

Verminderung der magnetischen Nahfeldeinkopplung auf Leiterplattenebene durch reziproke Systemanalysen

Dipl.-Ing. Andreas Mantzke, Prof. Dr.-Ing. Marco Leone
Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg - Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik
Dr.-Ing. Thomas Fischer
Sivantos GmbH, Erlangen

1 Einleitung

Die Untersuchung hinsichtlich der elektromagnetischen Störfestigkeit ist ein Schwerpunkt des EMV-gerechten Leiterplatten (PCB) Designs. Die infolge der fortschreitenden Miniaturisierung stetig kleiner werdenden PCBs weisen immer mehr Intrasystemstörungen auf und bedürfen daher einer sorgfältigeren Betrachtung. Durch den limitierten Platz und aus Kostengründen können konventionelle EMV-Maßnahmen wie z.B. Schirmungen nicht verwendet werden. Darüber hinaus ist häufig die magnetische Nahfeldeinkopplung bei niedrigen Frequenzen ein schwerwiegendes Problem, da durch Masseebenen keine signifikante Emissionsminderung erreicht werden kann. In der Literatur [1] - [4] werden einige Verfahren beschrieben, die die magnetische Einkopplung reduzieren können. Jedoch beziehen sich diese Methoden oft auf das (magnetische) Übersprechen zwischen zwei benachbarten Leitungen, was durch sog. Guard-Traces erfolgreich bei hohen Frequenzen gedämpft werden kann. Zur Abschirmung eines starken einfallenden Magnetfeldes bei relativ niedrigen Frequenzen können Materialien wie Stahl, Mu-Metall oder Superpermalloy verwendet werden.

Ein typisches, praxisnahes Beispiel für magnetische Intrasystemstörungen tritt bei Mixed-Signal-Schaltungen schon bei relativ kleinen Frequenzen auf. Das in der Regel breitbandige digitale Rauschen koppelt dabei in die analoge Schaltung ein und kann zu erheblichen Performance-Einbußen führen. Für eine umfassende Analyse und Optimierung muss Simulationssoftware verwendet werden, die sich mittlerweile in vielen PCB-Designprozess etabliert hat. Jedoch hat man damit nur die grundsätzliche Möglichkeit verschiedene PCB-Layouts durch einen „Trial and Error“ Prozess zu optimieren. Die eigentliche Ursache der magnetischen Feldeinkopplung bleibt unbekannt, was der Komplexität der untersuchten PCBs geschuldet ist.

In diesem Beitrag wird eine Methodik präsentiert, die eine Analyse und Reduktion der magnetischen Nahfeldekopplung auf PCB-Ebene erlaubt. Während die eigentlichen Störquellen durch einen Nahfeldscan [5] oder 3D-Feldsimulation identifiziert werden, wird deren Reduktion durch das Reziprozitätsprinzip beschrieben. Die Einschränkung der Methodik besteht darin, dass die relevanten PCB-Strukturen

- elektrisch klein in Bezug auf die kleinste Wellenlänge sind,
- als lineares System interpretierbar sein müssen,

um die Reziprozität zu gewährleisten.

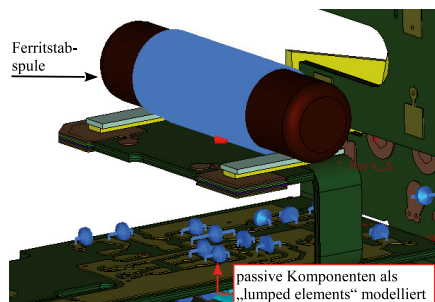


Abbildung 1: PCB-Simulationsmodell mit Ferritstabspule als Störquelle

Als Anwendungsbeispiel wird die PCB eines kommerziellen Hörgeräts (Abb. 1) betrachtet. Die Untersuchungen wurden mithilfe eines 3D-Feldsimulationsprogramms analog zu [6] durchgeführt, da ein Nahfeldscan der Struktur infolge des komplexen 3D-Designs nicht praktikabel war. Nichtsdestotrotz wurden Nahfeldscans an der planaren Platine durchgeführt, um die Quellregionen des störenden Magnetfeldes zu verifizieren.

