

Einfluss der Batterieimpedanz auf EMV-Störgrößen im Hochvolt-Bordnetz elektrisch angetriebener Kraftfahrzeuge

Influence of the Traction Battery on EMC Disturbances within the High Voltage Harness of Electric Driven Cars

Dipl.-Ing. Martin Reuter, Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Dr.-Ing. Wolfgang Köhler,
Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, Deutschland,
martin.reuter@ieh.uni-stuttgart.de

Kurzfassung

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit dem Einfluss der Eingangsimpedanz einer Antriebsbatterie auf leitungsgebundene Störgrößen eines Kfz-Pulswechselrichters. Derzeit wird die elektromagnetische Verträglichkeit von Hochvolt-Komponenten des elektrischen Antriebsstrangs nach der Norm CISPR 25 getestet. Im Messaufbau des Komponententests simulieren Bordnetznachbildungen die Fahrzeugumgebung. Allerdings unterscheiden sich die Eingangsimpedanzen herkömmlicher Niedervolt-Bordnetze deutlich von denen des Hochvolt-Kabelbaums. Um eine Abschätzung des Einflusses dieser geänderten Eingangsimpedanz auf EMV-Störgrößen treffen zu können, wird zunächst eine Antriebsbatterie modelliert und nachgebildet. Diese Batterienachbildung ersetzt die Bordnetznachbildungen in dem Komponententest eines Pulswechselrichters für ein hybridelektrisch angetriebenes Kfz zur Bestimmung der leitungsgebundenen Störgrößen. Anschließend wird eine Methode vorgestellt, die es erlaubt aus den Ergebnissen eines Komponententests die leitungsgebundenen Störgrößen auf Fahrzeugebene abzuschätzen.

Abstract

This contribution investigates the influence of a traction battery's input impedance on conducted emissions of an automotive traction inverter. Recently the electromagnetic compatibility of high voltage components for the electric drive train is determined according to CISPR 25. Within the component level test setup line impedance stabilization networks (LISNs) emulate the electromagnetic environment within the automotive harness, but the input impedances of conventional low voltage cable harnesses differ significantly compared to high voltage traction networks on vehicle level. To determine the impact of mentioned differences, the input impedances of a traction battery are modelled and emulated. This battery emulation replaces the LISNs in the component level test setup of a power inverter intended for a hybrid driven car and the differences in the conducted emissions are determined. A method is shown, which allows to estimate the conducted emissions on vehicle level using the component level test results and the knowledge of harness impedances.

1 Einleitung

Die Beherrschung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) wird zunehmend zu einem Schlüssel in der Entwicklung elektrischer Kfz-Antriebskonzepte. Da sich der Leistungsbedarf des elektrischen Antriebsstrangs nicht über herkömmliche Niedervolt-Bordnetze (NV) mit einer Versorgungsspannung von 12 V_{DC} decken lässt, wird ein Traktions-Bordnetz eingeführt, dessen Spannungsebene üblicherweise im Bereich von 120 – 400 V_{DC} liegt. Dieses Hochvolt-Bordnetz (HV-BN) verbindet den Energiespeicher, welcher meistens unterhalb des Kofferraums im Fahrzeugheck platziert ist, mit dem Leistungsumrichter und einer Synchronmaschine im Motorraum. Da die Halbleiterbauelemente im Pulswechselrichter (PWR) mit maximal schnellen Taktflanken schalten, um thermische Verluste zu minimieren, entstehen Störimpulse hoher Amplituden, die hochfrequente (HF) Spektralannteile enthalten. Diese können benachbarte, elektronische Systeme stören [1]. Die zunehmende Anzahl empfindlicher Funkdienste, wie UKW-Radio, GPS-Navigation, Mobiltelefonie oder Fahrerassistenzsysteme, verschärft

die Situation zusätzlich. Um die EMV des elektrischen Antriebes zu verbessern wird das HV-Bordnetz komplett geschirmt ausgeführt [2]. Dabei werden einzeln geschirmte Koaxialkabel eingesetzt, die sich im HF-Bereich wie Wellenleiter verhalten [3]. Diese Kabel führen eine Impedanztransformation ihres Leitungsabschlusses durch und Fehlanpassung an den Kabelenden kann zu reflektierten Störgrößen und Resonanzüberhöhungen aufgrund von stehenden Wellen auf der Leitung führen [4].

Dieser Beitrag zeigt zunächst die Messung und Bestimmung der Eingangsimpedanzen einer Kfz-Antriebsbatterie für Gleichtakt- und Gegentakt-Störgrößen. Aus einem Netzwerkmodell wird eine Batterienachbildung abgeleitet, die dasselbe HF-Verhalten wie die Antriebsbatterie aufweist, und in einem Komponententest die Bordnetznachbildungen ersetzt. Somit kann der Einfluss der Antriebsbatterie auf die EMV-Störgrößen des PWR selektiv ermittelt werden. Die Anwendung der Leitungstheorie erlaubt eine Abschätzung dieses Einflusses, sodass mit Kenntnis der Kabelparametern, der Batterie-Impedanzen und der leitungsgebundenen Störgrößen eine Vorhersage des EMV-Verhaltens auf Systemebene möglich ist.

