

# Einsatz eines iterativen Nahfeldscanverfahrens zur Ermittlung der Stromverteilung von Leiterplatten anhand eines Multi-Dipol-Modells

M. Sc. Robert Nowak, TU Dortmund, robert.nowak@tu-dortmund.de

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

## 1 Einleitung

Die Untersuchung des magnetischen Nahfeldes stellt eine Möglichkeit dar, Aussagen über das EMV-Verhalten zu treffen. So können im einfachsten Fall Bereiche mit hohen Feldstärken lokalisiert werden. Über eine Nachbearbeitung der Messdaten können aber auch Aussagen über die Abstrahlung getroffen werden. Weiterhin ist es möglich, die Stromverteilung auf einer Leiterplatte abzuschätzen. Damit können kritische Bereiche lokalisiert werden, die eine hohe Störaussendung hervorrufen können.

In diesem Beitrag wird eine Methode zur Identifikation von Strömen in Leitersystemen weiterentwickelt. Dabei werden Ansätze aus der Leitungstheorie verwendet und ein elektrisches Ersatznetzwerk für ein Leitersystem gebildet. Darüber hinaus wird ein iteratives Verfahren vorgestellt, das aufbauend auf der verbesserten Stromidentifikationsmethode in kürzerer Zeit die Felddaten aufnehmen kann.

Abschließend werden Ergebnisse vorgestellt, die mit der neuen Methodik an Leiterplatten erzielt wurden. Die Ergebnisse werden diskutiert und mit den Ergebnissen von anderen Methoden verglichen.

## 2 Stand der Technik

Zur Bestimmung der Fernfelder kann beispielsweise aus den magnetischen Nahfeldern eine äquivalente Huygensquelle gebildet [1, 2] oder die Felder können mit einem sogenannten Multi-Dipol-Modell modelliert werden [3, 4]. Dieses Modell besteht meist aus mehreren Dipoltripeln, die parallel zu den kartesischen Raumachsen ausgerichtet sind. Exemplarisch lässt sich das Magnetfeld  $\mathbf{H}_i$  am Beobachtungspunkt  $\mathbf{x}_{B,i}$  des Dipoltripel  $j$  am Ort  $\mathbf{x}_{D,j}$  mit

$$\underbrace{\begin{bmatrix} H_x(\mathbf{x}_{B,i}) \\ H_y(\mathbf{x}_{B,i}) \\ H_z(\mathbf{x}_{B,i}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{xx}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{xy}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{xz}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) \\ \psi_{yx}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{yy}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{yz}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) \\ \psi_{zx}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{zy}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) & \psi_{zz}(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j}) \end{bmatrix}}_{=\Psi(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j})} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{I}_{x,j} \\ \tilde{I}_{y,j} \\ \tilde{I}_{z,j} \end{bmatrix}}_{=\tilde{\mathbf{I}}_j} \quad (1)$$

berechnen. Hierbei stellen  $\tilde{I}_{x,j}$ ,  $\tilde{I}_{y,j}$  und  $\tilde{I}_{z,j}$  die Dipolmomente der raumachsenparallelen Dipole dar. Die Funktionen  $\psi_{\{x,y,z\}\{x,y,z\}}$ , die die Einträge der Matrix  $\Psi(\mathbf{x}_{B,i}, \mathbf{x}_{D,j})$  darstellen, sind lediglich abhängig von Frequenz, Medium und den Positionen  $\mathbf{x}_{B,i}$  und  $\mathbf{x}_{D,j}$ .

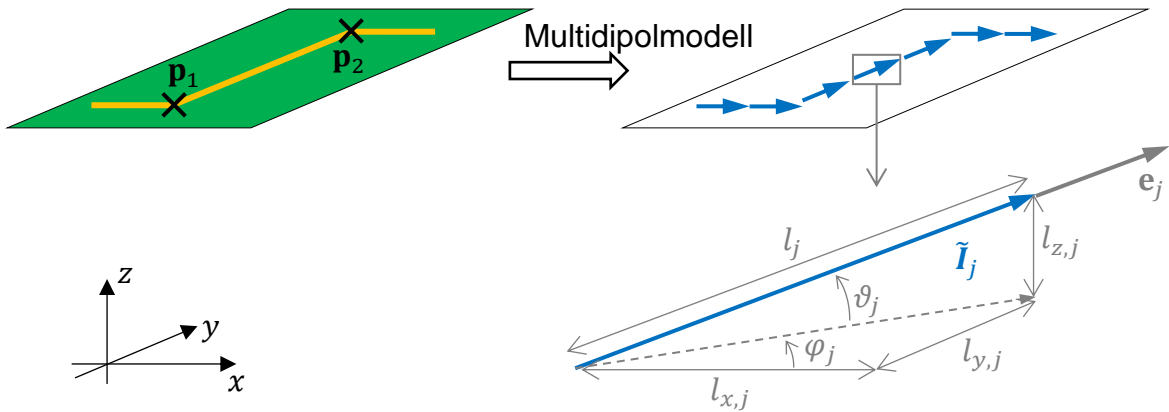
Um das Magnetfeld einer kompletten Struktur darzustellen, wird das Feld von mehreren Dipoltripeln überlagert. Es folgt damit eine Beschreibung, bei welcher die Magnetfelder  $\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_m$  an  $m$  Beobachtungspunkten von  $n$  Dipoltripeln mit den Dipolmomenten  $\tilde{\mathbf{I}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{I}}_n$  hervorgerufen werden:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_m \end{bmatrix}}_{=\mathbf{H}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Psi(\mathbf{x}_{B,1}, \mathbf{x}_{D,1}) & \Psi(\mathbf{x}_{B,1}, \mathbf{x}_{D,2}) & \cdots & \Psi(\mathbf{x}_{B,1}, \mathbf{x}_{D,n}) \\ \Psi(\mathbf{x}_{B,2}, \mathbf{x}_{D,1}) & \Psi(\mathbf{x}_{B,2}, \mathbf{x}_{D,2}) & \cdots & \Psi(\mathbf{x}_{B,2}, \mathbf{x}_{D,n}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi(\mathbf{x}_{B,m}, \mathbf{x}_{D,1}) & \Psi(\mathbf{x}_{B,m}, \mathbf{x}_{D,2}) & \cdots & \Psi(\mathbf{x}_{B,m}, \mathbf{x}_{D,n}) \end{bmatrix}}_{=\Psi} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_1 \\ \tilde{\mathbf{I}}_2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{I}}_n \end{bmatrix}}_{=\tilde{\mathbf{I}}} \quad (2)$$

