

Einsatz von diskreten SiC-Halbleitern in Drehstromwechselrichtern für ein Rennfahrzeug

Huber, Thomas; Kleimaier, Alexander

Hochschule Landshut

Kurzfassung

Für ein Formula Student Rennfahrzeug mit elektrischem Einzelradantrieb wird ein Traktionswechselrichter entwickelt. Dazu wurden diskrete Leistungshalbleiter hinsichtlich Schaltverhalten und Verlusten untersucht und miteinander verglichen. Analysiert wurden ein schnellschaltender IGBT, eine Kaskode mit SiC-JFET und ein SiC-Mosfet. Es erfolgte eine Analyse des Schaltverhaltens und der Verluste. Der SiC-Mosfet lieferte die besten Ergebnisse, daher wurde der Wechselrichter auf Basis dieser Bauelemente weiterentwickelt. Es werden anschließend erste Tests für Drehstrombetrieb vorgestellt.

1. Einführung

Für ein Rennfahrzeug der Formula Student Electric Serie [1] soll ein kompakter Wechselrichter mit einer Zwischenkreisspannung von 450V bis 600V DC und einem maximalen Ausgangsstrom von 40A RMS entwickelt werden. Da dieser in das Fahrzeug integriert werden soll, ist eine kompakte Bauweise und hohe Effizienz im Betrieb erforderlich. In der Elektromobilität werden vermehrt kompakte hochdrehende Elektromotoren mit geringer Stranginduktivität eingesetzt, wodurch hohe Taktfrequenzen nötig werden.

Daher war die Zielsetzung, schnellschaltende SiC-Halbleiter einzusetzen. Drei verschiedene aktuelle Leistungshalbleiter in TO-247-Gehäusen wurden hinsichtlich Verlusten und Schaltverhalten miteinander verglichen. Es handelt sich um einen schnellschaltenden Si-IGBT [2], eine SiC-Kaskode mit JFET [3] und einen SiC-Mosfet [4]. Die Möglichkeit der Realisierung eines niederinduktiven Aufbaus mit gehäuteten Bauelementen ist begrenzt. Immerhin ließen sich mit einer gegenüberliegenden Anordnung der Transistoren und entsprechend optimiertem Layout gute Ergebnisse im Hinblick auf Schaltüberspannungen erzielen. Zwischenkreiskondensatoren, Treiberschaltungen und Leistungshalbleiter wurden auf einer gemeinsamen Platine integriert. Um eine vergleichende Analyse des Schaltverhaltens durchführen zu können, wurden die zu untersuchenden Technologien auf der zum Versuchsträger umfunktionierten Wechselrichterplatine angebracht. Dabei wurden die drei Halbbrücken jeweils separat voneinander als Tiefsetzsteller betrieben und entsprechend mit den Transistorvarianten bestückt.

2. Schaltverhalten und Verluste im Vergleich

2.1. Schaltverhalten IGBT

Das Gate der IGBT-Halbbrücke wurde mit $U_{GE, \text{ein}} = 14,5\text{V}$ und $U_{GE, \text{aus}} = -9\text{V}$ angesteuert. Der externe Gatevorwiderstand beträgt $R_G = 10\Omega$. Die Schaltgeschwindigkeit des IKW40N120T2 liegt bei $t_{\text{fall}} = 150\text{ns}$ (highside IGBT ein) und $t_{\text{rise}} = 125\text{ns}$ (highside IGBT aus). Die Schaltüberspannung beträgt in etwa 110V.

Für den schnellschaltenden IGBT ergibt sich mit dem optimierten Platinendesign ein relativ gutes Schaltverhalten. Sowohl die vorliegende Schaltüberspannung als auch die Schaltgeschwindigkeit, welche bei IGBTs üblicherweise zwischen 200ns und 400ns liegt, sind für einen diskreten IGBT ein hervorragendes Ergebnis. Störende hochfrequente Oszillationen während des Ausschaltvorganges treten nicht auf.

