

Gemeinsamer öffentlicher Schlussbericht

Ide³AL

*Innovationen für dynamische, energie-effiziente elektrische Antriebe
mit neuartiger Leistungselektronik in der Industrie & Fertigung*

Förderkennzeichen: **03ET1532 A-E**

Laufzeit: **01.01.2018 - 28.02.2022** (incl. Projektverlängerung)

Projektpartner Ide3AL:

03ET1532 A: Lenze SE (Koordinator)

03ET1532 B: Infineon Technologies AG

03ET1532 C: BLOCK Transformatoren Elektronik GmbH

03ET1532 D: Technische-Universität Braunschweig (IMAB)

03ET1532 D: Technische-Universität Braunschweig (IEMV)

03ET1532 E: Technische Hochschule Ostwestfalen-Lippe (IFE)

Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt bei den Autoren und Autorinnen.

Konsortialpartner



Block Transformatoren Elektronik GmbH

Max-Planck-Straße 36-46

27283 Verden



Technische Hochschule Ostwestfalen-Lippe

Future Energy – Institut für Energieforschung (IFE)

Campusallee 12

32657 Lemgo



Infineon Technologies AG

Am Campeon 1-12

85579 Neubiberg



Lenze SE

Hans-Lenze-Str. 1

31855 Aenzen



TU-Braunschweig

Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen
(IMAB)

Hans-Sommer-Straße 66, 38106 Braunschweig

und

Institut für Elektromagnetische Verträglichkeit (IEMV)

Schleinitzstraße 23, 38106 Braunschweig

Inhaltsverzeichnis

1	AUFGABENSTELLUNG	6
2	VORAUSSETZUNGEN	8
3	PLANUNG UND ABLAUF	9
4	WISSENSCHAFTLICHER UND TECHNISCHER STAND ZU PROJEKTBEGINN	12
4.1	ELEKTRISCHE ANTRIEBE	12
4.2	BAUTEILTECHNOLOGIE	14
5	ZUSAMMENARBEIT MIT ANDEREN STELLEN	16
6	ERZIELTE ERGEBNISSE	17
6.1	PROJEKTERGEBNIS	17
6.1.1	<i>Technologie</i>	17
6.1.2	<i>Energieeinsparung</i>	18
6.2	ERGEBNISSE DER FIRMA BLOCK	19
6.2.1	<i>Erste Drosselauslegungen</i>	20
6.2.2	<i>Messaufbau zur Bewertung der Erwärmung</i>	24
6.2.3	<i>Messung der Filter</i>	27
6.2.4	<i>Systembetrachtung</i>	31
6.3	ERGEBNISSE DER FIRMA LENZE	35
6.3.1	<i>Modularer Wechselrichter (MWR) als agile Forschungsplattform</i>	36
6.3.2	<i>SiC-Umrichter mit 4 kW Bemessungsleistung als Projektdemonstrator</i>	43
6.3.3	<i>Validierung des Projektdemonstrators im Realbetrieb</i>	46
6.4	ERGEBNISSE DER FIRMA INFINEON.....	57
6.4.1	<i>Bereitstellung des SiC MOSFET Leistungshalbleitermoduls „Ide3AL 1“</i>	58
6.4.2	<i>Lebensdauerbetrachtung</i>	62
6.4.3	<i>Simulationsmodelle zur Beschreibung des elektrischen und thermischen Verhaltens des SiC MOSFET Halbleitermoduls Ide3AL 1</i>	65
6.4.4	<i>Aufbau einer Doppelpulsplatine zur Charakterisierung der SiC MOSFET Schalteigenschaften und zur Kalibrierung der Simulationsmodelle</i>	67
6.4.5	<i>Erstellung und Kalibrierung eines Simulationsmodells für das SiC MOSFET Halbleitermodul in PLECS®</i>	71
6.4.6	<i>Multilagensubstratmodule</i>	74
6.5	ERGEBNISSE DES IEMV / TU BRAUNSCHWEIG	78
6.5.1	<i>Validierung der kontaktlosen In-situ-HF-Strom-Messtechnik</i>	79
6.5.2	<i>Entwicklung von HF-Stromzangen gemäß spezifischer Projektanforderungen</i>	88
6.5.3	<i>Erprobung und Bewertung der HF-Stromzangen in Realanwendungen</i>	96
6.6	ERGEBNISSE DES IMAB / TU BRAUNSCHWEIG	107
6.6.1	<i>Gesamtmodellsimulation</i>	108
6.6.2	<i>Filterberechnungstool und Design-Strategie für motorseitige Filter</i>	109
6.6.3	<i>Forschungsumrichterplattform</i>	112
6.7	ERGEBNISSE DES IFE / TH OSTWESTFALEN-LIPPE	118
6.7.1	<i>Applikations- und Systemanforderungen (AP1)</i>	119
6.7.2	<i>Gesamtkonzeption (AP2)</i>	119
6.7.3	<i>Entwicklung der Einzeltechnologien (AP3)</i>	122
6.7.4	<i>Umrichterkonstruktion und Gerätebau (AP4)</i>	128
6.7.5	<i>Evaluierung für Anwendungsszenarien und Transfer (AP5)</i>	138
7	RELEVANTE FORTSCHRITTE/ERGEBNISSE DRITTER	147
8	VERÖFFENTLICHUNG DER PROJEKTERGEBNISSE	150

Autoren und Autorinnen

Name	Institution
Martin Ehlich Hendrik Neemann Thorsten Hohnsbein Dr. Heiko Stichweh	Lenze
Dr. Ulrich Schwarzer Dr. Paul Sochor Dr. Jörg Thiele	Infineon
Dr. Dennis Kampen Sascha Langfermann Michael Owzareck	Block
Benjamin Jerwan Prof. Dr. Holger Borchering	iFE / TH OWL
Robert Rohn Lukas Radomsky Prof. Dr. Regine Mallwitz	IMAB / TU Braunschweig
Oliver Kerfin Prof. Dr. Achim Enders	IEMV / TU Braunschweig

Abkürzungsverzeichnis

ASM	Asynchronmaschine
AVT	Aufbau- und Verbindungstechnik
B6	Eine B6 Brückenschaltung besteht aus 6 Leistungshalbleitern. Jeweils 2 Leistungshalbleiter bilden eine Halbbrücke mit Phasenanschluss in der Mitte.
BDM	Basic Drive Module = Antriebsgrundmodul oder Wechselrichter (DE) bzw. Inverter (EN)
CDM	Complete Drive Module = Vollständiges Antriebsmodul oder Umrichter (DE) bzw. Converter (EN)
CM	Common Mode bzw. Gleichtaktstörungen
DM	Differenzial Mode bzw. Gegentaktstörung
EI-Kern	Rechteckkern aus gestapelten isolierten Blechen, abwechselnd angeordnet in E- und in I-Form
EMI	Electromagnetic Interference
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EMV-Klasse C2/C3	Grenzwerte des EMV-Störspektrums für leitungsgebundene und gestrahlte Störaussendung nach IEC 61800-3. C2: Grenzwerte für gemischte Wohn-, Geschäfts- und Industriebereiche C3: Grenzwerte für rein industrielle Umgebung
Evaluation Kit	Testumgebung, Systementwicklungspaket
FEMM	Finite Element Method Magnetics
IC	Integrated Circuit = Integrierter Schaltkreis
IE	International Efficiency - Effizienzklasse eines Motors, CDM oder PDS
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (Leistungstransistor)

IT-Betrieb	Netzform ohne niederohmige Verbindung zwischen aktiven Leitern und PE. Ein erster Erdfehler soll nicht zur Abschaltung der Stromversorgung führen. Andere Erdungsformen sind z.B. TN oder TT. In Lenze-Umrichtern wird der IT-Betrieb durch Entfernen von sogenannten IT-Schrauben realisiert, welche die Verbindung der Y-Kondensatoren zum (geerdeten) Gehäuse unterbrechen.
LC-Filter	LC-Filter werden mit Spulen und Kondensatoren aufgebaut. Sie sind Filter von mindestens 2. Ordnung
LISN	Line Impedance Stabilization Network = Netzwerk zur einheitlichen Nachbildung der Netzimpedanz bei leitungsgebundener EMV-Messung
MF	Mittelfrequenz (typisch 1 – 100 kHz)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MWR	Modul-Wechselrichter oder modularer Wechselrichter
PDS	Power Drive System = Antriebssystem (vom Netzanschluss bis zur Motorwelle)
PMSM	Permanentmagnet-erregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweiten-Modulation oder Pulsweiten-Modulator
Si	Silizium (engl. Silicon)
SiC	Siliziumcarbid oder Siliziumkarbid (engl. Silicon carbide)

1 Aufgabenstellung

Der vorliegende gemeinsame Schlussbericht der Konsortialpartner des Ide3AL-Projektes beinhaltet alle vom Projektträger vorgegebenen fachlichen Inhalte.

Die Ergebnisse jedes einzelnen Partners finden sich in den Kapiteln 6.2 bis 6.7.

Im Projekt wurde eine neue Umrichter-Technologie (Abbildung 1) erforscht, bei der eine sinusförmige Motorspannung ausgegeben wird und dadurch im Antriebssystem weniger Verluste entstehen als bei geregelten Antrieben nach dem Stand der Technik.

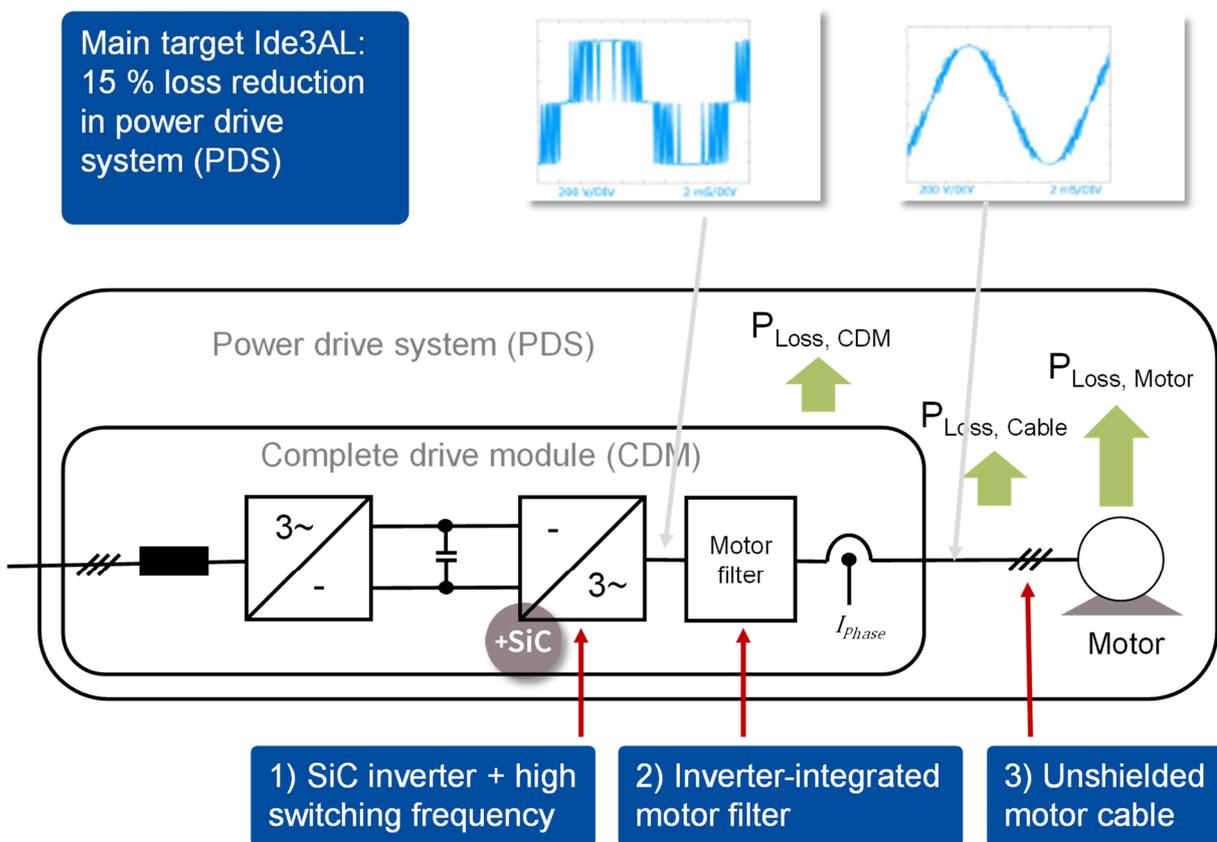


Abbildung 1: Ziele und Aufgaben im Projekt Ide3AL

Die Forschungsaufgabe besteht darin, ein schnell schaltendes Leistungshalbleiter-Modul (mit Silizium-Carbid-Technologie) einzusetzen und damit die Schaltfrequenz im Wechselrichter auf Werte zwischen 64 kHz und 128 kHz zu erhöhen. Bei dieser hohen Schaltfrequenz gilt es, ein passendes allpoliges Sinusfilter zu entwickeln und hinsichtlich seiner Baugröße so weit zu minimieren, dass es in den Umrichter integriert werden kann und demzufolge der Motorstrom hinter dem Ausgangsfilter erfasst werden kann.