2 Messung leitungsgebundener Störgrößen von Kfz-Komponenten

Das Ziel einer EMV-Messung auf Komponentenebene ist, eine Abschätzung treffen zu können, wie sich ein Prüfling (DUT, engl. Device under Test) als Teil eines Systemverbundes verhält. Die Quellen leitungsgebundener Störungen innerhalb des DUT können dabei als Thévenin-Quellen beschrieben werden [5]. Bei einem gleich bleibendem Betriebspunkt des DUT ist auch das Thévenin-Ersatzschaltbild der Störquellen konstant und somit bestimmt einzig die Lastimpedanz die Amplituden der auf das Bordnetz eingekoppelten Störungen [6]. Deshalb muss eine EMV-Prüfung auf Komponentenebene die Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaumes möglichst realistisch abbilden, da der Prüfling ansonsten auf Fahrzeugebene von der Komponentenmessung abweichende Störgrößen aufweist.

Bild 1 zeigt den derzeit verwendeten Messaufbau zur Bestimmung der EMV von Automobilkomponenten gemäß CISPR 25 [7]. Dieser besteht aus zwei Bordnetznachbildungen (BNN), dem Prüfling (DUT) und einer Stromversorgung. Für HV-Komponenten werden die BNN in ein metallisches Schirmgehäuse eingebracht und die Kabelschirme über dieses Gehäuse geerdet.

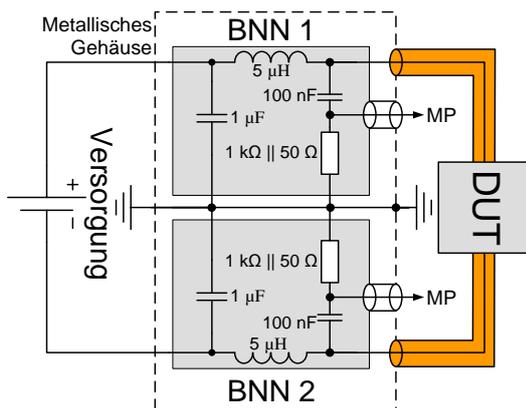


Bild 1 Messaufbau nach CISPR 25 zur Bestimmung der EMV von Automobilkomponenten

Die BNN besitzen in diesem Aufbau drei Funktionen [8]: Sie verhindern, dass sich die Störgrößen des DUT auf den Versorgungsleitungen ausbreiten können. Dies ermöglicht vergleichbare Messergebnisse, da sich Länge, Querschnitt und Verlegung der Versorgungsleitungen, sowie die Gleichspannungsquelle verschiedener EMV-Labore unterscheiden. Zweitens erlauben die BNN an den Messpunkten (MP) die Störspannung zu messen. Drittens definieren die BNN mit ihrer in CISPR 16 [9] vorgegebenen Eingangsimpedanz die Lastimpedanz des DUT. Die BNN-Impedanz basiert dabei auf Messungen typischer Fahrzeug-Kabelbäume [10].

Die BNN stellen den Hauptunterschied zwischen Komponenten- und Systemebene dar, denn im HV-System wird die Gleichspannung von einer Antriebsbatterie bereitgestellt und nicht durch BNN. Sollten sich die Eingangsim-

pedanzen des HV-Kabelbaumes auf Komponentenebene deutlich von denen des realen Traktionsnetzes unterscheiden, so könnte sich auch das EMV-Verhalten des Prüflings verändert darstellen.

3 Nachbildung einer HV-Batterie

Zur Untersuchung des Einflusses der Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums im Komponententest (mit BNN) und im Antriebsstrang (mit einer HV-Batterie) wird zunächst das HF-Verhalten einer HV-Batterie bestimmt. Anschließend erfolgt eine Netzwerk-Modellierung und mit dem Batteriemodell wird eine HF-Nachbildung der untersuchten Antriebsbatterie aufgebaut.

3.1 Bestimmung der Eingangsimpedanzen einer HV-Batterie

Zur Charakterisierung der Eingangsimpedanz einer Antriebsbatterie werden die Streuparameter einer Batterie mit dem in **Bild 2** gezeigten Messaufbau bestimmt [3].

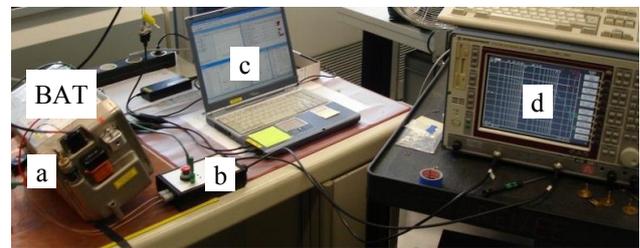


Bild 2 Messaufbau zur Bestimmung der Streuparameter einer HV-Batterie, bestehend aus Batterie (BAT), Adapter (a), DC-Block (b), Batterie-Steuerung (c), und VNA (d) [3].

Dabei entkoppelt ein Hochpass (DC-Block) den empfindlichen Network Analyzer (VNA) von der Gleichspannung der Batterie, ohne den Messbereich von 300 kHz – 200 MHz zu dämpfen. Die gemessene Streuparametermatrix $[S]$ kann in Impedanzparameter $[Z]$ umgewandelt werden [11]. Aus den Z -Parametern lassen sich die komplexen Gleichtaktimpedanzen Z_{G1} sowie Z_{G2} und eine Gegentaktimpedanz Z_X berechnen (siehe **Bild 3**).

