

Über magnetische Kopplung bei Entstörkondensatoren

S. Weber, E. Hoene, S. Guttowski, W. John, H. Reichl

Fraunhofer Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration

Gustav-Meyer-Allee 25, 13355 Berlin

E-mail: weber@izm.fraunhofer.de

1 Einleitung

EMV-Filter für leitungsgebundene Störungen leistungselektronischer Geräte im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz werden heute anhand der geforderten Einfügedämpfung am unteren Ende des Frequenzbereiches entworfen [2]. Die Filtereigenschaften bei höheren Frequenzen werden beim Entwurf nicht berücksichtigt. Die geforderte Funktion des Filters wird an Prototypen in einem messtechnischen Prozess mit der Methode von Versuch und Irrtum sicher gestellt [1, 2].

Bei EMV-Filtern können bereits sehr kleine Koppelfaktoren zwischen den Leitungen, die die Störungen führen, und den Leitungen, von denen die Störungen ferngehalten werden sollen, großen Einfluss auf die Filterwirkung haben [3]. In dieser Abhandlung wird gezeigt, dass die induktive Kopplung zwischen Leitungsstrukturen und Entstörkondensatoren beim Entwurf berücksichtigt werden kann. Die vorgestellte Modellierungsmethodik stellt damit einen Schritt in Richtung gezielten Filterentwurfs dar.

Stand der Technik auf dem Gebiet der Störpfadmodellierung in leistungselektronischen Systemen ist die exakte Modellierung der leitenden Strukturen im dreidimensionalen Raum mit Hilfe der PEEC-Methode [4]. Die PEEC-Methode wurde 1974 von Ruehli in [5] vorgestellt und ist heute anwendbar durch einige kommerzielle sowie einige freie Programme. Im Folgenden wird gezeigt, wie induktive Koppelleffekte mit Entstörkondensatoren

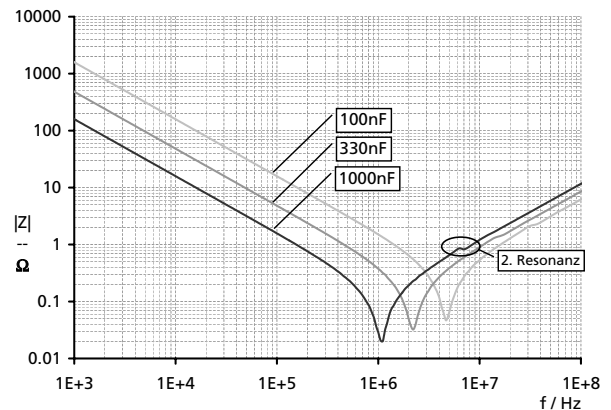


Abb. 1: Betrag der Impedanz der untersuchten Entstörkondensatoren

beim EMV-Filterentwurf ebenso berücksichtigt werden können, wie die Kopplungen mit Verbindungsstrukturen. Unter Anwendung der PEEC-Methode werden Kondensatoren unter Vernachlässigung ihrer Kapazität durch leitende Strukturen nachgebildet, um parasitäre Induktivitäten und deren Kopplung zu nahen Leiterstrukturen zu bestimmen. Im Ersatzschaltbild wird die Kapazität dann wieder hinzugefügt, sodass die elektrischen Eigenschaften im gesamten betrachteten Frequenzbereich modelliert werden. Die Ergebnisse werden durch Messungen im betrachteten Frequenzbereich von einigen kHz bis 100MHz verifiziert. Die Möglichkeit der Berücksichtigung der induktiven Kopplung zwischen allen Teilen eines leistungselektronischen Systems einschließlich Leitungsstrukturen und Entstörkondensatoren wird nachgewiesen. Insbeson-

Kapazität C in nF	ESR in mΩ
100	38
330	29
1004	20

Tab. 1: Äquivalenter Serienwiderstand (engl.: ESR)

dere bei der Miniaturisierung leistungselektronischer Systeme müssen diese Koppeffekte zur Sicherstellung der EMV berücksichtigt werden.

