

EMV-Analyse leitungsgebundener Störgrößen eines elektrifizierten Fahrzeugdemonstrators für dynamische Fahrzustände

M. Sc. D. Krause, AUDI AG, Ingolstadt

Dr.–Ing. W. John, SiL System Integration Laboratory GmbH, Paderborn

Prof. Dr.-Ing. R. Weigel, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Lehrstuhl für Technische Elektronik

1 Einleitung

Der Einsatz von Pulswechselrichtern in modernen Kraftfahrzeugen stellt für die EMV-Fachabteilungen der OEMs eine besondere Herausforderung dar. Im Gegensatz zum Industriebereich erschwert der wesentlich eingeschränkte Bauraum eine günstige EMV-Auslegung von drehzahlveränderlichen elektrischen Antriebssystemen im automobilen Umfeld. Darüber hinaus gelten deutlich strengere Grenzwertanforderungen, um die hochkomplexe Bordelektronik vor elektromagnetischen Interferenzen zu schützen und einen kundentauglichen Empfang von analogen und digitalen Funkdiensten zu gewährleisten.

EMV-Betrachtungen von HV-Systemen in elektrifizierten Fahrzeugen sind mittlerweile fester Bestandteil wissenschaftlicher Konferenzen. Dennoch ist auffällig, dass sich vergleichsweise wenige Publikationen auf die Gesamtfahrzeugebene beziehen. Mögliche Gründe hierfür sind die deutlich höheren Kosten für Messvorhaben und die Geheimhaltungspolitik der OEMs für aktuelle Fahrzeugprojekte. Um Forschungen auf dieser Ebene zu ermöglichen, wurde im Rahmen des EU-Förderprojektes EM4EM ein elektrifizierter Fahrzeugdemonstrator mit seriennahen HV-Komponenten aufgebaut.

Der Beitrag thematisiert Netzwerkmodelle zur Beschreibung und Einordnung charakteristischer Störgrößen auf dem Traktions- und Phasennetz automobiler HV-Systeme. Im Rahmen von leitungsgebundenen Zeitbereichsmessungen eines Forschungsdemonstrators werden sie für verschiedene Betriebszustände validiert. Die dafür verwendeten HV-Adapter ermöglichen hochohmige Spannungsmessungen mit differentiellen Tastköpfen und induktive Strommessungen für den geschirmten und ungeschirmten Teil der HV-Leitungen.

2 Leitungsgeführte Störgrößen in automobilen HV-Systemen

Die in diesem Abschnitt verwendeten Netzwerkmodelle beziehen sich jeweils auf ein vereinfachtes automobiles HV-System bestehend aus seinen Hauptkomponenten (Bild 1). Hierbei sind sowohl NV(Niedervolt)-Schnittstellen, als auch optionale HV-Nebenaggregate wie Klimakompressor oder Ladegerät vernachlässigt. Für den drehzahlveränderlichen Antrieb des Elektromotors wird ein 3-phasiger, 2-stufiger PWR (Pulswechselrichter) mit SPWM (Sinus-Dreieck-Vergleich) als Steuerungsalgorithmus betrachtet.

Im Fahrzeugumfeld sind HV-Systeme aus Gründen des Personenschutzes als IT-Netz, d.h. aus Gleichstromsicht von der Fahrzeugkarosserie isoliert, ausgeführt. Nach Stand der Technik werden alle HV-Komponenten von metallischen Gehäusen mit niederimpedanter Masseverbindung zur Fahrzeugkarosserie umgeben. Bei Verwendung geschirmter Leitungen sind die Geflechschirme innerhalb der Steckverbindungen in der Regel beidseitig mit den Gehäusen kontaktiert. Für die Gleichstromwiderstände der Isolation, des Potentialausgleichs und der Schirmübergaben gibt es je nach

Fahrzeughersteller unterschiedliche Anforderungen, die in den jeweiligen Lastenheften der OEMs festgelegt sind. Aus EMV-Sicht entsteht ein deutlich komplexeres Systembild, wobei nun auch parasitäre Eigenschaften, wie z.B. Streukapazitäten, berücksichtigt werden müssen.