Moderne Hörgeräte beinhalten diverse getaktete Signalverarbeitungs- und Verstärkerblöcke in einem digitalen Signalprozessor (DSP) oder anwendungsspezifischen, integrierten Schaltkreis (ASIC). Außerdem werden integrierte Funksysteme für die Kommunikation zwischen den Ohren (e2e) oder zur körperfernen Kommunikation mit Zubehör- oder Mobilgeräten verwendet. Im betrachteten Fall liegt ein ultra-leistungsarmes magnetisches Nahfeldkommunikationssystem vor mit einer Resonanzfrequenz von $f_{res} = 3.3\text{ MHz}$ und einer Ferritstabspule. Jegliche magnetische Störeinkopplung während des Signalempfangs vermindert die Sensitivität des Empfängers. Die getakteten Signale des ASICs erzeugen in Kombination mit den Entstörkondensatoren und Zuleitungen Magnetfelder, die in die Ferritstabspule einkoppeln.

Da die PCB nur wenige Zentimeter groß ist, kann sie in Bezug auf die Resonanzfrequenz f_{res} als elektrisch klein angesehen werden. Da die Spule ausschließlich mit einem Kleinsignal betrieben wird, treten keine nichtlinearen Sättigungserscheinungen auf. Außerdem wird der digitale Signalverarbeitungs-ASIC als lineare Störstromquelle innerhalb eines vereinfachten ASIC-Modells (Makromodell) betrachtet. Somit können die koppelnden Schaltungsteile als linear angenommen werden und mithilfe des Reziprozitätsprinzips betrachtet werden.

2 Reziprozitätsprinzip

Lineare und passive Systeme in isotropen Medien verhalten sich reziprok [7 - 9]. Unter der Annahme eines linearen und passiven Systems mit den Ports i und j (Abb. 2), wird man die gleiche Spannung $V_{i/j}$ an Port i/j bei Speisung eines Störstroms $I_{j/i}$ an Port j/i beobachten und umgekehrt, was durch die identischen Transferimpedanzen z_{ij} und z_{ji} repräsentiert wird

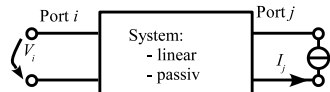


Abbildung 2: Reziprozität in der Netzwerktheorie

$$z_{ij} = z_{ji} . \quad (1)$$

Nimmt man an, dass der eine Port die Ferritstabspule und der andere Port die Störquelle ist, so muss die Kopplung zwischen den Ports bzw. die Transferimpedanz z_{ij} minimiert werden. Beschränkt man sich auf die magnetische Kopplung, kann die Transferimpedanz in ausreichendem Maße mit Hilfe der Koppelinduktivität L_{ij} zwischen den Schaltkreisen beschrieben werden:

$$z_{ij} \approx j\omega L_{ij} . \quad (2)$$

Hierbei ist ω die Kreisfrequenz und $L_{ij} = L_{ji}$ die reziproke Koppelinduktivität

$$L_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{I_j} , \quad (3)$$

mit

$$\Phi_{ij} = \int \int_{A_i} \mathbf{B}_j \cdot d\mathbf{A} . \quad (4)$$

Φ_{ij} repräsentiert dabei den induzierenden magnetischen Fluss durch die Schleifenfläche A_i des betroffenen Schaltkreises an Port i und \mathbf{B}_j ist die magnetische Flussdichte verursacht durch den Störstrom I_j im Aggressorschaltkreis von Port j . Wie man aus (3) schließen kann, entspricht eine Reduktion der magnetischen Kopplung einer Reduktion des magnetischen Flusses Φ_{ij} , was auf unterschiedlichem Wege erreicht werden kann.

