# Leistungselektronik in kritischer Infrastruktur am Beispiel der medizinischen Bildgebung – Untersuchung der Elektromagnetischen Verträglichkeit und Optimierung der Resilienz

Simon Podendorf*, Manikandan Sankar, Ahmet Buran, Stefan Dickmann
*Professur Grundlagen der Elektrotechnik*
*Helmut-Schmidt-Universität/*
*Universität der Bundeswehr Hamburg*
Hamburg, Deutschland
*simon.podendorf@hsu-hh.de

Eden Tulu, Marcus Stiemer
*Professur Theoretische Elektrotechnik und Numerische Feldberechnung*
*Helmut-Schmidt-Universität/*
*Universität der Bundeswehr Hamburg*
Hamburg, Deutschland

Sönke Brandt, Martin Rasch, Klaus F. Hoffmann
*Professur für Leistungselektronik*
*Helmut-Schmidt-Universität/*
*Universität der Bundeswehr Hamburg*
Hamburg, Deutschland

***Kurzfassung* — Hohe Anforderungen an die elektronischen Komponenten von Systemen der medizinischen Bildgebung können im Rahmen derer Energieversorgung nur durch den Einsatz von moderner Leistungselektronik erfüllt werden. Mit der Verwendung von Wide-Bandgap-Leistungshalbleitern, z. B. in Stromrichtern von Röntgensystemen, gehen damit schnellere Schaltvorgänge sowie hohe Schaltfrequenzen einher. Dies macht eine Untersuchung der Auswirkungen auf die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) erforderlich. Das betrifft sowohl die Einhaltung von normativen EMV-Grenzwerten als auch die Wechselwirkung der parasitären Eigenschaften von Komponenten innerhalb eines Systems. Im Forschungsprojekt DiMoLEK werden messtechnische Untersuchungen durchgeführt und es wird ein Ansatz zur Modellierung der parasitären Eigenschaften von passiven Komponenten entwickelt. Die Simulation von Stromrichtern mit anschließender Analyse der Wechselwirkungen parasitärer Eigenschaften ermöglicht die Optimierung der (elektromagnetischen) Resilienz. Dies kann beispielsweise durch eine Anpassung des Designs der Komponenten und der Modulationsverfahren erreicht werden.**

***Stichworte* — Elektromagnetische Verträglichkeit, Leistungselektronik, kritische Infrastruktur, Wide-Bandgap-Halbleiter, Resonanzwandler**

## NOMENKLATUR

| | |
|---|---|
| CM | Gleichtakt |
| DM | Gegentakt |
| DUT | Device-under-Test |
| EMV | Elektromagnetische Verträglichkeit |
| ESB | Ersatzschaltbild |
| GaN | Galliumnitrid |
| IGBT | Insulated-Gate-Bipolar-Transistor |
| MOSFET | Metalloxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor |
| PFM | Pulsfrequenzmodulation |
| SiC | Siliziumkarbid |
| ZVS | Nullspannungsschalten |

## I. EINLEITUNG

Eine zuverlässige Gesundheitsversorgung ist für die Gesellschaft unverzichtbar und kann daher zu der kritischen Infrastruktur gezählt werden. Moderne Geräte der medizinischen Bildgebung sind ein wichtiger Bestandteil der Diagnostik und sind daher von großer Bedeutung. Die hohen Anforderungen an die elektronischen Komponenten der Energieversorgung von komplexen Geräten, wie z. B. Röntgensystemen, können nur durch den Einsatz von moderner Leistungselektronik erfüllt werden. Die Verwendung von Wide-Bandgap-Leistungshalbleitern auf der Basis von Siliziumkarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN) in Stromrichtern ermöglicht schnellere Schaltvorgänge und höhere Schaltfrequenzen im Vergleich zu Standard-Leistungsbauelementen wie dem Insulated-Gate-Bipolar-Transistor (IGBT). Dies erhöht tendenziell die Störemissionen von Stromrichtern und erfordert eine Untersuchung der Auswirkungen auf die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) [1]. Dabei kann zwischen der Einhaltung von normativen EMV-Grenzwerten und der gegenseitigen Beeinflussung der parasitären Eigenschaften von Komponenten innerhalb eines Systems unterschieden werden. Im Forschungsprojekt „Digitales Lebenszyklus-Monitoring, Härtung und Optimierung der Resilienz von Leistungselektronik in kritischer Infrastruktur (DiMoLEK)“ wird ein Ansatz zur Modellierung der parasitären Eigenschaften passiver leistungselektronischer Komponenten entwickelt. Durch das Einbinden dieser realitätsnahen Modelle in Simulationen wird unter anderem eine Optimierung der Pulsfrequenzmodulation eines Resonanzwandlers ermöglicht. Zur Überprüfung der Störemissionen wird eine Testumgebung, angelehnt an die EMV-Normen für medizinische Geräte, in Betrieb genommen und eingesetzt.

