

Einfluss der Kabelschirmung der Batterie- und Motorkabel eines Traktionsinverters auf die Störspannung an der Bordnetznachbildung

M. Sc. Philipp Hillenbrand*, Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Universität-Stuttgart, IEH, Stuttgart, Deutschland *philipp.hillenbrand@ieh.uni-stuttgart.de

1. Einleitung

Der elektrische Antriebstrang eines Elektrofahrzeuges (EF) besteht heute typischerweise aus einer HV-Batterie, einem Inverter und einer elektrischen Maschine. Im Inverter wird dabei mit Hilfe von Leistungshalbleitern die Batteriegleichspannung in eine Wechselspannung umgewandelt, um die elektrische Maschine anzutreiben. Durch die hohen Schaltfrequenzen des Inverters entstehen im Wirkungsbereich und in der Umgebung des Inverters hohe Störpotenziale.

View metadata, citation and similar papers at core.ac.uk

provided by Institutionen



dieser Schaltheilungen werden nach dem Stand der Technik geschirmte Hochvoltkabel für die Batterie- und Motorkabel des elektrischen Antriebsstrangs eingesetzt. Diese Schirmung ist bei vielen Systemen notwendig, um die vom Automobilhersteller geforderten Grenzwerte für gestrahlte Störemissionen einzuhalten. Nachteile des Kabelschirms sind ein hohes Gewicht, hohe Kosten und strenge Anforderungen an die Alterung der Kabelstecker. Eine mögliche Alternative zur Schirmung ist eine aufwändige Filterung der leitungsgebundenen Störung, die zumindest Vorteile beim Gewicht und den Anforderungen an die Stecker verspricht. Dieser Beitrag beschäftigt sich damit, wie die Schirmung der Hochvoltkabel die Störströme auf den Batterieleitungen und die Störspannung an der Bordnetznachbildung beeinflusst. Dazu wird bei einem bestehenden Testaufbau untersucht, wie Gleichtakt- und Gegentaktstörungen im Antriebsstrang entstehen und wie diese anhand einfacher Simulationsmodelle nachgebildet werden können. Während des Betriebs des Inverters werden für ein System mit geschirmten und für ein System mit ungeschirmten Hochvoltkabel die Störspannungen an der Bordnetznachbildung (BNN) gemessen und mittels der vorgestellten Simulationen im Frequenzbereich von 150 kHz bis 110 MHz erklärt.

2. Beschreibung des Testaufbaus

Um die Störungen im elektrischen Antriebsstrang eines EFs zu untersuchen, wird der in Bild 1 abgebildete Testaufbau verwendet. Angelehnt an den in der CISPR 25 definierten

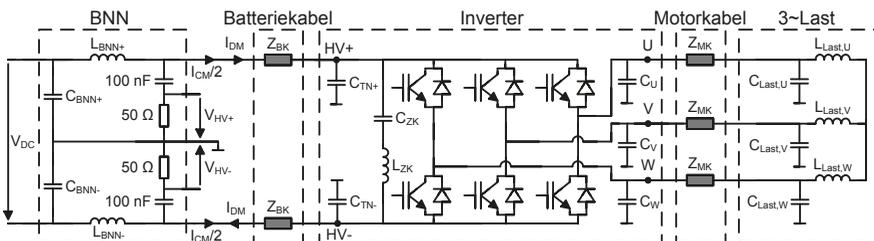


Bild 1 Ersatzschaltbild des Testaufbaus bestehend aus BNN, Inverter und 3~-Last, verbunden entweder durch geschirmte oder ungeschirmte Motor- und Batterieleitungen.

