

# **Bestimmung der Störaussendung im KFZ durch die getrennte Betrachtung der elektrischen und magnetischen Verkopplungen**

Dr. Stephan Frei, Torsten Nägel, AUDI AG, I/EE-31, Ingolstadt, stephan.frei@audi.de  
Prof. Dr. Roman Jobava, EMCoS, Tbilisi, Georgien, roman.jobava@emcos.com

## **1 Einleitung**

Angesichts der zunehmenden Elektronikdichte im KFZ stellt die Sicherstellung der EMV eine wachsende Herausforderung dar. Leistungselektronik übernimmt immer mehr bisher rein mechanische Funktionen. Ausgefeilte Regelungen und Überwachungen von Motor-, Fahrwerk- oder auch Komfortsystemen verlangen immer schnellere Prozessoren. Mit der Integration von High-End-Infotainment-Systemen in die Fahrzeuge werden Rechenleistungen moderner PCs notwendig. Die entscheidenden Störsenken sind in der Regel die meist zahlreichen Fahrzeugantennen.

Um diese Komplexität zu bewältigen und bereits vor der Fertigstellung eines Fahrzeugs Aussagen über die EMV einer einzelnen elektronischen Komponente im Elektronikverbund des Gesamtfahrzeugs treffen zu können, sind neue Ansätze notwendig. Im Laufe der Jahre wurden verschiedene Labormessverfahren für die Störaussendung einer Komponente entwickelt. Diese sollen eine Aussage über die Einhaltung aller Anforderungen im Gesamtfahrzeug erlauben. Grundlage aller Verfahren ist, dass sie im wesentlichen die Abstrahlung über den Leitungssatz bewerten. Die Abmessungen der elektronischen Komponenten sind meist klein gegenüber der kürzesten betrachteten Wellenlänge.

Leider ist die Treffsicherheit der Komponentenmessungen stellenweise ungenügend. Fahrzeugprobleme sind in Einzelfällen nicht sichtbar und Nachbesserungen nach Fahrzeugmessungen notwendig, bzw. Optimierungsbedarf wird aufgezeigt, der sich bei Fahrzeugmessungen schließlich als nicht notwendig erweist.

Es gibt Versuche, Komponentenmessergebnisse mit der Leitungsgeometrie im Fahrzeug zu korrelieren [1,2], um die Aussagekraft zu erhöhen. Die Genauigkeit und Praxistauglichkeit dieser Ansätze waren bislang aber unbefriedigend.

Seit einigen Jahren wird mit Hilfe von EMV-Simulationen versucht, die Verträglichkeit einer neuen Komponente im Vorfeld besser abzuschätzen. Die Abstrahlung von Leitungen lässt sich mittlerweile ausreichend genau berechnen [3]. Komfortable Programme erlauben es, auch sehr komplexe Modelle in kurzer Zeit aufzubauen [5]. Aufgrund nicht vorhandener Komponentenmodelle für die Simulation war es aber bisher schwierig, das reale Komponentenverhalten zu berücksichtigen und so eine ausreichend präzise Abschätzung der EMV vorzunehmen [4]. Es gab bislang auch keine praxistauglichen Ansätze, Ergebnisse aus Komponentenmessungen für Simulationen zu verwenden und so eine Aussage zum Verhalten von Komponenten in einer konkreten Fahrzeugkonfiguration zu bekommen.

Dieser Beitrag erläutert zunächst wichtige Koppelmechanismen im KFZ. Anschließend werden Probleme einiger Komponentenmessverfahren aufgezeigt. Mit einem neuen Verfahren, das der Gegenstand dieses Beitrags ist, kann die Störaussendung von elektrischen Komponenten präzise bestimmt werden. Dieses neue Verfahren berücksichtigt die Natur der verschiedenen Kopplungen im Fahrzeug. Es ist einfach, mit geringem Aufwand anwendbar und liefert in Verbindung mit Simulationsmodellen für die Karosse-

rie, den Leitungssatz und den Antennen eine höhere Vorhersagegenauigkeit. Das Verfahren wird vorgestellt und anhand von einem Beispiel wird die Anwendbarkeit nachgewiesen.

Die hier vorgestellten Ergebnisse wurden ausschließlich durch Computersimulationen gewonnen. Es wurde das Programm EMC Studio verwendet [5]. Das zugrunde liegende Berechnungsverfahren ist die Methode der Momente (MoM).

## 2 Elektrische und magnetische Verkopplung

Der Beitrag konzentriert sich auf die unteren Frequenzbereiche. Der analoge Lang- und Mittelwellenempfang spielt beispielsweise in ausländischen Märkten eine große Rolle.

Mit den geplanten digitalen Rundfunkdiensten im LW, AM und KW Bereich ist zu erwarten, dass der Frequenzbereich zwischen 150 kHz und 30 MHz auch in Deutschland wieder stärker an Bedeutung gewinnen wird [6].