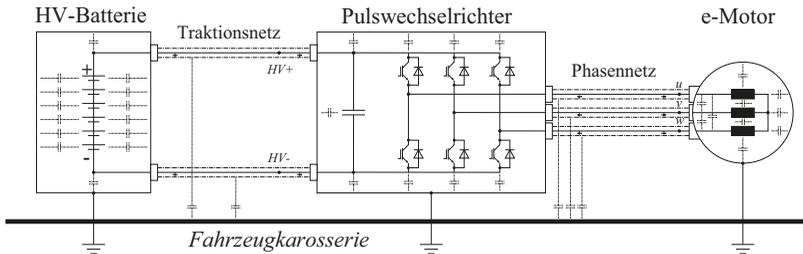


Bild 1: Vereinfachtes automobiles HV-System mit Indikation der verteilten Streukapazitäten

2.1 Störspannungen und Ableitströme (Gleichtaktverhalten)

Für die Modellierung des Gleichtaktverhaltens können die Multileitersysteme des Phasen- und Traktionsnetzes durch Einleitersysteme substituiert werden (Bild 2). Die wirksame Störquelle ist dann die auf dem Phasennetz abfallende Spannung U_{CM} in Bezug zur Masse, welche sich als vektorielle Summe der drei Phase-Masse-Spannungen des PWRs ergibt [1]:

$$U_{CM} = \frac{U_{u,gr} + U_{v,gr} + U_{w,gr}}{3} \quad (1)$$

Im Modell werden die Gleichtaktimpedanzen der HV-Komponenten vereinfacht durch diskrete Y-Kapazitäten angenähert. Bis zu einer parameterabhängigen Grenzfrequenz, für die der kapazitive gegenüber dem induktiven Einfluss dominiert, ist diese Vorgehensweise zulässig [1][2]. Einschränkend wird deshalb der Frequenzbereich unterhalb der Gleichtaktresonanz $\omega_{CM,r} \ll 1/\sqrt{L_{CM}C_{CM}}$ betrachtet. Die für höhere Frequenzen relevanten verteilten Kapazitäten und zusätzliche Induktivitäten abseits der Leitungen werden nachfolgend nicht berücksichtigt.

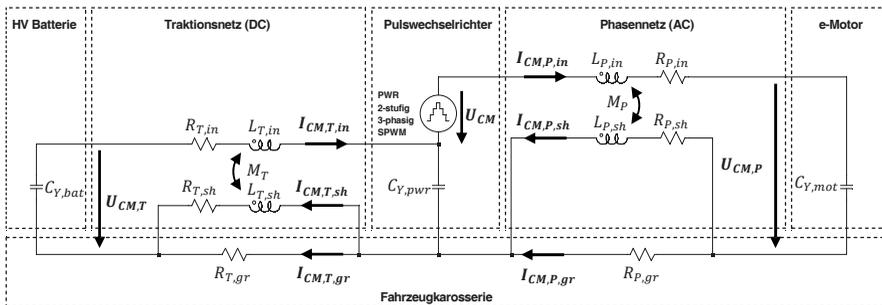


Bild 2: Gleichtaktmodell zur Simulation der Gleichtaktspannungen und Ableitströme

Unter den genannten Rahmenbedingungen kann die Störspannung auf dem Phasennetz $U_{CM,P}$ durch den in Gl. (2) hergeleiteten kapazitiven Spannungsteiler

berechnet werden. Die Kopplung auf das Traktionsnetz folgt aus dem verbleibenden Anteil der Gleichtaktspannung:

$$U_{CM,P} = U_{CM} \cdot \left[\frac{C_{Y,pwr} + C_{Y,bat}}{C_{Y,pwr} + C_{Y,bat} + C_{Y,mot}} \right] \quad (2)$$

$$U_{CM,T} = U_{CM,P} - U_{CM} \quad (3)$$

Während der Flankenübergänge der pulsformigen Spannungen werden die parasitären Y-Kapazitäten umgeladen und es entstehen Ableitströme. Sie werden nach Gl. (4) phasenseitig durch die dort abfallende Störspannung und der Y-Kapazität des e-Motors bestimmt. Die Kopplung auf das Traktionsnetz ergibt sich mit der Aufteilung des Stroms durch die Parallelschaltung der Y-Kapazitäten von PWR und HV-Batterie:

$$I_{CM,P,in} = j\omega C_{Y,mot} \cdot U_{CM,P} \quad (4)$$

$$I_{CM,T,in} = I_{CM,P} \cdot \left[\frac{C_{Y,bat}}{C_{Y,pwr}} \right] \quad (5)$$

