

Anwendung von alternativen Verfahren zur Vorhersage von EMV Antennenmessergebnissen nach CISPR-25

M.Sc. Jin Jia, M.Sc. Alexander Zeichner, Dipl.-Ing. Denis Rinas, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, AG Bordsysteme, Dortmund

1. Einleitung

Um die Entwicklungskosten von elektronischen Bauelementen in EMV Testphasen zu reduzieren, wurden alternative Strom-Scan Methoden im Frequenz- und im Zeitbereich bereits in früheren Arbeiten [1-2] vorgestellt. Mit diesen Methoden kann die teure Absorberkammer, die für Messung mit der ALSE Methode nach CISPR 25 benötigt wird zum Teil ersetzt werden. Die Strom-Scan Methode im Frequenzbereich (Current Amplitude Scanning Method in Frequency Domain: CASM-FD) ist eine Methode, bei der der Strom zunächst phasenlos gemessen wird. Die Phase des Gleichstromes (Common-Mode) wird von einem Optimierungsverfahren aus der gemessenen Amplitude des Common-Mode-Stromes rekonstruiert. Die Strom-Scan Methode im Zeitbereich (Current Amplitude Scanning Method in Time Domain: CASM-TD) ist ein weiterer Ansatz, um die Amplituden- und Phaseninformationen des Common-Mode-Stromes durch eine Fast-Fourier-Transformation (FFT) zu erhalten. Beide Methoden basieren auf der Annahme, dass die Emission entlang des Kabelbündels vorwiegend durch den Common-Mode-Strom dominiert wird. Der Pfad des Common-Mode-Stromes wird durch einen Satz von elementaren Dipolen und Spiegeldipolen modelliert, um die Emission des Stromes vom Kabelbündel zu bewerten. Zur Lösung des Problems des endlichen metallischen Tisches aus der realen Testkonfiguration wird die Berechnung des Spiegelstromes in der endgültigen Simulation [3] durch die Methode der physikalische Optik (PO) unterstützt. Allerdings wird die Genauigkeit der Vorhersage von den Einflussfaktoren der Messumgebung in dem realen ALSE Testaufbau beeinflusst. Zur Einbeziehung dieser Einflüsse wird ein Korrekturfaktor aus einem Kalibrierprozess eingeführt, um die Genauigkeit der Vorhersage zu erhöhen. Abbildung 1 zeigt die Vorgehensweise der vorgestellten alternativen Methoden für die Vorhersage der Feldemission, diese gliedert sich in folgende Schritte: Scan des Stromes; Berechnung des abgestrahlten Feldes mit dem Dipol-Modell; Bestimmung des Korrekturfaktors aus der Kalibrierung und Vorhersage der Emission

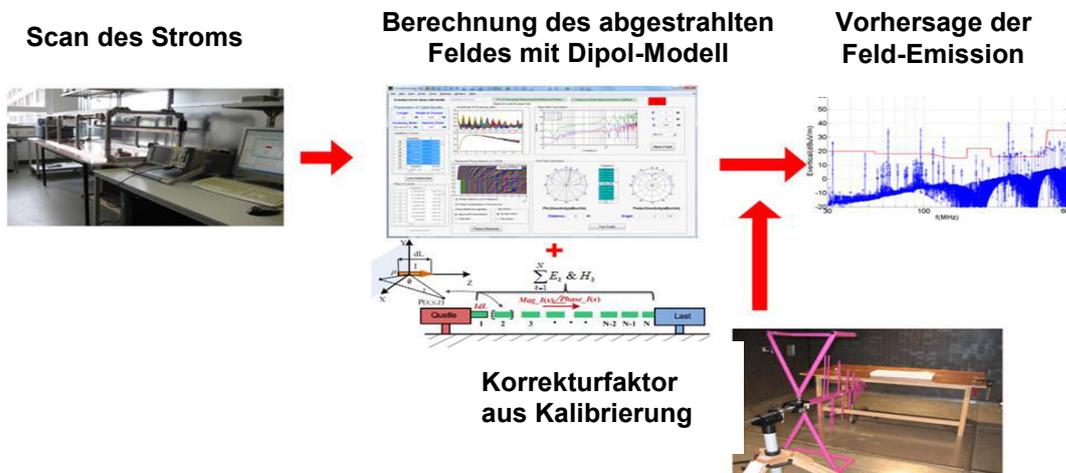


Abbildung 1: Prozess der alternativen Methoden für die Vorhersage der Feld-Emission

Der Scan des Common-Mode-Stroms entlang des Kabelbündels erfolgt mit einer RF-Stromzange und einem EMV-Messempfänger (Frequenzbereich) bzw. einem Oszilloskop (Zeitbereich). Mehrere Überprüfungen [2] wurden durchgeführt, um die Realisierbarkeit und die Stabilität der alternativen Verfahren nachzuweisen. Da die Verfahren immer noch einige Fehlerquellen beinhalten, werden in diesem Beitrag diese analysiert und im Wesentlichen einige spezifische Korrekturen durchgeführt, um die Genauigkeit der Prädiktion zu verbessern.

