und für die des Anwendungsprotokolls 130 ms verbleiben. Für die High Level Communication nach ISO 15118 ist eine Übertragungsrate von 500 kbps ausreichend. Die folgenden Untersuchungen wurden daher mit einer festen Datenrate von 500 kbps durchgeführt.

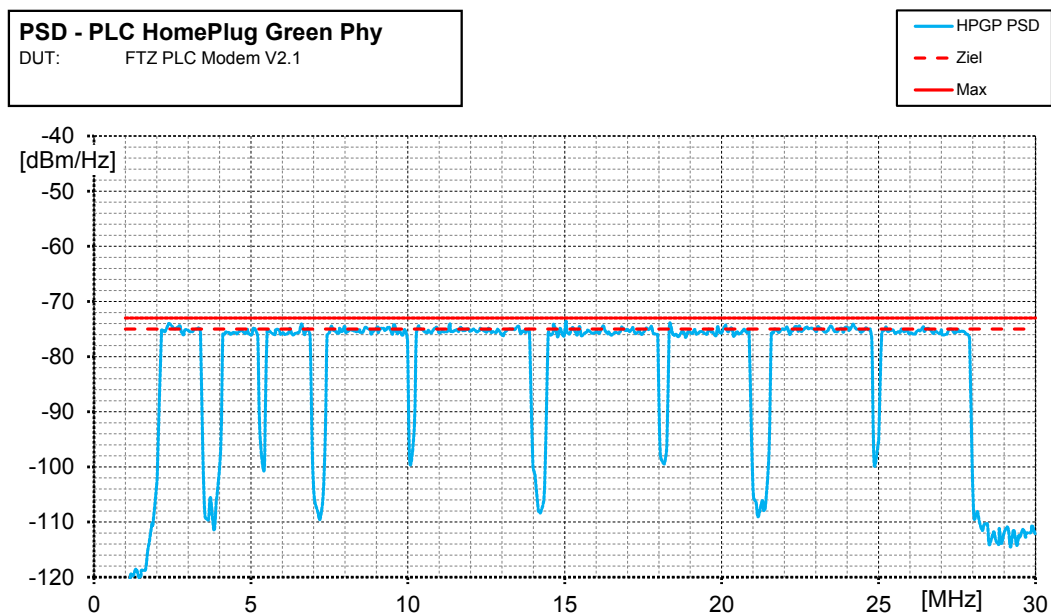


Die beschriebenen Systembedingungen für das DC-Laden gelten gleichermaßen für das AC-Laden nach Mode 3, wenn dieses über eine Power Line Communication verfügt. Der Aufbau des Systems unterscheidet sich lediglich darin, dass anstatt der Anschlüsse HV+ und HV- bis zu drei Phasen des Stromversorgungsnetzes und der Nullleiter mit dem Fahrzeug verbunden sind. Es werden ebenfalls alle Leitungen ungeschirmt in einem bis zu 10 m langen Kabel geführt. Die Leistungselektronik des geregelten Gleichrichters befindet sich beim AC-Laden im Fahrzeug und nicht in der Ladestation.

## 2.2 Power Line Communication nach HomePlug Green PHY Spezifikation

Die Power Line Communication nach der HomePlug Green PHY Spezifikation basiert auf einem orthogonalen Frequenzmultiplexverfahren mit 917 aktiven Trägern im Frequenzbereich von 2 bis 28 MHz. Die einzelnen Träger haben einen Abstand von 24,414 kHz und nutzen eine Vierphasen-Modulation (Quadrature Phase-Shift Keying – QPSK). Datenpakete werden stets mit Redundanz von zwei bis fünf Kopien übertragen. Die Anzahl der Datenkopien ist abhängig von der Qualität des Übertragungskanal und der Datenrate und wird vom HPGP-IC dynamisch angepasst. Aus diesen Vorgaben lassen sich je nach Redundanz Bruttodatenraten zwischen 3,77 und 9,85 Mbps berechnen. In der Praxis ergeben sich Nettodatenraten zwischen 2,44 und 5,90 Mbps.

Der Frequenzbereich von 2 bis 28 MHz wird nicht vollständig mit Trägern belegt. Bestimmte zu schützende Amateurfunkbänder werden gezielt ausgeblendet. Diese Bänder sind in der North American Tone Mask definiert, welche Bestandteil der HPGP Spezifikation ist. Die spektrale Leistungsdichte (Power Spectrum Density – PSD) für die nicht ausgeblendeten Träger ist in der ISO 15118-3 nominal auf -75 dBm/Hz festgelegt. Das Maximum beträgt -73 dBm/Hz. Eine Anpassung der PSD des HPGP-ICs ist per Softwareeinstellung möglich. Es ergibt sich damit das folgende PSD-Messergebnis:

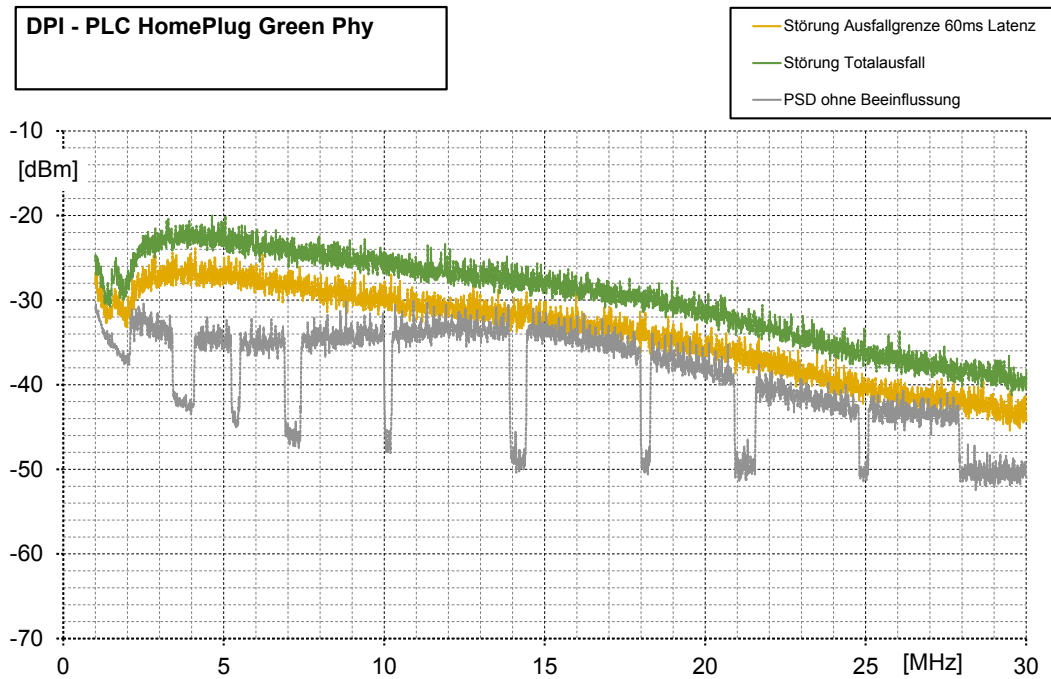


**Bild 2:** Diagramm PSD-Messung HPGP

Aufgrund der eingesetzten Redundanz ist das System immun gegen Schmalbandstörer, welche nur wenige Träger beeinflussen. Der Schwerpunkt der Untersuchungen wurde deshalb auf Breitbandstörer gelegt. Um eine Ausfallgrenze unabhängig von Leitungsre-



sonanzen ermitteln zu können, wurde eine DPI- (Direct Power Injection) Messung durchgeführt. Dafür wurden die PLC- und CP-Schaltungsteile der Ladestation und des Fahrzeugs auf einer Testplatine angeordnet. Auf den Leiterzug, welcher die CP-Leitung repräsentiert, wurde gegen PE mithilfe eines Funktionsgenerators ein breitbandiges Rauschen als Störsignal eingepreßt. Die resultierende Störspannung wurde mithilfe eines hochohmigen differentiellen Tastkopfs gemessen und in Bild 4 im Frequenzbereich dargestellt.



**Bild 4:** Diagramm Messergebnisse DPI

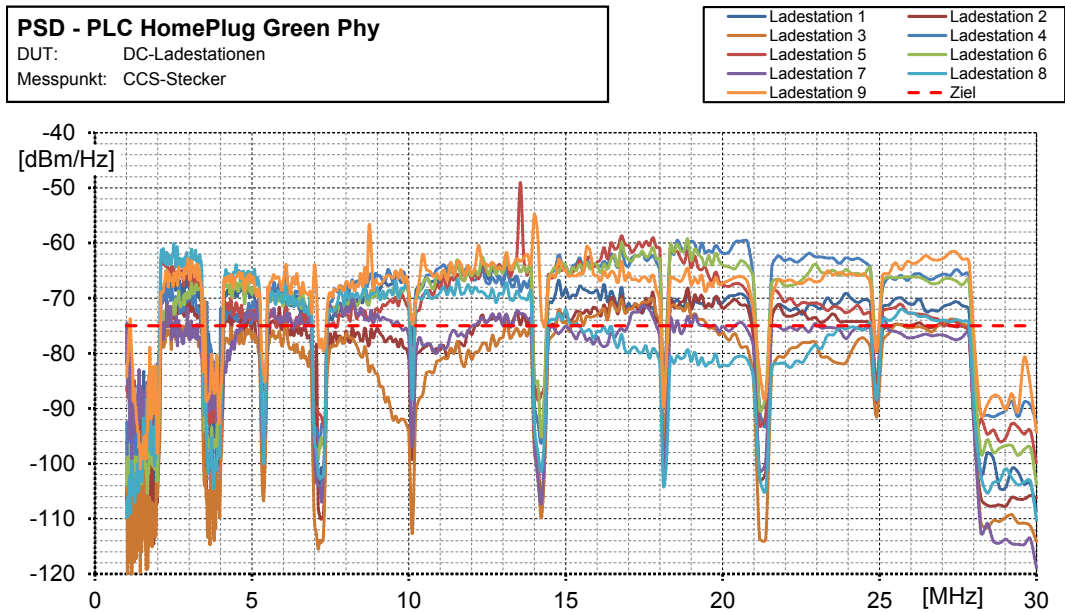
Die graue Messkurve (PSD ohne Beeinflussung) zeigt die Pegel der Power Line Communication ohne Störsignal. Die PSD wurde vorher auf  $-75 \text{ dBm/Hz}$  angepasst, ist aber bei der gezeigten Messung nicht konstant über die Frequenz, da bei einer Normgerechten PSD-Messung andere Impedanzverhältnisse vorliegen. Um Datenpakete der Testdaten im Maximum um  $60 \text{ ms}$  zu verzögern, ist ein breitbandiger Störeintrag im Mittel  $3 \text{ dB}$  über der PSD erforderlich (gelbe Kurve: Störung Ausfallgrenze  $60 \text{ ms}$  Latenz). Ist die Störung um weitere  $4 \text{ dB}$  höher (grüne Kurve: Störung Totalausfall) ist keine Kommunikation mehr möglich und auch der Link wird nicht mehr aufrechterhalten.

### 3 Einflussgrößen aus EMV-Sicht

#### 3.1 Spektrale Leistungsdichte PLC

Im folgenden Diagramm sind die PSD-Messergebnisse von neun verschiedenen realen DC-Ladestationen dargestellt. Es zeigen sich dabei zum Teil sehr große Abweichungen von der entsprechenden Normvorgabe. Die meist deutlich höhere Leistung ist für die Störfestigkeit der Power Line Communication prinzipiell von Vorteil, bedeutet aber auch einen klaren Verstoß gegen die aktuelle Norm. Kritisch für die Störfestigkeit der PLC ist der Umstand, dass in der ISO 15118-3 keine minimale Sendeleistung vorgeschrieben ist und somit prinzipiell geringere Leistungen erlaubt sind. Weiterhin erlaubt die Norm den Kommunikationsteilnehmern über bestimmte Konfigurationsbotschaften die jeweilige

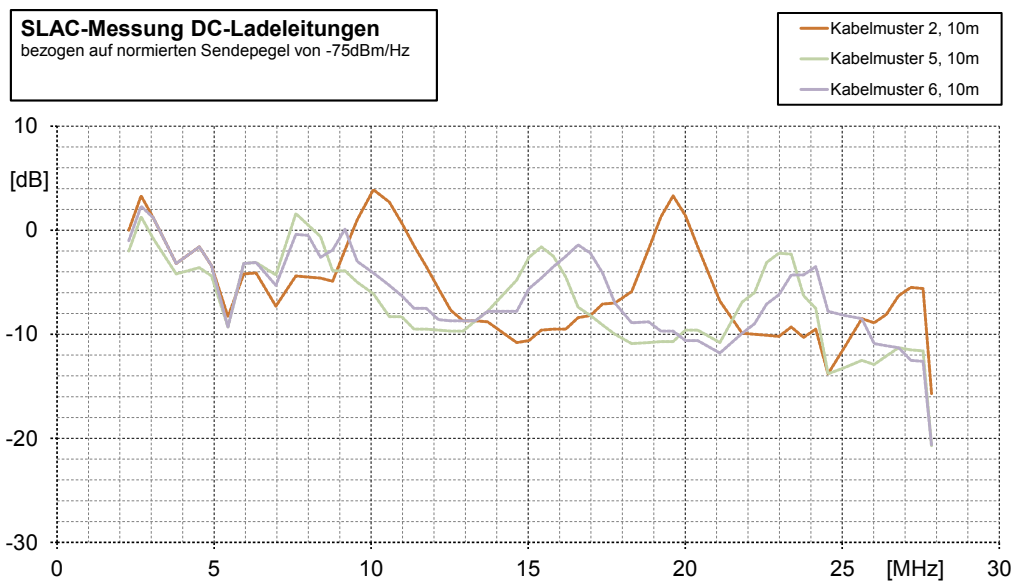
Gegenstelle zu einem weiteren Absenken der Sendeleistung zu zwingen. Eine lineare PSD mit -75 dBm/Hz ist somit nicht verbindlich, sollte aber aus Gründen der Störfestigkeit angestrebt werden.



**Bild 4:** Diagramm Messergebnisse PSD

### 3.2 Dämpfung Signalpegel PLC

Die Dämpfung des PLC-Signalpegels über das Ladekabel kann direkt mit dem PLC-Chip gemessen werden. Dazu findet das bereits beschriebene SLAC-Protokoll Anwendung. Das folgende Diagramm zeigt die Ergebnisse von drei verschiedenen DC-Kabelmustern von jeweils 10 m Länge. Positive Messwerte sind auf abweichende Impedanzverhältnisse im Bezug zur PSD Messung und Resonanzeffekte der Ladeleitung zurückzuführen.



**Bild 5:** Diagramm Messergebnisse SLAC

Wie die Messergebnisse bei 19,5 MHz zeigen, sind je nach gewählter Ladeleitung bis zu 13 dB Unterschied in der Dämpfung bei gleicher Frequenz möglich. Zur vereinfachten Darstellung der Ergebnisse sind in den folgenden Tabellen der Mittelwert der Dämpfung über das gesamte PLC-Band gezeigt.