Komponententest besteht der Aufbau aus zwei verschalteten BNNs, dem Inverter und einer dreiphasigen Last (3~Last). Die 12 V Versorgung des Inverters wird aus einer separaten BNN gespeist und ist in Bild 1 aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Kern dieser Untersuchung sind die Verbindungskabel zwischen den Komponenten. In Bild 1 sind diese durch die Impedanzen Z_{BK} und Z_{MK} nachgebildet. Diese werden in Kapitel 3 charakterisiert. Ziel der Arbeit ist es zu untersuchen, welchen Einfluss diese Elemente auf das Störspektrum an der BNN und auf das abgestrahlte elektrische Feld haben. Betrachtet werden dazu die Störspannungen V_{HV+} und V_{HV-} , die Störströme I_{DM} (Gegentaktstrom) und I_{CM} (Gleichtaktstrom) auf den Batterieleitungen sowie das elektrische Feld 1 m vor dem Aufbau (Messung mit einem Monopol).

3. Ansteuerung des Inverter

Es werden drei verschiedene Ansteuerungsverfahren des Inverters verwendet und danach sowohl der Einfluss der Ansteuerung als auch der Einfluss der Verbindungskabel auf die Störspannungen an der BNN gemessen. Die drei Ansteuerungsverfahren sind in Bild 2 dargestellt und bestehen aus einer Raumzeigermodulation, einer Gleichtaktansteuerung (CM-Ansteuerung) und einer Gegentaktansteuerung (DM-Ansteuerung). Unabhängig von der Darstellung in Bild 2 beträgt die Spannungszeigerlänge im Folgenden 125 V.

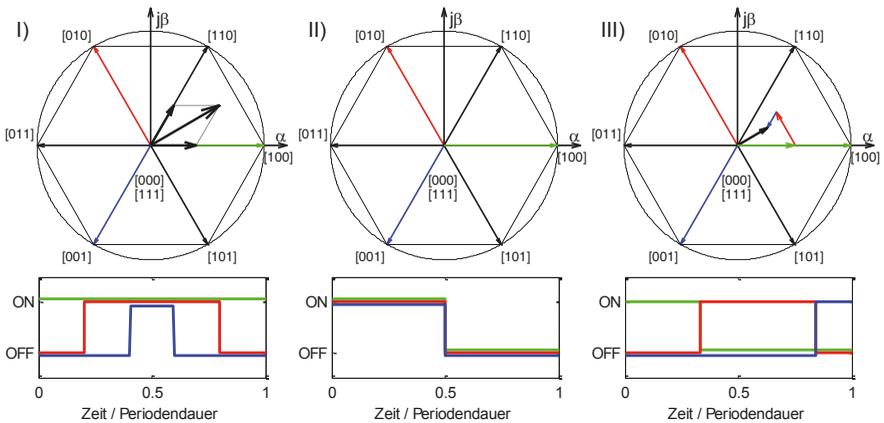


Bild 2 Ansteuerungsverfahren des Inverters zur Untersuchung leitungsgebundener Störungen. I) Raumzeigermodulation mit Mitten-PWM. II) Wechsel zwischen den beiden Nullzeigern $[000]$ und $[111]$. III) Modulation unter ausschließlicher Verwendung der Grundzeiger.

Verfahren I) ist in verschiedenen Quellen, wie beispielsweise in [1], ausführlich beschrieben. Aus diesem Grund werden nur die beiden anderen Verfahren näher erläutert. Bei der CM-Ansteuerung (II) wechselt der Algorithmus zwischen den beiden Nullzeigern mit der Frequenz der Puls-Weiten-Modulation (PWM) hin und her. Durch diese Ansteuerung ergibt sich eine periodische Rechteckspannung zwischen den Punkten HV⁻ und U, V, W mit dem Betrag der Batteriespannung. Da das Potential sich zeitgleich an allen drei Punkten um denselben Betrag ändert, fließt kein Nutzstrom in die Maschine und es wird wenig Ladung aus dem Zwischenkreiskondensator bezogen. Dadurch überwiegt der Anteil des CM-Störstroms auf den Batterieleitungen. Bei der DM-

Ansteuerung (III) wird eine Aussteuerung von 50 % eingestellt, wobei der Raumzeiger nur durch wechselndes Einschalten der Grundzeiger erzeugt wird. Der Wechsel zwischen zwei Grundzeigern geschieht dabei zeitsynchron, sodass das Potenzial des Sternpunkts stets einem Drittel der Zwischenkreisspannung entspricht. Dadurch kann die CM-Störung reduziert werden.

