

Vergleich der leitungsgebundenen Störemissionen und des Wirkungsgrads von Silizium IGBTs mit Siliziumkarbid MOSFETs als Leistungsschalter in Traktionsinvertern

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

1. Einleitung

Bei der Elektromobilität entwickeln sich die Reichweite und der Preis des Fahrzeuges zu einer der Schlüsselrollen. Dies hat direkte Auswirkungen auf alle Komponenten des elektrischen Antriebstrangs eines Elektrofahrzeuges (EF). Beim Inverter, der im EF zur Wandlung der Batteriegleichspannung in einen dreiphasigen Wechselstrom genutzt wird, um die elektrische Maschine anzutreiben, sind daher ein hoher Wirkungsgrad und geringe Gesamtkosten erstrebenswert. Inverter heutiger EFs basieren typischerweise auf Silizium (Si) Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT). Der Wirkungsgrad dieser Inverter wird meist zwischen 90% und 95% angegeben. Dieser Wirkungsgrad wird jedoch nur im Nennbetriebspunkt des Inverters erreicht. Vor allem im Teillastbetrieb des Inverters verringert sich sein Wirkungsgrad stark. Durch Verwendung von Metall Oxid Feldeffekttransistoren (MOSFET) aus neuen Halbleitermaterialien wie beispielsweise Siliziumkarbid (SiC) kann sowohl für den Nennbetriebspunkt als auch im Teillastbereich der Wirkungsgrad des Inverters nennenswert erhöht werden. Dies wird zum einen durch schnellere Schaltzeiten und damit einhergehende geringere Schaltverluste und zum anderen durch geringere Durchlassverluste der Leistungsschalter erreicht. Zusätzlich ermöglicht ein Inverter basierend auf SiC-MOSFETs eine schnellere Taktfrequenz, höhere Betriebsspannungen und weitere Vorteile, wie beispielsweise beim Thermomanagement.

Diesen Vorteilen bei Verwendung von SiC-MOSFETs stehen größere leitungsgebundenen als auch feldgebundenen Emissionen des Inverters gegenüber [1]. In diesem Beitrag soll untersucht werden, wie stark die leitungsgebundenen Störungen eines Inverters beeinflusst werden, wenn Si-IGBTs durch SiC-MOSFETs ersetzt werden. Dazu wird ebenfalls untersucht, in wieweit Veränderungen von Systemgrößen, wie beispielsweise eine Erhöhung der Taktfrequenz und der Batteriespannung, den Wirkungsgrad und die leitungsgebundenen Emissionen des Inverters beeinflussen.

2. Beschreibung der unterschiedlichen Inverter

Für diese Untersuchung werden die in Bild 1a) aufgelisteten drei verschiedenen Varianten eines Inverters im Labor untersucht. Alle drei Varianten sind nach demselben Grundprinzip aufgebaut. Bild 1b) zeigt dazu den Aufbau einer Halbbrücke eines Inverters. Die einzelnen abgebildeten Elemente sind der Low-Side-Schalter (I) und dahinter die dazugehörige Freilaufdiode sowie der High-Side-Schalter, der Kühlkörper (II) und der Zwischenkreiskondensator (III). Die Kontaktierung und Ansteuerung der Halbbrücke erfolgt über die Hauptplatine (IV) und die aufgesteckte Gate Unit (V). Für alle drei Varianten des Inverters werden gleiche Kühlkörper, dieselben Gate Units und gleich große Gatevorwiderstände verwendet. Um eine gute Vergleichbarkeit zwischen den unterschiedlichen Varianten zu erhalten, ist die Hauptplatine bei allen drei Varianten möglichst gleich aufgebaut. Bauartbedingt muss lediglich die Hauptplatine von Variante C an den Anschlüssen des SiC-MOSFETs leicht angepasst werden, da das Package

des SiC MOSFET im Vergleich zum verwendeten IGBT etwas größer ist und die Freilaufdiode bereits im MOSFET integriert ist.

