

Messtechnische Validierung und Rechenzeitoptimierung für ein nahfeldbasiertes Stromrekonstruktionsverfahren zur Prädiktion von Antennenmessergebnissen

M. Sc., Robert Jan, Nowak, Technische Universität Dortmund, Deutschland

M. Sc., Maximilian, Lemke, Technische Universität Dortmund, Deutschland

Prof. Dr.-Ing., Stephan, Frei, Technische Universität Dortmund, Deutschland

1 Motivation und Einleitung

Im Rahmen des Entwicklungsprozesses von Hardware werden Feldemissionsmessungen typischerweise erst am Ende der Entwicklung durchgeführt, da die dafür notwendigen Antennenmessungen nach [1] oder [2] zeit- und kostenintensiv sind. Um bei diesen abschließenden Feldemissionsmessungen die Einhaltung der Grenzwerte sicherzustellen, empfiehlt es sich, die Emissionen der Leiterplatten, möglichst frühzeitig abzuschätzen. Auf Basis dieser Abschätzung ist es möglich, notwendige Re-Design-Prozesse rechtzeitig anzustoßen und die Entwicklungskosten gering zu halten. Es gibt verschiedene Ansätze, die Ergebnisse einer Antennenmessung abzuschätzen. Dazu gehören z. B. Feldsimulationen oder analytische Abschätzungen auf der Basis von gemessenen Strömen. Solche Ansätze liefern jedoch nur in Sonderfällen aussagekräftige Ergebnisse. Einerseits ist bei praxisnahen Leiterplatten die direkte Messung von elektrischen Größen häufig nur eingeschränkt möglich. Eine genaue Feldsimulation einer Leiterplatte benötigt ein geeignetes Simulationsmodell. Der dafür erforderliche Modellierungsaufwand ist meist sehr hoch.

Nahfelddaten aus Messungen können zur Rekonstruktion von Feldquellen verwendet werden. Diese Feldquellen eignen sich zur Abschätzung der Fernfeldemission oder zur Analyse der internen EMV einer untersuchten Leiterplatte. In der Literatur werden verschiedene Methoden zur Bestimmung solcher Quellen vorgeschlagen, wie beispielsweise die Rekonstruktion von äquivalenten Feldquellen [3]-[5]. Es zeigt sich, dass die mit diesen Quellen berechneten emittierten Feldstärken eine gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen von Antennenmessungen aufweisen [3], [4]. Nach [5] ist es darüber hinaus möglich, die zur Emission beitragenden Bereiche der Leiterplatte einzugrenzen, jedoch liefern die äquivalenten Quellen keine physikalische Information über die tatsächliche Ursache der Feldemission. Im Gegensatz dazu werden mit Stromrekonstruktionsverfahren die tatsächliche Stromverteilung in den Leiterbahnen der untersuchten Leiterplatte bestimmt [6]-[11]. Mit diesen Strömen lassen sich auch die emittierten Feldstärken an einem beliebigen Punkt berechnen. Außerdem können Informationen wie die Terminierungsimpedanz von Leiterbahnen bestimmt werden, was ein gezieltes Re-Design der Leiterplatte ermöglicht [10].

In dieser Arbeit wird das nahfeldbasierte Stromrekonstruktionsverfahren aus [11] weiterentwickelt. Hierbei werden die Leiterbahnen der untersuchten Leiterplatte durch Feldquellen dargestellt und anhand von Nahfelddaten bestimmt [6]-[8]. Zur Verbesserung der Ergebnisqualität werden dabei die Leitungstheorie sowie die Kirchhoffschen Netzwerkgleichungen verwendet [9]-[11]. Die Motivation für die hier beschriebene Weiterentwicklung ergibt sich aus dem hohen Rechenzeitaufwand, wodurch die Praxistauglichkeit erheblich eingeschränkt wird.

Das entwickelte Stromrekonstruktionsverfahren wird in diesem Beitrag beschrieben und evaluiert. Es wird gezeigt, dass die Rechenzeit optimiert werden kann, ohne die Qualität der Rekonstruktionsergebnisse zu beeinflussen. Mit diesen Ergebnissen werden außerdem die emittierten Felder einer Leiterplatte berechnet und mit Antennenmessungen verglichen. Zu diesem Zweck wird eine Doppelleiterstruktur auf einer Leiterplatte anhand von phasenlosen Nahfelddaten untersucht. Damit grenzt sich diese Arbeit von bisherigen Arbeiten ab, welche die Qualität der Feldprädiktion nur anhand von Feldsimulationen [10] oder mit Messdaten von einzelnen Leiterbahnen [6] bewerten. Ein weiterer Mehrwert wird durch die Auswertung von phasenlosen Daten geschaffen, da in [6] die Phaseninformation des Nahfeldes notwendig ist.

Für die Anwendung des Stromrekonstruktionsverfahrens müssen die Leitergeometrie sowie die Materialeigenschaften der Leiterplatte bekannt sein. Es können nur zweilagige Leiterplatten untersucht werden, wobei eine Außenlage als durchgängige Massefläche ausgeführt sein muss.

Der Beitrag ist in vier Kapitel gegliedert. Nach dieser Einleitung folgt ein Theoriekapitel, in dem das Stromrekonstruktionsverfahren kurz vorgestellt wird und die Erweiterung zur Rechenzeitoptimierung eingeführt wird. Im dritten Kapitel wird eine exemplarische Untersuchung vorgestellt. Im Rahmen dieser Untersuchung wird die eingeführte Erweiterung zur Optimierung der Rechenzeit anhand von Rekonstruktionsergebnissen evaluiert. Anschließend folgt der Vergleich der prädierten Feldstärken mit der Antennenmessung. Das Paper schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick.