2 Entstörkondensatoren

Entstörkondensatoren für leistungselektronische Anwendungen weisen Kapazitätswerte zwischen 10nF und 5μF für Spannungen um 300V auf. Für die Erforschung der Kopplung mit einem Entstörkondensator werden ein 100nF, ein 330nF und ein 1μF Kondensator herangezogen. Abbildung 1 zeigt den Betrag der Impedanz der untersuchten Entstörkondensatoren in dem betrachteten Frequenzbereich von 1kHz bis 100MHz. Der Nennwert der Kapazität ist bis zu der Resonanzstelle bei einigen MHz sehr gut abzulesen. Bei höheren Frequenzen verhält sich der Kondensator induktiv. Kondensatoren für hohe Betriebsspannung werden durch interne Reihenschaltung mit zusätzlichen Elektroden ausgeführt. Dies führt bei höheren Frequenzen zu weiteren Resonanzen [6]. Die Impedanzüberhöhung fällt bei den untersuchten Kondensatoren sehr klein aus und beeinflusst die folgenden Untersuchungen nicht.

Durch die Messung des Betrages der Impedanz in Abbildung 1 können der Kapazitätswert und der äquivalente Serienwiderstand (engl.: ESR) des bekannten Reihenersatzschaltbildes der Kondensatoren ermittelt werden. Tabelle 1 listet Mittelwerte über sechs Exemplare auf. Die äquivalente Serieninduktivität (engl.: ESL) ist proportional zu der

durch die Kondensatoranschlüsse aufgespannten Fläche. Zur genauen Modellierung muss folglich die Fläche, die durch die Anschlüsse in einer realen Schaltung aufgespannt wird, berücksichtigt werden. Zur Bestimmung der induktiven Kopplung mit einem Entstörkondensator wird ein Versuchsaufbau mit einer zu bestimmenden ESL und einer Empfangsschleife mit ähnlicher Fläche gewählt.

3 Versuchsaufbau

Zur Messung der induktiven Kopplung mit Entstörkondensatoren wird eine Empfangsschleife nahe dem Bauelement platziert. Um Einflüsse der Anschlussleitungen zum Verstärkungsmessgerät auf die Feldkopplung auszuschließen, werden die Anschlüsse in Form einer Rechteckschleife mit definierter Induktivität ausgeführt. Die gemessene Spannung hängt sehr stark von dem Abstand zwischen der Schleife mit Kondensator und der Empfangsschleife ab. Mit einer Eingangsspannung von 1V erhält man mit der gewählten Anordnungen deutliche Messwerte bis zu einer Entfernung von 10cm zwischen den beiden Schleifen. In Abschnitt 5 werden verschiedene Positionen der Empfangsschleife diskutiert. Zunächst wird die Kopplung mit einer Empfangsschleife in der Ebene der Kondensatoranschlüsse betrachtet.

3.1 Rastermaße

Die gewählten Kondensatoren sind Exemplare mit den Rastermaßen 15mm, 22,5mm und 27,5mm. Abbildung 2 zeigt die Versuchsaufbauten zur Messung der induktiven Kopplung für die drei verschiedenen Rastermaße. Die untere Schleife ist die Empfangsschleife deren Abstand konstant zu den gelöteten Anschlusspunkten der Kondensatoren gehalten ist.

Die in der Empfangsschleife induzierte Spannung steigt proportional mit der Frequenz

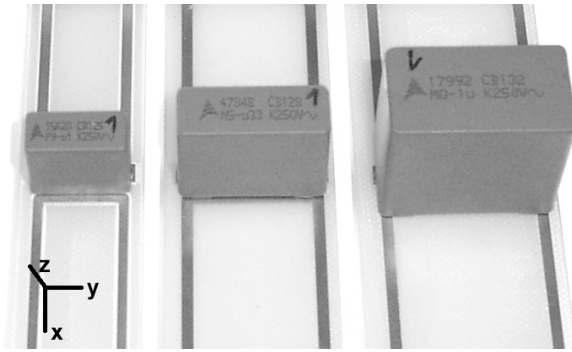


Abb. 2: Versuchsaufbauten zur Messung der induktiven Kopplung

und dem Kondensatorstrom, vgl. die bekannte Gleichung 1.

