

# Untersuchung von Vorhersagemethoden der Abstrahlung bei Komponententests nach CISPR 25

Dipl.-Ing. Daniel Schneider, Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Dr.-Ing. Wolfgang Köhler, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik  
Universität Stuttgart

## 1 Einleitung

Für den Einsatz von elektronischen Komponenten in Kraftfahrzeugen sind Abstrahlungsprüfungen nach CISPR 25 [1] vorgeschrieben. Durch die zunehmende Parallelisierung der einzelnen Aufgabenpakete im Entwicklungsprozess sind die Terminpläne eng bemessen. Daher kommt es vor, dass erste Muster in Fahrzeugen verbaut werden, bevor überhaupt eine Begutachtung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) erfolgte. Aus Sicht der Komponentenhersteller ist die frühzeitige Kenntnis des Störverhaltens sehr wichtig, um EMV-Maßnahmen, wie Filteranpassung, Schirmung und Layout-Änderungen vorzunehmen. Um einen Schritt früher an der EMV einer Komponente arbeiten zu können ist eine Precompliance-Messmethode nötig, welche keinen Freiraum- oder Schirmkabinenmessplatz voraussetzt. Durch den Einsatz dieser Messmethode direkt am Laboraufbau des Entwicklers soll eine Abschätzung der auftretenden Störabstrahlung nach einer CISPR 25 konformen Messungen erfolgen.

In diesem Beitrag werden Messverfahren vorgestellt und verglichen, die eine Vorhersage der Abstrahlung ermöglichen. Alle Vorhersagemethoden unterliegen der allgemeinen Annahme, dass Gleichtaktströme auf Kabelbäumen die dominierende Größe für die elektromagnetische Abstrahlung im Bereich von 0,15 bis 200 MHz darstellen. Im Fokus dieser Untersuchung sind zwei Methoden, welche jeweils Stromzangenmessungen für die Berechnung des abgestrahlten Feldes verwenden. Die erste Methode verfolgt einen mathematischen Ansatz, welcher sich auf ein Hertzsches Dipol Modell stützt. Hierbei wird ein Kabelbaum als Dipol modelliert und die Geometrie des Aufbaus berücksichtigt. Die zweite Methode verwendet zur Bestimmung der Abstrahlung eine messtechnisch erstellte Transferfunktion. Die Erstellung der Transferfunktion kann durch zwei Messverfahren erfolgen: Zum einen über Streuparametermessungen mit einem Netzwerk Analysator (NWA) und zum anderen über einen Messempfänger (ME). Die jeweiligen Transferfunktionen enthalten somit Eigenschaften des gesamten Aufbaus. Ein Vergleich der Methoden und ihr möglicher Einsatz werden mit Hinsicht auf unterschiedliche Testobjekte (DUT) vorgestellt.

## 2 Vorhersagemethoden

Heutzutage ist im Automobilbereich eine produktbegleitende EMV Entwicklung Standard. Hierfür stehen während des Entwicklungsprozesses verschiedene Methoden zur Verfügung. Durch die engen Zeitpläne liegen häufig dem Automobilbauer erste Muster vor bevor eine EMV Beurteilung durch den Hersteller der Komponente erfolgte. Um frühzeitig über das reale Störverhalten eine Aussage treffen zu können bedarf es einer Methode, welche im Entwicklungsprozess einfügbar ist und somit die vorhandene Lücke zwischen Designphase und später Musterphase schließen kann, siehe Abb. 1.

