

Charakterisierung der Gleichtaktstörquellen eines Pulswechselrichters zur Bewertung von Entstörfiltern im Traktionsnetz elektrischer Kfz-Antriebe

Dipl.-Ing. Martin Reuter, IEH, Universität Stuttgart, martin.reuter@ieh.uni-stuttgart.de
Christoph Kienzler, B.-Sc., Universität Stuttgart
Dr.-Ing. Wolfgang Köhler, IEH, Universität Stuttgart
Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, IEH, Universität Stuttgart

1. Einleitung

Die Beherrschung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) des elektrischen Antriebsstrangs stellt sich zunehmend als eines der Schlüsselprobleme in der Entwicklung der Elektromobilität heraus. Die Hauptstörquelle des Elektroantriebs bilden schnell taktende Halbleiter im Pulswechselrichter (PWR), welcher die Gleichspannung des Traktionsnetzes in eine dreiphasige Wechselspannung für eine Synchronmaschine wandelt. Um die Umrichterverluste, und damit auch die Erwärmung der Leistungshalbleiter gering zu halten, werden in der Umrichterbrücke sehr steile Schaltflanken verwendet. Durch diese steilen Taktflanken entstehen allerdings hochfrequente (HF) Spektralanteile, die bis in den UKW-Bereich reichen. Diese HF-Störgrößen können sich entlang des Hochvolt- (HV) Kabelbaumes ausbreiten und empfindliche Funkdienste stören, welche in zunehmendem Maße im Fahrzeug verbaut werden [1, 2].

Leitungsfiler stellen eine sehr effektive Maßnahme zur Reduktion von leitungsgebundenen Störgrößen dar. Allerdings haben die Impedanzverhältnisse der elektrischen Umgebung des Filters einen erheblichen Einfluss auf dessen Einfügedämpfung [3]. Üblicherweise wird die Filterdämpfung als Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} mit einem Netzwerk Analysator (NWA) im 50Ω -System bestimmt. Das HV-Bordnetz besitzt allerdings eine von 50Ω abweichende Eingangsimpedanz [4], sodass sich die mit dem NWA gemessene Einfügedämpfung einer Filtermaßnahme signifikant von der Reduktion der Störgrößen im HV-Bordnetz unterscheidet.

Dieser Beitrag beschäftigt sich sowohl mit der Charakterisierung der Gleichtaktstörquellen im Umrichter eines Elektroantriebes als auch mit dem Einfluss der Impedanzverhältnisse auf die Wirksamkeit von Leitungsfilern im HV-Traktionsnetz.

2. Charakterisierung des PWR als Thévenin-Störquelle

Dem PWR fällt eine Schlüsselrolle zur Beherrschung der EMV von Elektroantrieben zu, da dieser die Hauptquelle der Störgrößen im elektrischen Antriebsstrang darstellt. Zur Reduktion des Störpotentials benachbarter Komponenten und Systeme muss ein Optimum zwischen Filterung und Schirmung gefunden werden. Die Störquellen innerhalb einer beliebigen Komponente, wie etwa ein Leistungsumrichter, lassen sich als Thévenin-Äquivalent aus einer idealen Gleichtaktquelle und einer Serienimpedanz charakterisieren [5, 6]. Angewandt auf den untersuchten PWR eines Elektrofahrzeugs werden zunächst die Streuparameter des PWR im passiven Zustand gemessen und daraus die Eingangsimpedanzen für Gleichtakt- und Gegentaktgrößen berechnet. Diese Eingangsimpedanzen ermöglichen eine einfache Netzwerkmodellierung und Bestimmung

der dominanten Einflussgrößen. Aus Zeitbereichsmessungen der Störspannungen bei einem typischen Betriebspunkt des PWR erfolgt die Charakterisierung der Gleichtaktstörquellen.

2.1. Eingangsimpedanzen im passiven Zustand

Zur Bestimmung der Eingangsimpedanz des PWR werden die Streuparameter an den Anschlüssen zum Traktionsnetz HV+ und HV- gemessen. Die gemessene Streuparametermatrix $[S]$ kann leicht in Impedanzparameter $[Z]$ umgewandelt werden, wie dies etwa in [7] beschrieben ist. Aus diesen Impedanzparametern können die Eingangsimpedanzen für Gleichtaktgrößen \underline{Z}_{G1} und \underline{Z}_{G2} sowie für den Gegentakt (\underline{Z}_X) berechnet werden, wie in **Bild 1a)** dargestellt [8].