Die Komponentenmessverfahren haben die Aufgabe, das Koppelverhalten von Komponenten in Hinblick auf die wichtigsten Störquellen - die Antennen - zu beurteilen. In den unteren Frequenzbereichen kann klar zwischen magnetischer und elektrischer Verkopplung unterschieden werden. Antennen im Fahrzeug und auch Komponentenmessverfahren nutzen entweder die elektrische oder die magnetische Kopplung. Die Streifenleitung hat in den letzten Jahren eine besondere Bedeutung in der deutschen Kfz-Industrie erlangt. Sie ist neben dem Gleichtakt-Stromsensor und dem später noch ausführlicher beschriebenen ‚Gleichtakt-Spannungssensor‘ exemplarischer Gegenstand der hier vorgestellten Untersuchungen.



Abbildung 1: Testkonfiguration, eine Stromquelle speist über eine Leitung mit dem Radius 0,3 mm eine Abschlussimpedanz Z.

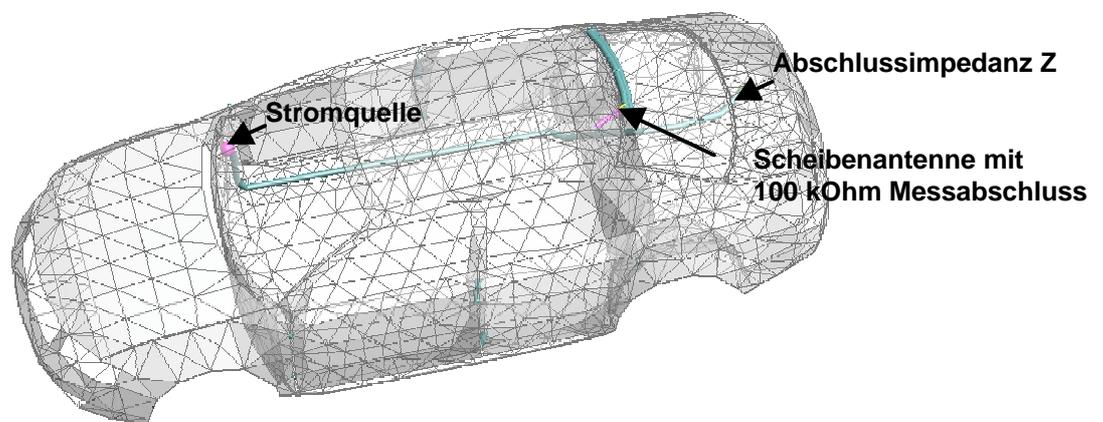


Abbildung 2: Fahrzeugmodell mit Leitung und Antenne für die numerische Analyse

In den unteren Frequenzbereichen werden in der Regel elektrische Antennen im Fahrzeug verwendet. D.h. die Antennen empfangen im wesentlichen nur das elektrische Feld. Gegenüber magnetischen Feldern ist die Antenne deutlich unempfindlicher. Dies wird an dem folgenden einfachen Beispiel deutlich:

Eine Stromquelle speist über eine Leitung eine Abschlussimpedanz  $Z$  (Abbildung 1). Die Leitung liegt über einer metallischen Fläche. Diese metallische Fläche kann der Labortisch oder auch die Fahrzeugkarosserie sein. Diese Konfiguration - Quelle, Leitung und Abschluss - wird mit verschiedenen Abschlusswiderständen in ihrer Wirkung auf die Fahrzeugantenne (Abbildung 2) und die Streifenleitung (Abbildung 3) untersucht.

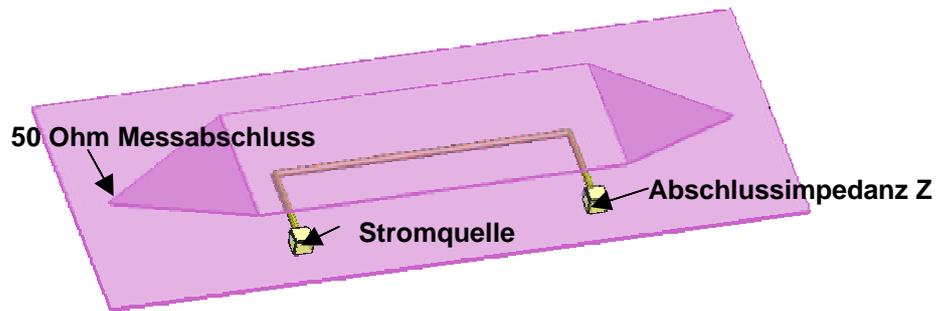


Abbildung 3: Das verwendete Modell einer 50-Ohm-Streifenleitung [7]

