

Einflussparameter und Grenzen der Gleichtaktauslöschung im gegenphasigen Inverterbetrieb

M. Sc. Jonas Bertelmann, Universität Stuttgart, IEH
Dipl.-Ing. Michael Beltle, Universität Stuttgart, IEH
Prof. Dr.-Ing Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart, IEH
Dipl.-Ing. Roland Eidher, Robert Bosch GmbH, Automotive Electronics

1 Einleitung

Aufgrund der zunehmenden Elektrifizierung verschiedener Komponenten, wie beispielsweise der Lenkung im Automobilbereich, muss in der Entwicklung ein wesentlich größerer Aufwand betrieben werden, um einen störungsfreien, EMV-gerechten Betrieb gewährleisten zu können. Insbesondere bei taktender Leistungselektronik ist mit erheblichen breitbandigen Störemissionen zu rechnen. Im klassischen EMV-Ansatz werden Emissionen mithilfe passiver Filter auf ein Grenzwert konformes Maß reduziert. Als mögliche Alternative wird in [1] eine neue Methode vorgestellt, bei der in mehrphasigen, redundant aufgebauten Invertern mithilfe einer geeigneten Ansteuerung der MOSFETs und einem optimierten, symmetrischen Schaltungsdesign eine Gleichtaktauslöschung ohne passive Filter und damit ohne zusätzlichen Bauteilaufwand erreicht werden kann. Eine Reduzierung der Gleichtaktstörungen von bis zu 40 dB bis in den Frequenzbereich der Mittelwelle ist damit möglich.

In diesem Beitrag werden darauf aufbauend die kritischen Einflussparameter bewertet und die Grenzen der Methode aufgezeigt. Anhand einer Sensitivitätsbetrachtung wird evaluiert, welche Parameter durch geeignete Verfahren kompensiert werden können und welche beim Hardwarelayout des Inverters zwingend zu beachten sind. Zu nennen sind hier beispielsweise die Designanforderungen bzgl. des symmetrischen Aufbaus.

1.1 Prinzip des gegenphasigen Inverterbetriebs

Prinzipbedingt kann das Verfahren des gegenphasigen Taktens nur angewendet werden, wenn zwei Halbleiter zeitgleich angesteuert werden können: Jeweils ein Ventil auf der Highside und der Lowside. Innerhalb eines dreiphasigen Systems ist das aus Betriebsgründen nicht möglich. Im spezifischen Fall des Lenksystems wird aus Sicherheitsgründen jedoch ein redundant ausgelegtes, zweites dreiphasiges System (bestehend aus zweitem Inverter und einer sechsphasiger Maschine) notwendig, das sich dazu eignet.

Im Ersatzschaltbild (ESB) in Bild 1 ist das sechsphasige System, bestehend aus den zwei Invertern A und B sowie der Stator schematisch dargestellt. Es sind nur die parasitären Kapazitäten der Statorwicklungen berücksichtigt, da diese für den Gleichtaktpfad die relevanten Komponenten darstellen: Jeder Schaltvorgang der MOSFETs verursacht eine transiente Spannungsänderung du/dt auf den Phasen-Abgängen des Inverters und somit auch auf den Statorwicklungen der Drehstrommaschine. Innerhalb des Motors bilden die Kupferwicklungen eine parasitäre Kapazität zum Motorgehäuse aus. Dieses ist galvanisch mit der Fahrzeugkarosserie verbunden. Durch die Spannungsänderungen

über der Kapazität entstehen transiente Stromimpulse mit steilen Flanken, die sich als Gleichtaktstrom über der Fahrzeugkarosserie ausbreitet und sich über die Batterie wieder schließen.

Der rot markierte Highside MOSFET erzeugt durch die Spannungsänderung über der parasitären Kapazität einen Störstrom. Dieser ist im Ersatzschaltbild als $I_{CM,A}$ rot gekennzeichnet. Wird nun zeitgleich ein zweiter MOSFET (grün markierter Lowside MOSFET in Bild 1) geschaltet, kommt es auf dieser Phase ebenfalls zu einer Spannungsänderung über der parasitären Kapazität. Ist der Gleichtaktpfad ideal symmetrisch aufgebaut und gibt es zwischen den Halbleitern keine Varianz, so ergibt sich daraus ein der Amplitude nach gleicher, aber um 180° phasenverschobener Gleichtaktstrom.