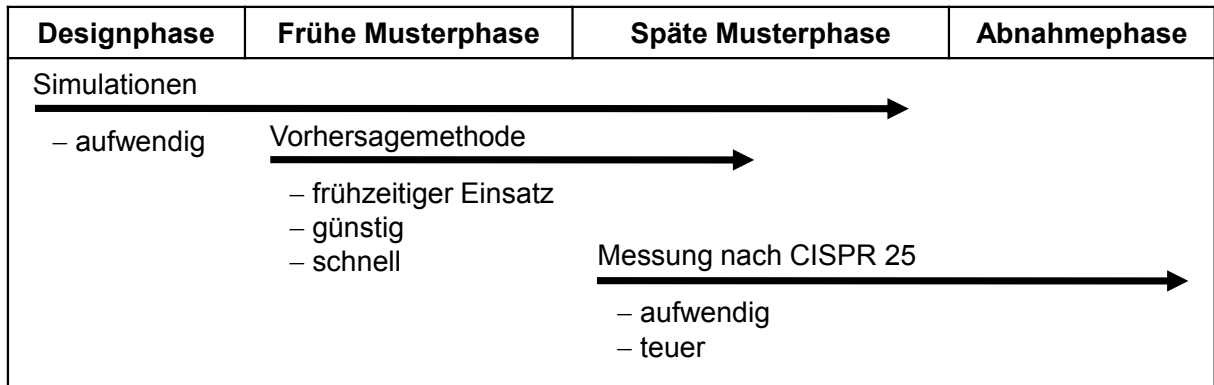


Abb. 1: Entwicklungsbegleitende Verfahren zur Bestimmung der EMV von Komponenten

Für den reibungslosen Einsatz einer Vorhersagemethode im Entwicklungszeitplan muss der nötige Zeitaufwand gering sein, was einhergeht mit einer unkomplizierten Anwendung. Wichtigste Grundanforderung ist eine klar definierte Genauigkeit in welchen Grenzen die Methode das elektrische Feld vorhersagen kann. Angestrebt wird eine Genauigkeit von besser  $\pm 10$  dB. Grundlage bei allen vorgestellten Methoden sind Stromzangenmessungen am Kabelbaum unter der Annahme, dass Gleichtaktströme entlang eines Kabelbaumes das abgestrahlte Feld dominieren [2]. Daraus lässt sich der in CISPR 25 definierte Frequenzbereich von 0,15 bis 200 MHz abdecken. In diesem Frequenzbereich erfolgt die Abstrahlung hauptsächlich über die Kabelbäume der Komponenten aufgrund ihrer Länge.

### 2.1 Hertzsches Dipol Modell

Eine einfache Methode zur Berechnung der abgestrahlten Feldstärke von Kabelbäumen wurde in [2] und [3] vorgestellt. Diese Möglichkeit einen Kabelbaum als Dipol darzustellen, welcher den felddominierenden Gleichtaktstrom trägt, wurde unter anderem in [4], [5] und [6] weiterverfolgt und um die Geometrie des Aufbaus sowie Reflexionen erweitert. Vorteil dieser Methode gegenüber einer Feldsimulation ist die kürzere Berechnungsdauer aufgrund der reduzierten Komplexität. Während die Dauer einer Simulation im Bereich von Stunden liegt, benötigt diese einfache Modellierung lediglich Sekunden zur Berechnung der auftretenden Feldstärke. Letztendlich kann diese Vorgehensweise auf den CISPR 25 Messaufbau für EMV Tests auf Komponentenebene angewendet werden. Der wichtigste Unterschied zu bisherigen Untersuchungen liegt im Messabstand von 1 m, welcher in der CISPR 25

gefordert ist. Um das Nahfeld mit zu berücksichtigen wird das elektrische Feld eines Hertzschen Dipols im Freiraum in Kugelkoordinaten berechnet zu:

$$\underline{E}_r = -\frac{A_0 e^{-j\beta_0 r}}{\beta_0} j\omega \left( \frac{2j}{\beta_0 r} + \frac{2}{(\beta_0 r)^2} \right) \sin(\varphi) \sin(\theta) \quad (1)$$

$$\underline{E}_\theta = -\frac{A_0 e^{-j\beta_0 r}}{\beta_0} j\omega \left( 1 - \frac{j}{\beta_0 r} - \frac{1}{(\beta_0 r)^2} \right) \sin(\varphi) \cos(\theta) \quad (2)$$

$$\underline{E}_\varphi = -\frac{A_0 e^{-j\beta_0 r}}{\beta_0} j\omega \left( 1 - \frac{j}{\beta_0 r} - \frac{1}{(\beta_0 r)^2} \right) \cos(\varphi) \quad (3)$$

mit:

$$A_0 = \frac{I_0 \Delta l \mu_0 \beta_0}{4\pi} \quad (4)$$

$$\beta_0 = \frac{\omega}{c_0} \quad (5)$$

wobei  $r$  der Abstand zwischen Dipol und Antenne,  $\varphi$  der Azimutwinkel,  $\theta$  der Polarwinkel,  $A_0$  das Vektorpotenzial,  $I_0$  der Strom auf dem Leiter mit der Länge  $\Delta l$ ,  $\beta_0$  die Phasenkonstante,  $\omega$  die Kreisfrequenz,  $c_0$  die Lichtgeschwindigkeit und  $\mu_0$  die magnetische Permeabilität beschreiben.