2 Stromrekonstruktionsverfahren und Erweiterung zur Rechenzeitoptimierung

Das in [11] beschriebene Stromrekonstruktionsverfahren dient als Ausgangspunkt, um die Erweiterung für die Rechenzeitoptimierung vorzustellen. Bei diesem Verfahren werden die für die Rekonstruktion verwendeten elektrischen und magnetischen Felddaten im Vektor \mathbf{F} zusammengefasst und die zu bestimmende Stromverteilung wird mit dem Vektor \mathbf{I} dargestellt. Dabei wird das Leitersystem der Leiterplatte in geradlinige Abschnitte zerlegt und die Darstellung der Stromverteilung jedes Abschnitts erfolgt anhand der Leitungstheorie mit Stromwellen (für Leiterbahnabschnitte) oder konstanten Strömen (für Vias). Mit der Matrix Ψ werden die so beschriebene Stromverteilung und die Felddaten in Bezug zueinander gesetzt. Diese Matrix wird anhand von Feldmodellen und der Leitungstheorie aufgebaut. Zusätzlich wird auf Basis der Kirchhoffschen Netzwerkgleichungen eine Nebenbedingung an die Stromverteilung \mathbf{I} formuliert, durch welche die Stetigkeit von Strömen und Spannungen an den Übergangsstellen von geradlinigen Leiterbahnabschnitten gefordert wird. Die einzelnen Gleichungen dieser Bedingung werden in der Matrix \mathbf{K}_C zusammengefasst. Entsprechend ergibt sich das folgende inverse Problem, das bei der Auswertung von phasenlosen Nahfelddaten mehrfach gelöst wird:

$$\mathbf{F} = \Psi \cdot \mathbf{I}, \text{ so dass } \mathbf{K}_C \cdot \mathbf{I} = \mathbf{0}. \quad (1)$$

Da für die konkrete Anwendung des Verfahrens mehr Felddaten \mathbf{F} als Unbekannte im Vektor \mathbf{I} vorliegen, wird (1) i. d. R. mit einem Least-Squares-Ansatz gelöst. Dabei erhöht die direkte Berücksichtigung der Nebenbedingung den Rechenaufwand, da aufwendige Lösungsalgorithmen benötigt werden. Das motiviert eine indirekte Berücksichtigung der Nebenbedingung, die ähnlich zu der in [12] vorgeschlagenen Variablenreduktion (1) so umformuliert, dass sich ein inverses Problem ohne Nebenbedingung ergibt. Dieses neue erweiterte inverse Problem ist mit klassischen Least-Squares-Algorithmen lösbar, wodurch die Rechenzeit optimiert wird.

Zu diesem Zweck wird die Dimension der Matrix \mathbf{K}_C und des Vektors \mathbf{I} mit M und N beschrieben:

$$(a) \quad \mathbf{K}_C \in \mathbb{C}^{N \times M}, \quad (b) \quad \mathbf{I} \in \mathbb{C}^M, \quad N < M. \quad (2)$$

Die Koeffizienten des Vektors \mathbf{I} werden in zwei Gruppen aufgeteilt. Zur ersten Gruppe gehören alle Koeffizienten, durch welche im umformulierten inversen Problem die Stromverteilung final beschreiben wird und somit als unbekannte Werte verbleiben. Alle anderen Koeffizienten gehören zur zweiten Gruppe und sie zeichnen sich dadurch aus, dass diese durch die Variablen der ersten Gruppe und der Matrix \mathbf{K}_C bestimmbar sind. Daher werden die Koeffizienten aus der zweiten Gruppe als abhängige Größen bezeichnet und im Vektor \mathbf{I}_A zusammengefasst. Demgegenüber sind die Koeffizienten der ersten Gruppe die repräsentativen Größen des angestrebten inversen Problems, die im Vektor \mathbf{I}_R zusammengeführt sind. Daneben werden die Matrizen \mathbf{E}_R und \mathbf{E}_A eingeführt, welche die Vektoren \mathbf{I}_R und \mathbf{I}_A auf Vektor \mathbf{I} abbilden:

$$\mathbf{I} = \mathbf{E}_R \cdot \mathbf{I}_R + \mathbf{E}_A \cdot \mathbf{I}_A. \quad (3)$$

Damit die Matrizen \mathbf{E}_R und \mathbf{E}_A diese Eigenschaft erfüllen, enthalten ihre Spalten ausschließlich die kanonischen Einheitsvektoren \mathbf{e}_k . Der konkrete Aufbau der Matrizen ist davon abhängig, welche Einträge von \mathbf{I} zu \mathbf{I}_R bzw. \mathbf{I}_A gruppiert werden. Diese Zuordnung sowie die Wahl der Matrizen \mathbf{E}_R und \mathbf{E}_A wird für jedes Untersuchungsbeispiel durch Probieren gewählt. Zur besseren Verständlichkeit des Vorgehens wird eine exemplarische Wahl der Matrizen nachfolgend angegeben:

$$(a) \quad \mathbf{E}_R = [\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{e}_N], \quad (b) \quad \mathbf{E}_A = [\mathbf{e}_{N+1} \quad \mathbf{e}_{N+2} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_M]. \quad (4)$$