$$\underline{U}_{ind} = \omega M \underline{I} \quad (1)$$

Abbildung 3 zeigt die gemessene eingekoppelte Spannung – bezogen auf die an der Schleife mit Kondensator angelegte Spannung – für die Anordnungen mit verschiedenen Rastermaßen. Werte kleiner -80 dB können nicht exakt gemessen werden und werden deshalb nicht dargestellt. Bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz steigt die gemessene Verstärkung wie erwartet mit f^2 (40dB/decade), weil induzierte Spannung und Kondensatorstrom proportional zu f ansteigen. Nach der Resonanzfrequenz verläuft die gemessene Verstärkung konstant, da sich der Anstieg der induzierten Spannung mit der Frequenz und der mit der Frequenz sinkende Kondensatorstrom aufheben. Geht man davon aus, dass Schleifen mit größeren Flächen stärker miteinander verkoppelt sind, so erwartet man eine höhere Einkopplung mit steigendem Rastermaß. Dies bestätigt sich nicht, wie bei Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz zu erkennen ist. Zwar ist die Einkopplung von dem 330nF Kondensator höher als die des 100nF Kondensators, aber die Einkopplung des $1\mu\text{F}$ Kondensators ist kleiner als in den beiden anderen Fällen. Folglich muss die Abmessung des Kondensators einen nicht

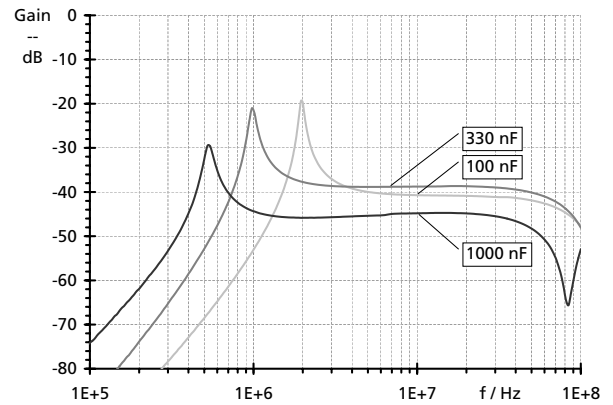


Abb. 3: Gemessene eingekoppelte Spannung bezogen auf die an der Schleife mit Kondensator angelegte Spannung

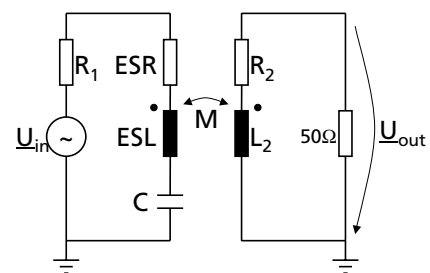


Abb. 4: Ersatzschaltbild zur Modellierung der induktiven Kopplung

unwesentlichen Einfluss auf die Kopplung haben.

Am oberen Ende des Frequenzbereiches wird neben der Impedanz der Schleife mit Kondensator auch die Impedanz der Empfangsschleife induktiv. Somit fällt die eingekoppelte Spannung zum Teil über der Eigenimpedanz der Empfangsschleife ab und nicht mehr vollständig über dem 50Ω -Messwiderstand. Der Versuch mit dem $1\mu\text{F}$ Kondensator zeigt eine zweite Resonanz am Ende des betrachteten Frequenzbereiches. Diese ist auf einen kapazitiv eingekoppelten Spannungsanteil zurückzuführen, auf den hier nicht weiter eingegangen wird.

Das gemessene Verhalten wird durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 4 modelliert. R_1 ist der Widerstand der Kondensatoranschlüs-

se und L_1 ist die äquivalente Serieninduktivität (ESL) der Schleife mit Kondensator. R_2 ist der Widerstand und L_2 die Eigeninduktivität der Empfangsschleife, die an den 50Ω -Eingang des Verstärkungsmessgerätes angeschlossen ist. M_{12} ist die Gegeninduktivität zwischen beiden Schleifen.

Zusammen mit den Anschlussstiften führt der Kondensatorwickel den Kondensatorstrom. Somit sind Abmessungen und Position des Kondensatorwickels für die Eigen- und die Gegeninduktivität verantwortlich. Für die Berechnung der Parameter des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 4 müssen Abmessungen und Position des Kondensatorwickels innerhalb des Gehäuses bekannt sein.