Der konventionelle Optimierungsprozess der angesprochenen Beispiel-PCB würde erfordern, dass jeder Aggressorschaltkreis separat angeregt und der jeweils entstehende Fluss in der Ferritstabspule (Störsecke) minimiert wird. Dieses Vorgehen ist zeitaufwendig, nicht trivial und benötigt mindestens genauso viele Simulationen und Auswertungen wie es Aggressorschaltkreise gibt. Zudem verändert der Ferritkern die magnetische Feldverteilung, so dass Maßnahmen zur Minimierung des magnetischen Flusses nicht offensichtlich sind.

Die gesamte Untersuchung kann jedoch mithilfe des Reziprozitätsprinzips erheblich vereinfacht werden. Bei dieser alternativen Methode wird die betroffene Ferritstabspule mit einem Störstrom angeregt und erzeugt ein reziprokes Magnetfeld, das in alle Aggressorschaltkreise einkoppelt und ausgewertet werden kann. Da diese Schaltkreise nicht von Ferritmaterial umgeben sind und nur die Spule angeregt wird, muss nur ein einziger Simulationslauf durchgeführt werden.

3 Reduktionsmethoden für die magnetische Kopplung

Infolge der 3D-Feldsimulation ist die Verteilung des reziproken Magnetfeldes bekannt. Die Reduktion des jeweiligen reziproken magnetischen Flusses (4) für jeden einzelnen Aggressorschaltkreis kann auf unterschiedliche Weise erreicht werden:

- Reduktion der Flussdichte B_j , was meist durch eine Erhöhung des Abstandes zwischen Störsecke und Aggressor oder durch Guard-Traces erreicht wird.
- Ausrichtung der Schaltkreisgeometrie, sodass B_j nicht die Schleifenfläche A_i durchfließt.
- Anpassung der Schaltkreisgeometrie, sodass kompensierende Teilflüsse in der selben Schleifenfläche induziert werden.

3.1 Guard-Traces

Die erste Methode ist kein praktikabler Weg, da die PCB extrem klein ist. Guard-Traces werden in konventionellen Layouts neben sensiblen Leitungen verlegt. Da Guard-Traces via Kurzschluss mit der Masseebene verbunden sind, könnte eine ideale Guard-Trace ein einfallendes Magnetfeld über den induzierten Strom kompensieren (Lenz'sche Regel) und somit die benachbarte, sensible Leitung schützen. Diesen Kompensationseffekt könnte man nutzen, um die Abstrahlung einer Aggressorleitung zu reduzieren, jedoch begrenzt der ohm'sche Widerstand der Guard-Trace den induzierten Strom bei kleinen Frequenzen zu stark.

Zur Verdeutlichung des Problems kann man sich eine Guard-Trace in unmittelbarer Nähe einer Aggressorleitung vorstellen, wobei beide Leitungen infolge einer identischen Geometrie die gleiche Eigeninduktivität L_0 haben. Im Falle einer idealen magnetischen Kopplung ohne Streufluss wäre die Koppelinduktivität M ebenfalls so groß wie die Eigeninduktivität L_0 . Die magnetisch gekoppelten Leitungen können anschaulich mit einem Transformatorersatzschaltbild auf der Netzwerkebene beschrieben werden (Abb. 3), da die Anordnung elektrisch kurz ist.

Unter Berücksichtigung des Guard-Trace Widerstandes R_T , der sich aus dem DC-Widerstand und dem Skin-Effekt ergibt, erkennt man, dass der Guard-Trace Strom I_T infolge der Stromteilung zwischen R_T und M immer kleiner als der Aggressorstrom I_0 ist. Man kann daher aus Abb. 3 schließen, dass Guard-Traces erst ihren Zweck erfüllen, wenn gilt:

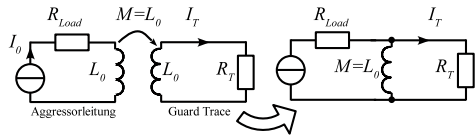


Abbildung 3: Niederfrequentes Ersatzschaltbild für ideale, konventionelle Guard-Traces