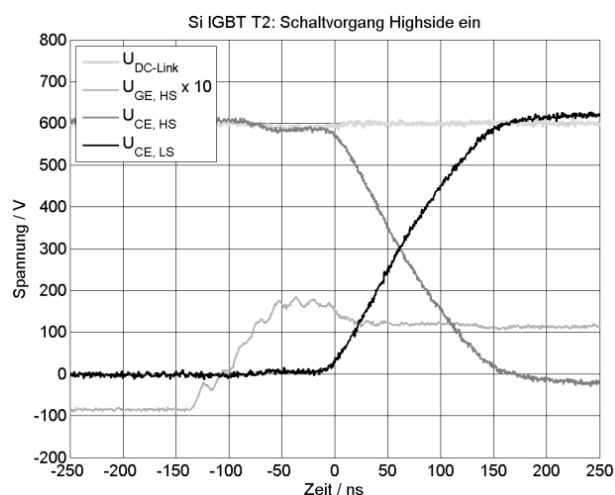


Abb. 1: Einschaltvorgang IGBT
 $U_{DC}=600\text{V}$, $I_C=40\text{A}$

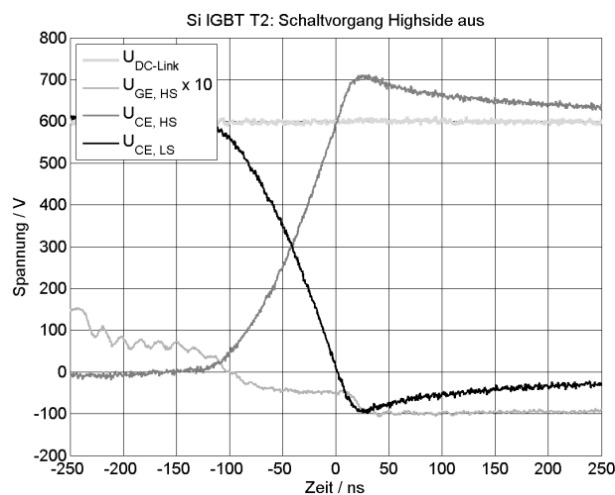


Abb. 2: Ausschaltvorgang IGBT
 $U_{DC}=600\text{V}$, $I_C=40\text{A}$

2.2. Schaltverhalten SiC-Kaskode

Die SiC-Kaskode, die aus einem Niedervolt Si-Mosfet und einem SiC-JFET in einem gemeinsamen TO-247 Gehäuse besteht, wurde mit $U_{GS, \text{ein}} = 14,5\text{V}$, $U_{GS, \text{aus}} = -9\text{V}$ und $R_G = 20\Omega$ betrieben. Die Schaltgeschwindigkeit ist hier sehr hoch. $t_{\text{fall}} = 30\text{ns}$ (highside Schalter ein) und $t_{\text{rise}} = 20\text{ns}$ (highside Schalter aus) sind schnell, was auch im Vergleich zum IGBT zu einer deutlich höheren Schaltüberspannung von etwa 210V führt. Im aktiven Rückwärtsbetrieb (Freilauf) besitzt die Kaskode ein ohmsches Verhalten.

Weiterhin treten hier hochfrequente Oszillationen von etwa 70MHz mit einer sehr großen Amplitude von bis zu 150V auf, was hinsichtlich EMV problematisch ist. Ausgelöst werden solche Oszillationen typischerweise durch die verbleibende Streuinduktivität des Kommutierungskreises und die Drain-Source-Kapazität des

JFETs, welche im Sperrzustand einen Schwingkreis bilden, der durch die steilen Schaltflanken angeregt wird. Die Aufbautechnik mit TO-Gehäusen stößt hier an Grenzen.