3.2 Kondensatorwickel

Abmessungen von Kondensatorwickeln werden in der Regel von Herstellern nicht im Datenblatt angegeben. Um die benötigten Daten zu bekommen, werden sechs Exemplare jedes Kondensators untersucht. Drei Exemplare werden zerstört um einen Querschnitt durch die Anschlüsse (yz-Ebene) und drei um einen Querschnitt in der xz-Ebene zu erhalten. Die Abmessungen werden mit einem geeigneten Mikroskop gemessen. Der Querschnitt des Kondensatorwickels in der xz-Ebene wird charakterisiert durch Breite, Höhe und den Radius an den Kanten des Wickels. Der Querschnitt in der yz-Ebene liefert Informationen über die Länge des Wickels und den Abstand seiner Unterkante zu der Ebene der Anschlüsse (im folgenden „Basis“ genannt). Da Exemplarstreuung nicht modelliert werden soll, bestimmt allein der Wert der Basis die Position des Wickels im Gehäuse. Damit werden innerhalb des Gehäuses zentriert und gerade platzierte Kondensatorwickel vorausgesetzt.

Die Querschnitte in Abbildung 5 zeigen zum Teil deutliche Abweichungen der Position des Kondensatorwickels von dieser Annahme. Während mit dem gezeigten 330nF Kon-

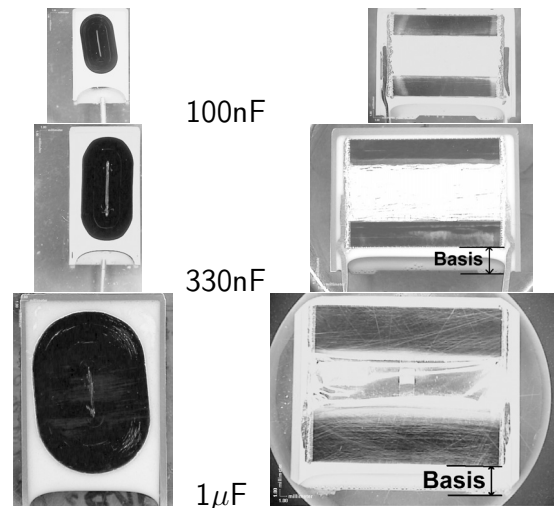


Abb. 5: Schliffe der Kondensatoren: links die xz-Ebene, rechts die yz-Ebene

densator ein gerades Exemplar vorliegt, ist der $1\mu\text{F}$ schief. Das Exemplar des 100nF Kondensators wurde gegen die Oberseite des Gehäuses gequetscht.

Die gemessenen Exemplarstreuungen verdeutlichen die Grenzen der erreichbaren Genauigkeit für die Berechnung der Parameter des Ersatzschaltbildes. Tabelle 2 listet die gemessenen Durchschnittswerte für die Basis und die Abmessungen des Kondensatorwickels auf.

3.3 Erreichbare Genauigkeit

Verschiedene Exemplare des selben Kondensators weisen eine um $\pm 2\text{dB}$ unterschiedlich hohe Kopplung zur Empfangsschleife auf. Ein weiteres Experiment zeigt deutlich die Grenzen der erreichbaren Genauigkeit für die Berechnung der Parameter des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 4. Abbildung 6 zeigt die gemessene Verstärkung des $1\mu\text{F}$ Kondensators und des selben Bauelementes um 180° gedreht. Die unterschiedliche Kopplung eines um 180° gedrehten Bauelementes liegt in der selben Größenordnung wie die Exemplarstreuung: $\pm 2\text{dB}$. Sie ist Fertigungstoleranzen der Position des Kondensatorwickels innerhalb des

Kondensator	x: Breite	y: Länge	z: Höhe	Radius	Basis
100 nF	4.6	14.9	8.6	2.3	2.7
330 nF	7.4	24.1	15.0	3.7	4.0
1 μ F	17.1	28.6	24.6	8.5	4.5

Tab. 2: Mittelwerte der Abmessungen der Kondensatorwickel in mm

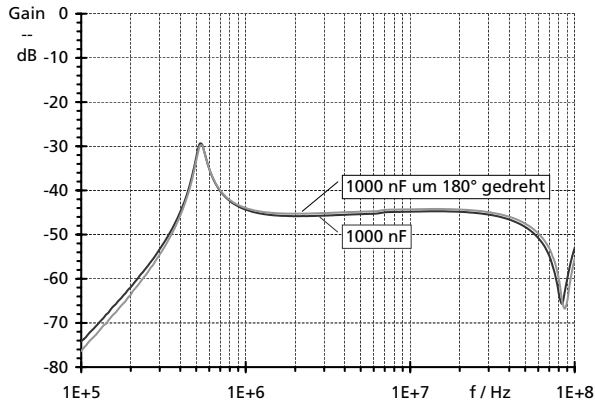


Abb. 6: Gemessene Verstärkung mit 1μ F Kondensator und dem gleichen Kondensator um 180° gedreht

