

# EMI Simulation eines Traktionsinverters in einer CISPR25 Messumgebung

## EMI Simulation of a Traction Inverter in a CISPR25 Test-Setup

P. Hillenbrand<sup>+</sup>, Prof. Dr.-Ing. S. Tenbohlen, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik,  
Universität Stuttgart, <sup>+</sup>philipp.hillenbrand@ieh.uni-stuttgart.de

Dr.-Ing. W. Pfaff\*, Dr.-Ing. J. Hansen, Automotive Electronics, Robert Bosch GmbH, \*wolfgang.pfaff@de.bosch.com

### Kurzfassung

Der Einsatz von Siliziumkarbid- oder Galliumnitrid-Leistungshalbleitern in Traktionsinvertoren verursacht neue Herausforderungen bei der Filterentwicklung zur Einhaltung der Störemissionsgrenzwerte. Diese Arbeit präsentiert einen dreistufigen Simulationsablauf mit dem die Entwicklung und Optimierung von Filterelementen vor der A-Musterphase des Produkts möglich sind. Die erste Stufe besteht aus phänomenologischen Ersatznetzwerken, die eine Vorhersage leitungsgebundener Emissionen bis 30 MHz ermöglichen. In der zweiten Stufe werden 3D-Geometriemodelle eingesetzt, um die Vorhersage für höhere Frequenzen zu verbessern und abgestrahlte Emissionen zu berücksichtigen. Die Parameter der Leistungshalbleitermodelle sind dabei entscheidend für eine genaue Vorhersage. Diese Parameter werden anhand von Doppelpulsmessungen in der dritten Stufe optimiert, um die Genauigkeit der Simulation zu verbessern.

### Abstract

Fast switching silicon-carbide or gallium-nitride semiconductor switches in traction inverters lead to new challenges in the field of filter development. This work presents a three-step simulation work-flow for the optimization of filter elements in a pre-prototype stadium of the product. The first step is based on simple equivalent circuits to reproduce conducted emissions up to 30 MHz. The second step uses a 3D-geometry model to extend the maximum frequency and includes radiated emissions to the simulation. Here, the MOSFET model parameters are the crucial element concerning an accurate forecast of high frequencies. In order to improve the simulation results, these parameters are optimized in the third step of the simulation work-flow using double-pulse test measurements.

## 1 Einleitung

Im Umfeld von Elektro- und Hybridfahrzeugen nutzen Neuentwicklungen im Bereich der Traktionsinverter häufig schnell schaltende Leistungshalbleiter auf Basis von Siliziumkarbid (SiC) oder Galliumnitrid (GaN) Halbleitersubstraten. Gegenüber der Verwendung von IGBTs aus Silizium bieten MOSFETs aus „Wide-Bandgap“ Materialien vor allem im Teillastbetrieb des Traktionsinverters eine Effizienzsteigerung und ermöglichen höhere Schaltfrequenzen bei gleichzeitig höheren Bordnetzspannungen [1]. Dies verringert die notwendige Kapazität des Zwischenkreiskondensators, dessen Gewicht und Volumen. Zudem besitzen SiC und GaN Halbleiter eine höhere maximale Betriebstemperatur. Für den Traktionsinverter wird deshalb ein geringer dimensionierter Kühlkreislauf benötigt. Beide Vorteile zusammen ermöglichen eine deutliche Reduktion des Bauraums des gesamten Traktionsinverters [2].

Diesen funktionalen Vorteilen stehen Nachteile im Bereich der EMV durch erhöhte Störemissionen gegenüber. Dies wird dadurch verstärkt, dass Fahrzeughersteller vermehrt ungeschirmte Batterieleitungen einplanen [3]. Die Kombination beider Aspekte verursacht deutlich erhöhte Anforderungen an Filterelemente, die notwendig sind um die geforderten Grenzwerte für Störemissionen einzuhal-

ten. Geeignete Filterelemente tragen einen erheblichen Anteil zum gesamten Volumen, Gewicht und zu den Kosten des Traktionsinverters bei [2]. Die Filterentwicklung ist daher zwingender Bestandteil des Optimierungsprozesses eines Traktionsinverters. Simulationen der Störemissionen stellen hier die am besten geeignete Methode dar, um die Entwicklungs- und Produktionskosten der Filterelemente zu minimieren. Je früher diese in die Entwicklung des Traktionsinverters integriert werden, desto höher ist die mögliche Kosteneinsparung. Aus diesem Grund werden Modelle benötigt, die bereits in der Entwicklung des ersten Prototyps eingesetzt werden können.

### 1.1 Stand der Wissenschaft

Die in der Literatur bekannten Modellierungsmethoden können in vier grundlegende Kategorien eingeteilt werden. Diese sind Netzwerkmodelle im Zeitbereich, Simulationen im Frequenzbereich, „Black-Box“ Modelle und die „Steady-State“ Berechnung.