Die exakte Kenntnis des Motorstroms (ohne die Anteile eines evtl. vorhandenen Motorfilters) ist eine Voraussetzung für die feldorientierte Regelung von Drehfeldmaschinen.

Aufgrund der sinusförmigen Ausgangsspannung werden kapazitive Umladevorgänge vermieden, was die Effizienz verbessert und Freiheitsgrade hinsichtlich der Motorleitung eröffnet. Es können ungeschirmte Motorleitungen eingesetzt werden, die leichter, flexibler und kostengünstiger sind sowie einen deutlich geringeren Montageaufwand an allen Anschluss- und Trennstellen verursachen. Außerdem können Leitungslängen größer 200 m problemlos realisiert werden, während im Stand der Technik die maximal zulässige Motorleitungslänge (ohne externes Sinusfilter) in der Regel auf 50 - 100 m begrenzt ist.

Im Projekt sollte an unterschiedlichen Teildemonstratoren und passender Messtechnik nachgewiesen werden, dass die skizzierte Technologie funktioniert und zukunftsfähig dahingehend ist, dass sie den CO₂-Footprint elektrischer Antriebssysteme signifikant verbessert.

2 Voraussetzungen

Eine wesentliche Bedingung für das Projekt war die Verfügbarkeit der Silizium-Carbid-Technologie im Leistungsbereich eines 4 kW Industrie-Umrichters. Durch die frühzeitige Bereitstellung eines SiC-Moduls durch den Projektpartner Infineon konnten alle Entwicklungs- und Forschungsaufgaben, die mit der Ansteuerung, Überwachung, Regelung, Entwärmung und Funkentstörung dieser Technologie einhergehen, in den ersten Projektphasen begonnen werden.

Bezogen auf mögliche Einsatzfälle war die Integration der Firma Fricke Dosing & Filling Systems GmbH eine wesentliche Voraussetzung. So konnten sowohl die technischen als auch alle anwendungsspezifischen Anforderungen ermittelt und die Entwicklung des SiC-Umrichters auf eine Referenzapplikation hin ausgerichtet werden.

Ein weiterer relevanter Aspekt ist natürlich die Kompetenz der im Konsortium vertretenen Projektpartner, ohne die eine solch komplexe Forschungsaufgabe nicht mit diesem positiven Ergebnis möglich gewesen wäre. Das bezieht sich zum einen auf den hervorragenden Austausch in allen technischen Fragen und Problemstellungen, aber auch darauf, dass die gesamte Wertschöpfungskette von der Modulentwicklung, Bauteilwahl, Verlustmodellierung, Schaltungssimulation, Gerätekonstruktion bis zur EMV-Messtechnik durch die Projektpartner abgebildet werden konnte.

Dabei wurde eine agile und iterative Entwicklungsmethodik auf Basis eines Modul-Wechselrichters angewendet, die sich als notwendig im Sinne des Projektziels herausgestellt hat. Ohne die kurzen Iterationsschleifen wäre es nicht möglich gewesen, einen stabilen und robusten Betrieb der Projektdemonstratoren sicherzustellen.

Eine grundlegende Voraussetzung ist die Förderung dieses Verbundvorhabens durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK). Ohne die bereitgestellten Mittel hätte keiner der Projektpartner diese hoch-risikoreichen Forschungs- und Entwicklungsarbeiten aufnehmen können.

3 Planung und Ablauf

Für ein effektives Erreichen der Projektziele unter Zusammenarbeit aller Projektpartner wurde eine Projektinfrastruktur aufgesetzt. Diese Infrastruktur bestand aus den halbjährlichen Konsortialtreffen und einem 14-tägigem Webmeeting aller Partner.

Spezifische fachliche Diskussionen zwischen einzelnen Partnern wurden außerhalb der Gemeinschaftsmeetings per Telefon, E-Mail oder in Arbeitstreffen abgehandelt.

Eine gemeinsame Daten-Austausch-Plattform wurde seitens des Projektpartners Infineon in Form des iShare-Portals zur Verfügung gestellt.

Im Projektverlauf wurde eine Mitarbeiterliste geführt, in der für jeden Beteiligten Name, Adresse, E-Mail, Telefon und Funktion im Projekt benannt sind.

Für die regelmäßigen Webmeetings sowie alle Online-Treffen während der Corona-Pandemie wurden die Tools „Skype for Business“ und später „Microsoft Teams“ genutzt. In den Webmeetings wurden projektspezifische Aufgaben besprochen und die Bearbeitung abgestimmt. Teilnehmer waren zumindest die Projektleiter jedes Partners. Es wurden zudem Themen zum Projektcontrolling (Termine, Arbeitsfortschritt, Ergebnisse etc.) behandelt. Bei technischen Fragestellungen wurde nicht die Lösung diskutiert, sondern die Aufgabe formuliert und delegiert. Es wurde ein fortlaufendes Protokoll über Inhalte und Beschlüsse der Webmeetings geführt.

Bei den Konsortialtreffen haben die einzelnen Projektpartner den Stand ihrer Arbeiten sowie bereits erzielte Projektergebnisse vorgestellt. Die Präsentationen wurden diskutiert und ein geeignetes weiteres Vorgehen auf Basis der bisher erzielten Ergebnisse abgestimmt.

Tabelle 1 zeigt den Projektplan mit allen Arbeitspaketen, dem geplanten Arbeitsaufwand der jeweils beteiligten Partner sowie dem vollständigen Fertigstellungsgrad zum Projektende.

Tabelle 1: Projektplan Ide3AL

Arbeitspakete (AP)	1. Jahr				2. Jahr				3. Jahr				PM	Infineon	Lenze	Block	IMAB	IMEV	LLA
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV							
1 Applikations- und Systemanforderungen	■	■											322	72	78	40	54	18	60
1.1 Anforderungen an das Systemverhalten aus Applikationsicht aufnehmen	■	■											19	3	6	4	2	1	3
1.2 Anforderungskatalog Umrichter mit integriertem Ausgangs-Filter erstellen	■	■											16	3	4	4	2	1	2
2 Gesamtsystemkonzeption		■	■	■	■	■	■	■					63	12	14	8	14	3	12
2.1 Systemauslegung		■	■	■	■	■	■	■					9		2		6		1
2.2 Aufbaukonzept SiC-Leistungsmodul und Halbleiteransteuerung erstellen		■	■	■	■	■	■	■					10	9			1		
2.3 Konzept für den Umrichter mit schirmlosen Motorkabel entwerfen		■	■	■	■	■	■	■					13	3	3	2	2		3
2.4 Konzept Stromsensorik, Pulserzeugung und Regelung erarbeiten		■	■	■	■	■	■	■					10		3		1		6
2.5 Konzept Ausgangs-Filter entwickeln		■	■	■	■	■	■	■					12		2	6	2	2	
2.6 Konzept Umrichterkonstruktion festlegen		■	■	■	■	■	■	■					9		4		2	1	2
3 Entwicklung der Einzeltechnologien		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	108	40	16	11	20	4	17
3.1 Design und Umsetzung SiC- Leistungsmodul		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	41	40			1		
3.2 Forschungsplattformen für Einzeltechnologieuntersuchung		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	19		3		12		4
3.3 Bauteilentwicklung Ausgangs-Filter		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	15			11	1	3	
3.4 Entwicklung Software für Sensorauswertung, PWM und Regelungstechnik auf HIL-Plattform		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	18		4		2		12
3.5 Schirmlose Kabel- und Anschlusstechnik		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	5		5				
3.6 Analyse des Systemsverhaltens einschließlich EMV-Verhalten		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	10		4		4	1	1

Arbeitspakete (AP)	1. Jahr				2. Jahr				3. Jahr				PM	Infineon	Lenze	Block	IMAB	IMEV	LLA
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV							
1 Applikations- und Systemanforderungen	■	■											313	72	76	40	48	18	59
2 Gesamtsystemkonzeption		■	■	■	■	■	■	■					54	12	12	8	8	3	11
3 Entwicklung der Einzeltechnologien		■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	108	40	16	11	20	4	17
4 Umrichterkonstruktion und Gerätebau						■	■	■	■	■	■	■	73	6	23	8	7	7	22
4.1 Mechanische Konstruktion						■	■	■	■	■	■	■	4		4				
4.2 Elektrische Konstruktion Elektronik-baugruppen und integrierte EMV-Filter						■	■	■	■	■	■	■	19		5	6	4	2	2
4.3 Aufbau der Umrichteremonstratoren						■	■	■	■	■	■	■	10		4				6
4.4 Implementierung und Test Software						■	■	■	■	■	■	■	12		4				8
4.5 Inbetriebnahme und Test						■	■	■	■	■	■	■	28	6	6	2	3	5	6
5 Evaluierung für Anwendungsszenarien									■	■	■	■	59	11	19	9	11	3	6
5.1 Aufbau und Inbetriebnahme in der Anwendung									■	■	■	■	12		6	6			
5.2 Erprobung und Validierung des Gesamtsystems in Testanlagen									■	■	■	■	9		5	2		1	1
5.3 Untersuchung Regelperformance und Effizienzsteigerung									■	■	■	■	7		4				3
5.4 Validierung EMV									■	■	■	■	8				7	1	
5.5 Zusammenfassung der Ergebnisse, Schlussfolgerung									■	■	■	■	23	11	4	1	4	1	2
													Summe	313					

■ Fertiggestellt ■ Aktives Arbeitspaket

Allerdings ist festzuhalten, dass die Arbeiten wegen technischer Herausforderungen, notwendiger Iterationen und Optimierungen, zeitweiser Kurzarbeit sowie Zugangsbeschränkungen für die Labore zeitlich deutlich länger gebraucht haben, als es im Projektplan vorgesehen war. Dadurch war eine kostenneutrale Verlängerung des Projekts um insgesamt 14 Monate erforderlich, die in zwei Stufen beantragt und bewilligt wurde. Die entsprechend teilweise verzögerte Erreichung der Meilenstein-Ziele ist in Tabelle 2 dokumentiert. Dabei ist für jeden Meilenstein das inhaltlich erreichte Ergebnis in Kurzform festgehalten.