Gehäuses des Kondensators geschuldet. Die Abweichungen der Position des Kondensatorwickels von der geraden und zentrierten Position, die in Abbildung 5 zu sehen sind, machen die unterschiedliche Kopplung eines um 180° gedrehten Kondensators in Abbildung 6 verständlich. Da die Kopplung von dem Abstand der beiden Schleifen abhängt ist klar, dass ein – zum Beispiel auf der rechten Seite platzierter – Wickel mehr mit einer Empfangsschleife auf der rechten Seite koppelt, als der selbe Kondensator um 180° gedreht. Die gemessene Verstärkung des um 180° gedrehten Kondensators in Abbildung 6 ist bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz kleiner, wie bei einem rechts positionierten Wickel, bei höheren Frequenzen ist sie jedoch höher! An dieser Stelle haben wir es also mit einem schief platzierten Kondensatorwickel zu tun. Der Näheeffekt zieht den Kondensatorstrom bei höheren Frequenzen in

Richtung des Rückleiters und bewirkt einen niedrigeren Abstand zur Empfangsschleife bei hohen Frequenzen.

Die Modellierung der Exemplarstreuungen macht aus Sicht des Filterentwurfs keinen Sinn, so wird im Folgenden von zentriert und gerade platzierten Kondensatorwickeln ausgegangen. Es wird eine Methode zur Berechnung der Parameter des Ersatzschaltbildes in Abbildung 4 präsentiert, die die sinnvolle Genauigkeit von $\pm 2\text{dB}$ erreicht.

4 Modellierung

Zur Berechnung der Parameter des Ersatzschaltbildes in Abbildung 4 mit der PEEC-Methode werden die Versuchsaufbauten modelliert. Bei der PEEC-Methode werden dabei nur die Leitungsstrukturen in Form von rechteckigen Leitungselementen diskretisiert [4, 5]. Anschließend werden Widerstände und partielle Eigen- und Gegeninduktivitäten aller Elemente berechnet. Da hier nur die induktive Kopplung untersucht wird, werden Potentialkoeffizienten nicht berücksichtigt. Zur Berechnung der jeweiligen Schleifeninduktivität werden dann vorzeichenbehaftete Summen über alle partiellen Induktivitäten der Schleife gebildet.

Um ungleichmäßige Stromverteilungen in den leitenden Strukturen in Abhängigkeit von der Frequenz zu berücksichtigen, kann die Diskretisierung der Leitungselemente durch eine Unterteilung in mehrere Segmente (engl.: filaments; Stromfäden) weiter verfeinert werden.

Widerstände und Induktivitäten werden in dem Frequenzbereich von 0Hz bis 100MHz bestimmt. Die Frequenzabhängigkeit der Parameter ist relativ klein. Die bei hohen Frequenzen erhöhten Widerstandswerte sind klein gegenüber 50Ω . Das Absinken der Induktivitäten um den Wert der jeweiligen inneren Induktivität ist vernachlässigbar. Die Änderung der Gegeninduktivitäten ist ebenfalls sehr klein. Als Parameter für das Ersatzschaltbild in Abbildung 4 werden die Werte bei 10MHz verwendet, um ein im Zeit- und im Frequenzbereich gültiges Modell zu erhalten.

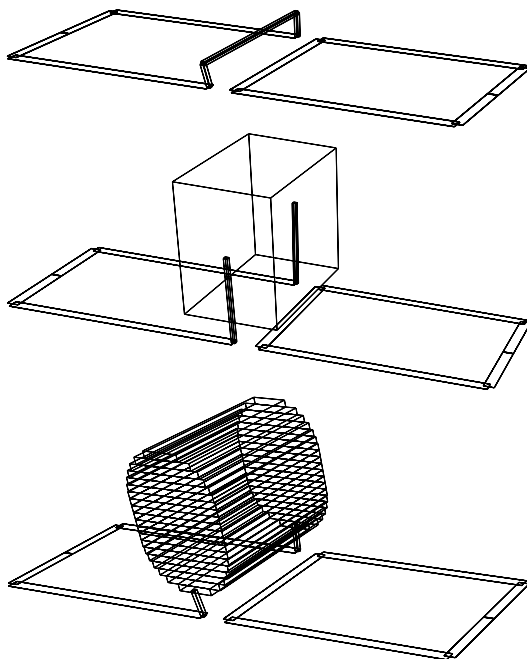


Abb. 7: Modellierungsansätze für den $1\mu\text{F}$ Kondensator: Ansatz mit Näheeffekt, einzelner Quader und Nachbildung des Kondensatorwickels