Die Innenleiterströme $I_{CM,in}$ beider Netze schließen sich jeweils über das Massesystem, welches sich aus dem Schirm- und Karosseripfad zusammensetzt. Folglich teilt sich der Strom frequenzabhängig in Schirmstrom $I_{CM,sh}$ und Karosseriestrom $I_{CM,gr}$ auf:

$$I_{CM,sh} = I_{CM,in} \cdot \left[\frac{R_{gr}}{R_{gr} + R_{sh}} \right] \cdot \left[\frac{1 + j\omega \frac{M}{R_{gr}}}{1 + j\omega \frac{L_{sh}}{R_{gr} + R_{sh}}} \right] \quad (6)$$

$$I_{CM,gr} = I_{CM,in} - I_{CM,sh} \quad (7)$$

Das Gleichtaktmodell wird nun für experimentelle Parameter im Zeitbereich simuliert:

Parameter	Beschreibung	Wert
U_{DC}	DC-Spannung Pulswechselrichter	300 V
f_T	Taktfrequenz Pulswechselrichter	10 kHz
$R_{p,in}, R_{T,in}$	DC-Widerstand Innenleiter (Phasennetz, Traktionsnetz)	10 mΩ
$R_{p,sh}, R_{T,sh}$	DC-Widerstand Schirmpfad (Phasennetz, Traktionsnetz)	25 mΩ
$R_{p,gr}, R_{T,gr}$	DC-Widerstand Karosseripfad (Phasennetz, Traktionsnetz)	1 mΩ
$L_{p,in}, L_{T,in}$	Selbstinduktivität Innenleiter (Phasennetz, Traktionsnetz)	1 μH
$L_{p,sh}, L_{T,sh}$	Selbstinduktivität Schirmpfad (Phasennetz, Traktionsnetz)	1 μH
k	Induktiver Koppelfaktor Innenleiter/Schirm ($M = k\sqrt{L_{in}L_{sh}}$)	0.8
$C_{Y,mot}, C_{Y,bat}$	Y-Kapazität e-Motors, Y-Kapazität HV-Batterie	1 nF
$C_{Y,pwr}$	Y-Kapazität Pulswechselrichter	10 nF

Tabelle 1: Relevante Parameter zur Simulation des Gleichtaktverhaltens

In Bild 3 zeigt sich die erwartete Kopplung der motorseitigen Störspannung auf das Traktionsnetz durch den kapazitiven Spannungsteiler.

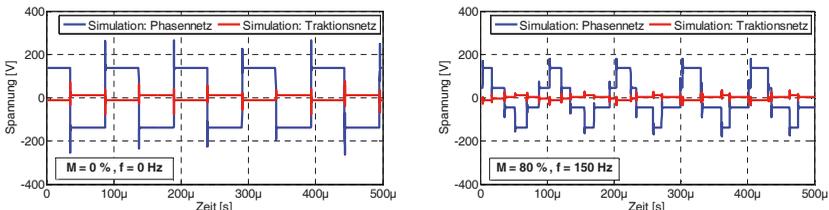


Bild 3: Simulationsergebnisse - Gleichtaktspannungen für verschiedene Aussteuerungen

Beim Übergang vom statischen ($M=0\%$) in den dynamischen Betriebszustand ($M>0\%$) durch Veränderung der Ansteuerung verändert sich die Schaltcharakteristik der Spannungen, nicht aber das Koppelverhalten. Darüber hinaus sind Gleichaktresonanzen in Form von Spannungsspitzen ersichtlich, die während der Flankenübergänge entstehen.

Für die Simulation der Ableitströme wird nur der statische Betrieb betrachtet, da hier der PWR bei idealisierter Betrachtung ohne Asymmetrien reines Gleichaktverhalten zeigt. Im Rahmen der messtechnischen Validierung bietet dieser Umstand die Möglichkeit, Ableitströme ohne Beeinflussung durch Funktionsströme messtechnisch im Demonstrator zu bestimmen. In Analogie zur theoretischen Überlegung zeigt auch die Simulation die Ausprägung des Ableitstroms sowohl phasenseitig als auch mit reduzierter Amplitude auf dem Traktionsnetz (Bild 4). Aufgrund der Berücksichtigung geschirmter Leitungen teilt sich der Rückstrom jeweils in einen gewünschten feldkompensierenden Schirmstrom und einen unerwünschten felderzeugenden Karosseriestrom auf.