Tabelle 2: Meilensteine und deren Zielerreichung im Projekt Ide3AL

Meilenstein	Inhalt	Zeitpunkt
Kickoff	Projektstart	Monat 1
A1	<ul style="list-style-type: none"> Fertiger Anforderungskatalog für Umrichter mit integriertem Ausgangs-Filter 	Monat 6
M1	<ul style="list-style-type: none"> Fertiges Gesamtkonzept für hocheffiziente Antriebssysteme mit SiC-Halbleiter und integriertem Ausgangs-Filter 	Monat 12
M2	Projekt Halbzeit <ul style="list-style-type: none"> Erste Demonstratoren der Einzelkomponenten: SiC-Leistungs-module, Ausgangs-Filter, schirmlose Verbindungstechnik 	Monat 18
A2	<ul style="list-style-type: none"> EMV Konzept liegt vor 	Monat 24
M3	<ul style="list-style-type: none"> Abschluss der Gerätekonstruktion und Software Fertigstellung erster einsatzfähiger Demonstratoren Validierung der EMV-Messverfahren 	Monat 30 Monat 32 Monat 42
M4	Projektende <ul style="list-style-type: none"> Die Projektbearbeitung ist abgeschlossen. Die Ziele des Projektes und aller Arbeitspakete sind erreicht, die Teilergebnisse aller Arbeitspakete sind validiert und dokumentiert Die Zielerreichung bzgl. Funktionalität und Antriebsperformance wird mit dem i950-SiC (Demonstrator mit 128 kHz Schaltfrequenz und integriertem Sinusfilter) sowohl im Antriebslabor als auch in der Anwendung (Lenze-Jonglator) nachgewiesen Die Reduzierung der Verlustleistung in drehzahlgeführten Antriebssystemen um 15% gegenüber dem Stand der Technik, die geplante Baugrößengleichheit mit dem IGBT-System sowie die motorseitige EMV können noch nicht vollständig nachgewiesen werden (Forschungsbedarf) 	Monat 36 Monat 42 Monat 50

4 Wissenschaftlicher und technischer Stand zu Projektbeginn

4.1 Elektrische Antriebe

Die industrielle elektrische Antriebstechnik ist eines der größten Anwendungsgebiete für leistungselektronische Geräte. In Abbildung 2 ist ein elektrischer Antrieb bestehend aus Frequenzumrichter, Motor (Asynchronmaschine) und Last dargestellt.

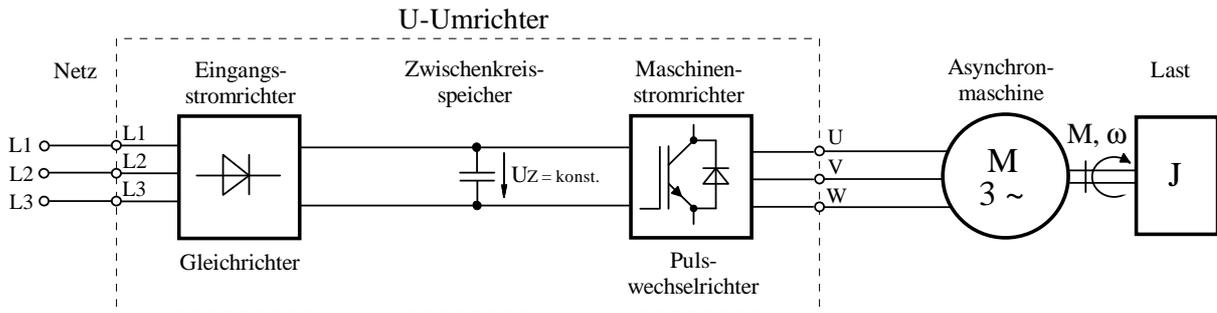


Abbildung 2: Grundschtaltung eines Frequenzumrichters mit Motor und Last

Im Leistungsbereich typischer industrieller Anwendungen (0,25 - 400 kW) kommen Umrichter mit Gleichspannungs-Zwischenkreis zum Einsatz (U-Umrichter). Der Leistungsteil dieser Geräte besteht aus 3 wesentlichen Einheiten:

a. Eingangstromrichter

Im Netzeingang wird die anliegende Drei-Phasen-Spannung (3~ 400/480 V Netz) gleichgerichtet. Aus Kostengründen kommt in der Regel eine ungesteuerte Dioden-Brücke in B6-Schaltung zum Einsatz. Diese sorgt dafür, dass der dahinterliegende Zwischenkreiskondensator aufgeladen wird, sobald die Differenz zwischen (sinusförmiger) verketteter Phasenspannung größer als die aktuell am Kondensator anliegende DC-Spannung ist.

b. Zwischenkreisspeicher

Der Zwischenkreis dient zur Stabilisierung der Gleichspannung, die als Spannungsquelle für den Ausgangswechselrichter (Maschinenstromrichter) dient. Um die benötigten Speichergrößen zu realisieren, werden in der Regel Elektrolytkondensatoren eingesetzt.

c. Maschinenstromrichter

Der Ausgangs- oder Pulswechselrichter ist das „Herzstück“ des Frequenzumrichters. Hier wird die anliegende Gleichspannung in kurzen, variablen Pulsen auf die Motorphasen geschaltet, so dass der Motor (Asynchronmaschine) mit der applikativ geforderten Frequenz (0...600 Hz) und Spannung (0... U_{Netz}) versorgt wird.

Der Pulswechselrichter wird heute in der Regel mit 1200 V IGBTs aufgebaut, die für den direkten Betrieb am Motor mit Schaltfrequenzen zwischen 4 und 8 kHz optimiert sind. Die allermeisten Frequenzumrichter sind als Schaltschrankgeräte in der Schutzart IP20 konzipiert. In den Schaltschränken lassen sich die Halbleiterverluste relativ kostengünstig über Aluminium-Kühlkörper und Lüfter an die Umgebung abführen. Dahingegen benötigen dezentrale, motor-nahe oder motorangebaute Umrichter Schutzarten von IP65 oder höher. Viele Anwendungen, z.B. im Lebensmittelbereich, erfordern glatte Oberflächen der Antriebe ohne Fremdbelüftung. Daher können dort nach Stand der Technik bisher nur kleine Antriebe mit Bemessungsleistungen unter 2 kW ausgeführt werden. Die Kosten liegen allerdings um ein Vielfaches über Schaltschrankgeräten.

Für die Zukunft ist weiterhin zu erwarten, dass Schaltschrankgeräte einen Großteil des Umrichter-Markts ausmachen werden.

Die Umrichter-Ausgangsspannung ist pulsförmig mit Pulshöhen zwischen 0 V und 500-700 V (Abbildung 3). Die Frequenz für den Motor ist in diesen Pulsfolgen als Unterschwingung enthalten. Erst durch die Filterwirkung der Induktivität der Motorwicklung ergibt sich ein Strom, der relativ sinusförmig ist.

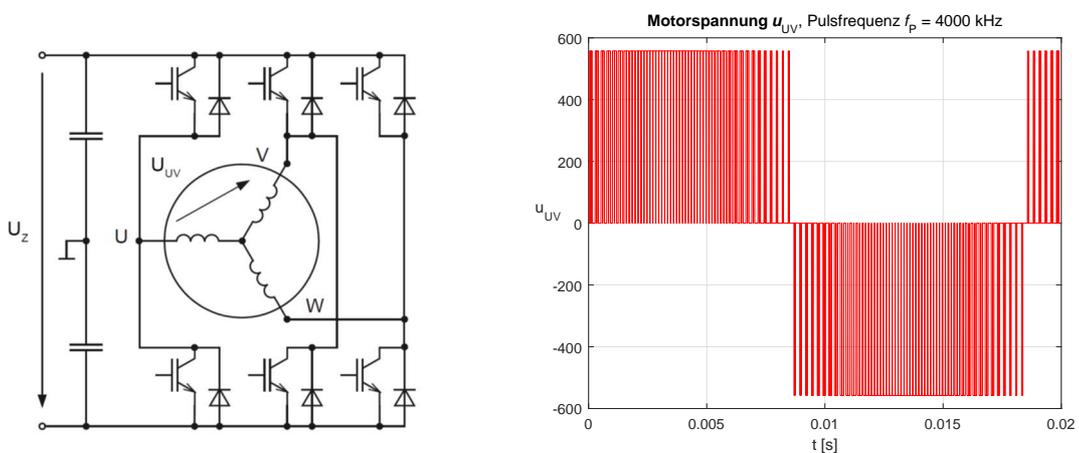


Abbildung 3: Schaltung des Pulswechselrichters und prinzipielle Ausgangsspannung u_{UV}
Theoretische Augenblickswerte +/- U_z ; 0

Bedingt durch die Steilheit der pulswidenmodulierten Umrichter-Ausgangsspannung ($5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ bei IGBT und bis zu $50 \text{ kV}/\mu\text{s}$ bei SiC-Transistoren) fließt während jeder Schaltflanke über die parasitären Koppelkapazitäten der geschirmten Motorleitung und der Motorwicklungen ein Umladestrom über das Erdpotential zurück in den Zwischenkreis des Umrichters. Damit dieser Umladestrom keinen zu hohen Spannungsabfall über der Netzimpedanz erzeugt und somit zu einer Erhöhung der leitungsgebundenen Störaussendungen führt, wird der Motor über die

Schirmung der Motorleitung möglichst niederimpedant mit dem Frequenzumrichter verbunden. Der Umladestrom fließt dann größtenteils über den Schirm und wird im Umrichter über Y-Kondensatoren in den Zwischenkreis zurückgeführt. Um die EMV Grenzwerte einzuhalten und Störungen der Maschinen-Elektronik auszuschließen, werden nahezu alle Frequenzumrichter gespeisten Motoren mit einer geschirmten Motorleitung angeschlossen.

4.2 Bauteiltechnologie

Im Gegensatz zu bipolaren Si IGBTs weisen unipolare SiC MOSFETs im Schaltbetrieb keine Sperrverzugsladungen auf. Daher laufen die Ein- und Ausschaltvorgänge wesentlich schneller ab. Die Überlappungsphasen zwischen den Strom- und Spannungstransienten im bzw. am Transistor fallen deutlich kürzer aus. Deshalb sind die Verlustleistungsenergien pro Schaltzyklus signifikant geringer. Der SiC MOSFET ermöglicht in der leistungselektronischen Anwendung eine vorteilhafte Erhöhung der Schaltfrequenz. Dadurch können beispielsweise die Abmessungen und die Massengewichte der Ferromagnetika signifikant reduziert werden.

Aufgrund der linearen, ohmschen Ausgangskennlinie des SiC MOSFETs im Vergleich zur bipolaren Diodenkennlinie des Si IGBTs ist die Verlustleistung im Leitzustand deutlich geringer. Damit können der Wirkungsgrad eines leistungselektronischen Gerätes und damit die Energieeffizienz des Applikationsgesamtsystems gesteigert werden. Ferner kann der Kühlaufwand für das Leistungshalbleitermodul kleiner ausfallen.

Durch die im SiC MOSFET Leistungshalbleiterchip monolithisch integrierte Body-Diode entfällt die beim Si IGBT klassische, notwendige Transistor-Dioden-Paarkonfiguration, was weniger Fläche auf dem Substratträger wie beispielsweise DCBs beansprucht. Damit können SiC MOSFET Leistungshalbleitermodule deutlich kompakter gestaltet werden.

In der Summe kann das leistungselektronische Gerät von den Abmessungen her geschrumpft werden, was im Wettbewerb einer vorteilhaften Steigerung der Leistungsdichte entspricht. Durch die Steigerung der Energieeffizienz des Applikationsgesamtsystems können Energieresourcen und Umwelt nachhaltig geschont werden.

Infineon hat Trench basierte SiC Bausteine erstmals auf der PCIM2016 in Nürnberg vorgestellt, damit wird zunächst ein alternativer Weg zu den sonst eingesetzten planaren Chipstrukturen gewählt. Grund ist hierfür die höhere Robustheit bei gegebener Leistungsfähigkeit in Form des flächenspezifischen elektrischen Widerstandes. Darüber hinaus werden zukünftig auch vermehrt anwendungsspezifische Produktlösungen in flexiblen Modulbauformen verfügbar sein. Ein Beispiel dafür ist die von GE (General Electric) vorgestellte Lösung für Photovoltaik (PV) Wechselrichter im Megawatt Bereich. Aktuell ist das verfügbare Portfolio am Markt opportunistisch an bestehenden Produktreihen angelehnt und oftmals unvollständig im Sinne einer Plattform-Reihe.