Sowohl Verfahren II) als auch III) finden in der Praxis keine Anwendung, da bei Verfahren II) kein Nutzstrom in die Maschine fließt und bei Verfahren III) nur ein eingeschränkter Bereich des Raumzeigerdiagramms mit dem Spannungszeiger erreicht werden kann. Beide Verfahren können jedoch bei der EMV-Entwicklung hilfreich sein, um die Entstehung und Ausbreitung der unterschiedlichen Störungsarten besser voneinander trennen zu können.

Bild 3a) zeigt die Messergebnisse der Störspannung V_{HV+} bei Verwendung der drei unterschiedlichen Ansteuerungsverfahren für denselben Aufbau. Aus vorherigen Untersuchungen, wie beispielsweise [2], ist bekannt, dass die Störspannung im Frequenzbereich kleiner 10 MHz hauptsächlich durch die Gleichtaktstörung geprägt ist. Dies erklärt den geringen Unterschied zwischen den Verfahren I) und II) ebenso wie den verringerten Pegel der Störspannung bei Verwendung der DM-Ansteuerung. Bei allen drei Ansteuerungsverfahren verändert sich jedoch nur der Pegel und nicht die Resonanzstellen des Spektrums.

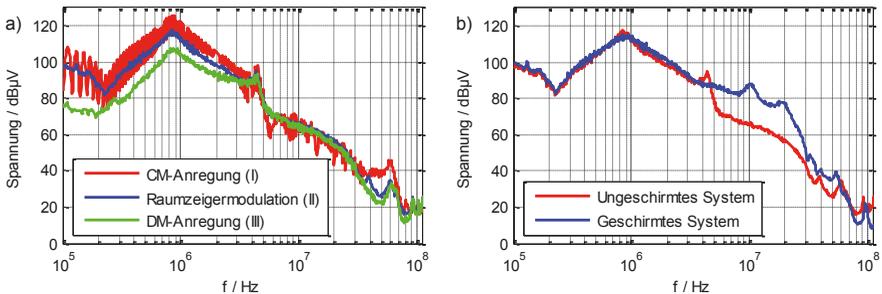


Bild 3 Messungen der Störspannung an HV^+ der BNN mit unterschiedlichen Ansteuerungsverfahren des Inverters (a) und bei Verwendung von ungeschirmten oder geschirmten Kabel (b).

Bild 3b) zeigt den Einfluss der verwendeten Kabel auf die Störspannung an der BNN. Es ist deutlich erkennbar, dass die Resonanzstellen des Störspektrums zu höheren Frequenzen verschoben werden, wenn koaxial geschirmte Batterie- und Motorkabel anstatt Kabel ohne Kabelschirm verwendet werden. Die Ursache dieses Phänomens soll im Folgenden näher untersucht werden.

4. Entstehung und Ausbreitung leitungsgebundener Störungen

Um ein besseres Verständnis über die Entstehung der Störspannungen an der BNN zu erhalten, wird die Entstehung und Ausbreitung der Gleich- und Gegentaktstörung näher untersucht. Bild 4 zeigt dazu für beide Störungsarten, deren Quelle und den Ausbreitungspfad zur BNN. Für die Gleichtaktstörung kann nach [3] davon ausgegangen werden, dass während des Schaltvorgangs eines IGBT durch die Potentialänderung an U, V und W die parasitären Kapazitäten gegen die Bezugsmasse geladen werden. Diese parasitären Kapazitäten verteilen sich auf das Leistungsmodul des Inverters, den Motorkabeln und der 3-Last. Der dadurch resultierende Strom schließt sich wie in

Bild 4a) dargestellt über die BNN. Dort erzeugt er die Störspannungen V_{HV+} und V_{HV-} als Spannungsabfall über dem 50Ω Messwiderstand.