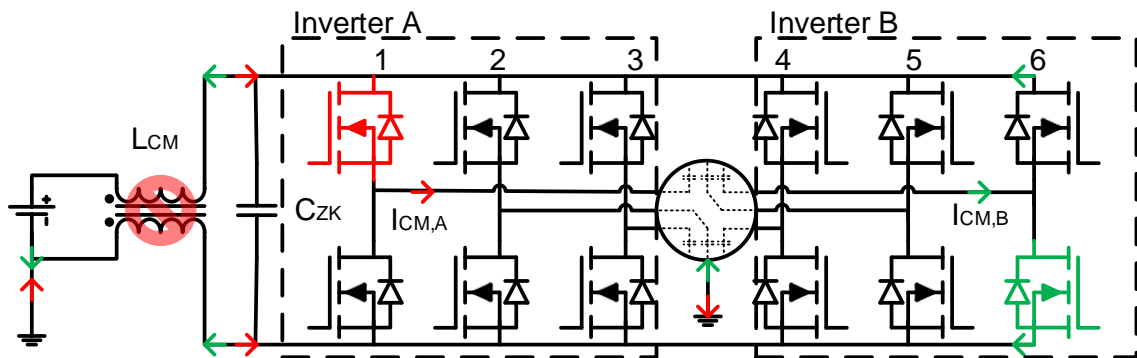


Bild 1: Sechsheinisches System mit gegenphasigem Takten und der resultierenden Gleichtaktüberlagerung auf den DC Kabeln und der Karosserie

Bei Betrachtung des EMV-optimierten Betriebsbereichs kann festgehalten werden, dass in den Halbbrücken 4-6 des Inverters alle Schaltvorgänge, Stromrichtungen und Phasenspannungen exakt konträr zu den Halbbrücken 1-3 sind. In der Praxis ist die theoretisch erreichbare vollständige Auslöschung der Gleichtaktstörung auf der Fahrzeugkarosserie und den DC Kabeln aufgrund von unvermeidbaren Designunterschieden im Gleichtaktpfad und Bauteilstreuungen nicht möglich. Im Folgenden wird daher betrachtet, welche wesentlichen Parameter die Störunterdrückung begrenzen.

2 Untersuchung von Einflussparametern und Grenzen der Methodik

Zur Untersuchung der Parameter werden unterschiedliche Methoden angewandt. Mithilfe einer SPICE-basierten Schaltungssimulation werden große Parameterstudien durchgeführt und daraus eine Worst-Case Abschätzung abgeleitet. Zur Validierung der Simulationsergebnisse steht ein Messaufbau (Bild 2) in Anlehnung an den CISPR 25 [2] Komponententest zur Verfügung, der das redundante System aus Bild 1 inkl. eines realen sechsheinisigen Motors eines Lenkantriebs abbildet. Aufgrund der hohen Modularität des Prüfstandes können hier sämtliche Parameter variiert und die Auswirkung auf die Emission des Inverters aufgezeigt werden.



Bild 2: Komponententest nach CISPR 25 zur Beurteilung der Emission des Inverters

Die Ansteuerung des eigens entwickelten sechsphasigen Inverters erfolgt über ein ebenfalls selbst entwickeltes Field Programmable Gate Array (FPGA) System zur Generierung der Pulsweitenmodulation (PWM). Durch dieses lässt sich jeder Ansteuerkanal einzeln parametrieren. Die Übertragung der PWM Signale von der Steuerung zur Inverterplatine erfolgt galvanisch getrennt über Lichtwellenleiter, sodass externe Störeinkopplungen vermieden werden. Das FPGA System arbeitet mit einem Taktzyklus von 125 MHz; die Schaltflanken lassen sich mit einer Auflösung von 8 ns anpassen.

2.1 Quellen für Asymmetrien in der Ansteuerkette

Eine Abweichung des Schaltzeitpunktes von der idealen Auslegung um wenige Nanosekunden hat zur Folge, dass die auszulöschenden Flanken nicht exakt 180° phasenverschoben sind und die Minimierung der Gleichtaktstörung reduziert wird. Die zu betrachtenden Delays liegen in der gesamten Ansteuerkette vom FPGA (Generierung der PWM) bis zum Halbleiter (Bild 3). Untersucht werden hier nicht die absoluten Laufzeiten, sondern die zeitlichen Differenzen zwischen den einzelnen Kanälen, insbesondere denen, die für die EMV-Optimierung gegenphasig betrieben werden.