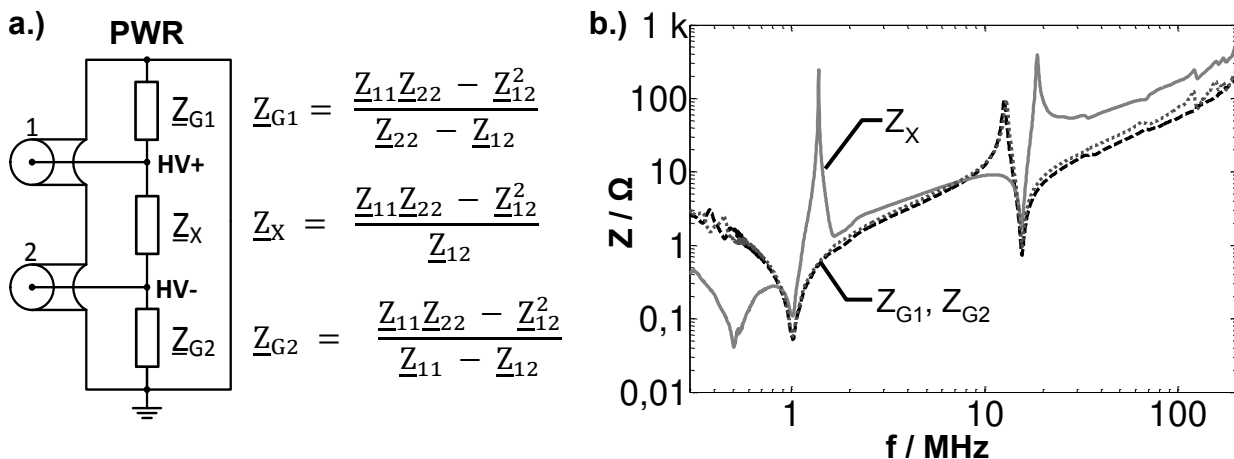


Bild 1 a) Ersatzschaltbild des PWR und Berechnung der Gleichtaktimpedanzen Z_{G1} und Z_{G2} sowie der Gegentaktimpedanz Z_X b) Gleich- und Gegentaktimpedanzen des passiven PWR [8]

Die Kurven der Gleichtaktimpedanzen Z_{G1} und Z_{G2} aus Bild 1b) zeigen, dass der PWR einen symmetrischen Vierpol darstellt, da die Verläufe von Z_{G1} und Z_{G2} über den kompletten Frequenzbereich nahezu identisch sind. Im Frequenzbereich unterhalb einer Serienresonanz bei $f_R = 1\text{ MHz}$ weist die Gleichtaktimpedanz Z_G einen kapazitiven Verlauf auf. Darüber ist ein induktiver Impedanzanstieg bis zu einer Parallelresonanz bei etwa 15 MHz zu erkennen. Bei 18 MHz tritt eine zweite Serienresonanz auf, der ein weiterer induktiver Impedanzanstieg folgt. Ab 30 MHz ergeben sich kleinere, vernachlässigbare Resonanzen im Frequenzbereich bis 200 MHz , die dem induktiven Kurvenverlauf überlagert sind.

Die Gegentaktimpedanz Z_X besitzt für tiefe Frequenzen ebenfalls einen kapazitiven Verlauf, allerdings mit einer deutlich größeren Kapazität. Bei 500 kHz tritt eine Serienresonanz auf. Der Verlauf von Z_X zeigt ein Impedanzminimum bei 1 MHz , der eine sehr stark ausgeprägte Parallelresonanz bei ca. $1,5\text{ MHz}$ folgt. Oberhalb von 2 MHz weist Z_X einen induktiven Impedanzanstieg mit einer Serienresonanz bei 18 MHz auf. Dieser folgen mit ansteigender Frequenz eine Parallelresonanz bei 20 MHz sowie ein induktiver Verlauf der Impedanz mit kleineren, überlagerten Resonanzen.

Über einfache Modifikationen der internen Strukturen, wie etwa dem Entfernen der C_Y -Entstörkondensatoren oder dem Kurzschluss der Zwischenkreiskapazität, lassen sich die Ursachen der Resonanzen im passiven Zustand des PWR leicht bestimmen: Die Serienresonanz von Z_X bei 500 kHz wird durch die Serienschaltung der Zwischenkreiskapazität mit der parasitären Serieninduktivität des Zwischenkreiskondensators hervorgerufen. Die Serienresonanzen von Z_G und Z_X bei 1 MHz sowie die Parallelresonanz

von Z_X bei 1,5 MHz ergeben sich aus der Serienschaltung der C_Y -Entstörkapazitäten mit den Induktivitätsbelägen der Verdrahtung. Die Resonanzstellen bei 15 bzw. 18 MHz ergeben sich aus der Induktivität der Stromschienen und der Gehäusekapazitäten des Stromrichtermoduls sowie den Stromschienen zu den Ausgängen U, V, W der dreiphasigen Motoransteuerung [8].

