

Methoden zur Optimierung von Störaussendungsmodellen für Platinenstrukturen auf Basis von Nahfeldmessdaten

Dipl.-Ing. Denis Rinas, Technische Universität Dortmund, Dortmund

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

1 Einleitung

Viele standardisierte Messmethoden, beispielsweise die Antennenmessverfahren nach CISPR 25 [1] zur Beurteilung der elektromagnetischen Störaussendung von Kfz-Systemen haben einige Nachteile. So sind zum Beispiel große und kostspielige Absorberhallen notwendig. Um die Störcharakteristik eines komplexen Systems ausreichend zu beschreiben, ist ein einzelner Feldstärkemesswert meist nicht ausreichend. Zudem ist es nicht möglich, mit den Messdaten ein Verhaltensmodell für simulatorische Untersuchungen zu erstellen.

Grundsätzlich können Störungen unterteilt werden in die Aussendung der Platinen und ihrer Gehäuse sowie in die Aussendung der Kabelbündel. Sind in niedrigeren Frequenzbereichen die Emissionen der Kabelbündel dominant, so steigt bei höheren Frequenzen oft der Störeinfluss der Platinen an.

Um das elektromagnetische Feld einer Platinenstruktur vollständig zu erfassen, muss diese in ein simulatorisch verwendbares Modell mit reduzierter Komplexität überführt werden. Mit Kenntnis des elektromagnetischen Feldes in einer ausgedehnten Ebene über dem Objekt kann die Feldverteilung oberhalb dieser Ebene bestimmt werden [1] und die Modellerstellung auf die Lösung eines inversen Problems und die Berechnung von approximierenden Quellen (z.B. Elementardipole) zurückgeführt werden [2, 3], welche die gleiche Feldverteilung erzeugen.

Lösungsmethoden für dieses inverse Problem, in denen die Quellen gleichverteilt und ohne Bezug zueinander angeordnet werden, führen oft zu großen Abweichungen zwischen Modell und der zu approximierenden Struktur. Diese Abweichungen sind auch durch unvermeidbare Messfehler bedingt. Da die Messfehler meist in der Messung der Phase auftreten [3] kann die komplexe Feldverteilung lediglich an die gemessenen Amplituden angenähert werden. Diese Problemstellung wurde in [4] untersucht. Andere Herangehensweisen nutzen Optimierungsmethoden, in denen die örtliche Verteilung, Orientierung und Amplitude der Quellen variiert werden, bis die Feldcharakteristik des Modells und des PCBs in der Referenzebene übereinstimmen [5]. Diese Methoden erzeugen oft ungenaue Modelle und führen zu einem hohen Berechnungsaufwand.

Methoden, um die physikalischen Abhängigkeiten zwischen den Quellen in den Prozess der Modellgenerierung einzubeziehen, reduzieren die freien Modellparameter, verringern den Berechnungsaufwand und erhöhen die Modellgenauigkeit [6].

Da die Stromverteilung auf Platinen maßgeblich an die Leiterbahngeometrie gebunden ist, kann die örtliche Verteilung der Quellen eingeschränkt werden. Des Weiteren sind die Amplituden und Phasen der approximierenden Quellen durch die Strombahnen der Platine miteinander korreliert. Zur Ermittlung der Stromverteilung

auf der Platinenstruktur können mechanische CAD-Daten oder hochauflösenden Nahfeldscans verwendet werden.

In diesem Beitrag werden optimierte Methoden zur Modellierung und Ermittlung der Störaussendung im Fernfeld aus Nahfeldmessdaten für Platinen präsentiert. Die erzeugten Modelle ermöglichen verschiedene Anwendungen.

2 Generierung des approximierenden Modells

In den folgenden Abschnitten werden Verfahren und Optimierungsmethoden zur Generierung von elektromagnetisch äquivalenten Modellen planarer Strukturen dargestellt.