Bild 3: Blockschaltbild einer Ansteuerkette für einen Leistungstransistor

Bei der Systemanalyse zeigt sich, dass der FPGA (Xilinx Spartan 6) die PWM noch zeitsynchronisiert ohne Abweichungen ausgibt. Die Varianz der Laufzeiten ergibt sich erst in den nachgeschalteten Komponenten und aus möglichen Signallaufzeiten auf der Leiterplatte. Die Signalausbreitungsgeschwindigkeit beläuft sich bei mit Kupfer beschichteten Platinen auf etwa 5 ns/m. Da das Routing keine signifikanten Längenunterschiede beinhaltet, kann dieser Faktor vernachlässigt werden. Bei Gate Treibern hingegen sind große Varianzen zu erwarten. Im Messaufbau wird der MIC4420 von Microchip eingesetzt, der laut Datenblatt eine Delay Time mit einer Streuung von 18-75 ns aufweist. Auch die im Versuchsaufbau eingesetzten LED Treiber der Lichtwellenleiter weisen eine große Streuung auf (circa 40 ns), werden aber in Serienanwendungen nicht eingesetzt. Für die im Folgenden durchgeführte Laufzeit-Kalibrierung ist die Ursache unbedeutend, da alle Delays im Gesamten beurteilt werden.

2.2 Statistische Ermittlung der Streuung von MOSFET Parameter

Zur Abschätzung der Halbleiter-Streuung werden insgesamt 10 baugleiche MOSFETs aus unterschiedlichen Chargen charakterisiert. Statistisch betrachtet werden hierbei bspw. die Streuung der Eingangsimpedanzen und das aktive Schaltverhalten unter induktiver Last im Doppelpulsversuch [4]. Somit können Varianzen der Gate-Source Kapazität und der Thresholdspannung ermittelt werden. In Bild 4a sind die Ergebnisse für die Gate-Source Kapazität der 10 MOSFETs aufgetragen. Die Streuung fällt gering aus und liegt bei 50% der Halbleiter unter 1% vom Mittel. Bild 4b zeigt die statistische Auswertung für die Thresholdspannung. Die 10 vermessenen MOSFETs variieren hier um fast 500 mV und das unabhängig von der Charge.

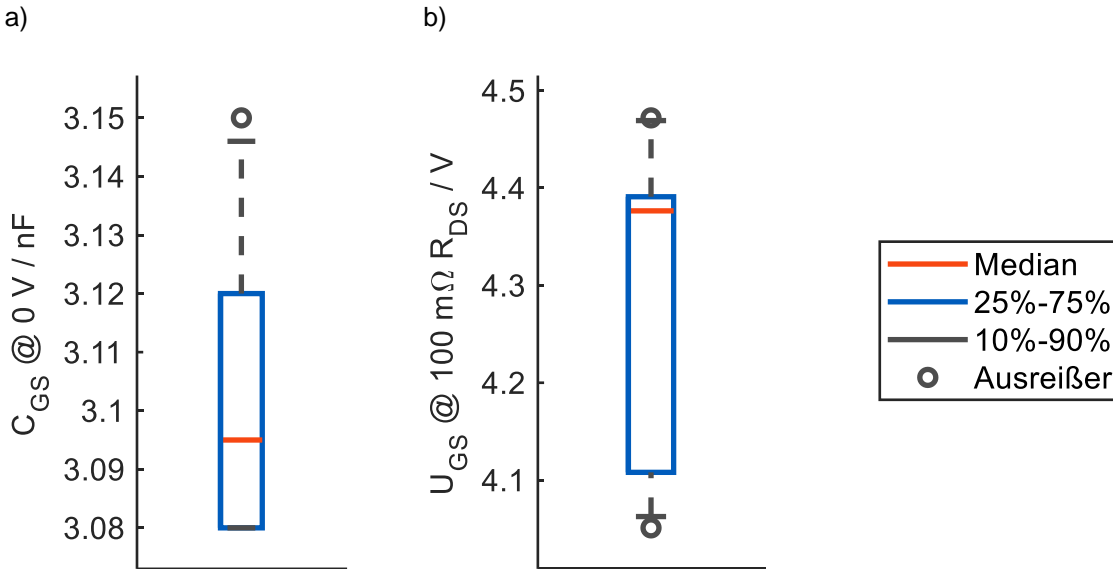


Bild 4: Statistische Auswertung der 10 MOSFETs hinsichtlich a) Gate-Source Kapazität und b) Thresholdspannung