Kabelmuster	Länge [m]	durchschnittliche Dämpfung [dB]
1	3	5,9
	5	5,5
2	5	5,6
	10	5,7
3	3	3,5
	5	4,3
4	3	3,8
5	5	5,6
	10	7,1
6	5	5,5
	10	6,3
7	3	3,7
	5	4,8

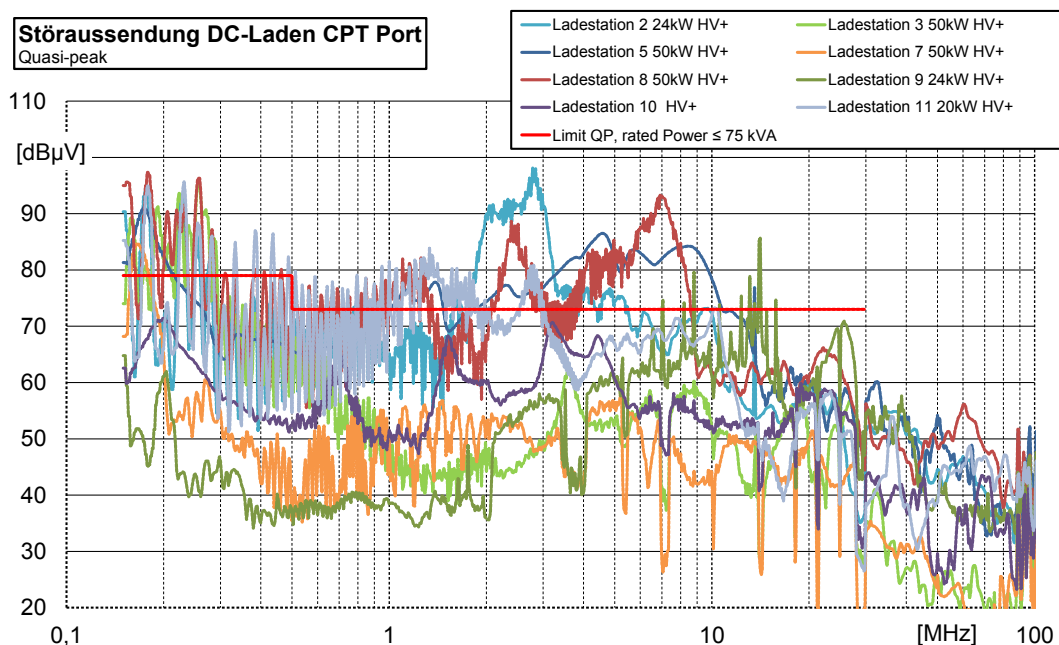
**Tabelle 1:** Dämpfungen DC-Ladekabel

Kabelmuster	Länge [m]	durchschnittliche Dämpfung [dB]
1	7,6	2,4
2	8,1	2,6
3	5,7	2,2
4	8,1	1,9
5	5,6	2,2
6	5,6	1,5
7	4,1	3,1
8	6,4	2,2
9	4,3	2,2

**Tabelle 2:** Dämpfungen AC-Ladekabel

Bei DC-Ladekabeln ist eine über das PLC-Band gemittelte Dämpfung bis zu 7,1 dB zu erwarten, bei AC-Ladekabeln bis zu 3,1 dB.

### 3.3 Störaussendung HV+/HV-



**Bild 6:** Diagramm Messergebnisse leitungsgeführte Störaussendung

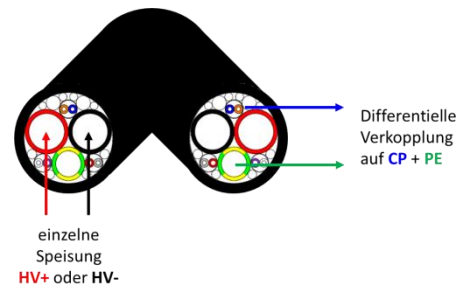
Der Aufbau sowie die Grenzwerte zur Messung der leitungsgeführte Störaussendung von Ladestationen ist in der IEC 61851-21-2 [4] definiert. Die Norm nennt Grenzwerte

für den Average- und den Quasi-Peak-Detektor. Im Folgenden werden nur die Messergebnisse für HV+ mit Quasi-Peak-Detektor betrachtet.

Das Diagramm aus Bild 6 zeigt die Ergebnisse für acht verschiedene Ladestationen. Für den Einfluss auf PLC ist der Frequenzbereich von 2 bis 28 MHz interessant. Bis 10 MHz sind deutliche Verletzungen des Grenzwertes bis zu 20 dB (Ladestation 8) zu erkennen. Im Frequenzbereich über 10 MHz existieren nur einige schmalbandige Grenzwertverletzungen.

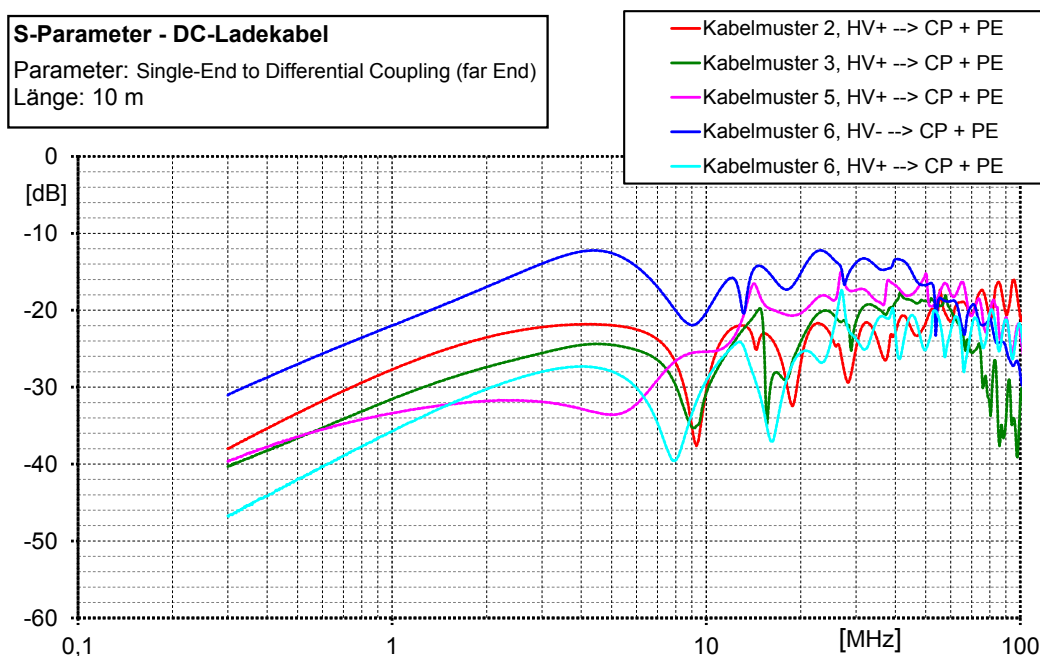
### 3.4 Überkopplung HV+/HV- nach CP

Bild 7 zeigt den Querschnitt eines typischen DC-Ladekabels. Für HV+, HV- und PE sind dedizierte Adern vorgesehen. Dazu kommt oftmals eine Mehrzahl von Signaladern, welche entweder als verdrehte Paare oder einzeln im Kabel geführt sind. Die Auswahl einer dieser Adern für CP ist im Allgemeinen dem Ladestationshersteller überlassen. Für die Überkopplungsmessung wurde mithilfe eines vektoriiellen Netzwerkanalysators eine der HV-Adern gespeist und die differentielle Verkopplung auf CP gegen PE gemessen.



**Bild 7:** Überkopplungsmessung DC-Ladekabel

Im folgenden Diagramm sind ausgewählte Messergebnisse für verschiedene Kabelmuster mit 10 m Länge dargestellt. Bei Kabelmuster 6 ist zu erkennen, dass die Verkopplung von HV+ und HV- nach CP und PE je nach Lage im Kabel deutlich unterschiedlich sein kann. Im schlechtesten Fall kann lediglich mit einer Entkopplung von 12 dB (Kabelmuster 6 bei 4,5 MHz) gerechnet werden.



**Bild 8:** Diagramm Messergebnisse Überkopplung

## 4 Zusammenhang der Einflussgrößen

Die PSD der Power Line Communication von  $-75 \text{ dBm/Hz}$  entspricht  $-40 \text{ dBm}$  gemessen mit einem Quasi-Peak-Detektor mit  $9 \text{ kHz}$  Auflösungsbandbreite. Die zulässige leitungsgeführte Störaussendung für DC-Ladestationen größer  $75 \text{ kVA}$  ist in der IEC 61851-21-2 mit  $90 \text{ dB}\mu\text{V}$  bei  $5 \text{ MHz}$  linear fallend bei logarithmischer Frequenzachse auf  $73 \text{ dB}\mu\text{V}$  bei  $30 \text{ MHz}$  angegeben. Die Grenzwerte und die PSD sind im folgenden Diagramm dargestellt:

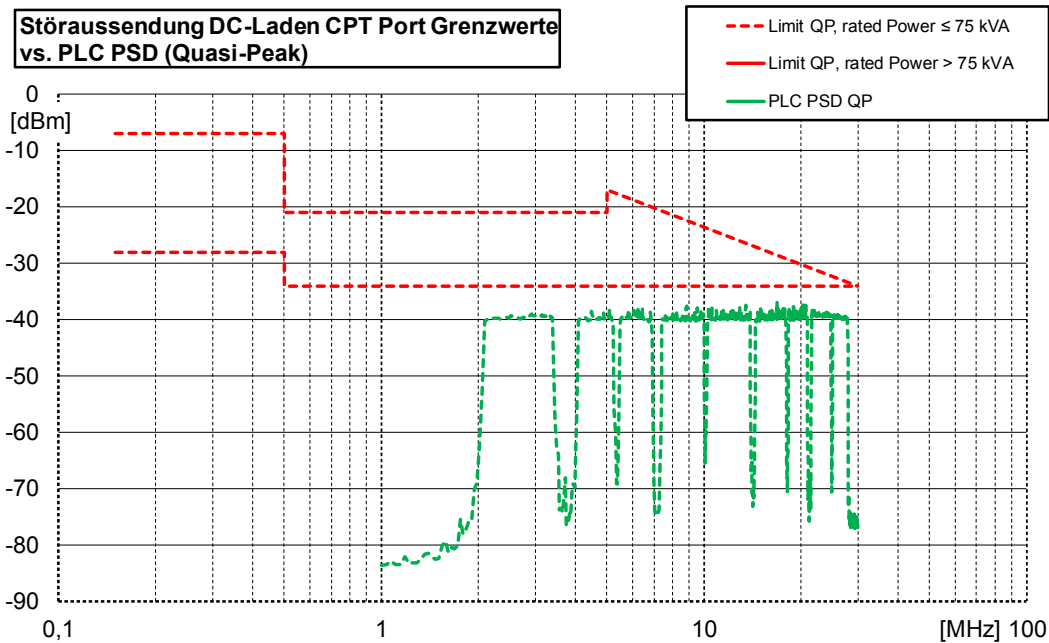


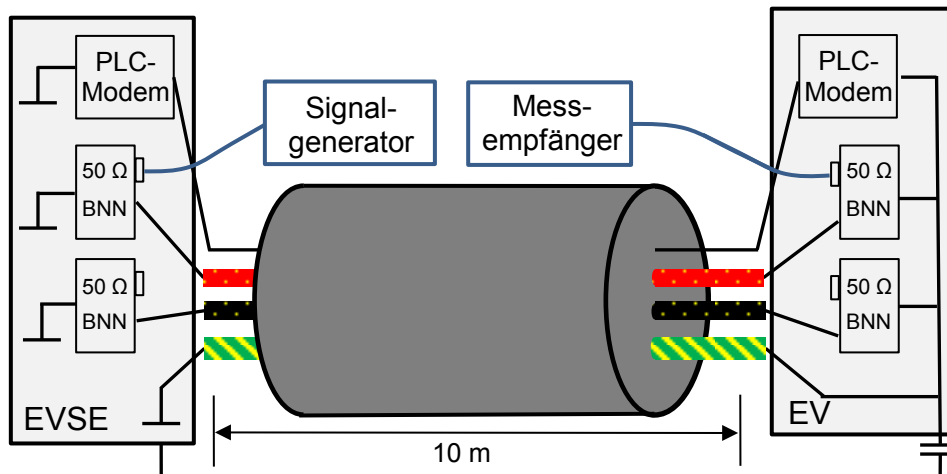
Bild 9: Diagramm Grenzwerte im Vergleich zu PSD

Der Grenzwert für die Störaussendung liegt damit bei  $5 \text{ MHz}$   $23 \text{ dB}$  über der PSD der PLC. Ein breitbandiges Störsignal mit  $3 \text{ dB}$  über der PSD ist nach den Ergebnissen aus Kapitel 2.2 akzeptabel. Die Dämpfung des PLC-Signals über ein  $10 \text{ m}$  langes Kabel beträgt im Durchschnitt  $6 \text{ dB}$ . Damit ergibt sich eine minimal erforderliche Entkopplung von  $26 \text{ dB}$  zwischen der PLC auf der CP-Leitung und den Leitungen von HV+ und HV-. Diese ist aber abhängig vom gewählten Ladekabel nach den Ergebnissen aus Kapitel 3.4 nicht in jedem Fall gegeben. Erschwerend kommt noch hinzu, dass bei den Überkopplungsmessungen nur das Ladekabel selbst betrachtet wurde und nicht die Verkabelung in der Ladestation oder im Fahrzeug. Die Entkopplung kann bei einem realen Ladevorgang daher noch geringer sein.