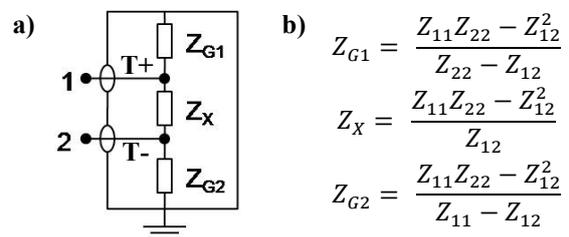


Bild 3 a) EMV-Ersatzschaltbild und b) Berechnung der Gleichtakt- und Gegentakt-Impedanzen

Bild 4 stellt den Verlauf der gemessenen Eingangsimpedanzen Z_{G1} , Z_X und Z_{G2} der untersuchten HV-Batterie dar. Dabei ergibt sich für die Batterie ein symmetrisches Verhalten, da sich die Gleichtaktimpedanzen Z_{G1} und Z_{G2} über den größten Teil des betrachteten Frequenzbereiches nicht nennenswert unterscheiden. Sie ver-

halten sich unterhalb der Hauptresonanz bei 4,5 MHz kapazitiv, und darüber hauptsächlich induktiv. Diesem induktiv ansteigenden Trend sind oberhalb von 4,5 MHz mehrere Resonanzen überlagert, die von der verteilten Struktur der Batterie hervorgerufen werden.

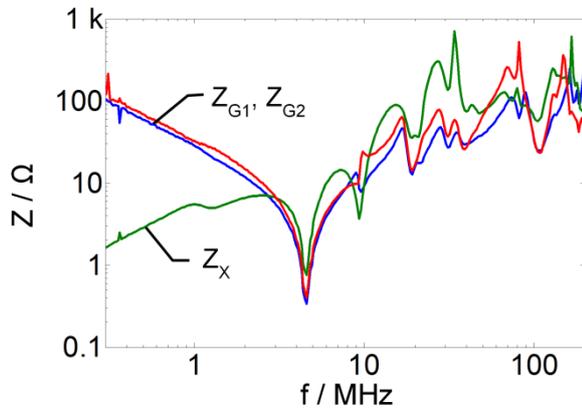


Bild 4 Verlauf der Gleichtaktimpedanzen Z_{G1} und Z_{G2} , sowie der Gegentaktimpedanz Z_X

Die Gegentaktimpedanz Z_X weist auch eine Hauptresonanz bei 4,5 MHz auf. Da bei dieser Frequenz die beiden Gleichtaktimpedanzen sehr klein sind, ist auch die Serienschaltung von Z_{G1} und Z_{G2} sehr klein im Vergleich zur Impedanz der Batteriezellen. Somit kann sich der Gegentaktstrom bei 4,5 MHz über das Gehäuse niederohmig schließen, unabhängig von der Impedanz der Zellen. Unterhalb von 1 MHz wird das Elektrolytmaterial der Batteriezellen mit abnehmender Frequenz immer besser leitend, sodass die Impedanz Z_X sich ihrem sehr geringen Gleichstromwert annähert [12]. Auch die Gegentaktimpedanz Z_X zeigt oberhalb von 4,5 MHz einen induktiv ansteigenden Trend, mit kleineren, überlagerten Resonanzen der verteilten, internen Strukturen der Batterie.

3.2 Modellierung der HV-Batterie

Die Verläufe der Eingangsimpedanzen lassen sich mit dem Aufbau der inneren Strukturen der HV-Batterie erklären: Für tiefe Frequenzen verhält sich die Gleichtaktimpedanz Z_G zunächst kapazitiv. Ab der Serienresonanz bei 4,5 MHz dominiert die Induktivität der Verdrahtung. Die Gegentaktimpedanz Z_X ist bei niedrigen Frequenzen gering und steigt mit zunehmender Frequenz aufgrund der begrenzten Ionenbeweglichkeit des Elektrolytmaterials an. Ab ca. 1 MHz dominieren die parasitären, kapazitiven Eigenschaften des Gehäuses sowie der induktiven Belag der Verdrahtung die Eingangsimpedanz. **Bild 5** zeigt ein Netzwerk-Modell der untersuchten HV-Batterie für Frequenzen $f > 300$ kHz. Dabei beträgt die Gehäusekapazität $C_G = 3,8$ nF und die Serieninduktivität der Verdrahtung $L_S = 370$ nH. Die Batteriezellen werden als ideale Gleichspannungsquelle in Serie mit einer Induktivität $L_Z = 320$ nH modelliert. Diese Vereinfachung gilt nur innerhalb des betrachteten Frequenzbereiches von 300 kHz – ca. 10 MHz. Zusätzlich muss die kapazitive Kopplung in den Schützen und dem HV-Steckverbinder mit $C_K = 330$ pF berücksichtigt werden.