Unter Zuhilfenahme der RC Ladefunktion (1) lassen sich aus den gewonnenen Parametern die Schaltzeitunterschiede zwischen zwei MOSFETs berechnen. Mit Gleichung (2) für unterschiedliche Thresholdspannungen und Gleichung (3) für die Varianz im RC aus Gate-Vorwiderstand und Gate-Source Kapazität. Unter Annahme realistischer Betriebszustände (15 V Treiberspannung, 4 V Thresholdspannung, 100 Ω Gate-Vorwiderstand) ergeben sich so Delays um 2 ns für die Varianz der Gate Kapazität und 12 ns für die Thresholdspannung.

$$U(t) = \hat{U} * (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (1)$$

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \ln\left(\frac{U_{Gate-Treiber} - u_{Gate-Source}(t_1)}{U_{Gate-Treiber} - u_{Gate-Source}(t_2)}\right) * RC \quad (2)$$

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \ln\left(\frac{U_{Gate-Treiber} - u_{Gate-Source}(t)}{U_{Gate-Treiber}}\right) * (R_2 C_2 - R_1 C_1) \quad (3)$$

2.3 Auswirkung von zeitlichem Delay auf das Emissionsspektrum

Welche Auswirkungen die zeitlichen Delays zwischen den Ansteuerkreisen auf das Emissionsspektrum im gegenphasigen Inverterbetrieb haben, zeigt Bild 5 auf Basis einer analytischen Berechnung der Fourier-Transformierten und Bild 6 für eine Messung am Prüfaufbau. Bei der analytischen Berechnung werden zwei Schaltflanken angenommen die nicht exakt 180° phasenverschoben sind, sondern ein Delay von T , $2T$ bzw. $4T$ aufweisen. Die resultierende Gleichtaktstörung ist in gelb, lila und grün dargestellt; sowohl im Zeit- wie auch im Frequenzbereich. Eine Verdopplung des Delays hat eine Emissionserhöhung um 6 dB zur Folge, aber auch eine reduzierte 3 dB Eckfrequenz.

Die gezeigten Einhüllenden im Frequenzbereich lassen sich mithilfe der Anstiegszeit τ , der Pulsbreite T und der Pulsamplitude \hat{U} beschreiben [5]:

$$X(f) = 2 * \hat{U} * T * si(\pi * f * T) * si(\pi * f * \tau) \quad (4)$$

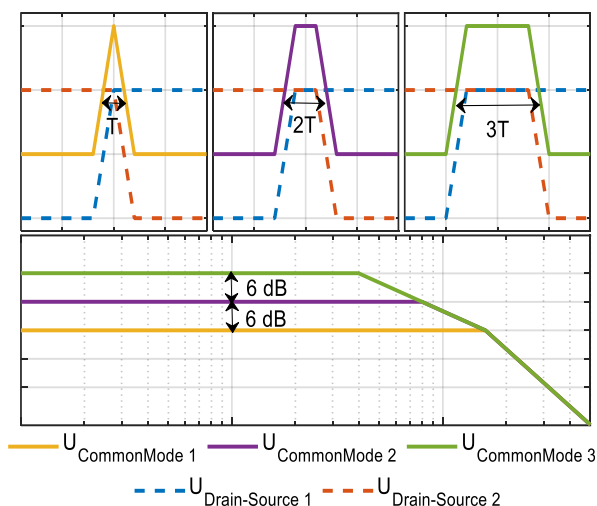


Bild 5: Analytische Berechnung des Störsppektrums bei unterschiedlicher zeitlicher Verzögerung des gegenphasigen Systems (Inverter B)