2. Strahlungsmodell und Kalibrierprozess

Nach dem ALSE Verfahren aus CISPR 25 [4] wird die elektronische Komponente an einen ca. 1,5 m langen Kabelbündel über einer Metallplatte angeschlossen, um die Feldemission zu bewerten (siehe Abbildung 2). Wird die Konfiguration durch Dipole nachgebildet, entspricht nach [1] die Strahlung des gesamten Kabelbündels der Summe der Strahlung von jedem einzelnen Dipol:

$$H_x(\omega) = \frac{-IdL \cdot y}{4\pi r} \beta_0^2 \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad E_y(\omega) = \frac{IdL \cdot zy}{4\pi r^2} \eta_0 \beta_0^2 \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{3}{\beta_0^2 r^2} - j \frac{3}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (1)$$

Die endliche Masse kann durch eine Reihe von äquivalenten Oberflächenströme oder elektrische Dipolen mit der PO-Methode nachgebildet werden. Die Strahlung von dieser endlichen Masse kann gemäß [3] folgendermaßen berechnet werden (nur die y-Komponente ist gezeigt):

$$E_y^P(\omega) = \sum_{k=1}^N \frac{I_{dipx}^k \Delta L_x^k \cdot zy}{4\pi r^2} \eta_0 \beta_0^2 \left(j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{3}{\beta_0^2 r^2} - j \frac{3}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (2)$$

Wie oben erörtert, ist es ein Problem der Vorhersage mit den vorgeschlagenen Ansätzen, die Einflüsse der realen ALSE Testumgebung nachzubilden. Zum Beispiel ist das ideale Simulationsmodell aufgrund des komplexen Verhaltens der Absorberkammer problematisch, weil die empfangene Antennenspannung durch die Kantenströme und die Reflexion der Wände beeinflusst wird.

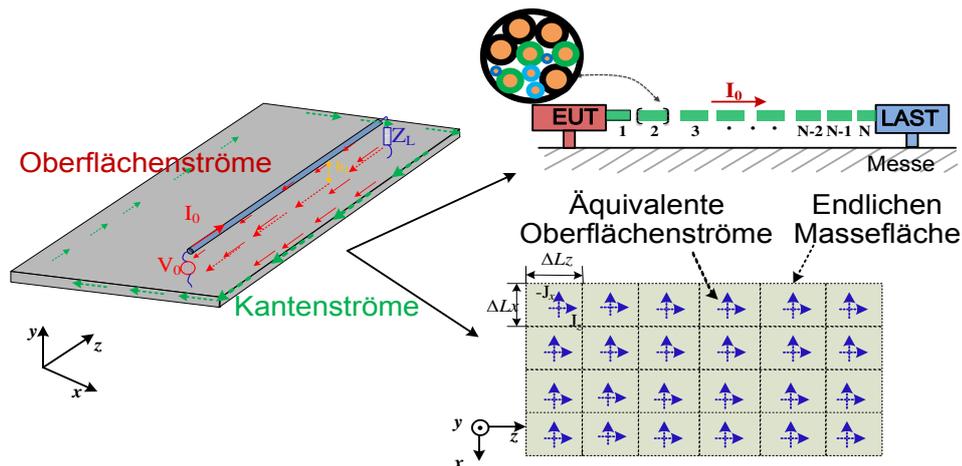


Abbildung 2: Strahlungsmodell des Kabelbündels und endliche Masse

In Abbildung 3 werden die ALSE Testkonfigurationen im Niederfrequenzbereich und im Hochfrequenzbereich gezeigt. Ein 1,5 m langes Kabel und ein Generator werden verwendet, um die Konfiguration mit unterschiedlichen Frequenzen anzuregen und die

dazugehörige Antennenspannung zu messen. Der Korrekturfaktor wird mit den vorgeschlagenen Methoden aus den gemessenen Strömen berechnet:

$$K_{\text{Kalibrierung}} = E_{\text{CASM-FD/CSM-TD}} - E_{\text{Messung}} \quad (3)$$

$$E_{\text{Messung}} = V_{\text{Messung}} + AF_{\text{Antenna}}$$



Abbildung 3: ALSE Testkonfiguration mit aktive Stabantenne (links) und Bilog Antenne (rechts)