a) Variante	Halbleiterschalter	Freilaufdiode
A	Infineon Si-IGBT IGP30N60H3	Infineon Si PiN Diode IDP40E65D2
B	Infineon Si-IGBT IGP30N60H3	Rohm SiC Shottky Diode SCS220AG
C	Rohm SiC-MOSFET SCT2080KE	interne Bodydiode keine externe Diode

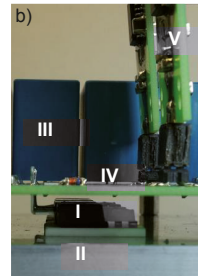


Bild 1 a) Unterschiedliche Varianten des Inverters. b) Bild einer Halbbrücke eines Inverters.

Als Zwischenkreiskondensatoren werden für die beiden IGBT-Inverter 6 parallel geschaltete Folienkondensatoren mit $4,7 \mu\text{F}$ (450 V) und parallel dazu pro Halbbrücke 8 Keramikcondensatoren mit 220 nF (630 V) eingesetzt. Die Keramikcondensatoren sind dabei so nah wie möglich an die Anschlüsse des Low-Side und High-Side Schalters der jeweiligen Halbbrücke platziert. Dadurch wird eine geringe parasitäre Induktivität des gesamten Zwischenkreiskondensators erreicht.

Um die Sperrspannung der verwendeten SiC-MOSFETs von 1,2 kV besser zu nutzen, wird angenommen, dass die Betriebsspannung eines EF von heute typischerweise ca. 400 V auf 800 V verdoppelt wird. Um den benötigten Bauraum für den Zwischenkreiskondensator nicht zu vergrößern, liegt es nahe, die Kapazität des Kondensators zu halbieren und gleichzeitig die Taktfrequenz des Inverters zu verdoppeln. Aus diesem Grund werden für den Inverter mit SiC-MOSFETs Folienkondensatoren mit $2,2 \mu\text{F}$ (900 V) und Keramikcondensatoren mit 100 nF (900 V) eingesetzt. Dieser Beitrag betrachtet daher auch die Auswirkungen einer vergrößerten Betriebsspannung und einer vergrößerten Taktfrequenz des Inverters auf dessen Wirkungsgrad und dessen leitungsgebundenen Störungen.

3. Messung des Inverter-Wirkungsgrads

Im ersten Schritt wird untersucht, welchen Einfluss die unterschiedlichen Halbleiterschalter und die verwendeten Dioden auf den Inverter-Wirkungsgrad haben. Für jede Variante des Inverters wird dazu der Wirkungsgrad in Abhängigkeit der lastseitigen Leistung im selben Testaufbau gemessen. Der verwendete Testaufbau ist in Bild 2a) dargestellt und besteht aus einer Gleichspannungsquelle, dem Inverter und einer dreiphasigen ohmsch-induktiven Last. Die Ansteuerung des Inverters erfolgt über eine Sinus-Dreieck Modulation, die in [2] näher erläutert ist. Der Ansteuergrad ist dabei für jede Variante des Inverters individuell so gewählt, dass die lastseitige Leistung, die in Bild 2b) gezeigten Werte annimmt. Während des Betriebs wird dann die eingangs- und ausgangsseitige Leistung des Inverters mit einem Zimmer LMG 500 Leistungsmessgerät gemessen und daraus der Wirkungsgrad des Inverters berechnet. Alle benötigten Ströme werden mit induktiven Stromwandlern erfasst. Auf der Lastseite werden die Spannungen zwischen den Phasen und dem Neutralleiter gemessen. Soweit nicht anders angegeben werden die verschiedenen Inverter mit einer Gleichspannung von $V_{DC} = 250 \text{ V}$ und einer Taktfrequenz von $f_{PVM} = 10.2 \text{ kHz}$ betrieben.