Modelle im Zeitbereich berücksichtigen die Eigenschaften des Testaufbaus durch ein äquivalentes Ersatznetzwerk in Kombination mit Modellen der Leistungshalbleiter. Die Struktur dieses Netzwerks ist entweder physikalisch interpretierbar [4] oder basiert auf frequenzabhängigen Impedanz- und Quellelementen, die mit Software wie [5] berechnet wurden, um das Klemmenverhalten des Aufbaus nachzubilden. In beiden Fällen steigt die Kom-

plexität des Modells mit der Größe des Aufbaus und der maximal betrachteten Frequenz. Aus diesem Grund werden diese Modelle für den CISPR25 Aufbau in Veröffentlichungen bis zu einer Frequenz von 30 MHz genutzt. Zudem sind verfügbare Charakterisierungsmethoden von MOSFETs nicht geeignet, um die durch Schaltvorgänge verursachten Emissionen bis 200 MHz nachzubilden [6]. Modelle im Frequenzbereich sind in der Lage Störemissionen für geometrisch ausgedehnte Strukturen und hohe Frequenzen in praktikabler Rechenzeit vorherzusagen. Das Kernproblem dieser Methode ist die Integration der zeitvarianten und nichtlinearen Eigenschaften der Leistungshalbleiter im Frequenzbereich. Die große Anzahl an unterschiedlichen Modellansätzen [7,8] zur Nachbildung der leitungsgebundenen Emissionen (CE) durch Ersatzquellen zeigt, dass nach dem aktuellen Stand der Technik eine physikalisch korrekte Integrationsmethode der Schaltheftungen nicht verfügbar ist.

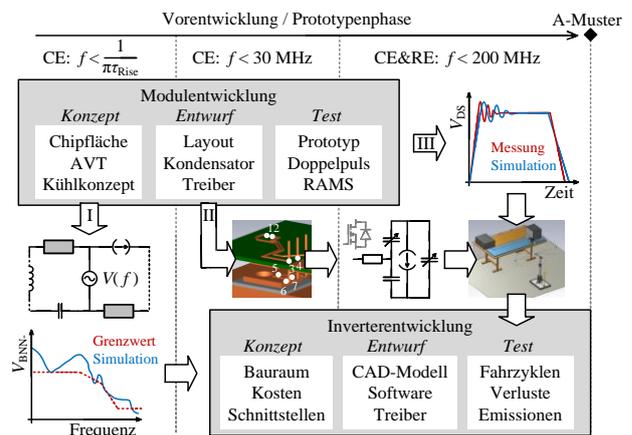
„Black-Box“-Modelle berücksichtigen das frequenzabhängige Klemmenverhalten des Traktionsinverters durch ein universelles Netzwerk aus Quellen und Impedanzen [9]. Diese werden vollständig durch Messungen bestimmt. Es ist keine Kenntnis über den inneren Aufbau des Inverters notwendig, jedoch muss erstens ein Prototyp vorliegen und zweitens können nur Filterelemente außerhalb des Traktionsinverters optimiert werden. Zusätzlich sinkt die Stabilität dieser Modelle sehr stark mit der Anzahl der nachgebildeten Klemmen. Aus diesem Grund sind in der Literatur nur Modelle für die Gleichspannungsseite des Traktionsinverters verfügbar.

Die „Steady-State“ Berechnung ist die einzige in der Literatur verfügbare Methode, um zeitabhängige Widerstände im Frequenzbereich zu modellieren. Der bekannte Zusammenhang  $U(t) = R(t) \cdot I(t)$  wird im Frequenzbereich durch Faltung der Fourier Koeffizienten beider Faktoren realisiert. Es entsteht ein Ersatzschaltbild für jede harmonische Oberschwingung, das im Frequenzbereich gelöst wird. Die Anwendung auf einen Traktionsinverter setzt jedoch voraus, dass der zeitabhängige Widerstand der Leistungshalbleiter und der Dioden bekannt ist [10]. Hierfür ist eine transiente Simulation notwendig.

Zusammengefasst sind die beschriebenen Simulationsmethoden für Störemissionen eines Traktionsinverters in der heute verfügbaren Form nicht in der Lage, leitungsgebundene (CE) und abgestrahlte Emissionen (RE) bis zu einer Frequenz von 200 MHz mit hoher Genauigkeit vorherzusagen. Dieses Ziel wird mit der hier beschriebenen Entwicklungsmethodik verfolgt.

## 1.2 Struktur und Ziel der Methodik

Der Entwicklungsprozess eines Traktionsinverters besteht aus einer Vorentwicklungsphase gefolgt von mehreren Musterphasen bis zum serienreifen Produkt. Ziel ist es, Störemissionsmodelle bereits in die Entwicklung des A-Musters zu integrieren. Bild 1 zeigt den Ablauf dieser Produktphase unterteilt in die Entwicklung des Moduls und des Inverters. Es werden drei Simulationsschritte vorgestellt, die in Bild 1 mit I, II und III beschriftet sind.