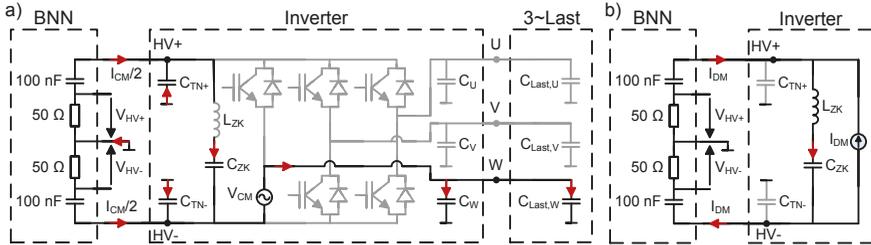


Bild 4 Prinzipielle Veranschaulichung für die Entstehung und Ausbreitung der Gleichtaktstörung (a) und der Gegentaktstörung (b) bei Vernachlässigung der Verbindungskabel.

Wird die Konversion von der Gleichtakt- zu der Gegentaktstörung vernachlässigt, kann vereinfacht davon ausgegangen werden, dass der Gegentaktstrom hauptsächlich durch den Strom im Zwischenkreiskondensator und dem daraus resultierenden Spannungsabfall zwischen HV^+ und HV^- entsteht [3]. Dieser Spannungsabfall erzeugt, wie in Bild 4b) dargestellt einen Ausgleichsstrom, der sich über die Batterieleitungen und die BNN schließt.

Als Quelle der Gleichtaktstörung wird die Spannungsquelle V_{CM} und für die Quelle der Gegentaktstörung die Stromquelle I_{DM} verwendet. Die dazugehörigen physikalischen Größen sind der Verlauf der Spannung über dem unteren IGBT einer Halbbrücke und der Strom durch den Zwischenkreiskondensator während eines Schaltvorgangs. Beide Größen werden nun im Zeit- und Frequenzbereich gemessen und analysiert.

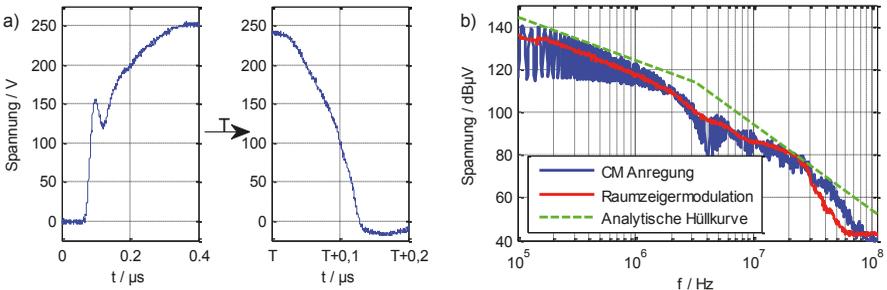


Bild 5 Quelle der Gleichtaktstörung im Zeit- und Frequenzbereich für Ansteuerung I) und II).

Bild 5a) zeigt die Spannung zwischen U und HV^+ beim Ein- und Ausschalten der dazugehörigen Halbbrücke im Zeitbereich. Die Anstiegs- und Abfallzeit des Pulses können mit 150 ns approximiert werden. Abhängig von der Pulsdauer T ergibt sich das Spektrum der Anregung im Frequenzbereich, welches in Bild 5b) dargestellt ist. Wird die CM Ansteuerung verwendet, beträgt diese Zeit konstant $T = 49 \mu\text{s}$. Dadurch entstehen im Frequenzspektrum lokale Maxima im Abstand von $f = 20,4 \text{ kHz}$. Die Hüllkurve der Anregung kann in diesem Fall über ein trapezförmiges Signal analytisch berechnet werden [4]. Bei der Ansteuerung mittels Raumzeigermodulation verändert sich die Pulslänge je nach Position des Spannungssollzeigers. Bedingt durch den verwendeten

Mittelwertdetektor im Messempfänger und die zeitlich veränderliche Position der lokalen Maxima und Minima sind diese im Spektrum nicht mehr erkennbar.