Da ohne großen Aufwand eine Vorhersage getroffen werden soll wird der gesamte Kabelbaum in grober Näherung als ein Dipol mit konstanter Stromverteilung über der Länge betrachtet, siehe Abb. 2. Für die Berechnung des Gesamtfeldes ist eine Koordinatentransformation der Feldkomponenten aus den Gleichungen (1) bis (3) von Kugelkoordinaten zu kartesischen Koordinaten nötig. Nur die  $y$ -Komponenten für die horizontale und die  $z$ -Komponenten für die vertikale Polarisation sind von Interesse und ergeben sich nach den Gleichungen (6) und (7).

$$\underline{E}_y = \sin(\theta) \sin(\varphi) \underline{E}_r + \cos(\theta) \sin(\varphi) \underline{E}_\theta + \cos(\varphi) \underline{E}_\varphi \quad (6)$$

$$\underline{E}_z = \cos(\theta) \underline{E}_r - \sin(\theta) \underline{E}_\theta \quad (7)$$

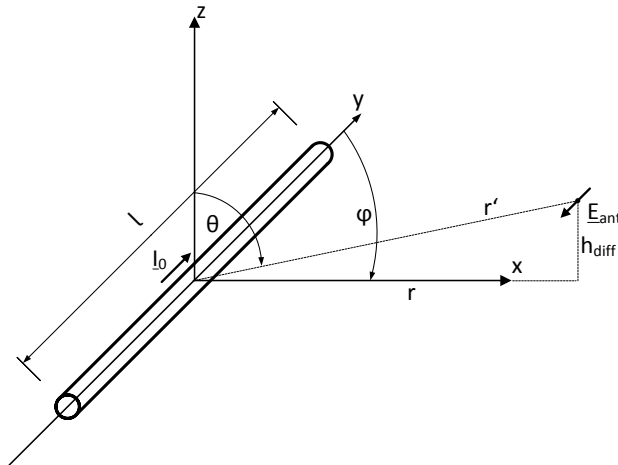


Abb. 2: Beispielhafte Modellierung eines Kabelbaumes als Dipol im Freiraum.  $\underline{E}_{ant}$  ist das berechnete elektrische Feld des Stromes  $I_0$  an der Position der Antenne

Um die Genauigkeit dieses Modells zu verdeutlichen werden Feldsimulationen eingesetzt wobei der simulierte Strom auf dem Dipol nach Abb. 3 in das

Berechnungsmodell eingefügt wird. Abb. 4a zeigt hierzu die Skizze des Simulationsmodells. Es wird ein 1 m langer Dipol über einem Messtisch, welcher sich über einer unendlich ausgedehnten Massefläche befindet, mittels eines Gauß-Impulses angeregt. Das abgestrahlte Feld wird in 1 m Entfernung berechnet und mit dem aus der Feldsimulation verglichen. Das vorgestellte Berechnungsmodell spiegelt einen Dipol im Freiraum wieder. Da im CISPR 25 Messaufbau ein leitfähiger Tisch und Boden vorhanden sind kommt es an diesen zu Reflexionen, welche berücksichtigt werden müssen. Diese können über die Imagetheorie in das Berechnungsmodell eingefügt werden [7]. Es ist zu beachten, dass durch die gleichzeitige Anwesenheit eines metallischen Messtisches und einer Massefläche die Imagetheorie einmal in Bezug auf den Messtisch und einmal in Bezug auf die Massefläche angewendet werden muss. Dies gilt jedoch nur in Näherung, da der Messtisch keine unendliche Ausdehnung besitzt.

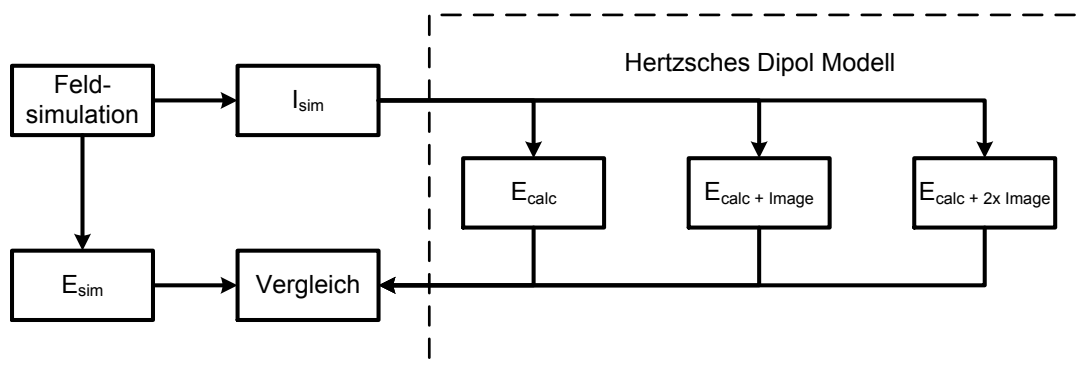


Abb. 3: Signalflussgraph für den Vergleich von Feldsimulation und Hertzischem Dipol Modell