Wenn das Magnetfeld bekannt ist und  $n \leq m$  gilt, so stellt die Gleichung (2) ein inverses Problem für die Bestimmung der Dipolmomente und darüber die Stromverteilung dar. Zur Lösung des Problems wird die Tikhonov-Regularisierung vorgeschlagen [4, 5]. Generell zeigt sich, dass die die Kondition des inversen Problems unvorteilhaft ist. In mehreren Publikationen wurden deshalb schon Ansätze diskutiert, um a priori Wissen zu berücksichtigen, welches die Qualität der Stromrekonstruktion erhöht. So zeigt [3, 6], dass es einen entscheidenden Vorteil bietet, die Layout-Daten einer Leiterplatte zur Generierung Multi-Dipol-Modell zu verwenden. Bei diesem Verfahren werden die Dipole nur für die Positionen angenommen, an denen Leiterbahnen liegen und somit ein Stromfluss möglich ist. Daneben ist es auch möglich, für benachbarte Dipole mit der gleichen Orientierung als Nebenbedingung zu fordern, dass sie ähnliche hohe Dipolmomente besitzen oder einen bestimmten Phasenbezug einhalten müssen.

### 3 Erweiterung der Identifikationsmethode

Das in (2) beschriebene inverse Problem wird nun modifiziert. Hierbei werden über die einfache Leitungstheorie Annahmen zur Stromverteilung entlang der als bekannt vorausgesetzten Leiterbahnen eingearbeitet. Nur entlang der Leiterbahnen werden Dipoltripel angesetzt. Im Folgenden wird exemplarisch ein Leiterabschnitt betrachtet, der gradlinig zwischen dem Startpunkt  $\mathbf{p}_1$  und dem Endpunkt  $\mathbf{p}_2$  verläuft und aus  $N_L$  äquidistanten Abschnitten besteht. Jeder Abschnitt wird durch ein Dipoltripel repräsentiert (Abbildung 1).



**Abbildung 1:** Darstellung der Multidipolmodellierung (oben) sowie der Geometrie des Dipoltripels  $j$  (unten)

Die Richtung  $\mathbf{e}_j$  des Leiterabschnitts und damit auch die Ausrichtung des Dipolmoments  $\tilde{\mathbf{I}}_j$  vom Tripel  $j$  wird anhand des Start- und Endpunktes bestimmt:

$$\mathbf{e}_j = \frac{1}{\|\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1\|} (\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1) \quad (3)$$

Über die Anzahl der Leitungsabschnitte kann zudem auch die effektive Länge

$$l_j = \frac{1}{N_L} \|\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1\| \quad (4)$$

definiert werden. Daneben wird auch ein resultierender Dipolstrom  $I_j$  definiert, der es ermöglicht das Gesamtdipolmoment des Dipoltripel mit

$$\tilde{\mathbf{I}}_j = I_j \cdot l_j \cdot \mathbf{e}_j \quad (5)$$

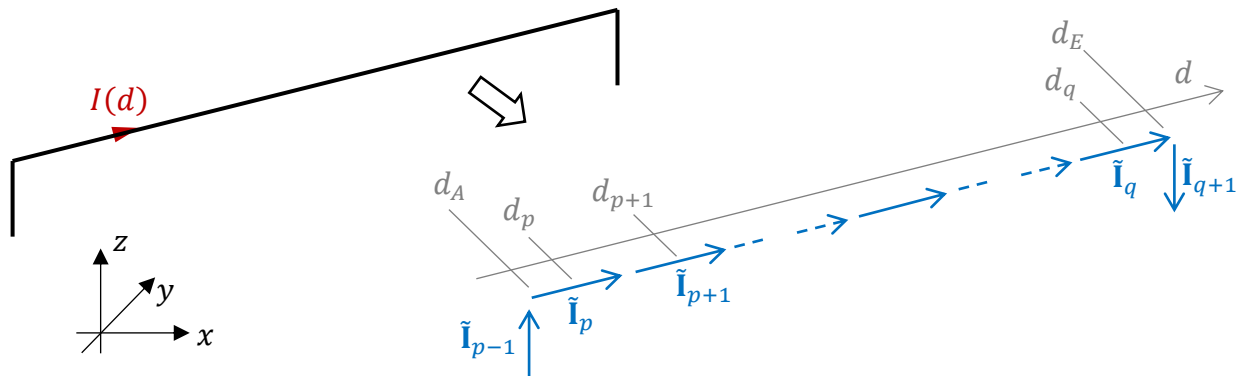
zu beschreiben. Diese Beschreibung wird als äquivalente Beschreibung für das Dipolmoment aus Gleichung (1) verwendet. Damit kann Vektor  $\tilde{\mathbf{I}}$  aus Gleichung (2), der alle Momente der Dipoltripel eines Multi-Dipol-Modells zusammenfasst, entsprechend als

$$\tilde{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_1 \\ \tilde{\mathbf{I}}_2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{I}}_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_1 \cdot \mathbf{e}_1 & & & \mathbf{0} \\ & l_2 \cdot \mathbf{e}_2 & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & l_n \cdot \mathbf{e}_n \end{bmatrix}}_{=\mathbf{D}_l} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}}_{=\mathbf{I}} \quad (6)$$

dargestellt werden. Auf diese Weise wird die geometrische Lage der Dipoltripel getrennt vom Stromfluss der einzelnen Dipoltripel im Vektor  $\mathbf{I}$ . Mit der Verwendung dieser Beschreibung in Gleichung (2), werden die tatsächlich fließenden Ströme zu expliziten Größen in dem inversen Problem.