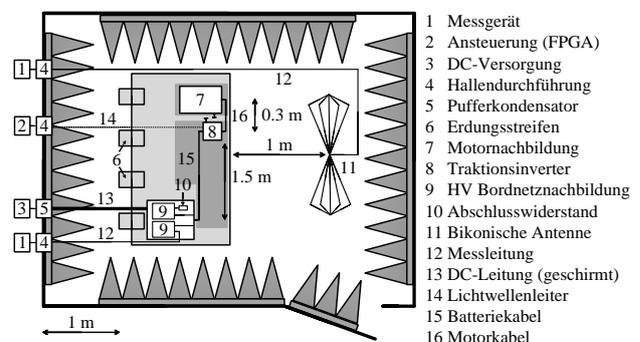


**Bild 1** Integration von Modellen unterschiedlicher Komplexität in den Entwicklungsprozess des Inverters

Die EMV-Analyse startet mit der Konzeptphase des Moduls. Ziel des mit I beschrifteten Prozesses ist es, den notwendigen Bauraum für EMV-Maßnahmen, vor Beginn der Inverter-Entwicklung mit Hilfe phänomenologischer Ersatznetzwerke abzuschätzen. Sobald 3D-Geometriedaten der Kommutierungszelle und des Inverters zur Verfügung stehen, werden diese für eine komplexere Simulation genutzt. Der mit II beschriftete Prozess zeigt, wie die Daten der Kommutierungszelle genutzt werden, um die Schaltvorgänge der MOSFETs zu simulieren. Die berechneten Schalterspannungen werden anschließend in den Frequenzbereich überführt und als Störquellen in einem 3D Modell des gesamten CISPR25 Aufbaus für CE und RE Simulationen genutzt. Sobald die Entwicklung des Moduls abgeschlossen ist, kann im Prozess III die Simulation der Schaltvorgänge durch Doppelpulsmessungen abgeglichen und verbessert werden. Abschnitt 2 beschreibt den für die Untersuchung genutzten Testaufbau. Die oben beschriebenen Simulationsprozesse werden in Abschnitt 3 vorgestellt und in Abschnitt 4 auf ihre Einsetzbarkeit hin bewertet.

## 2 Verwendeter Testaufbau

Zur Untersuchung geeigneter Simulationsmethoden wird der in Bild 2 skizzierte Messaufbau verwendet.

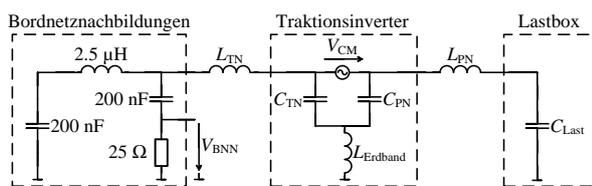


**Bild 2** Verwendeter Testaufbau gemäß CISPR25-4

Abgebildet sind zwei Bordnetz nachbildungen (BNN), ein SiC MOSFET Traktionsinverter und eine passive Lastbox auf einem Prüftisch in der Absorberkammer. Der Tischaufbau ist detailliert in [11] beschrieben. Die Position der Komponenten und Kabel sind nach den in der DIN EN 55025 (deutsche Fassung der CISPR25-4) angegebenen Toleranzen für die Messung von abgestrahlten und leitungsgebundenen Störemissionen gewählt. Abweichungen vom Normaufbau ergeben bei dem Abstand des Prüftischs von der Hallenwand, dem Abstand der Batteriekabel von der Tischkante und durch die Verwendung einer passiven Lastbox anstatt einer elektrischen Maschine. Es ist darauf zu achten, dass in diesem Testaufbau ungeschirmte Batterie- und Motorkabel eingesetzt werden. In Abschnitt 3 werden Messergebnisse für Störemissionen dieses Aufbaus gezeigt. Die leitungsgebundenen Emissionen sind anhand der Störspannung an der BNN des positiven Batteriepol charakterisiert. Zur Messung der abgestrahlten Emissionen wird die Antennenfußpunktspannung einer bikonischen Antenne genutzt. Die Antenne ist dazu wie in Bild 2 gezeigt auf Höhe der Tischkante mit einem Abstand von 1 m mittig zum Tisch positioniert. Alle gemessenen Signale werden mit einem Oszilloskop gemessen und anschließend mittels FFT im Frequenzbereich dargestellt. Zur besseren Darstellung wird eine Hüllkurve mit logarithmisch verteilten Punkten auf die Spektren angewendet.