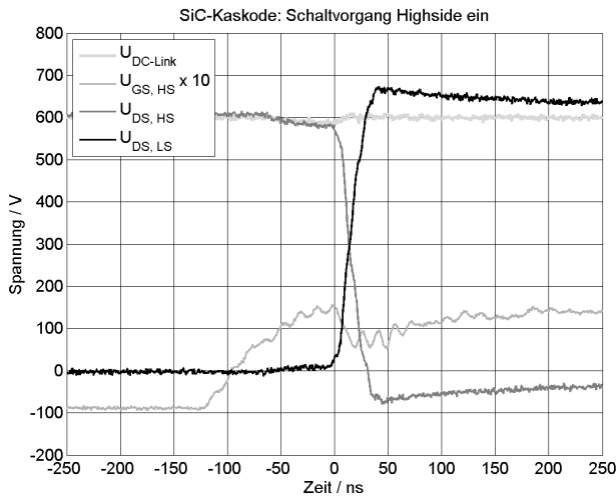


Abb. 3: Einschaltvorgang SiC-Kask. $U_{DC}=600V, I_D=40A$

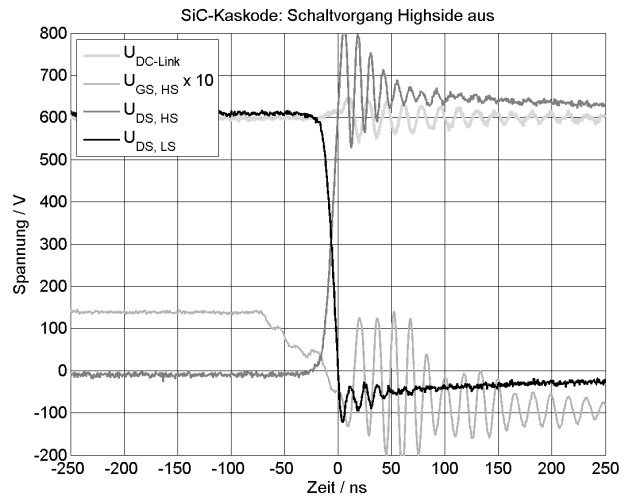


Abb. 4: Ausschaltvorgang SiC-Kask. $U_{DC}=600V, I_D=40A$

2.3. Schaltverhalten SiC-Mosfet

Die Schaltgeschwindigkeit der SiC-Mosfet Halbbrücke ist mit $t_{fall} = 30ns$ (highside SiC-Mosfet ein) und $t_{rise} = 30ns$ (highside SiC-Mosfet aus) vergleichbar schnell mit der der SiC-Kaskode. Die Schaltüberspannung beträgt hierbei 150V, welche deutlich niedriger als die 210V der Kaskode ist. Störende Oszillationen treten auch hier auf, diese sind mit etwa 40MHz aber etwas niederfrequenter und sind deutlich gedämpft, sodass sie eine verbesserte EMV bieten. Auch hier ergibt sich ein aktiver Rückwärtsbetrieb mit ohmschem Verhalten.