Nun wird der Strom durch den Zwischenkreiskondensator während eines Schaltvorgangs betrachtet. Der obere Teil von Bild 6a) zeigt den simulierten Strom durch den High-Side Schalter der drei Halbbrücken während einer Umdrehung des Spannungssollzeigers im Raumzeigerdiagramm. Der dazugehörige Strom durch den Zwischenkreiskondensator kann mit (1) berechnet werden [1] und ist im gleichen Bild darunter dargestellt. Dabei ist $g_{HS} = 1$, wenn der zugehörige High-Side Schalter eingeschaltet ist und $g_{HS} = 0$, wenn der Schalter ausgeschaltet ist.

$$i_{ZK}(t) = i_V(t) \cdot g_{HS,U}(t) + i_V(t) \cdot g_{HS,V}(t) + i_W(t) \cdot g_{HS,W}(t) \quad (1)$$

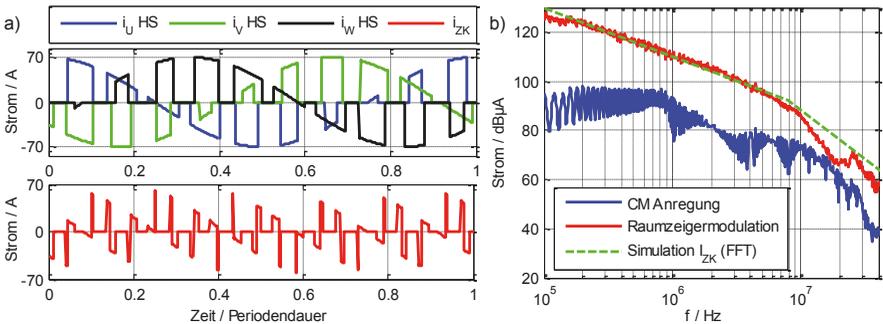


Bild 6 a) Transiente Simulation der Lastströme (oben) und des Zwischenkreisstroms (unten).
b) Quelle der Gegentakstörung für Ansteuerungsverfahren I und II im Frequenzbereich.

Analog zur Simulation wird der Zwischenkreisstrom mit einer Rogowski-Spule und dem Messempfänger am realen Inverter gemessen. Bild 6b) zeigt das gemessene Frequenzspektrum für die Ansteuerungsverfahren I) und II) im Frequenzbereich bis 40 MHz (begrenzt durch die Rogowski-Spule). Es ist deutlich erkennbar, dass bei der CM-Ansteuerung im gesamten gemessenen Frequenzbereich das Spektrum des Kondensatorstroms geringer ist als bei der Raumzeigermodulation. Wie oben erwähnt, liegt dies daran, dass in diesem Fall kein Nutzstrom in die 3-Last fließt sondern lediglich parasitäre Kapazitäten umgeladen werden. Bei Verfahren I) steigt dagegen der Betrag des Zwischenkreisstroms kurzzeitig auf den Betrag des Laststroms. Zur Abschätzung des Spektrums des Zwischenkreisstroms können die Anstiegs- und Abfallzeiten der Schalterströme im Zeitbereich gemessen und dann in der Simulation berücksichtigt werden. Bild 6b) zeigt dazu das in den Frequenzbereich transformierte Simulationsergebnis.