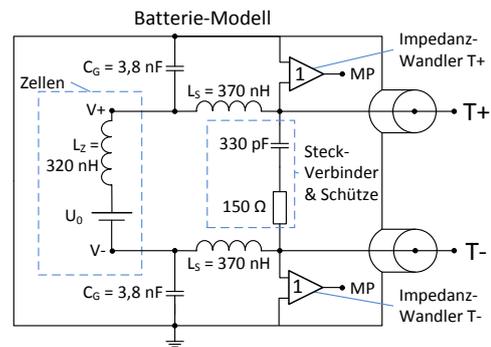


Bild 5 Netzwerkmodell der Batterienachbildung

3.3 Nachbildung für Komponententests

Um die BNN in einem Komponententest ersetzen zu können, muss die Batterienachbildung nicht nur die Eingangsimpedanzen der HV-Batterie simulieren, sondern zusätzlich die Filterung der Versorgungsleitungen und die Bereitstellung eines Messabgriffes erfüllen. Dazu wird das Netzwerkmodell aus Bild 5 aus konzentrierten Elementen in einem geschirmten Gehäuse aufgebaut und mit einem Versorgungsfilter sowie je einem Impedanzwandler für T+ und T- versehen, wie in **Bild 6** dargestellt ist.

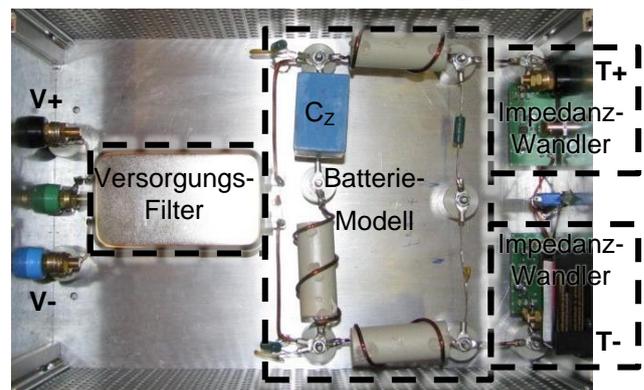


Bild 6 Foto der Batterienachbildung, mit Versorgungsfilter, Netzwerkmodell der Batterie und je einem Impedanzwandler pro Polarität

Anstelle der idealen Spannungsquelle in Bild 5 ist eine Kapazität mit $C_Z = 6,7$ μ F verbaut, die einen Kurzschluss der DC-Quelle verhindert bei gleichzeitig niedriger Serienimpedanz im modellierten Frequenzbereich. Die Anschlüsse V+ und V- dienen dem Anbinden der Gleichspannungsquelle über ein Versorgungsfilter. Dieses unterdrückt eine Rückwirkung der Impedanz der Spannungsquelle auf das Batteriemodell, sowie eine Ausbreitung der Störgrößen des Prüflings auf die Versorgungsleitungen. Das Versorgungsfilter bietet eine Entkopplung von mehr als $a > 50$ dB im Frequenzbereich bis 80 MHz.

Die Impedanzwandler werden zur Auskopplung der leitungsgebundenen Störspannung benötigt. Der Messabgriff ist parallel zur Impedanz des Batteriemodells geschaltet (siehe Bild 5), und die Eingangsimpedanz des Messempfängers (50 Ω) würde einen erheblichen Einfluss auf die Impedanz der Nachbildung besitzen. Die Impedanzwandler sind als reine Spannungsfolger ausgelegt, d.h. sie bie-

ten einen sehr hochohmigen Eingang, sodass die Messabgriffe (MP) keinen Einfluss auf die Eingangsimpedanz besitzen. Die Ausgangsimpedanz ist an den Messempfänger angepasst (50Ω). Die 3 dB-Grenzfrequenz der Impedanzwandler liegt bei 67 MHz.

Bild 7 zeigt die Eingangsimpedanzen der Batterienachbildung verglichen mit denen der HV-Batterie. Dabei zeigt sich, dass das Netzwerkmodell die Eingangsimpedanzen bis ca. 10 MHz sowie darüber den Trend des Impedanzverlaufes nachbilden kann. Für die überlagerten Resonanzen der verteilten Strukturen ist das vorgestellte Modell zu einfach aufgebaut; um diese zu berücksichtigen, wäre eine Erweiterung des Modells nötig.

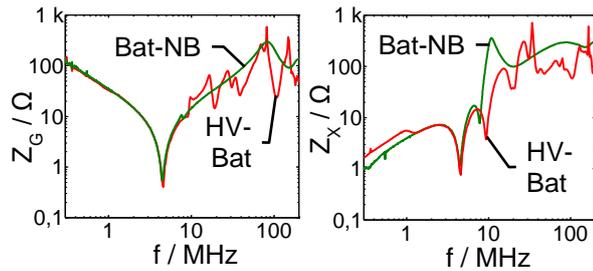


Bild 7 Gleichtaktimpedanz Z_G und Gegentaktimpedanz Z_X der Batterienachbildung (Bat-NB) und der HV-Batterie (HV-Bat)

Als Teil der Gleichspannungsversorgung ist die Batterienachbildung in einem Komponententest an ein koaxial geschirmtes HV-Kabel angeschlossen, welches ab ca. 10 MHz Wellenleitereigenschaften aufweist. Dies führt dazu, dass die Eingangsimpedanzen der Batterienachbildung in sich davon unterscheidende Impedanzen am Kabeleingang transformiert werden. Dieser Effekt tritt auch im Fahrzeug auf, da die typische Länge des Traktionsnetzes zwischen 3 – 5 m beträgt. Das Ergebnis der Impedanztransformation des HV-Kabels zeigt **Bild 8**.