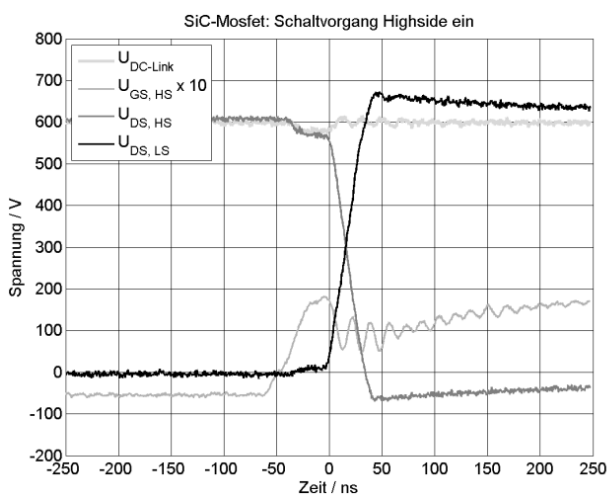


Abb. 5: Einschaltvorgang SiC-Mosfet $U_{DC}=600V, I_D=40A$

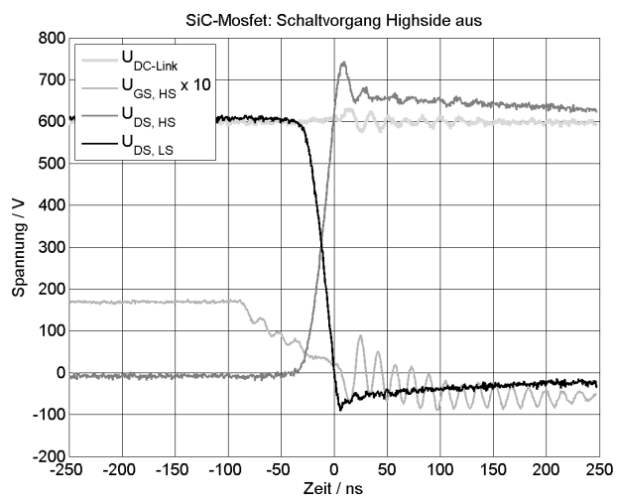


Abb. 6: Ausschaltvorgang SiC-Mosfet $U_{DC}=600V, I_D=40A$

Angesteuert wurde das Gate hier mit $U_{GS, \text{ein}} = 18,5\text{V}$ und $U_{GS, \text{aus}} = -5\text{V}$. Der Gatevorwiderstand beträgt $R_G = 10\Omega$. Die Versorgungsspannung wurde mit einer Z-Diode verschoben, weil das SiC-Bauelement eine höhere Gatespannung zum Einschalten benötigt.

2.4. Verluste im Vergleich

Neben dem Schaltverhalten spielt die Verlustleistung eines Leistungshalbleiters eine entscheidende Rolle bei der Auswahl der zu verwendenden Bauelemente. Hierzu wurden alle Halbbrücken separat im Tiefsetzbetrieb mit einem Ausgangsstrom von $I_{\text{out}} = 40\text{A}$ betrieben. Die Gesamtverluste wurden durch die aufgenommene DC-Leistung anhand der Mittelwerte im Zwischenkreis und der RMS Werte des Ausgangsstromes zusammen mit dem Lastwiderstandswert ermittelt, wobei das Temperaturverhalten korrigiert wurde. Auf diese Weise werden Probleme mit Leistungsanalytoren vermieden, bei denen im Zusammenhang mit steilen dU/dt -Flanken häufig Ungenauigkeiten zu erwarten sind.

Um die Schaltverluste zu bestimmen, erfolgten die Messungen bei jeweils 10kHz, 15kHz und 20kHz. Zusammen mit den Gesamtverlusten lassen sich damit auch die Durchlassverluste bestimmen. Alle Messungen wurden außerdem bei $U_{DC} = 300\text{V}$ und bei $U_{DC} = 600\text{V}$ durchgeführt, um zusätzlich eine Abhängigkeit der Schaltverluste von der Zwischenkreisspannung darzustellen.

Vor der Messung ließen sich bereits die zu erwartenden Ergebnisse aus den Datenblättern ermitteln. Diese sind umgerechnet auf R_G , I_C/I_D , U_{CE}/U_{DS} und T_J in Tab. 1 dargestellt.

$I_C, I_D=40\text{A}; T_J=100^\circ\text{C}$	Si-IGBT	SiC-JFET Kas-	SiC-Mosfet
	IKW40N120T2	UJC1206K	C2M0025120D
Durchlassspg. U_{CE}/U_{DS} (1.Quadrant)	2,1V	2,1V (*)	1,7V
Rückwärtsspg. U_{CE}/U_{DS} (3.Quadrant)	1,8V	2,05V (*)	1,5V
Aussteuergrad $U_{DC}=600\text{V}$	7,3%	7,3%	5,5%
Durchlassverluste der Halbbrücke bei 20kHz	72,9W	82,1W	60,4W
Schaltenergie bei $U_{DC}=600\text{V}$	6,6mJ	1,1mJ	1,26mJ
Gesamtverluste bei 20kHz und $U_{DC}=600\text{V}$	204,9W	104,1W	85,6W