## 5 Verifikation anhand Messaufbau mit generischem Störer

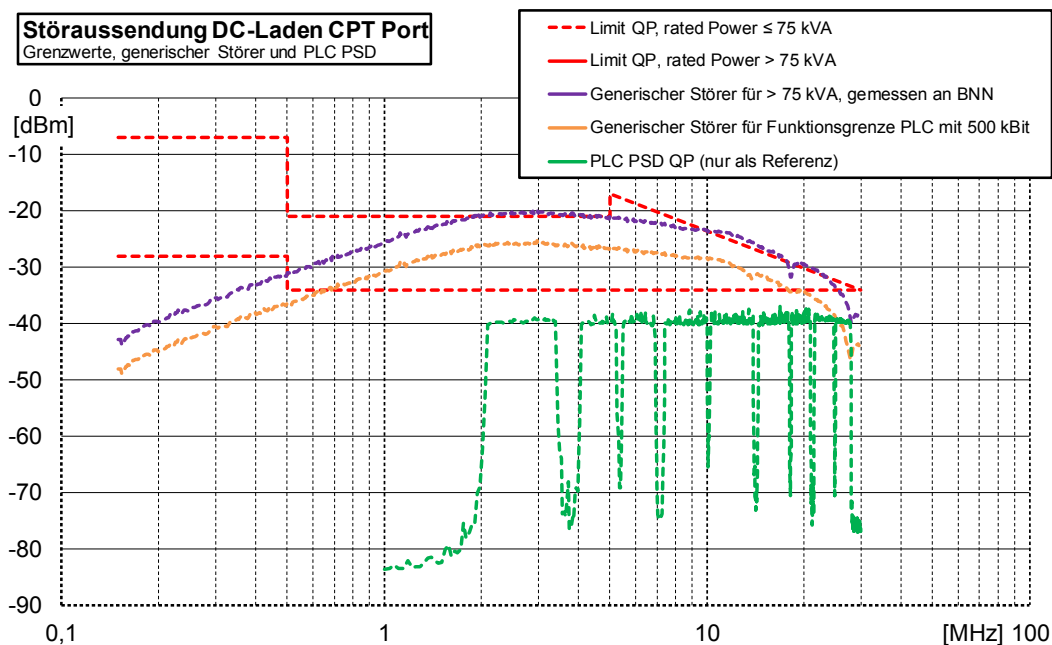
Zur Verifikation der Ergebnisse wurde ein Messaufbau mit einem  $10 \text{ m}$  langen DC-Ladekabel des Musters 2 gewählt. Das Kabelmuster 2 ist das am häufigsten eingesetzte Ladekabel bei den untersuchten Ladestationen und verfügt über eine Mindestentkopplung von  $22 \text{ dB}$  zwischen der CP-Leitung und den Hochvolt-Leitungen. Das Ladekabel wurde  $10 \text{ cm}$  über einer Masseplatte verlegt und beidseitig an HV+ und HV- mit einer Netznachbildung abgeschlossen. Auf beiden Seiten wurde ein PLC-Modem mit der CP-Leitung und der PE-Leitung verbunden, wobei das Modem auf EV-Seite isoliert und mit Batterie betrieben wurde. Mithilfe eines Signalgenerators wurde an der Netznachbildung

auf EVSE-Seite ein Störpegel angelegt und dieser auf EV-Seite mit einem Messempfänger gemessen. Das folgende Bild zeigt den beschriebenen Aufbau:



**Bild 10:** Messaufbau mit generischem Störer

Der Ausgangspegel des Generators wurde solange angepasst, bis der gemessene Störpegel auf der Gegenseite dem Verlauf des Grenzwertes nach IEC 61851-21-2 entsprach. In dieser Konfiguration war keine Power Line Communication möglich, was zum einen auf die mittlere Signaldämpfung von 5,7 dB über das 10 m lange Kabel zurückzuführen ist. Zum andern kann davon ausgegangen werden, dass die Entkopplung in einem realitätsnahen Aufbau geringer ist als die gemessenen 22 dB bei alleiniger Betrachtung des Ladekabels. Das folgende Bild zeigt ein Diagramm mit dem eingesetzten generischen Störer (violette Kurve).



**Bild 11:** Diagramm Störaussendung mit generischem Störer

Abschließend wurde der Störpegel des Generators reduziert, bis die Funktionsgrenze der PLC erreicht wurde. Der resultierende Störpegel ist ebenfalls im Diagramm dargestellt (orange Kurve).

## 6 Zusammenfassung

Breitbandige Störer nah am Grenzwert für DC-Ladestationen größer 75 kVA nach IEC 61851-21-2 sind kritisch für die Power Line Communication. Aktuell sind die Grenzwerte der genannten Norm noch nicht verbindlich, weshalb die Störaussendung bereits verfügbarer Ladestationen meist höher ist und damit ein echtes Gefährdungspotential für die PLC vorhanden ist. Oftmals ist derzeit trotzdem eine fehlerfreie Funktion möglich, da auch die PSD der PLC höher ist als die vorgeschriebenen  $-75\text{dBm/Hz}$ . Die höhere PSD kann allerdings zu Verletzungen der Störaussendungsgrenzwerte auf Netzseite oder im Fahrzeug führen, gerade auch weil von der PLC nach der North American Tone Mask auch Bänder genutzt werden, die je nach Fahrzeughersteller zu geschützten Frequenzbereichen zählen.

Die in den Analysen nicht betrachtete Überkopplung in der Ladestation und im Fahrzeug sowie mögliche Störaussendung des Fahrzeugs durch interne DC/DC-Wandler können die Verhältnisse noch weiter verschärfen. Zugleich können Mehrwertdienste über PLC, welche zwangsläufig die Datenrate erhöhen, die Störfestigkeit der Power Line Communication reduzieren.

Bei der Auslegung von DC-Ladestationen sollten die Grenzwert nach IEC 61851-21-2 nicht mit voller Bandbreite ausgereizt werden und es sollte stets auf eine gute Entkopplung zwischen HV+/HV- und CP geachtet werden, auch im Fahrzeug.

### Literaturangaben

- [1] IEC 61851-1: Electric vehicle conductive charging system – General requirements, Ed. 3, FDIS 2016
- [2] HomePlug Powerline Alliance, Inc.: HomePlug Green PHY Specification, Juli 2013
- [3] ISO 15118: Road vehicles - Vehicle to grid communication interface, 2015
- [4] IEC 61851-21-2: Electric vehicle conductive charging system – Electric vehicle requirements for conductive connection to an AC/DC supply - EMC requirements for off board electric vehicle charging systems, Ed. 1.0, FDIS 2017



---

# Leistungselektronik

---

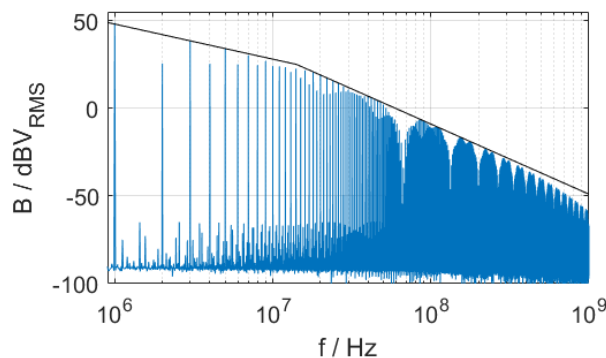
# Einfluss eines elektrisch nicht-leitenden Kühlkörpers auf gestrahlte und leitungsgebundene Störungen von Leistungshalbleitern

M. Sc. Stephan Chromy, Helmut-Schmidt-Universität, Grundlagen der Elektrotechnik  
Prof. Dr.-Ing. Stefan Dickmann, Helmut-Schmidt-Universität, Grundlagen der Elektrotechnik

Dipl.-Ing. Sebastian Fahlbusch, Helmut-Schmidt-Universität, Leistungselektronik  
Prof. Dr.-Ing. Klaus F. Hoffmann, Helmut-Schmidt-Universität, Leistungselektronik  
M. Sc. Kai Rathjen, Helmut-Schmidt-Universität, Grundlagen der Elektrotechnik

## 1 Einleitung

Die Entwicklung von Silizium-Leistungshalbleitern und modernen Wide-Bandgap-Materialien wie Galliumnitrid und Siliziumkarbid ermöglicht immer steilere Schaltflanken und höhere Schaltfrequenzen, welche zur Steigerung der Effizienz und zur Kompaktierung leistungselektronischer Systeme genutzt werden. Allerdings führen diese Entwicklungen zu zunehmenden Störaussendungen bei höheren Frequenzen [1,2,3,4]. Weiterhin ist durch die in den Leistungshalbleitern entstehenden Verluste eine Kühlung oftmals unabdingbar. Die Verwendung von Kühlkörpern führt, trotz einer elektrischen Isolierung zwischen Kühlkörper und Leistungshalbleiter, zu einer Wirkung des Kühlkörpers als Antenne. Die unmittelbare Nähe des Kühlkörpers zu den Schaltvorgängen im Leistungshalbleiter bedingt eine kapazitive Kopplung, sodass Spannungsflanken aus den Schaltvorgängen auf den Kühlkörper übertragen werden. Es kommt zu Abstrahlung und bei Verwendung einer Erdung zusätzlich zu Gleichtaktströmen.



**Bild 1:** Spektrum der Gate-Source-Spannung  $u_{DS}$  eines SiC-MOSFETs in einer Halbbrückenschaltung

In Bild 1 ist beispielhaft das Spektrum der Drain-Source-Spannung  $u_{DS}$  eines SiC-MOSFETs der 1,2 kV-Klasse von Wolfspeed, Cree Inc., bei Verwendung in einer hart schaltenden Halbbrückentopologie dargestellt. Weiterhin sind einhüllende Geraden mit Steigungen von  $-20 \text{ dB/dek}$  bzw.  $-40 \text{ dB/dek}$  dargestellt. Es werden 600 V mit einer Anstiegszeit von 15 ns, einer Abschaltzeit von 30 ns bei einer Frequenz von 1 MHz

geschaltet. Das Spektrum wurde unter Verwendung von Messdaten aus [5] berechnet. Es wird deutlich, dass der Frequenzbereich bis 1 GHz für Untersuchungen von Interesse ist.

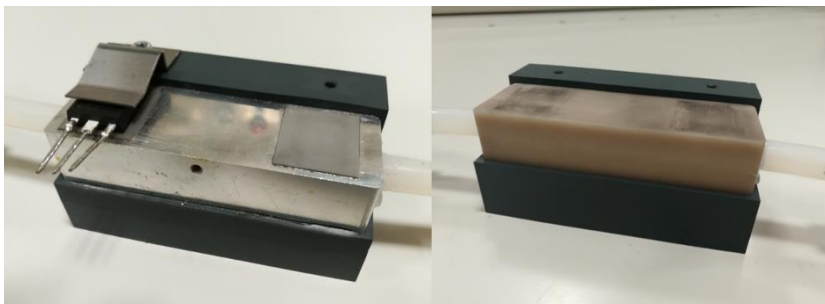
In der EMV sind Kühlkörper seit langer Zeit Gegenstand verschiedener Untersuchungen. Viele Arbeiten beschäftigen sich mit der Vorhersage und Optimierung des EMV-Verhaltens auf Basis der Kühlkörpergeometrie, wobei häufig Simulationen eingesetzt werden [1,4,6]. Weiterhin wurde in verschiedenen Arbeiten der Einfluss der Erdung auf die EMV untersucht [3,7,8]. Insbesondere für große Kühlkörper und hohe Frequenzen kann die Erdung ein komplexes Problem darstellen und selbst in erheblichem Maße zu Störaussendungen beitragen.

## 2 Lösungsansatz

Eine potentielle Möglichkeit zur Verringerung der Abstrahlung bei gleichzeitiger Lösung der Erdungsproblematik stellt die Verwendung von Kühlkörpern aus Keramik dar. Insbesondere die Sinterkeramik Aluminiumnitrid (AlN) weist eine hohe Wärmeleitfähigkeit von  $180 \text{ W/(m K)}$  (Zum Vergleich: Aluminium  $236 \text{ W/(m K)}$ ) auf, sodass eine ausreichende Kühlleistung erreicht werden kann. Gleichzeitig besitzt Aluminiumnitrid einen hohen spezifischen Widerstand von mehr als  $5 \cdot 10^{10} \Omega \text{ m}$ , sodass die Wirkung eines solchen Kühlkörpers als Antenne reduziert wird.

## 3 Untersuchungen

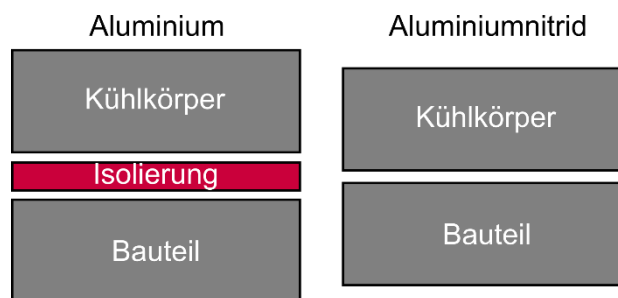
In dieser Arbeit wurden die thermische Leistungsfähigkeit und der Einfluss eines Kühlkörpers aus Aluminiumnitrid bei der Verwendung mit Leistungs-MOSFETs hinsichtlich gestrahlter und leitungsgebundener Störungen betrachtet. Für die Durchführung der Untersuchungen wurde beispielhaft ein Leistungshalbleiter im weitverbreiteten TO-247-Gehäuse gewählt, welches mit einem Kühlkörper unter Verwendung einer Wasserkühlung gekühlt wird. Es wurden zwei geometrisch identische Kühlkörper aus Aluminium und Aluminiumnitrid verwendet, welche eine 10 mm Bohrung für die Wärmeabfuhr durch die Wasserkühlung aufweisen. Die Kühlkörper sind 90 mm lang und bieten die Möglichkeit, jeweils bis zu vier TO-247-Gehäuse gleichzeitig zu kühlen. Sie sind zusammen mit einem MOSFET in Bild 2 dargestellt.



**Bild 2:** Kühlkörper aus Aluminium mit MOSFET (links); Kühlkörper aus Aluminiumnitrid (rechts)

### 3.1 Thermische Eigenschaften

Der Wärmewiderstand des Kühlsystems bis zum Kühlwasser wird durch die Wärmewiderstände der einzelnen Komponenten sowie die Übergangswiderstände zwischen diesen Komponenten bestimmt. Für die beiden Kühlkörper sind die einzelnen Komponenten schematisch in Bild 3 dargestellt. Da bei MOSFETs im TO-247-Gehäuse die Kontaktfläche für die Wärmeabfuhr im Allgemeinen auf dem Drain-Potential liegt, ist bei der Verwendung eines elektrisch leitenden Kühlkörpers für mehrere dieser MOSFETs eine elektrische Isolierung der MOSFETs vom Kühlkörper notwendig. In dieser Arbeit wurde die Isolierung für den Aluminium-Kühlkörper mit 0,5 mm dicken AlN-Plättchen realisiert, welche in Bild 2 zu sehen sind. Die Notwendigkeit dieser elektrischen Isolierung bei der Verwendung eines Aluminium-Kühlkörpers führt im Vergleich zum Kühlkörper aus Aluminiumnitrid zu zusätzlichen Übergangswiderständen. Um diese Übergangswiderstände zu minimieren, wurde Wärmeleitwachs verwendet. Beim Vergleich der Kühlsysteme unter Verwendung der Kühlkörper ergeben sich folgende Unterschiede: Der Aluminium-Kühlkörper weist eine höhere Wärmeleitfähigkeit und somit einen niedrigeren Wärmewiderstand auf, wobei die elektrische Isolierung zu zusätzlichen Übergangswiderständen führt.



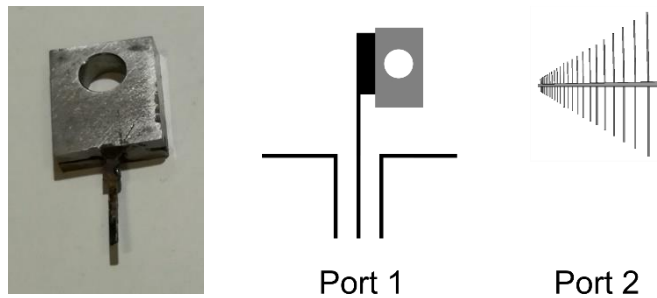
**Bild 3:** Schema thermisches Gesamtsystem bei Aluminium- und Aluminiumnitrid Kühlkörper

Die thermische Leistungsfähigkeit der Kühlkörper wurde experimentell unter Verwendung von zwei SiC-MOSFETs (C2M0080120D, Wolfspeed, Cree Inc.) in einer Halbbrücke untersucht. Hierbei wurde unter positiver Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  ein Dauerstrom von 20 A verwendet, sodass durch den Drain-Source-Widerstand der MOSFETs im eingeschalteten Zustand  $R_{DSon}$  eine thermische Verlustleistung erzeugt wird. Das Gehäuse der MOSFETs wurde mittels einer Wärmebildkamera betrachtet. Über die Dauer des Versuchs wurde  $U_{GS}$  stufenweise verringert, um  $R_{DSon}$  zu erhöhen. Im Mittel konnte für den Aluminiumnitrid-Kühlkörper ( $\overline{\Delta T} = 29,8$  K) eine um 12% geringere Temperaturdifferenz des Gehäuses bezogen auf die Kühlwassertemperatur im Vergleich zu der Verwendung des Aluminium-Kühlkörpers ( $\overline{\Delta T} = 34,0$  K) beobachtet werden.