## 2.1 Phänomenologische Ersatznetzwerke (Simulationsprozess I)

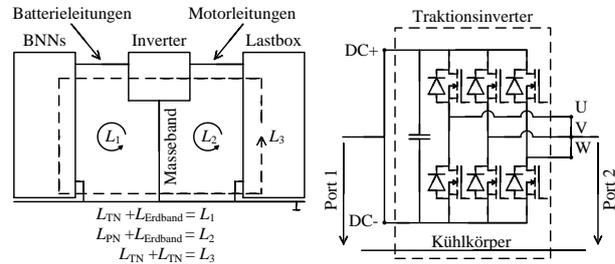
Stehen nur wenige Eingangsdaten zur Verfügung, eignen sich zur Simulation der Störemissionen einfache Ersatznetzwerke, die entweder die Gleichtakt- oder die Gegentaktstörung abbilden. Beispielhaft wird hier das Modell aus [12] gezeigt. Da bei Traktionsinvertoren ohne Filter häufig der Gleichtakt überwiegt, kann das einphasige Gleichtaktersatzmodell aus Bild 3 verwendet werden.



**Bild 3** Einphasiges Gleichtaktersatzmodell

Grundidee des Modells ist ein Kurzschluss der Anschlüsse des Traktionsinverters und Nachbildung der Störung mit einer idealen Spannungsquelle zwischen der Gleich- und Wechselspannungsseite des Inverters. Die parasitären Elemente zum Kühlkörper des Inverters werden als rein kapazitiv angenommen und auf beiden Seiten der Quelle getrennt. Der Kühlkörper ist im realen Aufbau mit dem Massetisch verbunden. Diese Verbindung wird durch die partielle Induktivität  $L_{Erdband}$  nachgebildet. Durch den Kurzschluss am Inverter ergeben sich Parallelschaltungen der beiden Batteriekabel und der Motorkabel. Diese werden durch die partiellen Induktivitäten  $L_{TN}$  und  $L_{PN}$  im

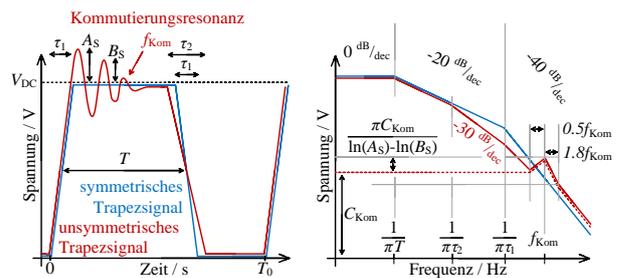
Modell berücksichtigt. Die BNN ist durch eine Parallelschaltung der in der CISPR25 vorgegebenen Werte und die Lastbox als Summenkapazität der verbauten Kondensatoren modelliert. Diese beiden Werte können für den Aufbau als bekannt angenommen werden. Die Werte der parasitären Kapazitäten und partiellen Induktivitäten müssen dagegen im Testaufbau gemessen werden. Die dazu notwendigen Verfahren zeigt Bild 4.



**Bild 4** (links) Messung der partiellen Induktivitäten (rechts) Messung der parasitären Kapazitäten

Zu erkennen ist, dass die definierten partiellen Induktivitäten durch drei, im Testaufbau messbare, geschlossene Stromkreise berechnet werden können. Wird keine Kopplung zwischen den Stromkreisen angenommen, ist die Berechnung eindeutig. Die parasitären Kapazitäten innerhalb des Inverters können wie in Bild 4 entweder über eine 2 Port VNA Messung bestimmt oder durch einfache geometrische Berechnungen abgeschätzt werden.

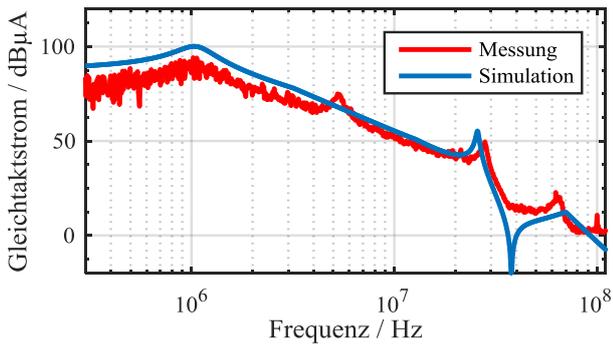
Als letztes unbekanntes Element wird die Störquelle des Gleichtaktstroms bestimmt. In [13] wird angenommen, dass die Spannungsänderung über dem Low-Side-MOSFET als Störquelle angesehen werden kann. Diese wird am Aufbau im Zeitbereich gemessen und wie in Bild 5 dargestellt durch analytische Hüllkurven im Frequenzbereich abgeschätzt. Die Grundlage der hier dargestellten Abschätzung ist dabei aus [14] entnommen.



**Bild 5** (links) Quelle des Gleichtakts im Zeitbereich (rechts) Nachbildung im Frequenzbereich

Steht zum Zeitpunkt der Analyse kein Prototyp der Kommutierungszelle zur Verfügung müssen die notwendigen Daten abgeschätzt werden. Dabei ist zu beachten, dass mit zunehmender Frequenz das Volumen von Filterelementen abnimmt. Zur Abschätzung des notwendigen Bauraums vor Beginn der Inverter Entwicklung müssen deshalb nicht zwingend alle Parameter des in Bild 5 gezeigten Trapezsignals bekannt sein.