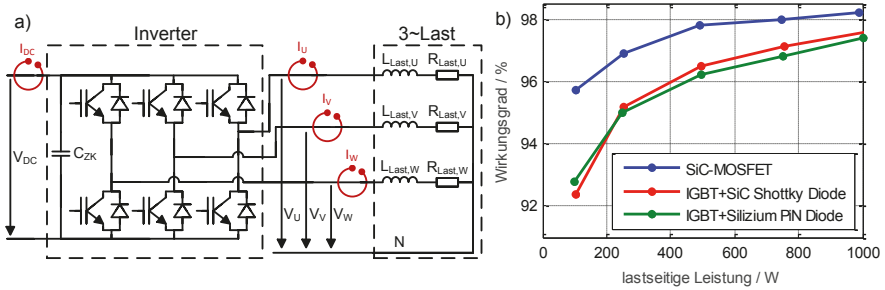


Bild 2 a) Versuchsaufbau zur Messung des Wirkungsgrads des Inverters.
b) Messergebnis des Wirkungsgrads der unterschiedlichen Varianten des Inverters.

Das Messergebnis der Wirkungsgradmessung für die unterschiedlichen Schaltertechnologien ist in Bild 2b) dargestellt. Der Wirkungsgrad des Inverters mit SiC-MOSFETs erzielt dabei in Abhängigkeit des Betriebspunkts einen um 2 bis 4% größeren Wirkungsgrad gegenüber den beiden Inverters mit Si-IGBTs. Wie in Kapitel 1 bereits erläutert, ist diese Differenz für geringe lastseitige Leistungen am größten. Der Wirkungsgrad der beiden IGBT-Inverter mit unterschiedlichen Freilaufdiode ist nahezu identisch. Dies deutet darauf hin, dass der Wirkungsgradgewinn beim Inverter mit SiC-MOSFETs hauptsächlich durch die geringeren Durchlassverluste erzielt wird und sich die Schaltverluste der unterschiedlichen Inverter wenig unterscheiden.

Werden SiC-MOSFETs als Leistungsschalter eingesetzt, liegt es nahe, die Systemparameter so anzupassen, dass das Potential der Schaltertechnologie optimal ausgenutzt wird. Wie in Kapitel 2 erläutert, bedeutet dies für die verwendeten SiC-MOSFETs eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung und eine Erhöhung der Schaltfrequenz des Inverters. Welchen Einfluss die Variation dieser beiden Systemparameter auf den Wirkungsgrad des Inverters hat, ist in Bild 3 dargestellt. Beide Messergebnisse zeigen, dass der Wirkungsgrad des Inverters sinkt, wenn die Zwischenkreisspannung oder die Schaltfrequenz erhöht wird. Dies liegt daran, dass in diesem Fall die Schaltverluste ansteigen. Im Fall der erhöhten Taktfrequenz bleibt die Verlustenergie eines Schaltvorgangs gleich, jedoch wird die Häufigkeit der Schaltvorgänge erhöht. Im Gegensatz dazu erhöht sich im Fall der größeren Zwischenkreisspannung die Verlustenergie der einzelnen Schaltvorgänge.

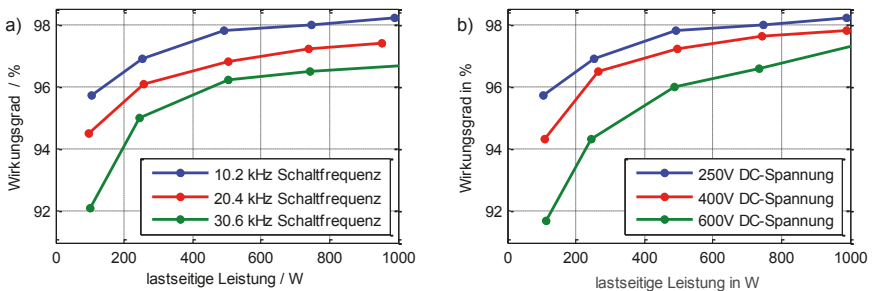


Bild 3 a) Wirkungsgrad des SiC-Inverters in Abhängigkeit der Schaltfrequenz bei 250 V.
b) Wirkungsgrad des SiC-Inverters in Abhängigkeit der DC-Spannung bei 10.2 kHz.