### 3.2 EMV-Eigenschaften

Nach den Untersuchungen der thermischen Leistungsfähigkeit wurden Untersuchungen hinsichtlich der EMV-Eigenschaften anhand der S-Parameter durchgeführt. Die Messungen wurden in einer Halbabsorberkammer durchgeführt. Der Prüfling befand sich

oberhalb einer geerdeten Metallplatte. Es wurde eine Nachbildung eines TO-247-Gehäuses aus Metall verwendet, welche in Bild 4 zusammen mit einem Schema des Messaufbaus abgebildet ist. Mit der TO-247-Nachbildung soll die Kontaktfläche für die Kühlung, welche bei einem MOSFET im TO-247 Gehäuse auf dem Drain-Potential liegt und beim Schalten Potentialsprünge erfährt, möglichst realistisch nachgebildet werden. Über eine SMA-Durchführung in der Metallplatte wurde die TO-247-Nachbildung mit Port 1 eines Netzwerkanalysators (NWA) verbunden. An Port 2 des NWA befand sich eine in 3 m Entfernung positionierte Log-per Antenne.

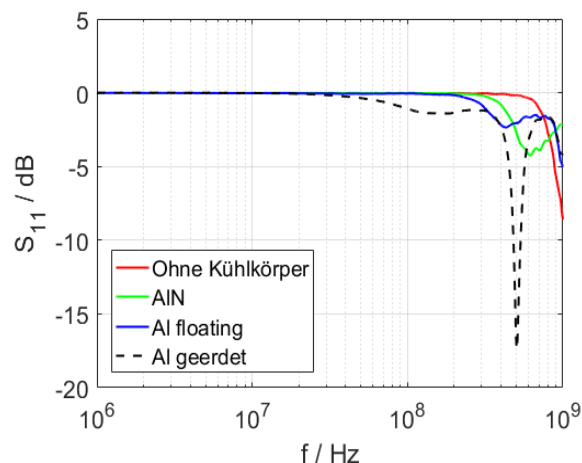


**Bild 4:** Nachbildung TO-247 Gehäuse (links), Schema Messaufbau S-Parameter (rechts)

### 3.2.1 S-Parameter

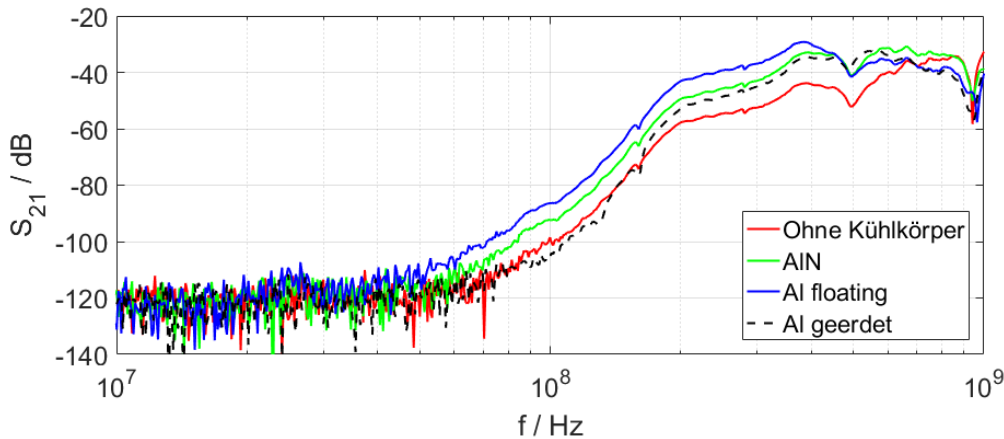
Mit der oben beschriebenen Anordnung wurden Messungen von  $S_{11}$  und  $S_{21}$  für die folgenden Fälle durchgeführt:

- MOSFET-Nachbildung ohne Kühlkörper - „Ohne Kühlkörper“
- Mit AlN-Kühlkörper – „AlN“
- Mit Al-Kühlkörper ohne Erdung „Al floating“
- Mit Al-Kühlkörper mit Erdung „Al geerdet“



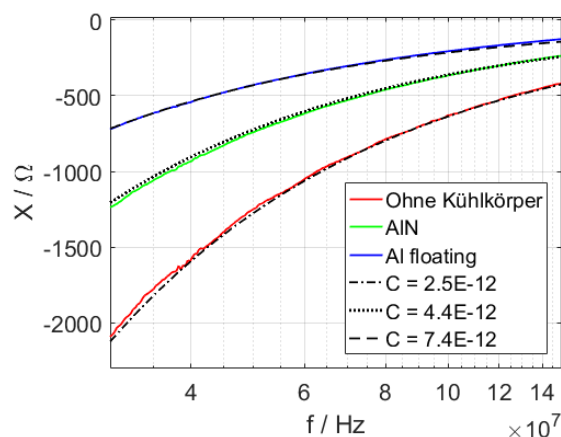
**Bild 5:** Messung von  $S_{11}$  im Frequenzbereich von 1 MHz bis 1 GHz

Die Messwerte des Parameters  $S_{11}$ , sind für den Frequenzbereich von 1 MHz bis 1 GHz in Bild 5 betragsweise in dB dargestellt. Somit entsprechenden 0 dB Totalreflexion und negative Werte entsprechen nicht reflektierter Leistung. Außerhalb der Resonanzen oberhalb von 300 MHz, welche auf geometrische Eigenschaften des Versuchsaufbaus zurückgeführt werden konnten, findet nahezu Totalreflexion statt.



**Bild 6:** Messung von  $S_{21}$  im Frequenzbereich von 10 MHz bis 1 GHz

Neben den Messungen hinsichtlich  $S_{11}$  wurden Messungen des Parameters  $S_{21}$  durchgeführt. In Bild 6 sind die Messwerte von  $S_{21}$  für den Frequenzbereich von 10 MHz bis 1 GHz betragsweise in dB dargestellt. Unterhalb von 30 MHz befindet sich das Messsignal unterhalb der Detektionsgrenze des NWA, während oberhalb von 300 MHz Resonanzen sichtbar sind, welche vermutlich auf den Messaufbau zurückzuführen sind. Auffällig ist der Frequenzbereich von 30 MHz bis 300 MHz, in welchem ein paralleler Anstieg der einzelnen Kurven beobachtet werden kann. Die Messwerte wurden durch eine Simulation mit der Momentenmethode qualitativ bestätigt. Bezüglich der Messungen ohne Kühlkörper und mit dem Al-Kühlkörper erfüllen die Messwerte die Erwartungen: „Ohne Kühlkörper“ und „Al geerdet“ verhalten sich ähnlich, da durch die Erdung der Kühlkörper selbst in diesem Frequenzbereich nicht abstrahlt und lediglich die TO-247-Nachbildung zur Abstrahlung beiträgt. Wird der Al-Kühlkörper nicht geerdet, führt dies zu einer erhöhten Abstrahlung. Die Betrachtung der Messwerte mit dem AlN-Kühlkörper zeigt, dass die Abstrahlung im Vergleich zu dem Fall ohne Kühlkörper und mit geerdetem Al-



**Bild 7:** Gemessene und für Kapazitäten berechnete Reaktanz für den Frequenzbereich von 30 MHz bis 150 MHz

Kühlkörper erhöht, aber geringer als die Abstrahlung mit dem nicht geerdeten Al-Kühlkörper ist.

Um den Einfluss des AlN-Kühlkörpers auf die Abstrahlung zu verstehen, soll die TO-247-Nachbildung mit dem Kühlkörper als Antenne betrachtet werden. Diese habe eine Impedanz  $Z_A = R_A + jX_A$  wobei sich der Wirkwiderstand  $R_A$  aus den Verlusten sowie dem Strahlungswiderstand  $R_s$  zusammensetzt. Nehmen wir die Antenne als einen kurzen Monopol an, kann davon ausgegangen werden, dass  $R_A$  klein gegen  $X_A$  ist [9]. Dies ist möglich, da die geometrischen Abmessungen bei der Betrachtung von Frequenzen bis 150 MHz klein gegen die Wellenlänge sind. Weiterhin kann ein kurzer Monopol als kapazitiv angenommen werden [9]. Während die Messung des Strahlungswiderstandes schwierig und eine Abgrenzung zu den Verlusten ohne weiteres nicht möglich ist, konnte die Reaktanz der Antenne aus der Messung von  $S_{11}$  berechnet werden. Die Reaktanzen für die Fälle ohne Kühlkörper, mit AlN-Kühlkörper und ungeerdetem Al-Kühlkörper sind in Bild 7 dargestellt. Weiterhin wurden in Bild 7 die Reaktanzen für entsprechende Kapazitäten an die Messwerte angepasst. Es wird hier deutlich, dass die Kapazitäten ohne Kühlkörper über den AlN-Kühlkörper hin zu dem ungeerdeten Al-Kühlkörper zunehmen. Dies entspricht der Erwartung aus der Geometrie des Aufbaus unter Berücksichtigung der dielektrischen Eigenschaften von Aluminiumnitrid. Der Zusammenhang zwischen der Reaktanz und dem Verhalten bezüglich der Abstrahlung lässt sich über den Reflexionsfaktor bezogen auf den Anschluss der Antenne herstellen. Für den Reflexionsfaktor gilt [10]

$$r = \frac{R_A - R_0 + jX_A}{R_A + R_0 + jX_A}$$

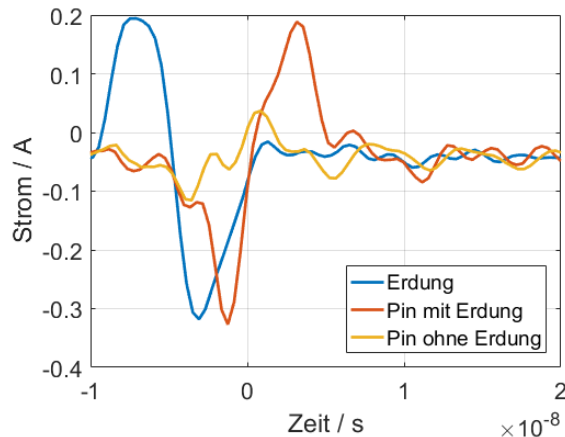
$R_A$  kann bei einem kurzen Monopol als klein gegenüber der Systemimpedanz  $R_0$  von 50  $\Omega$  angenommen werden, sodass die Reaktanz  $X$  einen erheblichen Einfluss auf die Reflexion am Eingang der Antenne hat. Signalanteile, die bereits am Eingang der Antenne reflektiert werden, das heißt den MOSFET und somit den Kühlkörper nicht erreichen, können nicht zur Abstrahlung beitragen. Eine betragsmäßige Verringerung der Reaktanz  $X$  führt hierbei zu einer Erhöhung der Abstrahlung, da die Antenne besser an die Quelle angepasst ist. Somit führen letztlich die dielektrischen Eigenschaften der Keramik Aluminiumnitrid, welche eine relative Permittivität von ca. 9 aufweist, zu der Erhöhung der Abstrahlung. Es muss hierbei allerdings beachtet werden, dass dieser Effekt direkt von der Systemimpedanz abhängt, welche in leistungselektronischen Schaltungen nur selten 50  $\Omega$  beträgt.

### 3.2.2 Ableitstrom im Zeitbereich

Um die Vorteile eines AlN-Kühlkörpers bezüglich der leitungsgebundenen Störungen zu demonstrieren, sind unter Verwendung eines Oszilloskops und einer Stromzange (CP031, Teledyne LeCroy Inc., 100 MHz) Messungen des Ableitstromes durchgeführt worden. Hierfür wurde die TO-247-Nachbildung mit gaußförmigen Spannungspulsen mit einer Amplitude von 40 V und einer vollen Halbwertsbreite von 1 ns gespeist, sodass der



Frequenzbereich für leitungsgebundene Störungen abgedeckt war. Die Pulse wurden mittels eines Pulsgenerators (HVPG-1000, Sequid GmbH) erzeugt. Die Messungen wurden unter Verwendung des Al-Kühlkörper sowohl geerdet, als auch ungeerdet durchgeführt. Zunächst wurde der Strom durch die Erdung gemessen. Hiernach wurden noch zwei Messungen am Speisepin der TO-247-Nachbildung mit und ohne Erdung durchgeführt. Die drei Messungen wurden hinsichtlich der Zeitachse unkorreliert durchgeführt.



**Bild 8:** Ableitstrom im Zeitbereich

Die Messung mit Erdung zeigt, dass kurzzeitig bis zu 300 mA über die Erdung abfließen, während ohne Erdung ein maximaler Strom von 100 mA gemessen werden konnte. Es wird deutlich, dass durch die Verwendung eines Kühlkörpers ohne Erdung 2/3 des maximalen Common-Mode-Stromes für diese Pulsform vermieden werden können.

#### 4 Zusammenfassung und Fazit

In der vorliegenden Arbeit wurde ein Kühlkörper aus der elektrisch nicht leitenden Keramik Aluminiumnitrid mit einem Kühlkörper aus Aluminium verglichen. Beide Kühlkörper wurden zur Verwendung mit bis zu vier Leistungs-MOSFETs im TO-247-Gehäuse mit einer Wasserkühlung konzipiert. Es konnte gezeigt werden, dass die thermische Leistungsfähigkeit des Aluminiumnitrid-Kühlkörpers mindestens auf dem Niveau des Aluminium-Kühlkörpers liegt. Die Vorteile des Aluminiumnitrid-Kühlkörpers zeigen sich im erheblich geringeren Ableitstrom, da keine Erdung notwendig ist. Dies kann Einsparungen beim Netzfilter ermöglichen, durch welche Bauraum, Masse und Kosten optimiert werden können. Dies kann z. B. für kompakte Wandler auf Galliumnitrid-Basis einen erheblichen Vorteil darstellen, da hier der Netzfilter durch die Common-Mode-Drosseln deutlich mehr Bauraum und Masse beiträgt als die Leistungselektronik selbst. Weiterhin ist es nicht notwendig, eine elektrische Isolierung zwischen MOSFET und Kühlkörper zu verwenden. Auf der anderen Seite wurde festgestellt, dass der Aluminiumnitrid-Kühlkörper die Abstrahlung im Vergleich zu einem geerdeten Kühlkörper in Abhängigkeit von der

Systemimpedanz durch eine Verbesserung der Impedanzanpassung erhöhen kann. Auch sind die Herstellungskosten für einen solchen Keramikkühlkörper deutlich höher und die Geometrie ist stark eingeschränkt. Insgesamt stellt der Kühlkörper aus Aluminiumnitrid einen interessanten Ansatz für Systeme dar, welche stark hinsichtlich des Bauraums und der Masse optimiert werden müssen.