Abb. 4b zeigt den Vergleich der horizontalen Feldkomponenten der Berechnung und der Simulation. Durch Berechnung der Feldstärke  $E_{\text{calc}}$  nach Freiraumbedingungen ergibt sich eine Überschätzung von 15 dB gegenüber der simulierten Feldstärke  $E_{\text{sim}}$ . Berücksichtigt man in der Berechnung lediglich den Messtisch über die Imagetheorie zeigt der Vergleich von  $E_{\text{calc} + \text{Image}}$  zu  $E_{\text{sim}}$  eine Unterbewertung von 20 dB. Bei Anwendung der Imagetheorie in Bezug auf Messtisch und Massefläche zeigt sich ab 55 MHz, dass das Berechnungsergebnis  $E_{\text{calc} + 2x \text{Image}}$  auf ca. 5 dB genau das simulierte Feld wiedergibt. Die Abweichungen unterhalb von 55 MHz ergeben sich aufgrund des endlich ausgedehnten Messtisches und durch die Vernachlässigung von Beugungseffekten an der Tischkante.

Mithilfe dieses Modells und der Anwendung der Imagetheorie kann somit ein Zielbereich festgelegt werden, in welchem sich die abzuschätzende elektrische Feldstärke befinden wird. Die Obergrenze  $E_{\text{calc}}$  und die Untergrenze  $E_{\text{calc} + \text{Image}}$  bilden einen 40 dB breiten Schlauch um das vorherzusagende Ergebnis. Mit konsequenter Anwendung der Imagetheorie kann in dem Zielbereich eine noch bessere Vorhersage getroffen werden.

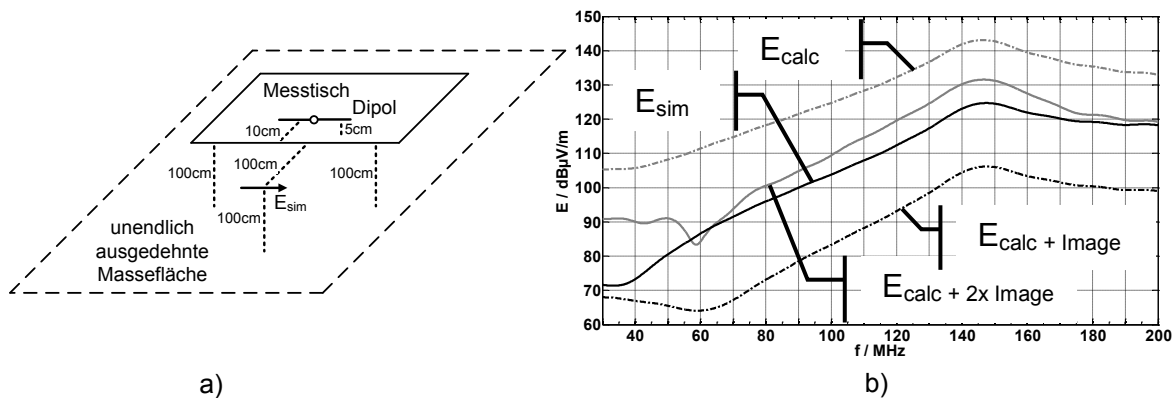


Abb. 4: a) Simulationsmodell eines 100 cm langen Dipols 5 cm über und 10 cm entfernt von der Kante eines Messtisches über einer Massefläche im Messaufbau nach CISPR 25.  
 b) Vergleich der horizontalen E-Feldkomponente in 1 m Abstand von Simulation zu Modell ohne Imagetheorie ( $E_{calc}$ ), mit Imagetheorie bezüglich Messtisch ( $E_{calc} + Image$ ), mit Imagetheorie bezüglich Messtisch und Massefläche ( $E_{calc} + 2x Image$ )

## 2.2 Transferfunktion

Eine Vorhersage der abgestrahlten Feldstärke kann über den Ansatz einer messtechnischen Transferfunktion aus [8] erfolgen. Grundlage für die Entwicklung der Transferfunktion ist der proportionale Zusammenhang zwischen dem Gleichtaktstrom auf einem Kabelbaum und der gemessenen Feldstärke, siehe Abb. 5a. Die Ermittlung der Transferfunktion erfolgt in einer Schirmkabine wobei eine 1 m lange Zweidrahtleitung nach CISPR 25 auf einem Messtisch aufgebaut wird. Abb. 5b stellt schematisch den Messaufbau dar.