Die Leiter der Empfangsschleife und der Kondensatoranschlüsse sind $35\mu\text{m}$ dicke und 2mm breite Streifenleitungen auf einer Leiterplatte. Aufgrund ihres rechteckigen Querschnitts werden sie durch PEEC-Elemente exakt nachgebildet. Die Anschlussstifte des Kondensators sind rund mit einem Durchmesser

von 0,8mm. Goerisch zeigt in [4], dass runde Leiter mit quadratischen Elementen mit einer Kantenlänge vom 0,8725ten Teil des Durchmesser nachgebildet werden können. Bei der partiellen Eigeninduktivität entsteht auf diese Weise kein Fehler, bei Gegeninduktivitäten entsteht eine Abweichung von maximal $0,01 \frac{nH}{m}$ in Abhängigkeit von der relativen Position der beiden beteiligten Elemente. Der Spannungsabgriff auf der Leiterplatte wird mit angepassten geschirmten Kabeln zum Verstärkungsmessgerät geführt, so dass ein Einfluss auf die Feldverteilung ausgeschlossen wird.

Nagel berechnet in [6] die ESL aus der aufgespannten Fläche unter der Annahme, dass der Kondensatorstrom aufgrund des Näheeffekts an der Unterkante des Kondensatorwickels fließt. Mit Nagels Ansatz des Näheeffektes lassen sich die Schleifeninduktivitäten der verschieden langen Kondensatoren zum Beispiel nach Paul [7] berechnen. Da sich auf diese Weise realistische Werte für die Eigeninduktivitäten ergeben (76nH bei 15mm Raster, 93nH bei 22,5mm und 104nH bei 27,5mm), wird überprüft ob die Berechnung der Kopplung auf die gleiche Weise möglich ist (vgl. Abbildung 7).

Abbildung 8 zeigt Messung und Simulation des Versuchsaufbaus mit $1\mu\text{F}$ Kondensator. Bestimmt man die Parameter des Ersatzschaltbildes mit dem Ansatz des Näheeffektes, so erhält man einen Näherungswert für die ESL von 102nH. Folglich ist die Resonanzfrequenz näherungsweise bestimmt, aber die – verglichen mit der Messung – viel zu hohe Verstärkung zeigt, dass die Gegeninduktivität mit 2,8nH viel zu hoch ausfällt. Der Ansatz des Näheeffektes ist also geeignet, um einen Näherungswert für die ESL zu berechnen, nicht aber für die Berechnung der induktiven Kopplung zu nahen Leiterstrukturen.

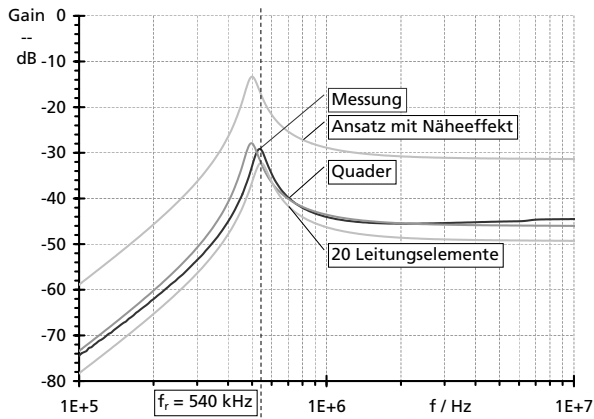


Abb. 8: Berechnete und gemessene Verstärkung mit den verschiedenen Modellierungsansätzen für den $1\mu\text{F}$ Kondensator

Die einfachste Methode, die Abmessungen des Kondensatorwickels zu berücksichtigen, ist die Modellierung durch einen Quader mit der Breite, Höhe und Länge des Wickels. Im Falle des $1\mu\text{F}$ Kondensators liefert die PEEC-Methode einen ähnlichen Wert für die ESL (103nH) und einen sehr guten Wert von $0,5\text{nH}$ für die Gegeninduktivität.

Der Vergleich von Messung und Simulation in Abbildung 8 zeigt die deutliche Abweichung der berechneten Resonanzfrequenz: Der Näherungswert von 103nH ist zu hoch.