## Literatur

- [1] A. Dolente, U. Reggiani, and L. Sandrolini. Comparison of Radiated Emissions from Different Heatsink Configurations. Proceedings of VI International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology: June 21 - 24, 2005, Saint-Petersburg, 2005. OCLC: 254933504.
- [2] K. Kostov, J. Rabkowski, and H.-P. Nee. Conducted EMI from SiC BJT Boost Converter and its Dependence on the Output Voltage, Current, and Heatsink Connection. 2013 IEEE ECCE Asia Downunder, 2013.
- [3] L. Rong and Z. Lin-Chang: Heatsink grounding effect on radiated emission of electronic device. 2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2002.
- [4] N.J. Ryan, B. Chambers, and D.A. Stone: FDTD modeling of heatsink RF characteristics for EMC mitigation. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 44(3):458–465, August 2002.
- [5] S. Fahlbusch, U. Mütter, K. Hoffmann: Analysis of SiC-MOSFETs utilised in Hard Switching Inverter Topologies with Switching Frequencies up to 1 MHz, PCIM Europe 2015, Nürnberg, 19.-21. Mai 2015
- [6] C. E. Brench. Heatsink Radiation as a Function of Geometry. Proceedings of Compatibility in the loop: Chicago 1994 ; IEEE International Symposium on EMC, August 22 - 26 1994, 1994. OCLC: 180504054.
- [7] Y. Arien, P. Dixon, M. Khorrami, A. Degraeve, and D. Pissort. Study on the Reduction of Heatsink Radiation by Combining Grounding Pins and Absorbing Materials. Proceedings of 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC 2015): [joint conference with EMC Europe]; Dresden, Germany, 16 - 22 August 2015, 2015.
- [8] A. U. Bhoje and P. Sochoux. A Study of Grounded-Heatspreader for EMI Mitigation of ASIC IC Package. Proceedings of 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility: [2008 IEEE EMC] ; Detroit, MI, 18 - 22 August 2008, 2008.
- [9] K. Fujimoto, H. Morishita: Modern Small Antennas, Cambridge University Press, New York, 2013
- [10] F. Strauß: Grundkurs Hochfrequenztechnik, Eine Einführung. 2. Auflage, Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016

# FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltnarmonischen von leistungselektronischen Systemen

M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme  
M.Sc. Tobias Dörlemann, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme  
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme  
Dipl.-Ing. Norbert Hees, Leopold Kostal GmbH & Co. KG  
Dipl.-Ing. Marc Wiegand, Leopold Kostal GmbH & Co. KG

## 1 Einleitung

Die voranschreitende Elektrifizierung des Kfz führt zu einer steigenden Anzahl an leistungselektronischen Konvertern zur Energiewandlung und -verteilung. Aufgrund der zugrundeliegenden PWM-Signale können diese Systeme erhebliche Störquellen darstellen. Um die Störung von beispielsweise Kommunikations- oder Sensorsystemen zu vermeiden, ist die zulässige Störemission zu begrenzen. Die Nachweismessungen erfolgen meist nach internationalen Standards, z.B. [1].

Aufgrund der Anforderung von steigenden volumetrischen und gravimetrischen Leistungsdichten sowie der Forderung nach möglichst geringen Kosten sind effiziente Lösungen zur Entstörung der einzelnen Konverter notwendig. Passive Filter als Entstörmaßnahmen für leitungsführte Störungen leiden unter dem zusätzlichen Gewicht und Bauraumbedarf.

Um kompaktere und leichtere Lösungen zu realisieren, sind verschiedene aktive Filterschaltungen, welche im Wesentlichen aus Siliziumhalbleitern bestehen, entwickelt worden [2]-[5]. Diese aktiven Filterschaltungen werden vergleichbar mit einem passiven Filter zwischen Störquelle und Störsenke geschaltet. Während übliche passive Filterschaltungen reaktive Elemente beinhalten und damit die Störenergie aufnehmen und wieder abgeben, generieren aktive Filterschaltungen Gegenstörungen, um basierend auf einer destruktiven Interferenz das System zu entstören. Es existieren verschiedene Arbeiten [6]-[8], in welchen verschiedene Konzepte für aktive Filter systematisiert und verglichen werden.

Bei den in der Literatur beschriebenen aktiven EMV-Filtern besteht das grundsätzliche Problem, dass die Störungen erst nach einer Messung und einer weiteren Signalverarbeitung gegengekoppelt werden. Aufgrund der unvermeidlichen Verzögerungszeiten, welche aus den analogen und gegebenenfalls digitalen Schaltungselementen resultieren, ist eine sofortige Gegenkopplung des Störsignals physikalisch unmöglich. Dies ist das wesentliche Problem, welches die realisierbare Dämpfung und den entstörbaren Frequenzbereich begrenzt.

Zur Lösung dieses Problems wird in dieser Arbeit ein alternativer Ansatz vorgeschlagen, bei welchem die Harmonischen eines (quasi-)stationären getakteten Systems mithilfe von gegengekoppelten Sinussignalen kompensiert werden. Ähnliche Verfahren sind im Bereich der aktiven Lärmkompensation bereits etabliert [9], [10]. Jedes Sinussignal muss dabei separat in Amplitude und Phase derart eingestellt werden, dass die zugehörige Harmonische weitestgehend ausgelöscht wird. Durch dieses Vorgehen können beispielsweise Verzögerungszeiten durch einfache Phasendrehungen berücksichtigt werden. Weiterhin wird dieses Verfahren um einen adaptiven Ansatz ergänzt, wodurch die Parametrierung ohne Kenntnis des getakteten Systems erfolgen kann.

Diese Arbeit beginnt mit der Theorie zur adaptiven Gegenkopplung von Harmonischen. Zu dieser Theorie werden zwei mögliche Implementierungsvarianten zur Gegenkopplung der Harmonischen vorgestellt: 1) mit kontinuierlicher Adaption und 2) mit einmaliger Adaption. Für die Gegenkopplung mit kontinuierlicher Adaption wird nachfolgend eine mögliche FPGA-Implementierung mithilfe der adaptiven Filtertheorie vorgestellt. Zur Demonstration der Leistungsfähigkeit des Verfahrens wird ein 48V-12V DC-DC-Wandler im Bereich der Lang- und Mittelwelle entsprechend der Grenzwertklasse 3 entstört. Im Anschluss werden die Systemgrenzen diskutiert und Optimierungsmöglichkeiten aufgezeigt. Eine Zusammenfassung schließt die Arbeit ab.

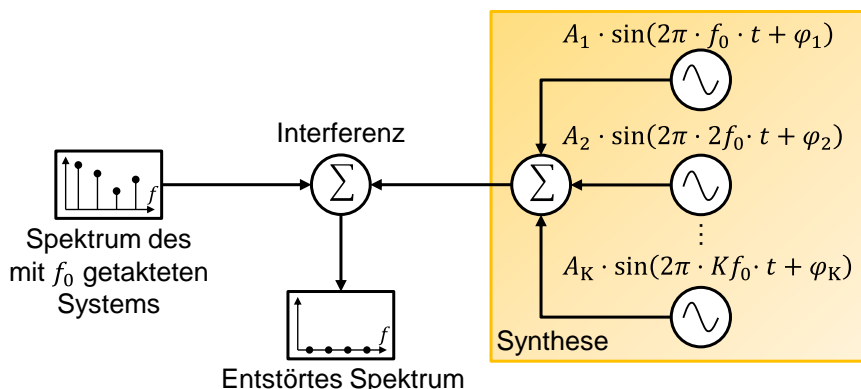
## 2 Theorie zur adaptiven Gegenkopplung von Harmonischen

In diesem Abschnitt wird die Theorie zur adaptiven Gegenkopplung von Harmonischen dargestellt. Zu Beginn wird aufgezeigt, wie durch die Überlagerung von Sinussignalen ein synthetisiertes Gegenkoppelsignal erzeugt werden kann, um die Störaussendung von getakteten Systemen zu reduzieren. Zur einfachen Parameterbestimmung der einzelnen Sinussignale wird das Verfahren um einen adaptiven Ansatz erweitert.

### 2.1 Gegenkopplung von Harmonischen

Getaktete Systeme erzeugen im (quasi-)stationären Betrieb ein charakteristisches Spektrum, welches sich aus der Grundwelle bei der Taktfrequenz  $f_0$  und den Oberwellen bei den entsprechenden Vielfachen von  $f_0$  zusammensetzt. Zur Entstörung ist es damit ausreichend, die einzelnen Harmonischen gegenzukoppeln. Ein breitbandiger Ansatz (wie beispielsweise bei passiven Filterelementen) ist somit nicht notwendig.

In **Abbildung 1** ist das grundsätzliche Verfahren illustriert. Es existiert das Störspektrum eines getakteten Systems. Durch ein gezielt synthetisiertes Gegenkoppelsignal sollen die ersten  $K \in \mathbb{N}$  Harmonischen des Systems reduziert werden. Um dies zu erreichen, wird für jede gegenzukoppelnde Harmonische  $k \leq K$  ein in der Frequenz ( $k f_0$ ) entsprechendes Sinussignal erzeugt. Für jeden Sinus existiert dabei genau ein Parameterpaar aus Amplitude  $A_k$  und Phase  $\varphi_k$ , sodass es zu einer vollständigen destruktiven Interferenz mit der  $k$ -ten Harmonischen kommt. Das gesamte Gegenkoppelsignal wird durch eine einfache Überlagerung der erzeugten Sinussignale synthetisiert.

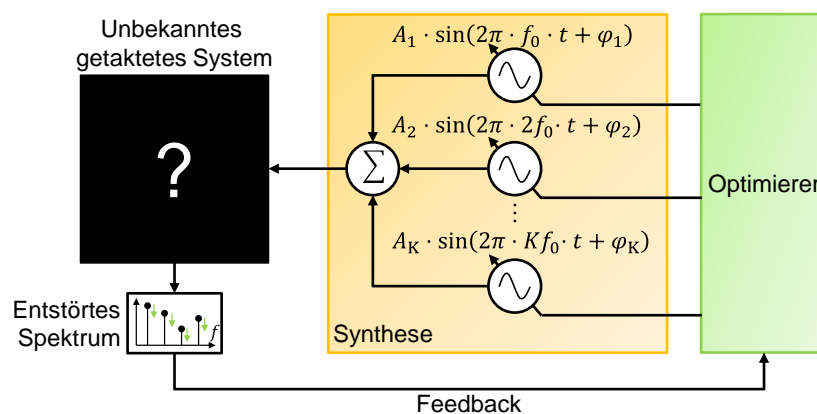


**Abbildung 1:** Gegenkopplung von Harmonischen

## 2.2 Adaptive Gegenkopplung von Harmonischen

Da leistungselektronische getaktete Systeme in der Regel aufwändig zu beschreiben sind, oder der genaue innere Aufbau unbekannt ist, besteht die Notwendigkeit nach effizienten Methoden zur Parameterfindung für die einzelnen Sinussignale. Dazu wird in diesem Abschnitt ein adaptives Verfahren vorgestellt.

In **Abbildung 2** ist das Verfahren dargestellt. Es existiert ein unbekanntes getaktetes System (Black Box), welches störende Harmonische verursacht. Die erzeugten Sinuswellen zur Gegenkopplung sind in Amplitude und Phase durch einen Optimierer einstellbar. Der Optimierer beobachtet das Gesamtsystem und findet die idealen Parameter zur Gegenkopplung, wobei es sich im einfachsten Fall um einen Suchalgorithmus handeln kann. Mit diesem Ansatz können damit beliebig komplexe Systeme entstört werden. Weiterhin entfallen aufwändige Ermittlungen und Implementierungen von komplexen Übertragungsfunktionen.



**Abbildung 2:** Adaptive Gegenkopplung von Harmonischen

## 3 Implementierungsvarianten

Zur Realisierung der adaptiven Gegenkopplung von Harmonischen lassen sich beliebig viele verschiedene Varianten formulieren. An dieser Stelle sollen zwei wesentliche Strukturen vorgestellt und diskutiert werden.

### 3.1 Gegenkopplung von Harmonischen mit kontinuierlicher Adaption

Zuerst wird ein Verfahren vorgestellt, bei welchem die Gegenkoppelsignale kontinuierlich korrigiert werden (**Abbildung 3**). Zum Einbringen der Gegenstörungen wird der Injektor mit dem getakteten System verschaltet. Zum Auskoppeln des Feedbacksignals wird weiterhin ein Sensor vorgesehen. Sowohl Injektor als auch Sensor können dabei beispielsweise induktiv oder kapazitiv realisiert sein. Da sich das Gegenkopplungssystem selbstständig an die resultierenden Übertragungsfunktionen adaptiert, existieren keine Einschränkungen an die Struktur des Gesamtsystems. Zur Synchronisation des Gegenkopplers ist ein Synchronisationssignal aus dem getakteten System notwendig. Dazu ist grundsätzlich jegliches Signal geeignet, welches zeitlich mit den Störungen korreliert ist und nicht durch die Gegenkopplung eliminiert wird.

Der große Vorteil des Verfahrens besteht darin, dass kontinuierlich die Gegenstörungen angepasst werden. Ändert sich das getaktete System z.B. durch Temperaturänderungen, werden die Sinussignale entsprechend modifiziert. Der Nachteil besteht in der Notwendigkeit des Sensors und der Hardware zur Auswertung des Sensorsignals.

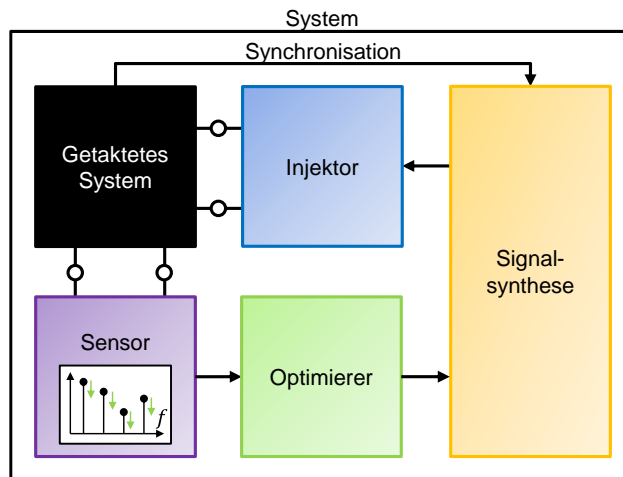


Abbildung 3: Gegenkopplung mit kontinuierlicher Adaption

### 3.2 Gegenkopplung von Harmonischen mit einmaliger Adaption

Zur Einsparung des Sensors und der Hardware zur Auswertung des Sensorsignals wird ein zweites Verfahren vorgestellt, in welchem der Gegenkoppler durch einen externen Trainer eingelernt wird (**Abbildung 4**). Der Trainer umfasst dabei den Sensor, den Optimierer und gegebenenfalls eine Signalvorverarbeitung. Das verbleibende System kann damit auf das getaktete System, den Injektor, die Signalsynthese und einen Speicher reduziert werden. Der Speicher wird dabei durch den Trainer entweder mit vollständig gesampelten Gegenkoppelsignalen oder mit Parametersätzen (bestehend aus Amplitude und Phase) für die jeweilige Harmonische beschrieben. Entsprechend wird in der Signalsynthese entweder das vorberechnete Gegenkoppelsignal ausgegeben oder aus den Parametersätzen in Echtzeit berechnet. Diese Ansätze unterscheiden sich im Speicherbedarf und der Echtzeitfähigkeit: Während vorberechnete Gegenkoppelsignale sehr schnell ausgelesen werden können, besitzen diese einen hohen Speicherbedarf. Die Parametersätze besitzen einen deutlich geringeren Speicherbedarf, jedoch ist hier eine zusätzliche Signalverarbeitung notwendig.

