

# Verbesserung der EMV mittels verlustbehafteter Bauelemente und Strukturen

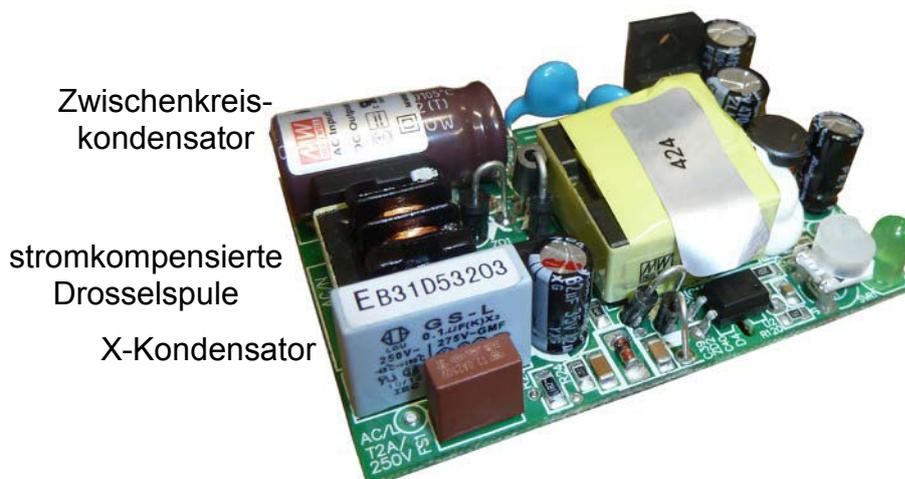
Prof. Dr.-Ing. Matthias Hampe, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Fakultät Elektrotechnik, Professur für Elektromagnetische Verträglichkeit,  
Prof. Dr.-Ing. Karl-Dieter Tieste, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Fakultät Elektrotechnik, Professur für Leistungselektronik und elektrische Antriebe

## 1. Einleitung

In der Praxis stellt sich bei der Schaltungsanalyse häufig heraus, dass vorgeschriebene Grenzwerte der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) aufgrund schmalbandiger Störungen nicht eingehalten werden. Resonanzeffekte sind in vielen Fällen die Ursache der Grenzwertüberschreitungen.

Um die leitungsgebundene Störaussendung zu vermindern, finden oft Filterstrukturen Anwendung. So werden z.B. beim Sperrwandler-Schaltnetzteil nach Bild 1 entkoppelnde Impedanzen wie stromkompensierte Drosseln im Zusammenspiel mit X-Kondensatoren am Netzeingang eingesetzt. Ein wesentliches Ziel besteht darin, mit möglichst wenigen Filterkomponenten platzsparend und kostengünstig die vorgeschriebenen Grenzwerte einzuhalten. Ab einer bestimmten Frequenz allerdings wirken induktive Bauteile auch kapazitiv und Kapazitäten induktiv [1]. Demzufolge kann im Prinzip jedes Bauelement mit jedem anderen in Resonanz treten und die EMV der Schaltung tatsächlich deutlich verschlechtert werden.

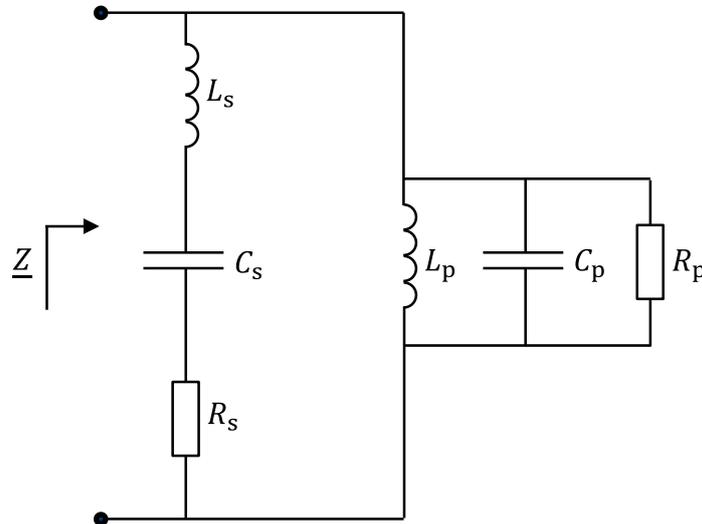
Aktuelle Arbeiten zu diesem Thema jedoch zeigen, dass sich diese Resonanzen durch Einbringen verlustbehafteter Bauelemente und Strukturen vermeiden lassen [1] – [5]. Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, dieses Vorgehen an einfachen Beispielen zu verdeutlichen und ein für die Praxis verwertbares Vorgehen zu skizzieren.



