

Identifizierung von dominanten Strompfaden auf Platinen aus Nahfeld-Scan-Daten mittels Störunterdrückung und Layout-Daten

Dipl.-Ing. Denis Rinas, TU Dortmund, denis.rinas@tu-dortmund.de

M. Sc. Aqeela Saghir, TU Dortmund, aqeela.saghir@tu-dortmund.de

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, stephan.frei@tu-dortmund.de

1 Einleitung

Alternative Methoden zur Untersuchung des elektromagnetischen Feldes von elektronischen Komponenten haben einige Vorteile gegenüber Antennenmessungen (z.B. ALSE Antennenmessung nach CISPR-25 [1]). Einzelne Feldstärkewerte, welche mit einer Antenne im Übergangs- oder Fernfeld aufgenommen wurden, können nicht die gesamte Abstrahlung eines DUTs beschreiben. Die Reproduzierbarkeit ist oft eingeschränkt [2] und die Identifikation der Strahlungsquellen kann lediglich für einfache Strukturen erfolgen. Der hohe Platzbedarf und die hohen Kosten der Antennenmessumgebung müssen dabei auch beachtet werden. Ist das elektromagnetische Feld in einer unendlich ausgedehnten Ebene oberhalb eines Objektes bekannt, ist ausreichend Information vorhanden um alle Felder oberhalb dieser Ebene zu berechnen [3]. Da es nicht möglich ist das Feld entlang einer unendlichen Ebene zu messen, die Genauigkeit der Messungen begrenzt ist und die Genauigkeit der Nahfeld-Fernfeld Transformation gering sein kann, kann der direkte Ansatz nicht immer gewählt werden. Auch ist die Bestimmung des Fernfelds nicht immer das einzige Ziel, sondern auch die Identifizierung der abstrahlenden und störenden Quellen. Wenn die Quellen bekannt sind, können Strategien zur Störungsunterdrückung entwickelt werden. Dazu muss das inverse Problem zwischen dem resultierenden elektromagnetischen Feld und der verursachenden Stromverteilung auf dem PCB gelöst werden. Nahfeld-Scan-Daten basierende Abstrahlmodelle oder auch äquivalente Strommodelle können in zwei Hauptgruppen unterteilt werden. Die erste Gruppe sind die Feldamplituden basierenden Modelle. Da mit steigender Frequenz die Bestimmung der Phase maßgeblich fehlerbehaftet ist, versuchen entsprechende Methoden die zugehörige Phaseninformation mathematisch wiederherzustellen [4] oder die äquivalenten Ströme unter Vernachlässigung der Phase zu identifizieren [5][6][7]. Diese Verfahren verwenden zumeist Optimierungsalgorithmen, welche die Position, Orientierung, Amplitude und Phase der approximierenden Ströme modifizieren, bis die Nahfeld-Verteilung des Modells und des DUTs übereinstimmen. Obwohl diese Methoden oft gute Ergebnisse erzielen, unterliegen sie der Gefahr der Konvergenz in Richtung lokaler Minima. Des Weiteren sind sie oft mit langen Rechenzeiten verbunden. Bekannte physikalische Eigenschaften der abstrahlenden Ströme können in das Verfahren der Modellerstellung integriert werden, um die Modellgenauigkeit zu erhöhen. Damit können die Zahl der freien Modellparameter und die Stabilität des Modells gegenüber Rauschen verbessert [7] und die Genauigkeit der resultierenden Felder außerhalb des Messbereichs erhöht werden. Hier wird angenommen, dass die Leiterbahngeometrie bekannt ist (Layout-Daten) und die örtliche Verteilung der Strompfade begrenzt werden kann. Weiterhin können die Stromphasen miteinander korreliert werden. Diese Verbesserungen führen zu einer reduzierten Berechnungszeit und erhöhter Modellgenauigkeit. Der zweite Typ ist das auf komplexen Felddaten basierende Modell [8][9]. Hier werden die Quellen aus Amplituden- und Phaseninformation des gemessenen Nahfelds und durch das Lösen eines linearen Gleichungssystems bestimmt. Dieses System kann sehr anfällig für Störungen und die Lösung damit fehlerbehaftet sein. Regularisierungsmethoden zur

Störunterdrückung können in solchen Fällen angewendet werden [8][10]. Außerdem kann eine Vorkonditionierung, mittels a-priori Wissen (Layout-Daten) des Gleichungssystems durchgeführt werden, um eine optimierte Datengrundlage zur Stromidentifizierung zu erhalten. In diesem Beitrag wird eine Methode zur Stromidentifikation auf PCBs, basierend auf der Kenntnis der Layout-Daten und unter Verwendung von Regularisierungsverfahren, vorgestellt. Dieses Verfahren führt zu einem äquivalenten Abstrahlmodell mit verbesserter Genauigkeit und erhöhter Stabilität. Zuerst wird eine Analyse eines Nahfeld-Datensatzes durchgeführt und anhand dessen die Notwendigkeit der Störunterdrückung aufgezeigt. Die Verbesserungen werden mittels Simulationsdaten und einer Rauschanalyse aufgezeigt und die Methode später auf reale Messdaten angewendet.