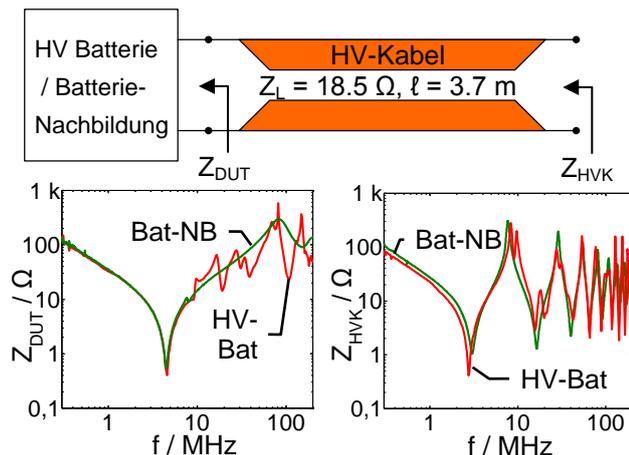


Bild 8 Gleichtakt-Eingangsimpedanz der Batterie (HV-Bat) und Nachbildung (Bat-NB), an Kabeleingang Z_{DUT} und nach Transformation Z_{HVK}

Der Vergleich der Eingangsimpedanzen vor und nach der Transformation zeigt, dass die Abweichungen zwischen der Nachbildung und Batterie durch die Wellenleitereigenschaften des HV-Kabels überdeckt werden. Das recht

einfache Netzwerkmodell aus Bild 5 kann die dem Trend überlagerten Resonanzen nicht nachbilden. Durch die Wellenleitereigenschaft des HV-Kabels ist dies nicht nötig, solange der Grad der Fehlanpassung am Leitungsende ähnlich ist. Die Batterienachbildung ermöglicht es in einem Komponententest eine Kabelbaumimpedanz zu generieren, die einer Versorgung per HV-Batterie gleicht.

4 Einfluss der Batterieimpedanz auf leitungsgebundene Störgrößen eines Pulswechselrichters

Um den Einfluss der Veränderung in der Kabelbaum-Eingangsimpedanz auf die leitungsgebundenen Störgrößen zu untersuchen, wird der in **Bild 9** gezeigte Komponententest eines PWR für ein hybridelektrisches Kfz untersucht. Der PWR stellt die Hauptstörquelle im Traktionsnetz dar [2] und steuert eine permanent erregte Synchronmaschine (M) an. Die Maschine erzeugt bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} ein mechanisches Drehmoment von $N = 25 \text{ Nm}$.



Bild 9 Messaufbau zur Bestimmung der EMV eines HV-Pulswechselrichters auf Komponentenebene

Die Versorgung des PWR mit Gleichspannung erfolgt über zwei HV-Kabel der Länge $\ell = 3,3 \text{ m}$ mit dem Wellenwiderstand von $Z_L = 11 \Omega$. In diesem Aufbau werden die HV-BNN durch die vorgestellte Batterienachbildung ersetzt, um damit die Unterschiede im Störspektrum zu bestimmen. Die leitungsgebundenen Störgrößen des PWR zeichnet ein Messempfänger auf (IFBW = 120 kHz, Peak-Detektor). **Bild 10** zeigt die Messergebnisse der Störspannung an einer BNN verglichen mit der vorgestellten Batterienachbildung.

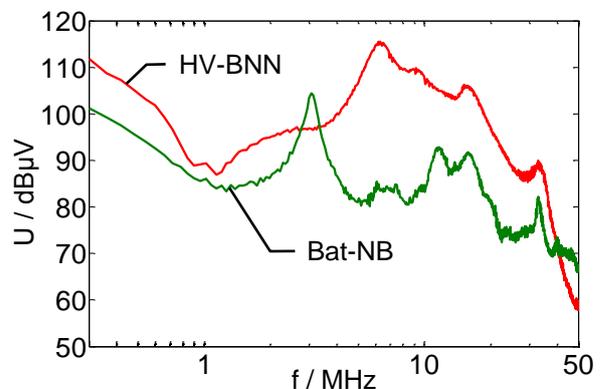


Bild 10 Messergebnisse der Funkstörspannung des PWR mit BNN und Batterienachbildung in der Versorgung des HV-Kabelbaums

Aus den Kurven in Bild 10 ergeben sich unterhalb von 2 MHz um etwa 10 dB reduzierte Messwerte bei der Batterienachbildung als Leitungsabschluss. An der Hauptresonanz der HV-Batterie bei 3 MHz tritt eine Störgrößenüberhöhung von ca. 5 dB auf, die im Spektrum zuvor nicht zu erkennen ist. Zwischen 5 - 10 MHz ist die Störspannung um 25 - 30 dB reduziert. Darüber nimmt der Unterschied stark ab. Oberhalb von 30 MHz unterscheiden sich die Eingangsimpedanzen des HV-Kabelbaums nicht mehr, sodass dort auch die gleichen Störspannungen auftreten [13].

Da der Gleichtaktstrom auf dem Kabelbaum die Abstrahlung von Funkstörgrößen dominiert [14], wird dieser mit einer Stromzange bestimmt. **Bild 11** zeigt die Messergebnisse des Störstroms im HV-Kabelbaum mit BNN als Leitungsabschluss verglichen mit denen der Batterienachbildung.