Tab. 1: Datenblattwerte der drei Halbleiterschalter

(*) gemessene Werte anstelle Datenblattwerte verwendet

$I_{out}=40A$	Si-IGBT	SiC-JFET Kas-	SiC-Mosfet
	IKW40N120T2	UJC1206K	C2M0025120D
t_{fall}/t_{rise} (highside) bei $U_{DC}=600V$	150ns/125ns	30ns/20ns	30ns/30ns
Aussteuergrad 20kHz	7,3%	7,3%	5,5%
Durchlassverluste der Halbbrücke bei 20kHz	59,8W	76,9W	59W
Spezifische Schaltverluste bei $U_{DC}=300V$	4,26mJ	0,45mJ	0,46mJ
Spezifische Schaltverluste bei $U_{DC}=600V$	9,78mJ	1,23mJ	1,18mJ
Gesamtverluste bei 20kHz und $U_{DC}=600V$	255,5W	101,5W	82,7W

Tab. 2: Gemessene Werte

Das Durchlassverhalten der SiC-Kaskode stellte sich deutlich besser heraus als im Datenblatt angegeben. Daher wurde diese neu vermessen und diese Werte zur Berechnung verwendet. Mit dem vorhandenen Lastwiderstand und dem gewünschten Strom ergibt sich in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung und Schutzzeit ein Aussteuergrad von 5,5% bis 12,4%. Die gemessenen Werte sind in Tab. 2 aufgeführt.

Die Halbbrücken wurden somit überwiegend im Freilauf betrieben, wodurch die Durchlassverluste hauptsächlich durch die Rückwärtsspannung des Lowside-Schalters bestimmt werden. Die ermittelten Durchlassverluste enthalten die ESR-Verluste der Zwischenkreiskondensatoren, welche etwa 1W betragen.

Die gemessenen Werte stimmen gut mit den errechneten Werten überein. Abweichungen ergeben sich dadurch, dass die tatsächliche Junction-Temperatur während des Versuchs ungleich der angenommenen 100°C war.

Bei den spezifischen Schaltverlusten besteht ein nichtlinearer Zusammenhang zur Höhe der Zwischenkreisspannung. Das exponentielle Verhältnis K_V [5] beträgt hierbei $K_{V, IGBT} = 1,2$ und $K_{V, SiC-Kaskode} = K_{V, SiC-Mosfet} = 1,4$.

Es zeigt sich, dass der SiC-Mosfet in Bezug auf Schaltverhalten und Verlusten sowohl rechnerisch als auch messtechnisch die günstigsten Ergebnisse liefert.

2.5. EMV Problematik

Bei den Messungen ist ein Prototyp für eine Überwachung des AC-Anteils der Zwischenkreisspannung zum Einsatz gekommen. Hier wird mit einem Hochpassfilter und einer galvanischen Trennung durch einen Gatetreiber-Übertrager das

Signal aus dem HV-Kreis ausgekoppelt. Mithilfe dieses Systems soll eine Alternative zu einer V_{DS} -Überwachung etabliert werden.

Wie in Abb. 7 und Abb. 8 zu sehen ist, beeinflussen allerdings Gleichtaktstörungen den Messaufbau. Beim IGBT ist aufgrund der langsameren Schaltzeit von 150ns/125ns eine geringere Störung zu sehen. Beim SiC-Mosfet und der SiC-Kaskode mit einem fünfmal so schnellen Schaltvorgang sind die Störungen signifikant.