Es gilt grundsätzlich:

$$(a) \quad \mathbf{E}_R \in \mathbb{R}^{M \times (M-N)}, \quad (b) \quad \mathbf{E}_A \in \mathbb{R}^{M \times N}. \quad (5)$$

Wenn die Identität (3) von \mathbf{I} in die Nebenbedingung von (1) eingesetzt wird, folgt

$$\mathbf{0} = \mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_R \cdot \mathbf{I}_R + \mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_A \cdot \mathbf{I}_A. \quad (6)$$

In dieser Gleichung gilt für das Matrixprodukt $\mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_A \in \mathbb{C}^{N \times N}$. Wenn $\mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_A$ zudem invertierbar ist, lässt sich (6) umformen zu

$$\Leftrightarrow \mathbf{I}_A = -(\mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_A)^{-1} \cdot \mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_R \cdot \mathbf{I}_R. \quad (7)$$

Damit resultiert die Berechnungsvorschrift, mit der sich die abhängigen Größen \mathbf{I}_A aus den repräsentativen Größen \mathbf{I}_R und der Matrix \mathbf{K}_C ergeben. Ebenso folgt eine Berechnungsvorschrift für \mathbf{I} in Abhängigkeit von \mathbf{I}_R , wenn (7) in (3) eingesetzt wird:

$$\mathbf{I} = \underbrace{(\mathbf{E}_R - (\mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_A)^{-1} \cdot \mathbf{K}_C \cdot \mathbf{E}_R)}_{=\Gamma_R} \cdot \mathbf{I}_R. \quad (8)$$

In dieser Formel wird die Abbildungsmatrix Γ_R abgelesen. Damit lässt sich

$$\mathbf{F} = \Psi \cdot \Gamma_R \cdot \mathbf{I}_R \quad (9)$$

als neues inverses Problem formulieren, welches äquivalent zu (1) ist.

Um mit diesem inversen Problem phasenlosen Nahfelddaten auszuwerten, wird dasselbe iterative Verfahren wie in [11] verwendet. Dabei wird in jedem Iterationsschritt das inverse Problem in (9) erneut gelöst und anhand dieser Lösung eine neue, verbesserte Rekonstruktion der Phaseninformation der Nahfelddaten bestimmt. Wie in [11] wird die Abbruchbedingung der Iteration anhand der mittleren relativen Änderung von zwei aufeinanderfolgenden Lösungen von \mathbf{I}_R formuliert. Die Iteration endet nach 10^5 Schritten oder wenn die mittlere relative Änderung unter 10^{-9} fällt. Der Startwert für die Iteration wird wie in [10] vorgeschlagen gewählt, wobei die Passivität der Terminierung als a priori Information verwendet wird.

3 Exemplarische Analyse einer Leiterplatte mit dem Stromrekonstruktionsverfahren

In diesem Kapitel wird gezeigt, wie eine Leiterplatte mit dem Stromrekonstruktionsverfahren analysiert werden kann und welche Qualität die so gewonnenen Informationen haben. Zunächst wird die dafür untersuchte Doppelleiterstruktur vorgestellt. Im darauffolgenden Abschnitt wird die Nahfeldmessung erläutert, die als Datengrundlage für die Stromrekonstruktion dient. Anschließend wird die oben vorgestellte Erweiterung des Rekonstruktionsverfahrens anhand der Rekonstruktionsergebnisse überprüft. Zum Schluss werden die berechneten Fernfelder mit den Ergebnissen einer Antennenmessung verglichen.

3.1 Demonstrator-Leiterplatte mit Doppelleiterstruktur

Zur Demonstration der Stromrekonstruktionsverfahren wird eine Leiterplatte untersucht, die eine Doppelleiterstruktur trägt (Abbildung 1). Die Leiterplatte ist zweilagig und hat eine Substratdicke von 1,5 mm sowie eine durchgängige Massefläche auf der Unterseite. Über zwei SMB-Buchsen werden die beiden Leiterbahnen L1 und L2 am Nahende (bei $y \approx 21,75$ mm) durch eine externe Signalquelle angeregt. Die Terminierung erfolgt am Fernende (bei $y \approx 127,3$ mm) jeweils durch 50- Ω -Widerstände, die über einen gemeinsamen 0- Ω -Widerstand und einem Via an die Massefläche angeschlossen sind. Beide Leiterbahnen haben eine Gesamtlänge von 107,7 mm (diagonal: 7,4 mm, parallel: 100,3 mm) und einen Abstand von 1,5 mm zueinander. Die Breite der Leiterbahnen beträgt jeweils 0,6 mm. Bei einer angenommenen relativen Permittivität des Leiterplattensubstrats von 4,7 (FR4) ergeben sich für die Leiterbahnen ein Wellenwiderstand von ca. 100 Ω und für die effektive relative Permittivität ein Wert von 3,1.

Die Leiterbahnen L1 und L2 werden von einem batteriebetriebenen Signalgenerator mit Sinussignalen angeregt. Dabei wird die

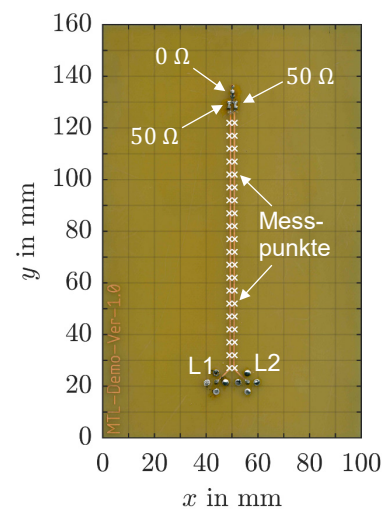


Abbildung 1: Leiterplatte mit Doppelleiterstruktur.