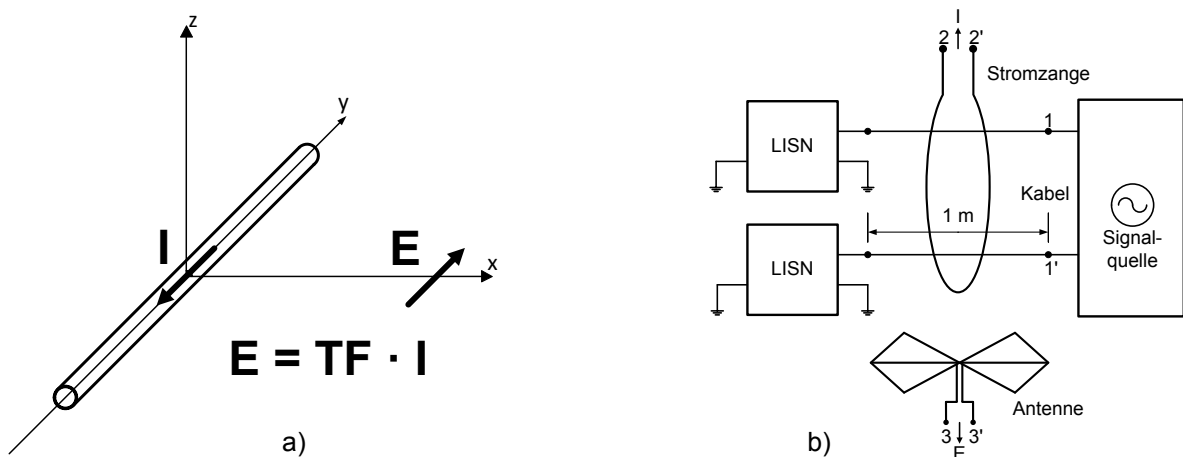


Abb. 5: a) Prinzip der Transferfunktion (TF), Kabelbaum als ein Leiter modelliert welcher den Störstrom trägt  
 b) Schematischer Messaufbau zur Ermittlung der Transferfunktion

Um die Beziehung zwischen Gleichtaktstrom und Feldstärke herzustellen stehen zwei Varianten zur Verfügung. Mittels Signalgenerator wird die Zweidrahtleitung angeregt und mit einem Messempfänger werden sequenziell der Gleichtaktstrom  $I(f)$  über die Stromzange und das elektrische Feld  $E(f)$  über die Antenne gemessen. Nach Gleichung (8) ergibt sich die Transferfunktion  $TF_{ME}$ . Eine weitere Möglichkeit

die Transferfunktion zu ermitteln erfolgt über Streuparametermessungen des 3-Tors Kabel-Stromzange-Antenne mittels eines NWA, siehe Abb. 5b. Über Gleichung (9) ergibt sich die Transferfunktion  $TF_{NWA}$ . Die Transferfunktion beinhaltet damit die Eigenschaften der Messumgebung sowie die Geometrie und die Impedanzverhältnisse des Messaufbaus.

$$TF_{ME}(f) = \frac{E(f)}{I(f)} \quad (8)$$

$$TF_{NWA}(f) = \frac{S_{31}}{S_{21}} * Z_{sz}(f) * AF(f) \quad (9)$$

mit  $Z_{sz}$  Transferimpedanz der Stromzange und AF Antennenfaktor.

Wird an Stelle der Signalquelle in Abb. 5b ein DUT verwendet und eine Stromzangenmessung durchgeführt, kann über die ermittelte Transferfunktion das abgestrahlte Feld berechnet werden. Dieses Ergebnis ist nur gültig, wenn der Wellenwiderstand des Kabelbaumes der verwendeten Leitung zur Ermittlung der Transferfunktion entspricht. Selbiges gilt für die Eingangsimpedanz des DUT im Vergleich zur Signalquelle sowie der Eingangsimpedanz der verwendeten Bordnetz nachbildung (LISN). Kommt es zu anderen Impedanzverhältnissen entstehen verfälschte Vorhersageergebnisse.