Das Kühlpad der TO-247 Gehäuse ist mit dem Drain- bzw. Kollektorpotenzial des Halbleiterschalters verbunden. Um eine ausreichende Wärmeabfuhr zu gewährleisten, dient eine 0,25mm dicke Wärmeleitfolie (Kerafol 86/82) als elektrische Isolierung zum Kühlkörper. Die entstehende parasitäre Kapazität von etwa 16pF führt zusammen mit den hohen Schaltflanken zu erheblichen Gleichtaktstörungen.

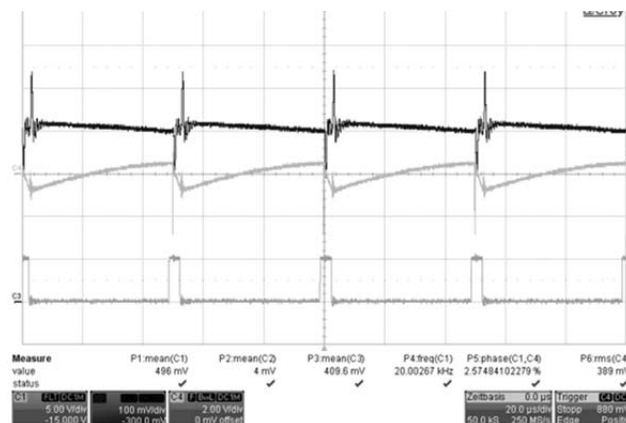


Abb. 7: I_{out} (grau) und dU_{DC}/dt (schw.)
IGBT

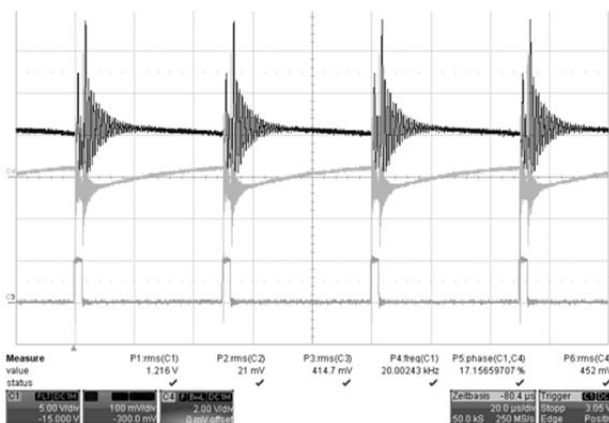


Abb. 8: I_{out} (grau) und dU_{DC}/dt (schw.)
SiC-Mosfet

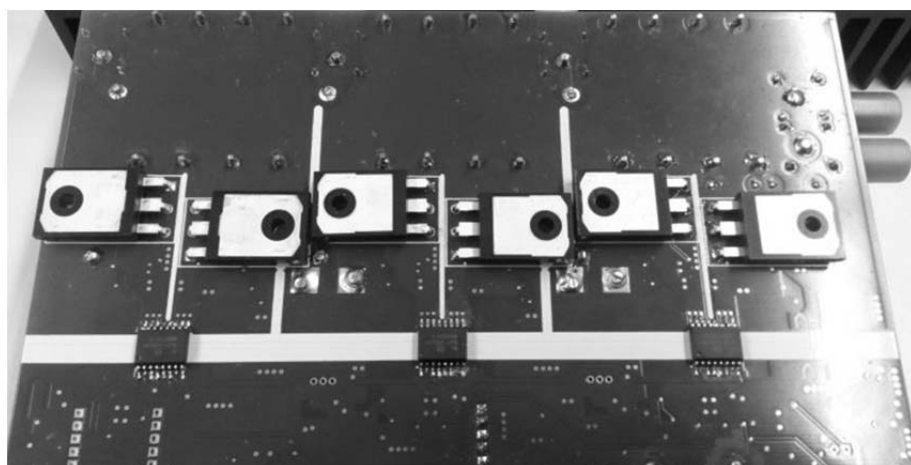


Abb. 9: Kühlpads der TO-247 auf der Wechselrichterrückseite

3. Drehstromwechselrichter

Aufgrund der Ergebnisse werden alle drei Halbbrücken mit SiC-Mosfets bestückt. Auf der Platine [6] befinden sich die interne Spannungsversorgung, Controller-schnittstellen und Schutzschaltungen wie Temperatur-, Über- und Unterstromabschaltung und Zwischenkreisüberwachung.