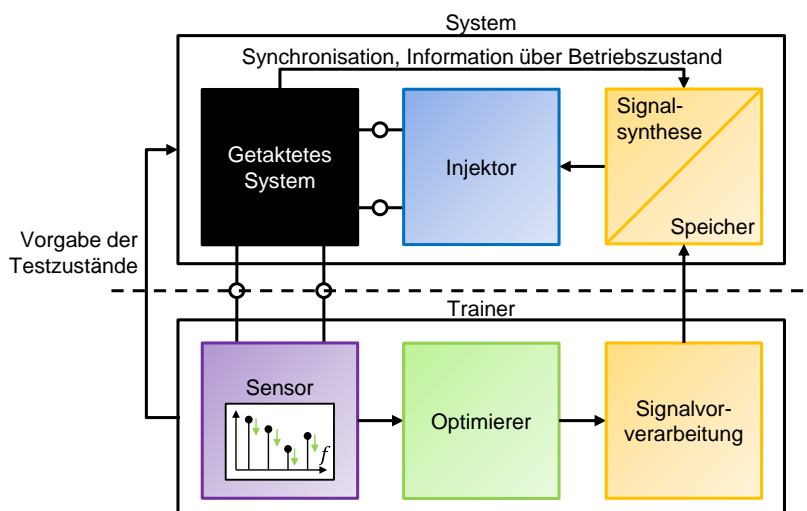


Abbildung 4: Gegenkopplung mit einmaliger Adaption

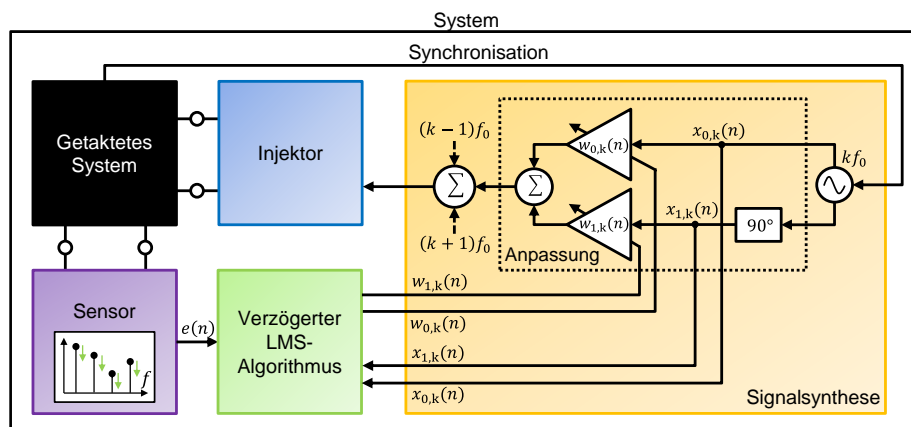
Da für verschiedene Betriebszustände unterschiedliche Gegenkoppelsignale notwendig sind, müssen für alle vorher definierten Zustände die entsprechenden Parameter ermittelt

und im Speicher abgelegt werden. Im laufenden Betrieb, also nach dem Entfernen des Trainers, erhalten Speicher und Signalsynthese eine Information über den aktuellen Betriebszustand, um dem Injektor das entsprechende, vorher ermittelte Gegenkoppsignal zur Verfügung zu stellen.

Diese Variante hat den grundsätzlichen Vorteil, dass ein großer Teil des Hardwareaufwands ausgelagert wird. Damit lässt sich ein kostengünstigerer Gegenkoppler realisieren. Der wesentliche Nachteil besteht darin, dass die Gegenkoppsignale nicht kontinuierlich angepasst werden. Kommt es zu Änderungen im System, die nicht durch den Trainer im Vorhinein abgedeckt wurden, verschlechtert sich unter Umständen die Störungsunterdrückung.

#### 4 FPGA-Realisierung der Gegenkopplung mit kontinuierlicher Adaption

Im Rahmen dieser Arbeit wird eine Realisierung der Gegenkopplung mit kontinuierlicher Adaption auf dem FPGA-System Red Pitaya v1.1 vorgestellt. Zur Implementierung wird die adaptive Filtertheorie eingesetzt, welche bereits eine weite Anwendung im Bereich der aktiven Lärmkompensation [9] gefunden hat. Die hier verwendete Implementierung nach [10] und [11] ist in **Abbildung 5** dargestellt. Zur besseren Übersichtlichkeit ist die Struktur für nur eine Harmonische dargestellt.



**Abbildung 5:** Gegenkopplung mit kontinuierlicher Adaption

In dieser Implementierung wird ein beliebiger Sinus generiert, welcher durch das Synchronisationssignal mit den Störungen zeitlich korreliert ist. Mithilfe einer Phasendrehung um  $90^\circ$  wird ein Orthogonalsystem aus Sinus ( $x_{0,k}(n)$ ) und Cosinus ( $x_{1,k}(n)$ ) erzeugt. Mit den Verstärkungen  $w_{0,k}(n)$  und  $w_{1,k}(n)$  und der nachfolgenden Summation können Sinussignale mit nahezu beliebiger Amplitude  $A_k$  und Phase  $\varphi_k$  erzeugt werden. Sollen mehrere Harmonische gegengekoppelt werden, kann die beschriebene Struktur parallelisiert werden [9]. In der Abbildung werden beispielhaft die generierten Sinussignale für die drei Harmonischen  $k - 1$ ,  $k$  und  $k + 1$  überlagert. Das synthetisierte Signal wird daraufhin D/A-gewandelt und in das System injiziert. Die Störungen des getakteten Systems und die Gegenstörungen überlagern sich zu den Reststörungen  $e(n)$ . Zur Bewertung der Gegenkopplung werden die Reststörungen durch einen Sensor aufgenommen, A/D-gewandelt und dem FPGA-System zur Verfügung gestellt. Zur Minimierung der Reststörungen  $e(n)$  wird ein LMS-Algorithmus (Least-Mean-Square) eingesetzt, welcher die neuen Verstärkungen  $w_{0/1,k}(n + 1)$  in Abhängigkeit der vorherigen Verstärkungen  $w_{0/1,k}(n)$ , der gemessenen Reststörungen  $e(n)$ , des generierten Orthogonalsystems  $x_{0/1,k}(n)$  und der Schrittweite  $\mu_k$  korrigiert [12], [13].



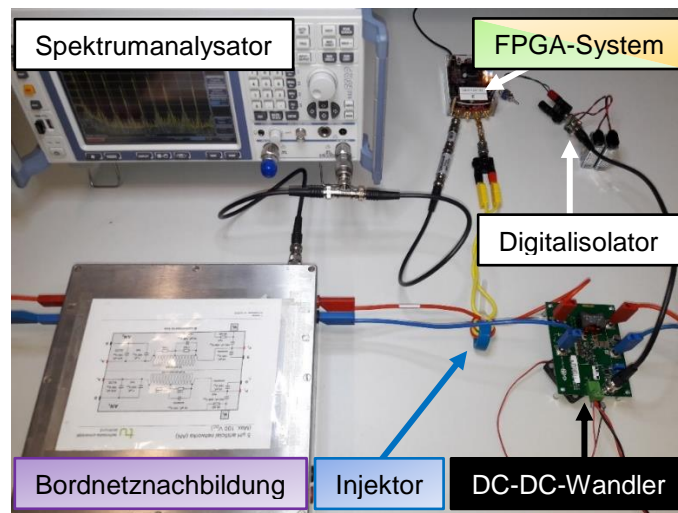
Zur Konvergenz des Algorithmus müssen die Signale  $e(n)$  und  $x_{0/1,k}(n)$  zeitlich korreliert sein [14]. Aus der Signalverarbeitung der A/D- und D/A-Wandler und der Phasengänge des getakteten Systems, des Injektors und des Sensors resultiert eine Verzögerungszeit, welche durch eine entsprechende Anzahl an Samples  $\Delta_k$  im LMS-Algorithmus berücksichtigt werden muss. Daher wird der verzögerte LMS-Algorithmus nach [15] und [16] eingesetzt:

$$w_{0/1,k}(n+1) = w_{0/1,k}(n) + \mu_k \cdot e(n) \cdot x_{0/1,k}(n - \Delta_k) \quad (1)$$

Die Verzögerung  $\Delta_k$  ist zur Stabilität des Algorithmus auf  $\pm 90^\circ$  genau in Bezug zur jeweiligen Frequenz  $kf_0$  zu schätzen [17]. Die notwendigen Verzögerungszeiten können beispielsweise durch Suchalgorithmen oder vorhergehende Messungen bestimmt werden. Ein weiteres wichtiges Kriterium für das Konvergenzverhalten ist die Schrittweite  $\mu_k$ , welche die Änderungsrate der Verstärkungen  $w_{0/1,k}(n)$  maßgeblich bestimmt. Eine große Schrittweite beschleunigt die Adaption, wobei ein zu hoher Wert zur Instabilität des Algorithmus führen kann. Unter der Annahme von (quasi-)stationär arbeitenden Systemen, wird keine hohe Dynamik gefordert. Es wird daher eine kleine Schrittweite gewählt, um eine möglichst präzise Adaption zu erzielen. [18], [19]

## 5 Testaufbau und Messung

Als Demonstrator wird ein DC-DC-Wandler (Evaluation Board GS61008P-EVBBK von GaN Systems) betrachtet, welcher die Spannungsebene von 12 V mit der neuen 48 V-Ebene im Kfz verbinden kann (siehe **Abbildung 6**). Der DC-DC-Wandler wird mit einer Schaltfrequenz  $f_0$  von 300 kHz und einem konstanten Tastverhältnis  $d$  von etwa 25 % betrieben. Zur Demonstration soll der Bereich der Lang- und Mittelwelle (150 kHz-1,8 MHz) entsprechend der Grenzwertklasse 3 entstört werden.

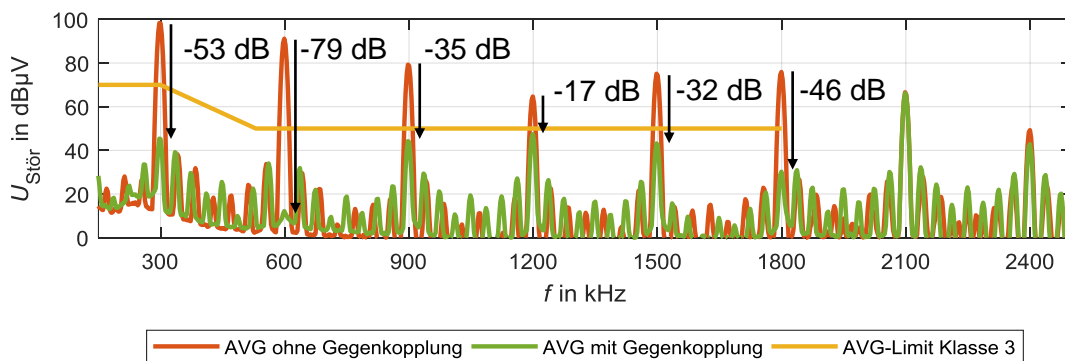


**Abbildung 6:** Messaufbau (Farben beziehen sich auf **Abbildung 5**)

Im Testaufbau werden eine 48 V-Spannungsversorgung und eine 12 V-Last verwendet. Zur Messung der eingangsseitigen leitungsgeführten Störungen des Systems werden eine Bordnetznachbildung und ein Spektrumanalysator eingesetzt. Das durch die Bordnetznachbildung ausgekoppelte Störsignal wird zusätzlich dem FPGA-System als Feedbacksignal zur Verfügung gestellt. Um ein Übersteuern des A/D-Wandlers des FPGA-Systems durch hochfrequente Störungen zu vermeiden, wird ein Tiefpass mit der Grenzfrequenz 2,5 MHz eingesetzt. Zur Impedanzanpassung ist zusätzlich ein 3 dB-

Dämpfungsglied in Reihe geschaltet. Als Injektor wird ein induktiver Übertrager verwendet, welcher durch einen Ringferrit mit zwei Wicklungen mit jeweils zwei Windungen realisiert wurde. Zum Blocken eines möglichen Gleichspannungsanteils, welcher aus dem D/A-Wandler resultieren kann, ist primärseitig ein Kondensator in Reihe geschaltet. Das Ansteuerungssignal für den DC-DC-Wandler wird vom FPGA-System erzeugt, um die Synchronisation zwischen den Systemen herzustellen. Zur Vermeidung von störenden Masseschleifen wird das Ansteuerungssignal durch einen Digitalisolator galvanisch entkoppelt.

Die Messergebnisse sind in **Abbildung 7** dargestellt. Die resultierenden Störungen mit ausgeschalteter und eingeschalteter Gegenkopplung sind entsprechend [1] mit einer RBW von 9 kHz, einer Verweilzeit von 50 ms und dem Average-Detektor gemessen worden. Als Limit wurde das Average-Limit der Klasse 3 angesetzt. Es ist eine erhebliche Reduktion der Harmonischen zu erkennen, welche für die Grundwelle und die erste Oberwelle über 50 dB beträgt. Entsprechend der Theorie werden Frequenzen, für welche keine Sinussignale implementiert wurden, nur marginal beeinflusst.



**Abbildung 7:** Messergebnis

## 6 Systemgrenzen und Optimierungsmöglichkeiten

Im Folgenden werden die Systemgrenzen des realisierten Gegenkopplers diskutiert, welche die Abtastrate, die Synchronisation, die Quantisierung des A/D- und D/A-Wandlers sowie die Hardwarekapazitäten umfassen. Optimierungsmöglichkeiten für das System werden aufgezeigt.

### 6.1 Abtastrate

Die Abtastrate des digitalen Signalverarbeitungssystems begrenzt entsprechend des Abtasttheorems die höchste gegenkoppelbare Frequenz. Da die verwendeten Wandler im FPGA-System eine Abtastrate von 125 MS/s besitzen, sind theoretisch Frequenzen von bis zu 62,5 MHz gegenkoppelbar. In praktischen Versuchen wurden Frequenzen von bis zu 30 MHz wirkungsvoll gegengekoppelt.

### 6.2 Synchronisation

Für eine möglichst effektive Gegenkopplung ist eine hohe Synchronität zwischen den Systemen gefordert. Der erste wesentliche Aspekt ist die Synchronisation der Systeme durch einen möglichst stabilen Trigger mit geringem Jitter. Das FPGA-System kann dabei jedoch nur auf seine Takt- bzw. Abtastperiode  $T_{\text{Sample}}$  genau getriggert werden. Damit folgt ein maximaler Phasenfehler  $\varphi_{\text{Fehler}}(k) = 2\pi \cdot k f_0 \cdot T_{\text{Sample}}$  für die jeweilige Harmonische

$k$ , wodurch die Effektivität der Gegenkopplung insbesondere bei hohen Frequenzen eingeschränkt wird. Der zweite wesentliche Aspekt ist der synchrone Betrieb der Systeme im Zeitraum zwischen zwei Triggersignalen. Dazu sind die Frequenzkomponenten des getakteten Systems möglichst präzise im FPGA-System abzubilden. Da es sich um zwei getrennte Systeme mit unterschiedlichen Taktsignalen handelt, ist von einem nicht vernachlässigbaren Frequenzfehler  $f_{\text{Fehler}}(k)$  für die jeweilige Harmonische  $k$  auszugehen.