**Bild 1:** Sperrwandler-Schaltnetzteil mit Filterkomponenten am Netzeingang.

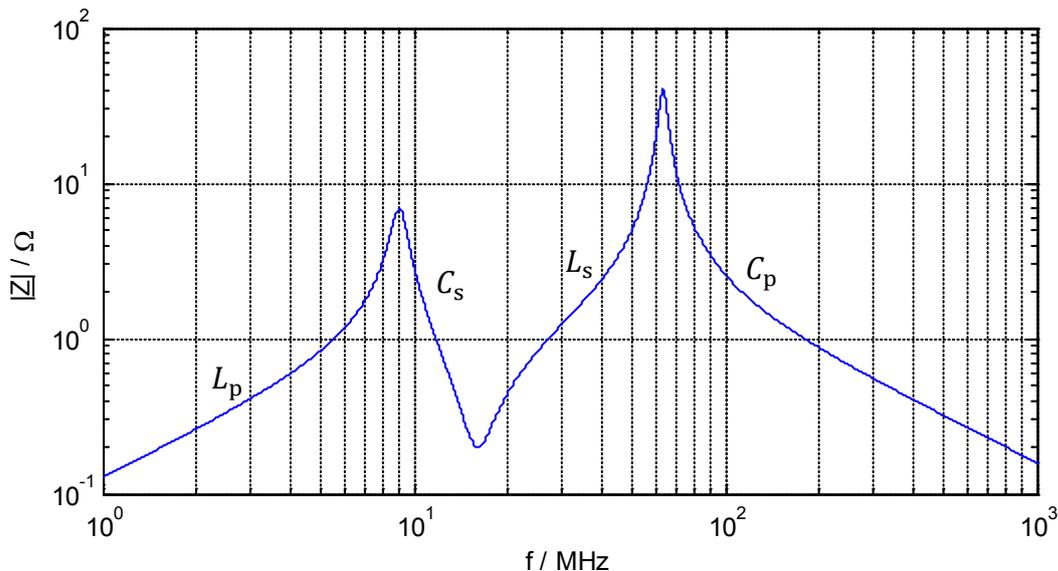
## 2. Vermeidung unerwünschter Resonanzen

Das vorgeschlagene Vorgehen zur Vermeidung unerwünschter Resonanzen lässt sich bereits verstehen, wenn nach Bild 2 eine Schaltung aus einem Serienschwingkreis und einem Parallelschwingkreis betrachtet wird.