Gallium-Nitrid (GaN) ist aktuell noch in einer frühen Phase der Entwicklung. Aufgrund der lateralen Bauelementstruktur wird der Anwendungsbereich eher im elektrischen Spannungsbereich von 600 V und in kleineren Leistungen (<10 kW) für Stromversorgungen zu finden sein.

Das Halbleitermaterial Siliziumkarbid bietet aufgrund seiner elektrischen Eigenschaften die Möglichkeit, die Schaltfrequenz von Stromrichtern signifikant zu erhöhen. Dadurch können passive Komponenten wie ferromagnetische Drosseln, transformatorische Übertrager, Schwingkreisfilter, bestehend aus Kondensatoren und Induktivitäten in ihrer Baugröße und in ihrem Volumen drastisch reduziert werden. Dadurch können leistungselektronische Geräte kleiner ausfallen und damit Ressourcen geschont werden. Aufgrund der reduzierten Betriebsverluste in den Frequenzumrichtern kann der Wirkungsgrad des Gerätes bzw. des Gesamtsystems signifikant erhöht werden. Damit besitzen moderne SiC basierte Leistungshalbleiter die machtvolle Hebelwirkung, sowohl die Entwicklung und den Bau von platzsparenden Geräten als auch den energieeffizienten und ressourcenschonenden Betrieb in der Applikation zu gewährleisten.

Die im Vorhaben genutzte Literatur findet sich in Kapitel 7.

5 Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Im Projektverlauf gab es einen inhaltlichen Abgleich mit anderen Forschungsaktivitäten, bei denen die SiC-Technologie ebenfalls ein entscheidendes Merkmal ist. Insbesondere sind hier die Verbundforschungsprojekte Speed4E, UmSiChT und VERSE zu nennen. Trotz anderer Schwerpunkte wie Hochdrehzahl-Fahrzeugantrieb, Systemoptimum hinsichtlich Komponenten, Bauteilen und Parametern sowie Widerstandsfähigkeit der Motorwicklung gibt es Synergien zu den Themen Ansteuerung der SiC-Leistungshalbleiter, Stromerfassung, Kurzschlusschutz, Kühlung und Aufbautechnik.

Weiterhin ist der intensive Austausch mit der Firma Fricke Dosing & Filling Systems als Anwender hervorzuheben, der immer wieder die Gelegenheit gab, die Projektziele in Bezug auf typische industrielle Einsatzfälle und deren Randbedingungen hin auszurichten.

6 Erzielte Ergebnisse

In diesem Kapitel werden die im Forschungsprojekt erzielten Ergebnisse jedes einzelnen Partners dargestellt. Dabei wird zunächst ein grober Überblick (Abstract) über die Arbeiten und Ergebnisse gegeben. Im Weiteren wird jeweils ausführlich dokumentiert, was jeder Partner an wissenschaftlich-technischen Ergebnissen im Vergleich zu seinen Zielen erreicht hat.

Vorangestellt gibt es eine kurze Übersicht zu entstandenen Technologien und daraus resultierenden Energieeinsparpotentialen bezogen auf das gesamte Verbundforschungsprojekt.

6.1 Projektergebnis

6.1.1 Technologie

Forschungsgegenstand war eine Umrichter-Technologie mit hoher Schaltfrequenz und integriertem Ausgangsfilter zur Realisierung energieeffizienter elektrischer Antriebssysteme. Im Projekt Ide3AL konnten die gesteckten Ziele weitgehend erreicht werden.

Im Einzelnen:

- I. Die von Infineon entwickelten SiC-Leistungsmodule erreichen alle Kenndaten bzgl. geringer Schalt- und Durchlassverluste sowie hoher Flankensteilheit. Sie konnten bei den Projektpartnern IMAB, TH-OWL und Lenze erfolgreich in Versuchsmuster und Demonstratoren integriert werden. Dabei wurden unterschiedliche Lösungen zur Ansteuerung, Flankensteilheit, Totzeitminimierung, Kurzschlussabschaltung und Entwärmung erfolgreich implementiert.
- II. Im Projektverlauf wurde von Infineon ein sogenanntes „EMV SiC-Modul“ als Mehrlagensubstratmodul entwickelt. Die verbesserten EMV-Eigenschaften konnten in Leistungselektroniken an der TH-OWL und am IMAB nachgewiesen werden. Für eine vollständige Bewertung fehlte allerdings die Zeit; außerdem gibt es noch große Herausforderungen bezüglich der Langzeitstabilität bei dieser Modul-Innovation.
- III. Funktionsweise und Baugrößenreduzierung des allpoligen Sinusfilters wurden ebenfalls praktisch nachgewiesen. Dabei hat Firma Block gezeigt, dass unterschiedliche Technologien wie Eisen-Ringkerndrosseln, EI-Ferritkerndrosseln aber auch vergossene Filtermodule grundsätzlich geeignet sind, die Ausgangsspannung geeignet zu formen. Wie erwartet sind beim Vergleich der Technologien die Parameter Verlustleistung, Baugröße, Integrierbarkeit und Kühlmöglichkeit durchaus divergierende Größen.

- IV. Die am IEMV entwickelte Stromsensorik zeigt alle gewünschten Eigenschaften. Eine hochgenaue Erfassung von Gleichtakt- und Gegentaktsignalen im Umrichter-Ausgangsstrom für die EMV-technische Bewertung auch bei hohen Schaltfrequenzen wurde an Aufbauten am IMAB und bei Lenze erfolgreich nachgewiesen.
- V. Der Umrichter i950-SiC von Lenze, zu dem alle Projektpartner ihre Beiträge geleistet haben, erfüllt alle Anforderungen an den Projektdemonstrator. Dieses Schaltschrankgerät vereint die Ide3AL-Technologie in einem hoch-performanten Servoregler und zeigt an Leistungs- und Lastprüfständen sowie im Messexponat Lenze-Jonglator ein robustes und zuverlässiges Betriebsverhalten. Effizienzvorteile im Antriebssystem sind messtechnisch nachweisbar, wenngleich diese bei 128 kHz Schaltfrequenz noch nicht ganz den hochgesteckten Zielen entsprechen. Bei der Baugröße musste ein Kompromiss eingegangen werden, weil aus Zeit- und Kapazitätsgründen eine bei Lenze vorhandene Aufbautechnik als Basis verwendet wurde. Insofern fehlt der Nachweis einer Baugrößengleichheit mit IGBT-Systemen nach dem Stand der Technik.

6.1.2 Energieeinsparung

Die im Vorhaben abgeschätzte Reduzierung der Verluste um 15% würde in Deutschland theoretisch einem Einsparpotential von **0,24 GWh** entsprechen, wenn allein der Leistungsbereich kleiner Antriebe zwischen 750 W und 7,5 kW betrachtet wird.

Diese Abschätzung gilt unter der Annahme, dass alle drehzahlvariablen Antriebe auf die Ide3AL-Technologie umgestellt werden. Unter Berücksichtigung der im Projekt erzielten positiven Ergebnisse ist anzunehmen, dass diese Energieeinsparung zukünftig erzielbar ist - zumindest für Antriebssysteme mit langen Motorleitungen, Schleppketten, Steckverbindern oder im Ex-Schutz-Bereich.

Allerdings sind im Vorfeld weitere Forschungen zur Einhaltung aller EMV-Grenzwerte, zur Baugrößenoptimierung sowie zur verbesserten Verlustverteilung im Antriebsstrang notwendig.

6.2 Ergebnisse der Firma Block

› *Abstract für das Teilprojekt*

Im Teilvorhaben „Innovative, verlustarme Sinusfilter“ hat Block schwerpunktmäßig folgende Aufgaben bearbeitet: 1. Auslegung und Realisierung des Sinusfilters; 2. Kernauswahl für Wickelgüter; 3. Fertigung der Wickelgüter.

Zu den wichtigsten Kernthemen zählte:

- Untersuchung unterschiedlicher Topologien
- Bestimmung von Induktivitäten und Kapazitäten
- Materialauswahl
- Auswahl geeigneter Wickeltechniken
- Simulation des parasitären Verhaltens
- Ermittlung der Verluste und der Erwärmung.

Die Ausgangsfilter konnten wie geplant zu Beginn des Projektes ausgelegt und geliefert werden. Aufgrund von Verzögerungen bei den Projektpartnern konnten diese jedoch erst spät im Projekt getestet werden. Nach den ersten Tests wurde schnell deutlich, dass eine neue Auslegung der Filter notwendig ist aufgrund der erhöhten Temperatur. Die Filter-wirkung war gewährleistet. Die neuen Muster wurden schnell ausgelegt und pünktlich geliefert. Die Funktionsweise und die Thermik wurde von BLOCK und den Projektpartnern bestätigt. Die mechanische Integration der Filter erfolgte ebenfalls nach Projektplan.

Abschließende Messungen von Lenze zeigen einen gut funktionierenden Prototypen. Die Filterwirkung ist vorhanden und die Drosseln werden nicht zu heiß.

› Wissenschaftlich-technische Ergebnisse

Die Aufgabe der Firma Block ist es primär den Saugkreis-Filter zwischen dem Umrichter und des Motors zu entwickeln, um abgeschirmte Leitungen nutzen zu können. Durch die Filterung des Signals sind sowohl auf den Leitungen zum Motor als auch auf den Motor selbst keine hochfrequenten Verluste vorhanden. Besonderer Fokus liegt hier auf die Integration des Filters in den Umrichter bei einer geringen Verlustleistung, da die Effizienz des Umrichters im Forschungsprojekt im Vordergrund steht.

Die Schaltfrequenz des Umrichters ist hierbei ein Parameter, der noch zu definieren ist, weshalb unterschiedliche theoretische Auslegungen bei den Frequenzen durchgeführt werden. Um das Systemoptimum hinsichtlich der Verluste und des Bauvolumens zu bestimmen wurde ein analytischer Algorithmus erarbeitet, welches in der Veröffentlichung [7] vorgestellt wird. Durch dieses Ergebnis wird offenbart, dass das Gesamtoptimum im Nennpunkt bei einer Frequenz von 48 kHz vorhanden ist.

Im Gesamtprojekt werden Filter aufgebaut, vermessen und mit den berechneten Werten verglichen. Hierbei wird ein Verfahren entwickelt, wie die Verlustleistung eines Ringkerns im Filterbetrieb korrekt bestimmt werden kann [8], da dies mit den handelsüblichen Messgeräten nicht möglich ist.

Bei der Filterauslegung ist es notwendig den kurzfristigen Betrieb des 2-fachen Nennstroms zu berücksichtigen. Die Integration des Filters in den Umrichter-Prototypen erfolgt mit enger Zusammenarbeit mit der Firma Lenze.

6.2.1 Erste Drosselauslegungen

Um die Induktivitäten auszulegen, wird ein vereinfachtes Modell in Simplerer aufgebaut.