Bei der Testkonfiguration mit der Stabantenne kann in der Messung ein bekanntes Resonanzproblem durch kapazitive Kopplung [2] beobachtet werden. Zum Beispiel tritt in Abbildung 4 (links) eine Resonanz bei Verwendung des ALSE-Verfahrens ab 2 MHz auf. Allerdings tritt die Resonanz nicht mehr auf, wenn Kabel und Stabantenne beide auf dem Boden platziert werden. Diese Abweichung kann mit einem Korrekturfaktor in der endgültigen Berechnung ausgeglichen werden. Basierend auf der gemessenen Amplitude und Phase entlang des Kabels vom NWA und der Spiegeltheorie, stimmt das Simulationsergebnis des Multi-Dipol-Verfahrens gut mit Berechnungen mit der MoM und dem Messergebnis über der Frequenz von 1 MHz überein, wie in Abbildung 4 (links) gezeigt wird. Dies bedeutet, dass das Spiegel-Modell für eine unendliche Masse im Niederfrequenzbereich genau genug ist. Jedoch gibt es eine Abweichung unter 1 MHz, die von einem kleinen Unterschied in der gemessenen Phase stammt. Zum Beispiel führt eine Abweichung von weniger als $0,5^\circ$ in der gemessenen Phasenverteilung bei 300 kHz (siehe Abbildung 4 (rechts)) zu einem Fehler von 10 dB in dem endgültig berechneten Feld, verglichen mit MoM. Der Grund dafür ist, dass in dem Nahfeld die elektrostatische Feldkomponente des Koppelfeldes vom Kabel zur Stabantenne dominiert. Ein kleiner Messfehler der Phase des Stroms kann zu einer Abweichung der elektrischen Ladungsdichte entlang des Kabels führen. Der Messfehler resultiert in einem größeren Fehler bei der Berechnung des elektrischen Feldes. Daher ist das Multi-Dipol-Modell für Kabelbündel aufgrund der hohen Empfindlichkeit bei Phasenfehlern im sehr niedrigen Frequenzbereich problematisch.

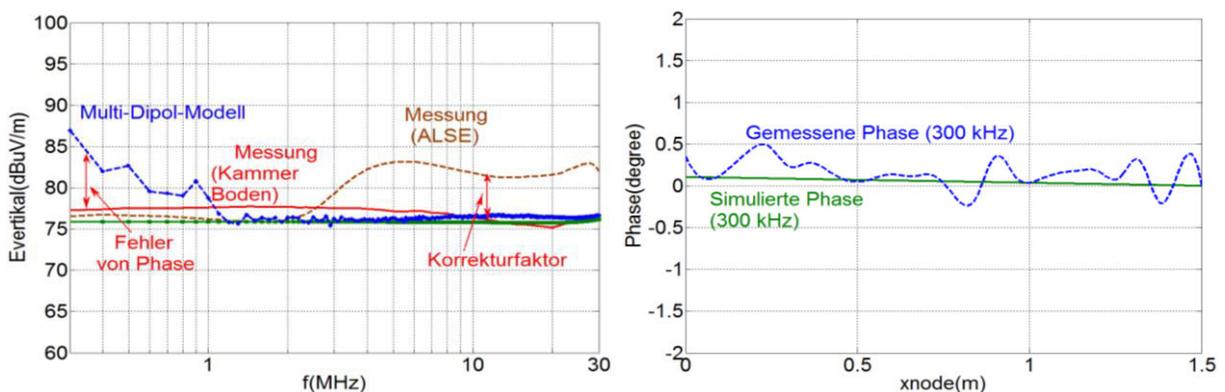


Abbildung 4: Simulation und Messung im Niederfrequenzbereich (links); Phase der Simulation und der Messung bei 300 kHz (rechts)

Für die Kalibrierung mit der Bilog-Antenne in Abbildung 3 (rechts) kann das Modell der unendlichen Masse und der Spiegeltheorie den Einfluss des metallischen Tisches nicht nachbilden, besonders in horizontaler Richtung [2]. Daher wird das PO-Modell mit äquivalenten Oberflächenströmen verwendet, um den Einfluss der endlichen Masse in die Berechnung einzubeziehen. In Abbildung 5 werden die Strom-Scan Methode für den Zeit- und Frequenzbereich (CSM-TD und CASM-FD) schematisch dargestellt. Im Zeitbereich ist eine Referenzsonde notwendig, um die relative Phasenverteilung zu bekommen. Außerdem gehört ein Zwei-Kanal-Oszilloskop zu dem Messequipment. Im Frequenzbereich wird nur die Amplitudeninformation mit einem EMV-Messempfänger gemessen und danach die Phase rekonstruiert. Mit den gescannten Informationen kann das elektrische Feld mit dem vorgeschlagenen alternativen Verfahren vorhergesagt werden. Das Antennenmessergebnis unter Berücksichtigung von den Einflussfaktoren der Testumgebung (Abbildung 3, rechts) unterscheidet sich jedoch von dem Simulationsergebnis, das in Abbildung 6 gezeigt wird. Nach (3) kann ein Korrekturfaktor der Testkammer gewonnen werden. Aus den Kurven ist zu entnehmen, dass das Ergebnis in vertikaler Richtung eine höhere Stabilität als in horizontaler Richtung aufweist.