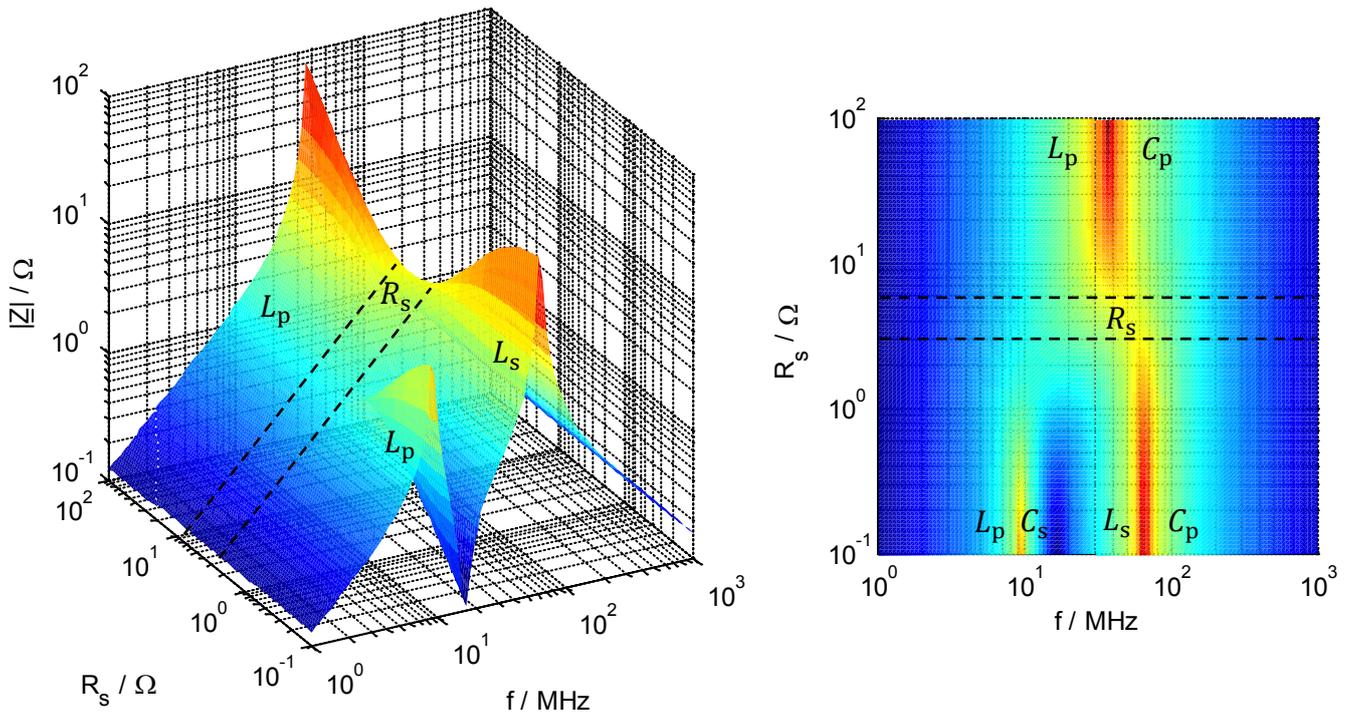


**Bild 2:** Untersuchte Schaltung bestehend aus einem Serien- und einem Parallelschwingkreis.

Neben der Serien- und Parallelresonanz der jeweiligen Schwingkreise selbst können zudem weitere Resonanzen auftreten. In Bild 3 wird dies für einen konkreten Testfall verdeutlicht. Insgesamt sind drei Resonanzen zu erkennen: eine Resonanz zwischen der Induktivität  $L_p$  und der Kapazität  $C_s$  bei ca. 9 MHz, außerdem die Serienresonanz bei ca. 16 MHz und schließlich die Resonanz zwischen  $L_s$  und  $C_p$  bei ca. 60 MHz.

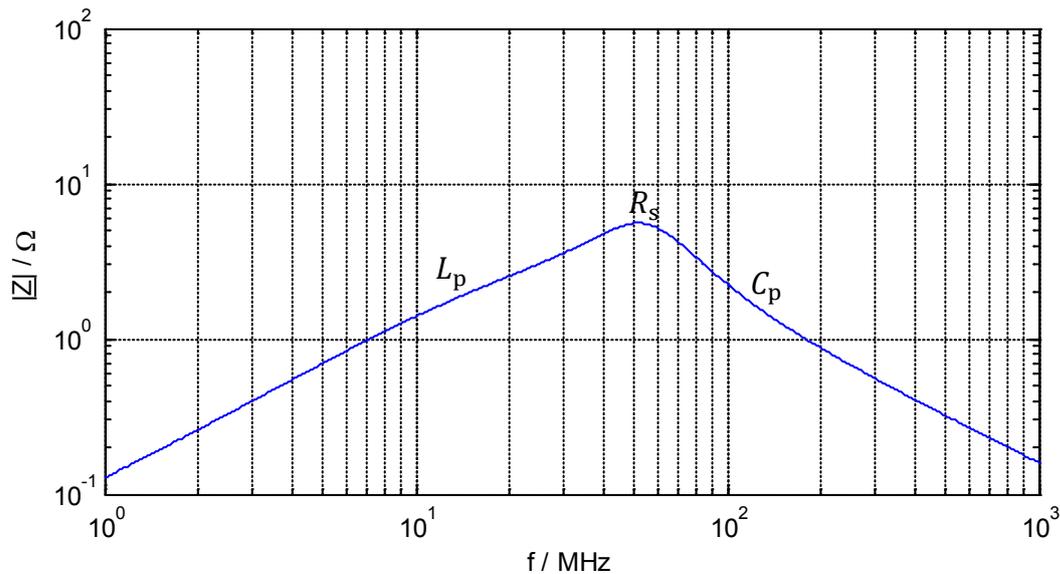


**Bild 3:** Betrag der Eingangsimpedanz  $|Z|$  über der Frequenz  $f$  für die untersuchte Schaltung aus Bild 2 für die Bauteilwerte  $L_s = 10$  nH,  $C_s = 10$  nF,  $R_s = 0,2$   $\Omega$ ,  $L_p = 20$  nH,  $C_p = 1$  nF,  $R_p = 100$   $\Omega$ . Zusätzlich sind die Bauteile angegeben, die für den jeweiligen Frequenzbereich maßgeblich die Impedanz bestimmen.



**Bild 4:** Betrag der Eingangsimpedanz  $|Z|$  über der Frequenz  $f$  für die Schaltung aus Bild 2 mit einer Variation des Widerstandswertes für  $R_s$  mit  $0,1 \Omega \leq R_s \leq 100 \Omega$ . Alle übrigen Bauteilwerte sind unverändert  $L_s = 10 \text{ nH}$ ,  $C_s = 10 \text{ nF}$ ,  $L_p = 20 \text{ nH}$ ,  $C_p = 1 \text{ nF}$ ,  $R_p = 100 \Omega$ . Erneut sind die maßgeblichen Bauteile für den jeweiligen Frequenzbereich angegeben.