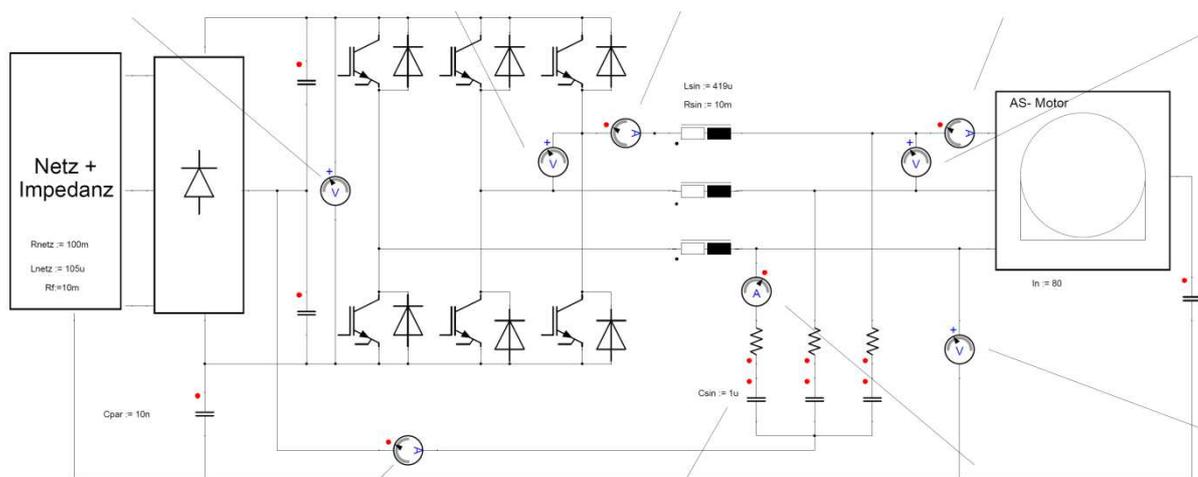


Abbildung 4: Aufbau der Simulation in Simplerer

Die Filterwerte (L und C) werden so angepasst, dass nur noch ein Stromrippel von 10 % zum Nennstrom vorhanden ist. Hierfür werden folgende Werte ermittelt:

Tabelle 3: Ermittelte Werte aus der Simulation in Simplorer

Simulation	fs/kHz	fg/Hz	In/A RMS	Lmin*/ μ H	C/ μ F 99% Grenze**	fr/kHz	Iripple/A berechnet DM	Iripple/A simuliert	Spannungsabfall @In 599Hz	kapazitiver Zusatzstrom @599Hz /A
1	64	5	9,5	419	1	7,8	0,71	1,5	15,0	1,5
2	96	5	9,5	279	0,7	11,4	0,71	1,5	10,0	1,1
3	128	5	9,5	209	0,5	15,6	0,71	1,5	7,5	0,8

fs: Taktfrequenz, In: Nennstrom, Lmin: Anfangsinduktivität, C: Kapazität, fr: Resonanzfrequenz

Unterschiedliche theoretische Auslegungen wurden bei den Frequenzen von 64 kHz, 96 kHz und 128 kHz durchgeführt.

Folgende Diagramme wurden anhand der Berechnungen/Simulationen erstellt:

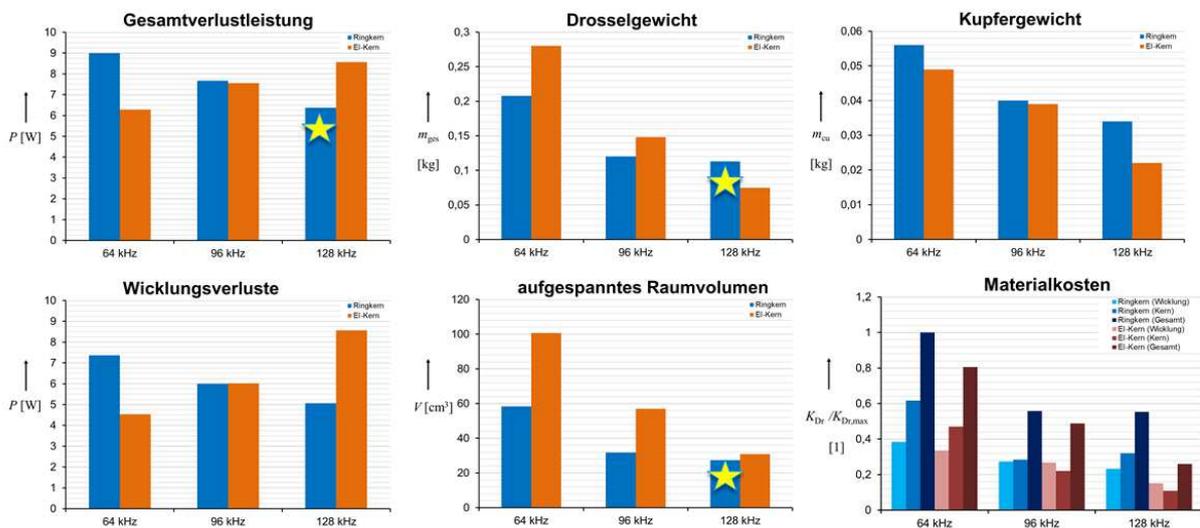


Abbildung 5: Vergleich der ausgelegten Filter bei unterschiedlichen Frequenzen

Wenn der Filter allein betrachtet wird, wäre es am sinnvollsten den Ringkern bei 128 kHz zu verwenden, da die Gesamtverlustleistung und Bauvolumen am geringsten sind, während sich die Kosten im Rahmen halten. Die Verluste im Gesamtsystem müssen jedoch gemeinsam mit den weiteren Teilnehmern betrachtet werden.

Daraufhin wurden die Drosseln aufgebaut und an die Firma Lenze verschickt.

In der folgenden Abbildung sind die Drosseln bei 64 kHz Beispielhaft dargestellt.

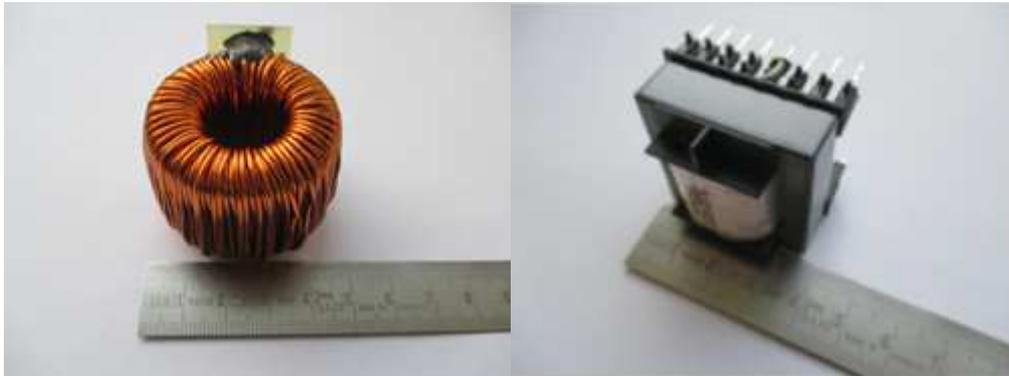


Abbildung 6: Drosseln einer Phase bei 64 kHz

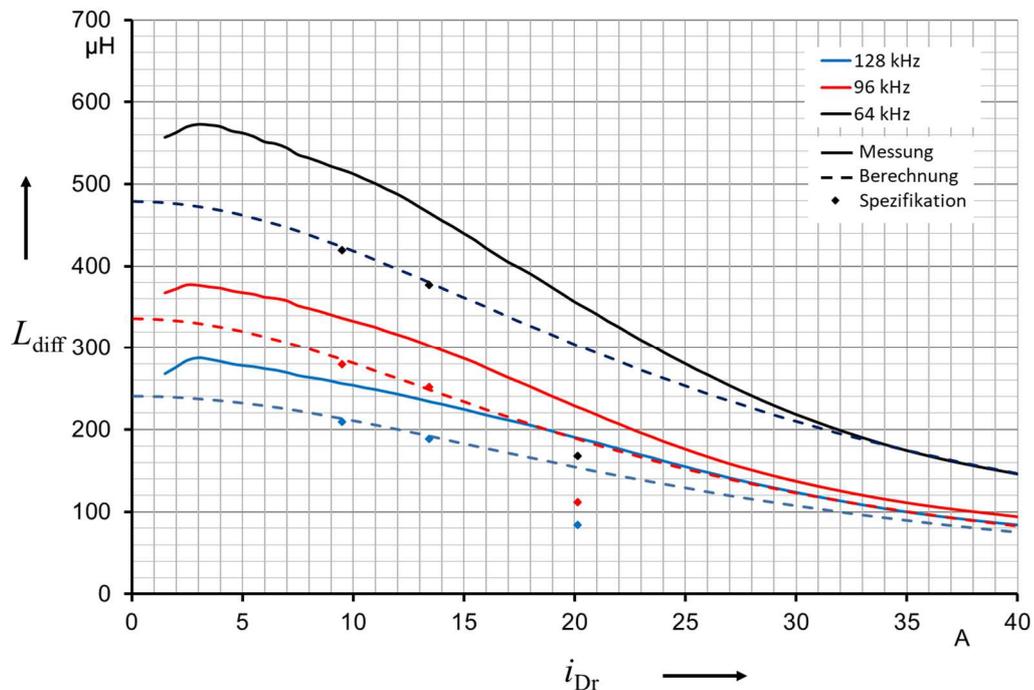


Abbildung 7: Vergleich der Induktivitätskennlinien der Ringkern-Drosseln

Zu erkennen ist, dass die selbst spezifizierten Punkte eingehalten wurden. Die gemessenen Induktivitäten sind jedoch über den gesamten Stromverlauf etwas höher als die berechneten. Dies liegt an dem verwendeten Pulver-Material als Kern. Für die Berechnung der Li-Kennlinie wird die BH-Kurve des Materials benötigt. Aufgrund der geringen Permeabilität des Materials entstehen jedoch Fehler bei der Messung der BH-Kurve, wodurch es zu einer erhöhten Abweichung bei der Li-Kennlinie kommen kann.

Eine Randbedingung bei der Filter-Auslegung war es, die Drossel-Resonanzfrequenz möglichst im MHz-Bereich zu legen. Mögliche Schwingungen mit der Taktfrequenz sollen dadurch vermieden werden. Hierfür wurden Messungen mit einem Impedance-Analyzer E5061B der Firma Agilent Technologies gemessen.

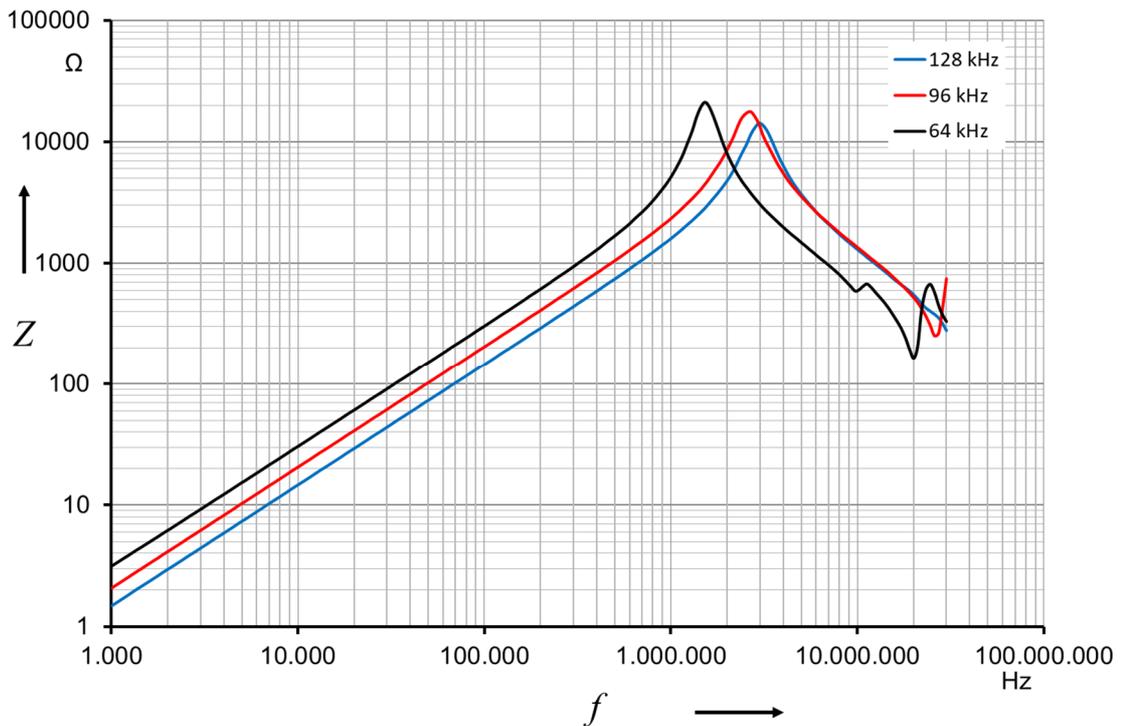


Abbildung 8: Impedanzverlauf der ausgelegten Ringkern-Drosseln

Bei den Messungen wurde jedoch schnell klar, dass die Ringkern-Drosseln unerwarteterweise deutlich zu heiß werden. Der Messaufbau ist im nächsten Abschnitt beschrieben.