5. Charakterisierung der HV-Kabel

Die verwendeten Batterie- und Motorkabel werden nach der in [5] vorgestellten Messmethode mit einem vektoriellem Netzwerkanalysator (VNA) vermessen. Sowohl für das geschirmte als auch das ungeschirmte System beträgt die Länge eines Batteriekabels 1,75 m und die eines Motorkabels 1 m bei einem Querschnitt des (Innen)-Leiters von je 25 mm². Im Testsetup und bei der Charakterisierung befinden sich die Kabel jeweils auf 5 cm dicken Styrodurplatten auf einem Kupfertisch. Mittels zwei Ports des VNA werden die Längsimpedanz eines einzelnen Kabels und die Kapazität zwischen dem (Innen)-Leiter und der Bezugsmasse bestimmt. Bild 7 zeigt das

Messergebnis der Längsimpedanz für die vier verwendeten Kabel. Für den gemessenen Frequenzbereich bis 110 MHz wird anhand der Messergebnisse vereinfacht angenommen, dass die Batteriekabel zwei Kabelresonanzen und die Motorkabel eine Kabelresonanz aufweisen. Daraus resultieren die neben dem Messergebnis abgebildeten Ersatzschaltbilder.

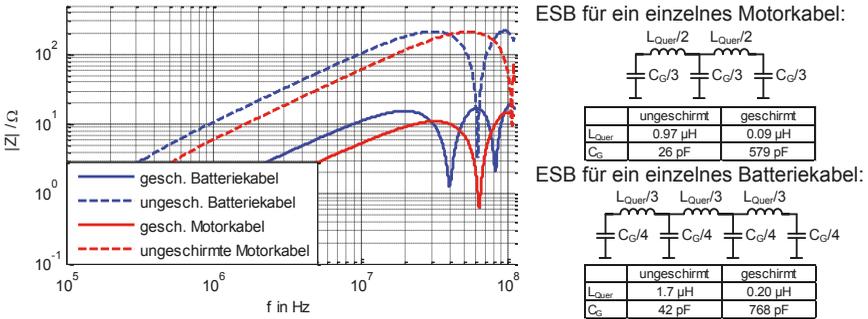


Bild 7 Messergebnis der Längsimpedanz der verschiedenen Kabel abgeleitet aus einer 2 Port VNA Messung (links) und die daraus resultierenden ESB für die Kabel (rechts).

Die oben dargestellten Messergebnisse zeigen eine um den Faktor ~ 10 kleinere Längsinduktivität und eine um den Faktor ~ 20 größere Kapazität zur Bezugsmasse bei Verwendung eines geschirmten Kabels im Vergleich zu einem Kabel ohne Kabelschirm. Auf welche Weise dies die Gleich- und Gegentaktstörung des Inverters verändert, wird im folgenden Kapitel anhand zweier Simulationsmodelle untersucht.

6. Simulationsmodelle

Zur Simulation der leitungsgebundenen Emissionen des Inverters werden getrennte Simulationsmodelle für die Gleich- und Gegentaktstörung verwendet. Beide Simulationsmodelle sind in Bild 8 dargestellt und basieren auf den in Kapitel 4 beschriebenen Modellvorstellungen und den dort charakterisierten Quellen V_{CM} und I_{DM} . Für beide Quellen werden in der Simulation die Messdaten der Anregung bei Verwendung der Raumzeigermodulation verwendet. Aus diesem Grund wird der Gegentakt nur bis 40 MHz simuliert (begrenzt durch die Rogowski-Spule).

Das Gleichtaktersatzschaltbild ist in [2] detailliert beschrieben und basiert auf einer Gleichtaktquelle zwischen den kurzgeschlossenen Batterie- und Motorabgängen des Inverters.

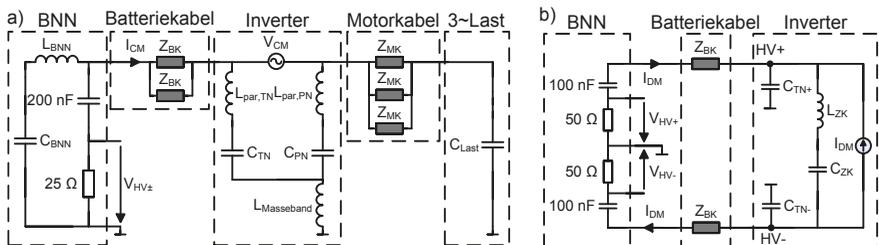


Bild 8 Verwendete Modelle zur Simulation der Gleich- (a) und der Gegentaktstörung (b).