Bild 4 zeigt den frequenzabhängigen Betrag der Eingangsimpedanz  $|Z|$ , wobei jedoch zusätzlich eine Variation des Widerstandswertes für  $R_s$  durchgeführt wurde. Wie klar zu erkennen ist, können alle ausgeprägten Resonanzen durch eine geeignete Wahl des Widerstandes  $R_s$  vermieden werden. Dieser darf weder zu klein noch zu hoch gewählt werden, ein Wert von  $R_s = 4,5 \Omega$  führt nach Bild 5 zu einem guten Ergebnis.



**Bild 5:** Betrag der Eingangsimpedanz  $|Z|$  über der Frequenz  $f$  für die Bauteilwerte aus Bild 4 mit einem erhöhten Widerstandswert  $R_s = 4,5 \Omega$ , wodurch keine ausgeprägte Resonanz mehr zu beobachten ist.

### 3. Elektrische Tilger – verlustbehaftete Bauelemente und Strukturen

Die zuvor gewonnenen Kenntnisse über Schwingkreise und deren Resonanzen lassen sich nun zielführend nutzen, um Maßnahmen zur Verbesserung der EMV resonanter Strukturen generell abzuleiten. Im Wesentlichen haben all diese Maßnahmen zum Ziel, Resonanzen durch zusätzliches Einbringen von verlustbehafteten Bauelementen oder Strukturen zu vermindern. Diese lassen sich auch als elektrische Tilger bezeichnen.

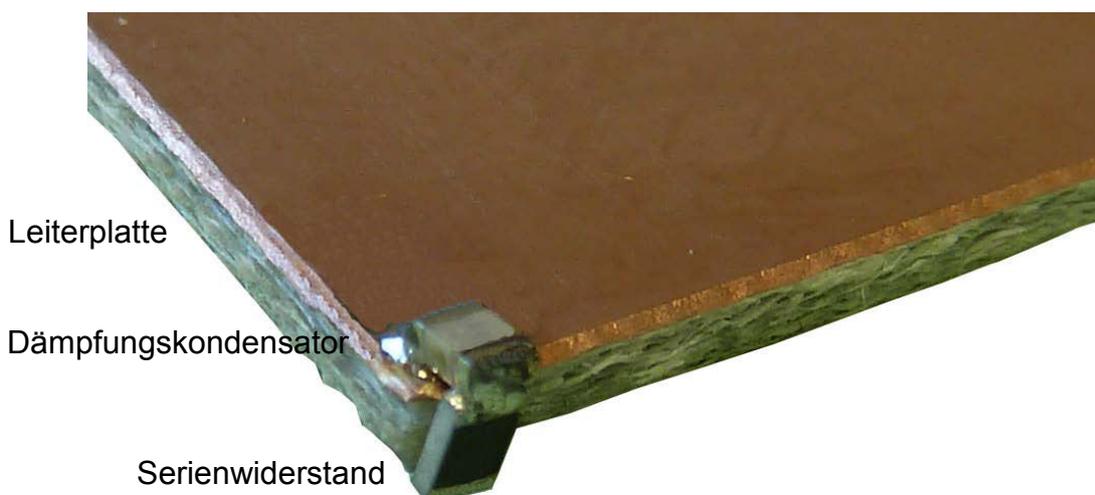
Eine grundlegende Arbeit hierzu stammt von Herrn Dr. Neibig aus dem Jahr 2004 [2]. In diesem Konferenzbeitrag wurde anschaulich durch Messung und Simulation erläutert, wie sich Resonanzen in durchgehenden Versorgungslagen durch geeignet gewählte Kondensatoren reduzieren lassen. Folgende drei Auslegungsregeln sind zu beachten, die vergleichbar sind mit denen mechanischer Tilger [3]:

1. Der Kondensator sollte auf der Leiterplatte möglichst in einem Extremum der zu bedämpfenden Resonanz angebracht sein.
2. Die Eigenresonanzfrequenz des Kondensators stimmt mit der zu bedämpfenden Resonanzfrequenz überein.
3. Der Kondensator weist hinreichend hohe Verluste auf, die einen definierten Wert jedoch nicht übersteigen.