2 Verfahren zur Stromidentifikation

2.1 Einfluss der Mess- und Modellparameter auf die Lösung

Wenn das Feld in einer unendlichen Ebene oberhalb eines PCBs und seine physikalischen Parameter bekannt sind, sollte die Lösung des inversen Problems ein gutes Abbild der realen Quellen erzeugen. In solch einer theoretischen Betrachtung erzeugt die Lösung eines linearen Gleichungssystems ein genaues Modell mit einer äquivalenten Stromverteilung. Natürlich sind die Messgenauigkeit und die Größe der Ebene begrenzt. Die mit Hilfe des Modells berechneten Felder sind fehlerbehaftet. Die Empfindlichkeit des Systems gegenüber Rauschen in den Eingangsdaten muss demnach gering sein. Dazu werden Nahfeld-Scan-Daten hinsichtlich der variablen Parameter analysiert. Um das Problem der Empfindlichkeit gegenüber Messfehlern zu beschreiben, wird das eindimensionale Fredholm-Integral zur Veranschaulichung verwendet. Aus [11] folgt für die Lösung des Fredholm-Integrals:

$$j_d(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(u_i, h)}{\mu_i} v_i(t) \quad (1)$$

Hier beschreibt j_d die zu identifizierenden Ströme, h steht für das bekannte Nahfeld, u_i und v_i für die Singulärfunktionen des Fredholm-Kerns und μ_i für die Singulärwerte. Wenn h in sein Spektrum zerlegt wird, ist aus (1) ersichtlich, dass ein kleiner Singulärwert μ_i zu einer hohen Verstärkung des entsprechenden Frequenzanteils von h führt. Damit wird Rauschen, welches sich in hohen Spektralanteilen befindet, im Fall einer hohen Konditionszahl verstärkt [11]. In diesen Untersuchungen wurde das magnetische Feld als bekannte rechte Seite des Gleichungssystems angesetzt. Die Ströme werden durch Hertz'sche Dipole repräsentiert. Das lineare Gleichungssystem ist in diesem Fall:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \vec{H}(\vec{r}_1) \\ \vdots \\ \vec{H}(\vec{r}_M) \end{bmatrix}}_{\vec{H}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Psi_{\vec{r}_1, \vec{r}_{Q1}} & \cdots & \Psi_{\vec{r}_1, \vec{r}_{QN}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi_{\vec{r}_M, \vec{r}_{Q1}} & \cdots & \Psi_{\vec{r}_M, \vec{r}_{QN}} \end{bmatrix}}_{\Psi} * \underbrace{\begin{bmatrix} \vec{J}_{Q1} \\ \vdots \\ \vec{J}_{QN} \end{bmatrix}}_{\vec{J}} \quad (2)$$

Hier enthält Vektor H die bekannten Feldwerte, Vektor J die unbekanntes Ströme und die Matrix Ψ ist die lineare Abbildung mit den Ortsvektoren und der Beschreibung der Wellenausbreitung. Um die Ströme eines PCB genau zu ermitteln, muss also eine hohe Konditionszahl der linearen Abbildung vermieden und ein weites Frequenzspektrum der Singulärwerte ermöglicht werden. Die spektrale Anforderung an die Singulärwerte hängt natürlich von der gegebenen Struktur des PCBs ab, so dass in einem stark limitierten