Um nun einen vollständig synchronen Betrieb sicherzustellen, wurde im Testaufbau aus Abschnitt 5 das Ansteuerungssignal des leistungselektronischen Systems durch das FPGA-System erzeugt. Durch diese Maßnahme sind die Frequenzkomponenten der Systeme inhärent in Zeit ( $\varphi_{\text{Fehler}}(k) = 0$ ) und Frequenz ( $f_{\text{Fehler}}(k) = 0$  Hz) synchronisiert, wodurch die Effektivität der Gegenkopplung erheblich verbessert wurde.

### 6.3 Quantisierung des A/D-Wandlers

Zur Abschätzung der größtmöglichen Störungsreduktion ist die Quantisierung des A/D-Wandlers eine zentrale Größe. Aus der Quantisierung resultiert ein Signal-Rausch-Verhältnis, welches das größte messbare Signal dem Rauschen (jeweils Effektivwerte) gegenüberstellt. Das größte messbare Signal entspricht dabei der größten zulässigen Störung, welche den A/D-Wandler gerade noch nicht übersteuert. Durch die Adaption wird diese Störung reduziert, bis das gegengekoppelte Signal unter das Rauschen des A/D-Wandlers fällt und damit nicht mehr messbar ist.

Für ein sinusförmiges Signal und eine Quantisierung von  $m$  Bits lässt sich das Signal-Rausch-Verhältnis SNR durch die folgende Formel beschreiben:

$$\text{SNR} = m \cdot 6,02 \text{ dB} + 1,76 \text{ dB} \quad (2)$$

Der hier verwendete A/D-Wandler mit der Auflösung von 14 Bits besitzt ein SNR von etwa 86 dB und ermöglicht damit eine Störungsreduktion um etwa 86 dB. Damit sind grundsätzlich noch größere Störungsreduktionen als in Abschnitt 5 realisierbar.

Sollen das Signal-Rausch-Verhältnis und damit die maximale Störungsreduktion weiter ausgeschöpft werden, ist der Pegel der zu messenden Störungen auf den Messbereich des A/D-Wandlers anzupassen. Um beispielsweise sehr kleine Störungen gegenzukoppeln, kann der Spannungspegel durch Verstärker oder induktive Übertrager in den Bereich der größten messbaren Spannungen des A/D-Wandlers gehoben werden. Resultierende Übertragungsfunktionen werden durch die Adaption berücksichtigt und stellen dabei keine Einschränkung an die Struktur dar.

### 6.4 Quantisierung des D/A-Wandlers

Für eine möglichst präzise und rauscharme Generierung der Gegenkoppelsignale ist ebenfalls die Quantisierung des D/A-Wandlers zu diskutieren. Analog zum A/D-Wandler folgt auch für den D/A-Wandler ein Signal-Rausch-Verhältnis SNR, welches das größte erzeugbare Signal und das Rauschen (jeweils Effektivwerte) ins Verhältnis setzt. Bei der Erzeugung der Gegenkoppelsignale wird dabei ein hohes SNR gefordert, um nur eine marginale Rauschleistung in das System einzubringen. Die Quantisierungen des D/A- und A/D-Wandlers sind gleich zu wählen, da sich diese Komponenten im System ansonsten gegenseitig begrenzen würden.

Der hier verwendete D/A-Wandler besitzt eine Auflösung von 14 Bits und verfügt nach (2) über ein SNR von etwa 86 dB. Aus der Messung in Abschnitt 5 wird deutlich, dass nur ein marginales Rauschen in das System eingebracht wurde.

Wie bei dem A/D-Wandler ist auch bei dem D/A-Wandler das gegebene Signal-Rausch-Verhältnis weitestgehend auszuschöpfen. Sollen kleine Gegenkoppelsignale erzeugt werden, kann beispielsweise ein Dämpfungsglied eingesetzt werden, wodurch der D/A-Wandler für das gleiche Signal weiter angesteuert wird. Übersteigt das benötigte Gegenkoppelsignal den Spannungsbereich des D/A-Wandlers, ist beispielsweise der Einsatz eines Verstärkers möglich. Auch hier werden resultierende Übertragungsfunktionen durch die Adaption automatisch berücksichtigt.

## 6.5 Hardwarekapazitäten

Die Hardwarekapazitäten des hier verwendeten FPGA-Systems erlauben die Implementierung der Struktur zur Gegenkopplung mit kontinuierlicher Adaption aus **Abbildung 5** für acht Harmonische. Aufgrund der Parallelisierung kann das Gegenkoppelsignal damit gleichzeitig für acht Harmonische optimiert werden.

Zur Gegenkopplung von mehr Harmonischen kann die gleiche Struktur sequentiell auf verschiedene Harmonische angewendet werden, um jeweils die optimalen Sinussignale zur Gegenkopplung zu bestimmen. Die ermittelten Sinussignale werden sukzessive überlagert und ermöglichen damit theoretisch die Gegenkopplung von beliebig vielen Harmonischen. In diesem Fall erfolgt die Adaption für jedes einzelne Sinussignal jedoch nicht mehr permanent, sondern wiederholt in definierten Zeitintervallen.

## 7 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde eine neuartige Gegenkoppelstrategie vorgestellt, durch welche die Schaltharmonischen eines leistungselektronischen Systems unterdrückt werden können. Zu Beginn wurde eine allgemeine Theorie zur adaptiven Gegenkopplung von Harmonischen eingeführt. Zu dieser Theorie wurden zwei wesentliche Implementierungsvarianten vorgestellt und diskutiert: Die Gegenkopplung von Harmonischen mit kontinuierlicher Adaption und die Gegenkopplung von Harmonischen mit einmaliger Adaption. Im Folgenden wurde eine konkrete Implementierung zur Gegenkopplung von Harmonischen mit kontinuierlicher Adaption auf einem FPGA-System vorgestellt. Dieses System wurde daraufhin an einem leistungselektronischen Demonstrator angewendet. In Messungen konnte gezeigt werden, dass erhebliche Störungsreduktionen von über 50 dB erzielt werden konnten. Die Systemgrenzen des Gegenkoppelsystems wurden hinsichtlich der Abtastrate, der Synchronisation, der Quantisierung des A/D- und D/A-Wandlers sowie der Hardwarekapazitäten diskutiert. Optimierungsmöglichkeiten wurden aufgezeigt.

## Literaturangaben

- [1] "CISPR 25 – Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers", 2015
- [2] J. Walker, "Designing practical and effective active EMI filters", Powercon 11 Proc., April 1984, Paper I-3
- [3] L. E. LaWhite, M. F. Schlecht, "Design of active ripple filters for power circuits operating in the 1-10 MHz range", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 3, Issue 3, July 1988

- [4] L. E. LaWhite, M. F. Schlecht, "Active filters for 1 MHz power circuits with strict input/output ripple requirements", 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 23-27 June 1986, Vancouver, Canada, Canada
- [5] T. Farkas, M. F. Schlecht, "Viability of active EMI filters for utility applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 9, Issue 3, May 1994, pp. 328-337
- [6] N. K. Poon, J. C. P. Liu, C. K. Tse, M. H. Pong, "Techniques for input ripple current cancellation: classification and implementation [in SMPS]", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 15, Issue 6, November 2000, pp. 1144-1152
- [7] A. Nasiri, "Different topologies of active EMI/ripple filters for automotive DC/DC converters", IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, 7-7 September 2005, Chicago, IL, USA
- [8] Y.-C. Son, Seung-Ki Sul, "Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 42, Issue 2, March-April 2006, pp. 545-551
- [9] S. M. Kuo, D. R. Morgan, "Active Noise Control: A Tutorial Review", Proceedings of the IEEE, Volume 87, Issue 6, June 1999, pp. 943-973
- [10] E. Ziegler, Jr., "Selective active cancellation system for repetitive phenomena", U.S. Patent 4 878 188, October 31, 1989
- [11] B. Widrow, J. R. Glover, J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hern, J. R. Zeidler, E. Dong, and R. C. Goodlin, "Adaptive noise canceling: Principles and applications", Proceedings of the IEEE, Volume 63, Issue 12, pp. 1692-1716, December 1975
- [12] J. C. Burgess, "Active adaptive sound control in a duct: A computer simulation", The Journal of the Acoustical Society of America, Volume 70, Issue 3, pp. 715-726, September 1981
- [13] B. Widrow, D. Shur, and S. Shaffer, "On adaptive inverse control", Record of the Fifteenth Asilomar Conference on Circuits, Systems and Computers, pp. 185-189, November 1981
- [14] S. J. Elliott and P. A. Nelson, "The application of adaptive filtering to the active control of sound and vibration", ISVR, Univ. Southampton, U.K., Tech. Rep. 136, September 1985
- [15] G. Long, F. Ling, and J. G. Proakis, "The LMS algorithm with delayed coefficient adaptation", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Volume 37, Issue 9, pp. 1397-1405, September 1989
- [16] G. Long, F. Ling, and J. G. Proakis, "Corrections to 'The LMS algorithm with delayed coefficient adaptation'", IEEE Transactions on Signal Processing, Volume 40, Issue 1, pp. 230-232, January 1992
- [17] D. R. Morgan, "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Volume 28, Issue 4, pp. 454-467, August 1980
- [18] S. J. Elliott and P. A. Nelson, "Active noise control", IEEE Signal Processing Magazine, Volume 10, Issue 4, pp. 12-35, October 1993
- [19] B. Widrow and S. D. Stearns, "Adaptive Signal Processing", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985

# Autorenverzeichnis

## A

Hermann L. Aichele, Robert Bosch GmbH .....	450
Ojo Alaba, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	80
Dr. Moawia Al-Hamid, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	512, 625
Myrel Alsayegh, Bergische Universität Wuppertal .....	295
Dr. Bastian Arndt, AVL .....	432
Muhammad Ehtisham Asghar, Technische Universität Ilmenau .....	490
Dr. Bernhard Auinger, Technische Universität Graz .....	199

## B

Jörg Bärenfänger EMC Test NRW GmbH .....	38, 88, 224, 457, 556, 617
Tim Baumgarten, PHOENIX CONTACT Electronics GmbH .....	47
Stefan Becker, Sekels GmbH .....	425
Christian Bednarz, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	311
Michael Beltle, Universität Stuttgart .....	208, 548
Andreas Bendicks, Technische Universität Dortmund .....	652
Dr. Christian Bornkessel, Technische Universität Ilmenau .....	482, 491
Peter Boxleitner, Fronius International GmbH .....	199
Felix Burghardt, Leibniz Universität Hannover .....	126

## C

Stefan Cecil, Seibersdorf Labor GmbH .....	199
Zongyi Chen, Technische Universität Dortmund .....	537
Stephan Chromy, Helmut-Schmidt-Universität .....	644
Prof. Dr. Markus Clemens, Bergische Universität Wuppertal .....	295

## D

Frank Deter, Miele & Cie. KG .....	241
Prof. Dr. Bernd Deutschmann, Technische Universität Graz .....	199
Prof. Dr. Stefan Dickmann, Helmut-Schmidt-Universität .....	644
Sascha Dietrich, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH .....	330
Carsten Dietrich, Universität Siegen .....	183
Tobias Dörlemann, Technische Universität Dortmund .....	652

## E

Thomas F. Eibert, Technische Universität München .....	521
Roland Eidher, Robert Bosch GmbH .....	465
Prof. Dr. Achim Enders, Technische Universität Braunschweig .....	22
Diana Eremyan, EMCoS Ltd .....	376
Dirk Eyfrig, SICK AG .....	241

## F

Sebastian Fahlbusch, Helmut-Schmidt-Universität .....	644
Prof. Dr. Faouzi Derbel, HTWK Leipzig .....	71
Dr. Denis Filistovich, Sekels GmbH .....	506
Sven Fisahn, Leibniz Universität Hannover .....	158
Prof. Dr. Jens Förstner, Universität Paderborn .....	47
Markus Franke, Universität Duisburg-Essen .....	303
Prof. Dr. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund .....	216, 320, 439, 537, 652
Anke Fröbel, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg .....	581
Michael Fromm, Leopold Kostal GmbH und Co. KG .....	232
Bettina Funk, Swedish Post and Telecom Authority (PTS) .....	241

## G

Prof. Dr. Heyno Garbe, Leibniz Universität Hannover .....	126, 158, 166
Dr. Robert Geise, Technische Universität Braunschweig .....	22, 272
Prof. Dr. Friedel Gerfers, Technische Universität Berlin .....	340



Anna Gheonjian, EMCoS Ltd .....	376
Prof. Dr. Frank Gronwald, Universität Siegen .....	183

## H

Prof. Dr. Matthias Hampe, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften .....	474, 529
Dr. Jan Hansen, Robert Bosch GmbH .....	465
Martin Harm, Technische Universität Braunschweig .....	22
Prof. Dr. Harm-Friedrich Harms, Hochschule Emden-Leer .....	30
Ramzi Hasni, EMC Test NRW GmbH .....	457
Manuel Haug, Universität Stuttgart .....	548
Norbert Hees, Leopold Kostal GmbH & Co. KG .....	652
Janne Hein, BMW AG & Technische Universität München .....	521
Prof. Dr. Matthias A. Hein, Technische Universität Ilmenau .....	482, 490
Dr. Ralf Heinrich, Ametek CTS Europe .....	249
Martin Hellmann, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH .....	330
Anika Henke, Technische Universität Dortmund .....	320
Dr. Stefan Hiebel, Sekels GmbH .....	506
Dr. Johannes Hippeli, BMW AG .....	134, 521
Prof. Dr. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen .....	88, 303, 617
Matthias Hirte, Otto-von- Guericke-Universität Magdeburg .....	96
Benjamin Hoepfner, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg .....	581
Prof. Dr. Klaus F. Hoffmann, Helmut-Schmidt-Universität .....	644
Willi Hofmann, Technische Universität Ilmenau .....	482

## I

Jagadeesh Immidiseti, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	80
---	----

## J

Dr. Bernd Jäkel, Siemens AG, Digital Factory .....	257
Dr. Sebastian Jeschke, EMC Test NRW GmbH .....	88, 224, 617
Roman Jobava, EMCoS Ltd .....	376

## K

Giorgi Kapanadze, EMCoS Ltd .....	376
Johanna Kasper, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	14
Robert Kebel, Airbus AG .....	263
Achim Kempe, Robert Bosch GmbH .....	465
Oliver Kerfin, Technische Universität Braunschweig .....	22, 408
Badri Khvitia, EMCoS Ltd .....	376
Martin Kirch, Fraunhofer IFF .....	600
Jörg Kirchhof, Fraunhofer IEE .....	349, 564
Sabine Kitterer, Fraunhofer IEE .....	349
Dr. Stephan Kloska, VDE Prüf- und Zertifizierungsinstitut GmbH .....	241
Sebastian Koj, Leibniz Universität Hannover .....	166
Paul Konrad, Otto-von-Guricke-Universität Magdeburg .....	191
Dr. Bernd Körber, Forschungs- und Transferzentrum e.V. an der WHZ .....	633
Karsten Kreisch, EMC Test NRW GmbH .....	457
Matthias Kreitlow, Wehrwissenschaftliches Institut für Schutztechnologien (WIS) .....	183
Dr. Alexander Kriz, Seibersdorf Labor GmbH .....	110
Michael Kühn, AUDI AG .....	151
Zviad Kutchadze, EMCoS Ltd .....	376