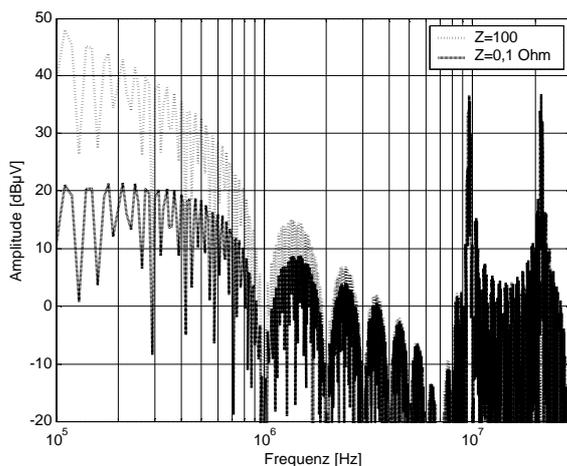


Abbildung 4: Spannung an der **Fahrzeugantenne** durch einen trapezförmigen Strompuls (PWM-Signal, Amplitude 10 A, Anstiegszeit  $1\mu\text{s}$ , Pulsbreite  $30\mu\text{s}$ , Abfallzeit  $1\mu\text{s}$  und Pulswiederholfrequenz 10 kHz) in Abhängigkeit von der Abschlussimpedanz, Leitungslänge 3,5 m

Bei der Untersuchung wurde der Abschlusswiderstand der Leitung zwischen  $0,1\ \Omega$  und  $100\ \Omega$  variiert. Dies bedeutet, dass im statischen Fall aufgrund des konstanten Stroms der Stromquelle die Spannung auf der Leitung um den **Faktor 1000** variiert. Für die Untersuchungen liefert die Quelle einen trapezförmigen Strompuls. Die Reaktion des Antennen- bzw. Streifenleitungsabschlusses wurde im Frequenzbereich errechnet und ist in Abbildung 4 und Abbildung 5 dargestellt.

Die Fahrzeugantenne reagiert sensibel auf die Spannungsänderungen. Bei 150 kHz ist die Differenz aufgrund unterschiedlicher Spannungen etwa 25 dB groß.

Betrachtet man die Spannung über der Streifenleitung (Abbildung 5) ist klar zu sehen, dass die Streifenleitung bis etwa 10 MHz nur auf das magnetische Feld reagiert. Die Kurven für den  $0,1\ \Omega$  und  $100\ \Omega$  Abschlusswiderstand sind in diesem Bereich nahezu identisch. Eine Spannungsänderung durch die unterschiedlichen Abschlusswiderstände kann also nicht nachgewiesen werden.

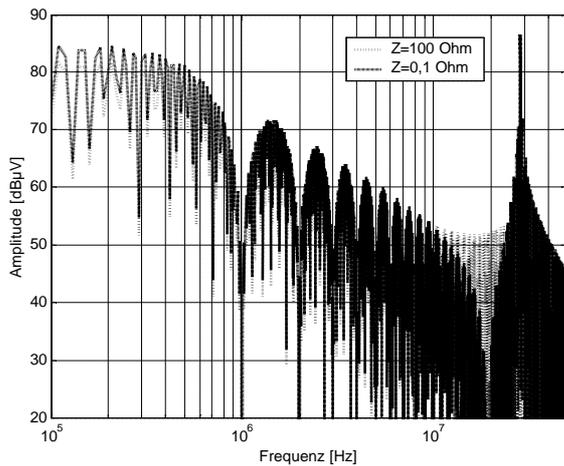


Abbildung 5: Spannung an der **Streifenleitung** durch einen trapezförmigen Strompuls (PWM-Signal, Amplitude 10 A, Anstiegszeit 1  $\mu$ s, Pulsbreite 30  $\mu$ s, Abfallzeit 1  $\mu$ s und Pulswiederholfrequenz 10 kHz) in Abhängigkeit von der Abschlussimpedanz, Leitungslänge 2,9 m

### 3 Ein neues Komponentenmessverfahren für Kfz-Komponenten: die kapazitive Spannungsmessung

Der Capacitive Voltage Probe (CVP, kapazitiver Spannungssensor) ist seit einigen Jahren ein CISPR 22-Messverfahren [8] zur Charakterisierung der Störaussendung von Leitungsbündeln bei Frequenzen bis zu 30 MHz. Es handelt sich hierbei um eine ‚Gleichtakt-Spannungsmessung‘ an einem Leitungsbündel gegen einen Bezugsleiter. Die kapazitive Verkopplung des Leitungsbündels mit einem hochohmig an Masse angeschlossenen Zylinder wird für die Messung der ‚Gleichtakt-Spannung‘ genutzt.

In Abbildung 6 ist der schematische Aufbau des CVP dargestellt. Die Leitungen werden durch einen kurzen Metallzylinder geführt und sind somit kapazitiv ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ) mit dem Zylinder verkopplert. Die Gesamtspannung zwischen Zylinder und der leitfähigen Bezugsebene wird über einen hochohmigen Widerstand gemessen.