In einem ersten Schritt wurde der Umrichter an $U_{DC} = 600V$ mit U/f-Kennliniensteuerung an einer Asynchronmaschine getestet. Das Hochlaufen und der Betrieb der Maschine funktionieren problemlos. Der Wechselrichter kann stabil betrieben werden, allerdings mit hohem Störpegel im gesamten Versuchsaufbau.

In Abb. 11 und Abb. 12 werden die gemessenen drei Phasenströme und eine grundwellengefilterte Strangspannung am Motor dargestellt. Die Zeitablenkung beträgt in den Diagrammen 5ms/Div und 5A bzw. 100V/Div Vertikalauflösung. Der zur Strangspannung gehörende Stromverlauf ist die um 90° bzw. 60° nacheilende Stromkurve.

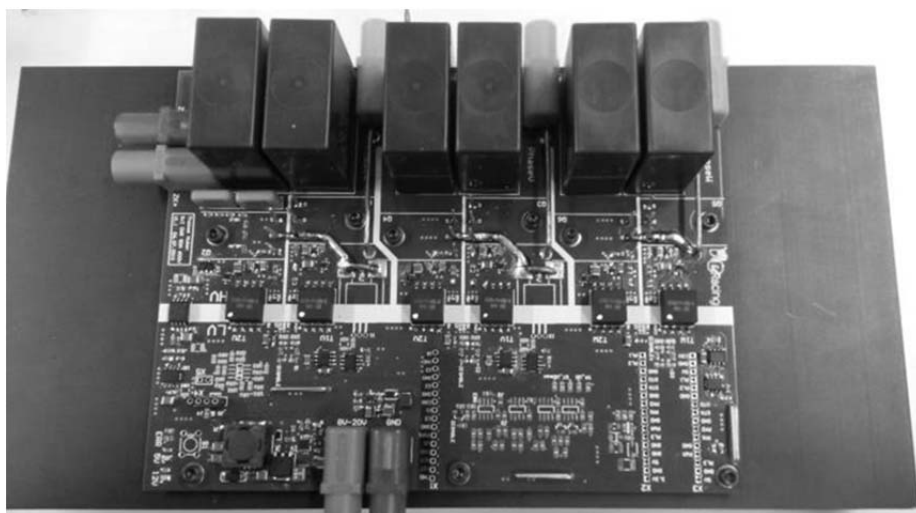


Abb. 10: Der Wechselrichter auf einem Kühlkörper montiert

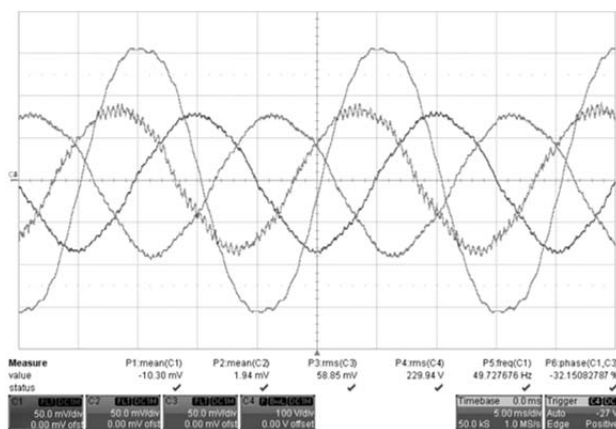


Abb. 11: Stromverlauf im Motorleerlauf

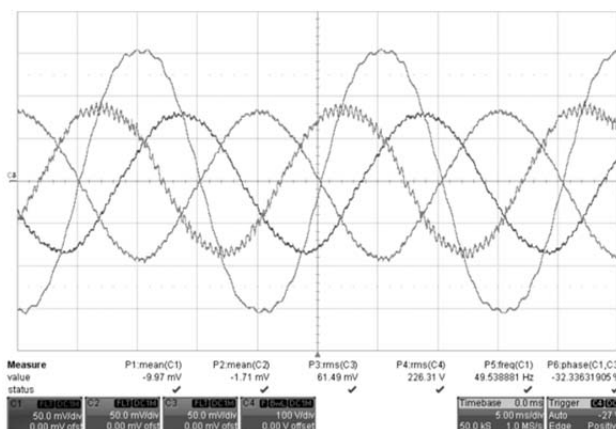


Abb. 12: Stromverlauf bei Belastung

Der Wechselrichter ist für Ausgangsströme von bis zu 40A RMS ausgelegt. Hier werden aufgrund begrenzter Ausgangsleistung des Zwischenkreisnetztes allerdings nur 1kW an Wellenleistung abgegeben.

4. Ausblick

Es werden weitere Tests mit Asynchronmaschinen folgen, um genauere Ergebnisse zum Drehstrombetrieb zu erhalten. Weiterhin soll die erwähnte Zwischenkreisüberwachung dauerhaft eingesetzt werden. Ohne einen speziellen Gatetreiber mit V_{DS} -Überwachung verwenden zu müssen, kann mit der Überwachung des dU_{DC}/dt -Gradienten ebenfalls ein Modulkurzschluss detektiert werden und zu einer zuverlässigen Abschaltung des Wechselrichters führen.

Weiterhin sollen die auftretenden Gleichtaktstörungen effektiv reduziert werden. Eine zu überprüfende Möglichkeit ist ein mit dem Zwischenkreis niederinduktiv verbundener Schirm zwischen TO-247 Gehäusen und Kühlkörper.