Nun ist es möglich, Zusammenhänge zwischen den Strömen  $I_1, I_2, \dots, I_n$  aufzustellen und diese in das inverse Problem einzubetten. Dazu wird die Leitungstheorie verwendet. Es wird angenommen, dass die Dipoltripel  $\tilde{\mathbf{I}}_p, \tilde{\mathbf{I}}_{p+1}, \dots, \tilde{\mathbf{I}}_q$  einen gradlinigen Leiter darstellen, wie es in Abbildung 2 gezeigt wird. Wie beispielsweise [7] beschreibt, unterliegen demnach die Ströme der Stromverteilung:

$$I(d) = I_h e^{-\gamma d} - I_r e^{\gamma d} \quad (7)$$



**Abbildung 2:** Darstellung eines geraden Leiterabschnitts mit Anschlussstellen durch Dipoltripel

Diese Beschreibung beinhaltet die hin- und rücklaufende Stromwelle  $I_h$  und  $I_r$  sowie die Fortpflanzungskonstante  $\gamma$ , die sich aus der Geometrie und den verwendeten Materialien der Leitungskonfiguration ergibt. Um die Dipolströme mithilfe (7) zu formulieren, wird ein Koordinatensystem entlang der Leitung definiert. Die Dipoltripel haben in diesem Koordinatensystem die Positionen  $d_p, d_{p+1}, \dots, d_q$ . Daneben können auch die Positionen  $d_A$  und  $d_E$  definiert werden, die Anfang und das Ende der Leiterbahn markieren. Entsprechend der Gleichung (7) ergibt sich für die Ströme  $I_p, I_{p+1}, \dots, I_q$  der Dipoltripel also:

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_{p+1} \\ \vdots \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I(d_p) \\ I(d_{p+1}) \\ \vdots \\ I(d_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_h e^{-\gamma d_p} - I_r e^{\gamma d_p} \\ I_h e^{-\gamma d_{p+1}} - I_r e^{\gamma d_{p+1}} \\ \vdots \\ I_h e^{-\gamma d_q} - I_r e^{\gamma d_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma d_p} & -e^{\gamma d_p} \\ e^{-\gamma d_{p+1}} & -e^{\gamma d_{p+1}} \\ \vdots & \vdots \\ e^{-\gamma d_q} & -e^{\gamma d_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_h \\ I_r \end{bmatrix} \quad (8)$$

Damit zeigt sich, dass bei Kenntnis der Leitungsparameter sämtliche Ströme der Dipoltripel auf dem gradlinigen Abschnitt nur von  $I_h$  und  $I_r$  abhängen. Weiter lässt sich für diesen Fall auch die Gleichung (6) weiter vereinfachen:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \vdots \\ \tilde{I}_{p-1} \\ \tilde{I}_p \\ \vdots \\ \tilde{I}_q \\ \tilde{I}_{q+1} \\ \vdots \\ \tilde{I}_n \end{bmatrix} = \mathbf{D}_l \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{p-1} \\ I_p \\ \vdots \\ I_q \\ I_{q+1} \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \mathbf{D}_l \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-\gamma d_p} & -e^{\gamma d_p} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & e^{-\gamma d_q} & -e^{\gamma d_q} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix}}_{=\mathbf{M}} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{p-1} \\ I_h \\ I_r \\ I_{q+1} \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (9)$$

Für das ursprüngliche inverse Problem (2) folgt

$$\mathbf{H} = \underbrace{\Psi \cdot \mathbf{D}_l \cdot \mathbf{M}}_{=\Psi'} \cdot \underbrace{[I_1 \quad \dots \quad I_{p-1} \quad I_h \quad I_r \quad I_{q+1} \quad \dots \quad I_n]^T}_{=\mathbf{I}'}. \quad (10)$$

Aufgrund der Einbettung der Leitungstheorie wird die Anzahl der Unbekannten in dem inversen Problem um  $q - p + 2$  reduziert. Außerdem wird nun bei der Lösung des inversen Problems implizit gefordert, dass sich die Ströme entlang von gradlinigen Abschnitten physikalisch korrekt verhalten. Wie die Untersuchungen in Kapitel 5 und 6 zeigen, verbessert dies die Methode erheblich.

Für jede Anschlussstelle zwischen Dipoltripeln oder Leiterabschnitten muss die Stromsumme null sein. Diese Forderung lässt sich als Nebenbedingung in das inverse Problem einbringen. Zur Bildung der Knotengleichungen wird exemplarisch die Konfiguration aus Abbildung 2 betrachtet. Die Lösung  $\mathbf{I}'$  aus (10) unterliegt entsprechend den Knotengleichungen

$$-I_{p-1} + I(d_A) = 0 \quad \wedge \quad -I(d_E) + I_{q+1} = 0, \quad (11)$$

die sich umformen lässt zu

$$\begin{bmatrix} -I_{p-1} + I_h e^{-\gamma d_A} - I_r e^{\gamma d_A} \\ -I_h e^{-\gamma d_E} + I_r e^{\gamma d_E} + I_{q+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\Rightarrow \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & -1 & -e^{-\gamma d_A} & e^{\gamma d_A} & 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 & e^{-\gamma d_E} & -e^{\gamma d_E} & 1 & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{=\mathbf{K}} \cdot \mathbf{I}' = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Die resultierende Beschreibung (13) kann direkt in das Minimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{I}'} (\|\Psi' \mathbf{I}' - \mathbf{H}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}'\|_2^2). \quad (14)$$

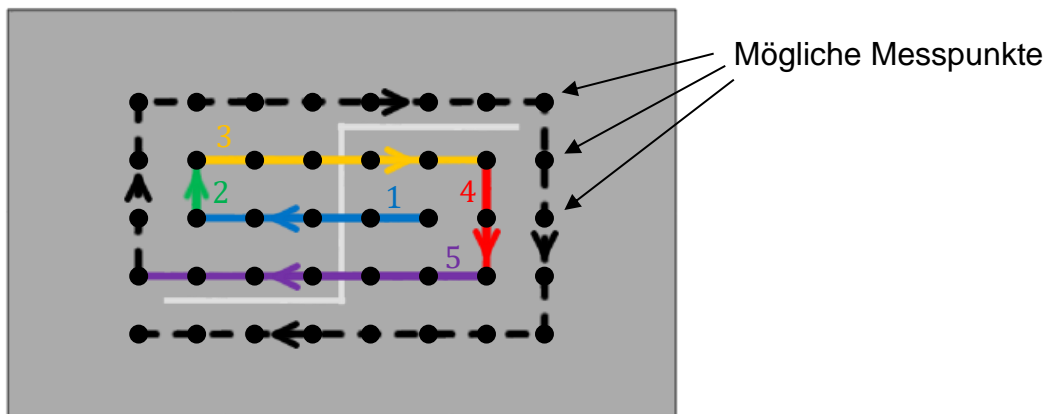
eingebettet werden, da bei der Minimierung der Norm von  $\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}'$  auch die Knotengleichungen erfüllt werden. Auch diese Ergänzung in der Methode der Stromidentifikation trägt dazu bei, dass das inverse Problem robuster wird.