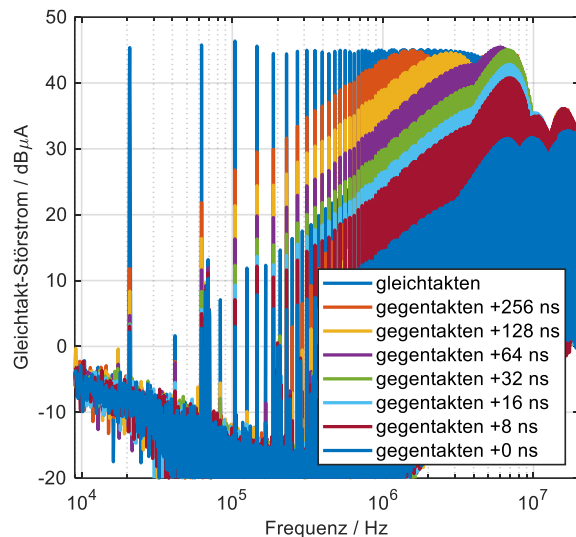


Bild 6: Messung der Inverter-Emission bei unterschiedlicher zeitlicher Verzögerung des gegenphasigen Systems (Inverter B)

Für kleine Frequenzen ergibt sich aus der Fourieranalyse eine lineare Abhängigkeit zwischen der Pulsbreite und dem Amplitudenspektrum. Ist der zeitliche Abstand zwischen den Störsignalen größer, ergibt sich somit folgerichtig ein höheres Amplitudenspektrum. Die Messungen mit dem Testinverter zeigen gleiche Ergebnisse. Aufgezeigt in Bild 6 sind die Kurven im Gegenphasigen-Inverterbetrieb mit der jeweiligen Zeitverschiebung und der Gleichphasigen-Inverterbetrieb, bei welchem die beiden Teilinverter A und B (siehe Bild 1) exakt gleich angesteuert werden, dem sogenannten Parallelbetrieb. Aus den gezeigten Ergebnissen lässt sich ableiten, dass eine Kalibrierung des Gegenphasigen-Inverterbetriebes eine weitere Emissionsreduzierung hervorbringt. Die aus dem Hardwareaufbau vorhandenen Delays (Besonders: Treiber-IC und MOSFET Asymmetrie) können durch einen angepassten Schaltzeitpunkt kompensiert werden. Dazu muss jedoch jede Ansteuerkette einzeln betrachtet werden.

Die Güte dieser Kompensation ist schlussendlich durch die zeitliche Auflösung der PWM technisch begrenzt und liegt beim verwendeten System bei 8 ns.

2.4 Asymmetrie in der Schaltflankenform und Amplitude

Für die Bewertung der Schaltflankenform wird der Doppelpulsversuch herangezogen. Die Ergebnisse der 10 MOSFETs für einschaltende Flanken sind in Bild 7 und 8 gezeigt. Getriggert wird auf die Ausgangsspannung des Treiber-ICs. Zu erkennen ist, dass die Flankenformen sehr ähnlich verlaufen und die Flanken lediglich zeitlich verschoben sind. Das zeitliche Delay resultiert aus den in Kapitel 2.3 diskutierten Streuungen der MOSFET Parameter. Es ist festzuhalten, dass unter gleichen Impedanzverhältnissen die resultierenden Spannungsformen einer Schalthandlung eine äußerst geringe Streuung aufweisen.

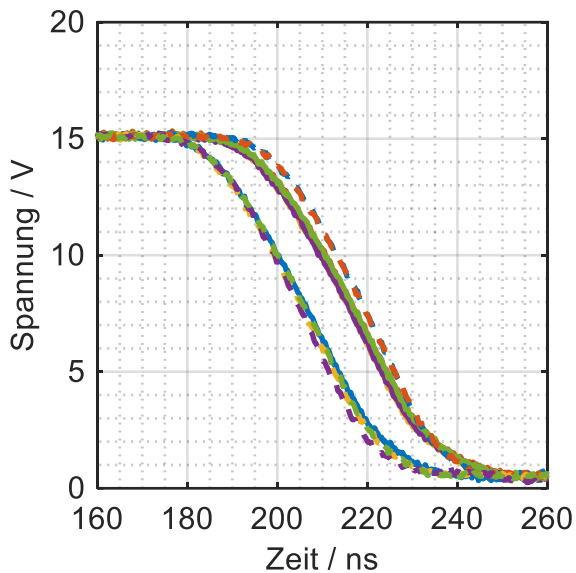


Bild 7: Vergleich aller MOSFET U_{DS} Einschaltflanken im Doppelpulsversuch ohne Laststrom