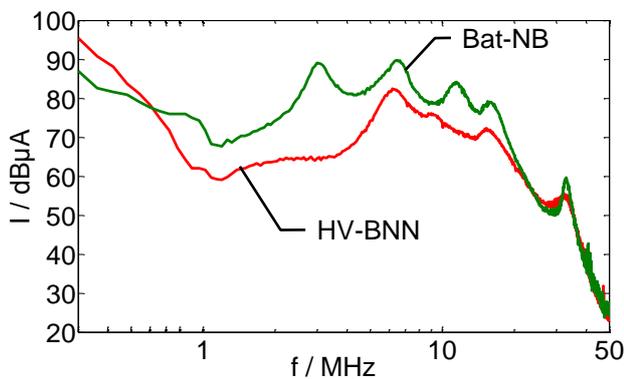


Bild 11 Messergebnisse des Störstromes mit BNN und Batterienachbildung als Leitungsabschluss

Bei der Betrachtung des Störstromes ergeben sich im Bereich von 500 kHz – 20 MHz deutlich erhöhte Störströme. Zusätzlich tritt bei 3 MHz eine Resonanzüberhöhung von 25 dB auf, die im ursprünglichen Spektrum nicht vorhanden ist. Ab einer Frequenz von ca. 20 MHz unterscheiden sich die Störspektren nicht mehr, da ab dieser Frequenz die Eingangsimpedanzen der beiden betrachteten HV-Kabelbäume gleich sind [13].

Durch die Unterschiede in der Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums treten abweichende Störspektren derselben Komponente auf, wenn diese im HV-System durch eine Antriebsbatterie versorgt wird. Schlimmstenfalls kann dies dazu führen, dass die EMV-Optimierung einer Komponente zu einer Verschlechterung der EMV des HV-Systems führt. Demnach ist es essentiell eine Korrelation der Störgrößen auf Komponenten- und Systemebene herzustellen, die eine Vorhersage des EMV-Verhaltens in Abhängigkeit der Kabelbaumimpedanz ermöglicht.

5 Störgrößenabschätzung abhängig von der Abschlussimpedanz

Die in HV-Systemen verwendeten, koaxial geschirmten Kabel mit konstantem Wellenwiderstand erlauben die Verwendung der Leitungstheorie zur theoretischen Be-

schreibung fehlangepasster Wellenleiter. Eine Reduktion des Systems auf seine Gleichtakt-Größen ergibt ein elektrisches Ersatzschaltbild, wie es in **Bild 12** dargestellt ist. Eine Thévenin-Quelle beschreibt dabei das Gleichtakt-Störverhalten des Prüflings [5, 6]. Die Quellspannung U_0 dieser Thévenin-Quelle kann als konstant betrachtet werden, solange der Betriebspunkt des PWR unverändert bleibt [6].

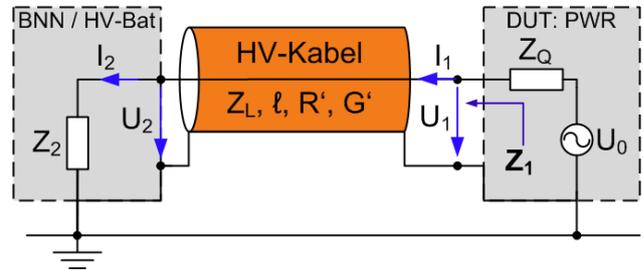


Bild 12 Ersatzschaltbild zur Berechnung der Gleichtakt-Störspannungen und -Ströme im Aufbau

An den Klemmen des PWR stellt sich in Abhängigkeit der Eingangsimpedanz Z_1 des HV-Kabelbaums eine Störspannung U_1 sowie ein Störstrom I_1 ein. Die Kabelbaum-Eingangsimpedanz Z_1 lässt sich aus der Abschlussimpedanz Z_2 und den Kabelparametern des eingesetzten HV-Kabels berechnen [15, 16].

5.1 Ermittlung der Quellspannung

Mit Kenntnis der Kabelbaumeingangsimpedanz Z_1 und dem Thévenin-Theorem kann auf die Quellspannung der Gleichtaktstörquelle zurückgeschlossen werden [5]:

$$U_0 = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1} U_1 \quad (1)$$

Die allgemeine Leitungstheorie ergibt für die Spannung U_1 am Eingang einer fehlangepassten Leitung mit einem Wellenwiderstand Z_L und der Länge l [15]:

$$U_1 = \left(\cosh(\gamma l) + \frac{Z_L}{Z_2} \sinh(\gamma l) \right) U_2 \quad (2)$$

Der komplexe Faktor $\gamma = (\alpha + j\beta)$ berücksichtigt die dielektrischen Verluste der Kabelisolation α , sowie die Phasenverschiebung β über der Kabellänge l . Formel (2) in (1) eingesetzt ergibt für die Quellspannung U_0 [16]:

$$U_0 = \frac{(Z_1 + Z_Q)}{Z_1 Z_2} (Z_2 \cosh(\gamma l) + Z_L \sinh(\gamma l)) U_2 \quad (3)$$

Somit lässt sich mit der Messung der Störspannung U_2 im Komponententest mit der BNN-Eingangsimpedanz Z_2 die Quellspannung U_0 der Gleichtaktstörquelle innerhalb des DUT berechnen.