### 3 Messtechnischer Vergleich der Methoden

Anhand von zwei DUT werden die vorgestellten Methoden verglichen. Eingesetzt werden ein batteriebetriebener Impuls generator und ein über LISN versorgter Tiefsetzsteller. Abb. 6 zeigt hierzu schematisch den jeweiligen Messaufbau welcher sich auf dem geerdeten Messtisch befindet. Über eine 1 m lange Zweidrahtleitung werden die DUT mit den LISN verbunden. Alle Messaufbauten befinden sich in einer Schirmkabine und werden gemäß CISPR 25 aufgebaut. Als Referenz dient eine Messung mittels bikonischer Antenne in horizontaler Polarisation und ME (Peak). Die Transferfunktionen werden mit derselben Zweidrahtleitung erstellt, welche auch für die Anbindung der DUT verwendet werden. Es erfolgt jeweils eine Stromzangenmessung mit einem ME (Peak) an der Position der Leitung, an welcher auch die Messung für die Transferfunktion erfolgt.

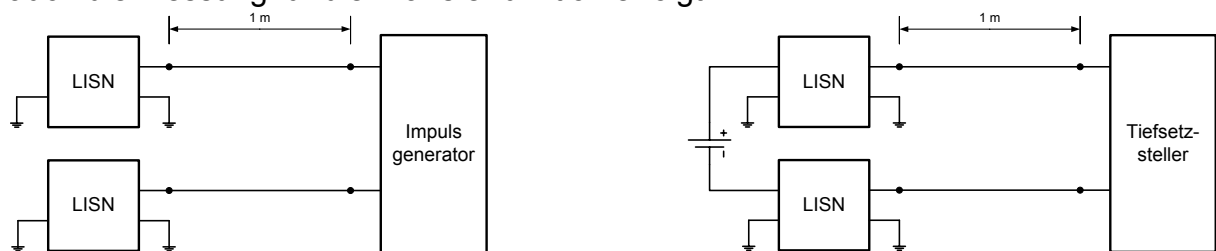


Abb. 6: Messaufbau für den Impuls generator und für den Tiefsetzsteller

Abb. 7a zeigt das Ergebnis ermittelt mit dem Hertzschen Dipol Modell für den Impuls generator. Die gemessene Feldstärke  $E_{meas}$  befindet sich im 40 dB breiten Zielbereich zwischen  $E_{calc}$  und  $E_{calc + 1image}$ , wie mit der Simulation in Abb. 4b gezeigt. Die berechnete Feldstärke  $E_{calc + 2x Image}$  liefert ab 100 MHz ein Vorhersageergebnis

mit einer Genauigkeit von ca. 5 dB. In Abb. 7b sind die Vorhersageergebnisse beruhend auf der Transferfunktionsmethode zu sehen. Beide Transferfunktionen liefern sehr gute Vorhersageergebnisse. Im direkten Vergleich zwischen Hertzschem Dipol Modell zu Transferfunktion kann mit der Transferfunktionsmethode über den gesamten Frequenzbereich die genauere Vorhersage getroffen werden. Dies begründet sich darin, dass der verwendete Impulsgenerator einen Eingangswiderstand von  $50\ \Omega$  besitzt und somit die Transferfunktionen impedanzverhältnismäßig abgestimmt sind.