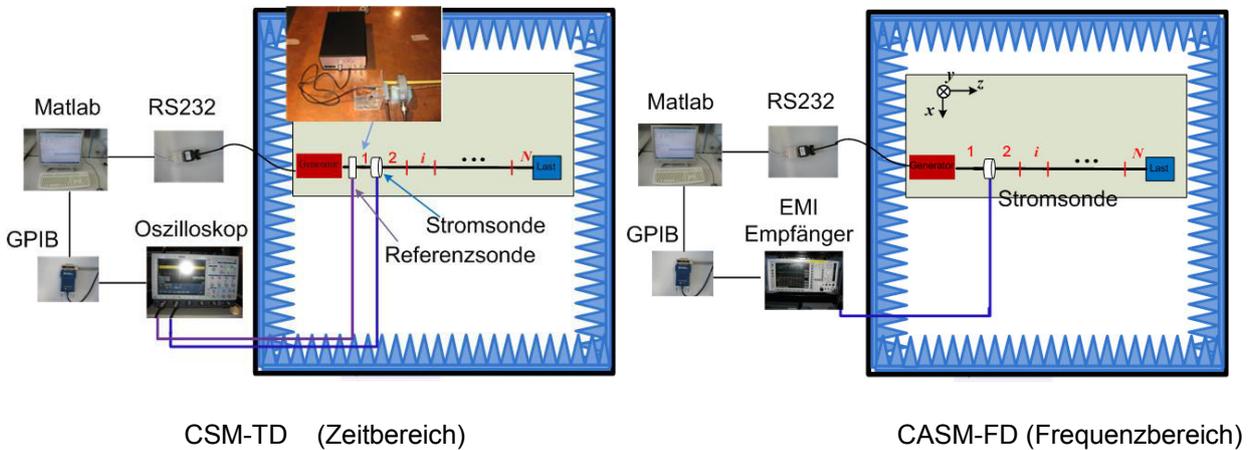


Abbildung 5: Strom-Scan im Zeit-/Frequenzbereich

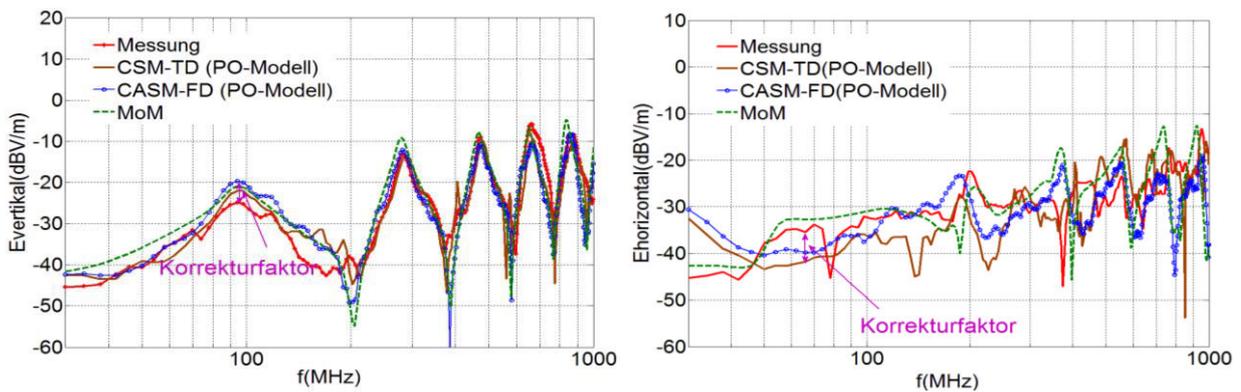


Abbildung 6: Elektrisches Feld aus der Messung und aus CSM-TD/CASM-FD in vertikaler und horizontaler Richtung

3. Maßnahmen zur Verbesserung der Genauigkeit

In den vorgeschlagenen Verfahren, CSM-TD und CASM-FD, wird die Genauigkeit der Vorhersage von drei wichtigen Fehlerquellen beeinflusst, die auf die gemessenen Daten zurückzuführen sind. Die erste Fehlerquelle liegt in der endlichen Genauigkeit der Messtechnik. Beispielsweise ist es schwierig, eine genaue Phasenverteilung im Niederfrequenzbereich (unter 30 MHz) durch Phasenrekonstruktion aus CASM-FD zu