## II. RESONANZWANDLER

In der Energieversorgung von Röntgensystemen kommen unter anderem Resonanzwandler zur Regelung unterschied-

licher Ströme und Spannungen zum Einsatz. Diese bringen hochperformante Eigenschaften mit. Die in dieser Forschungsarbeit untersuchte Schaltung entspricht einem LLC-Resonanzwandler, siehe Abbildung 1. Dabei steht ein „L“ für die Serieninduktivität $L_\mathrm{r}$, ein „L“ für die Parallelinduktivität $L_\mathrm{m}$ und „C“ für die Kapazität aus $C_1$ und $C_2$. Im Gegensatz zu einem konventionellen Resonanzwandler wird auf den Gleichrichter mit kapazitiver Glättung am Ausgang der Schaltung verzichtet.

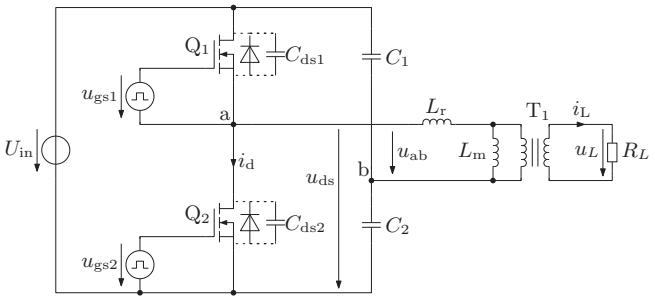



Abbildung 1: Schaltung des Halbbrücken-LLC-Resonanzwandlers

Der Wechselrichter, bestehend aus den SiC-MOSFETs $\mathrm{Q}_1$ und $\mathrm{Q}_2$, wird eingangsseitig durch die Gleichspannung $U_\mathrm{in}$ gespeist. Der Resonanzwandler ermöglicht die Steuerung der Ausgangsspannung $u_\mathrm{L}$ durch Variation der Schaltfrequenz $f_\mathrm{sw}$. Dies wird als Pulsfrequenzmodulation (PFM) bezeichnet. Das Intervall der Schaltfrequenz wird unter anderem durch die untere resultierende Resonanzfrequenz (Leerlauffall)

$$f_\mathrm{rm} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\mathrm{rm} C_\mathrm{r}}} \tag{1}$$

des LLC-Resonanzkreises festgelegt. Die Resonanzkapazität $C_\mathrm{r}$ ist aufgeteilt auf die Parallelschaltung aus $C_1$ und $C_2$, so dass

$$C_\mathrm{r} = C_1 + C_2. \tag{2}$$

Die gesamte Induktivität $L_\mathrm{rm}$ wird aus

$$L_\mathrm{rm} = L_\mathrm{r} + L_\mathrm{m} \tag{3}$$

berechnet. Für $C_1$, $C_2$ und $L_\mathrm{r}$ werden diskrete Bauelemente auf der Leiterplatte eingesetzt. Die Magnetisierungsinduktivität des Transformators $\mathrm{T}_1$ bildet die Induktivität $L_\mathrm{m}$. Der Lastwiderstand $R_\mathrm{L}$ wird direkt an die Sekundärseite des Transformators angeschlossen. Die MOSFETs $\mathrm{Q}_1$ und $\mathrm{Q}_2$ werden durch die Treiberspannungen $u_\mathrm{gs1}$ und $u_\mathrm{gs2}$ alternierend ein- und ausgeschaltet. Die Ausgangsspannung des Wechselrichters $u_\mathrm{ab}$ entspricht dann einer rechteckförmigen Spannung mit der Amplitude $\pm U_\mathrm{in}/2$. Ein Vorteil der Resonanzwandler ist die Verwendung von Nullspannungsschalten (zero-voltage switching, ZVS) zur Reduzierung der Schaltverluste. Dies erfordert eine Ansteuerung der MOSFETs mit einer Schaltfrequenz oberhalb der resultierenden Resonanzfrequenz.