Frequenz der Signale von 30 MHz bis 1 GHz in 10-MHz-Schritten variiert, wobei jede Frequenz für 3 ms anliegt. Es werden mehrere Anregungsszenarien aufgebaut:

- DM-Anregung: Die Leiterbahnen werden mit um 180° phasenverschoben Signalen angeregt.
- CM-Anregung: Über ein T-Stück wird dasselbe Signal an beide Leiterbahnen geführt, sodass diese phasengleich angeregt werden.

3.2 Nahfeldmessung und Parameter für die Stromrekonstruktion

Für die Stromrekonstruktion werden das magnetische Feld in x-Richtung und das elektrische Feld in z-Richtung an den in Abbildung 1 dargestellten Messpunkten gemessen. Die Messpunkte befinden sich 4 mm über den Leiterbahnen. Zur Erfassung der Feldstärken werden die Nahfeldsonden RF-U 2.5-2 und RF-E 10 der Firma Langer EMV-Technik verwendet. Die Messung erfolgt phasenlos mit dem Messempfänger ESRP 3 von Rohde & Schwarz (TD-Scan, RBW: 1 kHz, Detektor: Peak, Filter: EMI). Dabei wird die Messzeit mit 873 ms so gewählt, dass immer drei vollständige Sweeps der Anregung gemessen werden können.

Zur Rekonstruktion wird die Struktur durch Leitersegmente nachgebildet, welche die Leiterbahnen zwischen der SMB-Buchse bis vor die Terminierungswiderstände nachbilden. Der Anfang und das Ende der Leiterbahnen werden durch vertikale Verbindungselemente zur Massefläche nachgebildet. Die Längen der Segmente für jeden geradlinigen Leiterabschnitt werden so gewählt, dass diese maximal 0,2 mm betragen. Sowohl mit der Originalmethode (aus [11]) als auch mit der vorgeschlagenen Erweiterung werden die Stromverteilungen für die untersuchte Leiterplatte rekonstruiert. Für jede Frequenz werden beide Verfahren jeweils 25 Mal ausgeführt. Dabei werden für jede Ausführung neue Anfangswerte generiert. Bei der Verwendung der Erweiterungen zur Rechenzeitoptimierung werden als repräsentative Größen im Vektor \mathbf{I}_R jeweils die Stromwellen ausgewählt, mit denen die Stromverteilung auf dem längsten Leiterabschnitt eines Leiterbahnzugs dargestellt wird.

3.3 Evaluation der Erweiterung zur Rechenzeitoptimierung

Zunächst wird die Performance der Rekonstruktionsmethode mit und ohne die vorgeschlagene Erweiterung zur Rechenzeitoptimierung anhand der Anzahl von Iterationsschritten bewertet, nach denen die Ausführungen des iterativen Verfahrens enden. Hierzu wird für jede Frequenz der Mittelwert der Iterationsschritte von allen 25 Ausführungen ausgewertet. Diese Mittelwerte sind in Abbildung 2 dargestellt. Hierbei fällt auf, dass durch die Erweiterung die Konvergenz der iterativen Verfahren für niedrige Frequenzen verbessert wird. Insbesondere betrifft dies die Szenarien mit DM-Anregungen im Frequenzbereich bis 210 MHz. Bei den Szenarien mit CM-Anregung ist es durch die Erweiterung möglich, die Terminierungsbedingung über die relative Änderung der Lösung für Frequenzen unter 100 MHz zu erreichen. Hinsichtlich des Konvergenzverhaltens des iterativen Verfahrens oberhalb von 210 MHz ist durch die Erweiterung keine Beeinflussung festzustellen.

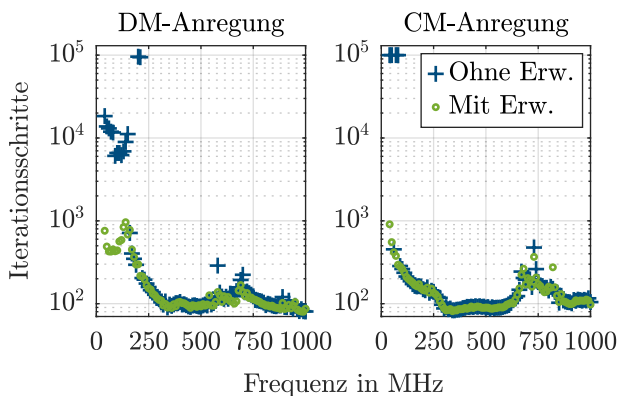


Abbildung 2: Mittelwert der Iterationsschritte der Rekonstruktionsverfahren mit bzw. ohne Erweiterung.

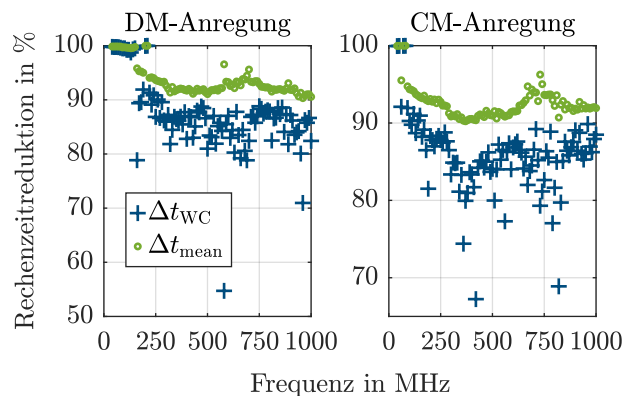


Abbildung 3: Rechenzeitreduktion nach (10) durch die Erweiterung.