Spektrum die Leiterbahnen nicht ausreichend genau nachgebildet werden können. Abbildung 1 und Abbildung 2 zeigen exemplarisch die Konditionszahlen und spektrale Breite für verschiedene lineare Abbildungen. Es ist ersichtlich, dass die lineare Abbildung für eine hohe Scan-Auflösung und Scan-Höhe schlecht konditioniert ist. Aufgrund der hohen Anzahl von Dipolen ist das Spektrum breit und die kleinen Singulärwerte im hohen Frequenzbereich führen zu einer starken Verstärkung von Rauschen (Fall 1). Wo hingegen im Falle einer geringen Scan-Auflösung und geringen Scan-Höhe die lineare Abbildung gut konditioniert ist. Die geringe Anzahl an Dipolen führt zu einem schmalen Spektrum (Fall 2). Natürlich hängt die Konditionszahl vom Verhältnis der Anzahl der Scan-Punkte und ihrer Position zur Anzahl der Dipole und deren Position ab. Somit ist es nicht ausreichend die Scan-Auflösung und Scan-Höhe zu verringern und die Anzahl der Dipole zu erhöhen. Eine geringe Anzahl von Scan-Punkten und hohe Anzahl von Dipolen führt womöglich zu einem unterbestimmten Gleichungssystem. Des Weiteren muss auch eine Unterabtastung vermieden werden [12].

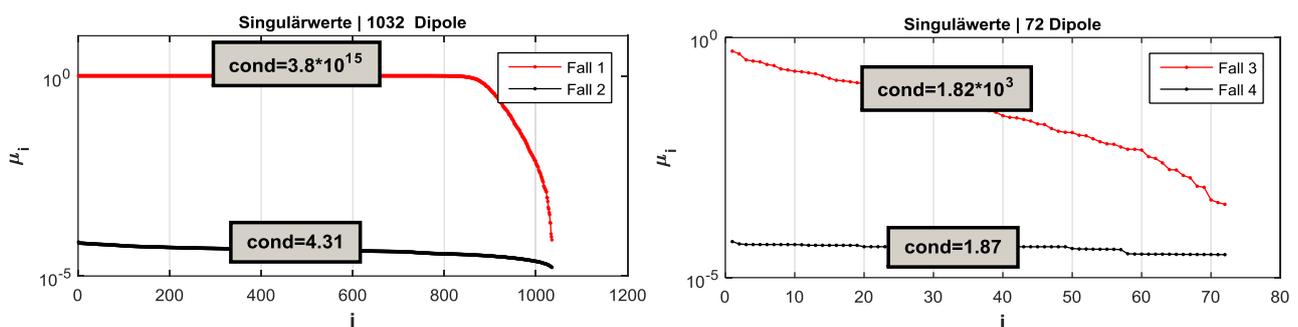


Abbildung 1: Spektrum der Singulärwerte und Konditionszahlen für verschiedene Scanhöhen, Auflösungen und Dipolanzahlen

	Fall 1	Fall 2	Fall 3	Fall 4
	Breites Spektrum		Schmales Spektrum	
Scan-Auflösung	Hoch	Gering	Hoch	Gering
Scan-Höhe	Hoch	Gering	Hoch	Gering
Dipolanzahl	Hoch	Hoch	Gering	Gering
	Schlechte Kondition	Gute Kondition	Schlechte Kondition	Gute Kondition

Abbildung 2: Trend des Spektrums und der Kondition in Abhängigkeit verschiedener Scanhöhen, Auflösungen und Dipolanzahlen

2.1 Störunterdrückung durch Regularisierung und Stromabschätzung mittels Nahfeld-Scan-Daten

Es ist ersichtlich, dass es nicht möglich ist eine optimale lineare Abbildung für jedes Nahfeld-Scan Problem zu finden. An dieser Stelle können Regularisierungsverfahren (z.B. Tikhonov) angewendet werden, um das lineare System zu glätten und die Störanfälligkeit zu reduzieren [8][11]. Das Regularisierungsproblem ist hier gegeben mit:

$$\min\{\|Ax - b\|_2^2 + \lambda_t \|L(x - x_0)\|_2^2\} \quad (3)$$

Wo λ_t für den Regularisierungsparameter steht und L die anpassbare Regularisierungsmatrix beschreibt. Im allgemeinen Ansatz ist die Regularisierungsmatrix die Einheitsmatrix und x_0 ist Null. Dies ist immer dann der Fall, wenn keine spezielle Information verfügbar ist. Im Falle eines Feld-Scans in einer Ebene oberhalb eines PCBs mit Massefläche, kann eine Stromabschätzung durchgeführt werden. Für einen

Leiterabschnitt kann der Strom näherungsweise aus dem magnetischen Feld oberhalb dieses Leiters, unter Beachtung der Spiegeltheorie, berechnet werden. Der Zusammenhang ist gegeben mit:

$$J_{0x} = H_y \frac{1}{d} \pi r (r + 2d) \quad (4)$$

Für eine gute Genauigkeit muss eine ausreichende Scan-Auflösung und ausreichend geringe Scan-Höhe gewählt werden. Die berechneten Stromamplituden werden in die Regularisierung implementiert und sorgen für eine verbesserte Konvergenz in Richtung der physikalischen Ströme. Das Problem der Stromidentifikation ist nun gegeben mit:

$$\min\{\|\Psi J - H\|_2^2 + \lambda_t \|I_n(J - J_0)\|_2^2\} \quad (5)$$

Hier enthält der Regularisierungsparameter λ_t den Wiener Filter wie in [11] vorgeschlagen wird.