Im einfachsten Fall besteht das Störaussendungsmodell einer planaren Struktur aus einer Massefläche, deren Abmessungen der Geometrie der Struktur entsprechen und einer Matrix gleichverteilter elektrischer Elementardipole. Sie werden in Anordnungen von drei orthogonal zueinander ausgerichteten Quellen platziert. Das Magnetfeld einer Dipolanordnung im freien Raum ergibt sich zu [6]:

$$H_x = \psi_z I_{0y} - \psi_y I_{0z}, \quad H_y = -\psi_z I_{0x} + \psi_x I_{0z}, \quad H_z = \psi_y I_{0x} - \psi_x I_{0y} \quad (1)$$

Wobei I_{0x} , I_{0y} und I_{0z} die Dipolströme bzw. das Dipolmoment der orthogonalen Quellen und H_x , H_y und H_z die magnetischen Feldvektoren an der Raumkoordinate $P(x, y, z)$ darstellen. ψ_x , ψ_y , ψ_z beschreiben die Dipolposition, den Beobachtungspunkt P und die Wellenausbreitung im kartesischen Koordinatensystem.

Ziel ist nun die Störaussendungen der Struktur zu modellieren, indem sie lediglich anhand ihres magnetischen Nahfelds im äquivalenten Modell abgebildet wird. Das magnetische Gesamtfeld des Modells ergibt sich aus der Überlagerung der Felder der Dipolanordnungen. Die Quellenströme I_0 der Einzeldipole können nun so berechnet werden, dass das magnetische Nahfeld der Struktur möglichst exakt approximiert wird. Um die Ströme zu bestimmen, wird zunächst das Magnetfeld an N diskreten Messpunkten in einer Referenzebene oberhalb der Struktur gemessen und anschließend für jede diskrete Frequenz ein lineares Gleichungssystem aufgestellt. Die Lösung des Gleichungssystems ergibt sich zu

$$I_0 = \Psi^{-1}H \quad (2)$$

Hier beschreibt I_0 den komplexen Quellenstrom der Elementardipole und H das komplexe magnetische Referenznahfeld. Die Matrix Ψ beschreibt die Wellenausbreitung mit den festen geometrischen Parameter der Dipolposition $D(x_0, y_0, z_0)$, des Beobachtungspunktes $P(x, y, z)$, des Abstands r , sowie die Ausbreitungskonstante k_0 .

2.1 Methoden zur Optimierung der Quellenidentifikation

Um die Störaussendungen einer planaren Struktur mit dem gezeigten Verfahren exakt zu bestimmen, muss die Referenznahfeldebene über eine ausreichende räumliche Ausdehnung verfügen. Außerdem muss die Diskretisierung der

Messpunkte und der Dipolanordnung ausreichend hoch sein. Da das Modell lediglich an die Charakteristik des magnetischen Nahfelds angepasst ist, führen Messungenauigkeiten sofort zu Fehlern im Modell und in der Approximierung der Störaussendungen.

In den folgenden Abschnitten werden verbesserte Methoden der Quellenidentifikation vorgestellt und miteinander verglichen, durch die das äquivalente Modell durch Nebenbedingungen ergänzt wird. Somit werden die freien Quellenparameter reduziert, die physikalischen Eigenschaften des Modells besser an die reale Struktur angepasst und die Modellgenauigkeit erhöht.

2.1.1 Quellenverteilung anhand der möglichen Strompfade und Korrelation der Dipolstromphasen

Der erste Schritt zur Verbesserung des Modells ist der Einsatz von mechanischen CAD-Daten oder hochauflösenden Nahfeldscans zur Lokalisation der möglichen bzw. dominanten Strompfade. Mit Kenntnis der Hauptstrompfade müssen die Quellen nicht länger gleichverteilt angeordnet werden, sondern können so besser an die Stromverteilung und realen physikalischen Eigenschaften der planaren Struktur angepasst werden (Abb. 1). Im nächsten Schritt werden bei der Lösung des inversen Problems die Quellen entlang der möglichen Strompfade nicht länger als unabhängig betrachtet. Die Phasen der Dipolströme werden miteinander korreliert. Für eine örtliche Diskretisierung der Dipolanordnung Δd ergibt sich eine maximale Phasenverschiebung zwischen zwei benachbarten Quellenströmen zu

$$\Delta\varphi_{\max} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d \quad (3)$$

Mit Einhaltung von (3) werden Phasensprünge, größer als $\Delta\varphi_{\max}$, verhindert und die physikalische Übereinstimmung des Modells mit der zu approximierenden planaren Struktur nimmt weiter zu.