Um die Optimierung der Rechenzeit zu untersuchen, werden die Rechenzeiten der Verfahren mit und ohne Erweiterung verglichen. Hierfür werden für jede Frequenz die Minimal-, Maximal- und Mittelwerte der Rechenzeit $t_{(c)}$ einer Ausführung ermittelt. Anhand dieser Werte wird die mittlere Rechenzeitreduktion Δt_{mean} sowie eine Worst-Case-Abschätzung der Rechenzeitreduktion Δt_{WC} wie folgt berechnet:

$$(a) \quad \Delta t_{\text{mean}} = 1 - \frac{\text{mean}\{t_{\text{mit Erw.}}\}}{\text{mean}\{t_{\text{ohne Erw.}}\}}, \quad (b) \quad \Delta t_{\text{WC}} = 1 - \frac{\max\{t_{\text{mit Erw.}}\}}{\min\{t_{\text{ohne Erw.}}\}}. \quad (10)$$

Die so bestimmten Werte für die Rechenzeitreduktion sind in Abbildung 3 dargestellt. Es zeigt sich, dass durch die Erweiterung die Rechenzeit im Durchschnitt um mindestens 90 % reduziert wird. Im Worst Case beträgt die Reduktion ca. 55 %.

Zusätzlich wird untersucht, ob die Erweiterung des Verfahrens die Qualität der Rekonstruktionsergebnisse beeinflusst. Hierbei werden die rekonstruierten Ströme am Nahende der Leiterbahnen ausgewertet. Es werden nur die Rekonstruktionsergebnisse berücksichtigt, bei denen die Terminierung der Leiterbahnen passiv ist. Für jede Frequenz wird der Medianwert der so identifizierten rekonstruierten Ströme verwendet. Zusätzlich werden Referenzwerte anhand von Streuparametermessungen ermittelt. Zur Charakterisierung der Leiterplatte und des Signalgenerators wird der Netzwerkanalysator E5071B von Keysight Technologies verwendet (IFBW: 100 Hz). Anhand der gemessenen Ausgangsleistung des Signalgenerators werden Referenzwerte für die Eingangsströme berechnet.

In Abbildung 4 sind die rekonstruierten Ströme sowie die so ermittelten Referenzwerte dargestellt. Abgesehen von wenigen Ausnahmen sind keine signifikanten Unterschiede zwischen den Rekonstruktionsergebnissen der iterativen Verfahren mit und ohne die Erweiterung zur Rechenzeitoptimierung zu erkennen. Daher kann eine Minderung der Rekonstruktionsqualität durch die Erweiterung ausgeschlossen werden. Es ist zu beobachten, dass die Abweichung der rekonstruierten Ströme gegenüber den Referenzwerten für die Szenarien mit DM-Anregung maximal 6 dB beträgt. Für die Szenarien mit CM-Anregung liegen die Abweichungen für den Eingangsstrom L2 im gleichen Rahmen. Lediglich für den Eingangsstrom von L1 werden höhere Abweichungen bestimmt, die jedoch nicht größer als 14 dB sind.

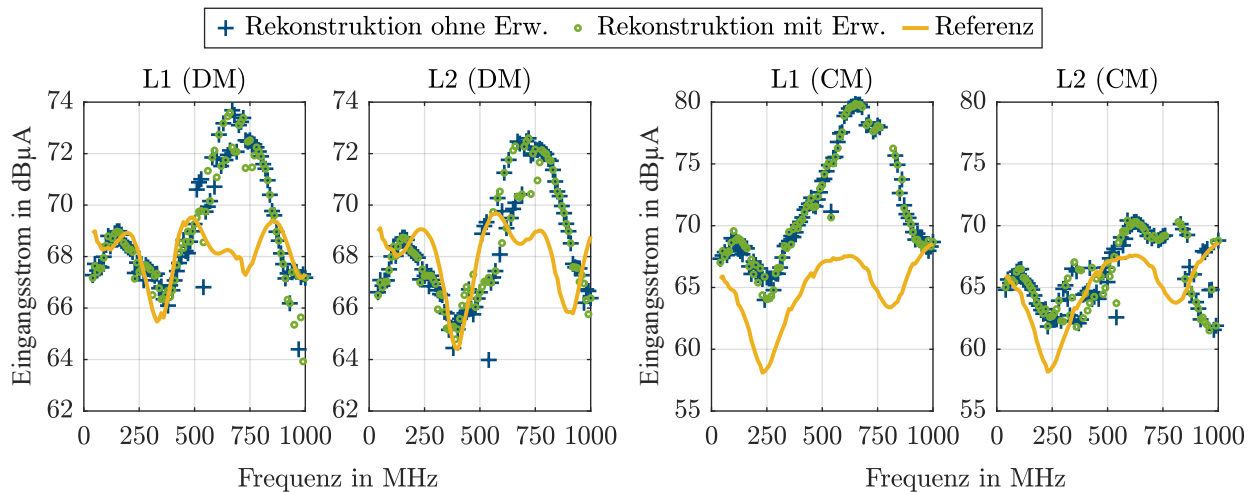


Abbildung 4: Rekonstruierte Ströme und Referenzdaten am Nahende der Leiter L1 und L2 für die DM- (links) und CM-Anregung (rechts).