2.2 Identifikation der möglichen Strompfade mittels Layout-Daten

Natürlich führt die Überführung der PCB-Strompfade in ein äquidistant angeordnetes Dipol-Grid zu Diskretisierungsfehlern (Abbildung 3). Der approximierende Dipolpfad ist, in Abhängigkeit der Grid-Auflösung, um Δd_d zum realen Strompfad versetzt. Zusätzlich beeinflussen die unvermeidbaren Diskretisierungsfehler Δd_s , zwischen dem Scan-Grid und den Dipolpositionen, die Stromabschätzung (Kapitel 2.1). Es werden Methoden zur Interpolation verwendet, um die Feldvektoren oberhalb jedes Dipols bestimmen zu können. Die Summe der Diskretisierungsfehler wird das Abstrahlmodell und die berechneten Fernfelder negativ beeinflussen. Diese Beeinflussung ist im Falle eines schlecht konditionierten Systems ohne Störunterdrückung besonders stark. Wie in [7] vorgestellt, können die Strompfade eines PCBs aus a-priori Wissen bzw. Layout-Daten (CAD-Daten, Computertomographie, Nahfeld-Scan) gewonnen werden. Die äquivalenten Quellen werden somit entlang der realen Leiterbahnen platziert. Die Dipol-Grid-Diskretisierungsfehler werden vermieden, die Größe der linearen Abbildung reduziert und das Modell wird deutlich physikalischer.

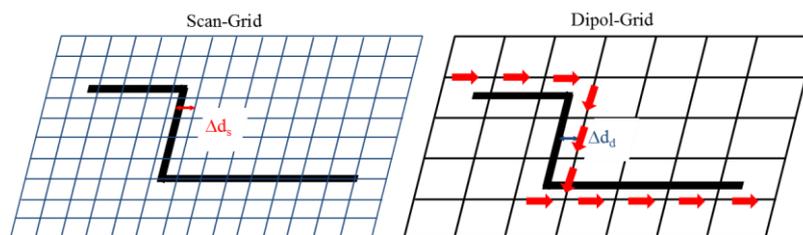


Abbildung 3: Diskretisierungsfehler; Fehler in der Diskretisierung der Scan-Ebene (links); Fehler in der Diskretisierung des Dipol-Grids (rechts)

3 Ergebnisse

Im folgenden Kapitel wird das vorgestellte Verfahren anhand verschiedener Untersuchungen verifiziert und auf verbesserte Modellstabilität geprüft. Die verwendeten PCBs werden sowohl auf Basis von Simulationsdaten als auch auf Basis von Messdaten durch äquivalente Abstrahlmodelle dargestellt. Zum einen handelt es sich um ein aktives Einleiter-PCB, welches mittels Oszillatorschaltung mit einem pulsformigen Signal angeregt wird (Abbildung 4). Zum anderen um ein komplexes CAN-Motor-Treiber-PCB (Abbildung 5).

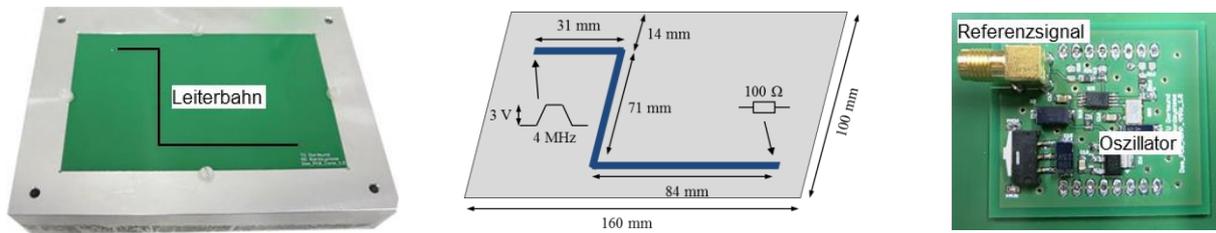


Abbildung 4: Einleiter-PCB (links), Skizze Einleiter-PCB (Mitte), Oszillator-Schaltung (rechts)