## L

Dr. Kurt Lamedschwandner, Seibersdorf Labor GmbH .....	199
Christoph Lange, Otto-von-Guricke-Universität Magdeburg .....	191
Gunter Langer, Langer EMV-Technik GmbH .....	143
Prof. Dr. Marco Leone, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	55, 63, 191, 311, 512
Jan Loos, EMC Test NRW GmbH .....	38

## M

Marc Maarleveld, EMC Test NRW GmbH .....	88, 224, 617
Dr. Mathias Magdowski, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	385, 401, 600
Andreas Mantzke, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	55

Dr. habil. René Marklein, Fraunhofer IEE .....	349, 564
Frank Meier, Apparatebau Gauting GmbH .....	290
Dr. rer. nat. Karsten Menzel, EMFfx Consulting & Simulation .....	497
Marcel Messer, AUDI AG .....	151
Robert Michels, Universität Siegen .....	183
Andreas Morgenstern, SLG Prüf- und Zertifizierungs GmbH .....	110
Sanaz Mortazavi, Volkswagen AG .....	340
Denis Müller, Universität Stuttgart .....	208
Norman Müller, Westsächsische Hochschule Zwickau .....	633
Dr. Viki Müllerwiebus .....	608

## N

Björn Neubauer, Technische Universität Braunschweig .....	272
Simon Niedzwiedz, Technische Universität Dortmund .....	216
Robert Nowak, Technische Universität Dortmund .....	320, 439

## O

Dr. Peter Olbrich, AVL .....	432
Thomas Opp, Forschungs- und Transferzentrum e.V. an der WHZ .....	633
Lukas Oppermann, Technische Universität Braunschweig .....	408

## P

Enrico Pannicke, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	401
Christian Paulwitz, EPCOS AG .....	118, 368, 417
Jörg Petzold, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	80, 103, 175
Stephan Pfennig, Langer EMV-Technik GmbH .....	143

## R

Mohammad Zaisan Rahen, Fraunhofer IEE .....	564
Dr. Sven Robert Raisch, Robert Bosch GmbH .....	450
Kai Rathjen, Helmut-Schmidt-Universität .....	644

Moustafa Raya, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	80, 103
Hartwig Reindl, AVL .....	432
Uwe Renner, Airbus Helicopters .....	280
Dr. Klaus Richter, Fraunhofer IFF .....	600
Prof. Dr. Matthias Richter, Westsächsische Hochschule Zwickau .....	633
Jochen Riedelsheimer, Albatross Projects GmbH .....	110
Dr. Günter Ritzberger, Fronius International GmbH .....	199
Maik Rogowski, Leibniz Universität Hannover .....	158
Melanie Rohe, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH .....	330
Alexander Rommel, Daimler AG .....	393
Dr. Christian Rückerl, Berufsgenossenschaft .....	71
Diego Cuartielles Ruiz, AUDI AG .....	359

## S

Oussama Sassi, Volkswagen AG .....	376
Frank Schade, Volkswagen AG .....	340
Waldemar Schädel, Hochschule-Osnabrück / Daimler AG .....	393
Simon Scheck, EPCOS AG .....	118
Dr. Ralph Schertlen, Robert Bosch GmbH .....	465
Martin Schirrmacher, Airbus AG .....	263
Dr. Detlef Schleicher, Volkswagen AG .....	340, 376
Dr. Jörn Schlieve, EPCOS AG .....	417
Prof. Dr. Benedikt Schmülling, Bergische Universität Wuppertal .....	295
Alexander Schneider, Hochschule Emden-Leer .....	30
Andrea Scholl, Robert Bosch GmbH .....	465
Dr. Peter Scholz, PHOENIX CONTACT Electronics GmbH .....	47
Sebastian Schreiber, Rheinmetall MAN Military Vehicles GmbH .....	330
Karsten Schubert, Jade University of Applied Sciences .....	573
Dr. Michael Schugt, Scienlab electronic systems GmbH .....	617
Steffen Schulze, Würth Elektronik eiSos GmbH .....	512
Uwe Schwark, Airbus AG .....	263

Fabian Schwartau, Technische Universität Braunschweig .....	573
Sebastian Schwarz, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	600
Dietrich Sekels, Sekels GmbH .....	425
Dr. Kerstin Siebert, EMC Test NRW GmbH .....	38, 556
Dr. Denis Sievers, Universität Paderborn .....	47
Alexander Stieler, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften .....	529
Dr. Joachim Streckert, Bergische Universität Wuppertal .....	295
Sebastian Südekum, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	55, 63
Ronald Svadlenka, SLG Prüf- und Zertifizierungs GmbH .....	110

## T

Prof. Dr. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart .....	208, 548
Friedrich-Wilhelm Trautnitz, Albatross Projects GmbH .....	110
Matthias Trebeck, Westsächsische Hochschule Zwickau .....	633
Sergii Tsiapenko, Universität Duisburg-Essen .....	88, 617
Michael Tybel, Scienlab electronic systems GmbH .....	617

## V

Anne Lena Vaske, Technische Universität Braunschweig .....	38
Prof. Dr. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	14, 80, 96, 103, 175, 359, 385, 401, 581, 600, 625

## W

Christian Waldera, Volkswagen AG .....	432
Jiamei Wang, Fraunhofer IEE .....	349
Miao Wang, Fraunhofer IEE .....	564
Dr. Stefan Weber, EPCOS AG .....	118, 417, 556
Prof. Dr. Dr. Robert Weigel, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg .....	151
Jens Werner, Jade University of Applied Sciences .....	573
Marc Wiegand, Leopold Kostal GmbH & Co. KG .....	232, 652
Fabian Wießner, FTZ Leipzig e.V. ....	71
Benjamin Willmann, Volkswagen AG / Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	359



Prof. Dr. Gunter Winkler, Technische Universität Graz .....	199
Gerhard K. Wolff, Phoenix Contact GmbH & Co. KG .....	590
Philipp Wollmann, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg .....	625
Prof. Dr. Matthias Wuschek, Technische Hochschule Deggendorf .....	497

## **Z**

Martin Zang, Bergische Universität Wuppertal .....	295
Alexander Zeichner, Technische Universität Dortmund .....	537
Dr. Christof Ziegler, EPCOS AG .....	556
Dr. Georg Zimmer, Technische Universität Braunschweig .....	272

Änderungen vorbehalten

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen

	<p><b>EMV</b> Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit International Exhibition and Conference on Electromagnetic Compatibility (EMC)</p>	<p>Düsseldorf Turnus alle 2 Jahre</p>	<p>20. - 22.02.2018</p>	
<p>e-emv.com</p>				
	<p><b>INservFM</b> Messe und Kongress für Facility Management und Industrieservice Exhibition and conference on facility management and industrial services</p>	<p>Frankfurt am Main, Deutschland Turnus jährlich</p>	<p>27.02. - 01.03.2018</p>	
<p>inservfm.de</p>				
		<p><b>SIAF - SPS Industrial Automation Fair Guangzhou*</b> Innovations &amp; solutions in automation From sensors and control systems to applications</p>	<p>Guangzhou, China Turnus jährlich</p>	<p>04. - 06.03. 2018</p>
<p>Veranstalter ist Guangzhou Guangya Messe Frankfurt Co. Ltd., unterstützt von Mesago</p>				
<p>siaf-china.com</p>				
		<p><b>Smart Systems Integration</b> Internationale Fachmesse und Kongress International Conference and Exhibition on Integration Issues of Miniaturized Systems - MEMS, NEMS, ICs and Electronic Components</p>	<p>Dresden, Deutschland Turnus jährlich, wechselnde Standorte</p>	<p>11. - 12.04.2018</p>
<p>smartsystemsintegration.com</p>				
	<p><b>RosMould</b> International specialized Exhibition. Moulds. Die Molds. Stamps.</p>	<p>Moskau, Russland Turnus jährlich</p>	<p>15. - 17.05.2018</p>	
<p>rosmould.com</p>				
	<p><b>SPS IPC Drives Italia*</b> 8th Edition Electric Automation Systems and Components Trade Fair and Congress</p>	<p>Parma, Italien Turnus jährlich</p>	<p>22. - 24.05.2018</p>	
<p>Veranstalter ist Messe Frankfurt Italia S.r.l., unterstützt von Mesago</p>				
<p>spsitalia.it</p>				

\* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago

Mesago Messe Frankfurt GmbH • Rotebuehlstr. 83 - 85 • 70178 Stuttgart • Germany • Board of Management: Petra Haarbuerger, Martin Roschkowski  
Amtsgericht Stuttgart, HRB 13344 • mesago.de • info@mesago.com



Änderungen vorbehalten

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen







	<p><b>PCIM Europe</b> Internationale Fachmesse und Konferenz für Leistungselektronik, Intelligente Antriebstechnik, Erneuerbare Energie und Energiemanagement International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management</p> <p>pcim.de</p>	<p>Nürnberg, Deutschland Turnus jährlich</p> <p>Aussteller 465 Fläche 22.500 m<sup>2</sup> Besucher 10.836 Kongress 816</p>	<p>05. - 07.06.2018</p>
	<p><b>SMT Hybrid Packaging</b> Internationale Fachmesse und Kongress für Systemintegration in der Mikroelektronik International Exhibition and Conference for System Integration in Micro Electronics</p> <p>smt-exhibition.com</p>	<p>Nürnberg, Deutschland Turnus jährlich</p> <p>Aussteller 420 Fläche 26.200 m<sup>2</sup> Besucher ca. 15.000 Kongress 259</p>	<p>05. - 07.06.2018</p>
	<p><b>ZELLCHEMING-Expo</b> Fachmesse mit 113. Jahrestagung Zellstoff-, Papier und Zuliefererindustrie sowie faserbasierte Werkstoffe Exhibition and 113th Annual General Meeting Pulp, paper and supplier industry as well as fiber based materials</p> <p>zellcheming-expo.de</p>	<p>Frankfurt am Main, Deutschland Turnus jährlich</p>	<p>26. - 28.06.2018</p>
	<p><b>PCIM Asia*</b> Internationale Fachmesse und Konferenz für Leistungselektronik, Intelligente Antriebstechnik, Erneuerbare Energie und Energiemanagement International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management</p> <p>pcimasia-expo.com</p>	<p>Shanghai, China Turnus jährlich</p> <p>Veranstalter ist China Guangzhou Guangya Messe Frankfurt Co Ltd., unterstützt von Mesago</p> <p>Aussteller 81 Fläche 7.000 m<sup>2</sup> Besucher 5.621 Kongress 352</p>	<p>26. - 28.06.2018</p>
	<p><b>SPS automation middle east</b></p>	<p>Dubai, VAE Turnus jährlich</p>	<p>18. - 19.09.2018</p>
	<p><b>formnext</b> International exhibition and conference on the next generation of manufacturing technologies</p> <p>formnext.de</p>	<p>Frankfurt am Main, Deutschland Turnus jährlich</p> <p>Aussteller 470 Fläche 28.129 m<sup>2</sup> Besucher 21.492 Kongress 1.082</p>	<p>13. - 16.11.2018</p>

\* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago

Mesago Messe Frankfurt GmbH • Rotebuehlstr. 83 - 85 • 70178 Stuttgart • Germany • Board of Management: Petra Haarbuerger, Martin Roschkowski  
Amtsgericht Stuttgart, HRB 13344 • mesago.de • info@mesago.com

Änderungen vorbehalten

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen

 <b>sps ipc drives</b>	<p><b>SPS IPC Drives</b>                  29. Internationale Fachmesse für Elektrische Automatisierung, Systeme und Komponenten                  28th International Exhibition for Electric Automation, Systems and Components</p>	<p>Nürnberg, Deutschland                  Turnus jährlich</p>	<p>27. - 29.11.2018</p>								
 <b>smart industry solutions</b> INDIA	<p><b>Smart Industry Solutions India*</b>                  A professional trade platform for the manufacturing sectors focussed on automation.</p>	<p>Mumbai, India                   Veranstalter ist Messe Frankfurt India, Mesago Messemanagement GmbH</p>	<p>13. - 15.12.2018</p>								
 <b>emv seminare</b>	<p><b>EMV Seminare</b>                  Ganztagesseminare zum Thema Elektromagnetische Verträglichkeit                  All-day seminars on Electromagnetic Compatibility (EMC)</p>	<p>Stuttgart, Deutschland                  Turnus jährlich</p>	<p>Dezember 2018</p>								
	<p><b>EMV</b>                  Internationale Fachmesse mit Workshops für Elektromagnetische Verträglichkeit                  International Exhibition with Workshops on Electromagnetic Compatibility (EMC)</p>	<p>Stuttgart, Deutschland                  Turnus alle 2 Jahre</p> <table border="0"> <tr> <td>Aussteller</td> <td>118</td> </tr> <tr> <td>Fläche</td> <td>4.000 m<sup>2</sup></td> </tr> <tr> <td>Besucher</td> <td>2.700</td> </tr> <tr> <td>Workshopbuchung</td> <td>1.069</td> </tr> </table>	Aussteller	118	Fläche	4.000 m <sup>2</sup>	Besucher	2.700	Workshopbuchung	1.069	<p>19. - 21.03.2019</p>
Aussteller	118										
Fläche	4.000 m <sup>2</sup>										
Besucher	2.700										
Workshopbuchung	1.069										
 <b>pcim</b> EUROPE	<p><b>PCIM Europe</b>                  Internationale Fachmesse und Konferenz für Leistungselektronik, Intelligente Antriebstechnik, Erneuerbare Energie und Energiemanagement                  International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management</p>	<p>Nürnberg, Deutschland                  Turnus jährlich</p>	<p>07. - 09.05.2019</p>								
	<p><b>SMT Hybrid Packaging</b>                  Internationale Fachmesse und Kongress für Systemintegration in der Mikroelektronik                  International Exhibition and Conference for System Integration in Micro Electronics</p>	<p>Nürnberg, Deutschland                  Turnus jährlich</p>	<p>07. - 09.05.2019</p>								

\* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago

Änderungen vorbehalten

Quelle: Daten der zuletzt durchgeführten Veranstaltung/Planzahlen bei Erstveranstaltungen

<b>PARKEN</b>	<b>Parken</b>	Deutschland		05. - 06.06.2019
	Fachausstellung und Fachtagung für Planung, Bau und Betrieb von Einrichtungen des ruhenden Verkehrs	Turnus alle 2 Jahre		
	Trade exhibition and Conference on Planning, Construction and Operating of Parking Areas	Aussteller	110	
		Besucher	1.446	
		Kongress	210	
	parken-messe.de			

\* Partnerveranstaltung mit Unterstützung durch Mesago

Mesago Messe Frankfurt GmbH • Rotebuehlstr. 83 - 85 • 70178 Stuttgart • Germany • Board of Management: Petra Haarburger, Martin Roschkowski  
Amtsgericht Stuttgart, HRB 13344 • mesago.de • info@mesago.com