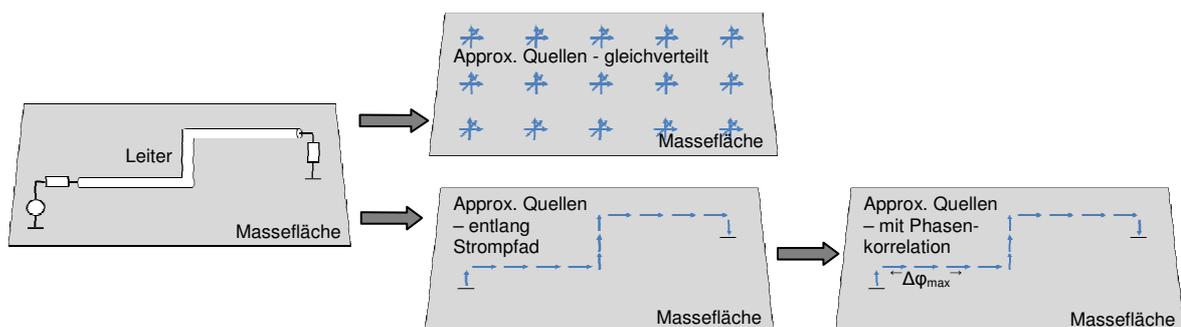


Abbildung 1: Platine (links); approximierendes Modell mit gleichverteilten Quellen (rechts oben); Modell mit Quellen entlang des Strompfades (rechts unten)

2.2 Integration in das Verfahren zur Quellenidentifikation

Es gilt nun die Ideen in die Modellgenerierung einzubinden. Wie schon erwähnt basiert die Identifikation der approximierenden Quellen auf elektromagnetischen Nahfelddaten der zu untersuchenden Struktur. Hier sind zwei Herangehensweisen

von Interesse. Wie in [4] dargestellt besteht die Möglichkeit, die Störaussendung des Modells lediglich an die gemessenen Nahfeldamplituden anzupassen. Dies bedarf einer Erhöhung der Menge an Messdaten und rechenzeitaufwendigen Optimierungsmethoden, um den Umstand der fehlenden Phaseninformation möglichst gut auszugleichen. Werden die gezeigten physikalischen Eigenschaften der Struktur in das Verfahren eingebunden und damit die freien zu ermittelnden Quellenparameter reduziert, können die Berechnungszeit des Modells und auch dessen Genauigkeit optimiert werden. Dies wurde in [6] gezeigt. Aber auch hier kann es zu Abweichungen kommen.

Am geeignetsten erscheint ein Modell dessen physikalische Eigenschaften an die Teststruktur angepasst sind und dessen freie Parameter aus dem komplexen Nahfeld gewonnen werden (Abb. 2).