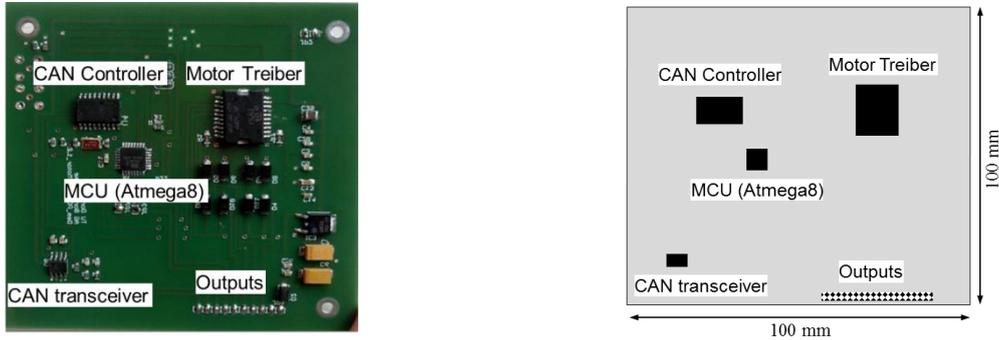


Abbildung 5: CAN-Motor-Treiber-PCB (links), Skizze CAN-Motor-Treiber-PCB (rechts)

Die auf realen Messdaten basierenden Feld-Scans wurden im Zeitbereich mit einem 4-Kanal-Oszilloskop und anschließender Transformation in den Frequenzbereich, unter Verwendung eines Referenzsignals, durchgeführt. Zur Aufnahme des Magnetfelds wurden zwei Schleifensonden mit einem Durchmesser von 3 mm und 10 mm verwendet. Die Untersuchungen werden anhand der identifizierten Ströme und des abgestrahlten Fernfeldes dargestellt.

3.1 Einleiter-PCB – Untersuchung auf Basis von Simulationsdaten

Zunächst wurde das Einleiter-PCB in vereinfachter Form in einem auf der Momentenmethode basierenden Simulationstool modelliert. Das Magnetfeld wurde in einer Ebene mit der Fläche 160 mm x 100 mm, in einer Höhe von 8,5 mm oberhalb der PCB-Masse, berechnet. Die Auflösung der Beobachtungsebene beträgt 3,5 mm. Anschließend wurde den idealen Felddaten Rauschen mit einem SNR von 6 dB hinzugefügt. Zum Vergleich und Darstellung der Modelloptimierung durch das vorgestellte Verfahren wurden drei Modelle mit unterschiedlicher Konfiguration erstellt:

- Modell 1: Dipol-Grid, keine Stromabschätzung, Least-Squares
- Modell 2: Dipol-Grid, keine Stromabschätzung, Tikhonov
- Modell 3: Layout-Daten, Stromabschätzung, Tikhonov

Abbildung 6 zeigt die magnetischen Nahfelder, bei einer exemplarischen Frequenz von 100 MHz, der drei Modelle im Vergleich zum Referenzfeld aus der Simulation. Abbildung 7 stellt die Ströme in der Leiterbahn dar. Es ist ersichtlich, dass die Nahfelder der Modelle mit unterschiedlicher Genauigkeit dem Referenzfeld aus der Simulation entsprechen. Dies ist besonders bei Modell 1 zu erkennen. Es approximiert durch die grid-förmige Anordnung der Dipole und der Lösung mittels Least-Square Verfahren das fehlerbehaftete Nahfeld und erzeugt dabei einen stark unphysikalischen Strom. In Modell 2 wird durch die Verwendung der Tikhonov-Regularisierung eine Glättung des Feldes durchgeführt und damit ein wesentlich besseres Ergebnis erzielt. Modell 3 basierend auf der Tikhonov-Regularisierung und der Verwendung von a-priori Wissen (Layout-Daten), führt zu einer vollständigen Glättung des magnetischen Nahfelds und zu

einer physikalisch korrekten äquivalenten Stromverteilung. Das verbesserte Verfahren ist somit wesentlich stabiler und weniger anfällig gegenüber Messfehlern und Rauschen.