5.2 Berechnung des Störspektrums in Abhängigkeit der Kabelbaum-Eingangsimpedanz

Da das Thévenin-Äquivalent der Gleichtaktstörquelle bei einem gleichbleibenden Betriebspunkt des DUT konstant ist, lässt sich damit die Amplitude der Störspannung U_2^* für eine beliebige Eingangsimpedanz Z_1^* des Hochvoltbordnetzes abschätzen [16]. Gleichung (3) zur Bestim-

mung der konstanten Quellspannung in Abhängigkeit des angeschlossenen Kabelbaums für U_2 wird dazu mit Formel (3) für U_2^* gleich gesetzt, und anschließend nach der gesuchten Störspannung U_2^* aufgelöst:

$$\frac{Z_1^* + Z_Q}{Z_1^* Z_2^*} (Z_2^* \cosh(\gamma \ell) + Z_L \sinh(\gamma \ell)) U_2^* = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1 Z_2} (Z_2 \cosh(\gamma \ell) + Z_L \sinh(\gamma \ell)) U_2 \quad (4)$$

Gleichung (4) nach U_2^* aufgelöst ergibt:

$$U_2^* = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1^* + Z_Q} \cdot \frac{Z_2^*}{Z_2} \cdot \frac{Z_L \cosh(\gamma \ell) + Z_2 \sinh(\gamma \ell)}{Z_L \cosh(\gamma \ell) + Z_2^* \sinh(\gamma \ell)} U_2 \quad (5)$$

Durch ein analoges Vorgehen kann der Störstrom I_2^* im HV-System berechnet werden [16]:

$$I_2^* = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1^* + Z_Q} \cdot \frac{Z_L \cosh(\gamma \ell) + Z_2 \sinh(\gamma \ell)}{Z_L \cosh(\gamma \ell) + Z_2^* \sinh(\gamma \ell)} I_2 \quad (6)$$

Dies ermöglicht aus einer Komponentenmessung und der Kenntnis der Abschlussimpedanz des HV-Systems, sowie den Kabelparametern des HV-Kabels, eine Abschätzung der tatsächlich auftretenden leitungsgebundenen Störgrößen zu treffen. Die vorgestellte Methode hat allerdings die Einschränkung, dass dabei dasselbe Kabel zum Einsatz kommen muss. Ein allgemeiner Ansatz, der zusätzlich unterschiedliche Kabellängen und Wellenwiderstände berücksichtigt, ist in [16] beschrieben.

5.3 Anwendung auf das Fallbeispiel des PWR

Die vorgestellte Methode zur Berechnung der Störgrößen in Abhängigkeit der Abschlussimpedanz wird auf das Beispiel des Messaufbaus aus Kapitel 4 angewandt. Es soll aus den Messergebnissen des Komponententest nach CIPSR 25 auf die Störgrößen im HV-Kabelbaum geschlossen werden, die auf Fahrzeugebene auftreten bei der eine Antriebsbatterie die Leistung bereitstellt. Bild 13 stellt den Vergleich der berechneten Störspannung mit den Messergebnissen aus Bild 10 dar.

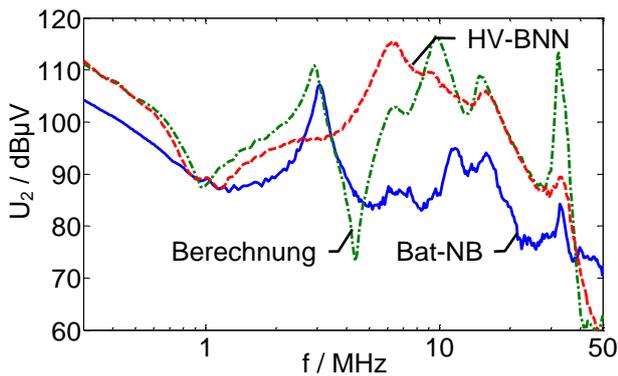


Bild 13 Berechnung der Störspannung U_2^* an der Batterie-Nachbildung verglichen mit den gemessenen Störspalten an HV-BNN und Bat-NB

Die Kurven aus Bild 13 zeigen, dass die Abschätzung der Störspannung bis ca. 5 MHz gut funktioniert. Das EMV-Verhalten des PWR mit Batterienachbildung kann so recht genau abgeschätzt werden. Die zusätzlichen Resonanzen bei 3 MHz und 5 MHz lassen sich sehr gut vorhersagen. Oberhalb von ca. 6 MHz nimmt die Vorhersa-

gegenauigkeit deutlich ab. Dies kann mit nicht berücksichtigten Effekten, wie beispielsweise der Quellreflektion und Ungenauigkeiten in der Bestimmung der Lastimpedanz für diesen Aufbau begründet werden.

Bild 14 zeigt einen Vergleich der Berechnung des Störstromes, verglichen mit dem des Komponententest (HV-BNN) und dem Strom, der bei einer HV-Batterie als Versorgung auftritt (Bat-NB).