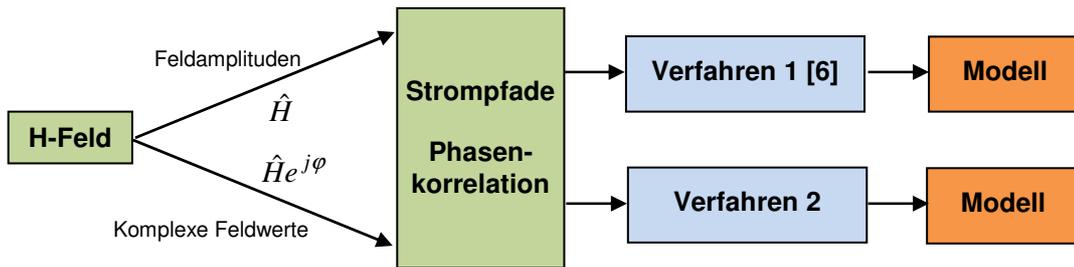


Abbildung 2: Verfahren zur Quellenidentifikation

Das Verfahren gliedert sich in mehrere Teilschritte. Schritt eins und Schritt zwei entsprechen dem Verfahren aus [6]. Damit wird im ersten Schritt die Quellenanordnung anhand der möglichen Strompfade festgelegt. Im zweiten Schritt wird für jeden Strompfad die maximale Phasenverschiebung $\Delta\varphi_{max}$ anhand der Modellfrequenz und der örtlichen Diskretisierung im Pfad berechnet. Diese Annahmen gehen als feste Modellparameter in den Modellierungsprozess ein. Der nächste Schritt besteht aus der Wahl einer Startphase $\varphi_{k,1}$ für die erste Quelle jedes Strompfades k und anschließend die Bestimmung der Phasenverschiebung $\Delta\varphi_k$ zwischen den Quellen im Pfad mit

$$-\Delta\varphi_{max} < \Delta\varphi_k < \Delta\varphi_{max} \quad (4)$$

unter Beachtung von $\Delta\varphi_{max}$. Mit $\varphi_{k,1}$ und $\Delta\varphi_k$ können die übrigen Stromphasen φ_k berechnet werden, so dass lediglich die Amplituden der Quellen mittels Lösung eines linearen Gleichungssystems bestimmt werden müssen:

$$\begin{pmatrix} \Psi_1(D_1)e^{j\varphi(D_1)} & \Psi_1(D_2)e^{j\varphi(D_2)} & \dots & \Psi_1(D_M)e^{j\varphi(D_M)} \\ \Psi_2(D_1)e^{j\varphi(D_1)} & \Psi_2(D_2)e^{j\varphi(D_2)} & \dots & \Psi_2(D_M)e^{j\varphi(D_M)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Psi_n(D_1)e^{j\varphi(D_1)} & \Psi_n(D_2)e^{j\varphi(D_2)} & \dots & \Psi_n(D_M)e^{j\varphi(D_M)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A(D_1) \\ A(D_2) \\ \dots \\ A(D_M) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \dots \\ H_N \end{pmatrix} \quad (5)$$

Hierbei beschreibt Ψ wieder die geometrischen Parameter der Dipole D_1 - D_M und des Beobachtungspunktes und die Wellenausbreitung. φ beschreibt die Phasen der Dipolströme. A steht für die Amplituden der Quellenströme. H_n ist das gemessene magnetische Nahfeld in N diskreten Feldpunkten in der Referenzebene oberhalb der zu untersuchenden Struktur. Um das Referenznahfeld zu approximieren gilt es, den freien Parameter $\varphi_{k,1}$ und den beschränkten Parameter $\Delta\varphi_k$ zu variieren, bis eine maximale Übereinstimmung erreicht ist. Dazu werden Optimierungsverfahren angewendet. In die Minimierungsfunktion geht der quadratische Fehler der Feldabweichung ein. Der Prozess der Modellerstellung ist in Abbildung 3 dargestellt.