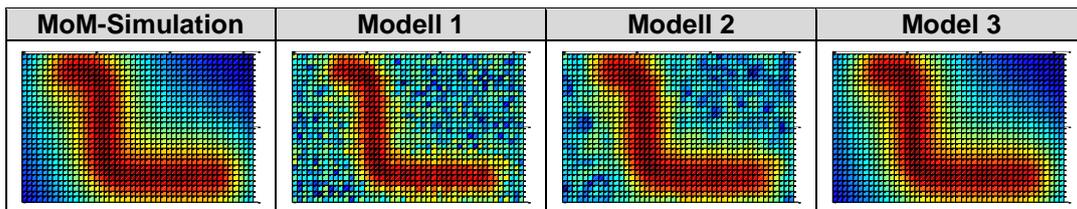


Abbildung 6: Magnetische Nahfelder (in der Beobachtungsebene) der verschiedenen Modelle im Vergleich zum MoM-Nahfeld (100 MHz)

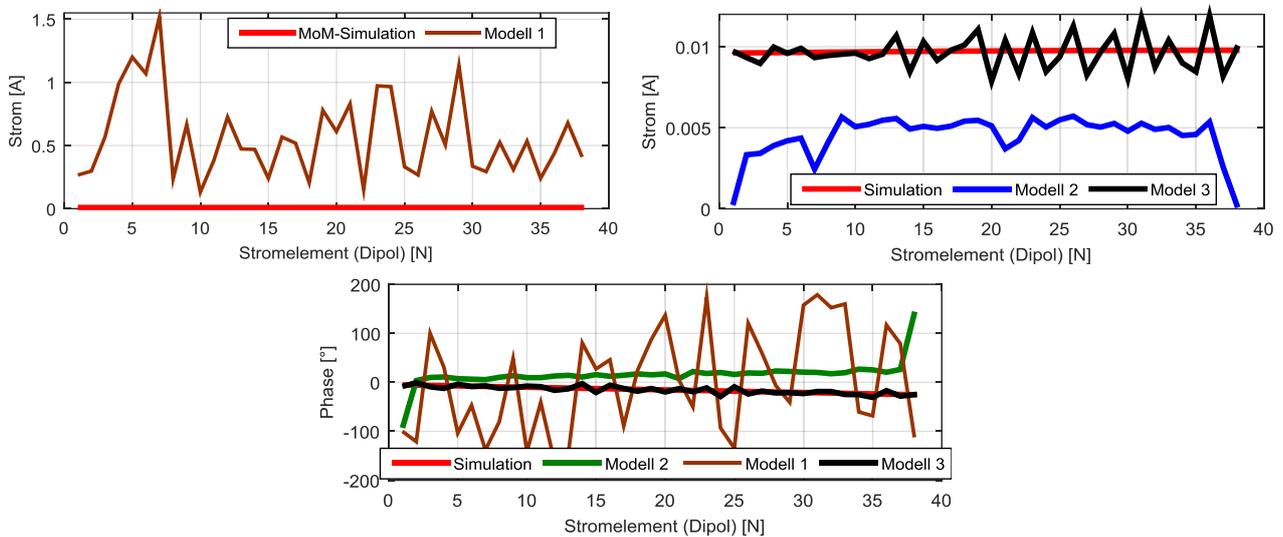


Abbildung 7: Stromamplituden der Modelle 1-3 an den Leiterbahnkoordinaten im Vergleich zum MoM-Simulationsstrom (oben), Stromphasen (unten); (100 MHz)

3.2 Einleiter-PCB – Untersuchung auf Basis von Messdaten

Das magnetische Nahfeld wurde in einer Ebene mit der Fläche 160 mm x 100 mm, in einer Höhe von 4,5 mm oberhalb der PCB-Masse, gemessen. Verwendet wurde hier eine Schleifensonde mit einem Durchmesser von 3 mm. Abbildung 8 zeigt die identifizierten Ströme für Modell 1 und Modell 3 im Vergleich zum realen Strom auf dem PCB. Es wurde auch hier eine exemplarische Frequenz von 100 MHz (12. Harmonische des Eingangspulses) ausgewählt. Es ist zu sehen, dass die Genauigkeit der Ergebnisse unter Verwendung der hier vorgestellten Methode verbessert wurde und eine physikalisch korrekte Stromverteilung identifiziert wurde.