$$j\omega M \gg R_T . \quad (5)$$

Im Hörgerätbeispiel wäre der ohm'sche Widerstand einer Guard-Trace in derselben Größenordnung wie die Impedanz ihrer Eigeninduktivität bei $f = 3.3$ MHz, außerdem wäre die Kopplung nicht ideal ($M < L_0$), was zu einem noch geringeren Guard-Trace Strom führt. Daher muss der Guard-Trace der Aggressorstrom I_0 aufgezwungen werden, sodass ein kompensierendes Magnetfeld entsteht. Um dies zu erreichen, wurde eine modifizierte Guard-Trace entwickelt, bei der beide Leitungen galvanisch miteinander verbunden sind und somit vom selben Strom durchflossen werden (Abb. 4). Es sei darauf hingewiesen, dass diese Methode nicht angewendet werden kann, wenn eine geschlossene Masseebene als Rückleiter verwendet wird. Durch die modifizierte Guard-Trace wird eine effiziente Kompensation erzielt, da die Aggressorleitung (oder Schleife) eine benachbarte Schleife gleicher Geometrie hat, die von einem gegensinnigen, gleich großen Strom durchflossen wird. Da beide Schleifen als magnetische Dipole interpretiert werden können, sieht man leicht, dass die beiden Dipolmomente [7 - 8] gegensätzlich sind und sich daher kompensieren. Deshalb wird das erzeugte Magnetfeld einer Aggressorleitung signifikant, was deutlich effizienter als die Verwendung mehrerer Guard-Traces ist.

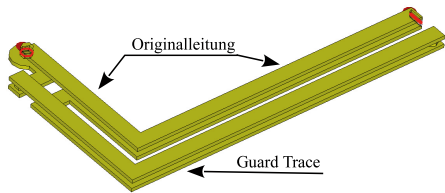


Abbildung 4: Mikrostreifenleitung mit neuartiger NF-Guard-Trace

3.2 Ausrichtung der Geometrie bzw. der Kondensatoren

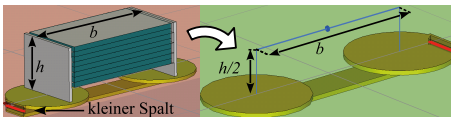


Abbildung 5: Realistisches (links) und Schleifenmodell (rechts) für MLCCs

Eine weitere kritische Quelle magnetischer Felder auf Miniatur-PCBs sind Entstörkondensatoren wie z.B. Keramikkondensatoren (MLCCs). Der Einfachheit halber werden im Folgenden ausschließlich MLCCs betrachtet, der Ansatz ist aber allgemein gültig. Bei Miniatur-PCBs ist der Abstand zwischen Hin- und Rückleiter klein verglichen mit der

Größe der verwendeten MLCCs und kann daher vernachlässigt werden. Ein MLCC kann dann mit Rückleiter als Stromschleife bzw. magnetischer Dipol aufgefasst werden. Um die effektive Dipolfläche zu bestimmen, wird die 3D-Geometrie des MLCCs durch einen äquivalenten Linienstrom ersetzt, der entlang des Pfades der mittleren Stromdichte platziert wird.

Infolge der niedrigen Frequenzen und der elektrisch kleinen Struktur kann eine homogene Stromdichteverteilung wie im DC-Fall angenommen werden, so dass der äquivalente Linienstrom auf halber Bauteilhöhe $h/2$ verläuft. Die Näherung mittels Linienstrom ist im Hörgerätbeispiel zulässig, da der Abstand zur Ferritstabspule viel größer ist als die Abmessungen der MLCCs. Sollte dies nicht der Fall sein, muss eine komplexere MLCC-Modellierung vorgenommen werden [10], um die Kopplung zwischen den Bauelementen korrekt zu erfassen. Durch die Modellierung als einfache Stromschleife kann der Einfluss der MLCCs effizient berücksichtigt werden und die gesamte Struktur, die viele MLCCs enthält, in kürzerer Zeit simuliert werden. Durch Auswertung des reziproken Magnetfeldes kann die Kopplung zwischen MLCC und Ferritantenne minimiert werden, indem der MLCC so auf der PCB angeordnet/ gedreht wird, dass das reziproke Magnetfeld keine Spannung mehr in der Stromschleife induziert. Infolge der Reziprozität wird der MLCC im realen Betrieb keine Störspannung in der Ferritstabspule induzieren.