Für den hier untersuchten Testaufbau zeigt Bild 6 einen Vergleich des gemessenen und simulierten Gleichtaktstroms nach der oben beschriebenen Methode.



**Bild 6** Vergleich zwischen Simulation und Messung des Gleichtaktstroms auf der Batterieleitung. (30% Leistung).

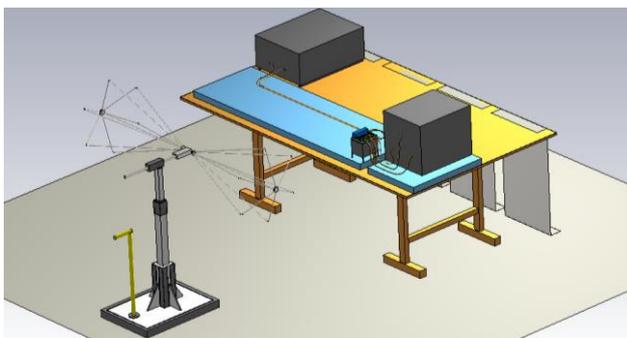
Die Simulation ist in der Lage, den Störstrom bis zu einer Frequenz von 30 MHz abzuschätzen und bietet dem Entwickler die Möglichkeit auftretende Resonanzeffekte einfach zu untersuchen.

In Kombination mit einem Gegentaktmodell können auf diese Weise leitungsgebundene Störemissionen eines Traktionsinverters effektiv modelliert werden. Durch die minimale Rechenzeit des Modells eignet sich dieser Ansatz hervorragend für eine Optimierung von Filterbauelementen. Unter Verwendung eines evolutionären Optimierungsalgorithmus kann das Volumen oder der Preis einer Filterschaltung in kurzer Zeit minimiert werden.

## 2.2 Transiente Co-Simulation auf Basis eines 3D-Geometriemodells (Simulationsprozess II)

Zur Erhöhung der Simulationsgenauigkeit für Frequenzen größer 30 MHz muss sowohl die Störquelle als auch der Übertragungsweg zur BNN bzw. Empfangsantenne detailliert modelliert werden. Auf Basis des in [11] vorgestellten Simulationsansatzes wird dazu eine transiente Schaltungssimulation mit einer 3D-Simulation im Frequenzbereich kombiniert. Die notwendigen Schritte sind im Folgenden beschrieben.

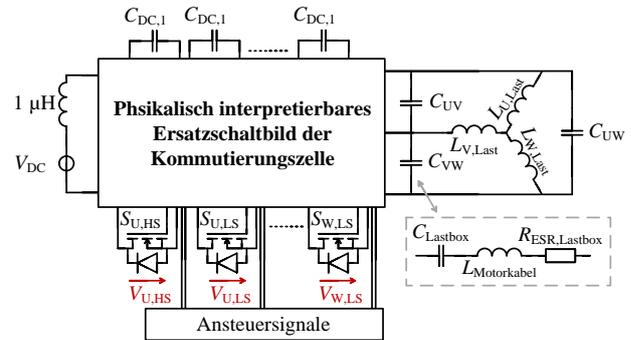
Als erster Schritt wird ein 3D-Geometriemodell des gesamten CISPR25 Aufbaus inklusive eines detaillierten Modells des Traktionsinverters und der verwendeten Empfangsantennen erstellt. Bild 7 zeigt ein Beispiel dieses Modells implementiert in CST Microwave Studio™.



**Bild 7** 3D Geometriemodell in CST Microwave Studio

Die abgebildeten metallischen Boxen der BNN, der Lastbox, der Ballun der Antenne und einzelne Komponenten des Inverters sind dabei durch gemessene Streuparameter im Modell integriert. Dadurch lässt sich die Dauer der Implementierung des Modells auf ein praktikables Maß reduzieren.

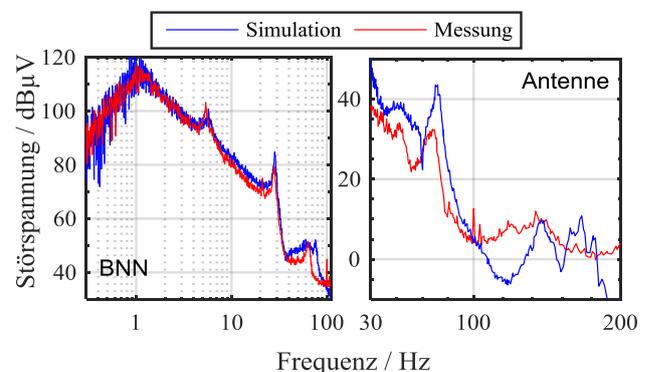
Im zweiten Schritt wird nur die Kommutierungszelle des Traktionsinverters genutzt, um die Schaltvorgänge der Leistungshalbleiter während einer ganzen Motorperiode zu simulieren. Bild 8 zeigt die Struktur der dafür notwendigen Schaltungssimulation.