Die Kenntnis der Resonanzursachen erlaubt eine einfache und schnelle Modellierung des PWR, wie sie etwa in [8] beschrieben ist. Zudem erlaubt dieses Modell eine Validierung der Resonanzquellen. Sämtliche der beschriebenen Resonanzquellen werden von passiven Strukturen und passiven Bauelementen hervorgerufen, während die aktiven Leistungshalbleiter keinen nennenswerten Einfluss auf die Eingangsimpedanzen besitzen [8]. Deshalb sind die Eingangsimpedanzen zeitinvariant und unabhängig vom Betriebspunkt des PWR. Die Quelle der leitungsgebundenen Störgrößen, die schnell schaltenden Leistungshalbleiter, kommen einer idealen Spannungsquelle sehr nahe. Somit wird vermutet, dass die Gleichtakt-Eingangsimpedanz des passiven PWR der Quellimpedanz des Thévenin-Äquivalents der Gleichtaktstörquellen entspricht.

2.2. Bestimmung der Quellimpedanz des aktiven Pulswechselrichters

Zur Bestimmung der Quellimpedanz der Gleichtaktstörquellen des aktiven PWR ist es nötig, diesen während eines definierten Betriebszustands zu untersuchen. Der Messaufbau für HV-Komponenten nach CIPSR 25, wie er in [8] beschrieben ist, ermöglicht es den PWR aktiv zu betreiben. Dieser Aufbau besteht aus einer Versorgung mit Gleichspannung (280 V, 20 A), einer Antriebsmaschine, welche über eine Welle mit einer geeigneten Bremsmaschine außerhalb der Absorberhalle gekoppelt ist, sowie einer Restbussimulation zur Ansteuerung und Regelung eines typischen Betriebspunktes. Dafür wird während der Messungen ein Drehmoment von 25 Nm bei 1000 Umdrehungen pro Minute der Antriebsmaschine gewählt. In einem solchen Messaufbau kann die Quellimpedanz des aktiven PWR nicht direkt im Frequenzbereich mit einem NWA ermittelt werden. Denn die transienten Störimpulse des PWR überlagern sich mit der Anregung des NWA, sodass es nicht möglich ist zwischen Anregung und PWR-Emissionen zu unterscheiden. Alternativ lassen sich die Klemmspannungen bei verschiedenen Lastzuständen der konstant gehaltenen Störquelle bestimmen und daraus die Quellimpedanz der Gleichtaktstörquellen berechnen. Das Thévenin-Äquivalent der Gleichtaktstörquelle besteht dabei aus einer idealen Spannungsquelle mit der Quellspannung \underline{U}_0 und einer Serienimpedanz \underline{Z}_Q , wie in **Bild 2a)** dargestellt.

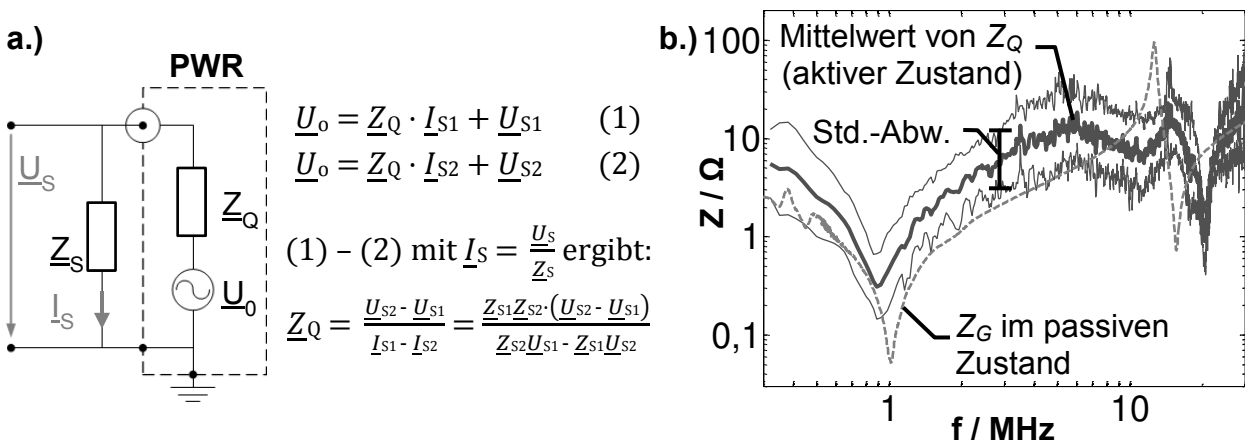


Bild 2 a) Thévenin-Äquivalent der Gleichtaktstörquellen im PWR und Berechnung der Quellimpedanz
b) Verlauf der Quellimpedanz verglichen mit der Eingangsimpedanz des passiven PWR