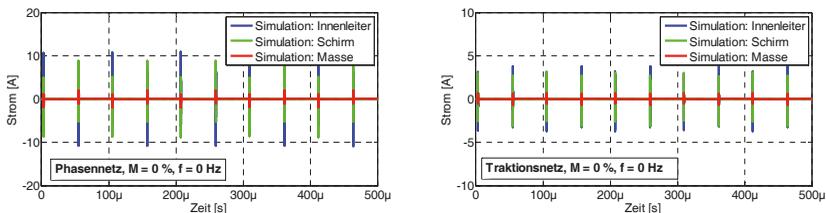


Bild 4: Simulationsergebnisse – Ableitströme im statischen Betriebszustand

Für jede Topologie ergibt sich damit je nach Verteilung der Y-Kapazitäten eine unterschiedliche Ausprägung der Gleichaktspannungen und Ableitströme im HV-System. Das Wissen um ihr Koppelverhalten ist für die Konzeptauslegung elektrifizierter Fahrzeuge von signifikanter Bedeutung. Zur Bereitstellung von Funkdiensten werden heutzutage vielfach Antennen eingesetzt, die sich kapazitiv auf die Fahrzeugkarosserie stützen (z.B. Scheiben- oder Dachantennen). Besonders in Bereichen, wo keine Schirmung vorhanden ist und es zu einem direkten Spannungsabfall zur Karosserie kommt, muss von einer erhöhten Beeinflussung kapazitiver Störseifen ausgegangen werden. Die Strompfade der Ableitströme sind ebenfalls mit in die Betrachtungen einzubeziehen. Selbst bei geschirmten HV-Leitungen fließt insbesondere für niedrige Frequenzen ein nicht zu vernachlässigender Anteil über die Fahrzeugkarosserie zurück zur Störquelle und bildet je nach geometrischer Anordnung eine unerwünschte magnetisch wirksame Gleichaktsschleife.

2.2 Stromwelligkeiten (Gegentaktverhalten)

Für die Analyse der Stromwelligkeit wird ein rein symmetrisches Gegenteilmodell ohne Streukapazitäten verwendet, wobei der e-Motor durch drei ohmsch-induktive Lasten in Sternschaltung nachgebildet ist (Bild 5). Vernachlässigt werden die Einflüsse der induktiven Kopplung und der Spannungsinduktion durch rotierende Permanentmagneten.

Die Gegenteilstörquelle U_{DM} kann im Sternpunktbetrieb mit der Strangspannung einer beliebigen Phase des Pulswechselrichters gleichgesetzt werden:

$$U_{DM} = U_{u,gr} - U_{CM} = \frac{2U_{u,gr} - U_{v,gr} - U_{w,gr}}{3} \quad (8)$$

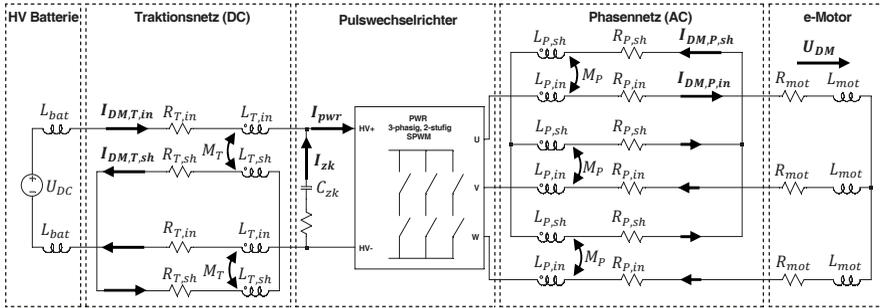


Bild 5: Gegentaktmodell (ohne Streukapazitäten) zur Simulation der Stromwelligkeit

Die phasenseitige Stromwelligkeit $I_{DM,P,in}$ folgt dann gemäß Gl. (9) idealisiert nur aus der Gegentaktimpedanz des e-Motors, weil sie bei aus Fahrzeugsicht realistischen Leitungslängen deutlich höher ist als die Impedanz der HV-Leitungen.

$$I_{DM,P,in} = \frac{U_{DM}}{Z_{DM}} = \frac{U_{DM}}{R_{mot} + j\omega L_{mot}} \quad \text{für } |R_{mot} + j\omega L_{mot}| \gg |R_{P,in} + j\omega L_{P,in}| \quad (9)$$