### A. *Messung im Zeitbereich*

Das Messergebnis der Drain-Source-Spannung $u_\mathrm{ds}$ in Abbildung 2 zeigt hochfrequente Schwingungen nach den Schaltvorgängen. Es wird eine Eingangsspannung $U_\mathrm{in} = 300\,\mathrm{V}$ angelegt und eine Schaltfrequenz $f_\mathrm{sw} = 50\,\mathrm{kHz}$ verwendet. Der Tastgrad wird auf nahezu $50\,\%$ eingestellt. Die Schwingungen resultieren aus der Wechselwirkung der parasitären (nicht idealen) Eigenschaften der Bauelemente und der Leiterplatte. Mögliche Folgen der hochfrequenten Schwingungen sind die Beschädigung der MOSFETs durch Überspannungen und die Erzeugung von elektromagnetischen Wellen.

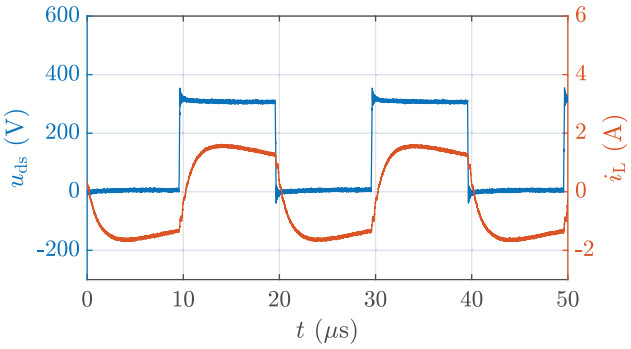



Abbildung 2: Messung am LLC-Resonanzwandler mit einem Tastgrad nahezu $50\,\%$, entsprechend einer Totzeit von $750\,\mathrm{ns}$

## III. Variation des Tastgrades

Als Totzeit wird die Periode der Treiberspannungen $u_\mathrm{gs1}$ und $u_\mathrm{gs2}$ bezeichnet, in der beide MOSFETs gleichzeitig ausgeschaltet sind. Damit stehen der Tastgrad und die Totzeit in einem direkten Zusammenhang. Die Totzeit verhindert das Kurzschließen der Halbbrücke, das auftritt, wenn beide MOSFETs gleichzeitig eingeschaltet sind [2]. Dies führt zur Zerstörung der MOSFETs und muss daher verhindert werden. Die Totzeit wird entsprechend der Schaltcharakteristik der MOSFETs gewählt und beeinflusst außerdem das ZVS. Die minimale Totzeit ist die Zeit, die der Aufladevorgang der effektiven Kapazität parallel zu Drain und Source bei minimalem Magnetisierungsstrom benötigt [3]. In Abbildung 3 sind die Messergebnisse der Drain-Source-Spannung $u_\mathrm{ds}$ und des Laststroms $i_\mathrm{L}$ bei einer doppelten Totzeit von $1500\,\mathrm{ns}$ im Vergleich zu Abbildung 2 gezeigt. Die Messergebnisse zeigen einen deutlichen Einfluss der Totzeit auf die Schwingungen nach den Schaltvorgängen von $u_\mathrm{ds}$. Die stark ausgeprägten Schwingungen bei einer größeren Totzeit können die Störemissionen enorm erhöhen [4].

## IV. Modellierung der parasitären Eigenschaften

Sollen die nach den Schaltvorgängen auftretenden hochfrequenten Schwingungen simuliert werden, müssen die parasitären Eigenschaften des Resonanzwandlers berücksichtigt werden. In diesem Abschnitt wird die Methode nach [5] zur