4. Messung der Störspannung an der Bordnetznachbildung

Um die leitungsgebundenen Störungen der Inverter zu untersuchen, wird der in Bild 4 dargestellte Testaufbau verwendet. Der Aufbau ist angelehnt an den in der CISPR 25 definierten Komponententest und besteht aus einer Bordnetznachbildung (BNN) (a), der Ansteuerung des Inverters (b), dem Inverter (c) und einer dreiphasigen induktiven Last (d). Es wird die gleiche Ansteuerung des Inverters wie bei der Wirkungsgradmessung verwendet. Während des Betriebs des Inverters wird dann die Störspannung an der Bordnetznachbildung mit dem Messempfänger gemessen. Soweit nicht anders angegeben, beträgt die DC-Spannung $V_{DC} = 250\text{ V}$ und die Taktfrequenz des Inverters $f_{PWM} = 10.2\text{ kHz}$. Im Messempfänger wird mit einer internen Filterbandbreite (IFBW) von $f_{IFBW} = 9\text{ kHz}$ für 1 ms pro Frequenzpunkt mit dem Mittelwertdetektor gemessen.

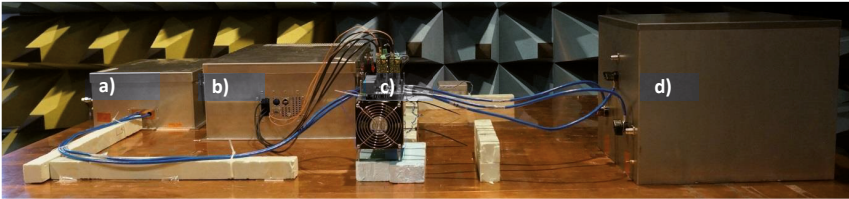


Bild 4 Versuchsaufbau angelehnt an den in der CISPR 25 definierten Komponententest zur Messung der Störspannung des Inverters an der Bordnetznachbildung.

Wie in Bild 5a) dargestellt, unterscheiden sich die gemessenen Störspannungen an der BNN für die unterschiedlichen Invertervarianten unterhalb von $f = 70\text{ MHz}$ nicht. Oberhalb 70 MHz ergeben sich Unterschiede in den Pegeln der Störspannung wobei die Position der auftretenden Resonanzfrequenzen ähnlich bleibt. Aus diesem Grund wird für die folgenden Abbildungen nur der Frequenzbereich von 10 bis 110 MHz dargestellt. Die Veränderung der DC-Spannung zeigt einen deutlich stärkeren Einfluss auf die Störspannung als die Invertervariante, siehe Bild 5b). Für einen breiten Frequenzbereich führt eine Verdopplung der DC-Spannung zu einer Erhöhung der Störspannung um 6 dB. Lediglich im Frequenzbereich von 30 bis 60 MHz hat die Erhöhung der DC-Spannung kaum Einfluss auf die Störspannung. Dieses Phänomen wird in den folgenden Kapiteln anhand der Messung der Schalterspannung im Zeit- und Frequenzbereich näher beleuchtet.

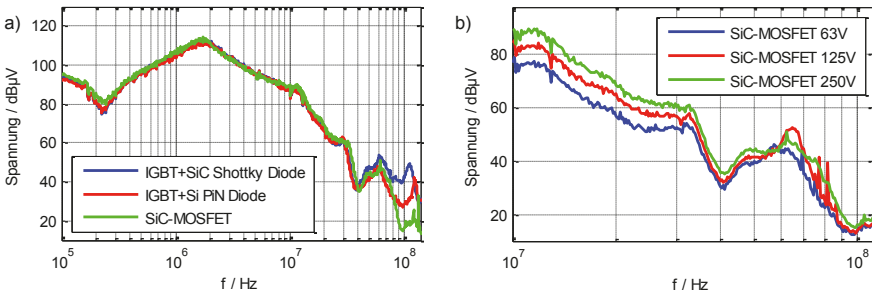


Bild 5 a) Messergebnis der Bordnetzspannung an HV^+ in Abhängigkeit der Invertervariante.
b) Messergebnis der Bordnetzspannung an HV^+ bei Variation der DC-Spannung.