Der Eingangsstrom des Pulswechselrichters I_{pwr} wird im Zeitbereich über die aufsummierten Multiplikationen der Phasenströme mit zugehöriger Schaltfunktion bestimmt [3]. Gl. (10) beschreibt diese Berechnung im Frequenzbereich und bildet die Schaltfunktion mittels normierter Phase-Masse-Spannung ab. Die Restwelligkeit auf dem Traktionsnetz $I_{DM,T,in}$ resultiert unter Abzug des Zwischenkreisstroms I_{zk} :

$$I_{pwr} = \frac{1}{U_{DC}} \cdot [U_{u,gr} * I_u + U_{v,gr} * I_v + U_{w,gr} * I_w] \quad (10)$$

$$I_{DM,T,in} = I_{pwr} - I_{zk} \quad (11)$$

Durch die Induktionswirkung der Innenleiterströme $I_{DM,in}$ entsteht auf beiden Netzen ein frequenzabhängiger Schirmstrom $I_{DM,sh}$ mit:

$$I_{DM,sh} = I_{DM,in} \cdot \left[\frac{j\omega M}{R_{sh} + j\omega L_{sh}} \right] \quad (12)$$

Das Gegentaktmodell wird nun für experimentelle Parameter im Zeitbereich simuliert:

Parameter	Beschreibung	Wert
U_{DC}	DC-Spannung Pulswechselrichter	300 V
f_T	Taktfrequenz Pulswechselrichter	10 kHz
$R_{P,in}, R_{T,in}$	DC-Widerstand Innenleiter (Phasennetz, Traktionsnetz)	10 mΩ
$R_{P,sh}, R_{T,sh}$	DC-Widerstand Schirmpfad (Phasennetz, Traktionsnetz)	25 mΩ
C_{ZK}	Zwischenkreiskapazität	500 μF
$L_{P,in}, L_{T,in}$	Selbstinduktivität Innenleiter (Phasennetz, Traktionsnetz)	1 μH
$L_{P,sh}, L_{T,sh}$	Selbstinduktivität des Schirmpfads (Phasennetz, Traktionsnetz)	1 μH
k	Induktiver Koppelfaktor Innenleiter und Schirm ($M = k\sqrt{L_{in}L_{sh}}$)	0.8
L_{bat}	Selbstinduktivität HV-Batterie	2 μH
L_{mot}, R_{mot}	EMV-Ersatzmodell (ohmsch-induktiv) e-Motor	200 μH, 3 Ω

Tabelle 2: Relevante Parameter zur Simulation des Gegentakterhaltens

In Bild 6 wird deutlich, dass die untere Grenzfrequenz der Motorinduktivität nicht tief genug ist, um die pulsformigen Spannungen zu einer reinen Sinusform zu glätten. Die Phasenströme sind mit einer scharfen Stromwelligkeit überlagert, die auch traktions-

seitig rückwirken. Die Kopplung wird dabei durch die Tiefpasswirkung der Zwischenkreiskapazität begrenzt, sodass nur eine deutlich geringere Restwelligkeit bestehen bleibt.

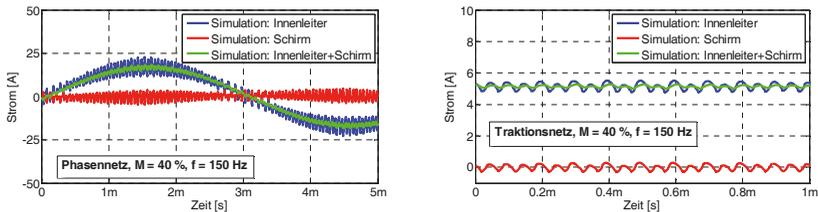


Bild 6: Simulationsergebnisse – Stromwelligkeiten für einen dynamischen Fahrzeugzustand

Im Zuge neuer länderspezifischer Anforderungen für elektrische Fahrzeuge wurden Magnetfeldtests für Frequenzen von 9kHz bis 30MHz normiert [4]. Durch das ohmsch-induktive Gegentakverhalten sind die Harmonischen der Stromwelligkeit im CISPR Band A (9kHz–150kHz) besonders hoch und können bei ungünstiger Auslegung zu zulassungsrelevanten Grenzwertüberschreitungen führen. Zwar ist die Gegeninduktivität zu einer potentiellen magnetischen Störseke durch die gemeinsame Verlegung von Hin- und Rückleiter deutlich minimiert. Dennoch kommt es gerade im Bereich der Steckverbindungen oft zu Spreizungen und damit zu einer Vergrößerung der magnetischen Wirkfläche. Durch den Einsatz geschirmter Leitungen können die Magnetfelder der Stromwelligkeit durch einen induzierten Schirmstrom weiter gedämpft werden. Insbesondere für niedrige Frequenzen ist die Induktionswirkung relativ gering, sodass der effektive Phasenstrom noch signifikante Anteile der Welligkeit aufweist.