6.2.2 Messaufbau zur Bewertung der Erwärmung

In der folgenden Abbildung ist der Messaufbau des Umrichtersystems zu sehen.

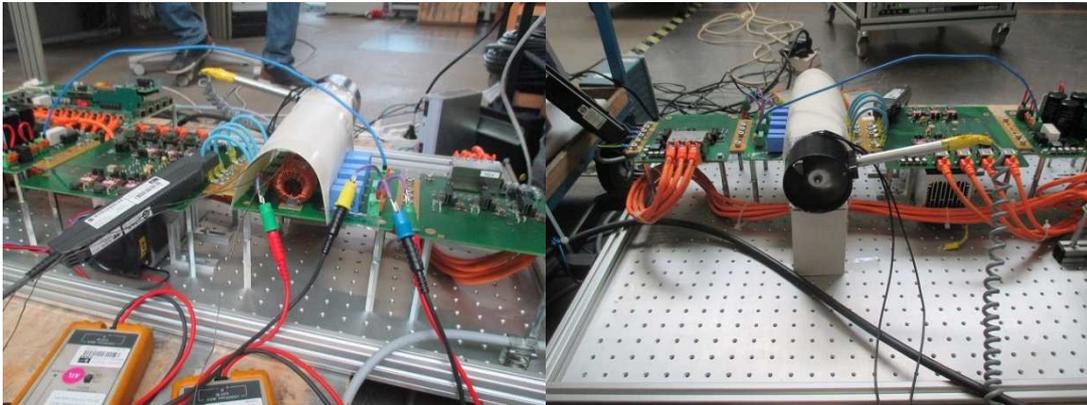


Abbildung 9: Aufbau des Umrichters mit forciert gekühlten Drosseln

Die Drosseln wurden mit einem selbstgebauten Kühlkanal aus Nomex (Isolationsmaterial) und einem Lüfter bei Bedarf forciert gekühlt. Direkt vor dem Lüfter wurde ein Strömungssensor eingebaut, welcher die Luftgeschwindigkeit im Kühlkanal misst. Die Windgeschwindigkeit wird direkt hinter dem Lüfter gemessen und dient lediglich als Richtwert für die Luftgeschwindigkeit, da der Kühlkanal nicht optimal verschlossen ist.

Die Messung wird sowohl bei freier Konvektion (Lüfter aus), als auch bei forcierter Kühlung (Lüfter an) durchgeführt. Aufgrund von Problemen mit dem Umrichter konnte die Messung lediglich im Leerlauf und im Teillast-Betrieb durchgeführt werden. Die Drosseln wurden mit Temperatursensoren versehen, um den eingeschwungenen Zustand der Temperaturen zu sehen. In der folgenden Abbildung ist der Temperaturverlauf der drei Drosseln aufgezeichnet. Die Drossel L3 war direkt hinter dem Lüfter montiert, die Drossel L2 in der Mitte und die Drossel L1 hinter den ersten beiden Drosseln.

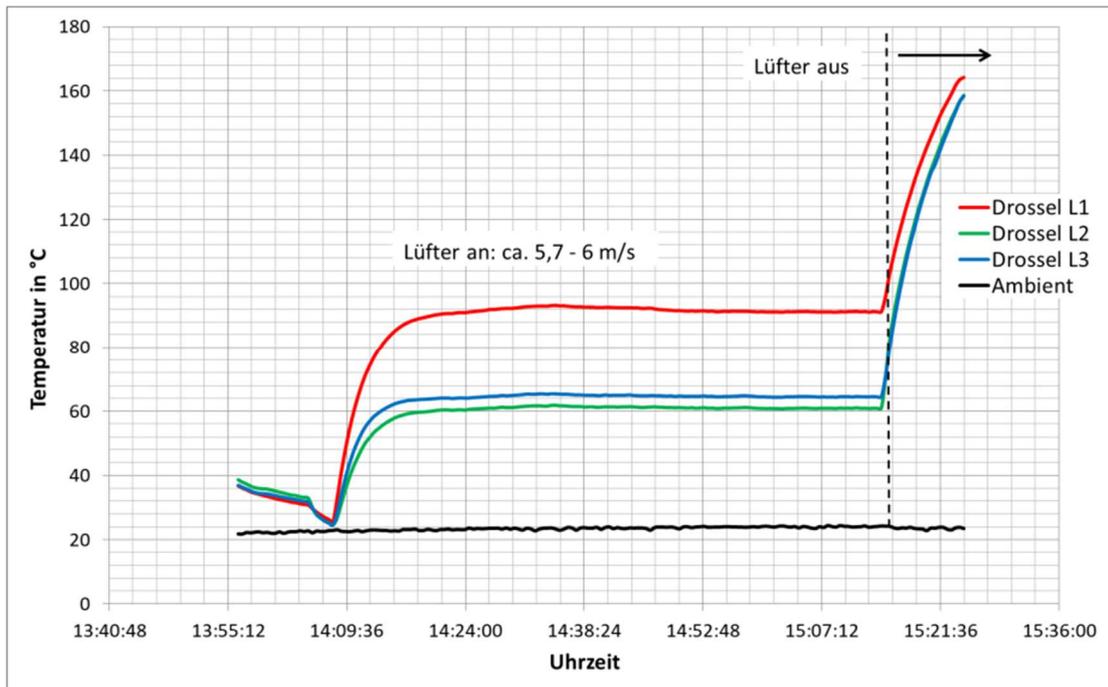


Abbildung 10: Temperaturerhöhung der Drosseln

Zu erkennen ist, dass die Temperaturerhöhung mit $\Delta T > 170 \text{ K}$ deutlich zu hoch ist, wenn kein Lüfter eingeschaltet wird. Bei einer Luftströmung von ca. 6 m/s ist immer noch ein ΔT von etwa 70 K vorhanden. Die Temperaturerhöhung der Drossel ist entsprechend deutlich höher als vorherberechnet wurde. Die wesentlichen Verluste in der Drossel sind auf die Kernverluste zurückzuführen, da die Drosseln unabhängig vom Nennstrom ähnliche eingeschwungene Temperaturen aufweisen. Die gemessenen Werte wurden mit den thermischen Simulationen und den Verlustmodellen abgestimmt. Hierfür wurde eine thermische Simulation mit forcierter Kühlung mit einer homogenen Windgeschwindigkeit von 6 m/s durchgeführt.

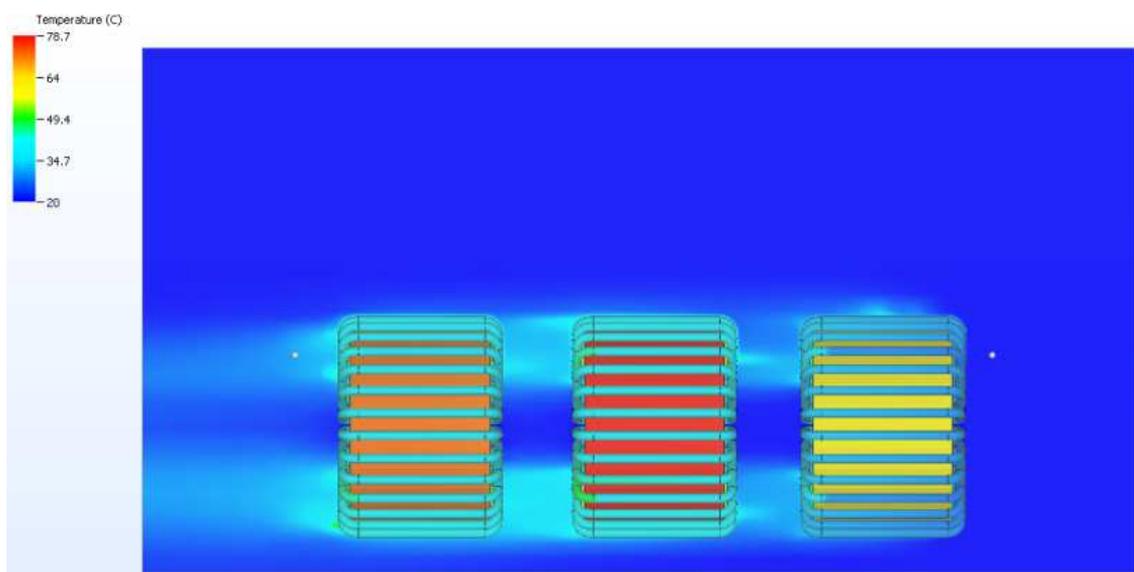


Abbildung 11: Thermische Simulation mit forcierter Kühlung (6m/s)

In der folgenden Tabelle werden die Temperaturen mit der Simulation verglichen.

Tabelle 4: Vergleich der thermischen Simulation (forciert) und Messung

deltaT in K	Messung	Simulation	Abw
L1	67,07	52,20	-22,17
L2	36,80	58,70	59,52
L3	40,37	38,90	-3,65

Aufgrund der vereinfachten Simulation weichen die Temperaturen etwas von den gemessenen Werten ab. Die angepassten Verlustmodelle passen gut mit der Realität überein, um neue Filter auslegen zu können.

Bei der neuen Auslegung der Filter wird das Schaltungssimulationsmodell in Simplorer erweitert. Die nichtlineare Induktivitätskennlinie wird verwendet, um den Rippelstrom zu simulieren. In der folgenden Abbildung ist die Simulation in Simplorer abgebildet.

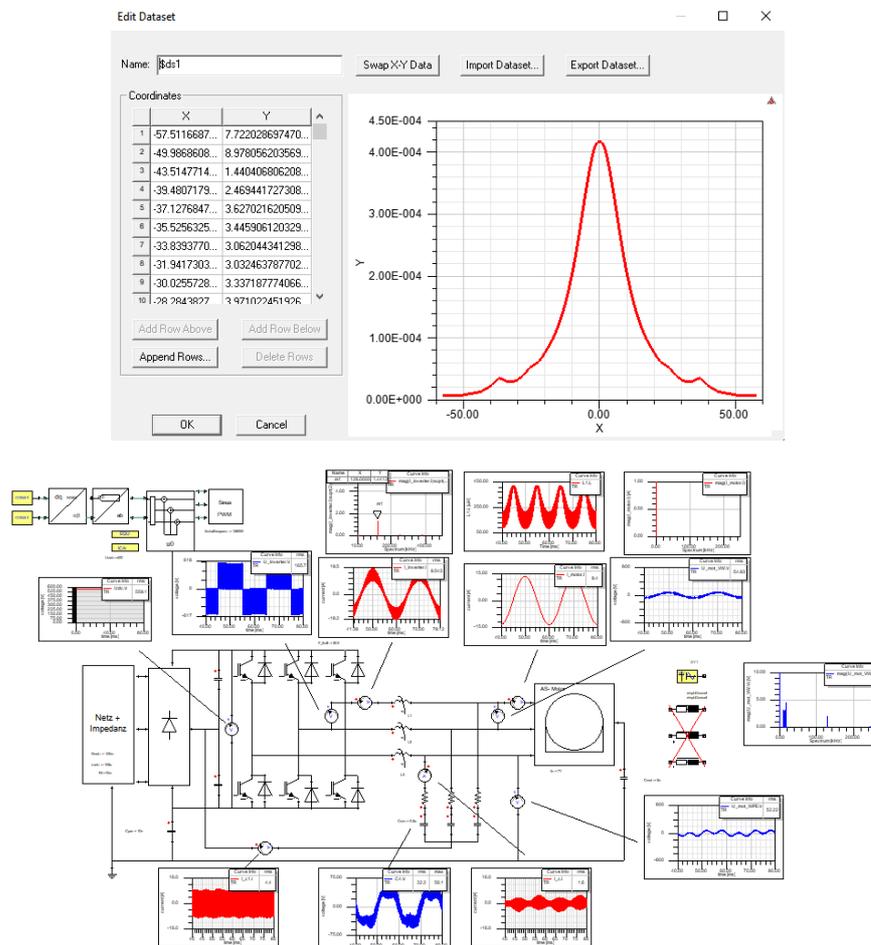


Abbildung 12: Simulation der Ströme mit der neu Ausgelegten Li-Kennlinie

Mit den neuen Modellen werden neue Filter ausgelegt und an Lenze verschickt. Im folgenden Abschnitt wird die Messung der neuen Filter beschrieben.