Wird an Stelle der DC-Spannung die Schaltfrequenz des Inverters verändert, hat die Einstellung des Messempfängers einen großen Einfluss auf das Messergebnis. Bild 6 zeigt die gemessene Störspannung, wenn die Taktfrequenz verdoppelt bzw. verdreifacht wird. Da sowohl die Wahl des Detektors als auch die Wahl der Filterbandbreite das Messergebnis beeinflusst, wird die Filterbandbreite beim Wechsel zwischen dem CISPR Band B und C (bei 30 MHz) von 9 kHz auf 120 kHz erhöht und sowohl mit dem Mittelwertdetektor (Bild 6a) als auch dem Spitzenwertdetektor (Bild 6b) gemessen.

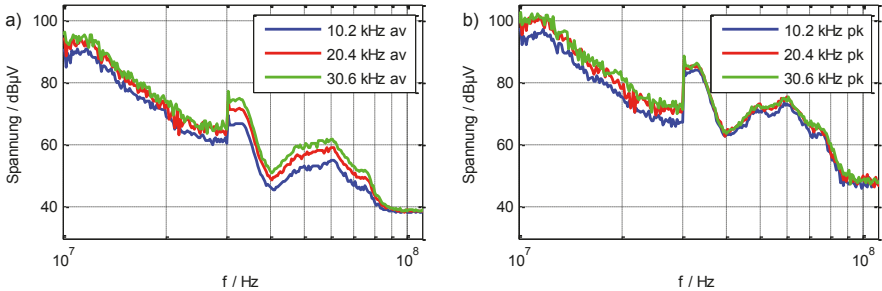


Bild 6 Störspannung des SiC-Inverters an der BNN in Abhängigkeit der Taktfrequenz bei Verwendung des Mittelwertdetektors (a) und des Spitzenwertdetektors (b).

Die Messergebnisse aus Bild 6 zeigen, dass bei Wahl des Mittelwertdetektors eine Verdopplung der Schaltfrequenz eine Erhöhung der Störspannung um 6 dB im gesamten Frequenzbereich zur Folge hat. Beim Spitzenwertdetektor erhöht sich dagegen die Störspannung bei größerer Taktfrequenz nur, wenn die Taktfrequenz größer als die IFBW ist [3]. Für das CISPR Band C bei Messung mit diesem Detektor spielt eine Veränderung der Taktfrequenz daher keine Rolle.

5. Schalterspannung im Zeitbereich

Im Folgenden wird untersucht, welche Ursache die unterschiedlichen Pegel der Störemissionsmessung bei den unterschiedlichen Invertersvarianten und bei Veränderung der Systemparameter auslöst. Nach Messung der Gleichtakt- und Gegentaktströme auf den Batterieleitungen konnte festgestellt werden, dass die Gleichtaktströme im gesamten Frequenzbereich überwiegen. Daher wird die steigende

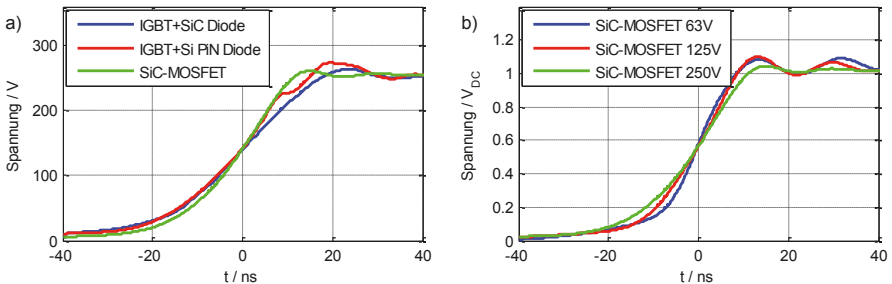


Bild 7 Durchschnittliche steigende Spannungsflanken über dem Low-Side Schalter bei unterschiedlichen Schaltertechnologien (a) und unterschiedlichen DC-Spannungen (b).