3.3 Kompensation durch mehrere Kondensatoren

Durch die Interpretation der MLCCs als magnetische Dipole kann in Anlehnung an die NF-Guard-Trace eine zweite Möglichkeit der Magnetfeldreduktion gefunden werden, die allgemeingültig bzw. unabhängig vom reziproken Magnetfeld ist [11 - 12]. Bei der Methode wird einem störenden MLCC ein zweiter MLCC gleichen Typs (Größe, Bauteilwert) parallel geschaltet. Dieser ist auf der PCB so angeordnet, dass die magnetischen Dipolmomente der MLCCs entgegengesetzt ausgerichtet sind. Infolge der identischen Impedanz wird sich der Strom gleichmäßig auf beide MLCCs aufteilen, während die identische Geometrie für eine identische effektive Dipolfläche sorgt. Die resultierenden, gegensinnigen Dipolmomente sind im Idealfall betragsmäßig gleich groß und heben sich auf.

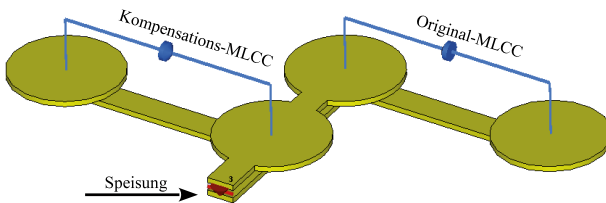


Abbildung 6: Prinzipielle Anordnung zweier MLCCs zur Reduktion des emittierten Magnetfeldes

Dies wird durch die Betrachtung des Magnetfelds verifiziert, welches in 3 mm Abstand über der Struktur ausgewertet wird. Weiterhin wurden Bauteile in Hörgerätedimensionen (SMD Größe 0402) verwendet mit z.B. der effektiven Höhe $h_{eff} = h/2 = 250 \mu\text{m}$ und die Länge $b = 1 \text{ mm}$ (Abb. 7).

Dabei wurde die Zuleitung kurz gehalten und die Anordnung mit einem Strom von $I = 1 \text{ A}$ gespeist. Wie man in Abbildung 8 erkennt, ist das Kompensationspotential mit ca. 10 dB enorm, jedoch ist dieser Wert in der Realität nicht immer erreichbar, da sich die magnetischen Dipolmomente der MLCCs infolge von Bauteiltoleranzen und der Asymmetrie der PCB nicht vollständig kompensieren können.

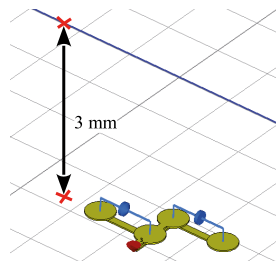


Abbildung 7: Position der Aufpunktlinie

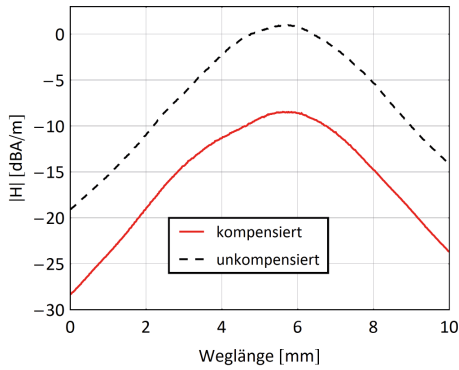


Abbildung 8: Resultierendes Magnetfeld der MLCCs auf der Aufpunktlinie

4 Anwendung der vorgestellten Reduktionsmethoden

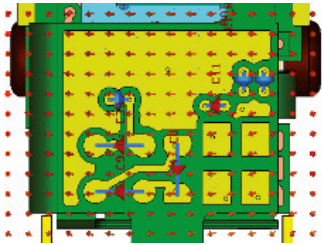


Abbildung 9: 2D-Verteilung des reziproken Magnetfeldes in Anwesenheit der bestückten PCB-Struktur