#### 4 Iterativer Messprozess

Schließlich wird auf den Prozess der Nahfeldmessung eingegangen. Um die Messzeit zu reduzieren, soll die Anzahl der Messpunkte möglichst geringgehalten werden. Dabei wird gefordert, dass die Qualität der Lösung nicht abnimmt. Um dies zu erreichen, wird ein

iteratives Messverfahren vorgestellt. Anders als das in [8] beschriebene Verfahren, sollen dabei nur die Felddaten gesammelt werden, die zur Lösung des inversen Problems beitragen. Im Folgenden werden für das iterative Verfahren die möglichen Messpunkte und ein Abbruchkriterium definiert.

Als mögliche Messpunkte werden jene Punkte verwendet, an denen die gemessenen Werte einen hohen Einfluss auf die Lösung des inversen Problems haben und einen möglichst hohen Rauschabstand besitzen. Beide Forderungen werden in der Regel von Messpunkten erfüllt, die in der unmittelbaren Nähe zu stromführenden Leitern liegen. Entsprechend wird zunächst eine begrenzte rechteckförmigere Fläche definiert, in der alle möglichen Messpunkte in einem äquidistanten Gitter liegen (Schwarze Punkte in Abbildung 3).



**Abbildung 3:** Scanpfade der Schritte beim iterativen Messprozess

Die Position der Fläche ist so zu wählen, dass abstrahlenden Strukturen mittig in der Fläche liegen. Anschließend wird ein schneckenförmiger Pfad durch diese Punkte gelegt, der von innen nach außen verläuft (siehe Abbildung 3). Dieser Pfad wird an jedem Eckpunkt in mehrere Elemente aufgeteilt (Farbig dargestellte Abschnitte in Abbildung 3). Nun werden in jedem Iterationsschritt die Messpunkte gemessen, die auf dem nächsten Element des Pfades liegen.

Nach jedem Messschritt wird die Lösung des inversen Problems mit alle bisher aufgenommenen Messdaten ermittelt. Zur Formulierung der Abbruchbedingung wird diese Lösung mit der Lösung aus dem vorherigen Schritt verglichen. Die Entscheidung für den Abbruch wird dann getroffen, wenn die Summe der relativen Änderung von  $I'$  bezogen auf die Anzahl der Variablen von  $I'$  unter einem bestimmten Schwellenwert fällt.

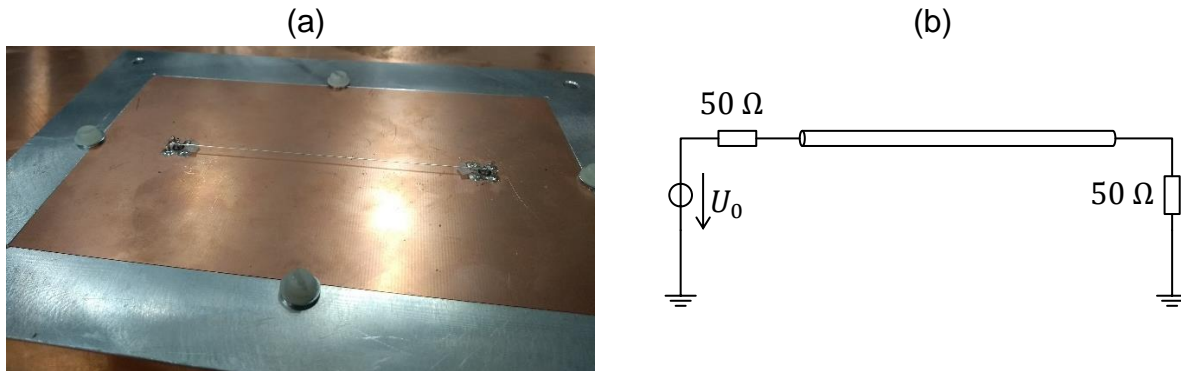
Häufig findet die Untersuchung für mehrere Frequenzen statt. Daher wird in jedem Iterationsschritt für die verschiedenen Frequenzen jeweils die Lösung des inversen Problems bestimmt. Zur Auswertung des Abbruchkriteriums empfiehlt es sich daher, nur die Lösungen zu berücksichtigen, für die die Ausgangsdaten (das gemessene Feld) ein ausreichendes SNR haben.

## 5 Messtechnische Validierung

Zur Validierung der hier präsentierten Methode wird bewusst ein einfacher Aufbau gewählt, damit Simulationsdaten mit hoher Genauigkeit für den Vergleich zur Verfügung stehen. Betrachtet wird ein Rundleiter über einer Massefläche, wie er in Abbildung 4 gezeigt ist.