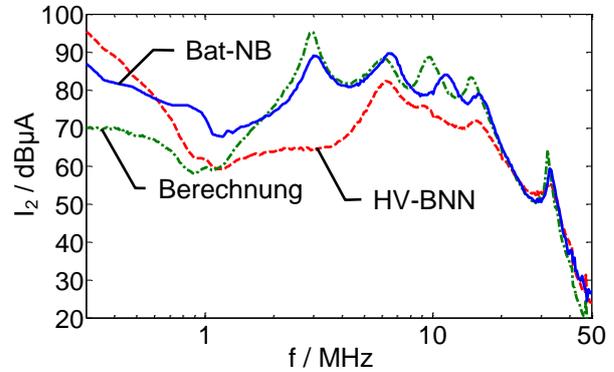


Bild 14 Berechnung des Störstromes I_2^* an der Batterie-Nachbildung verglichen mit den gemessenen Störströmen an HV-BNN und Bat-NB

Der Vergleich der Kurven aus Bild 14 ergibt eine hohe Vorhersagegenauigkeit der Störgrößenabschätzung im Frequenzbereich von $f > 1$ MHz. Einzig im Bereich um 10 MHz treten kleinere Abweichungen in der Resonanzfrequenz auf. Unterhalb von 1 MHz nimmt die Genauigkeit der Berechnung ab, wahrscheinlich wegen der Ungenauigkeiten in der Bestimmung der Kabelbaum-Eingangsimpedanz Z_1 .

6 Zusammenfassung und Ausblick

Bei der Bewertung der EMV von HV-Komponenten elektrischer Fahrzeugantriebe nach CIPSR 25 treten erhebliche Abweichungen der leitungsgebundenen Störgrößen auf, verglichen mit dem Verhalten als Teil eines Antriebssystems. Diese betragen bis zu 30 dB und können dazu führen, dass Entstörkonzepte wirkungslos bis schlimmstenfalls kontraproduktiv werden.

Durch die zusätzliche Schirmung des HV-Kabelbaums lässt sich die Leitungstheorie auf EMV-Störgrößen anwenden. Zum Einen führt das zu den erheblichen Abweichungen der Störgrößen in Abhängigkeit der Abschlussimpedanz des HV-Kabels, andererseits ermöglichen es die Wellenleitereigenschaften der HV-Kabel die Lastimpedanzen der Gleichtaktstörquellen zu berechnen. Damit können die leitungsgebundenen Störgrößen von HV-Komponenten bei sich ändernden Kabelbaumeigenschaften abgeschätzt werden.

Ein Vergleich der tatsächlich auftretenden Messergebnisse mit der Abschätzung der Störgrößen ergibt eine sehr gute Vorhersagegenauigkeit für die auftretenden Störströme. Für eine Vorhersage der Störspannungen muss noch untersucht werden, ob die Berücksichtigung der

Fehlanpassung am Leitungsanfang die Genauigkeit der Vorhersage soweit steigern kann, dass die Methode anwendbar ist.

Sollte es möglich sein, durch Berücksichtigung weiterer Effekte eine ausreichende Genauigkeit der Störgrößenabschätzung zu erzielen, so wäre es möglich mit den vorhandenen Messmethoden aus einer normgerechten Messung auf die Störgrößen einer HV-Komponente in einem beliebigen Kabelbaum zu schließen. Dies würde es ermöglichen, die EMV einer Komponente für unterschiedliche Fahrzeugtypen schon vor der eigentlichen Abnahmeprüfung auf die jeweilige elektromagnetische Umgebung hin zu optimieren.

7 Literatur

- [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] M. Reuter, S. Tenbohlen, W. Köhler und A. Ludwig, „Impedance Analysis of Automotive High Voltage Networks for EMC Measurements,“ in *EMC Europe 2011*, York, UK, 2011.
- [4] 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.
- [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. 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.
- [7] CISPR 25, „Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats and on devices – Limits and methods of measurement,“ IEC/DIN-EN 55025, Bruxelles, 2008.
- [8] J. J. Nelson, W. Goodwin, M. Steffka, W. Ivan und M. Kopp, „High Voltage Automotive EMC Component Measurements Using an Artificial Network,“ in *18th Int. Zürich Symposium on EMC*, München, 2007.
- [9] CISPR 16, „Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods,“ IEC/DIN-EN 55016, Bruxelles, 2005.
- [10] S. Yamamoto und O. Ozeki, „RF Conducted Noise Measurements of Automotive Electrical and Electronic Devices Using Artificial Network,“ in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-32, no. 4, 1983, pp. 247 -253.
- [11] P. Russer, *Electromagnetics, Microwave Circuit and Antenna Design for Communications Engineering*, Boston: Artech House, 2003.
- [12] E. Hoene, S. Guttowski, R. Saikly, W. John und H. Reichl, „RF-Properties of Automotive Traction Batteries,“ in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Istanbul, 2003.
- [13] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Influence of a Traction Battery’s Input Impedance on Conducted Emissions of an Automotive HV Inverter,“ in *EMC Europe, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2 - 6 Sept. 2013*, Brugge, 2013.
- [14] C. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, New York: Wiley & Sons., 1983.
- [15] T. Zwick, „Grundlagen der Hochfrequenztechnik,“ Vorlesungsskript, 1. Auflage 2008. [Online]. Available: www.ihe.kit.edu/download/GHF_Skript.pdf. [Zugriff am 02. Juli 2013].
- [16] M. Reuter, R. Eidher und W. Pfaff, „EMV-Bewertung von Hochvolt-Topologien auf Komponenten- und Systemebene,“ in *6. GMM-Fachtagung EMV in der Kfz-Technik, 26./27.09.2013*, Stuttgart, 2013.