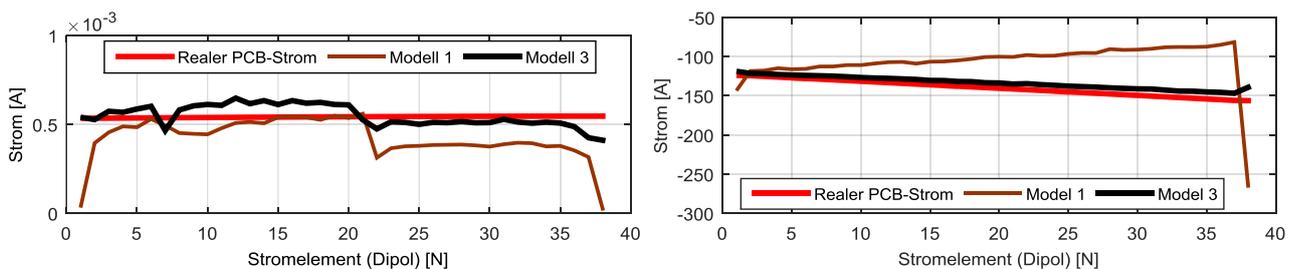


Abbildung 8: Stromamplituden der Modelle 1 und 3 an den Leiterbahnkoordinaten im Vergleich zum realen PCB-Strom (links), Stromphasen (rechts); (100 MHz)

3.3 CAN-Motor-Treiber-PCB – Untersuchung auf Basis von Messdaten

Zur Untersuchung der Stabilität der Modelle wurden die Nahfeld-Scans des CAN-Motor-Treiber-PCBs mit zwei unterschiedlichen Nahfeldscannern durchgeführt. Hierbei ergeben sich die in Abbildung 9 dargestellten transversalen Nahfeldkomponenten (96 MHz). Die verschiedenen Konfigurationen führen zu Diskretisierungs- und Messfehlern beim Vergleich der beiden Datensätze.

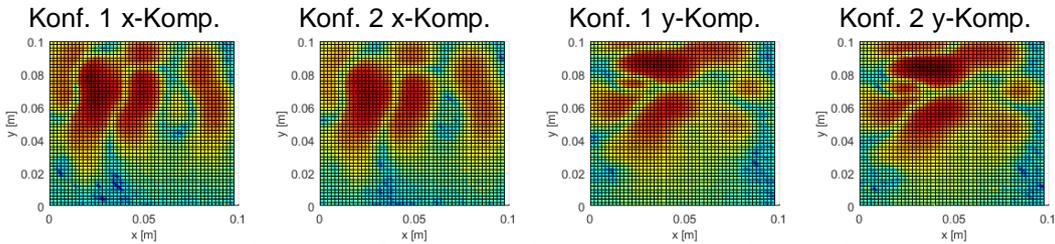


Abbildung 9: Horizontale Nahfelder von Scanner Konfiguration 1 und 2 (96 MHz)

Zum Vergleich und Darstellung der Modelloptimierung durch das Verfahren wurden zwei der in Kapitel 3.1 genannten Modellkonfigurationen verwendet (Modell 1 und Modell 3). Abbildung 10 zeigt den Vergleich der Fernfeldberechnung der beiden Modelle auf Basis der Scanner Nahfelddaten. Es ist ersichtlich, dass der Einfluss des Rauschens an den Frequenzen, welche keiner Harmonischen des Signals entsprechen, durch die Verwendung der Tikhonov-Regularisierung und der Layout-Daten, stark reduziert wurde. Außerdem ist zu erkennen, dass die Stabilität des Modells gegenüber Diskretisierungs- und Messunterschieden verbessert wurde.

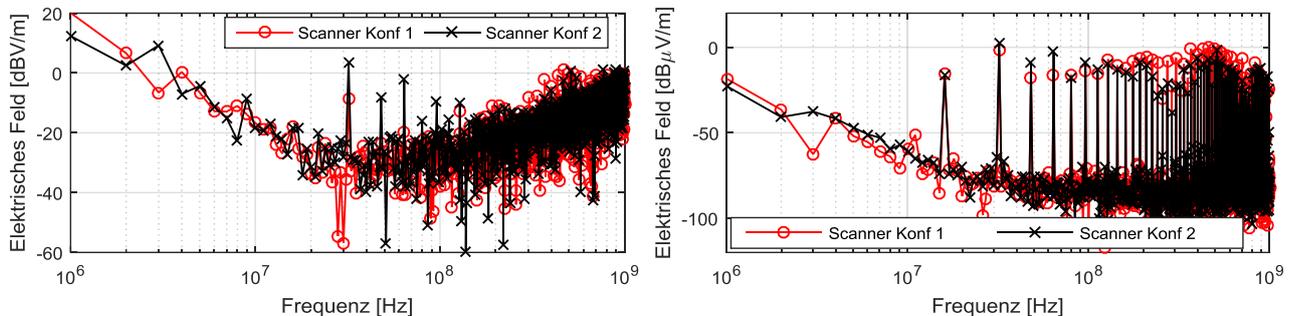


Abbildung 10: Fernfelder von Modell 1 (links) und Modell 3 (rechts) auf Basis der Nahfeld-Scanner Daten