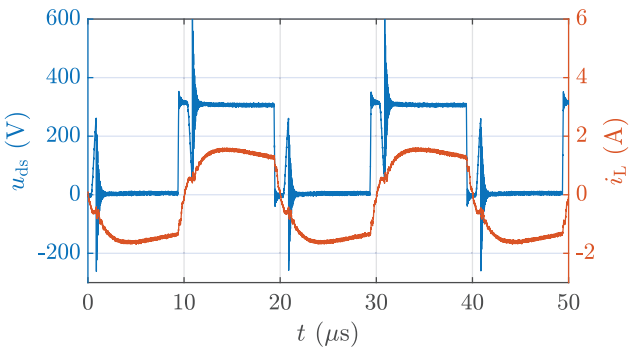



Abbildung 3: Messung am LLC-Resonanzwandler mit einer Totzeit von 1500 ns

Modellierung der parasitären Eigenschaften passiver Bauelemente am Beispiel der Spule $L_r$ vorgestellt. Im Projekt „DiMoLEK“ wird diese Methode zur Erstellung detaillierter Modelle erweitert [6]. Die Methode basiert auf der Nachbildung von gemessenen Impedanzen der Bauelemente mit elektrischen Ersatzschaltbildern (ESB). Die Näherung der Impedanzen erfolgt mit rationalen Funktionen in Partialbruchdarstellung,

$$F(s) = g + se + \sum_{k=1}^{N} \frac{r_k}{(s - p_k)} \tag{4}$$

die mit Hilfe des Vector Fitting Algorithmus berechnet werden [7], [8], [9]. Dabei ist $s = \sigma + \mathrm{j}\omega$ die komplexe Variable, $r_k$ und $p_k$ sind die $k$-ten Residuen bzw. Polstellen. Für ein komplex konjugiertes Paar von Polstellen und Residuen lautet die genäherte Funktion

$$F(s) = \frac{r_1}{s - p_1} + \frac{r_2}{s - p_2} = \frac{as + b}{s^2 + sc + d} \tag{5}$$

mit

$$\begin{aligned} a &= r_1 + r_2 \\ b &= -(r_1 p_2 + r_2 p_1) \\ c &= -(p_1 + p_2) \\ d &= p_1 p_2. \end{aligned} \tag{6}$$

Diese rationale Funktion kann durch das ESB in Abbildung 4 modelliert werden.

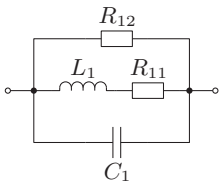



Abbildung 4: Ersatzschaltbild einer realen Spule

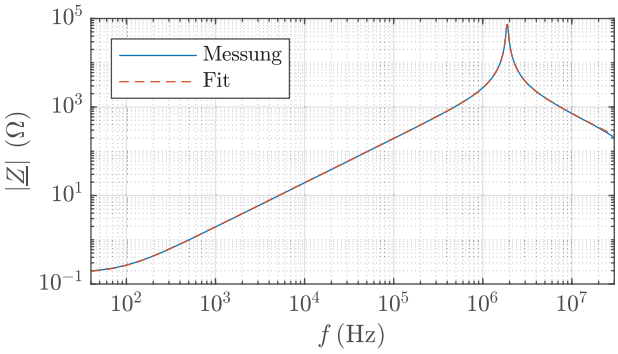
Die Impedanz des ESB ist:

$$Z_1(s) = \frac{1}{C_1} \frac{(s + \frac{R_{11}}{L_1})}{s^2 + (\frac{1}{R_{12}C_1} + \frac{R_{11}}{L_1})s + (\frac{R_{11}}{R_{12}L_1C_1} + \frac{1}{L_1C_1})}. \tag{7}$$

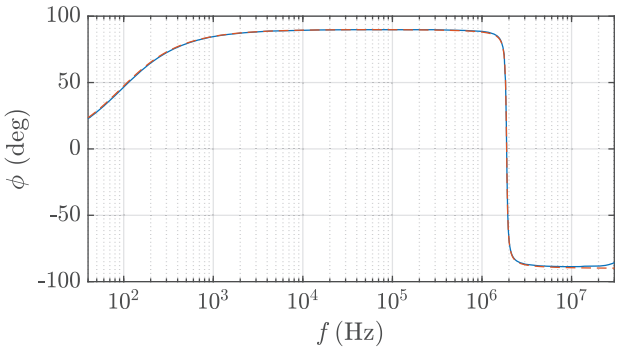
Die Parameter der Bauelemente im ESB können durch einen Koeffizientenvergleich mit Gleichung (5) und anschließendem Lösen des Gleichungssystems berechnet werden. Daraus folgen die Bestimmungsgleichungen:

$$\begin{aligned} C_1 &= 1/a \\ R_{12} &= \frac{a}{c - b/a} \\ L_1 &= \frac{a^3}{a^2 d + b^2 - abc} \\ R_{11} &= \frac{bL_1}{a}. \end{aligned} \tag{8}$$