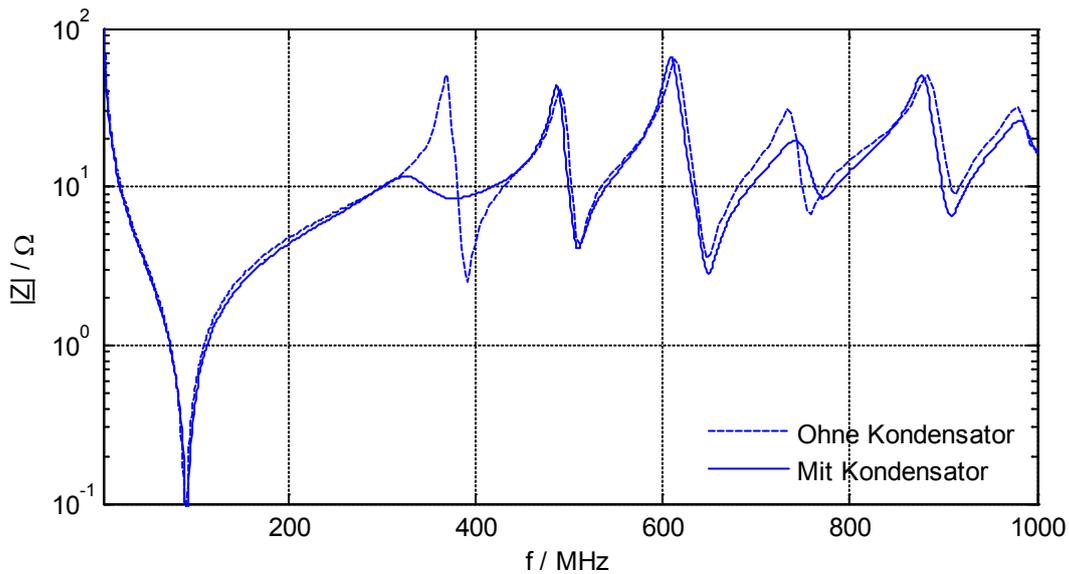
Aufbauend hierauf wurden in weiteren Arbeiten quantitative Formeln für die richtige Wahl der Kondensatorverluste abgeleitet [4], [5]. Bei der Schaltung aus Bild 2 ergibt eine Rechnung die untere Grenze für den Serienwiderstand zu

$$R_s \geq \max \left[ \sqrt{\frac{L_s}{2C_p}}, \sqrt{\frac{L_p}{2C_s}} \right]. \quad (1)$$

In der Praxis weisen die verfügbaren Kondensatoren häufig unzureichende Verluste auf. Eine Lösung besteht nach Bild 6 darin, in Serie zu dem Kondensator einen zusätzlichen Widerstand anzubringen. Nachteilig hierbei sind allerdings Aufwand und Kosten.



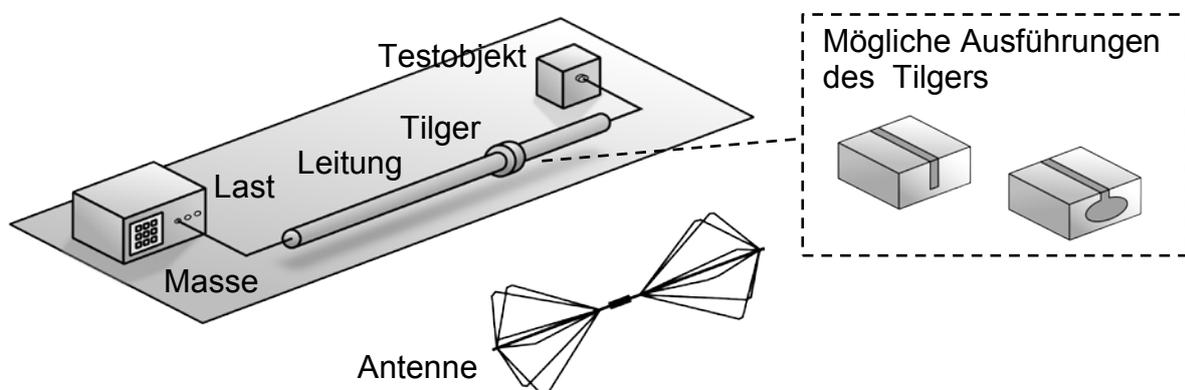
**Bild 6:** Dämpfungskondensator angebracht an einer Leiterplatte mit zusätzlichem Serienwiderstand.



**Bild 7:** Gemessene Eingangsimpedanz  $|Z|$  einer Leiterplatte. Die erste kritische Resonanz der Leiterplatte bei  $f_{10} = 370$  MHz wurde bedämpft durch einen Kondensator mit  $C_s = 47,0$  pF,  $R_s = 4,7$   $\Omega$ ,  $L_s = 3,2$  nH [5].

In Bild 7 ist die gemessene Eingangsimpedanz durchgehender Versorgungslagen mit und ohne Dämpfungskondensator dargestellt [2], [4], [5]. Durch gezielte Auslegung des Kondensators, also insbesondere Anpassung der Eigenresonanzfrequenz und Erhöhen des Serienwiderstandswerts, konnte die kritische Resonanz bei  $f_{10} = 370$  MHz deutlich vermindert werden.