Das Gegentakterschaltbild basiert auf der Annahme, dass bei einem fest eingepprägten Strom durch den Zwischenkreiskondensator nur die Gleichspannungsseite des Inverters Einfluss auf den Verlauf des Gegentaktstroms hat. Aus diesem Grund sind hier nur die Batteriekabel von Bedeutung.

Je nachdem welcher Kabeltyp simuliert werden soll, werden die aus der passiven Charakterisierung ermittelten ESBs für die einzelnen Kabelstücke eingesetzt. Wird das geschirmte System betrachtet, entfällt die Induktivität des Massebands $L_{\text{Masseband}}$, da der Hauptteil des Gleichtaktstroms nun nicht über den Masseblech sondern über den Kabelschirm fließt.

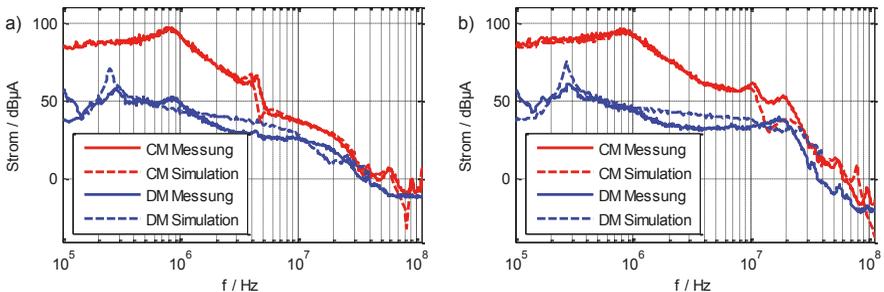


Bild 9 Vergleiche zwischen Messergebnis und Simulation der auftretenden Gleichtakt- und Gegentaktströme für das ungeschirmte (a) und das geschirmte System (b).

Wie in Bild 9 erkennbar, korrelieren die Simulationsergebnisse sehr gut mit den Messergebnissen des CM- und DM-Stroms bei beiden Systemkonfigurationen. Dadurch lassen sich die Resonanzstellen im Spektrum mit Hilfe der Simulationsmodelle erklären. Exemplarisch werden hier zwei durch die Kabel ausgelöste Effekte beschrieben.

Bei Betrachtung des Gleichtaktstroms im ungeschirmten System ist eine Resonanzstelle bei 3,5 MHz erkennbar. Sie entsteht durch einen Serienschwingkreis der parasitären Kapazitäten im Inverter und der 3~Last zusammen mit der Induktivität der Motorkabel [2]. Da die geschirmten Motorkabel eine 10-mal geringere Induktivität aufweisen, tritt diese Resonanzfrequenz im geschirmten System bei 10 MHz auf.

Bei 20 MHz ist eine Resonanz erkennbar, die nur im geschirmten System auftritt. Die Form dieser Resonanzstelle wird durch das Simulationsmodell der Gleichtaktstörung gut nachgebildet und ist dort auf die Kabelresonanz des geschirmten Batteriekabels zurückzuführen. Der Betrag des simulierten Stroms weicht jedoch in diesem Bereich um bis zu 10 dB von der Messung ab. Weitere Untersuchungen sollen daher klären ob das verwendete ESB für die Kabel in diesem Frequenzbereich gültig ist.