Der Rundleiter hat einen Radius von  $0,18 \text{ mm}$ , eine Höhe von  $2 \text{ mm}$  und ist  $100 \text{ mm}$  lang. Abgeschlossen ist die Leitung mit einer  $50 \Omega$  Terminierung. Die Anregung der Struktur

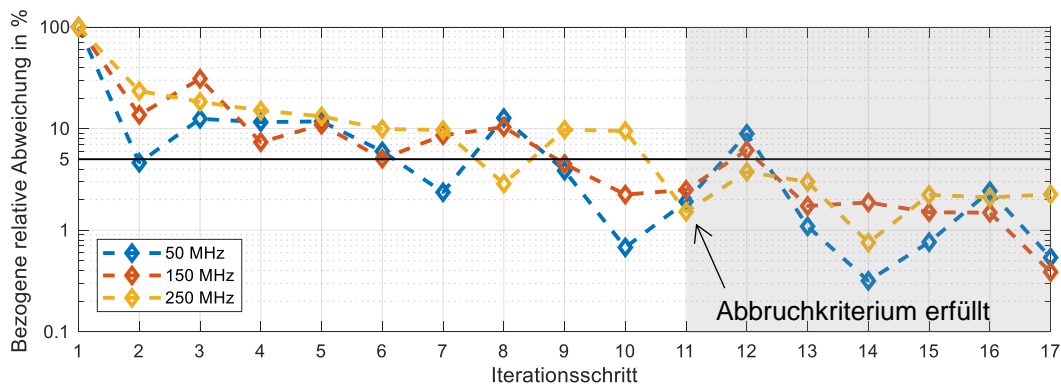
erfolgt in der Messung mit einem Rechtecksignal ( $2 V_{pp}$ ,  $50 \text{ MHz}$ ), das mit einem Funktionsgenerator (Tektronix AFG3252C) erzeugt wird. Mithilfe der Fourierkoeffizienten des anregenden Rechtecksignals, werden die gemessenen Felder normiert, so dass effektiv von einer Anregung  $U_0$  (in Abbildung 4) mit  $1 \text{ V}$  ausgegangen werden kann. Das Magnetfeld wird mit der Mikrosonde MFA-R 0.2-75 aus dem Mikrosondenset MFA 01 der Firma Langer EMV aufgenommen. Zur Messaufnahme wird ein Oszilloskop (WavePro 760Zi-A) verwendet, mithilfe einer FFT wird das Signal in den Frequenzbereich übertragen.



**Abbildung 4:** (a) Foto des Messobjekts (b) Ersatzschaltbild.

Für die Validierung des Verfahrens wird der Aufbau in CONCEPT-II [9] simuliert. Das simulierte Feld wird auch verwendet, um den Übertragungsfaktor der Sonde zu bestimmen. Hierzu wird das gemessene und simulierte Magnetfeld an einem Punkt mittig über der Leitung in Relation gesetzt.

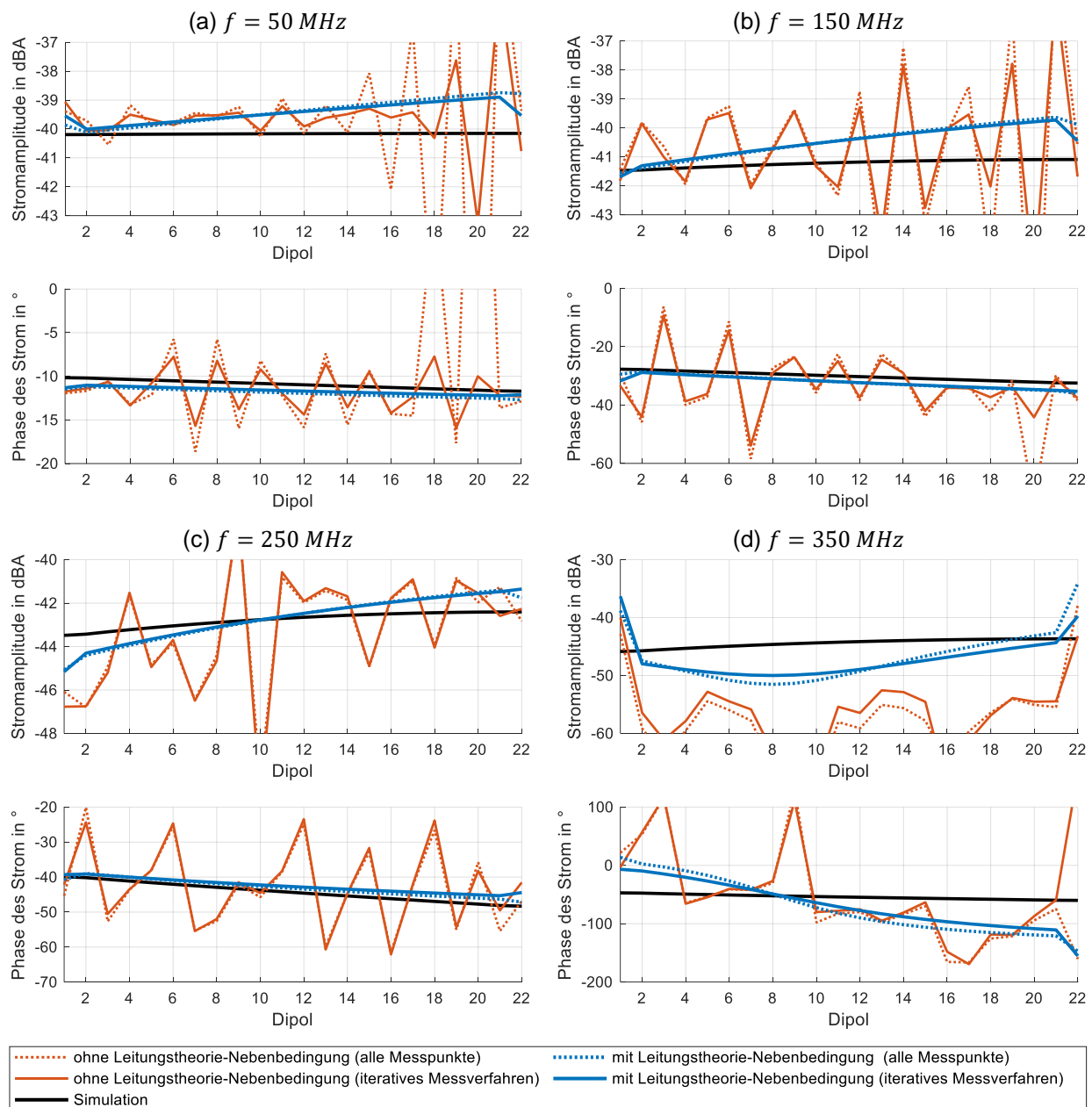
Die Untersuchungen finden für  $50 \text{ MHz}$ ,  $150 \text{ MHz}$ ,  $250 \text{ MHz}$  und  $350 \text{ MHz}$  statt. Das für die Stromrekonstruktion verwendete Multi-Dipol-Modell besteht aus 22 Dipolen, von denen 20 Dipole den geraden Leiterabschnitt darstellen und jeweils ein Dipol die Verbindung am Anfang und Ende der Leitung repräsentiert. Für die iterative Messung wird eine Messfläche mit den Dimensionen  $12 \text{ cm} \times 4 \text{ cm}$  mit der Höhe  $1 \text{ cm}$  oberhalb der Massefläche festgelegt. Die Messpunkte sind in einem äquidistanten Gitter mit einem Abstand von  $5 \text{ mm}$  verteilt.