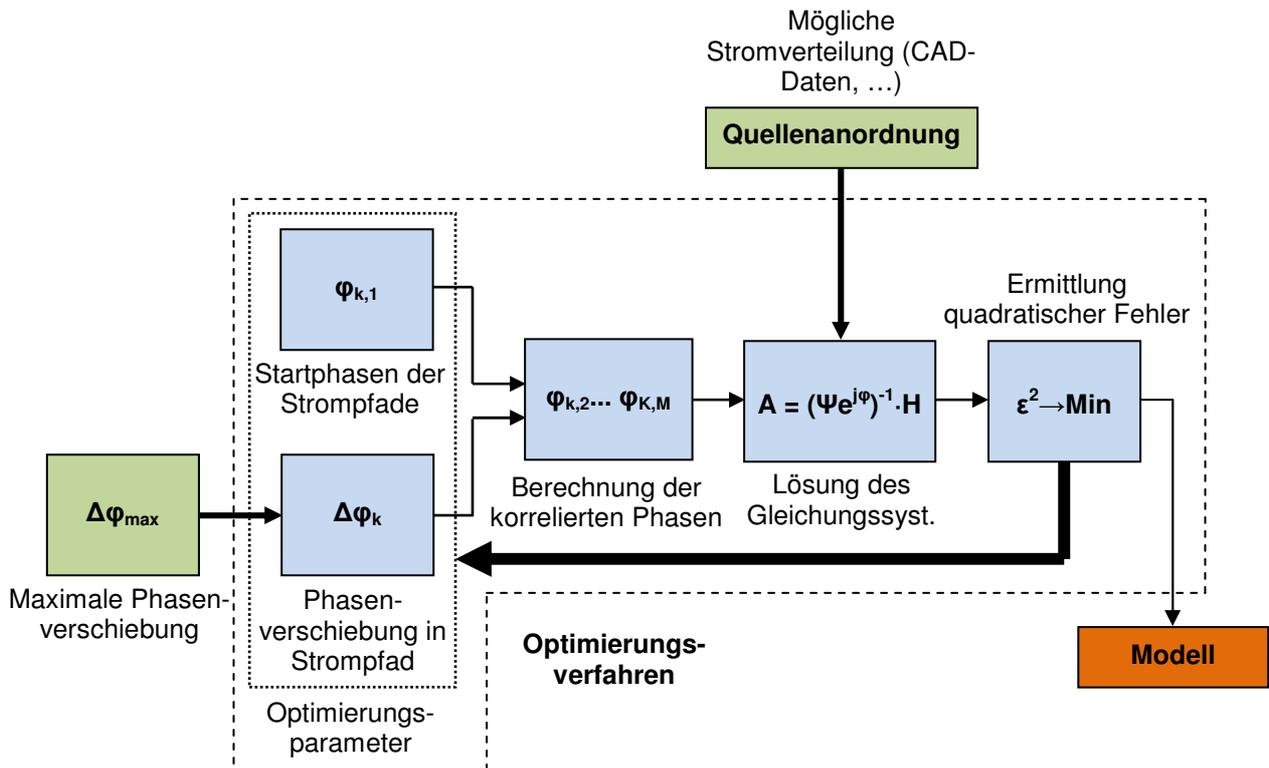


Abbildung 3: Prozess der Quellenidentifikation (Verfahren 2)

3 Ergebnisse

Im folgenden Abschnitt werden exemplarische Ergebnisse für Optimierungen mit den vorgestellten Quellenidentifikationsverfahren gezeigt. Das beschriebene Verfahren (Verfahren 2) wird anhand einer Konfiguration getestet und mit dem Störaussendungsmodell gleichverteilter Quellen verglichen. Anschließend erfolgt ein Vergleich der Methode mit dem Verfahren aus [6] (Verfahren 1). Die der Identifikation zugrunde liegenden magnetischen Nahfelddaten der Referenzebene entstammen numerischen Simulationsdaten auf Basis der Momentenmethode (MoM). Als Optimierungsverfahren wird Simulated Annealing verwendet und hinsichtlich der Konvergenzgeschwindigkeit analysiert.