7. Abstrahlung auf Monopol

Welchen Einfluss diese Resonanzverschiebungen und die damit erhöhten leitungsgebundenen Störungen auf die gestrahlten Störemissionen haben, wird mittels eines Monopols und des Aufbau in Bild 10 untersucht. Das Messergebnis der elektrischen Feldstärke zeigt bis 4 MHz einen um ca. 40 dB verringerten Wert der Amplitude für das geschirmte System im Vergleich zum ungeschirmten System. Für Frequenzen größer 4 MHz verringert sich dieser Abstand, was auf die Unterschiede der leitungsgebundenen Emissionen in diesem Bereich zurückzuführen ist. Bei einer Abwägung zwischen einem

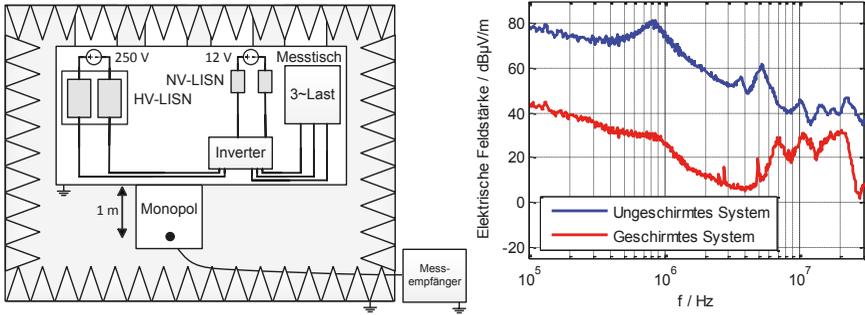


Bild10 Aufbau (links) und Messergebnis (rechts) der abgestrahlten elektrischen Feldstärke des Aufbaus bei Verwendung von geschirmten oder ungeschirmten Batterie- und Motorkabel.

geschirmten System ohne Filter oder einem ungeschirmten System mit Filter muss dies berücksichtigt werden. Im vorliegenden Fall verringern sich damit die Anforderungen an den Filter im Bereich von 4 bis 20 MHz um ca. 20 dB.

8. Zusammenfassung

Dieser Beitrag zeigt, basierend auf Messdaten, dass die Störspannungen an der BNN sehr stark durch den Kabelschirm der Hochvoltleitungen beeinflusst werden. Bei Verwendung geschirmter Kabel werden die auftretenden Resonanzstellen im Spektrum der Störspannung zu höherer Frequenzen verschoben. Dies führt im untersuchten Testsetup beim geschirmten System im Vergleich zum ungeschirmten System zu einem um 20 dB erhöhten Störpegel im Frequenzbereich von 4 bis 60 MHz.

Eine passive Charakterisierung der unterschiedlichen Kabel zeigt, dass die verwendeten Kabel ohne Schirm eine um den Faktor 10 erhöhte Längsinduktivität und eine um den Faktor 20 verringerte Kapazität zur Bezugsmasse aufweisen. Es werden zwei AC-Simulationsmodelle vorgestellt, mit denen gezeigt wird, dass diese Parameter bei geschirmten Batterie- und Motorkabeln für die Verschiebung der Resonanzen und die damit verbundene Pegelerhöhung verantwortlich sind. Dies wirkt sich auch auf gestrahlte Störemissionen aus. Mittels Messung mit einem Monopol wird nachgewiesen, dass die Resonanzverschiebung die Einfügedämpfung des Kabelschirms zwischen 4 und 30 MHz um bis zu 20 dB verringert.

9. Literaturverzeichnis

- [1] D. Schröder: Elektrische Antriebe - Grundlagen. 1. Auflage, Springer, 2009
- [2] P. Hillenbrand, C. Keller, S. Spanos, S. Tenbohlen, "Understanding Conducted Emissions from an Automotive Inverter Using a Common-Mode Model" in IEEE and EMC Europe Joint Conference, Dresden, 2015
- [3] S. Cordes, F. Klotz, "Einflussgrößen auf die Störemission eines IGBT-Pulswechselrichters im Automobilantrieb" in EMV 2014, Düsseldorf, 2014
- [4] C. R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", John Wiley & Sons Inc., 2006
- [5] M. Reuter, S. Tenbohlen, W. Köhler, "Characterization of Automotive High Voltage Networks for EMI Measurements" in EMC Europe, Brügge, 2012