**Abbildung 5:** Bezogener relative Abweichung für die geschätzten Ströme der Untersuchung für  $50 \text{ MHz}$ ,  $150 \text{ MHz}$  und  $250 \text{ MHz}$  sowie der Schwellwert für den Abbruch der Iteration

Für das Abbruchkriterium werden die Ströme für  $50 \text{ MHz}$ ,  $150 \text{ MHz}$  und  $250 \text{ MHz}$  betrachtet. Das Abbruchkriterium (die bezogene relative Änderung der identifizierten Ströme liegt unterhalb von  $5 \%$ ) wird nach 11 Schritten (105 von 216 möglichen Messpunkten) erreicht. Abbildung 5 zeigt den Verlauf der bezogenen relativen Abweichung über der Anzahl der Iterationsschritte.

Die dargestellten Verläufe sind nicht monoton fallend. Dies ist darauf zurück zu führen, dass die neu aufgenommenen Messpunkte einen Einfluss auf die Lösung des inversen Problems haben können. Beispielsweise können es Messpunkte sein, die Aussagen über die Stromverteilung in Bereichen erlauben, zu denen bisher keine konkreten Daten vorlagen. Dadurch kann es zu einer erheblichen Veränderung der Lösung kommen, die dann mehr der tatsächlichen Stromverteilung entspricht. Jedoch können auch stark verrauschte Daten aufgenommen werden, welche die Lösung ebenfalls beeinflussen. In diesem Fall kann die Qualität der Lösung auch abnehmen.



**Abbildung 6:** Vergleich der rekonstruierten Stromverteilungen für einen Rundleiter über Massefläche.

In Abbildung 6 sind die ermittelten Stromverteilungen nach der in Kapitel 3 beschriebenen erweiterten Methode dargestellt. Daneben werden auch die Ergebnisse mit der ursprünglichen Methode dargestellt, um den Einfluss der Leitungstheorie-Nebenbedingung aufzuzeigen. Die Ergebnisse werden jeweils für alle möglichen Punkte der Messfläche berechnet, aber auch nur für die Punkte, die lediglich nach dem iterativen Messverfahren gemessen werden. Außerdem werden auch Simulationsergebnisse als Referenz gezeigt.

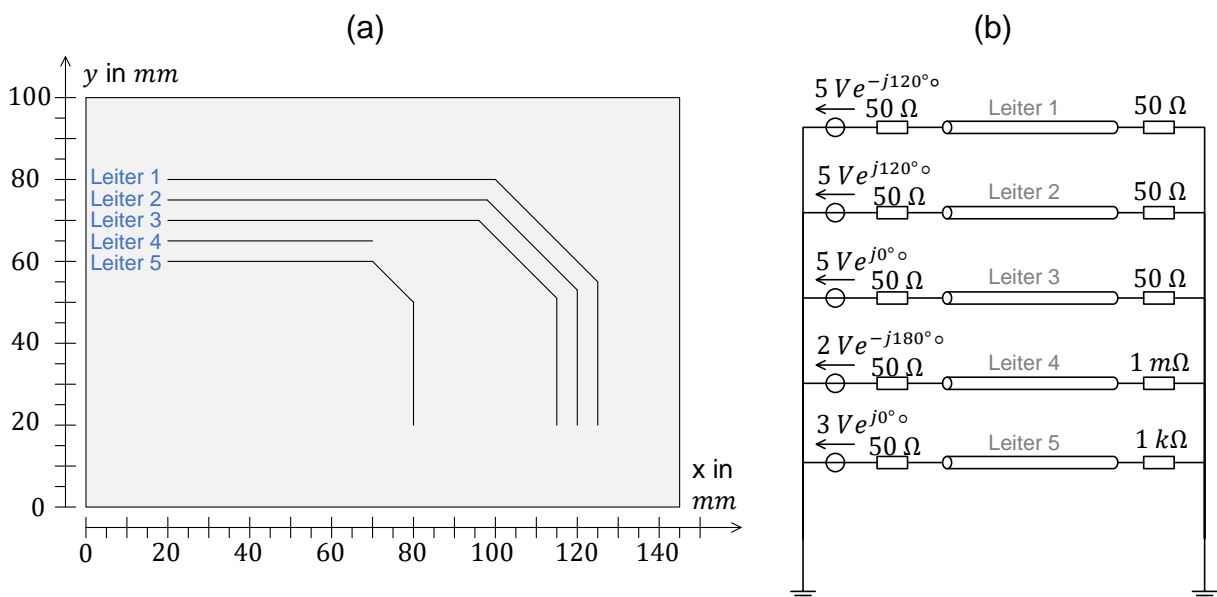
Zunächst werden die identifizierten Stromverteilungen verglichen, die mit dem kompletten Messdatensatz bzw. mit der reduzierten Datenmenge aus dem iterativen Messprozess berechnet werden. Für die Identifikation unter Berücksichtigung der Leitungstheorie zeigt sich, dass der iterative Messprozess für diese Anordnung die relevanten Messpunkte erfasst, da sich die Stromverteilung kaum von der geschätzten Verteilung auf Basis aller Punkte unterscheidet.