3.1 Zweileiter-Teststruktur

Untersucht wird ein Zweileitersystem (Abb. 4). Es besteht aus einer $0,16 \times 0,12$ m großen Massefläche, einem Leiter L_1 ($l = 0,045$ m) und L_2 ($l = 0,12$ m) mit einer Länge von $0,12$ m. Die Spannung der Quellen liegt bei 1 V, mit einem Innenwiderstand von jeweils 50Ω ; der Abschluss von L_1 besteht aus einer Parallelschaltung eines Widerstands von 10 k Ω und einer Kapazität von 100 pF; der Abschluss von L_2 besteht aus einer Reihenschaltung aus einem 10Ω Widerstand und einer 1μ H Induktivität. Das Magnetfeld wird an 256 diskreten Feldpunkten in der Referenzebene $0,02$ m oberhalb der Struktur ermittelt. Dem Störaussendungsmodell mit gleichverteilten Quellen liegt eine 20×20 -Matrix gleichverteilter Dipolanordnungen zugrunde, den Modellen mit optimierter Quellenanordnung und Phasenkorrelation insgesamt 40 Dipole.

In Abbildung 5 sind die Nahfeldberechnungen des Magnetfeldes bei $f = 1$ GHz der approximierenden Modelle im Vergleich zur MoM-Simulation dargestellt. Abbildung 6 zeigt den Vergleich des elektrischen Feldes von Verfahren 2 bei $r = 3$ m zu dem elektrischen Feld des Modells mit gleichverteilten Quellen. Abbildung 7 zeigt den Vergleich des elektrischen Feldes von Verfahren 1 und Verfahren 2. Die Felddaten der Teststruktur auf Basis der MoM-Methode dienen jeweils als Referenz. Zum Vergleich der Laufzeiten und Konvergenzgeschwindigkeit werden die Methoden mit unterschiedlichen Optimierungslaufzeiten für jede diskrete Frequenz angesetzt.

Es ist ersichtlich, dass die Approximierung der Störaussendung der Teststruktur bei $r = 3$ m mittels Verfahren 2 wesentlich genauer ist, als die Approximierung auf Basis gleichverteilter Quellen ohne Nebenbedingungen. Schon anhand der Kontourplots ist zu erkennen, dass das magnetische Nahfeld der optimierten Modelle etwas exakter an das Nahfeld der planaren Struktur angepasst ist. Im Vergleich von Verfahren 1 und Verfahren 2 wird ersichtlich, dass das Verfahren auf Basis der komplexen Nahfelddaten der Anpassung an lediglich den Feldamplituden überlegen ist. Dies wird sowohl hinsichtlich der Laufzeit als auch der Anpassung an die Feldcharakteristik der Teststruktur deutlich.

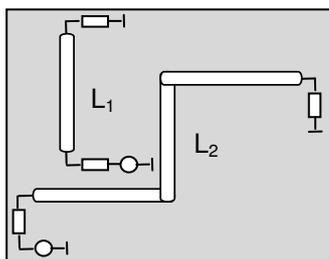


Abbildung 4: Teststruktur

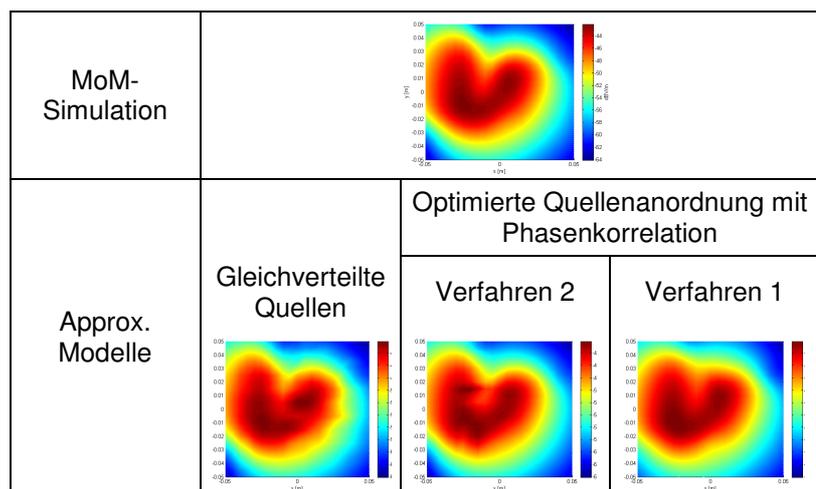


Abbildung 5: Magnetisches Nahfeld bei Höhe $h = 2$ cm der Modelle im Vergleich zur Teststruktur bei 1 GHz