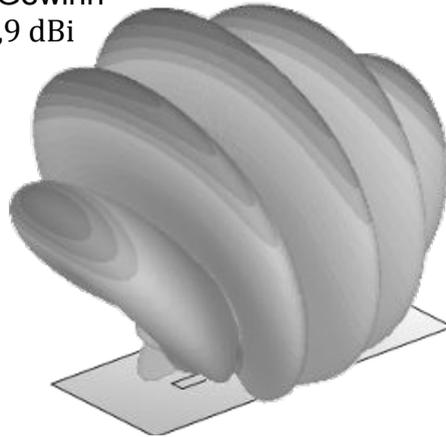
Eine weitere interessante Verwendung verlustbehafteter Strukturen liegt in der kürzlich vorgeschlagenen Reduktion von Gleichtaktströmen mittels Hohlraumresonatoren [6]. Den Simulationsaufbau zeigt Bild 8. Auf einer Massefläche ist ein Testobjekt über eine Leitung mit einer Quelle verbunden. Auf der Leitung ist an einem ausgewählten Ort ein Hohlraumresonator mit definierten Verlusten angebracht. Im einfachsten Fall besteht der Hohlraumresonator dabei lediglich aus einem geraden Schlitz umgeben von leitendem Material. Kompaktere Resonatoren lassen sich durch eine kapazitive Weitung am Ende des Schlitzes realisieren. Insbesondere durch ein geeignet gewähltes Füllmaterial des Tilgers werden schließlich die für die Dämpfung erforderlichen Verluste erzielt.



**Bild 8:** Simulationsanordnung nach CISPR 25 für gestrahlte Emissionen mit einer Antenne und einem Testobjekt verbunden über eine Leitung mit einer Last. Ein verlustbehafteter Hohlraumresonator ist zur Bedämpfung möglicher Gleichtaktströme außen an der Leitung angebracht [6].

## Maximaler Gewinn

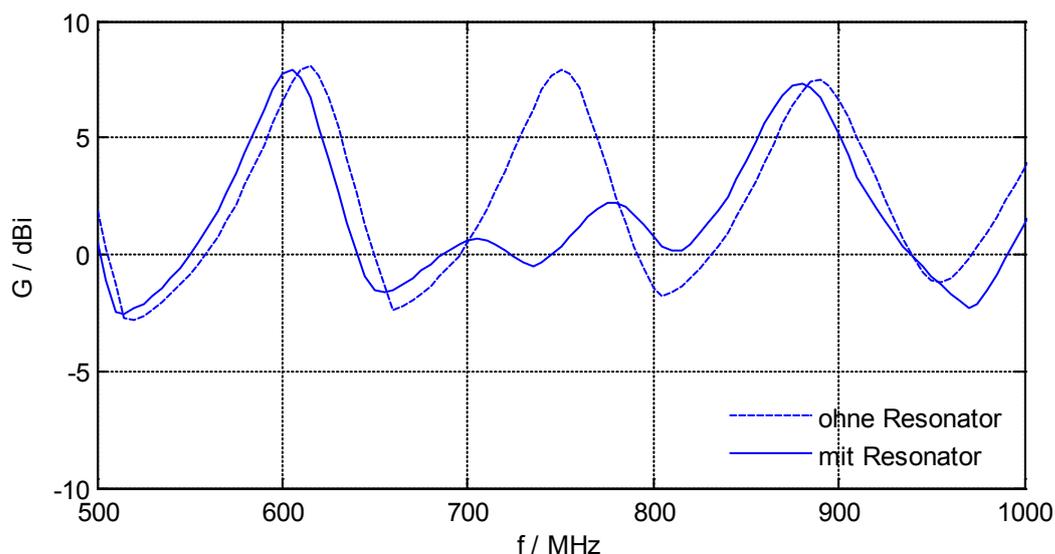
$$G_{\max} = 7,9 \text{ dBi}$$



**Bild 9:** Simulierter Gewinn der Testanordnung nach Bild 8 ohne verlustbehafteten Dämpfungsresonator bei der Frequenz  $f = 750 \text{ MHz}$ . Klar zu erkennen sind die fünf Vorzugsrichtungen der Abstrahlung mit dem Maximalwert  $G_{\max} = 7,9 \text{ dBi}$  senkrecht zur Massefläche [6].

Den simulierten Gewinn der Testanordnung zeigt Bild 9. Bei der betrachteten Frequenz bildet sich eine stehende Welle mit fünf Strommaxima aus. Die Ladungsbeschleunigung in jedem dieser Maxima bedingt letztlich die Abstrahlung elektromagnetischer Energie. Der maximale Gewinn  $G_{\max} = 7,9 \text{ dBi}$  ergibt sich dabei senkrecht zur Massefläche.