Klassischerweise wird \underline{U}_0 bestimmt, indem die Klemmspannung \underline{U}_S an einer unendlich großen Senkimpedanz \underline{Z}_S gemessen wird. Da dabei kein Spannungsabfall über \underline{Z}_Q stattfindet, ist in diesem Fall $\underline{U}_S = \underline{U}_0$. Eine Messung des Kurzschlussstromes I_{KS} für $\underline{Z}_S = 0$ erlaubt in einem zweiten Schritt die Berechnung von \underline{Z}_Q , da in diesem Fall $\underline{Z}_Q = \underline{U}_0 / I_{KS}$ gilt. Im HF-Bereich ist es allerdings sehr schwer, eine unendlich große Lastimpedanz zu realisieren und auch eine Messung des Kurzschlussstroms ist bei einem realen Testaufbau nicht möglich, ohne die Betriebsweise des PWR zu beeinflussen. Stattdessen kann über eine Filterplatine die Eingangsimpedanz der Bordnetznachbildung variiert werden, wie in [9] beschrieben. Dies führt zu unterschiedlichen Eingangsimpedanzen des HV-Kabelbaums, die in dem Komponententest die Lastimpedanz \underline{Z}_S darstellt. Mit Kenntnis der Senkimpedanz \underline{Z}_S und der Klemmspannungen \underline{U}_S für mindestens zwei unterschiedliche Kabelbaumimpedanzen (\underline{Z}_{S1} und \underline{Z}_{S2}) kann über das Gleichungssystem aus Bild 2a) die konstante Quellimpedanz \underline{Z}_Q berechnet werden. Da die dafür benötigten Spannungswerte \underline{U}_{S1} und \underline{U}_{S2} komplexe Größen sind, ist es auch nicht möglich diese im Frequenzbereich mit einem Messempfänger zu bestimmen. Dazu ist eine Zeitbereichsmessung der Spannung mit einem Oszilloskop und anschließende Umwandlung in den Frequenzbereich über eine FFT nötig. Bild 2b) stellt einen Vergleich der auf diese Weise berechneten Quellimpedanz $|\underline{Z}_Q|$ mit der gemessenen Eingangsimpedanz Z_G des passiven PWR dar. Dabei ist zunächst zu erkennen, dass der Verlauf von Z_Q stark verrauscht ist. Bei der Zeitbereichsmessung der Störspannungen und der anschließenden Transformation in den Frequenzbereich büßt die Messung stark an Dynamik ein und ergibt ein verrauschtes Ergebnis. Deswegen wird aus 35 Messungen der geometrische Mittelwert gebildet und die Standardabweichung berechnet. Dabei zeigt sich, dass der Mittelwert der Quellimpedanz Z_Q sehr ähnlich zu dem Verlauf der Gleichtakt-Eingangsimpedanz Z_G des passiven PWR ist. Es ergibt sich zwar eine Erhöhung der Amplitude um 4 – 6 dB und auch Abweichungen im Verlauf zwischen 6 – 10 MHz. Im Wesentlichen ergibt sich jedoch eine gute Übereinstimmung der Impedanzverläufe.

3. Charakterisierung von Entstörfiltern im HV-Bordnetz

Entstörfilter stellen eine effektive Maßnahme zur Reduktion leitungsgebundener EMV-Störgrößen dar. **Bild 3** zeigt das Gleichtakt-Ersatzschaltbild eines PWR als Teil des HV-Traktionsnetzes mit einer eingefügten Filtermaßnahme, welche als Vierpol dargestellt und über ihre Impedanzparameter $[Z]$ charakterisiert ist.

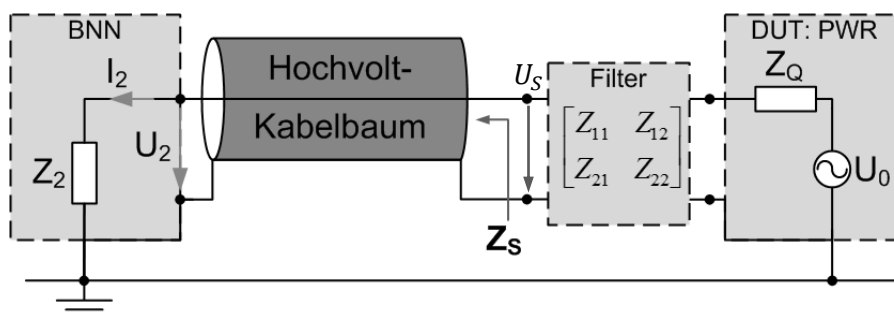


Bild 3 Gleichtakt-Ersatzschaltbild des Hochvoltsystems mit Entstörfilter, dessen HF-Verhalten durch Impedanzparameter $[Z]$ charakterisiert ist.