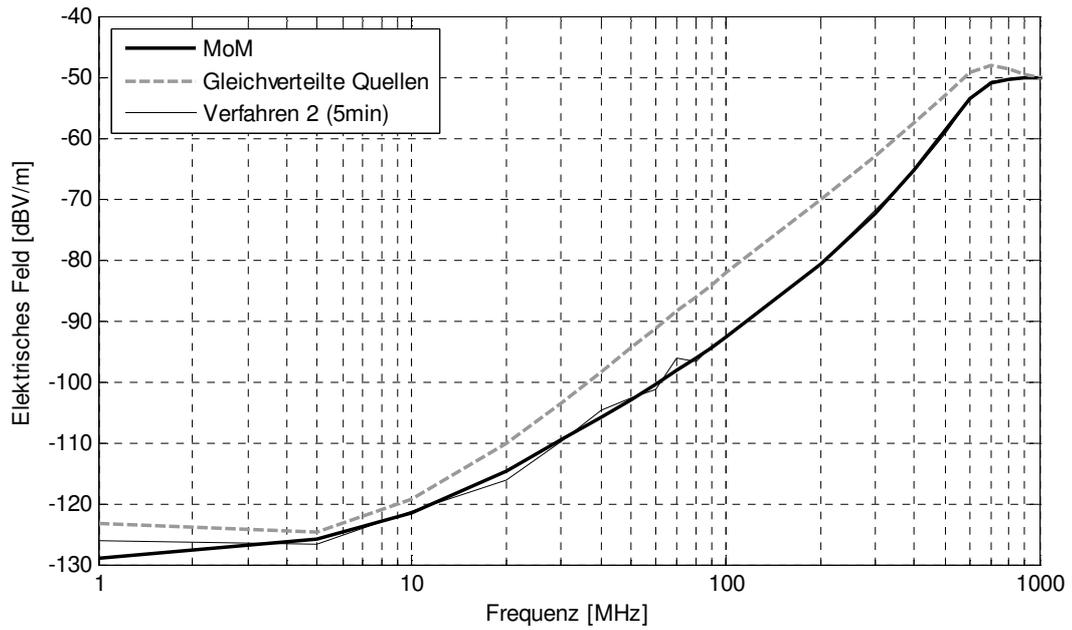


Abbildung 6: Elektrisches Feld des Modells mit gleichverteilten Quellen und des Modells basierend auf Verfahren 2 im Vergleich zum Feld der Teststruktur bei $r = 3$ m