6.2.3 Messung der Filter

Mit dem eigenen SiC-Block Umrichter wurden die Ringkerne und EI-Kerne als Vergleich zum Lenze-Umrichter gemessen.

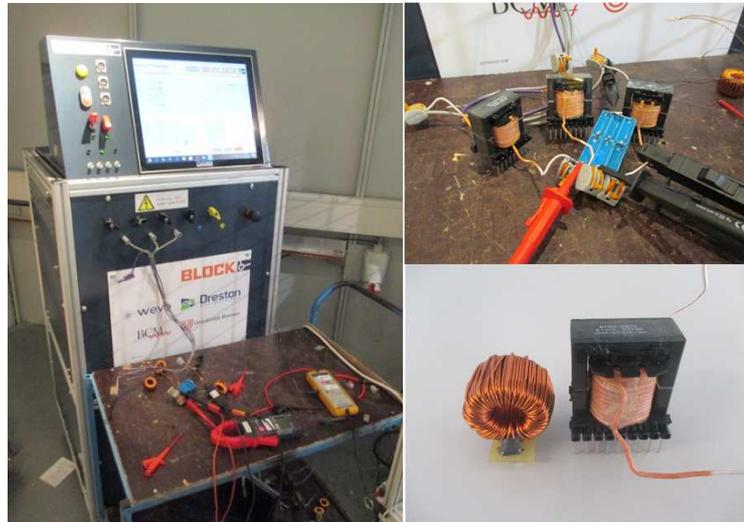


Abbildung 13: Messaufbau des Block SiC-Umrichters mit der Filtervariante Ringkern und EI-Kern

Die Taktfrequenz wurde ebenfalls auf 128 kHz eingestellt bei einer Zwischenkreisspannung von 525 V. Als Last dient eine etwas überdimensionierte 15 kW ASM Maschine. Gemessen wurde bei einem Strom von etwa 9,9 Aeff.

Auswertung der Filterwirkung (Block)

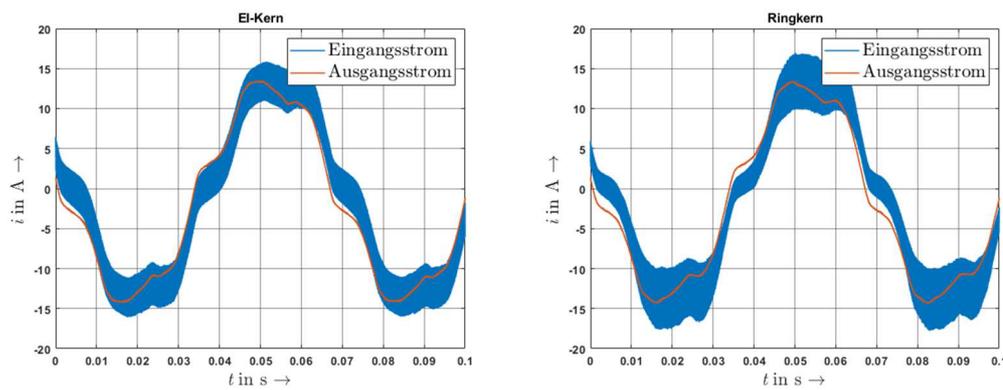


Abbildung 14: Eingang und Ausgangsstrom der Messung mit den Filtervarianten Ringkern und EI-Kern

Für beide Messungen wurden für den Eingang und Ausgangsstrom FFTs durchgeführt.

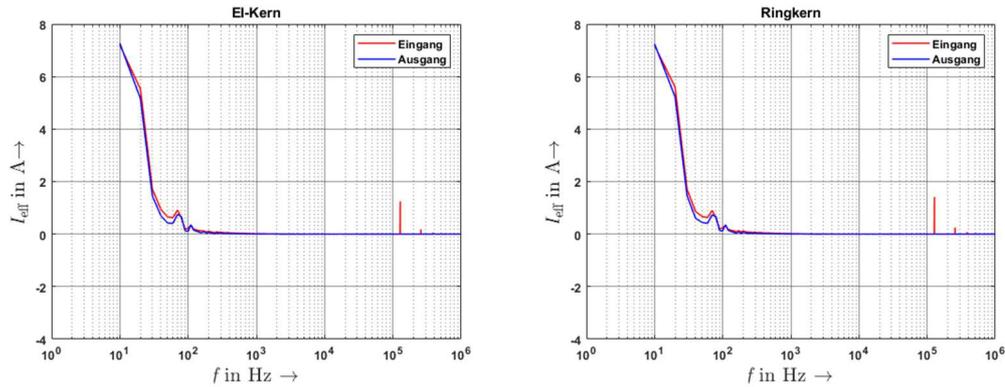


Abbildung 15: FFT der Messung im Nennbetrieb mit der Filtervariante Ringkern und EI-Kern

Zu erkennen ist, dass bei der EI-Kern Variante der Rippelstrom leicht niedriger ist als beim Ringkern. Dies ist aufgrund der weichen nichtlinearen Li-Kennlinie des Ringkerns im Vergleich zum linearen Bereich des Ferritkerns. Dies ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

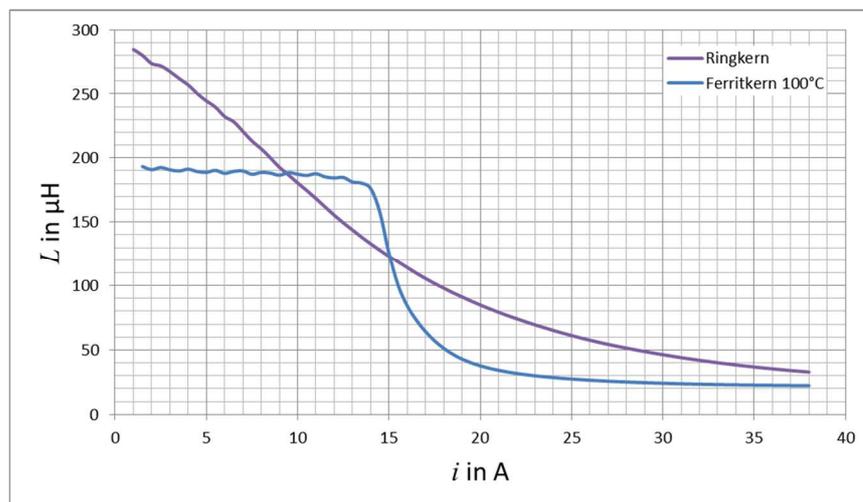


Abbildung 16: Li-Kennlinie der Drosseln

Im Nennpunkt von 9,5 Aeff ($i = 13,43$ A) hat der Ferritkern eine höhere Induktivität als der Ringkern, wodurch der Rippelstrom niedriger wird.

Im Betrieb verändert sich die Resonanzfrequenz des Filters aufgrund der nichtlinearen Induktivität. Der zeitliche Verlauf des Stroms durchläuft die Li-Kennlinie und je nachdem wie groß die Amplitude des Stroms ist, verschiebt sich die Resonanzfrequenz innerhalb der zeitlichen Stromperiode. Um abzuschätzen in welchem Bereich dies geschieht wird die Resonanzfrequenz anhand der Induktivität und Kapazität für die unterschiedlichen Betriebspunkte berechnet:

Tabelle 5: Vergleich der thermischen Simulation (forciert) und Messung

	Ringkern			Ferritkern		
	L in μH	C in μF	f_r in kHz	L in μH	C in μF	f_r in kHz
$0,01 \cdot I_N$	287	0,5	13,29	188	0,5	16,42
I_N	143	0,5	18,82	188	0,5	16,42
$2 \cdot I_N$	66	0,5	27,71	30	0,5	41,09

Beim 2-Fachen Nennstrom verschiebt sich die Resonanzfrequenz beispielsweise bei der Ferritkern-Drossel zwischen 16,42 kHz beim Nulldurchgang des Stroms bis hin zu 41,09 kHz bei der Amplitude des Stroms. Dies muss bei der Regelung des Umrichters berücksichtigt werden.

Betrachtung der Erwärmung des Filters (Lenze)

Die Drosseln wurden mit Temperatursensoren versehen, um den eingeschwungenen Zustand der Temperaturen zu sehen. In der folgenden Abbildung ist der Temperaturverlauf der drei Drosseln aufgezeichnet.

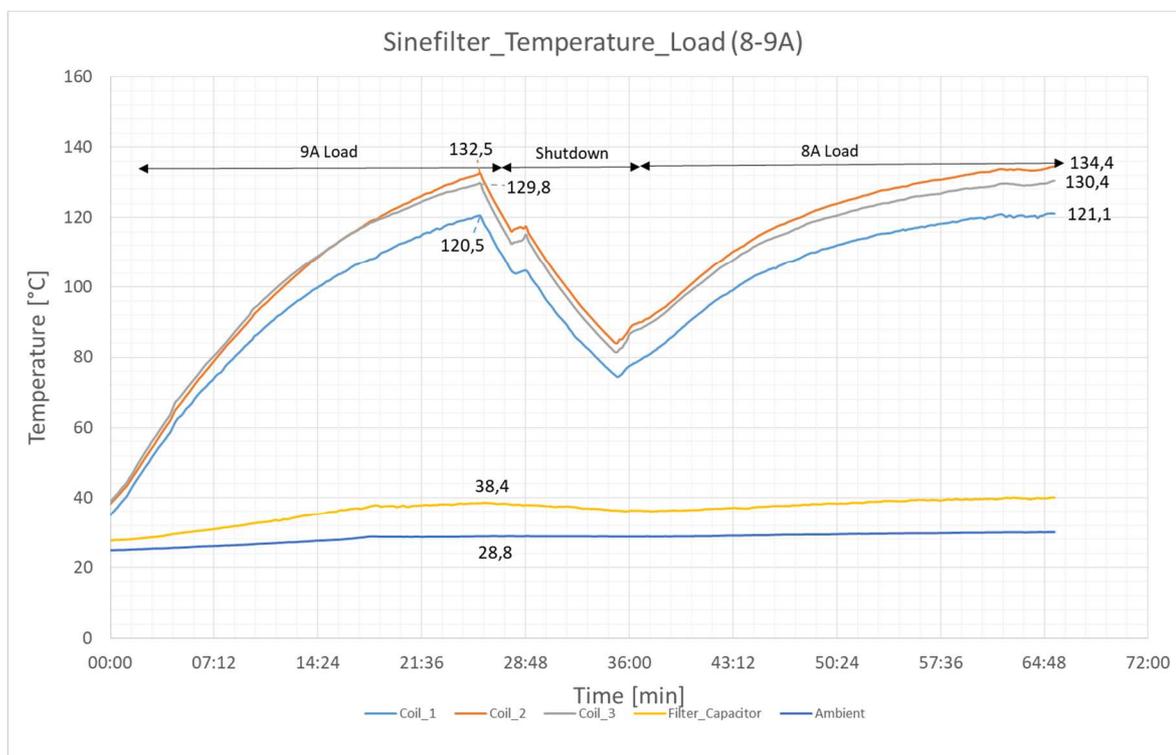


Abbildung 17: Temperaturerhöhung der Drosseln bei freier Konvektion der Ringkerne

Eine Temperaturerhöhung von $\Delta T \sim 100 \text{ K}$ ist zu verzeichnen bei freier Konvektion. Mit ausreichender forcierter Kühlung ist zu erwarten, dass selbst bei einer Umgebungstemperatur von 85°C die Drosseln funktionieren sollten.