erhalten. Das kann zu Fehlern in der Vorhersage des Feldes führen. Obwohl die Phaseninformation direkt durch die FFT aus der gemessenen Phase im Zeitbereich (CSM-TD) bekommen werden kann, wird der Erfolg der Vorhersage immer noch durch die hohe Empfindlichkeit des Dipol-Modells gegenüber der Phase entlang des Kabelbündels im niedrigen Frequenzbereich (unter 5 MHz) gestört (siehe Abbildung 4). Die zweite Fehlerquelle ist der Kalibrierungsprozess. In obiger Abbildung zur Kalibrierung, ist das Ergebnis in horizontaler Richtung sehr empfindlich, insbesondere bei den Resonanzspitzen. Weiterhin wird ein einzelner Leiter verwendet, um den Strompfad im realen Test zu simulieren. Eine Last von $50\ \Omega$ ist bei dem Aufbau zur Kalibrierung am Ende des Leiters angeschlossen. Andere Lasten (Kurzschluss, Leerlauf, $3\ \text{k}\Omega$, $1\ \mu\text{f}$, usw.) werden zusätzlich gewählt, um entsprechende Korrekturfaktoren zu erhalten. Es ist zu erkennen, dass die Korrekturfaktoren mit unterschiedlichen Lasten im breiten Frequenzbereich außerhalb einiger Resonanzfrequenzen nahezu gleich sind. Die Genauigkeit der Prädiktion wird dadurch beeinträchtigt. Die letzte Fehlerquelle ist die stochastische Unsicherheit bei der Messung. Zufallsrauschen aus Messdaten ist immer ein potentieller Einflussfaktor bei der endgültigen Feldvorhersage. Mehrere Verbesserungen werden in dieser Arbeit dargestellt, um die obigen Nachteile zu kompensieren.

3.1 Bestimmung der Common-Mode-Spannung im Niederfrequenzbereich

Gemessene Common-Mode-Spannungen in der Mitte des Kabels und ein bekannter Kopplungsfaktor zu einer 1 m Stabantenne können eine weitere Alternative sein, um das abgestrahlte Feld im Niederfrequenzbereich (unter 5 MHz) auszuwerten (siehe Abbildung 7) [5-6]. Unter 5 MHz ist das Messergebnis zuverlässiger als ein Ergebnis aus CASM-FD und CSM-TD. Der Korrekturfaktor zwischen gemessener Kabelspannung und elektrischem Feld an der Stabantenne beträgt etwa 42 dB -45 dB, und sollte durch eine Testkonfiguration bestimmt werden.

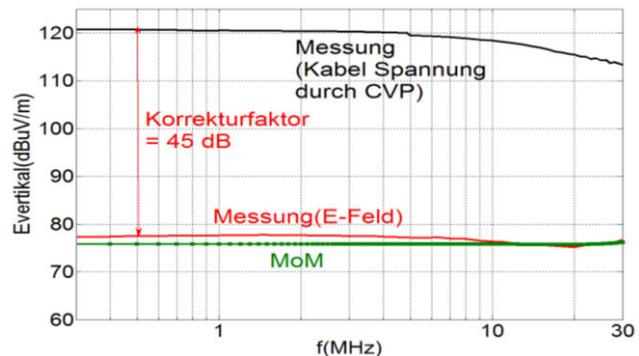
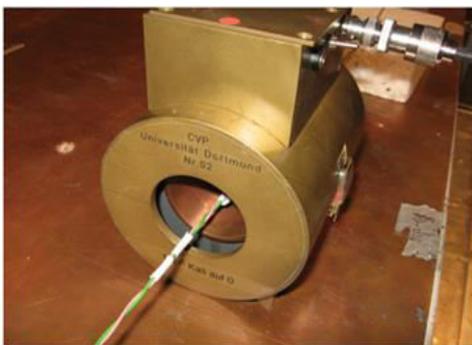


Abbildung 7: Sonde zur Messung der Common-Mode-Spannung (links) und Messergebnis der CVP und der Stabantenne (rechts)

3.2 Vermeidung der Feldemission von nicht relevanten Komponenten im Kalibrierungsprozess

Ein einzelner Leiter mit Signalgenerator wurde verwendet, um den Frequenzgang in Kalibrierungsprozess zu messen. Aufgrund der Annahme im vorgeschlagenen Strom-Scan Verfahren, dass das Kabelbündel die dominierende Strahlungsquelle ist, sollte die Strahlung der anderen Komponenten für eine Kalibration so weit wie möglich unterdrückt werden. In der Test-Konfiguration der Stabantenne ist die Feldkopplung vom Generator wesentlich schwächer als der Beitrag des Kabels an der Antenne. Deshalb kann der Messaufbau in Abbildung 3 (links) verwendet werden, um den Korrekturfaktor zu messen. Im Hochfrequenzbereich hat die Feldemission des Generators einen größeren Einfluss auf die gemessene Antennenspannung. Aus diesem Grund wird der Generator

in eine Schirmbox unter den Tisch geschraubt und ein Semi-Rigid Koaxialkabel als Verbindungsleitung verwendet, wie in Abbildung 8 dargestellt. Dadurch wird eine Messung der Antennenspannung, die durch die Kabelstruktur verursacht ist, ermöglicht.