und die fallende Spannungsflanke zwischen den einzelnen Abgängen zur Last und HV als einzige Quelle der Störemission angesehen und im Zeit- sowie im Frequenzbereich analysiert. Bild 7 zeigt dazu die Messung der steigenden Spannungsflanke über einem der drei Low-Side Schalter während des Betriebs des Inverters. Durch den sinusförmigen Laststrom verändern sich der Betrag und das Vorzeichen des zu schaltenden Stroms mit der Zeit. Abhängig vom Zeitpunkt des Schaltvorgangs ändert sich daher auch die steigende Spannungsflanke über dem Low-Side Schalter. Aus diesem Grund ist in Bild 7a) der über 10000 Flanken gemittelte Verlauf der Spannung dargestellt, wobei der Trigger stets auf die Hälfte der DC-Spannung eingestellt ist. Betrachtet man die Spannungsflanke zwischen den unterschiedlichen Invertervarianten, so kann festgestellt werden, dass die Anstiegszeit nahezu gleich lang ist und sich lediglich die Frequenzen der Einschwingvorgänge nach dem Einschalten unterscheiden. Dies lässt sich durch die Verwendung gleich großer Gatevorwiderstände und einer vergleichbar großen Gatekapazität der verwendeten Schalter begründen. Als Hauptursache für den Einschwingvorgang nach dem Schaltvorgang wird angenommen, dass hier die Induktivität im Kommutierungskreis mit der Sperrschichtkapazität der gegenüberliegenden Freilaufdiode oszilliert. Diese Kapazität verkleinert sich, wenn die Spannung über der Diode vergrößert wird. Betrachtet man Bild 7b), so bestätigt sich diese Annahme, da die Frequenz der Schwingung mit der angelegten Gleichspannung steigt.

6. Schalterspannung im Frequenzbereich

Im Folgenden wird untersucht wie sich diese Unterschiede im Frequenzbereich auswirken. Dazu wäre es naheliegend, die im Zeitbereich gemessenen Daten in den Frequenzbereich zu transformieren. Die Amplitude der Schalterspannung bei 100 MHz beträgt jedoch deutlich weniger als 1 mV bei einem Maximalpegel von bis zu 300 V. Das gemessene Signal liegt daher bei dem verwendeten Oszilloskop ab 30 MHz unterhalb des Rauschlevels. Aus diesem Grund wird der in Bild 8a) abgebildete Tastkopf in Verbindung mit einem batteriebetriebenen Messem Empfänger verwendet.

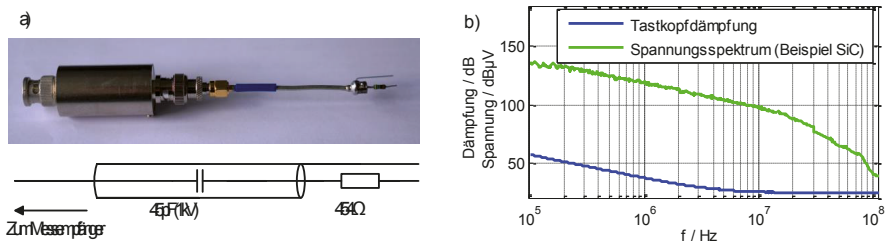


Bild 8 a) Foto und Ersatzschaltbild des verwendeten Tastkopfs.

b) Beispielspektrum der Schalterspannung & Tastkopfdämpfung bei Abschluss mit $50\ \Omega$.