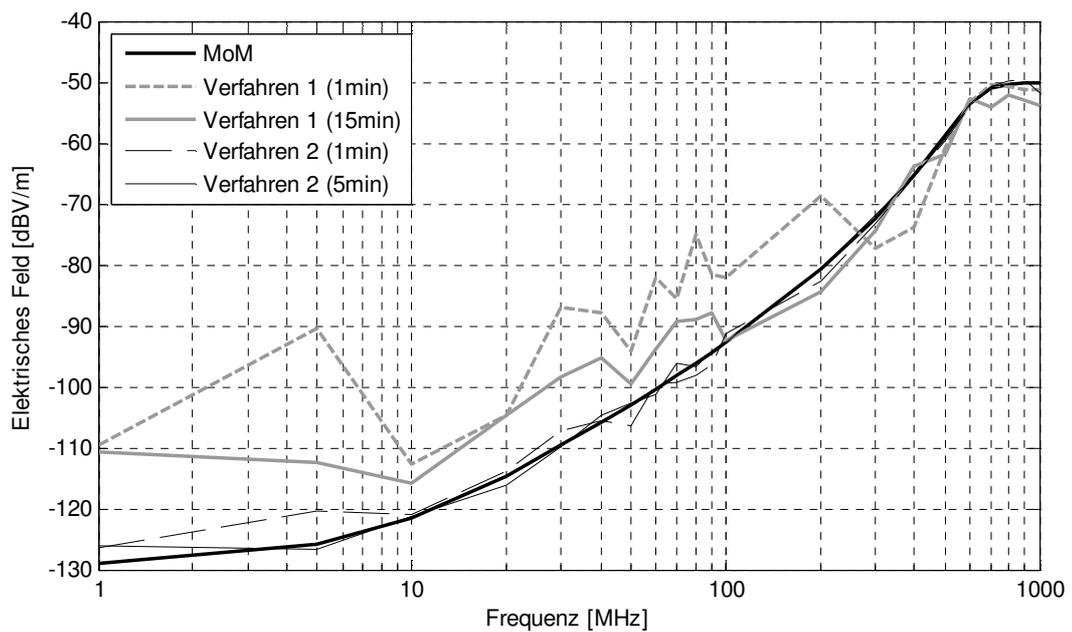


Abbildung 7: Elektrisches Feld der Modelle basierend auf Verfahren 1 und Verfahren 2, bei unterschiedlichen Laufzeiten, im Vergleich zum Feld der Teststruktur bei $r = 3$ m

4 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurden Methoden zur Identifizierung von äquivalenten Quellen für Störaussendungsmodelle von Platinen vorgestellt und miteinander verglichen. Die Quellen werden unter Berücksichtigung der Leiterbahngeometrien angeordnet. Korrelationen der Phasen entlang der möglichen Strompfade sind als Nebenbedingungen in den Berechnungen integriert. Grundlage für die Bestimmung der Quellen können sowohl komplexe Nahfelddaten in einer Messebene oberhalb der zu untersuchenden Struktur sein als auch allein die Amplituden des Feldes.

Vergleichende Ergebnisse anhand einer planaren Struktur wurden gezeigt. Hierbei ist festzustellen, dass ein Verfahren mit Anordnung der Quellen unter Beachtung der möglichen Strompfade einem Verfahren mit Gleichverteilung der Quellen, ohne weitere Annahmen und Nebenbedingungen, überlegen ist. Grund dafür sind die Reduzierung der freien Modellparameter und die gezieltere Anpassung an die physikalischen Eigenschaften des zu modellierenden Objekts. Weiterhin ist zu erwähnen, dass ein solches Verfahren optimal auf Basis der Nahfelddaten in Betrag und Phase angewendet werden kann. Dies setzt Nahfelddaten mit möglichst geringen Messfehlern voraus. Es ist notwendig geeignete Messverfahren zu entwickeln und zu erweitern [6]. Außerdem sind weitere Untersuchungen hinsichtlich der Verwendung besser geeigneter Optimierungsverfahren zur Parameterfindung durchzuführen.

5 Literatur

- [1] Constantine A. Balanis, Antenna Theory Analysis & Design, Wiley, 1996
- [2] Yolanda Vives Gilabert, Modélisation des emission rayonnées de composants électroniques, Université de Rouen, 2007
- [3] Xin Tong, D.W.P. Thomas, A. Nothofer, P. Sewell, C. Christopoulos, A Genetic Algorithm Based Method for Modeling Equivalent Emission Sources of Printed Circuits from Near-Field Measurements, APEMC Beijing, 2010
- [4] T. Isernia, G. Leone, R. Pierri, Radiation pattern evaluation from near-field intensities on planes, IEEE Trans. Antennas Propogat., 1996
- [5] J.-R. Regué, M. Ribó, Josep-Maria Garell, A. Martin, A Genetic Algorithm Based Method for Source Identification and Far-Field Radiated Emissions Prediction From Near-Field Measurements for PCB Characterization, IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, 2001
- [6] D.Rinas, S. Niedzwiedz, J. Jia, S. Frei, Optimization Methods for Equivalent Source Identification and Electromagnetic Model Creation based on Near-Field Measurements, EMC Europe York, 2011