**Bild 8** Struktur der transienten Spice Simulation

In getrennten Ersatzschaltbildern (ESB) berücksichtigt das Modell die Zwischenkreiskondensatoren, die Lastbox mit den angeschlossenen Motorkabeln, die Spannungsversorgung, die Leistungsschalter inklusive der Steuersignale und die Geometrie der Kommutierungszelle. Um die Eigenschaften des Geometriemodells im Zeitbereich abzubilden, kann entweder die in [11] genutzte Berechnung eines physikalisch interpretierbaren ESB, die in [4] genutzte PEEC-Methode (Partial Electric Equivalent Circuit) oder eine Nachbildung mit frequenzabhängigen Quellen und Impedanzen durch Software wie [5] genutzt werden.

Als dritter Schritt werden die simulierten Schalterspannungen zwischen Drain und Source der MOSFETs mittels FFT in den Frequenzbereich überführt. Die berechneten Spektren werden in Form von idealen Spannungsquellen, mit korrektem Phasenbezug zueinander, als Störquelle in die 3D Simulation importiert. Bild 9 zeigt die damit erzielten Simulationsergebnisse für leitungsgebundene und abgestrahlte Emissionen, verglichen mit Messdaten.



**Bild 9** Vergleich der Störemissionen (leitungsgebunden und abgestrahlt) zwischen Messung und Simulation

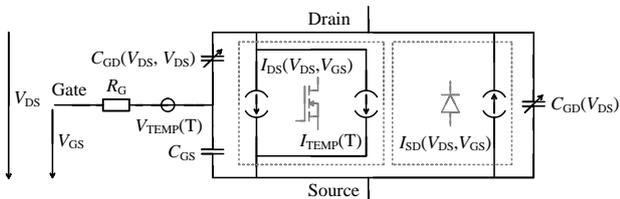
Die gesamte 3D Berechnung des Modells benötigt auf einer Workstation mit 2.1 GHz CPU-Takt und 64 GB Arbeitsspeicher ca. 20 min. Damit ist es möglich sowohl die Störspannung an der BNN als auch die Antennenfußpunktspannung der bikonischen Antenne mit einer Genauigkeit von 10dB, bis zu einer Frequenz von 200 MHz, in praktikablen Rechenzeiten vorherzusagen.

Durch den Modellansatz kann die Simulation in Störquellen und in den Übertragungspfad zur BNN bzw. zur Antenne getrennt betrachtet werden. Für den gezeigten Aufbau lassen sich der Übertragungspfade und damit das Ergebnis der 3D-Simulation deshalb individuell verifizieren. Dazu wird die in [13] beschriebene Messmethode durch differenzielle Streuparameter genutzt. Die Untersuchung in [13] zeigt, dass der Übertragungspfad mit einer Genauigkeit von 3 dB durch das 3D-Modell nachgebildet wird. Die in Bild 9 erkennbaren Abweichungen zwischen der Simulation und der Messung werden daher durch die transiente Schaltungssimulation verursacht.

Unabhängig von den Abweichungen zeigt [11] die Möglichkeit komplexe Filterschaltungen in die Simulation zu integrieren. Die benötigten Filterelemente können damit durch die in Abschnitt 2.1 beschriebenen Modelle dimensioniert und durch eine 3D-Simulation auf ihre Wirksamkeit hin überprüft werden. Da Filterelemente auf der Gleichspannungsseite des Inverters die Schaltheitungen der Leistungsschalter nicht beeinflussen [4], kann die Optimierung des Filteraufbaus unabhängig von der transienten Simulation erfolgen.

### 2.3 Optimierung der MOSFET Parameter mit Hilfe von Doppelpulsmessungen (Simulationsprozess III)

Das Ableiten eines gültigen ESBs für die Geometrie der Kommutierungszelle und die Zwischenkreiskondensatoren ist in zahlreichen Veröffentlichungen detailliert beschrieben. Es kann angenommen werden, dass die heute verfügbaren Methoden zur Nachbildung dieser Komponenten ausreichend untersucht sind, um den Frequenzbereich bis 200 MHz abzubilden. Veröffentlichungen wie [14] und [15] zeigen jedoch, dass Untersuchungsbedarf bei den Modellen der MOSFETs besteht. Die Fragestellungen betreffen dabei nicht die Struktur oder Implementierung des Modells sondern die Parametrierung der Elemente. Bild 10 zeigt ein häufig genutztes Simulationsmodell für MOSFETs.