Die gemessene Impedanz der Spule $L_r$ in Abbildung 5 zeigt eine Parallelresonanz und kann daher durch den Parallelschwingkreis in Abbildung 4 modelliert werden. Die Induktivität $L_1$ repräsentiert die gewollte Induktivität von $L_r$. Die Widerstände $R_{11}$ und $R_{12}$ berücksichtigen Wicklungs- bzw. Kernverluste. $C_1$ modelliert eine parasitäre Kapazität der Wicklung. Der Fit und die gemessene Impedanz stimmen bis zu einer Frequenz von $f = 30\,\mathrm{MHz}$ überein.




(a) Betrag




(b) Phasenwinkel

Abbildung 5: Impedanzmessung und Fit der Spule $L_r$

Für die Kondensatoren $C_1$ und $C_2$ ist die Vorgehensweise analog, mit dem Unterschied, dass diese durch einen Reihenschwingkreis modelliert werden. In dieser Forschungsarbeit ist der Lastwiderstand $R_L$ konstant. Zur Vereinfachung können der Transformator und der Lastwiderstand in einem ESB

zusammengefasst werden. Eine Funktion nach Gleichung (4) nähert dann die primärseitig gemessene Impedanz des Transformators $T_1$ mit sekundärseitig angeschlossenem Lastwiderstand.

## V. Simulation im Zeitbereich

In diesem Abschnitt wird die Simulation des LLC-Resonanzwandlers im Zeitbereich durchgeführt. Aus einer realitätsnahen Simulation kann die EMV des Resonanzwandlers durch Auswahl der idealen Totzeit optimiert werden. Eine Optimierung der PFM, basierend auf einer Simulation, ist dabei weniger aufwändig als Messungen an der realen Schaltung im Labor.

### A. Simulation der idealen Schaltung

In Abbildung 6 ist eine Simulation des LLC-Resonanzwandlers im Zeitbereich mit den idealen passiven Bauelementen $C_1$, $C_2$, $L_r$, $L_m$ und $T_1$ mit einer Totzeit von 750 ns dargestellt. Für die MOSFETs wird das vom Hersteller bereitgestellte SPICE-Modell genutzt. Die simulierte Schaltung entspricht Abbildung 1. Die Schwingungen nach den Schaltvorgängen können mit den idealen Bauelementen nicht simuliert werden.

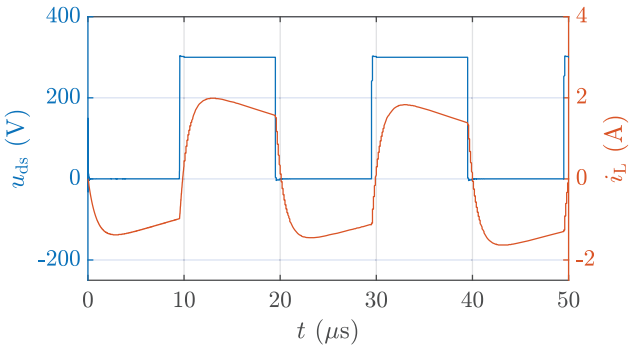



Abbildung 6: Simulation des LLC-Resonanzwandlers mit idealen Bauelementen mit einer Totzeit von 750 ns

### B. Simulation der nicht idealen Schaltung

Die Simulation der Schaltung mit nicht idealen Bauelementen in Abbildung 7 und einer Totzeit von 1500 ns zeigt Schwingungen nach den Schaltvorgängen. Die Schwingungen und die Überspannung von $u_{ds}$ sind erheblich geringer im Vergleich zur Messung. Die Simulation ist trotzdem geeignet zur Auswahl der idealen Totzeit, da dessen Einfluss in der Simulation berücksichtigt wird.