Semi-Rigid-Kabel (50 Ω)

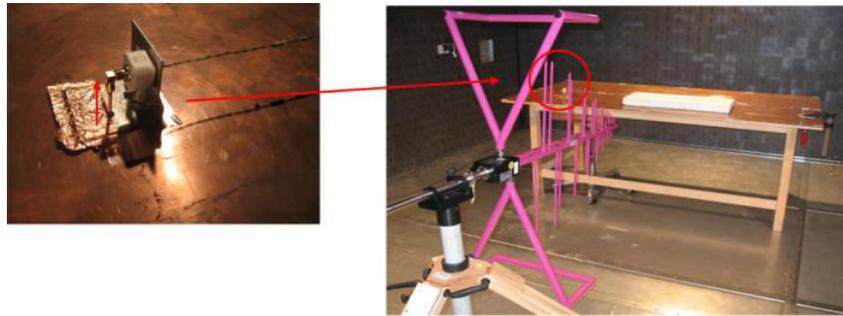


Abbildung 8: Generator in einer metallischen Box

3.3 Gemittelter Korrekturfaktor aus der Kalibrierung mit einer Bilog Antenne

Im Kalibrierungsprozess wurde der einzelne Leiter mit einer 50 Ω Last abgeschlossen. Mit der Stabantenne sind die Korrekturfaktoren aus dem Kalibrierungsprozess mit unterschiedlichen Lasten fast identisch. Dagegen variieren die Korrekturfaktoren aus dem Kalibrierungsprozess mit einer Bilog Antenne an Resonanzpunkten. Dabei können ‚Kurzschluss‘, 50 Ω und ‚Leerlauf‘ als Last verwendet werden, um einen Satz von Korrekturfaktoren zu erhalten. Bei dem realen getesteten Kabelbündel wird die Last variiert. Um große Fehler bei den Resonanzpunkten zu vermeiden, wird ein gemittelter Korrekturfaktor in der endgültigen Vorhersage verwendet.

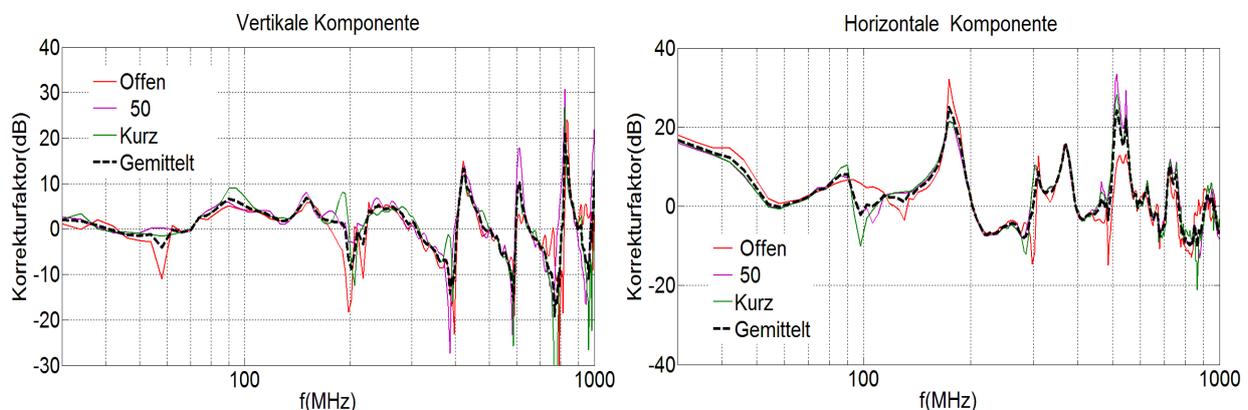


Abbildung 9: Gemittelte Korrekturfaktoren in vertikaler und horizontaler Richtung

4. Ergebnisse und Anwendungen

Ein Schrittmotor-System wird mit einer Stab- und einer Bilog-Antenne untersucht. Der Schrittmotor wird von einem Mikrocontroller gesteuert, der mit einer Taktfrequenz von 16 MHz arbeitet. In Abbildung 10 (links) ist die Feldemission des Schrittmotors im Niederfrequenzbereich zu sehen. Aufgrund der fehlerhaften Phasenrekonstruktion des Strom-Scans im Frequenzbereich (CASM-FD) wird nur der Strom-Scan im Zeitbereich (CSM-TD) zur Feldprädiktion verwendet. In Abbildung 11 (links) werden das Messergebnis und das Simulationsergebnis der CSM-TD dargestellt. Es ist zu erkennen, dass mit CSM-TD eine gute Genauigkeit der Peaks bei 16 MHz und 32 MHz erreicht werden kann. Der Fehler ist kleiner als 2 dB. Aufgrund der hohen Empfindlichkeit auf die Phasenverteilung bei der Feldberechnung mit dem Dipolmodell zeigt die Vorhersage

große Abweichungen unter 5 MHz. Als weitere Alternative kann die Messung der Common-Mode-Spannung (CVP) und der entsprechende Korrekturfaktor verwendet werden, um das Feld im Niederfrequenzbereich vorherzusagen. Das Ergebnis wird in Abbildung 11 (rechts) dargestellt. Die Genauigkeit der Prädiktion unter 5 MHz wurde dadurch verbessert.