Bei Abschluss des Tastkopfs mit der $50\ \Omega$ Eingangsimpedanz des Messem Empfängers begrenzt das Hochpassverhalten des Tastkopfs den Pegel der Schaltflanke, sodass der maximale Eingangspegel des Messem Empfängers nicht überschritten wird. Bei Betrachtung des Frequenzbereichs zwischen 100 kHz und 110 MHz zeigt das Beispielspektrum in Bild 8b), dass der Pegel der Schalterspannung zwischen 135 und 35 dB μ V variiert. Der größere Dynamikbereich des Messem Empfängers verglichen mit einem Oszilloskop bringt hier zusätzliche Vorteile. Nachteil des Tastkopfs ist die im

Vergleich zum Oszilloskop deutlich geringere Eingangsimpedanz von 504Ω ab 10 MHz. Um Messfehler durch die Messmethode abzuschätzen, wird mittels einer zweiten Messung mit einem Tastkopf mit 254Ω Eingangsimpedanz die Impedanz der Quelle ermittelt. Diese ist für den untersuchten Inverter im gesamten Frequenzbereich um mindestens Faktor 10 kleiner als die Tastkopimpedanz. Der Messfehler durch die Belastung der Quelle mit dem Tastkopf ist daher kleiner als 1 dB.

Analog zu Bild 7 zeigt Bild 9 die Spannung über dem Low-Side Schalter gemessen im Frequenzbereich mit der vorgestellten Messmethode.

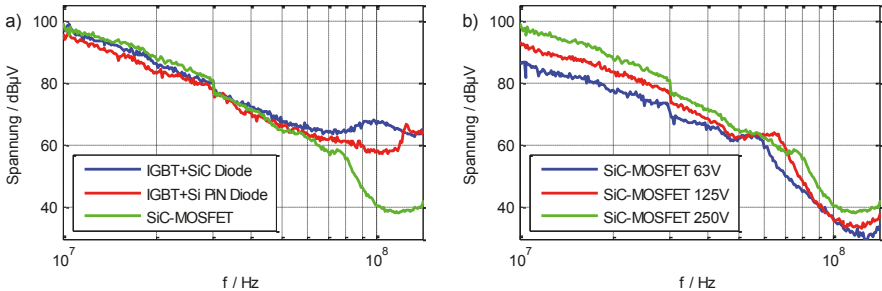


Bild 9 Spannungen über dem Low-Side Schalter bei unterschiedlichen Schaltertechnologien (a) und unterschiedlichen DC-Spannungen (b) während des Betriebs des Inverters.

Bild 9a) zeigt, dass sich die Spektren der Spannung über dem Low-Side Schalter bei den drei untersuchten Invertervarianten erst ab 70 MHz markant unterscheiden. Die in der Zeitbereichsmessung erkennbare überlagerte Schwingung lässt sich hier wiederfinden. Je nach Schaltertyp tritt im Spektrum oberhalb von 70 MHz eine Resonanz auf, die mit der Frequenz dieser Schwingung übereinstimmt. Die Güte und Frequenz dieser Resonanz ist dabei abhängig von der Variante des Inverters. Auffällig ist, dass der Pegel des Spannungsspektrums bei den beiden IGBT-Inverters nach dieser Resonanzstelle kaum abfällt, dagegen beim SiC-Inverter sehr stark. Eine Erklärung dafür liefert die Untersuchung in [4]. Hier wird gezeigt, dass eine Schwingung die der Spannungsflanke überlagert ist, das Spannungsspektrum auch oberhalb der Frequenz dieser Schwingung erhöht. Bei Betrachtung der Zeitbereichsmessung aus Bild 7a) ist deutlich erkennbar, dass die Spannungsflanke der beiden IGBT-Inverters eine stark ausgeprägte überlagerte Schwingung aufweist. Die Spannungsflanke des SiC-Inverters weist dagegen eine deutlich schwächere Oszillation auf. Aus welchem Grund diese überlagerte Schwingung beim Inverter mit SiC-MOSFETs geringer ausfällt, wird in zukünftigen Untersuchungen betrachtet.