## VI. Inbetriebnahme einer EMV-Testumgebung

Es wird eine EMV-Testumgebung für leitungsgebundene Störemissionen in Betrieb genommen mit der präzise EMV-Messungen durchgeführt werden können. Der Messaufbau ist angelehnt an die Norm CISPR 11 [10], um reproduzierbare Messergebnisse zu ermöglichen. Die Messungen werden abweichend von der Norm im Frequenzbereich von 150 kHz bis

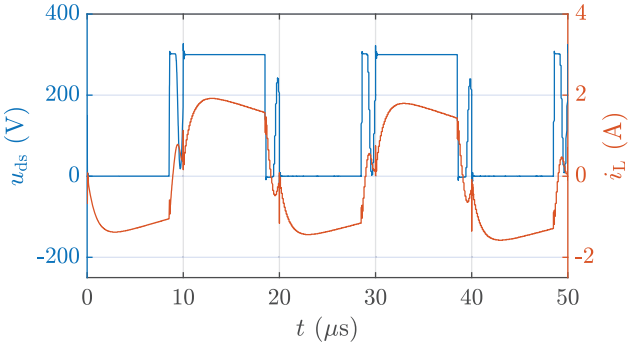



Abbildung 7: Simulation des LLC-Resonanzwandlers mit einer Totzeit von 1500 ns unter Berücksichtigung der parasitären Eigenschaften der Bauelemente

100 MHz durchgeführt. In Abbildung 8 ist der Messaufbau skizziert. Der LLC-Resonanzwandler dient als Messobjekt (Device-under-Test, DUT) und wird mit einer Netznachbildung auf einer Referenzebene platziert. Die Netznachbildungen werden zwischen dem Netzteil und das DUT angeschlossen. Das Netzteil, der Signalgenerator und der Spektrumanalysator befinden sich außerhalb der Absorberkammer. Diese stellt eine Testumgebung dar, die elektromagnetisch von der Umgebung abgeschirmt ist. Die Treibersignale der MOSFETs werden durch den Signalgenerator über geschirmte Leitungen bereitgestellt. Der Spektrumanalysator wird über einen CM/DM-Schalter an die Netznachbildung angeschlossen, damit zwischen Gleichtaktstörungen (common mode, CM) und Gegentaktstörungen (differential mode, DM) separiert werden kann.

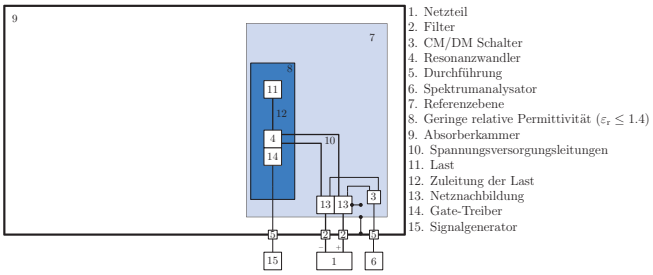



Abbildung 8: EMV-Messaufbau für leitungsgebundene Störemissionen

In Abbildung 9 sind die Messergebnisse der leitungsgebundenen Störemissionen des LLC-Resonanzwandlers als DUT gezeigt. Die Störemissionen sind in CM und DM separiert. Der Einfluss der Totzeit auf die Störemissionen ist deutlich, insbesondere im Frequenzbereich ab 1 MHz. Daher kann gefolgert werden, dass die korrekte Wahl der Totzeit erheblich dazu beitragen kann, die Störemissionen zu reduzieren. Dies ist ohne Erhöhung der Schaltverluste und damit einer Reduzierung des Wirkungsgrades möglich.