3.4 Vergleich der Feldprädiktion gegenüber einer Antennenmessung

Basierend auf der rekonstruierten Stromverteilung mit dem in [13] vorgestellten Feldmodell wird das emittierte elektrische Feld berechnet. Hierbei wird der rekonstruierte Strom jedes Segments verwendet und das emittierte Feld unter der Annahme berechnet, dass die Feldquelle punktförmig ist. Auf diese Weise wird die emittierte elektrische Feldstärke am Punkt (1,52 m|0 m|0,3 m) bestimmt. Die Angabe bezieht sich auf das Koordinatensystem der Leiterplatte in Abbildung 1.

Um die Qualität der so ermittelten elektrischen Feldstärke zu überprüfen, wird die tatsächlich auftretende Feldstärke mit einer Antennenmessung in einer Absorberkammer bestimmt, die bis 1 GHz den Anforderungen nach CISPR-25 [2] genügt. Hierfür wird die untersuchte Leiterplatte in einen Aluminiumrahmen eingesetzt und auf einem Kupfertisch positioniert. Die Massefläche der Leiterplatte, der Aluminiumrahmen und der Kupfertisch bilden einen Schirm, in dem der Signalgenerator untergebracht ist. Der Tisch hat die Abmessungen 2000 mm × 1000 mm und ist nicht mit dem leitfähigen Boden der Absorberkammer verbunden. Für die Messung der Feldstärke wird die Antenne CBL 6141B von Teseq verwendet. Die Antenne wird so positioniert, dass der Referenzpunkt am Beobachtungspunkt liegt. Abbildung 5 zeigt ein Foto der Antennenmessung. Der Abstand zwischen der Leiterplatte und der Antennenspitze beträgt 1 m in x-Richtung. Weitere geometrische Angaben sind in Abbildung 5 dargestellt. Für die Messung des Signals am Antennenfußpunkt wird der Messempfänger ESRP 3 mit den oben genannten Messparametern verwendet.

Um die Messwerte der Antennenmessung mit den auf Basis der Stromrekonstruktion bestimmten Feldstärken zu vergleichen, werden die Umgebungseinflüsse der Absorberkammer bestimmt und aus den Messwerten herausgerechnet. Dazu wird das Feld von zwei Monopolstrukturen mit dem in Abbildung 5 dargestellten Aufbau gemessen und ausgewertet. Hierbei werden die horizontalen und vertikalen Monopolstrukturen aus Abbildung 6 verwendet, um jeweils eine aussagekräftige Anregung der horizontalen und vertikalen Feldkomponente an der Antenne zu erzeugen. Die Strukturen sind jeweils mit einem Draht mit einem Durchmesser von 0,275 mm aufgebaut und sie werden mit dem oben beschriebenen Signalgenerator gespeist. Um die Umgebungseinflüsse zu bestimmen, werden die Differenzen der gemessenen Feldstärken gegenüber den Feldstärken bestimmt, die in einer Feldsimulation für diese Strukturen berechnet werden. In der hierfür aufgebauten Simulation in CONCEPT-II [14] ist dabei die Massefläche der Leiterplatte, auf der die Monopolstrukturen aufgebaut sind, als unendlich weit ausgedehnt realisiert. In Abbildung 7 sind die so ermittelten Differenzen jeweils für die horizontale und vertikale Feldstärke dargestellt. Zusätzlich werden in der Abbildung die Korrekturfaktoren präsentiert, die sich anhand einer linearen Regression für eine Gerade aus diesen Differenzen ergibt. Mit diesen Faktoren werden die Messwerte der Antennenmessung korrigiert, um sie mit den Werten der Feldprädiktion zu vergleichen.

In Abbildung 8 sind die Ergebnisse der emittierten elektrischen Feldstärken dargestellt. Wie in Abschnitt 3.2 erläutert, handelt es sich bei den berechneten Feldstärken in der Abbildung um die Medianwerte

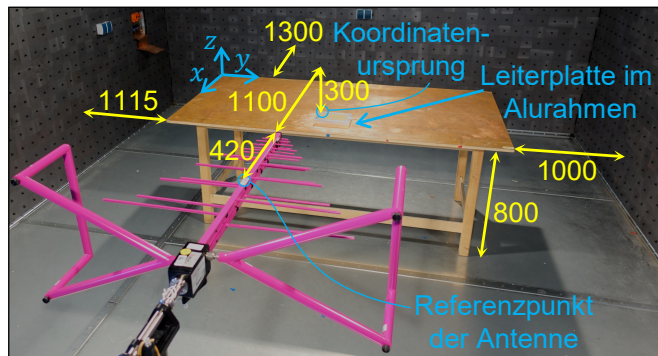


Abbildung 5: Aufbau der Antennenmessung (Angaben in mm).

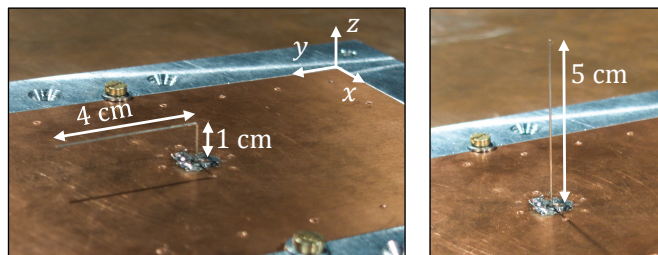


Abbildung 6: Horizontale (links) und vertikale (rechts) Monopolstruktur.