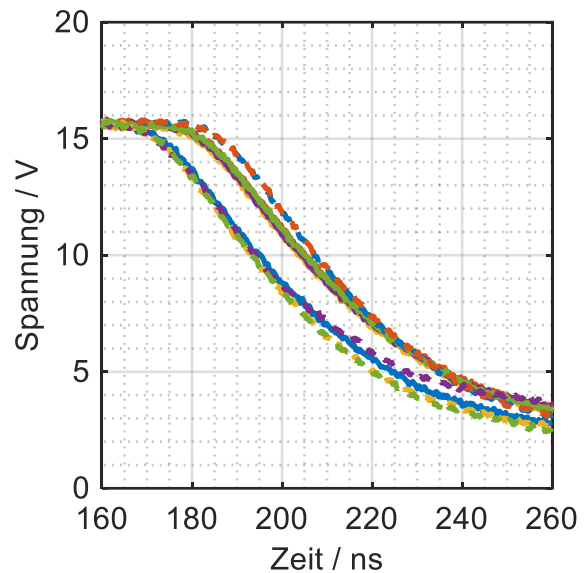


Bild 8: Vergleich aller MOSFET U_{DS} Einschaltflanken im Doppelpulsversuch mit 30 A Laststrom

Des Weiteren ist zu betrachten, wie sich eine unterschiedliche Spannungsamplitude auf die Auslöschung auswirkt. Dazu wird im Prüfaufbau eine vollständige Redundanz durch eine zweite, getrennte Fahrzeugbatterie hergestellt und die Teilinverter mit unterschiedlicher Zwischenkreisspannung betrieben (vgl. Bild 10).

Im Fall des lila gezeichneten Spektrums in Bild 9 wurde eine Optimierung der Emission vorgenommen, indem die Schaltzeitpunkte der Halbleiter angepasst wurden, wie im vorherigen Kapitel diskutiert. Dazu wird das Spektrum kontinuierlich gemessen und mit dem FPGA System die Schaltzeitpunkte der einzelnen Halbleiter iterativ angepasst. Darauffolgend wird lediglich die Zwischenkreisspannung des Inverters B reduziert, sodass sich das gelbe Spektrum ergibt. Die rote Kurve zeigt die Emission ohne die angepassten Schaltzeitpunkte. Dies macht deutlich, dass die durchgeführte Kompensation keine unterschiedlichen Spannungsniveaus ausgleichen kann, sondern lediglich die zeitlichen Asymmetrien.

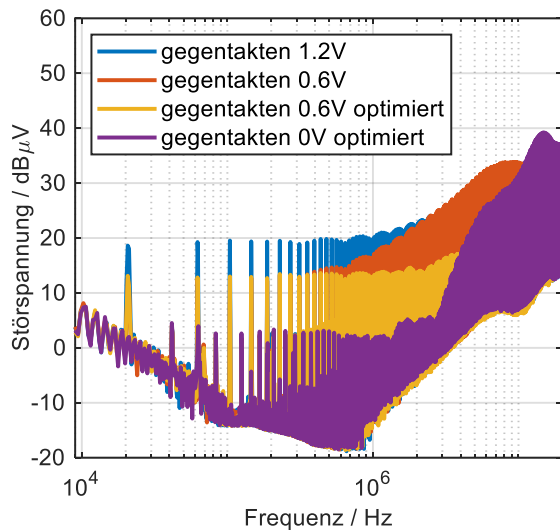


Bild 9: LISN Emissionsspektrum bei Varianz der Zwischenkreisspannung

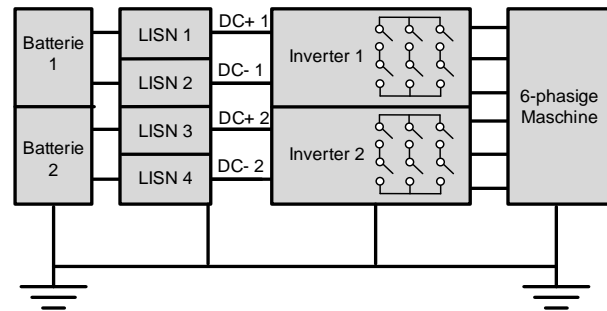


Bild 10: Aufbau für vollständig getrennte Systeme mit separater Spannungsversorgung