Im Vergleich mit den Simulationsdaten zeigt sich auch, dass die Berücksichtigung der Leitungstheorie sowie der Knotengleichung zu einer besseren Schätzung der Stromverteilungen führt. Für die Frequenzen  $50\text{ MHz}$ ,  $150\text{ MHz}$  und  $250\text{ MHz}$  beträgt die Abweichung der geschätzten Amplitude des Stromes maximal  $1\text{ dB}$ . Ebenfalls wird die Phase des Stromes von der erweiterten Methode sehr gut geschätzt. Lediglich für  $350\text{ MHz}$  zeigt sich ein deutlich größerer Unterschied. Dies ist primär auf den Messaufbau zurückzuführen. An den Verbindungsstellen am Anfang und Ende des Rundleiters kommt es durch die Anschlussbuchsen zu Streueffekte, die in der Simulation nicht nachgebildet werden. Entsprechend ist eine andere Verteilung des Feldes an diesen Stellen zu erwarten.

## 6 Anwendung der Methode auf eine Mehrleiterkonfiguration

Nachdem im vorangegangenen Kapitel die Methode an einem einfachen Aufbau validiert wurde, soll in diesem Kapitel das Potential an einem komplexen Aufbau untersucht werden. Hierzu wurde ein Messablauf mit verrauschten Daten simuliert.

Untersucht wird eine Leiterplatte mit 5 Leiterbahnen. Die Struktur der Leiterplatte sowie die Beschaltung sind in Abbildung 7 dargestellt. Die Richtung der Leiter ist jeweils so gewählt, dass der Anfang links in der Abbildung 7a ist; die Anregung mit Spannungsquellen erfolgt ebenfalls von dieser Seite.



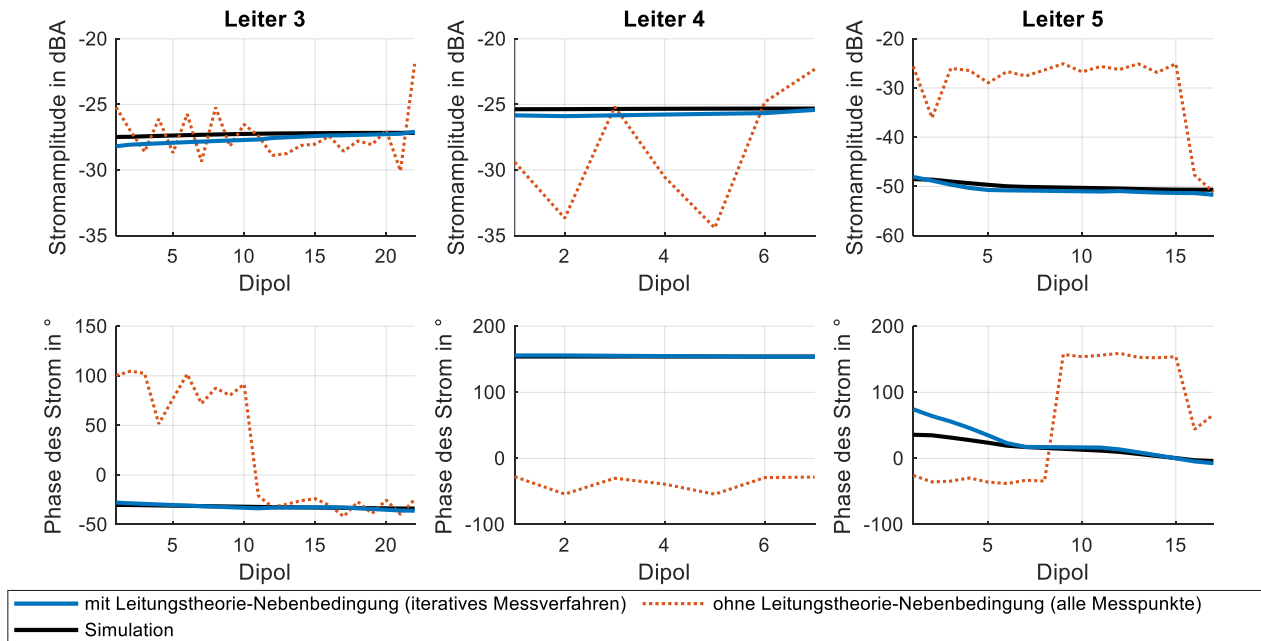
**Abbildung 7:** In der Simulation untersuchte Leiterplatte. (a) Geometrie des Messobjekts sowie Scanfläche mit Messpunkten im Hintergrund (b) Ersatzschaltbild des Aufbaus.

Das Verhalten der Leiterplatte wird exemplarisch für  $100\text{ MHz}$  und  $1\text{ GHz}$  untersucht. Die angenommene Scanfläche ist  $14,5\text{ cm} \times 10\text{ cm}$  groß und ebenfalls in Abbildung 7a dargestellt. Die möglichen simulierten Messpunkte sind in einem äquidistanten Gitter mit einer Breite von  $5\text{ mm}$  angeordnet. Wie zuvor wird das Feld in einer Höhe von  $1\text{ cm}$  aufgenommen.