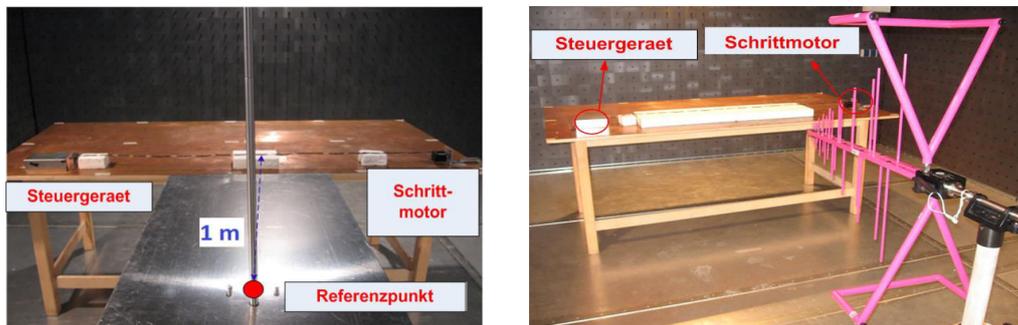


Abbildung 10: Test Konfiguration des Schrittmotors mit Rod Antenne und Bilog Antenne

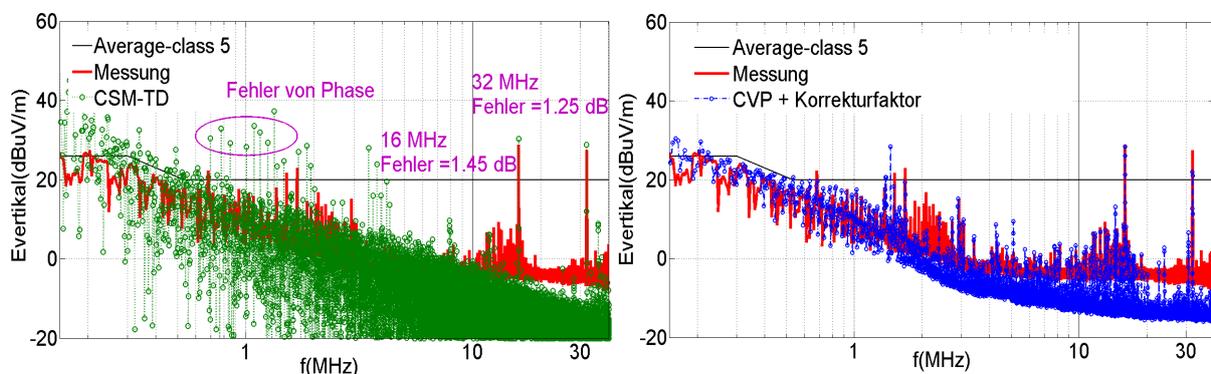


Abbildung 11: Messung und CSM-TD/CVP Alternative im Niederfrequenzbereich

Die Feldemission im Hochfrequenzbereich wurde auch mit der Bilog-Antenne in Abbildung 10 (rechts) untersucht. Hier wird das vorgeschlagene Strom-Scan Verfahren im Frequenzbereich (CASM-FD) verwendet, um die Feldemission vom Schrittmotor-System vorherzusagen. In Abbildung 12 werden das Messergebnis und das Simulationsergebnis in vertikaler und horizontaler Richtung dargestellt. Die kalibrierten Kurven mit unterschiedlichen Lasten sind an den Resonanzfrequenzen instabil. In dem vorgeschlagenen Verfahren gibt es keine Information über die Last, die in einem unbekanntem DUT angeschlossen ist. Dieser Mangel kann durch gemittelte Kalibrierungsdaten mit unterschiedlichen Lasten kompensiert werden. Dieser Kalibrierungsprozess benötigt mehr Zeit. Abbildung 12 zeigt, dass die Kurve mit der 50 Ω -Kalibrierung sehr nah an der Kurve mit der gemittelten Kalibrierung liegt. In Resonanzpunkten (Abbildung 9) ist die Vorhersage mit der gemittelten Kalibrierung besser, als mit der 50 Ω Kalibrierung, zum Beispiel bei 192 MHz in vertikaler Richtung und bei 288/544 MHz in horizontaler Richtung.