3 Validierungsmessungen im elektrifizierten Fahrzeugdemonstrator

Zur messtechnischen Validierung der in Abschnitt 2 vorgestellten Modelle wird ein elektrifizierter Fahrzeugdemonstrator (Bild 7) verwendet, dessen elektrisches Antriebssystem im Wesentlichen aus folgenden Komponenten besteht:

- Zytek permanenterregte Synchronmaschine (25kW)
- Continental Leistungselektronik EPF2-3 (250–425V; 10kHz)
- Questronic Li-Ionen-Hochvoltbatterie (292V; 9,36kWh)



Bild 7: Forschungsdemonstrator 'eBuggy' (links), Spannungs- (mitte) und Strommessung (rechts)

Die Leistungselektronik verfügt über einen Standby-Zustand im statischen Betrieb (0km/h), der im Folgenden als „Ready-2-Drive“ bezeichnet ist. Die dynamischen Fahrzeugzustände („e-Fahren“) wurden manuell über das Gaspedal hergestellt, das heißt mit

eigenem Drehmoment der elektrischen Maschine. Der Rollenprüfstand repräsentiert hierbei ausschließlich eine fahrbare Unterlage und erzeugt selbst kein Drehmoment zum generativen Antrieb des Demonstrators.

Für die Messungen wurden spezielle HV-Adapter konstruiert, die einen hochohmigen Abgriff der Innenleiter- und Schirmpotentiale ermöglichen (Bild 8). Darüber hinaus sind auf einem definierten Abschnitt der Leitung das Schirmgeflecht und die Seele der HV-Leitung des Adapters separat ausgeführt. Dies erlaubt die Unterscheidung der Schirm- und Innenleiterströme, die ansonsten nur als vektorielle Summe gemessen werden könnten.

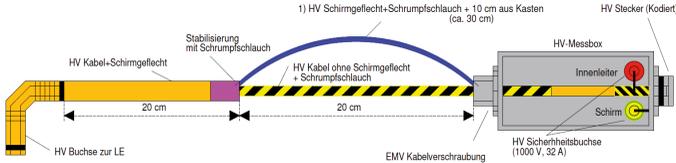


Bild 8: Schema HV-Messadapter

Für die Strom- und Spannungsmessungen wurden die in Tabelle 3 gelisteten Tastköpfe mit einem Oszilloskop verbunden. Die HV-Differential Probe hat eine frequenzabhängigen Eingangsimpedanz von $8 \text{ M}\Omega/6 \text{ pF}$ zwischen den Eingängen.

Equipment	U / I max	Fu _{-3dB}	Fo _{-3dB}	Genauigkeit
Lecroy ADP305 HV-Differential Probe	1000V rms, 1400V peak	DC	100 MHz	2%
Lecroy CP150 Current Probe	150A rms 300A peak	DC	10 MHz	1%

Tabelle 3: Verwendete Tastköpfe

Das in Abschnitt 2.1 modellierte Gleichtaktverhalten konnte im Forschungsdemonstrator für den statischen und dynamischen Betriebszustand qualitativ validiert werden (Bild 9,10). Durch den hohen Abstraktionsgrad des Simulationsmodells wird eine amplitudengetreue Übereinstimmung der realen Störgrößen nicht erreicht. Die phasenseitigen Spannungsresonanzen sind durch den aufbaubedingten PWR-seitigen Messabgriff und damit unwirksamer Leitungsinduktivität nicht ersichtlich.