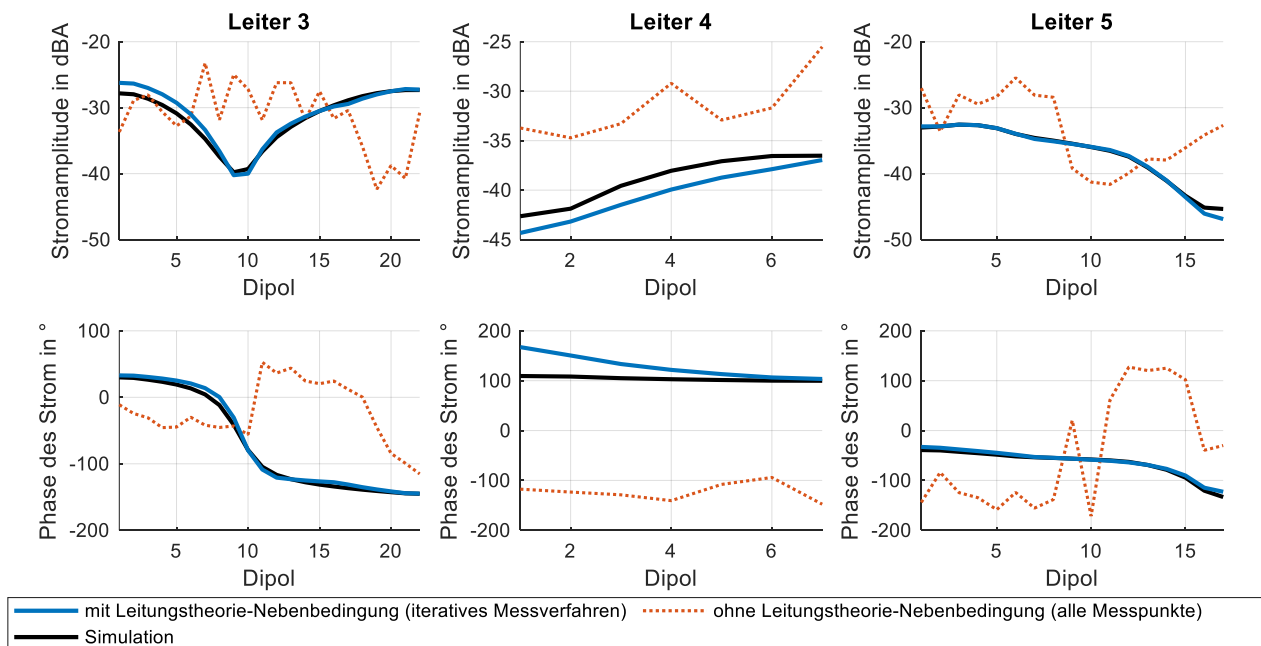
Die Magnetfelddaten werden mit CONCEPT-II berechnet und ein künstlich erzeugte Messrauschen wird überlagert. Dazu werden zunächst alle Amplitudenwerte der Simulationsdaten durch Hinzufügen von Zufallswerten um maximal  $\pm 2 \text{ dB}$  variiert. Zusätzlich wird ein angenommenes Hintergrundrauschen mit etwa  $-50 \text{ dB}_{A/m}$  addiert.

Als Abbruchbedingung für die iterative Messwertaufnahme wird gefordert, dass die bezogene relative Abweichung der Ströme unter 3 % liegt. Das Abbruchkriterium ist nach 30 Schritten (375 von 630 Messpunkten) erfüllt.



**Abbildung 8:** Identifizierte Stromverteilungen für die Leiterplatte aus Abbildung 7 bei 100 MHz.

Die geschätzte Stromverteilung der Leiter wird für 100 MHz in Abbildung 8 und für 1 GHz in Abbildung 9 dargestellt. Zum Vergleich wird noch die Stromverteilung gezeigt, die sich bei Anwendung der ursprünglichen Methode ohne Berücksichtigung der Leitungstheorie ergibt, wenn alle (verrauschten) möglichen Messpunkte verwendet werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden nur die Stromverteilungen in den Leitern 3-5 betrachtet.



**Abbildung 9:** Identifizierte Stromverteilungen für die Leiterplatte aus Abbildung 7 bei 1 GHz.

Die Gegenüberstellung zeigt klar, dass die Berücksichtigung der Leitungstheorie zu besseren Schätzungen der Stromverteilung führt. Die Abweichungen dieser Stromverteilung gegenüber den Simulationsdaten betragen für die Amplitude maximal 3 dB, für die Phase maximal 60°. In Anbetracht der tatsächlich fließenden Ströme, die etwa 20 dB auseinander liegen, sind das jedoch gute Ergebnisse.

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieses Beitrags wird die Stromrekonstruktion auf Leiterplatten anhand von Nahfelddaten behandelt und unter Verwendung zusätzlicher Randbedingungen weiterentwickelt. Die Geometrie der Leiter wird vorgegeben, die Stromverteilung muss mit der Leitungstheorie in Übereinstimmung sein und an den Knoten muss der Erhaltungssatz erfüllt sein.

Es zeigt sich, dass die Berücksichtigung dieser physikalischen Vorgaben entscheidende Vorteile für die Rekonstruktion der Stromverläufe mit sich bringt. Darüber hinaus wird ein Messverfahren vorgeschlagen, bei dem die Messpunkte iterativ aufgenommen werden. Es wird gezeigt, dass sich 25 %-50 % der Messpunkte einsparen lassen, ohne an Genauigkeit zu verlieren.

## Literaturangaben

- [1] X. Gao, J. Fan, Y. Zhang, H. Kajbaf und D. Pommerenke, "Far-Field Prediction Using Only Magnetic Near-Field Scanning for EMI Test," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 56. Jg., Nr. 6, S. 1335 – 1343, 2014.
- [2] H. Shall, K. Alameh, Z. Riah, A. Alaeddine und M. Kadi, "A tridimensional radiated emission model based on an improved near field scan technique," in *2014 International Conference on Green Energy*, 25 – 27 March 2014, Sfax, S. 240 – 245.
- [3] D. Rinas, P. Ahl und S. Frei, "PCB current identification based on near-field measurements using preconditioning and regularization," *Adv. Radio Sci.*, 14. Jg., S. 121 – 127, 2016.
- [4] X. Tong, D. W. P. Thomas, A. Nothofer, P. Sewell und C. Christopoulos, "Modeling Electromagnetic Emissions From Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Dipoles," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 52. Jg., Nr. 2, S. 462 – 470, 2010.
- [5] Z. Yu, J. A. Mix, S. Sajuyigbe, K. P. Slattery und J. Fan, "An Improved Dipole-Moment Model Based on Near-Field Scanning for Characterizing Near-Field Coupling and Far-Field Radiation From an IC," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 55. Jg., Nr. 1, S. 97 – 108, 2013.
- [6] D. Rinas, S. Niedzwiedz, J. Jia und S. Frei, "Optimization Methods for Equivalent Source Identification and Electromagnetic Model Creation based on Near-Field Measurements," in *EMC Europe 2011*, York, 26 – 30 Sept. 2011, S. 298 – 303
- [7] C. R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility*, 2. Aufl. Hoboken, NJ: Wiley, 2006.
- [8] D. Deschrijver, F. Vanhee, D. Pissoot und T. Dhaene, "Automated Near-Field Scanning Algorithm for the EMC Analysis of Electronic Devices," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 54. Jg., Nr. 3, S. 502 – 510, 2012.
- [9] Technischen Universität Hamburg, Institut für Theoretische Elektrotechnik. *CONCEPT-II*. (2017) [Online] Verfügbar unter: <http://www.tet.tuhh.de/concept/>