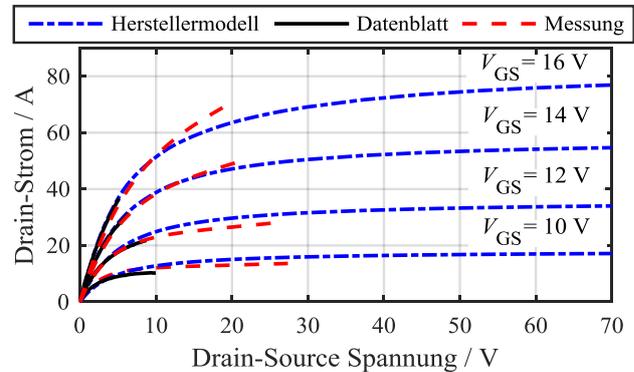


**Bild 10** Struktur der transienten Spice-Simulation

Es besteht aus gesteuerten Strom- oder Spannungsquellen, die das statische Verhalten des Leistungshalbleiters nachbilden und aus spannungsabhängigen Kapazitäten, mit denen die dynamischen Vorgänge während der Schaltvor-

gänge modelliert werden. Temperatureffekte können in diesem Modell durch zusätzliche Quellen modelliert werden. Die Parametrierung der Elemente erfolgt entweder auf Basis des physikalischen Aufbaus des Halbleiters oder anhand von statischen Messungen bzw. Angaben aus dem Datenblatt.

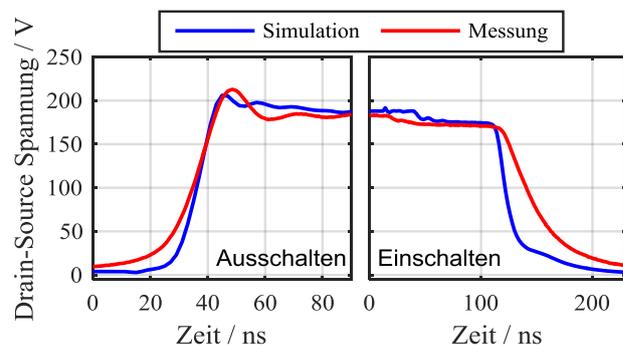
Für die Parametrierung der Quellen in Bild 10 zeigt Bild 11 einen Vergleich der gemessenen IV-Kennlinien eines MOSFETs mit den Daten aus dem Datenblatt und dem Verhalten des Herstellermodells.



**Bild 11** IV Kennlinien des SiC-MOSFET

In diesem Beispiel zeigt das Datenblatt die IV-Kennlinie des MOSFETs für Drain-Source Spannung  $V_{DS}$  kleiner 10 V. Liegt der Leistungsschalter als Muster vor, kann dieser Bereich wie in Bild 11 erkennbar für höhere  $V_{DS}$  erweitert werden. Bei einem hohen Drain Strom  $I_D$  und gleichzeitig hoher Spannung  $V_{DS}$  ist eine korrekte Messung der Kennlinie durch die Eigenerwärmung des Prüflings jedoch nicht möglich. Die IV-Kennlinien im Bereich der Gleichspannung des Traktionsinverters, welche einen großen Einfluss auf die Schaltvorgänge besitzen [6], können daher nicht bestimmt werden.

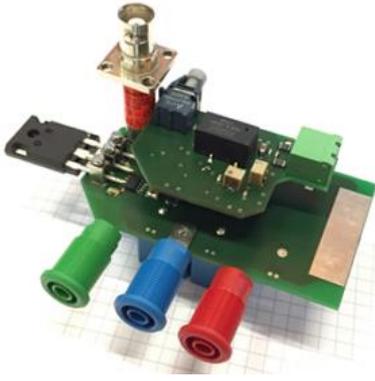
Für die spannungsabhängigen Halbleiterkapazitäten, stellt [14] die Messbarkeit der Kapazitäten im ausgeschalteten Zustand des Halbleiters in Frage. Es wird eine Messmethode präsentiert, mit der es möglich ist, die Gate-Drain Kapazität  $C_{GD}(V_{DS})$  während des Schaltvorgangs des Transistors, zu messen. Die so bestimmten Werte der Kapazität zeigt ein um Faktor 2 bis 3 größeren Wert verglichen mit statischen Messungen. Transiente Simulation, die statische gemessene Kapazitätswerte zur Parametrierung nutzen, erzeugen deshalb zu schnelle Schaltvorgänge. Bild 12 zeigt den Vergleich der für Abschnitt 2.2 genutzten transienten Simulation mit Messungen.



**Bild 12** Transientes Simulationsergebnis

Die Simulation kann in diesem Beispiel die Form der Spannungsflanken nachbilden, jedoch werden sowohl der Ein- als auch der Ausschaltvorgang in der Simulation zu schnell nachgebildet. Dies führt zu einer Überschätzung der Emissionen für hohe Frequenz und wird als Grund für die Abweichungen der Ergebnisse in Bild 9 angenommen.

Erste Untersuchungen mit dem Testsetup zeigen, dass eine Anpassung sowohl der Kapazitäten als auch der IV-Kurven notwendig ist, um die gemessenen Schaltvorgänge exakt zu reproduzieren. Da hier mehrere Lastpunkte für die Optimierung einzeln betrachtet werden müssen eignet sich am besten ein Doppelpulsversuch für die Optimierung. Bild 13 zeigt das dafür genutzte Testsetup.