Die auf eine gegebene Störquelle, wie in Bild 3 dem Hochvoltkabelbaum, eingekoppelten Störspannungen und Störströme können mit der Kirchhoff'schen Maschenregel bestimmt werden [10]. Die Quellimpedanz \underline{Z}_Q sowie die Eingangsimpedanz der Störquelle

\underline{Z}_S haben dabei einen erheblichen Einfluss auf die Amplitude der Störgrößen und somit auf die Einfügedämpfung des Entstörfilters [3]. Üblicherweise wird die Einfügedämpfung mit einem NWA im 50Ω -System als Vorwärts-Transmissionsfaktor \underline{S}_{21} bestimmt. Die NWA-Messung hat den Vorteil der hohen Verfügbarkeit und einer schnellen, reproduzierbaren und sehr genauen Charakterisierung der HF-Eigenschaften des Filters. Allerdings besitzen typische HV-Systeme weder eine Quellimpedanz von 50Ω (siehe Bild 2b) noch der HV-Kabelbaum als Störsenke eine Eingangsimpedanz von 50Ω [4]. Die Einfügedämpfung a_e einer Filterstruktur ist als Quotient aus gefilterter Störspannung U_S zu ungefilterter Störgröße U_{S0} definiert [3]. Logarithmisch dargestellt ergibt die Differenz zwischen ungefiltertem und gefiltertem Spektrum die Filterdämpfung:

$$a_e = \lg(U_{S0}) - \lg(U_S) = 20 \lg\left(\frac{U_{S0}}{U_S}\right) \quad (1)$$

Unter Einbeziehung der Quell- und Senkimpedanzen \underline{Z}_Q und \underline{Z}_S kann bei einer gegebenen Störspannung \underline{U}_{S0} und den Kettenparametern $[A]$ eines Entstörfilters die reduzierte Störspannung \underline{U}_S berechnet werden [11]. Eine Umformung der Kettenparameter $[A]$ in Impedanzparameter $[Z]$ ergibt die Formel zur Berechnung der gefilterten Störspannung:

$$\underline{U}_S = \frac{(\underline{Z}_Q + \underline{Z}_S) \cdot \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_{11} + \underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{11} \cdot \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{21}} \cdot \underline{U}_{S0} \quad (2)$$

Aus den Gleichungen (1) und (2) lässt sich eine von der Amplitude der Störspannungen \underline{U}_S und \underline{U}_{S0} unabhängige Einfügedämpfung a_e bestimmen:

$$a_e = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_{S0}}{U_S}\right) = 20 \cdot \lg\left|\frac{\underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_{11} + \underline{Z}_Q \cdot \underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{11} \cdot \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{21}}{(\underline{Z}_Q + \underline{Z}_S) \cdot \underline{Z}_{21}}\right| \quad (3)$$

Werden in Formel (3) für \underline{Z}_S und \underline{Z}_Q jeweils der Wert 50Ω eingesetzt, so ergibt sich als Ergebnis der berechneten Einfügedämpfung a_e der im 50Ω -System gemessene Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} : $a_e = S_{21} |_{Z_S=Z_Q=50\Omega}$

Zur Verifikation dieser Berechnung wird eine Netzwerksimulation in Spice durchgeführt. Die simulierte Einfügedämpfung bestimmt sich dabei nach Formel (1) als Differenz der Störspannung am Leitungsanfang, während die Berechnung nur die Impedanzen von Quelle und Hochvoltkabelbaum sowie die simulierten Impedanzparameter der Filtermaßnahmen berücksichtigt. Zum Vergleich werden zwei typische Entstörmaßnahmen untersucht: ein C_Y -Entstörkondensator mit einer Kapazität von $C_Y = 220 \text{ nF}$, sowie ein nanokristalliner Ringbandkern, modelliert als Serieninduktivität mit $L_S = 10 \mu\text{H}$. **Bild 4a)** zeigt einen Vergleich der simulierten und berechneten Einfügedämpfung a_e des Entstörkondensators und es ist eine nahezu perfekte Übereinstimmung über den kompletten Frequenzbereich von $300 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$ zu erkennen.