Um zu einem genaueren Ergebnis zu kommen, wird die Frequenzabhängigkeit des Modells mit dem Quader untersucht, indem der Quader in 50 Leitungselemente unterteilt wird. Abbildung 9 zeigt das Ergebnis. Die Eigeninduktivitäten sind kleiner als beim Modell mit einem einzigen Leitungselement und die Gegeninduktivität zeigt eine stärkere Abhängigkeit von der Stromverteilung als zunächst erwartet. Da das Modell mit dem diskretisierten Quader insgesamt zu kleine Werte liefert, werden die abgerundeten Kanten des Wickels durch 20 geschichtete Leitungselemente nachgebildet. Die Übereinstimmung der Resonanzfrequenzen in Abbildung 8 zeigt, das Modell mit 20 Leitungselementen liefert exakt den gemessenen Wert für ESL von rund 90nH . Auf-

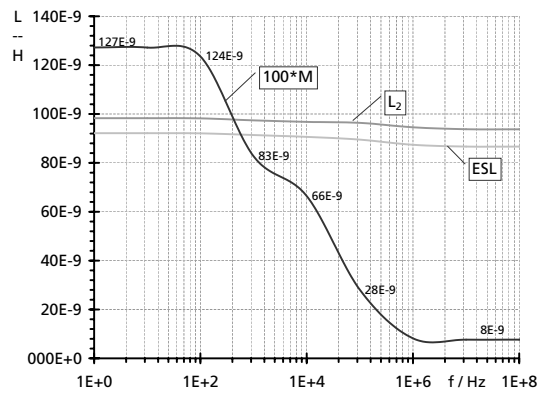


Abb. 9: Frequenzabhängigkeit der Eigen- und Gegeninduktivitäten des Modells mit einem aus 50 Leitungselementen aufgebauten Quader

grund der nicht ausreichend genau modellierten Stromverteilung ist die berechnete Gegeninduktivität jedoch zu klein. Erst die Unterteilung der 20 Schichten in jeweils 4 Leitungselemente liefert die genauen Werte für Eigen- und Gegeninduktivität ($0,4\text{nH}$). Die Parameter für die Anordnungen mit 100nF und 330nF Kondensator lassen sich mit dem detaillierten Modell mit 80 Leitungselementen je Kondensator ebenso genau bestimmen. Die Genauigkeit der Berechnungen mit dem detaillierten Modell wird im Folgenden anhand der Anordnung mit 330nF Kondensator und verschiedenen Positionen der Empfangsschleife überprüft.

5 Position der Empfangsschleife

Abbildung 10 zeigt oben das Modell der Anordnung mit der Empfangsschleife in einer Ebene oberhalb der Anschlüsse des 330nF Kondensators und unten die Anordnung mit der Empfangsschleife auf der anderen Seite des Kondensators.

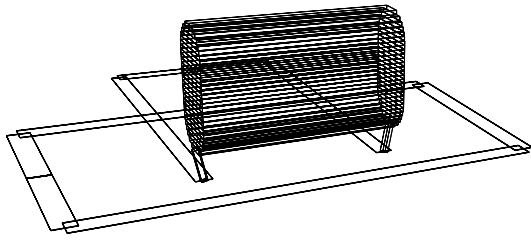
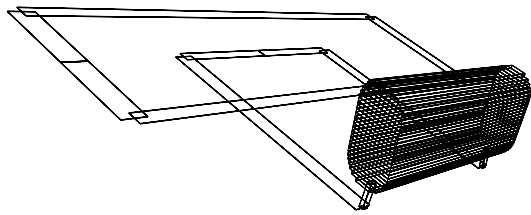


Abb. 10: PEEC-Modell mit der Empfangsschleife in einer Ebene oberhalb der Anschlüsse des 330nF Kondensators und mit der Empfangsschleife auf der anderen Seite des 330nF Kondensators



Der Vergleich von Messung und Simulation in Abbildung 11 zeigt, die induktive Kopplung lässt sich unabhängig von der relativen Position der beiden Schleifen sehr gut vorhersagen. Bis 30MHz stimmen Messung und Simulation im Rahmen der gewünschten Genauigkeit von $\pm 2\text{dB}$ sehr gut überein. Bei höheren Frequenzen kommt kapazitive Kopplung hinzu, die hier nicht Gegenstand der Untersuchung ist.