Um die Effizienz der vorgestellten Methoden und der neuen NF-Guard-Trace am realen Beispiel zu demonstrieren, werden 2 Optimierungen am Hörgerätbeispiel diskutiert. Dafür wurde zuerst das reziproke Magnetfeld mit [13] simuliert, indem die Ferritstabspule mit einem Strom angeregt wurde. Die Simulation wurde bei Anwesenheit der kompletten, bestückten PCB durchgeführt, was ein großer Vorteil gegenüber jeder analytischen Abschätzung ist, da der Einfluss der PCB auf das Magnetfeld berücksichtigt wird. Beispielsweise wird in Abb. 9 die reziproke Magnetfeldverteilung in einer 2D-Ebene nahe eines kritischen MLCCs im finalen Layout gezeigt.

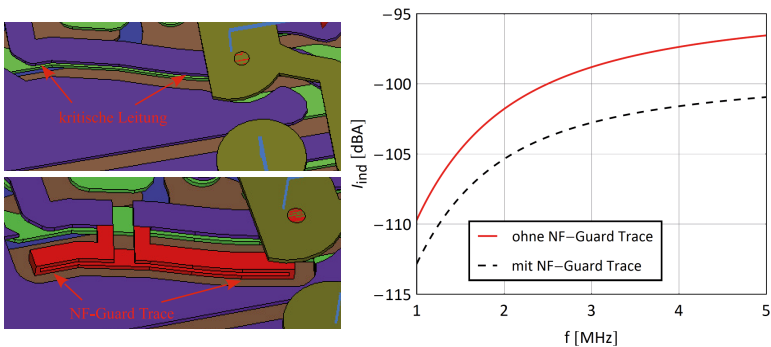


Abbildung 10: Ausschnitt der Leitung (links) und induzierter Strom in der kritischen Leitung (rechts) mit und ohne NF-Guard-Trace

In der ersten Optimierung wurde die Störfestigkeit einer kritischen Leitung (Abb. 10) durch eine NF-Guard-Trace verbessert. Die kritische Leitung ist Teil des Versorgungsnetzwerks, das mit der Batterie verbunden ist, und wurde durch Nahfeldscans der ungebogenen PCB als starker Störer identifiziert. Der reziproke, in der kritischen Leitung induzierte Strom I_{ind} wurde ausgewertet, um den Einfluss der NF-Guard-Trace zu beurteilen. Dabei fungiert die Ferritstabspule als Aggressor, der direkt von einer Stromquelle gespeist wird. Wie man in Abb. 10 erkennt, wird der induzierte Strom bei der relevanten Frequenz von $f = 3.3$ MHz um ca. 4 dB gedämpft, obwohl die NF-Guard-Trace aus Platzgründen nur entlang eines Teils der kritischen Leitung vorgesehen wurde.

Ein zweites Beispiel demonstriert den Einfluss der MLCC Orientierung auf der PCB. Der Kondensator $C_{39} = 10 \mu\text{F}$ fungiert als Entstörkondensator für den ASIC, der die digitale Signalverarbeitung realisiert, weshalb C_{39} direkt mit der Störstromquelle im ASIC verbunden ist. Tatsächlich fließt ein großer Teil des Störstromes über C_{39} , wodurch er ein erhebliches Störpotential besitzt, obwohl der Abstand zur Ferritstabspule bereits größtmöglich ist.

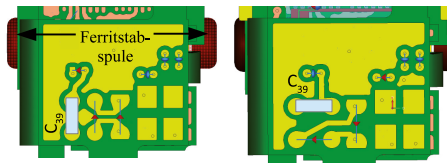


Abbildung 11: Ursprüngliche (links) und optimale (rechts) Orientierung von C_{39}

In einer früheren Version des PCB-Layouts (Abb. 11, links) war der MLCC unbeabsichtigt so orientiert, dass die Kopplung mit der Antenne maximal war. Durch Auswertung des reziproken Magnetfeldes und der nachfolgenden Drehung von C_{39} um 90 Grad (Abb. 11, rechts), ist die induzierte Spulenspannung um ca. 5 – 6 dB reduziert worden, was eine erhebliche Verbesserung darstellt. Dass trotz der optimalen Orientierung von C_{39} eine Störspannung induziert wird, liegt in erster Linie an den Zuleitungen von C_{39} , die ebenfalls zur Störemission beitragen, was z.B. durch eine NF-Guard-Trace hätte gedämpft werden können. Die induzierte Störspannung wurde auf den anregenden Störstrom I_{noise} normiert, wodurch sich die Transferimpedanz zwischen Spulenschaltkreis und ASIC-Schaltkreis ergibt.