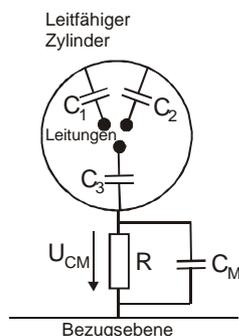


Abbildung 6: Prinzipschaltung der CVP (Schnitt)

Dieses Verfahren bietet einige Vorteile:

- Die Spannung und nicht der Strom auf einem Bündel wird gemessen
- Ähnliche Empfindlichkeitscharakteristik wie eine Fahrzeugantenne für niedrige Frequenzen
- Es werden weder Absorber noch ein geschirmter Raum für den Messaufbau benötigt

Die Spannung  $U_{CM}$  in Abbildung 6 lässt sich unter der Bedingung, dass  $C_1 \approx C_2 \approx C_3 = C$ ,  $C \ll C_M$  und  $\omega C_M \gg 1/R$  ist, annähern durch:  $U_{CM} = U_1 + U_2 + U_3$

$U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  sind die Spannungen zwischen den einzelnen Leitern und der Bezugsebene.

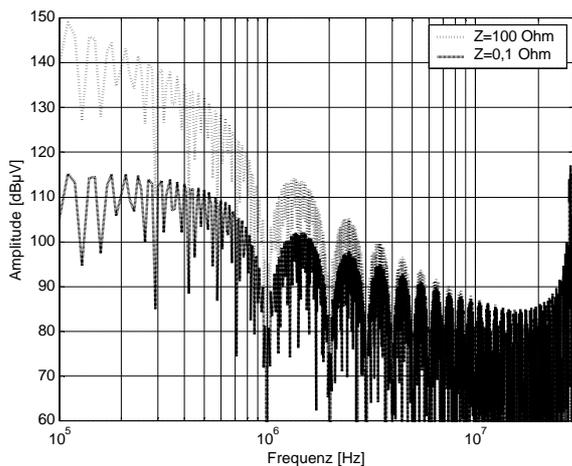


Abbildung 7: Spannung an einem **CVP-Modell** durch einen trapezförmigen Strompuls (PWM-Signal, Amplitude 10 A, Anstiegszeit 1  $\mu$ s, Pulsbreite 30  $\mu$ s, Abfallzeit 1  $\mu$ s und Pulswiederholfrequenz 10 kHz) in Abhängigkeit von der Abschlussimpedanz, Leitungslänge 2,9 m

Als Nachteil der CVP-Messung ist der eingeschränkte Frequenzbereich zu nennen. In der CISPR 22 ist das Verfahren auf 30 MHz begrenzt. Untersuchungen haben die gute Anwendbarkeit eines ca. 150 mm langen Sensors bis zu 30 MHz nachweisen können [9]. Mit modifizierten Sensoren ist es denkbar, deutlich höhere Frequenzen zu realisieren.

	Stripline	TEM-Zelle (CISPR 25)	Stromsensor (CISPR 25)	Antenne (CISPR 25)	CVP (CISPR 22)
<b>überwiegende Kopplung bis 30 MHz</b>	magnetisch	magnetisch	magnetisch	elektrisch	elektrisch
<b>Geschirmte Kabine erforderlich</b>	ja	nein	nein	ja	nein
<b>Eignung für komplexe Konfigurationen</b>	ja	nein	ja	ja	ja

Tabelle 1: Vergleich gängiger Komponentenmessverfahren

In Abbildung 7 ist die Anwendung eines Simulationsmodells des kapazitiven Spannungssensors auf die Testkonfiguration in Abbildung 1 gezeigt. Es wurde die Leitungs- und Abschlussanordnung wie bei der Streifenleitung verwendet. Die Spannung wurde in Nähe der Quelle berechnet. In den absoluten Werten sind Fahrzeug- und Komponentenuntersuchungen nicht vergleichbar. Die tendenziellen Verläufe sollten aber übereinstimmen. Das mit dem CVP gemessene Verhalten (Abbildung 7) stimmt im Verlauf deutlich besser mit dem Fahrzeugverhalten (Abbildung 4) überein als das der Streifenleitung (Abbildung 5). In Tabelle 1 sind die verschiedenen Verfahren gegenübergestellt. Der CVP erlaubt mit recht geringem Aufwand fahrzeugnahe Messungen im unteren Frequenzbereich.