Durch geeignetes Anbringen eines einzelnen verlustbehafteten Hohlraumresonators in einem Strommaximum verringert sich die Abstrahlung deutlich. Nach Bild 10 ergibt sich nun im Frequenzbereich um  $f = 750 \text{ MHz}$  herum ein maximaler Gewinn  $G_{\max} = 2,2 \text{ dBi}$ . Der Resonator wurde dabei so dimensioniert, dass er ebenfalls bei der betrachteten Frequenz in Resonanz gerät. Die optimalen Verluste nach Gleichung 1 wurden simulativ durch Variation des Verlustfaktors im Füllmaterial bestimmt [6]. Für die Praxis kritisch anzumerken bleibt hier, dass eine solche freie Änderung des Verlustfaktors tatsächlich nicht beliebig möglich sein wird.



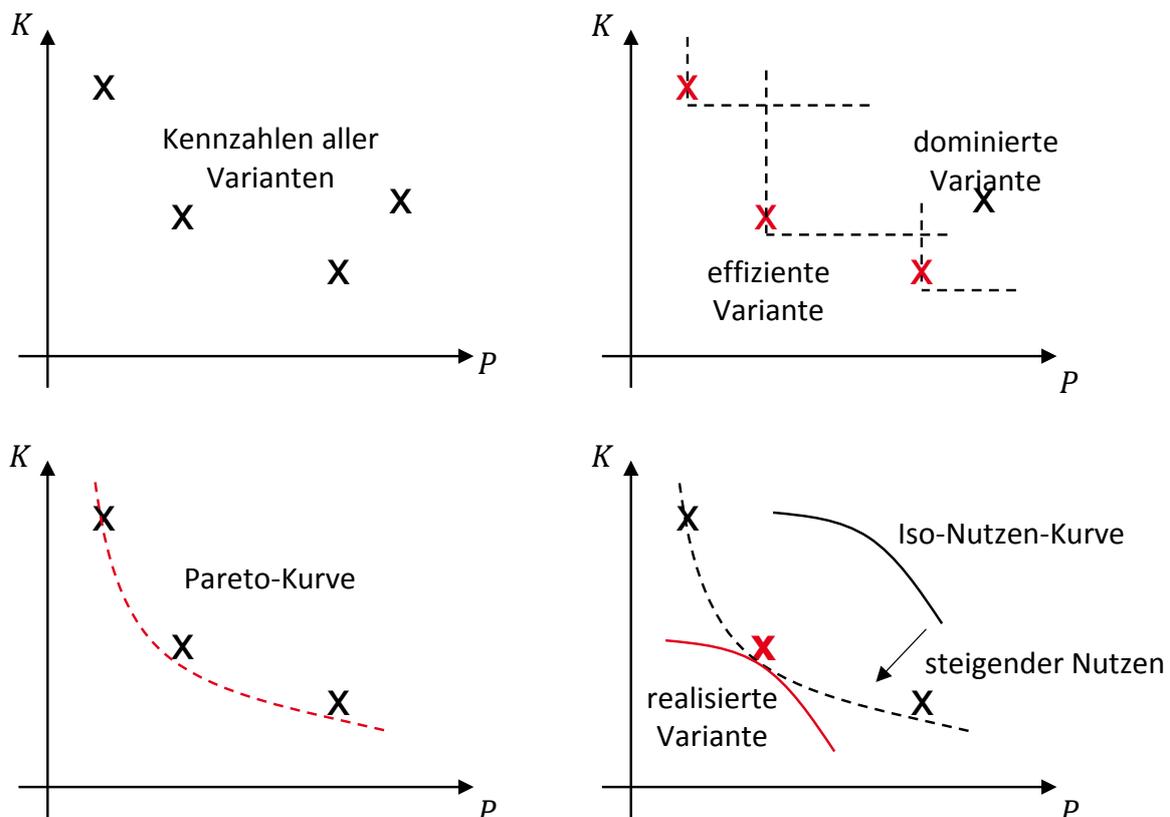
**Bild 10:** Simulierter maximaler Gewinn der Testanordnung nach Bild 8 mit und ohne Hohlraumresonator auf der Leitung. Mit dem für die Frequenz  $f = 750 \text{ MHz}$  optimierten Tilger lässt sich der Gewinn deutlich reduzieren auf  $G_{\max} = 2,2 \text{ dBi}$  [6].