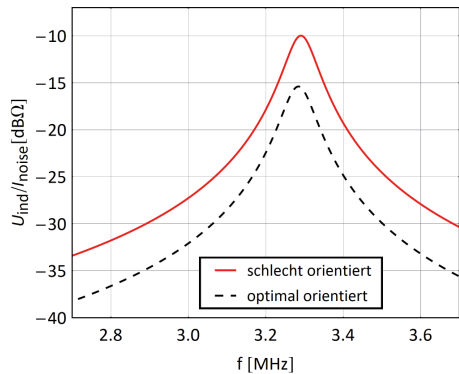


Abbildung 12: Transferimpedanz in Abhängigkeit der Orientierung von C_{39}

5 Zusammenfassung

Basierend auf dem Reziprozitätsprinzip wurde eine Methodik entwickelt, die eine schnelle Analyse der magnetischen Nahfeldkopplung auf PCB-Ebene bei minimalem Rechenaufwand ermöglicht. Des Weiteren wurden effiziente Methoden zur Reduktion der magnetischen Kopplung vorgestellt, welche die Einschränkungen infolge der kleinen PCB-Größe berücksichtigen.

Eine neuartige Guard-Trace-Struktur zur Einschränkung des abgestrahlten Magnetfeldes bei kleinen Frequenzen wurde entwickelt. Außerdem konnte gezeigt werden, dass die Orientierung von relativ großen Bauteilen, wie z.B. MLCCs, einen signifikanten Einfluss auf die magnetische Kopplung haben kann. Zudem können die emittierten Magnetfelder dieser Bauteile durch eine Kompensationsstruktur signifikant gedämpft werden. Die Methodik und Ansätze zur Kopplungsreduktion wurden anhand der PCB eines realen Hörgerätes und an Prinzipstudien validiert und resultierten jeweils in einer signifikanten Verbesserung.

Literatur

- [1] Paul, C.R., *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley & Sons, New York, 2006
- [2] Johnson, H.; Graham, M., *High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic*, Prentice Hall, New Jersey, 1993
- [3] Mbairi, F.D.; Siebert, W.P.; Hesselbom, H., *On The Problem of Using Guard Traces for High Frequency Differential Lines Crosstalk Reduction*, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol.30, no.1, pp.67-74, March 2007
- [4] Celozzi, S.; Araneo, R.; Lovat, G., *EMC Shielding*, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2008
- [5] Kroening, O.; Krause, M.; Leone, M., *Nearfield-immunity scan on printed circuit board level*, IEEE 14th Workshop on Signal Propagation on Interconnects (SPI), pp.101-102, 9-12 May 2010
- [6] Fischer, T., *Wireless Interference Simulation*, CST European Usergroup Conference, 2014
- [7] Harrington, R.F., *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, Piscataway, 2001
- [8] Balanis, C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, New York, 2001
- [9] Coren, R.L., *Reciprocity in EMI-EMC*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.184-188, 12-16 Aug 1991
- [10] Mantzke, A.; Kochetov, S.V., *Broad-Band Modeling of Passive Power-Supply Filter Structures*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.55, no.1, pp.89-96, Feb. 2013
- [11] Zeeff, T.M.; Hubing, T.H.; Van Doren, T.P.; Pommerenke, D., *Analysis of simple two-capacitor low-pass filters*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.45, no.4, pp.595-601, Nov. 2003
- [12] Fischer, T.; Kneuer, C.; Albach, M.; Schubert, G., *Mutual Inductance of Capacitor Low-Pass Filters*, 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.381-384, 12-16 Jan. 2009
- [13] www.cst.com