#### 4 Verkopplung der kapazitiven Spannungsmessung mit der induktiven Strommessung – Bildung eines Einleiter-Substitutionsmodells

Mit der kapazitiven Spannungsmessung ist es möglich, das Verhalten einer Fahrzeugantenne für niedrige Frequenzen nachzubilden. Für die in Abbildung 7 gezeigte Be-

rechnung wurde eine Länge von 1,4 m verwendet. Im Fahrzeug variieren die Leitungslängen. Aufgrund der meist unterschiedlichen Längen in der Komponententemessung und der Fahrzeugmessung stimmen Lage und Höhe der Resonanzstellen nicht überein. Um basierend auf Komponententmessungen auch den Einfluss der Leitungslänge im Fahrzeug beurteilen zu können, wäre es denkbar, bei Komponententmessungen die Originalleitungslängen zu verwenden. Aufgrund des hohen Aufwands ist dies aber kein praktikables Verfahren. Deutlich einfacher ist es, aus Komponententmessergebnissen ein für die EMV äquivalentes Modell der Abschlüsse zu bilden und mit Hilfe einer Berechnung diese Modelle mit den Originalleitungslängen in einem Fahrzeugmodell weiter zu bewerten. Aufgrund der gezeigten ausschließlichen Strom- oder Spannungssensibilität im unteren Frequenzbereich sind die etablierten Komponententmessverfahren für eine solche Modellbildung ungeeignet. Im Folgenden wird eine Möglichkeit vorgestellt, durch Gleichtakt-Spannungs- und Gleichtakt-Strommessungen ein Substitutionsmodell für eine strahlende Leitung zu erzeugen. Dazu muss die CVP-Messung mit einer Gleichtakt-Strommessung kombiniert werden. Dieses kombinierte Verfahren ist theoretisch nicht auf niedrige Frequenzen beschränkt.

#### 4.1 Ein kombiniertes Komponentenmessverfahren zur genauen Bewertung der Störaussendung von Leitungsbündeln

Werden die Gleichtakt-Spannung und der Gleichtakt-Strom eines Leitungsbündels bestimmt, kann ein Ersatzmodell gebildet werden. Die Grundstruktur des Modells ist in Abbildung 8 (ein Bündel) und Abbildung 9 (komplexes System) dargestellt. Ein kompletter Leitungssatz mit komplexen Abschlüssen wird durch ein oder mehrere einfache Modelle mit nur einer Leitung und einfachen Abschlüssen substituiert. Im Folgenden wird dieses Modell Substitutionsmodell genannt. Um das Substitutionsmodell zu erhalten, sind Messungen des Gleichtaktstroms und der Gleichtaktspannung notwendig.

#### 4.2 Bestimmung des Einleiter-Substitutionsmodells

Um aus skalaren Spannungs- und Strommessungen das Einleiter-Substitutionsmodell (Abbildung 8, unten) zu bilden, muss die komplexe äquivalente Abschlussimpedanz berechnet werden.

Die Beträge der Spannungen und Ströme  $|U(f)|$  und  $|I(f)|$  sind über die Gleichungen (1) und (2) definiert.

$$|U| = \sqrt{U_{RE}^2 + U_{IM}^2} \quad (1)$$

$$|I| = \sqrt{I_{RE}^2 + I_{IM}^2} \quad (2)$$

Über die Leitungsgleichungen (3) und (4) für eine verlustlose Leitung lässt sich der Strom- und Spannungsverlauf beschreiben.

$$U_1 = |U_2| \cdot e^{j\beta l} \cdot \cos(\beta l) + j \cdot |I_2| \cdot e^{j\beta l} \cdot Z_0 \cdot \sin(\beta l) \quad (3)$$

$$I_1 = |I_2| \cdot e^{j\beta l} \cdot \cos(\beta l) + j \cdot \frac{|U_2| \cdot e^{j\beta l}}{Z_0} \cdot \sin(\beta l) \quad (4)$$

Löst man diese Gleichungen nach den Winkeln  $\varphi_u$  und  $\varphi_i$  auf, so erhält man für:

$$\Delta \mathbf{j}_A = \Delta \mathbf{j}_B = \mathbf{j}_Z = \mathbf{j}_u - \mathbf{j}_i \quad (\text{Phasenwinkel von } Z_{out})$$

die Gleichungen (5) und (6), in denen die Winkel nur von messtechnisch bestimmbar Größen abhängig sind.

$$\Delta \mathbf{j}_A = \frac{|I_2| \sin(2bl) \cdot \arcsin\left(2|U_1|^2 - \frac{1}{2}|U_2|^2 [1 + \cos(2bl)] - |I_2|^2 Z_0^2 [1 - \cos(2bl)]\right)}{|U_2| \cdot Z_0} \quad (5)$$

$$\Delta \mathbf{j}_B = -\frac{|I_2| \sin(2bl) \cdot \arcsin\left(2|I_1|^2 Z_0^2 - \frac{1}{2}|U_2|^2 [1 - \cos(2bl)] - |I_2|^2 Z_0^2 [1 + \cos(2bl)]\right)}{|U_2| \cdot Z_0} \quad (6)$$

Die beiden Gleichungen liefern mit unterschiedlichen Eingangsgrößen die gleiche Phasendifferenz. Über die Phasendifferenz ist die komplexe Impedanz  $Z_{out}$  (Abbildung 8) bestimmt.

$$\frac{|U| \cdot e^{j\varphi_u}}{|I| \cdot e^{j\varphi_i}} = |Z| \cdot e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} \quad (7)$$