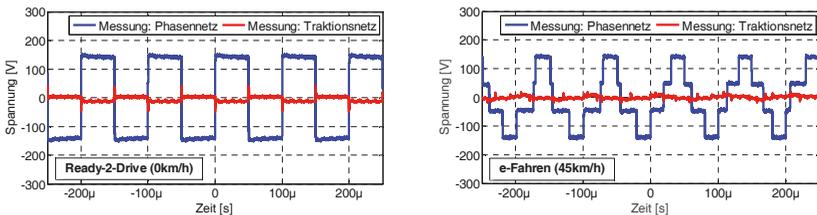


Bild 9: Experimentelle Messungen der Gleichtaktspannungen im Fahrzeugdemonstrator

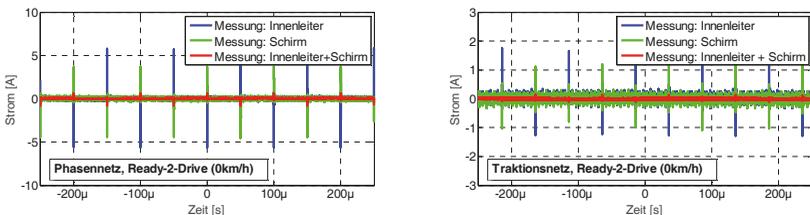


Bild 10: Experimentelle Messungen der Ableitströme im Fahrzeugdemonstrator

Für die Validierung der Stromwelligkeit wurde ein dynamischer Fahrzustand mit einer Geschwindigkeit von 15km/h gemessen (Bild 11). Dabei zeigt sich sowohl bei der phasenseitigen Welligkeit als auch bei der Restwelligkeit auf dem Traktionsnetz eine gute Übereinstimmung mit dem in Abschnitt 2.2 vorgestellten Gegentaktmodell. Aufgrund von systembedingten Streukapazitäten sind im Gegensatz zum modellierten Verhalten, die Betriebsströme zusätzlich mit Stromspitzen überlagert, die insbesondere bei der deutlich geringeren Restwelligkeit auf dem Traktionsnetz sichtbar sind.

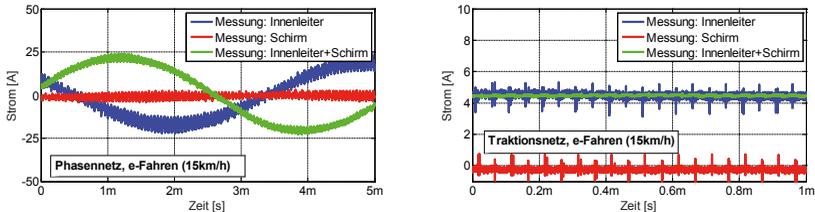


Bild 11: Experimentelle Messungen (zeitlich asynchron) der Stromwelligkeiten im Fahrzeugdemonstrator

4 Zusammenfassung

Der Beitrag beschreibt einige für den jeweiligen Anwendungsfall und Frequenzbereich konzipierte Modelle charakteristischer leitungsgeführter Störgrößen in automobilen HV-Systemen. Mit Hilfe von Zeitbereichsmessungen eines elektrifizierten Fahrzeugdemonstrators konnten sie für verschiedene Betriebszustände validiert werden. Neben der kapazitiven Kopplung auf Fahrzeugantennen nimmt die Bedeutung niederfrequenter Magnetfelder durch zulassungsrelevante Normen in der Automobilindustrie zu. Abstrakte Systemmodelle helfen die grundsätzlichen Kopplungsmechanismen zu verstehen und die richtigen Anforderungen für die Komponentenhersteller festzulegen. Damit können bereits in der frühen Konzeptphase die Weichen für eine EMV-gerechte Dimensionierung von HV-Topologien gestellt werden.

5 Danksagung

Die oben dargestellten Forschungsarbeiten wurden durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) unter den Kennzeichen 16M3092A gefördert. Die Verantwortung für diese Veröffentlichung liegt allein bei den oben genannten Autoren.

6 Literatur

- [1] A. Kempster, and R. Smolenski: *Decomposition of EMI Noise into Common and Differential Modes in PWM Inverter Drive System*, Electrical Power Quality and Utilisation, Journal Vol. XII, No.1, 53-58, 2006
- [2] E. Hoene and S. Schörle, *On the Influence of Interactions between HV-Devices on the EMC of electric vehicles*, GMM-Fachbericht 77: EMV in der Fahrzeugtechnik, VDE-Verlag, 29-34, 2013
- [3] J.W. Kolar and S.D. Round, *Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems*, IEEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 4, 535-543, 2006
- [4] GB/T 18387-2008: *Limits and test methods of magnetic and electric field strength from electric vehicles Broadband 9kHz to 30MHz*, 2008