4 Zusammenfassung

Auf einer äquivalenten Stromverteilung basierenden Abstrahlmodellen zur Untersuchung des elektromagnetischen Feldes von PCBs müssen genaue Nahfelddaten zugrunde liegen. Fehler in diesen Daten wirken sich direkt auf die Güte des Modells aus. Da die Messmethoden in ihrer Genauigkeit begrenzt sind, werden unterschiedliche Verfahren eingesetzt, um die Ströme zu identifizieren. Wird das inverse Problem mittels linearen Gleichungssystem und komplexen Nahfelddaten gelöst, ist dieses Lösungsverfahren sehr anfällig gegenüber Störungen in den Eingangsdaten. Regularisierungsmethoden zur Störunterdrückung und eine Vorkonditionierung des Systems mittels a-priori Wissens erhöhen die Genauigkeit. Dazu werden die möglichen Strompfade des Modells hinsichtlich der dominanten Strompfade des PCB beschränkt. Diese Information kann durch CAD-Daten, bildgebende Verfahren oder hochauflösende Nahfeld-Scans erhalten werden. Der Vorteil und die erhöhte Stabilität der Methode gegenüber Störungen wurden anhand von Simulations- und Messdaten zweier PCBs untersucht. Die Ergebnisse zeigen eine sehr gute Verbesserung der Modellgenauigkeit,

die Korrektur von fehlerbehafteten Felddaten und damit eine wesentlich bessere Anpassung an die physikalischen Gegebenheiten des DUTs.

Danksagung

Die Arbeit für diesen Konferenzbeitrag wurde teilweise im Rahmen des Programms „Rationale Energieverwendung, regenerative Energien und Energiesparen – progres.nrw – Programmbereich Innovation und des Europäischen Fonds für regionale Entwicklung (EFRE) – Ziel 2 – Programm 2007-2013, Phase VI, als Teil des Projekts ZAESAR (Referenznummer 64.65.69-EM-2009A) gefördert.

Referenzen

- [1] CISPR 25 Ed.3 (2007): “Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers”, IEC, 2007
- [2] Burghart, T.; Rossmannith, H.; Schubert, G. (2004): Evaluating the RF-emissions of automotive cable harness. In: Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on, Bd. 3, S. 787–791
- [3] Balanis, Constantine A. (1996): “Antenna Theory Analysis & Design”, Wiley, 1996.
- [4] Pierri, R.; D’Elia, G.; Soldovieri, F. (1999): “A two probes scanning phaseless near-field far-field transformation technique,” IEEE Trans. Antennas Propogat., vol. 47, pp. 792–802, May 1999.
- [5] Regué, J.-R.; Ribó, M.; Garell, J.-M.; Martin, A. (2001): “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, vol. 43, No. 4, November 2001
- [6] Xin, Tong; Thomas, D.W.P.; Nothofer, A.; Sewell, P.; Christopoulos, C. (2010): A genetic algorithm based method for modeling equivalent emission sources of printed circuits from near-field measurements. In: Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2010 Asia-Pacific Symposium on, S. 293–296
- [7] Rinas, D.; Niedzwiedz, S.; Jia, J.; Frei, S. (2011): Optimization methods for equivalent source identification and electromagnetic model creation based on near-field measurements. In: EMC Europe 2011 York, S. 298–303.
- [8] Xin, T.; Thomas, D.W.P.; Nothofer, A.; Sewell, P.; Christopoulos, C. (2010): Modeling Electromagnetic Emissions From Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Dipoles. In: Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on 52 (2), S. 462–470.
- [9] Rinas, D.; Zeichner, A.; Frei, S. (2013): Measurement environment influence compensation to reproduce anechoic chamber measurements with near-field scanning. In: Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2013 International Symposium on, S. 705–710
- [10] Tichonov, A. N.; Arsenin, V. J.. (1977): Solutions of ill-posed problems. Washington, DC: Winston (A Halsted Press book).
- [11] Hanson, R. J. (1971): A Numerical Method for Solving Fredholm Integral Equations of the First Kind Using Singular Values. In: SIAM J. Numer. Anal. 8 (3), S. 616–622. DOI: 10.1137/0708058.
- [12] Yaghjian, A. D. (1986): An overview of near-field antenna measurements. In: Antennas and Propagation, IEEE Transactions on 34 (1), S. 30–45. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143727.