**Bild 13** Foto eines Doppelpulsaufbaus als beispielhafter Prototyp der Kommutierungszelle

Das Setup repräsentiert den ersten Prototyp der Kommutierungszelle am Ende der Modulentwicklung (siehe Bild 1). Liegt dieser Prototyp vor, kann eine transiente Simulation nach den in Abschnitt 2.2 beschriebenen Methoden durchgeführt werden. Ziel der Optimierung ist es, die Parameter des MOSFETs zu variieren, um eine minimale Abweichung zwischen den simulierten und gemessenen Pulsen in diesem Setup zu erreichen. Wie in [15] beschrieben, eignet sich für die Optimierung ein evolutionärer Algorithmus, der die Werte des Datenblatts als Startwerte benutzt.

Aktuelle Ergebnisse dieser Optimierung zeigen, dass eine Verbesserung der transienten Simulationsergebnisse mit der in [15] vorgeschlagenen Methode möglich ist. Die Auswirkungen dieser Anpassungen auf die Simulation der Störemissionen werden aktuell untersucht.

### 3 Zusammenfassung und Ausblick

Dieser Beitrag beschreibt Emissionsmodelle unterschiedlicher Komplexität für die Filterentwicklung eines Traktionsinverters vor Fertigstellung des ersten Prototyps. Durch die beschriebene Kombination einer Schaltungssimulation im Zeitbereich und der 3D-Simulation im Frequenzbereich ist es bisher möglich, leitungsgebundene und abgestrahlte Störemissionen eines Inverters in einer CISPR25 Messumgebung mit einer Genauigkeit von 10 dB bis 200 MHz vorherzusagen. Fehlerhaft angenommene Parameter der MOSFETs werden als Hauptgrund für die beobachtete Abweichung identifiziert. Zur Verbes-

serung der Genauigkeit wird deshalb eine Optimierung dieser Parameter anhand eines Doppelpulsversuchs vorgeschlagen. Die Entwicklung und Verfeinerung von geeigneten Optimierungsalgorithmen und die damit verbundenen Auswirkungen auf die Simulationsgenauigkeit sind Gegenstand aktueller Arbeiten.

### 4 Literatur

- [1] K. Kumar, M. Bertoluzzo u.a.: „Impact of SiC MOSFET traction inverters on compact-class electric car range“, in IEEE PEDES 2014.
- [2] J. L. Kotny, T. Duquesne u.a.: „Modeling and design of the EMI filter for DC-DC SiC-converter“, in 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, in IEEE SPEEDAM 2014.
- [3] P. Hillenbrand und S. Tenbohlen, „Vergleich der leitungsgebundenen Störemissionen und des Wirkungsgrads von Silizium IGBTs mit Siliziumkarbid MOSFETs als Leistungsschalter in Traktionsinverters“, in EMV Düsseldorf 2016.
- [4] A. Domurat-Linde, „Optimierung des Störemissionsverhaltens von Leistungsmodulen im UKW Frequenzbereich“, Dissertation 2013.
- [5] IDEM™ von CST – Computer Simulation Technology AG
- [6] P. Hillenbrand, S. Mönch u. a.: “Sensitivity Analysis of Behavioral MOSFET Models in Transient EMC Simulation” in EMC Europe 2017.
- [7] E. Hoene, „Methoden zur Vorhersage Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern“, Dissertation 2001.
- [8] B. Revol, J. L. Schanen u. a.: „EMI study of three-phase inverter fed motor drives“, IEEE Transactions on Industry Applications 2011.
- [9] H. Bishnoi, D. Boroyevich u. a.: „EMI Behavioral Models of DC-Fed Three-Phase Motor Drive Systems“, IEEE Transaction on Power Electronics 2014.
- [10] R. Trincherro, P. Manfredi u. a.: „Steady-State Analysis of Switching Converters via Frequency-Domain Circuit Equivalents“, IEEE Transactions on Circuits and Systems 2016.
- [11] P. Hillenbrand, J. Hansen u.a.: “Transient Co-Simulation of Electromagnetic Emissions caused by a SiC Traction Inverter”, in EMC Europe 2017.
- [12] P. Hillenbrand, C. Keller u.a.: „Understanding Conducted Emissions from an Automotive Inverter Using a Common-Mode Model“, in EMC Europe 2015.
- [13] P. Hillenbrand, J. Hansen u.a.: „Frequency Domain EMI-Simulation and Resonance Analysis of a DCDC-Converter” in EMC Europe 2016.
- [14] V. Höch, J. Petzoldt u.a.: „Determination of transient transistor capacitances of high voltage MOSFETs from dynamic measurements“, in IEEE ISPSD 2009.
- [15] A. Shahabi und A. Lemmon, „Application-Focused Modeling Procedure for 1.2kV SiC MOSFET’s” in APEC 2017.