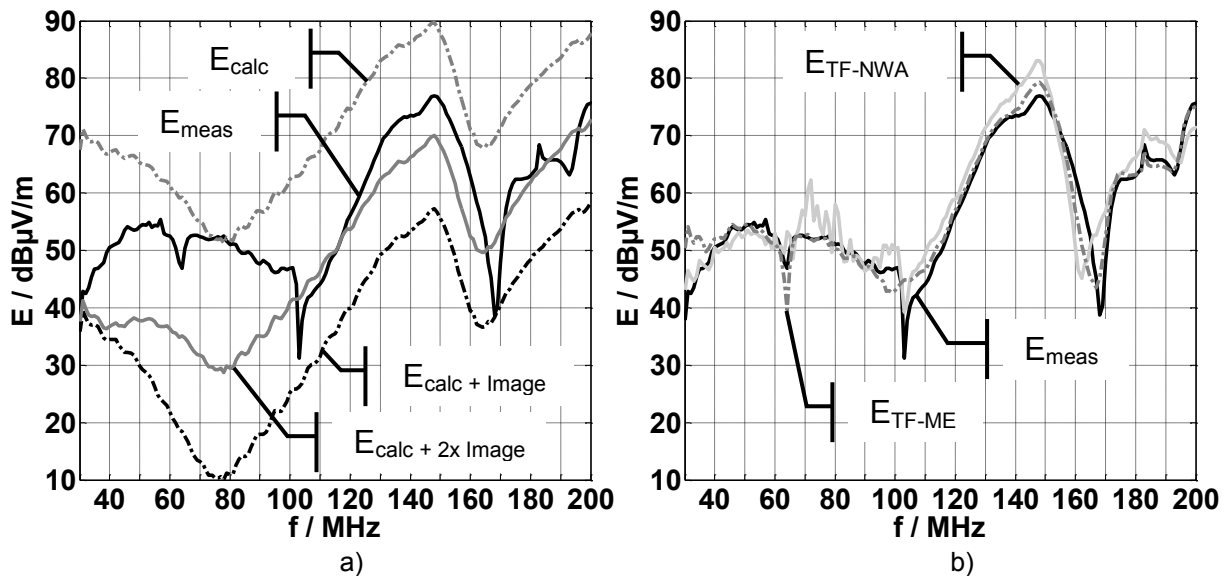


Abb. 7: a) Vergleich der gemessenen und mittels Hertzschem Dipol Modell berechneten Störaussendung des Impulsgenerators  
 b) Vergleich der gemessenen und mittels Transferfunktion ermittelten Störaussendung des Impulsgenerators

Abb. 8a zeigt das Ergebnis ermittelt mit dem Hertzschem Dipol Modell für den Tiefsetzsteller. Die gemessene Feldstärke  $E_{\text{meas}}$  befindet sich wiederum im 40 dB breiten Zielbereich zwischen  $E_{\text{calc}}$  und  $E_{\text{calc}} + \text{Image}$ . Die berechnete Feldstärke  $E_{\text{calc}} + 2x \text{ Image}$  liefert ab 90 MHz ein Vorhersageergebnis mit einer Genauigkeit von ca. 5 dB. In Abb. 8b sind die Vorhersageergebnisse beruhend auf der Transferfunktionsmethode zu sehen. Beide Transferfunktionen besitzen einen ähnlichen Verlauf, weichen jedoch teilweise um 10 bis 25 dB von der Referenzmessung ab. Dies erklärt sich aufgrund der abweichenden Eingangsimpedanz der Tiefsetzstellerschaltung im Vergleich zu der  $50\ \Omega$  Eingangsimpedanz der Signalquelle mit welcher die Transferfunktionen erstellt werden. Im direkten Vergleich zwischen Hertzschem Dipol Modell zu Transferfunktion zeigt sich, dass das Dipol Modell ab 100 MHz eine höhere Genauigkeit aufweist. Dies liegt an den erwähnten unterschiedlichen Eingangsimpedanzen. Unterhalb von 100 MHz hingegen liefert die Transferfunktion die bessere Vorhersage. Dies liegt zum einen an der geringeren Abhängigkeit der Transferfunktion von der Eingangsimpedanz bei tieferen Frequenzen und zum anderen an der Modellierung im Hertzschem Dipol Modell in Bezug auf den nicht

unendlich ausgedehnten Messtisch, die vernachlässigten Beugungseffekte an der Tischkante und der Nahfeldkopplung zwischen Messaufbau und Antenne.