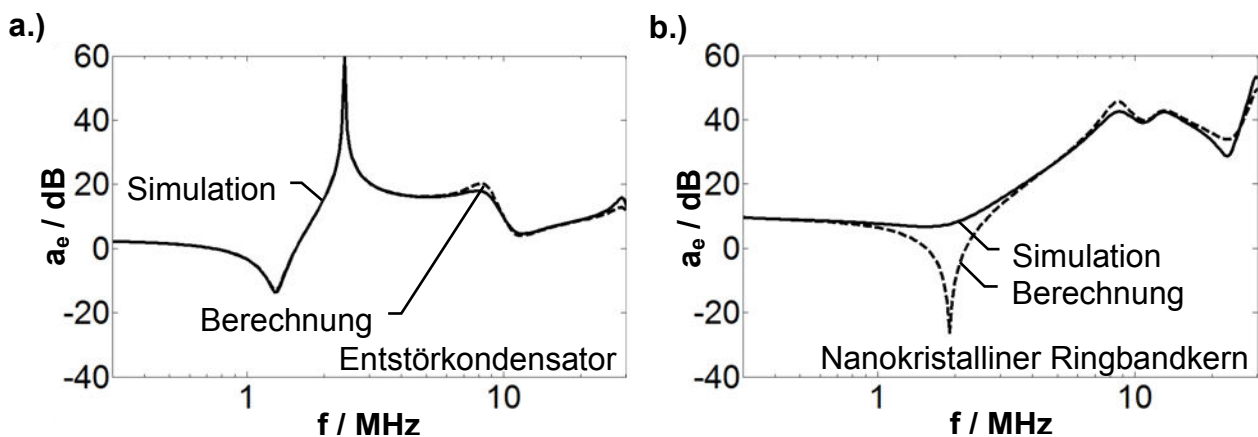


Bild 4 Vergleich zwischen simulierter und berechneter Einfügedämpfung a_e a) eines 220 nF C_Y -Entstörkondensators und b) einer Serieninduktivität im Hochvolt-Traktionsnetz

Bild 4b) zeigt den Vergleich der simulierten und berechneten Einfügedämpfung a_e der simulierten Serieninduktivität. Dabei zeigt sich auch eine sehr hohe Übereinstimmung, bis auf die Resonanzstelle bei 2 MHz , an der die Berechnungsmethode die Dämpfung des Systems nicht ausreichend berücksichtigen kann. Die Formel zur Berechnung der Einfügedämpfung betrachtet die Impedanzparameter des Ringbandkerns und die Impedanzen von Quelle sowie Senke unabhängig voneinander, sodass die im System vorhandene Dämpfung von Resonanzstellen nicht ausreichend berücksichtigt sein kann.

4. Einfluss der Netzimpedanz auf die Einfügedämpfung

Zur Validierung der Simulationsdaten wird zusätzlich an einer Antriebsnachbildung, beschrieben in [8], die Einfügedämpfung mit der vorgestellten Methode untersucht. Dazu wird der Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} der vorgestellten Filtermaßnahmen betrachtet. Die Einfügedämpfung a_e wird mit den gemessenen Streuparametern der Filter und den Impedanzen \underline{Z}_Q und \underline{Z}_S berechnet und mit der Differenz der Störspektren im HV-Kabelbaum nach Formel (1) verglichen. **Bild 5a)** zeigt dazu die Einfügedämpfungen a_e im $50\ \Omega$ -System (S_{21}), die Störgrößenreduktion im HV-Bordnetz (Messung) und die Berechnung für den Entstörkondensator. Entsprechend sind in Bild 5b) die unterschiedlichen Einfügedämpfungen eines nanokristallinen Ringbandkerns aufgetragen, der als Funkstördrossel im HV-Kabelbaum eingefügt ist.