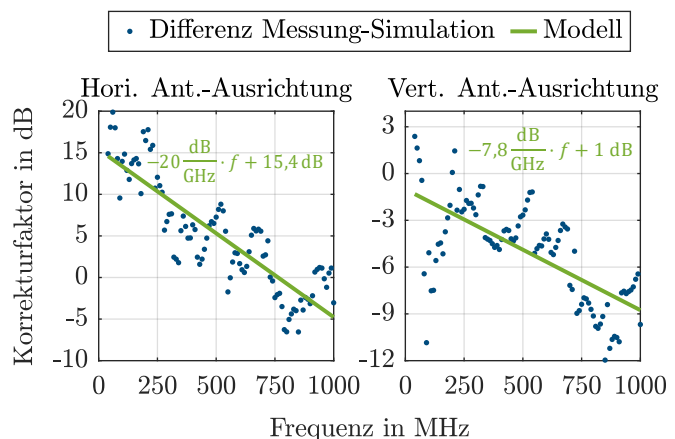


Abbildung 7: Differenz der gemessenen und simulierten Feldstärke und linearer Korrekturfaktor bei horizontaler und vertikaler Antennenausrichtung.

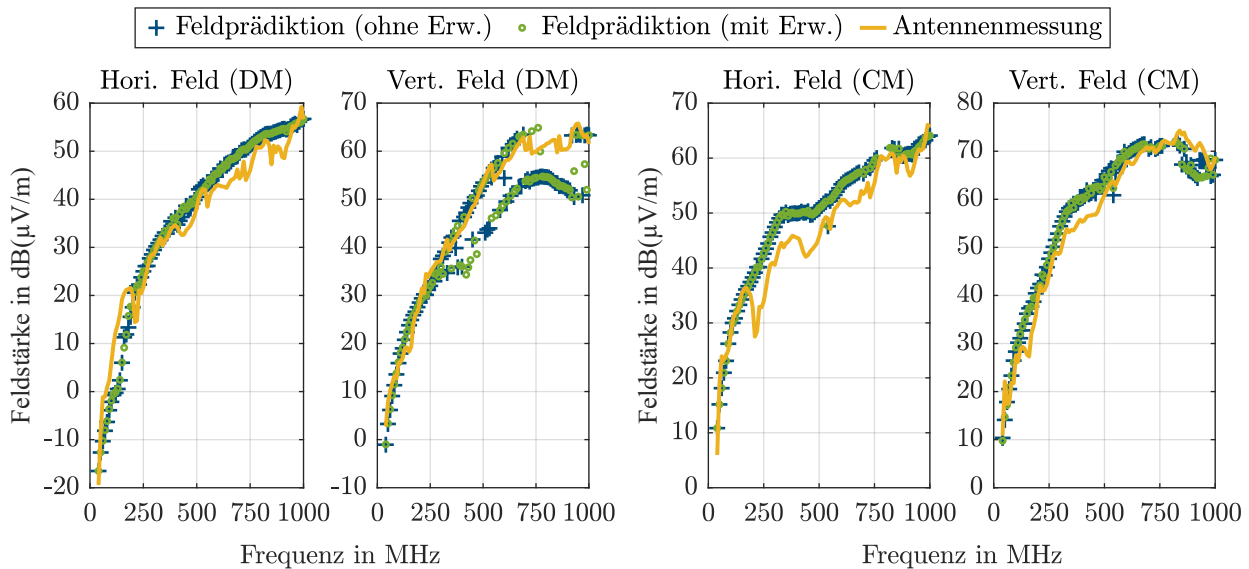


Abbildung 8: Feldprädiktion der emittierten elektrischen Feldstärken auf Basis der rekonstruierten Stromverteilung und korrigierte Feldstärke der Antennenmessung für die DM- (links) und CM-Anregung (rechts).

der Rekonstruktionsergebnisse, für welche eine passive Terminierung der Leiterbahnen berechnet wird. Die Feldprädiktion zeigt im Allgemeinen eine gute Übereinstimmung mit den Werten der Antennenmessung. Für die Szenarien mit DM-Anregung sind größere Abweichungen nur für das vertikale Feld zu beobachten. Die Ergebnisse der Feldprädiktion dieser Komponente bilden im Frequenzbereich über 250 MHz zwei unterschiedliche Kurven, wobei die Kurve mit den höheren Amplituden eine geringe Abweichung gegenüber der Antennenmessung aufweist. Bei den Szenarien mit einer CM-Anregung ist kein solches Verhalten zu beobachten. Lediglich im Frequenzbereich von ca. 200 MHz bis 500 MHz sind insbesondere für das horizontale Feld größere Abweichungen der Feldprädiktion gegenüber der Antennenmessung zu beobachten. Dabei fällt auf, dass für die CM-Szenarien die Abweichungen der Feldprädiktion zu der Antennenmessung geringer ausfallen als die Abweichungen der rekonstruierten Ströme gegenüber den Referenzwerten in Abschnitt 3.3. Es lässt sich vermuten, dass die Summenströme in diesen Szenarien zwar gut bestimmt werden, jedoch die Rekonstruktion der einzelnen Leiterbahnströme mit einem größeren Fehler erfolgt.