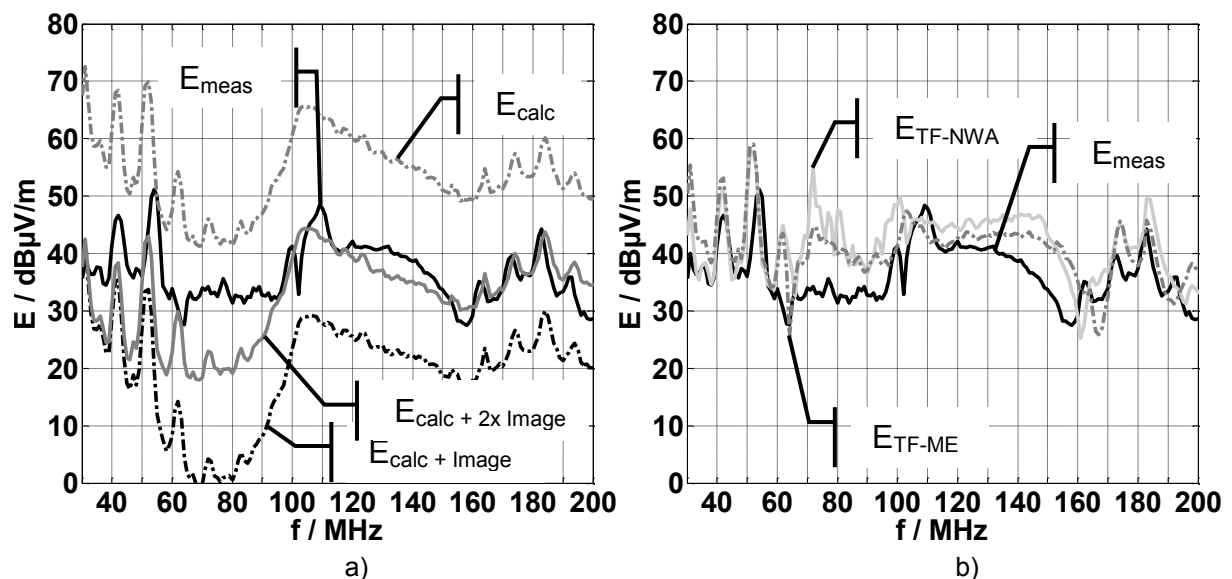


Abb. 8: a) Vergleich der gemessenen und mittels Hertzschem Dipol Model berechneten Störaussendung des Tiefsetzstellers  
 b) Vergleich der gemessenen und mittels Transferfunktion ermittelten Störaussendung des Tiefsetzstellers

#### 4 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorgestellten Methoden bieten die Möglichkeit die Funkstörfeldstärke eines CISPR 25 konformen Messaufbaus für Komponenten mit Hilfe einer Stromzangenmessung vorherzusagen. Die nötigen Messungen stellen einen geringen Mehraufwand dar und können somit in den EMV Entwicklungsfluss einbezogen werden. Besonders ab 100 MHz wird die Anforderung der Genauigkeit von 10 dB eingehalten. Einsetzbar sind beide Methoden für einfache Messaufbauten mit 1 m langen Kabelbäumen. Weiterführende Untersuchungen zeigen, dass auch für 2 m lange Kabelbäume die Methoden verwendbar sind.

Das Hertzsche Dipol Modell hat den Vorteil, dass lediglich eine Stromzangenmessung benötigt wird, wohingegen die Transferfunktionsmethode der messtechnischen Erstellung einer Transferfunktion bedarf. Diese muss für eine hohe Genauigkeit die gleichen Impedanzverhältnisse bei der Erstellung aufweisen, wie der tatsächlich zu bewertende Messaufbau. Dies lässt sich vor allem für Bussysteme, wie CAN und FlexRay, sehr gut realisieren, da hier die Werte in der Spezifikation festgelegt sind.

Die Anwendbar- und Gültigkeit beider Methoden für Frequenzen ab 0,15 MHz, die vertikale Polarisierung sowie für komplexere Aufbauten mit mehradrigen Kabelbäumen sind Gegenstand weiterer Untersuchungen. Auf Grundlage dieser Untersuchungen sind die Methoden zu erweitern. Dies ist insbesondere für die Transferfunktionsmethode aufgrund der vielen verschiedenen Impedanzverhältnisse aufwendig, bietet jedoch Vorteile hinsichtlich der Genauigkeit der Vorhersage. Ob eine universelle oder ein gewisser Satz von Transferfunktionen ausreichend ist muss weiter untersucht werden.



## 5 Literaturverzeichnis

- [1] International Electrotechnical Commission, CISPR 25 Ed.3: Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers, 2008.
- [2] 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.
- [3] C.R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [4] Zhu Desheng, Chong Weng Hoe, and Lau Chee Kin, "Modeling of radiated electromagnetic emission coming from interface cables of an equipment," *Electromagnetic Compatibility, 1996. Symposium Record. IEEE 1996 International Symposium on*, pp. 230-234, 1996.
- [5] J. Wang, O. Fujiwara, and K. Sasabe, "A simple method for predicting common-mode radiation from a cable attached to a conducting enclosure," *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific*, vol. 3, pp. 1119-1122, 2001.
- [6] M.C. Di Piazza, A. Ragusa, G. Tine, and G. Vitale, "A model of electromagnetic radiated emissions for dual voltage automotive electrical systems," *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 317-322, 2004.
- [7] F.M. Tesche, M.V. Ianoz, and T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [8] W.T. Smith and R.K. Frazier, "Prediction of anechoic chamber radiated emissions measurements through use of empirically-derived transfer functions and laboratory common-mode current measurements," *Electromagnetic Compatibility, 1998. 1998 IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 387-392, 1998.