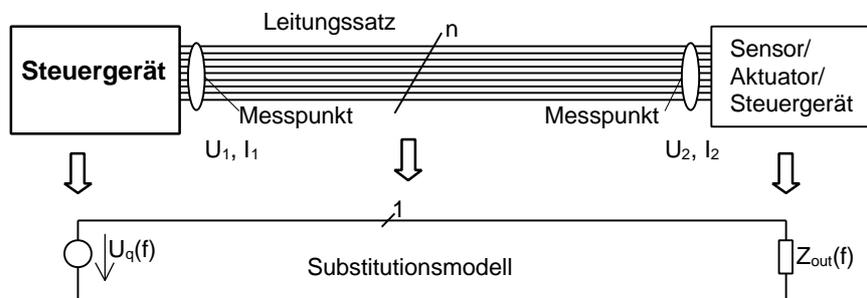


Abbildung 8: Bildung eines Einleiter-Substitutionsmodells für eine Mehrleiter-Konfiguration bestehend aus Leitungsnetzwerk und Abschlüssen

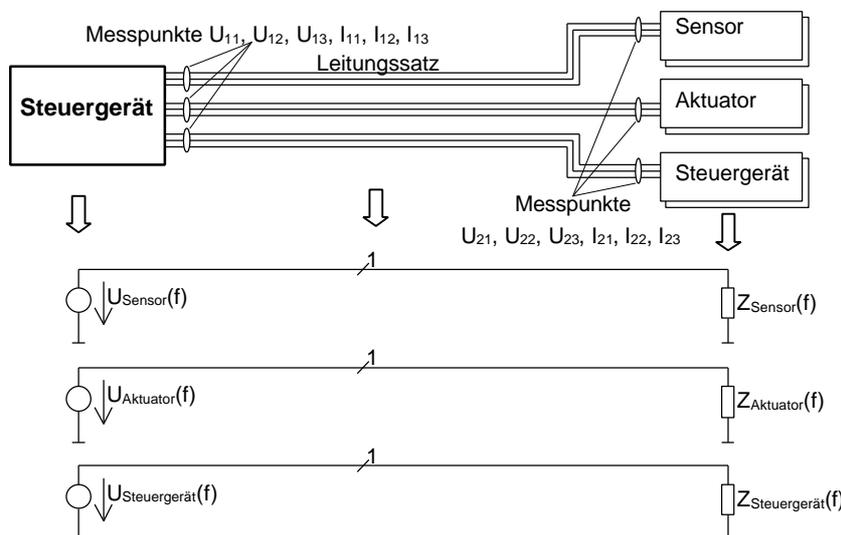


Abbildung 9: Bildung mehrerer Einleiter-Substitutionsmodelle für beliebige Konfigurationen bestehend aus Leitungsnetzwerk und Abschlüssen

#### 4.3 Bestimmung des Gleichtakt-Leitungswellenwiderstands

Als noch undefinierte Größe findet sich in den Ausdrücken (3) bis (6) der Wellenwiderstand  $Z_0$ , die Leitungslänge  $l$  und die Phasenausbreitungskonstante  $b = \frac{2\pi}{l}$ .

Alle Größen beziehen sich auf ein Leitungsbündel. Für ein Leitungsbündel ist ein einzelner Leitungswellenwiderstand und eine Ausbreitungsgeschwindigkeit aber nicht definiert. In [10] finden sich durch Äquivalenzbetrachtungen begründete Ansätze zur Bildung von ‚Gleichtakt-Leitungsparameter‘ eines Kabelbündels.

Erste Untersuchungen haben gezeigt, dass bereits eine einfache Mittelwertbildung der Geometriegrößen, der Ausbreitungsgeschwindigkeit und der Einzelleiterwellenwiderstände zu akzeptablen Ergebnissen führt.

## 5 Anwendungsbeispiel

Um die Anwendbarkeit des Substitutionsmodells auf komplexe Leitungsbündel zu zeigen, wurde ein Modell aus 3 Leitungen aufgebaut. Der folgende Berechnungslauf wurde durchgeführt:

- Aufbau des 3-Leiter-Modells auf einer Masseebene, Abstand der Leiter zur Ebene: 5 cm, Abstand der Leiter zueinander: 3 mm (Abbildung 11), Terminierung gemäß Abbildung 10, Länge der Leitung: 1,4 m
- Bestimmung der beiden Gleichtakt-Spannungen und -Ströme
- Bildung des Einleiter-Substitutionsmodells für Abschlüsse und Leitungen für jede Frequenz. Es wurde ein Modell wie in Abbildung 8 gezeigt verwendet.
- Berechnung der Übertragungsfunktion des Einleiter-Substitutionsmodells mit einer Leitungslänge von ca. 3,5 m im Fahrzeugmodell (Abbildung 2)
- Faltung der Fourier-Transformierten der Pulsanregung mit der Übertragungsfunktion

Das Ergebnis aus der Einleiter-Substitutionsberechnung wird in Abbildung 12 verglichen mit einer Berechnung des kompletten 3-Leiter-Modells in dem Fahrzeugmodell. Das Substitutionsmodell gibt den Amplitudenverlauf gut wieder. Auch in den besonders wichtigen Resonanzstellen sind die Abweichungen gering.