4 Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag wird ein nahfeldbasiertes Stromrekonstruktionsverfahren erweitert und evaluiert, das für die entwicklungsbegleitende Bestimmung der Feldemission im Entwicklungsprozess von Leiterplatten geeignet ist. Die eingeführte Erweiterung basiert auf einer Variablenreduktion und optimiert somit die Rechenzeit des Verfahrens. Basierend auf der Untersuchung einer Doppelleiterstruktur wird diese Erweiterung mit Messdaten evaluiert. Es wird festgestellt, dass sie die Rechenzeit im Mittel um mindestens 90 % reduziert, ohne die Qualität der Rekonstruktion zu beeinflussen. Die Erweiterungen bewirken zudem eine Verbesserung der Konvergenzeigenschaften der Stromrekonstruktion bei niedrigen Frequenzen. Die rekonstruierten Ströme werden mit gemessenen Strömen verglichen. Es zeigt sich, dass diese nur geringfügig abweichen. Mit Hilfe der rekonstruierten Ströme werden die elektrischen Fernfelder berechnet und mit den Ergebnissen einer Antennenmessung verglichen. Dabei wird nachgewiesen, dass mit den Ergebnissen der nahfeldbasierten Stromrekonstruktion eine gute Prädiktion der Feldemission möglich ist.

Im Rahmen weiterer Arbeiten sollten die hier vorgestellten Untersuchungen vertieft werden. Es könnte z.B. untersucht werden, ob nicht nur die von allen Leiterbahnen abgestrahlte Gesamtfeldstärke korrekt bestimmt wird, sondern auch, ob die Beiträge der einzelnen Leiterbahnen zum resultierenden Feld aus den Nahfelddaten gut rekonstruiert werden können. Dabei ist besonders interessant, ob sich gegenseitig kompensierende Ströme korrekt identifizierbar sind.

Literatur

- [1] Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement, CISPR 11 Ed. 6.2, International Electrotechnical Commission, 2019.
- [2] Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers, CISPR 25 Ed. 5, International Electrotechnical Commission, 2021.
- [3] T.-H. Song, X.-C. Wei, J.-J. Ju, W.-T. Liang, und R. X.-K. Gao, „An Effective EMI Source Reconstruction Method Based on Phaseless Near-Field and Dynamic Differential Evolution“, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Bd. 64, Nr. 5, S. 1506-1513, Okt. 2022, doi: [10.1109/TEMC.2022.3181142](https://doi.org/10.1109/TEMC.2022.3181142).
- [4] M. Wehr und G. Mönich, „Detection of radiation leaks by spherically scanned field data“, in 10th Int. Zurich Symp. and Tech. Exhib. on Electromagn. Compat., Zürich, 1993, S. 337-342.
- [5] Z. A. Wang, J. F. Mao, L. J. Jiang, und P. Li, „Localization and Identification of EMI Sources in Shielding Enclosures Based on a Two-Step Source Reconstruction Method“, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Bd. 65, Nr. 4, S. 972-981, Aug. 2023, doi: [10.1109/TEMC.2023.3261400](https://doi.org/10.1109/TEMC.2023.3261400).
- [6] D. Rinas, „Erstellung von Leiterplatten-Abstrahlmodellen unter Beachtung der dominanten Strompfade“, Dissertation, Technische Universität Dortmund, 2018. doi: [10.17877/DE290R-19073](https://doi.org/10.17877/DE290R-19073).
- [7] H. Weng, D. G. Beetner, R. E. DuBroff, und J. Shi, „Estimation of High-Frequency Currents From Near-Field Scan Measurements“, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Bd. 49, Nr. 4, S. 805-815, Nov. 2007, doi: [10.1109/TEMC.2007.908264](https://doi.org/10.1109/TEMC.2007.908264).
- [8] Q. Chen, S. Kato, und K. Sawaya, „Estimation of Current Distribution on Multilayer Printed Circuit Board by Near-Field Measurement“, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Bd. 50, Nr. 2, S. 399-405, Jan. 2008, doi: [10.1109/TEMC.2008.921028](https://doi.org/10.1109/TEMC.2008.921028).
- [9] R. Nowak und S. Frei, „Reconstruction of Current Distribution on a Given Conductor Structure Using Frequency Domain Near-Field Data without Phase Information“, in 2019 Int. Symp. on Electromagn. Compat. - EMC EUROPE, IEEE, Sep. 2019, S. 668-673. doi: [10.1109/EMCEurope.2019.8872074](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2019.8872074).
- [10] R. Nowak, A. Henke, und S. Frei, „Characterization of EMI Sources from Reconstructed Current Distributions Based on Phase-Less Electric and Magnetic Near-Field Data“, in 2020 Int. Symp. on Electromagn. Compat. - EMC EUROPE, Sep. 2020, S. 1-6. doi: [10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245636](https://doi.org/10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245636).
- [11] R. Nowak und S. Frei, „Investigation of an Iterative Method for Finding of Currents, Voltages and Termination Impedances of PCB Traces Based on Phase-less Near-field Data“, in 2021 IEEE Int. Joint EMC/SI/PI and EMC EUROPE Symp., Juli 2021, S. 509-514. doi: [10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559240](https://doi.org/10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559240).
- [12] P. E. Gill, W. Murray, und M. H. Wright, Practical optimization, 11. Auflage. San Diego: Academic Press, 1997.
- [13] D. A. Hill, D. G. Camell, K. H. Cavcey, und G. H. Koepke, „Radiated emissions and immunity of microstrip transmission lines: theory and reverberation chamber measurements“, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Bd. 38, Nr. 2, S. 165-172, Mai 1996, doi: [10.1109/15.494619](https://doi.org/10.1109/15.494619).
- [14] CONCEPT-II, Version 12.0 (build no. 53). Institut für Theoretische Elektrotechnik, Technische Universität Hamburg.