#### 4. Mehrzieloptimierung

Für die Praxis relevant ist abschließend auch die Frage, ob weitere wichtige Zielgrößen einer Schaltung durch die zusätzlichen Verluste beeinträchtigt werden. Insbesondere bei leistungselektronischen Schaltungen wie dem Schaltnetzteil nach Bild 1 kommen dem Wirkungsgrad und den Kosten eine herausragende Bedeutung zu. Eine abschließende Antwort auf die Frage, welche Verluste in einer solchen Schaltung noch zulässig sind, ist letztlich abhängig vom jeweiligen Entscheider.

Das Vorgehen bei der Entscheidungsfindung ist dargestellt in Bild 11. Zunächst einmal sind alle relevanten Varianten einer Schaltung sowie deren Kennzahlen zu ermitteln. Der Einfachheit halber werden hier nur zwei Zielgrößen betrachtet, die Verlustleistung  $P$  und die Kosten  $K$ . Ein höherer EMV-Aufwand schlägt sich annahmegemäß in höheren Kosten nieder. Im betrachteten Beispiel sind vier Varianten dargestellt.

In einem ersten Schritt werden alle dominierten Schaltungen eliminiert, man erhält als Ergebnis die Pareto-Kurve mit allen effizienten Schaltungen. Im Idealfall lässt sich nun eine Nutzenfunktion des Entscheiders angeben, bei der die vorhandenen Zielgrößen für jede Variante in einen einzigen Nutzenwert umgerechnet werden. Anschließend wählt man genau die Variante, die den Nutzen maximiert. Das vorgestellte Vorgehen wird in der Literatur als Pareto-Optimierung bezeichnet [7]. Lassen sich die Ausprägungen der Zielgrößen noch recht gut bestimmen, bereitet die Angabe der Nutzenfunktion in der Praxis häufig die größten Schwierigkeiten. Eine Optimierung ist insbesondere dann nicht durchführbar, wenn zugleich ein möglichst hoher Wirkungsgrad sowie möglichst geringe Kosten gefordert werden [7].



**Bild 11:** Pareto-Optimierung bezüglich der Verlustleistung  $P$  und der Kosten  $K$  einer Schaltung.

## 5. Zusammenfassung

In der Praxis werden Grenzwerte der EMV häufig aufgrund unerwünschter Resonanzen nicht eingehalten. Tatsächlich können sogar Komponenten, die zur Verbesserung der EMV angebracht werden, die EMV verschlechtern – es kommt nicht selten vor, dass diese mit weiteren Bauteilen in Resonanz geraten. Das wohl wichtigste Beispiel ist in diesem Zusammenhang der Abblockkondensator.

Anhand einer einfachen Schaltung wurde im Rahmen dieser Arbeit gezeigt, dass sich diese unerwünschten Resonanzen durch gezieltes Erhöhen der Verluste vollständig vermeiden oder zumindest verringern lassen. Hier lässt sich letztlich von elektrischen Tilgern sprechen, die in den vergangenen Jahren bereits bei einigen praxisrelevanten Beispielen erfolgreich verwendet wurden. In dieser Arbeit wurde insbesondere auf die Bedämpfung von Resonanzen auf Leiterplatten und Leitungen eingegangen.

Abschließend wurde die Frage erörtert, inwiefern weitere wichtige Zielgrößen einer Schaltung durch die zusätzlichen Verluste unzulässig beeinträchtigt werden. Die Antwort auf diese Frage ist tatsächlich abhängig vom jeweiligen Entscheider und dessen Nutzen. Die aus der Wirtschaftslehre entlehnte Pareto-Optimierung, mit der sich bei Kenntnis von Kennzahlen und Nutzenfunktion die zu realisierende Schaltung bestimmen lässt, wurde am Beispiel eines Schaltnetzteils kurz vorgestellt.

## Literaturverzeichnis

- [1] J. Franz, *EMV Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*, 5. Auflage, Springer Vieweg, 2013.
- [2] U. Neibig, *Neuartiges Verfahren zur Dämpfung von Hohlraumresonanzen in mehrlagigen Leiterplatten*, EMV Düsseldorf 2004, S. 369 – 376.
- [3] H. Irretier, *Grundlagen der Schwingungstechnik 2*, 1. Auflage, Springer Vieweg, 2001.
- [4] M. Hampe und S. Dickmann, *Damping of Cavity-Mode Resonances in PCB Power-Bus Structures using Discrete Capacitors*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., 2005, S. 880 – 888.
- [5] M. Hampe, *Analyse und Optimierung des Spannungsversorgungssystems mehrlagiger Leiterplatten*, Dissertation, Hamburg, 2006.
- [6] M. Hampe, *Damping of Common Mode Currents using Dissipative Resonant Cavities*, EMC Europe 2012, Rom, 2012, S. 1 – 6.
- [7] P. M. Pardalos, A. Migdalas, L. Pitsoulis, *Pareto Optimality, Game Theory and Equilibria*, 1. Auflage, Springer, 2008.