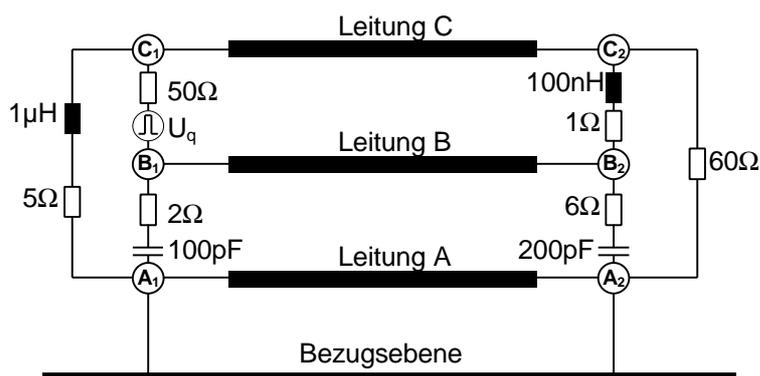


Abbildung 10: Schema des 3-Leiter-Modells

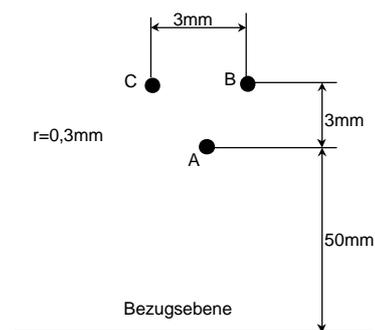


Abbildung 11: Schnitt durch die Leitungskonfiguration

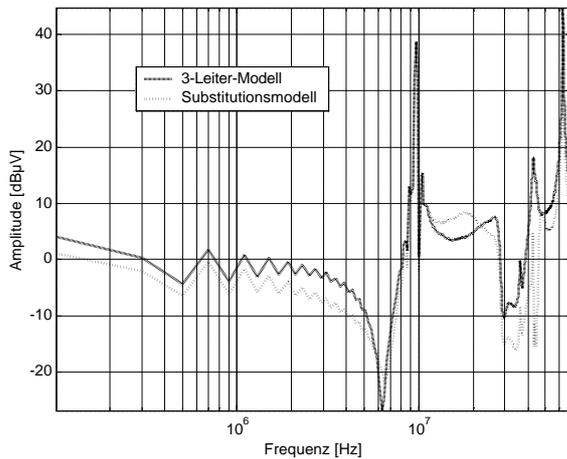


Abbildung 12: Spannung an dem **Fahrzeugmodell** durch einen trapezförmigen Spannungspuls (PWM-Signal, Amplitude 10 V, Anstiegszeit 10 ns, Pulsbreite 2.5 µs, Abfallzeit 10 ns und Puls-wiederholffrequenz 200 kHz) auf Netzwerk aus

## 6 Diskussion

Die Untersuchungen des Substitutionsverfahrens zeigen, dass das Abstrahlverhalten eines komplexen Leitungsbündels mit beliebigen Abschlüssen durch eine Einzelleitung nachgebildet werden kann. Mit dem vorgeschlagenen neuen Komponentenmessverfahren in Verbindung mit EMV-Berechnungsverfahren ist es möglich:

- präzisere Aussagen zum Verhalten einer Komponente im Fahrzeug aus Komponentenmessungen zu generieren

und

- Modelle für jedes Leitungsbündel eines Systems zu erzeugen, die in einem Fahrzeugberechnungsmodell bewertet werden können.

Neue Prozesse werden möglich, die es erlauben, noch bevor ein erstes Fahrzeug für Messungen verfügbar ist, konkrete und fahrzeugbezogene Aussagen über die Störausendung eines Systems zu treffen.