5. Fazit

Die SiC-Bauelemente (sowohl SiC-Mosfet als auch SiC-Kaskode) liefern ein exzellentes Schaltverhalten. Die Durchlassverluste des SiC-Mosfets liegen im Bereich derer des IGBTs. Die Kaskode ist hier etwas schlechter als die beiden. Bei den Schaltverlusten sind die SiC-Bauelemente erwartungsgemäß 8-mal besser als der IGBT. Es konnte gezeigt werden, dass der Wechselrichter stabil läuft und keine Probleme beim Betrieb auftreten. Allerdings stellen die hohen Schaltflanken eine große Herausforderung bzgl. EMV dar.

Literatur

- [1] SAE International: offizielles Regelwerk Formula Student, 2016 Formula SAE Rules. http://www.fsaeonline.com/content/2016_FSAE_Rules.pdf, 11.05.2015.
- [2] Infineon Technologies AG: Datenblatt IKW40N120T2, 2nd generation TrenchStop IGBT with soft, fast recovery antiparallel Emitter Controlled Diode. Rev. 2.4, September 2014.
- [3] United Silicon Carbide Inc.: Datenblatt UJC1206K, xJ series high-performance SiC JFET with a cascode optimized MOSFET (preliminary). 2015.
- [4] Cree Inc./Wolfspeed: Datenblatt C2M0025120D, Silicon Carbide N-Channel Enhancement Mode Power Mosfet. Rev. B, Oktober 2015.

- [5] Tursky, Werner; Reimann, Tobias; Wintrich, Arendt; Nicolai, Ulrich: Applikationshandbuch Leistungshalbleiter. SEMIKRON International GmbH, Nürnberg, 2010.
- [6] Huber, Thomas: Entwicklung eines kompakten Traktionswechselrichters mit Siliziumkarbid-MOSFETs für ein Elektrorennfahrzeug. Masterarbeit, Hochschule Landshut, 23.01.2015.

Kontakt

Thomas Huber, M.Eng.
Hochschule für angewandte Wissenschaften Landshut
Am Lurzenhof 1
84036 Landshut
E-Mail: thomas.huber@haw-landshut.de