5. Zusammenfassung

Die vorgeschlagenen Strom-Scan Methoden im Frequenzbereich und im Zeitbereich sind vielversprechende Alternativen, um das abgestrahlte Feld von elektronischen Komponenten gemäß CISPR 25 vorherzusagen. Das Dipolmodell vom Kabelbündel und das Modell der äquivalenten Oberflächenströme können die reale Abstrahlung nicht ausreichend genau nachbilden. Deshalb ist der Kalibrierungsprozess notwendig. Mit der Strom-Scan Methode im Frequenzbereich (CASM-FD) ist es schwierig, genaue

Phaseninformation im Niederfrequenzbereich [1] zu gewinnen. Deshalb kann diese Methode nicht unter 30 MHz verwendet werden. Mit der Strom-Scan Methode im Zeitbereich (CSM-TD) kann die Phaseninformation im Zeitsignal durch FFT direkt erhalten werden. Daher kann diese Methode im weiten Frequenzbereich verwendet werden. Allerdings reagiert das Dipolmodell des Kabelbündels auf Phasenfehler unter 5 MHz sehr empfindlich. Eine andere einfache Alternative, nämlich die Messung der Common-Mode Spannung mittels CVP kann verwendet werden, um die Probleme der vorgeschlagenen Methoden zu umgehen. Aus den Untersuchungen an einem Schrittmotor-System konnte gezeigt werden, dass das CVP Verfahren eine gute Genauigkeit unter 5 MHz liefert. Im Niederfrequenzbereich ist eine Kalibrierung notwendig, um das bekannte Resonanzproblem aufgrund der kapazitiven Kopplung zwischen Test-Kabel und Boden der Testkammer zu beseitigen. Im Hochfrequenzbereich wird die Kalibrierung hauptsächlich von der Messumgebung beeinflusst. Allerdings variieren die Kalibrierungskurven bei den Resonanzfrequenzen, in Abhängigkeit von der Last. Gemittelte Kalibrierungsdaten können diesen Nachteil zum Teil kompensieren. In den allgemeinen EMV-Tests leidet das Ergebnis immer unter Messfehlern. Als Alternative zu der ALSE Methode wurde die Lösung mit Hilfe der Strom-Scan Methode und der CVP Methode vorgestellt.

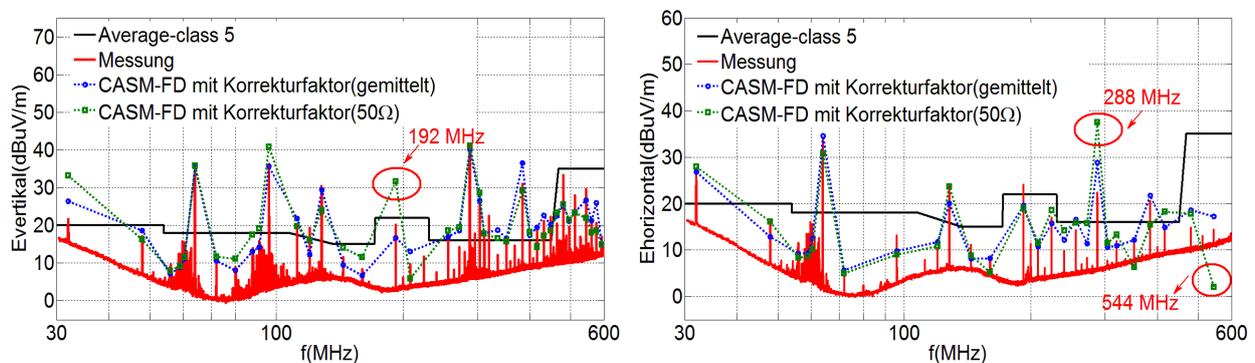


Abbildung 12: Messung und CASM-FD mit unterschiedlichen Korrekturfaktoren im Hochfrequenzbereich

Literaturverzeichnis

- [1] J. Jia, D. Rinas, S. Frei, "Prediction of radiated fields from cable bundles based on current distribution measurements", EMC Europe 2012, Rome, Sept. 2012, pp. 1-7.
- [2] J. Jia, D. Rinas, S. Frei, "An alternative Method for Measurement of Radiation Emission According to CISPR 25", EMC Europe 2013, Brugge, Sept. 2013.
- [3] J. Jia, F. Kremer, S. Frei, "Modellierung von CISPR-25 Antennenmessungen mittels schneller approximierender Berechnungsverfahren", EMV-Düsseldorf, Germany, 2012.
- [4] 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“, 2007.
- [5] S. Frei, T. Nägel; R. Jobava, " Bestimmung der Störaussendung im KFZ durch die getrennte Betrachtung der elektrischen und magnetischen Verkopplungen", EMV-Düsseldorf, Germany, 2004.
- [6] S. Frei, " Bestimmung der bordnetzgebundenen Störaussendung mit dem kapazitiven Spannungssensor", GMM-Tagung 2005, EMV in der Kfz-Technik, Ingolstadt, Germany, 2005.