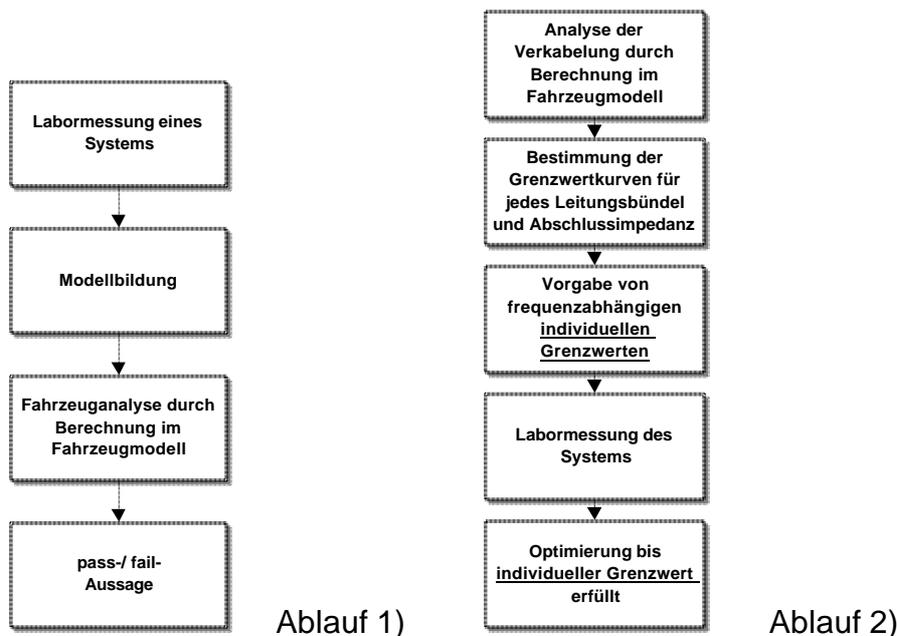


Abbildung 13: Zwei mögliche Abläufe für die Integration des Substitutionsmodells in den Entwicklungsprozess

In Abbildung 13 sind Abläufe dargestellt, die von dem Substitutionsmodell Gebrauch machen. Der erste Ablauf sieht eine Analyse des Systemverhaltens nach der Messung

im Labor vor. Anhand der Laborergebnisse wird eine Aussage über Einhaltung der Grenzwerte getroffen.

Der zweite Ablauf geht noch einen Schritt weiter. Hier wird die Fahrzeuganalyse vor der Komponentenmessung durchgeführt. Sämtliche mögliche Varianten für ein System werden berechnet. Aus den Ergebnissen können individuelle Grenzwerte für jedes Leitungsbündel erzeugt werden.

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde gezeigt, dass für eine Bewertung des EMV-Verhaltens auf Komponentenbasis zwischen elektrischer und magnetischer Verkopplung unterschieden werden muss. Schwachstellen etablierter Komponentenmessverfahren wurden aufgezeigt. Durch die Verwendung eines kapazitiven Spannungssensors kann vor allem im unteren Frequenzbereich das Verhalten einer typischen Fahrzeugantenne besser nachgebildet werden. Dieser Sensor ist in seinem Verhalten dem Antennenmessverfahren bis 30 MHz aus CISPR 25 vergleichbar, aber mit geringerem Aufwand anwendbar.

Kombiniert man den kapazitiven Spannungssensor mit einem Stromsensor, ist es möglich, für ein komplexes Leitungsbündel ein einfaches Substitutionsmodell zu erzeugen. Dieses Substitutionsmodell erlaubt in Verbindung mit einem Fahrzeugmodell eine genauere Analyse des Störaussendungsverhaltens. Diese zielfahrzeugbezogene Analyse kann durchgeführt werden, noch bevor ein Fahrzeug für die messtechnische Analyse verfügbar ist.

In zukünftigen Untersuchungen muss das vorgestellte Substitutionsverfahren weiter abgesichert werden, damit eine Integration in den Entwicklungsprozess möglich wird. Die Entwicklung besserer Sensoren sollte eine Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereichs ermöglichen.

## Literatur

- [1] C. Chen; Predicting Vehicle-Level Radiated EMI Emissions Using Module-Level Conducted EMIs and Harness Radiation Efficiencies; IEEE International EMC Symposium 2001
- [2] W. T. Smith, R. K. Frazier; Prediction of Anechoic Chamber Radiated Emission Measurements Through Use of Empirically-Derived Transfer Functions and Laboratory Common-Mode Current Measurements; IEEE International EMC Symposium 1998
- [3] S. Frei, T. Korschak, H. Wiechmann; Berechnung der Einkopplung elektromagnetischer Felder in das Bordnetz unter Berücksichtigung von beliebigen Abschlüssen; GMM-Fachtagung vom 25. und 26. September 2001 in Wolfsburg
- [4] F. Haslinger, B. Unger, M. Maurer, M. Tröscher, R. Weigel; EMC Modeling of Nonlinear Components for Automotive Applications; 14<sup>th</sup> International Zurich Symposium on EMC, 2001
- [5] EMC Studio User Manual; [www.emcos.com](http://www.emcos.com)
- [6] [www.drm.org](http://www.drm.org)
- [7] Virtual Bench - Stripline Benchmark Report; [www.emcos.com](http://www.emcos.com)
- [8] IEC/CISPR 22, Information Technology Equipment – Radio Disturbance Characteristics – Limits and Methods of Measurement; 2000
- [9] B. L. Harlacher, R. W. Stewart; Common Mode Voltage Measurements Comparison for CISPR 22 Conducted Emissions Measurements; IEEE International EMC Symposium 2001
- [10] G. Liu, D. J. Pommerenke, J. L. Drewniak, R. W. Kautz, C. Chen; Anticipating Vehicle-Level EMI Using A Multi-Step Approach; IEEE International EMC Symposium 2003