Die sehr gute Übereinstimmung von Messung und Simulation der verschiedenen Anordnungen beweist, dass die Koppelwirkung des magnetischen Feldes von Leitungsstrukturen und Entstörkondensatoren beim Schaltungsentwurf berücksichtigt werden kann.

6 Zusammenfassung

In dieser Abhandlung wird gezeigt, wie induktive Koppeleffekte mit Entstörkondensatoren berechnet werden können. Unter Anwendung der PEEC-Methode werden parasitäre Induktivitäten und deren Kopplung zu nahen Leiterstrukturen bestimmt. Die Ergeb-

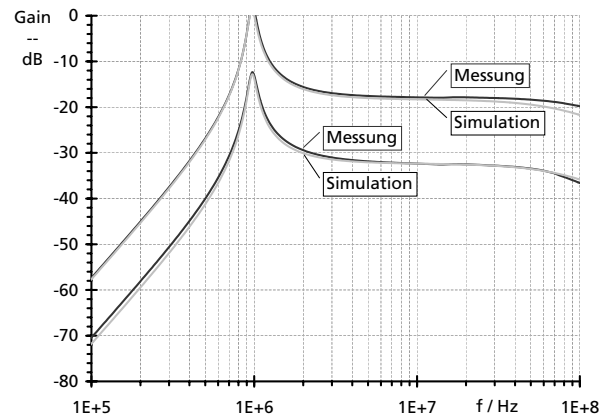


Abb. 11: Berechnete und gemessene Verstärkung mit der Empfangsschleife auf der einen bzw. der anderen Seite des 330nF Kondensators

nisse werden durch Messungen im betrachteten Frequenzbereich von einigen kHz bis 100MHz verifiziert. Parasitäre Induktivitäten können sehr genau bestimmt werden. Induktive Kopplung wird unter der Annahme zentriert und gerade positionierter Kondensatorwickel bestimmt. Die Abweichung der berechneten Kopplung von der gemessenen ist klein: Die unterschiedliche Kopplung aufgrund der Exemplarstreuung bezüglich der Position des Kondensatorwickels ist in der selben Größenordnung.

Mit einer Diskretisierung von 80 Leitungselementen je Kondensator ist die notwendige Genauigkeit bei der Bestimmung der Kopplung zu erreichen. Damit sind die Anforderungen an die Feldsimulation hinsichtlich der Rechenzeit und des Speicherbedarfs überschaubar und sehr gut zu beherrschen. Folglich ist die Berücksichtigung der induktiven Kopplung zwischen allen Teilen eines leistungselektronischen Systems einschließlich Leitungsstrukturen und Entstörkondensatoren möglich. Insbesondere bei der Miniaturisierung leistungselektronischer Systeme müssen diese Koppeleffekte zur Sicherstellung der EMV berücksichtigt werden.

Um in Zukunft den methodischen EMV-

Filterentwurf – einschließlich der Filtereigenschaften im oberen Teil des Frequenzbereiches von 150kHz bis 30MHz – zu realisieren, muss das elektrische Verhalten der übrigen Filterbauteile, wie zum Beispiel Spulen mit ferromagnetischen Kernmaterialien, einschließlich der kapazitiven und induktiven Verkopplung mit allen Teilen der Schaltung modelliert werden. Dieses wird Gegenstand zukünftiger Arbeiten sein.

Literatur

- [1] Marco Chiado Caponet, Francesco Profumo, Alberto Tenconi, „*EMI Filters Design for Power Electronics*“, Power Electronics Specialists Conference, 2002
- [2] Andreas Nagel, R.W. De Doncker, „*Systematic Design of EMI Filters for Power Converters*“, IEEE Industrial Applications Conference, 2000
- [3] Eckart Hoene, „*Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern*“, Dissertation TU Berlin, VDI Verlag, Duesseldorf, 2001
- [4] André Görisch, „*Netzwerkorientierte Modellierung und Simulation elektrischer Verbindungsstrukturen mit der Methode der partiellen Elemente*“, Dissertation Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Cuvillier Verlag, Göttingen, 2002
- [5] Albert E. Ruehli, „*Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems*“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1974
- [6] Andreas Nagel, „*Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung*“, Dissertation RWTH Aachen, Wissenschaftsverlag, Mainz, 1999
- [7] Clayton R. Paul, „*Introduction to Electromagnetic Compatibility*“, John Wiley and Sons, New York, 1992