2.5 Asymmetrie im Gleichtaktfad

Aus der Schaltflankenform resultiert über Gleichung (5) direkt der Gleichtaktstörstrom. Es ist zu erkennen, dass neben der Spannungsform und Amplitude auch die parasitäre Motorkapazität einen linearen Einfluss hat. Bei dem bisher untersuchten System ist diese hoch symmetrisch. Dies ist für die Funktionalität der Methode auch essentiell, denn eine Asymmetrie an dieser Stelle kann nicht wieder kompensiert werden, denn es handelt sich hier nicht um einen zeitlichen Fehler, sondern ist vielmehr als konstanter Fehler der Amplitude, bzw. der Schaltflanke, zu verstehen.

$$i_{CM}(t) = C_{par.Motorkapazität} * \frac{dU}{dt} \quad (5)$$

Die Komplexität des gesamten Gleichtaktpfades ist stark davon abhängig, ob es sich um ein teilweise redundantes System mit gemeinsamen Zwischenkreis und einfacher DC Zuleitung handelt oder um ein komplett redundantes System von der Fahrzeugbatterie bis zur Statorwicklung. Das in Bild 1 gezeigte ESB beschreibt den einfachen Fall. In Bild 10 ist im Blockschaltbild das komplett redundante System abgebildet. Asymmetrien die durch unterschiedliche Laufzeiten entstehen, lassen sich wie in Kapitel 2.3 erläutert kompensieren. Alle weiteren Asymmetrien, die Einfluss auf die Flankenform oder die Amplitude haben, können nicht kompensiert werden. Daher ist beim Gleichtaktfad auf besondere Symmetrie zu achten, um die Methode erfolgreich zu implementieren.

3 Zusammenfassung und Ausblick

Umsetzungen von mehrphasigen Invertern hat es in der Vergangenheit bereits gegeben. Beispielsweise wurden mit solchen Systemen die Auswirkungen auf den Drehmoment-Rippel untersucht, vor allem für Automatisierungssysteme. Neuartig ist der in diesem Beitrag beschriebene Ansatz, mehrphasige Inverter hinsichtlich ihres Potentials für eine bessere elektromagnetische Verträglichkeit zu untersuchen. Erste Ergebnisse zeigen, dass dieses Potential zur Minimierung der Gleichtaktstörung hoch ist. Insbesondere zeigt die Sensitivitätsanalyse dieses Beitrags, welche relevanten Parameter für eine

erfolgreiche Minimierung im Detail zu berücksichtigen sind. Dabei ist wesentlich, dass der Gleichtaktpfad hoch symmetrisch auszulegen ist, da lediglich zeitliche Differenzen der gegenphasig betriebenen Halbbrücken durch die Ansteuerung ausgeglichen werden können, nicht jedoch Unterschiede in den Amplitudenwerten der Gleichtaktströme der einzelnen Zweige.

Zukünftige Untersuchungen werden betrachten, inwiefern ein Kalibrierverfahren automatisiert durchzuführen ist, um das zeitliche Delay durch Bauteilstreuungen auszugleichen. Auch wird untersucht, ob das System einmalig angelern werden muss oder im laufenden Betrieb eine Nachführung vorzusehen ist. Die Auswirkungen zusätzlicher passiver Filter für den höheren Frequenzbereich auf die gezeigte Methode werden betrachtet, da hierdurch weitere Asymmetrien im Gleichtaktpfad entstehen können.

Literatur

- [1] J. Bertelmann et al.: Minimierung der Gleichtaktstörung in elektrischen Lenkungssystemen durch gegenphasiges Takten der Leistungshalbleiter. In: *VDE GMM-Fachbericht 93 AmE* (2019), S. 71 – 75
- [2] CISPR 25:2016: Fahrzeuge, Boote und von Verbrennungsmotoren angetriebene Geräte – Funkstöreigenschaften - Grenzwerte und Messverfahren für den Schutz von an Bord befindlichen Empfängern
- [3] P. Hillenbrand et al.: Einfluss der Kabelschirmung der Batterie und Motorkabel eines Traktionsinverters auf die Störspannung an der Bordnetznachbildung, *EMV 2016*, S. 481 – 488
- [4] B. Wittig: Verbesserung des Schalt- und Betriebsverhaltens von Leistungs-MOSFETs mit niedriger Spannungsfestigkeit und hoher Stromtragfähigkeit durch Optimierung der Treiberschaltung. Diss. 2012
- [5] A. Schwab, W. Kürner: Elektromagnetische Verträglichkeit, 6. Auflage, Springer, Karlsruhe, 2010