Wird die Gleichspannung erhöht, zeigt Bild 9b), dass diese Resonanzstelle in Richtung höhere Frequenzen verschoben wird. Dies stimmt mit den Ergebnissen aus Kapitel 5 überein. Die Verschiebung beeinflusst dabei den Verlauf des Spektrums vor und nach der Resonanzstelle. Dabei erhöht sich der Pegel des Spannungsspektrums im Bereich von 30 bis 60 MHz kaum, wenn die Batteriespannung erhöht wird.

7. Zusammenfassung und Ausblick

Dieser Beitrag untersucht den Einfluss der Leistungsschalter und Freilaufdioden eines Traktionsinverters auf dessen Wirkungsgrad und dessen leitungsgebundenen Störemissionen. Dazu werden zwei Inverter basierend auf Si-IGBTs mit

unterschiedlichen Freilaufdioden und ein Inverter basierend auf SiC-MOSFETs gegenübergestellt. Die Messergebnisse zeigen einen um ca. 2 bis 4% erhöhten Wirkungsgrad des SiC-Inverters verglichen mit den IGBT-Invertern, wobei der Wirkungsgradgewinn im Teillastbetrieb am größten ist. Zur Charakterisierung der leitungsgebundenen Störemissionen wird die Störspannung an der BNN während des Betriebs der Inverter gemessen. Im verwendeten Aufbau ist das Spektrum dieser Störspannung ausschließlich von der Gleichtaktstörung des Inverters geprägt und unterscheidet sich bei den unterschiedlichen Varianten des Inverters nur für Frequenzen oberhalb 70 MHz. Der Inverter mit SiC-MOSFETs zeigt für diesen Frequenzbereich einen geringeren Störpegel als die beiden IGBT-Inverter. Als einzige Quelle der Gleichtaktstörung wird die steigende und fallende Spannungsflanke zwischen den Anschlüssen der Last und HV⁺ angenommen. Mittels Messungen dieser Spannung im Zeit- und Frequenzbereich werden die Unterschiede der Störspannung an der BNN für die unterschiedlichen Varianten der Inverter erläutert. Hauptunterschied ist dabei eine der Spannungsflanke überlagerte Schwingung. Diese ist beim Inverter mit SiC-MOSFETs deutlich schwächer ausgeprägt als bei den IGBT-Invertern, was als Grund für die unterschiedlichen Spannungspegel ab 70 MHz identifiziert wird.

Neben dem Einfluss der Leistungsschalter und Freilaufdioden werden ebenfalls die Auswirkungen von Systemänderungen untersucht. Es wird angenommen, dass Inverter mit SiC-MOSFETs mit einer erhöhten Batteriespannung und einer erhöhten Taktfrequenz betrieben werden. Die Verdopplung dieser Systemgrößen führt dabei jeweils zu einer Erhöhung von 6 dB der Störspannung an der BNN in einem breiten Frequenzbereich. Der Einfluss dieser Systemänderungen ist damit im betrachteten Frequenzbereich deutlich größer als der Einfluss der Leistungsschalter oder der Freilaufdioden.

Da die Störspannung an der BNN in diesem Aufbau ausschließlich vom Gleichtaktstrom auf den Batterieleitungen geprägt ist, wurde die Gegentaktstörung nicht untersucht. Erste Messergebnisse zeigen jedoch, dass der Einfluss der Leistungsschalter hier deutlich größer ist. Zukünftig soll die Untersuchung daher um diesen Bereich erweitert werden. Zudem sind Messungen der gestrahlten Störemissionen bis 200 MHz geplant, da dieser Beitrag gezeigt hat, dass die verwendeten Leistungsschalter und Freilaufdioden das Störspektrum lediglich oberhalb von 70 MHz beeinflussen.

8. Literaturverzeichnis

- [1] X. Gong, J. A. Ferreira, "Comparison and Reduction of Conducted EMI in SiC JFET and Si IGBT-Based Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No.4, April 2014
- [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] C. Keller, „Schnelle EMV-Emissionsmessung im Zeitbereich“, Dissertation, Shaker 2004
- [4] A. Domurat-Linde, K. D. Lang, E. Hoene, "Influence of IGBT-module switching characteristics to radio frequency noise", International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), 2012