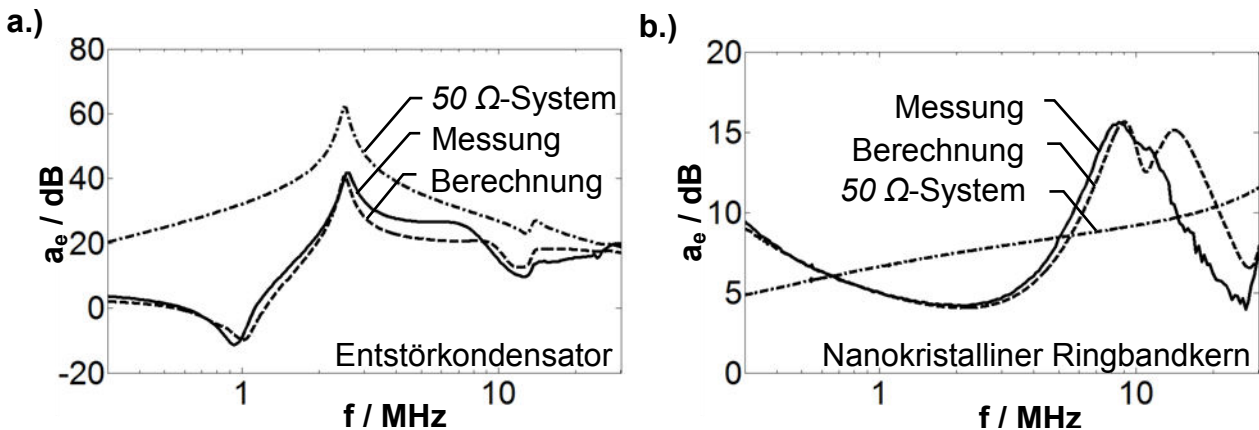


Bild 5 Vergleich zwischen gemessener und berechneter Einfügedämpfung a_e im HV-Traktionsnetz sowie der Messung von S_{21} im $50\ \Omega$ -System eines a) Entstörkondensators und b) eines Ringbandkerns

Dabei weist der Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} aus Bild 5a) einen für einen C_Y -Kondensator typischen Verlauf mit einer maximalen Dämpfung von über 60 dB bei der Serienresonanzfrequenz von $f = 2,5\text{ MHz}$ auf. Allerdings zeigt die Messung, dass derselbe Entstörkondensator im HV-Bordnetz die Störspektren deutlich weniger stark reduziert. Unterhalb von 1 MHz weist der Kondensator so gut wie keine Dämpfung auf und bei 1 MHz findet aufgrund einer Resonanz mit dem HV-Kabelbaum eine Störgrößenüberhöhung (negative Dämpfung) statt. Dabei beträgt der Unterschied zwischen 20 dB bei 300 kHz bis sogar 40 dB bei 1 MHz . Oberhalb von 1 MHz zeigt der Entstörkondensator eine Einfügedämpfung von bis zu 40 dB bei $2,5\text{ MHz}$. Diese liegt allerdings ca. 20 dB unterhalb der Einfügedämpfung im $50\ \Omega$ -System. Die mit Formel (3) berechnete Einfügedämpfung zeigt über den gesamten Frequenzbereich eine Vorhersagegenauigkeit von besser als 3 dB . Dies belegt, dass die geänderte Einfügedämpfung aufgrund der geänderten Impedanzverhältnisse auftritt, da die Berechnung über Formel (3) nur die Impedanzen und das HF-Verhalten des Filters berücksichtigt.

Der Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} des nanokristallinen Ringbandkerns in Bild 5b) zeigt eine Einfügedämpfung von ca. 5 dB bei 300 kHz mit einem nahezu linearen Anstieg auf ca. 12 dB. Im HV-Kabelbaum besitzt derselbe Ringkern bei 300 kHz eine Einfügedämpfung von ca. 10 dB mit abfallender Tendenz bei ansteigender Frequenz. Bei ca. 2 MHz tritt ein Minimum von ~ 4 dB auf, auf welches ein Maximum bei 8 MHz mit ca. 16 dB folgt. Dabei zeigt der Ringbandkern eine erhöhte Einfügedämpfung im HV-System unterhalb von 600 kHz, eine reduzierte zwischen 600 kHz – 5 MHz und oberhalb von 5 MHz – 20 MHz wiederum höhere Dämpfungswerte. Der Verlauf des Vorwärts-Transmissionsfaktors im 50 Ω -System kann somit nicht genutzt werden, um die Einfügedämpfung der Entstördrossel im HV-System abzuschätzen, da die Impedanzverhältnisse zu einem stark abweichenden Filterverhalten führen. Allerdings stimmt die berechnete Einfügedämpfung, bei der der gemessene Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} in Formel (3) eingesetzt wird, sehr gut mit der Messung überein. Oberhalb von 10 MHz ergibt sich zwar eine größere Abweichung der Amplitude, der Kurvenverlauf wird jedoch gut vorhergesagt. Dies kann damit erklärt werden, dass in diesem Bereich die Störspektren der Antriebsstrangnachbildung nicht mehr ausreichend sind. Das gefilterte Spektrum (U_S) verschwindet unterhalb des Rauschlevels und damit besitzt die Differenz der Störspektren keine Aussagekraft mehr.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Dieser Beitrag zeigt eine Methode zur Bestimmung der Eingangsimpedanzen eines Pulswechselrichters über die Messung der Streuparameter des passiven Prüflings. Eine Analyse der Kurvenverläufe und der dominanten Einflussfaktoren erlaubt eine einfache und schnelle Netzwerkmodellierung von HV-PWR. Bei einer Nachfolgenergeneration von HV-PWR kann dieses Netzwerkmodell ohne weitere Validierungsmessung direkt an die neuen Gegebenheiten angepasst werden. Zeitbereichsmessungen der Störspannung bei unterschiedlichen Kabelbaumeingangsimpedanzen ermöglichen einen Rückschluss auf die Quellimpedanz der Gleichtaktstörquellen innerhalb des Prüflings. Diese ergeben eine hohe Übereinstimmung zwischen der Eingangsimpedanz des passiven Prüflings mit der Quellimpedanz in einem typischen Betriebspunkt. Da die passiven Bauelemente die Quellimpedanz dominieren, haben die schaltenden Leistungshalbleiter einen geringen Einfluss auf den Verlauf der Quellimpedanz und bestimmen lediglich die Amplitude der idealen Störspannungsquelle des Thévenin-Äquivalents.