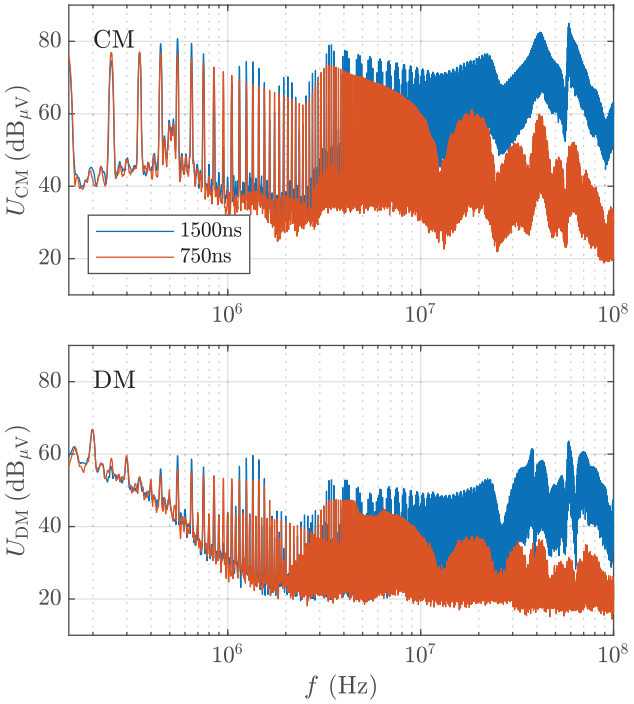



Abbildung 9: Leitungsgebundene Störemissionen des LLC-Resonanzwandlers

## VII. Zusammenfassung und Ausblick

Die Verwendung von Wide-Bandgap-Leistungshalbleitern in der Energieversorgung von Systemen der medizinischen Bildgebung führt zu Herausforderungen der EMV. In dieser Forschungsarbeit wird die EMV am Beispiel eines Resonanzwandlers mit SiC-MOSFETs untersucht und optimiert. Es wird eine Methode zur Modellierung der parasitären Eigenschaften von passiven Komponenten vorgestellt. Die Impedanzen der Bauelemente lassen sich auf diese Weise sehr exakt nachbilden. Dies ermöglicht realitätsnahe Simulationen. Die auftretenden Amplituden der Schwingungen werden jedoch nicht vollständig simuliert. Zur Durchführung von reproduzierbaren EMV-Messungen wird eine EMV-Testumgebung in Betrieb genommen, die an geltende Normen angelehnt ist. Die EMV-Messungen zeigen, dass die Störemissionen des Resonanzwandlers durch die Wahl des optimalen Tastgrades reduziert werden. Dabei wird der Wirkungsgrad nicht gesenkt. Der optimale Tastgrad kann anhand der Simulationen bestimmt werden.

In der Zukunft können detaillierte Modelle des LLC-Resonanzwandlers entwickelt werden. Diese könnten parasitäre Eigenschaften der Leiterplatte und den Ausbreitungspfad der elektromagnetischen Störemissionen einschließen. Dies ermöglicht eine tiefere Analyse der EMV, detailliertere Simulationen und damit weiteres Optimierungspotential. Es kann untersucht werden, inwiefern die erzielten Erkenntnisse dieser Forschungsarbeit auf den Resonanzwandler zur Hochspannungserzeugung im Röntgensystem übertragbar sind.

## Danksagung

Die Forschungsarbeit „Leistungselektronik in kritischer Infrastruktur am Beispiel der medizinischen Bildgebung – Untersuchung der Elektromagnetischen Verträglichkeit und Optimierung der Resilienz“ des Forschungsprojektes „DiMoLEK“ wird durch das dtec.bw – Zentrum für Digitalisierungs- und Technologieforschung der Bundeswehr gefördert. dtec.bw wird von der Europäischen Union – NextGenerationEU finanziert.

## Literatur

[1] B. Zhang und S. Wang, ”A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems With Wide-Bandgap Semiconductor Devices,” in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 1, pp. 626-643, March 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2953730.

[2] S. Yin, K. J. Tseng, C. F. Tong, R. Simanjorang, C. J. Gajanayake, und A. K. Gupta, “A novel gate assisted circuit to reduce switching loss and eliminate shoot-through in sic half bridge configuration,” in 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016, pp. 3058–3064.

[3] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, und S. M. H. Alavi, “Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range llc resonant converter,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 2, pp. 462–472, 2011.

[4] M. Sankar, S. Podendorf, K. F. Hoffmann und S. Dickmann, “An EMC-Investigation on Dead Time Distortion of SiC Based Half Bridge LLC Resonant Inverter,” in 2024 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, 2024

[5] G. Antonini, “Spice equivalent circuits of frequency-domain responses,” IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 45, no. 3, pp. 502–512, 2003. DOI: 10.1109/TEMC.2003.815528.

[6] S. Podendorf, O. Woywode und S. Dickmann, “A Vector Fitting Procedure for the High-Frequency Model Generation of Inductive Components,” in 2024 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, 2024

[7] B. Gustavsen und A. Semlyen, “Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, 1999. DOI: 10.1109/61.772353.

[8] B. Gustavsen, “Improving the pole relocating properties of vector fitting,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, no. 3, pp. 1587–1592, 2006. DOI: 10.1109/TPWRD.2005.860281.

[9] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene, und D. De Zutter, “Macromodeling of multiport systems using a fast implementation of the vector fitting method,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, no. 6, pp. 383–385, 2008. DOI: 10.1109/LMWC.2008.922585.

[10] “Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement,” (CISPR 11:2015, modified +A1:2017), Norm.