Die Messung des Vorwärts-Transmissionsfaktor einer Filtermaßnahme im 50 Ω -System ist nicht ausreichend, um die Einfügedämpfung von Entstörmaßnahmen in HV-Systemen abschätzen zu können. Die Messungen von Quellimpedanz sowie Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums zeigen, dass diese signifikant von 50 Ω abweichen. Das führt zu einer erheblichen Veränderung der Einfügedämpfung eines Entstörfilters im HV-Bordnetz verglichen mit der im 50 Ω -System. Da die Last- und Quellimpedanzen die Ursache dieser Abweichung sind, lässt sich die Einfügedämpfung in Abhängigkeit der Impedanzverhältnisse berechnen. Die vorgestellte Methode erlaubt es, aus der Kenntnis der Netzimpedanzen sowie der Streuparameter eines Filters die Einfügedämpfung für beliebige Systeme zu bestimmen und damit EMV-Maßnahmen für HV-Systeme zu optimieren, bevor es zu Abnahmemessungen gekommen ist. Der aufwendige und wenig effiziente Ansatz des Trial-and-Error, welcher mangels Alternativen durchaus verbreitet ist, lässt sich damit vermeiden.

6. Literaturverzeichnis

- [1] S. Guttowski, S. Weber, E. Hoene, W. John und H. Reichl, „EMC issues in cars with electric drives,“ in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Boston, 2003.
- [2] C. Hillmer, M. Mayer und U. Reinhardt, „EMV von Elektro-Hybridfahrzeugen,“ in *5. GMM Fachtagung zur Elektromagnetischen Verträglichkeit in der Kfz-Technik, 21. - 22. Oktober 2009*, München, 2009.
- [3] H. Rebholz und S. Tenbohlen, „Prospects and Limits of Common- and Differential- Mode Separation for the Filter Development Process,“ in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, Hamburg, 2008.
- [4] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Messung leitungsgebundener Störgrößen von Komponenten für Hochvoltanwendungen,“ in *4. AutoTest, Fachkonferenz zum Thema Test von Hard- und Software in der Automobilentwicklung, Oktober 17. - 18. 2012*, Stuttgart, 2012.
- [5] F. Tesche, M. Ianoz und T. Karlsson, „EMC Analysis Methods and Computational Models,“ New York, Wiley and Sons, Inc., 1997, pp. 48-50.
- [6] M. F. Moad, „On Thevenin's and Norton's Equivalent Circuits,“ *Education, IEEE Transactions on*, Bd. 25, Nr. 3, pp. 99 - 102, Aug. 1982.
- [7] P. Russer, *Electromagnetics, Microwave Circuit and Antenna Design for Communications Engineering*, Boston: Artech House, 2003.
- [8] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Emulation of Conducted Emissions of an Automotive Inverter for Filter Development in HV Networks,“ in *IEEE EMC International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, Co., 2013.
- [9] M. Reuter, M. Waible, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Einfluss der Abschlussimpedanz von Hochvoltkabeln auf Funkstörgrößen in elektrisch angetriebenen Kraftfahrzeugen,“ in *EMV 2012, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, 2012.
- [10] C. Paul, *Fundamentals of Electric Circuit Analysis*, New York: Wiley & Sons, 2001.
- [11] E. Habiger, *Elektromagnetische Verträglichkeit: Grundzüge ihrer Sicherstellung in der Geräte- und Anlagentechnik*, Huethig GmbH, 1998.