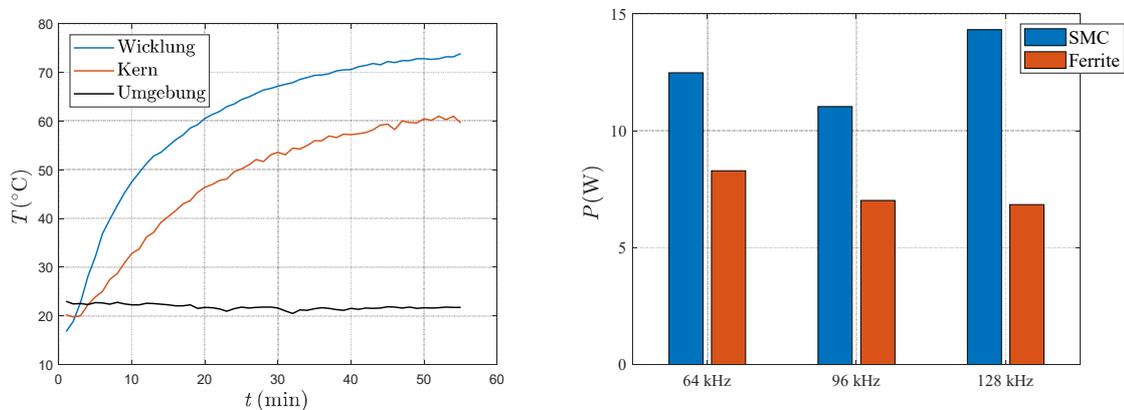


Abbildung 18: Temperaturerhöhung des EI-Kern Filters bei 128 kHz Taktfrequenz bei freier Konvektion (links) und Verlustleistungsvergleich der berechneten Drosseln (rechts)

Die Temperaturerhöhung der EI-Kerne ist nochmals deutlich geringer aufgrund der geringeren Verluste. Ein Verlustvergleichsberechnung der unterschiedlichen Drosseln ist im rechten Diagramm in Abbildung 18 dargestellt.

Im Folgenden wird eine Auswertung der Filterwirkung durchgeführt.

Auswertung der Filterwirkung (Lenze)

In der folgenden Abbildung sind der gemessene Eingangsstrom und der gefilterte Ausgangsstrom dargestellt. Aufgrund einer schlechten Auflösung der gespeicherten Daten sieht der Ausgangsstrom so aus, als wenn dieser noch immer einen höheren Rippelstrom aufweist.

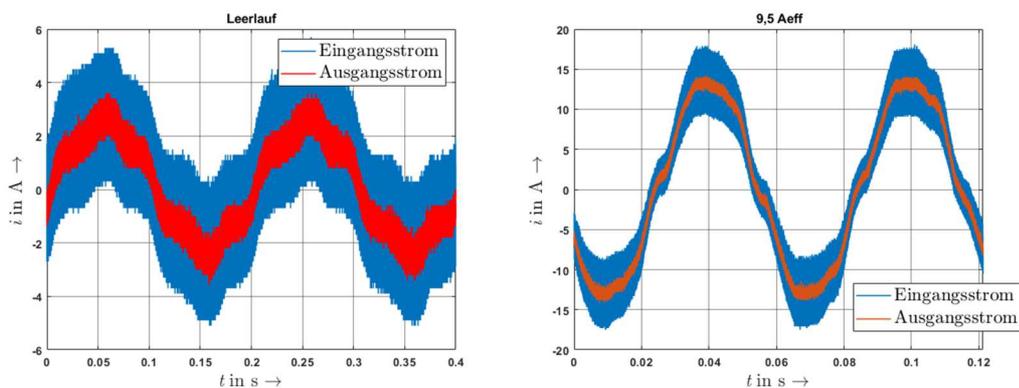


Abbildung 19: Eingangs- und gefilterter Ausgangsstrom des Filters

Das FFT-Spektrum des Ausgangsstroms zeigt jedoch deutlich, dass die höheren Taktfrequenzen komplett gefiltert wurden. Lediglich ein kleiner Rippel bei den unteren Frequenzen ist vorhanden. Dies wird in der folgenden Abbildung ersichtlich.

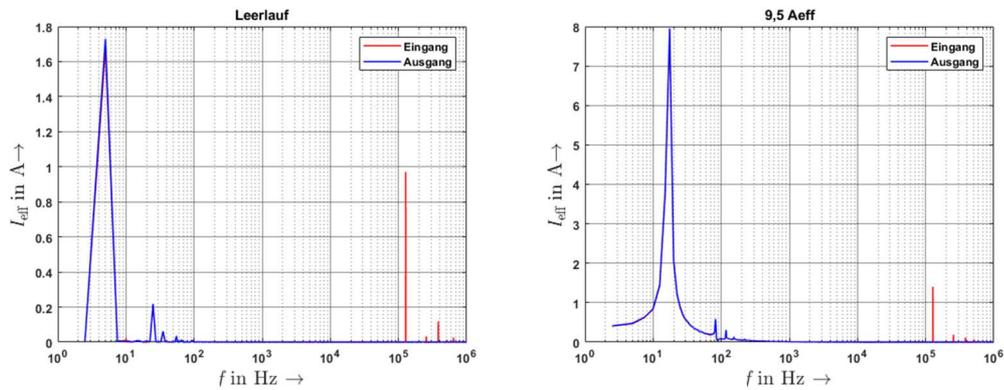


Abbildung 20: FFT des Eingangs- und gefilterten Ausgangsstroms des Filters

Der Effektivwert des Eingangsrippels bleibt wie gewünscht unter 9,5 Aeff. Die Filterwirkung funktioniert wie gewünscht.

6.2.4 Systembetrachtung

Ein Algorithmus wurde entwickelt, um die Systemverluste und das Volumen des Systems bei unterschiedlichen Frequenzen besser verstehen zu können. Die Gleichung der Systembetrachtung ist dem vorherigen Zwischenbericht (Quartal 3 und 4 von 2020) zu entnehmen. Das Ergebnis dieser Betrachtung wird hier nochmal vorgestellt.

Die Verluste sowie das Volumen des Gesamtsystems sind in der folgenden Abbildung dargestellt:

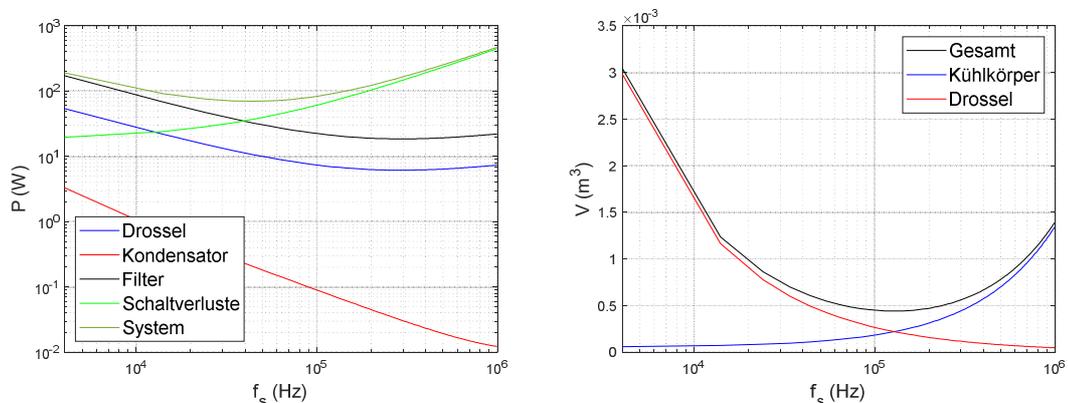


Abbildung 21: Verlustleistung (links) und Volumen des Gesamtsystems (rechts)

Das Gesamtsystem Verlust-Minimum liegt bei einer Schaltfrequenz von 44 kHz, wohingegen das Volumen-Minimum bei 124 kHz liegt.

Die eingestellten Parameter sollten einen Einblick geben, wie sich das Gesamtsystem verhält. Die Systembetrachtung zeigt, dass eine weitere Verlust-Minimierung bei einer geringeren Frequenz möglich wäre.

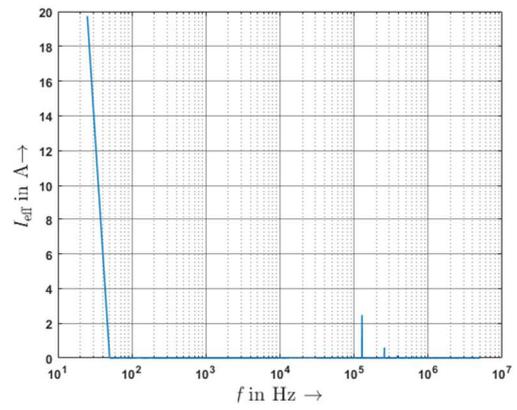
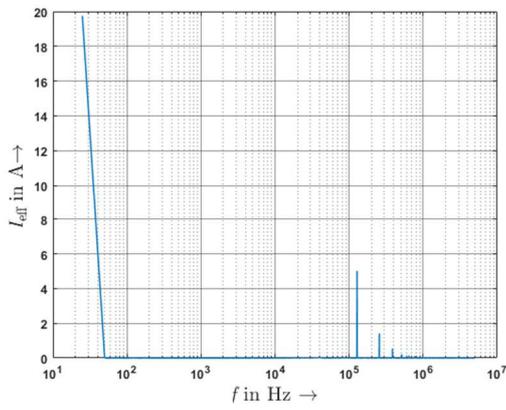
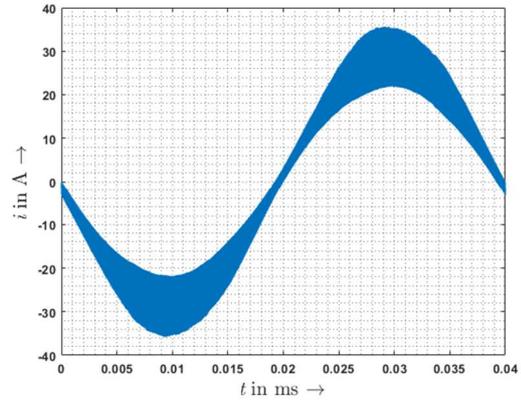
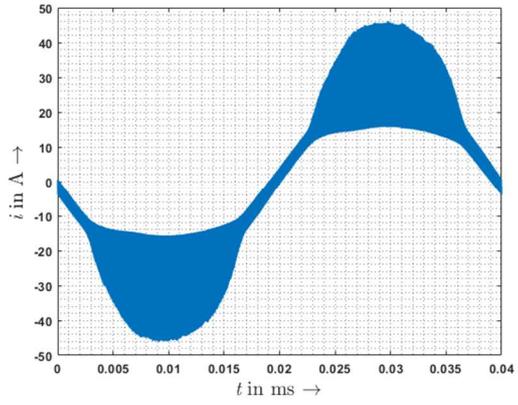
Betrachtung von 100% überlast

Der Umrichter hat einen 100% überlast-Betrieb für eine kurze Zeit, weshalb die Filter auf dessen funktionsweise überprüft wird.

In der folgenden Abbildung sind die Stromformen des Eingangsfilters, hiervon eine FFT-Zerlegung des Signals, für die EI-Kern als auch für die Ringkerne abgebildet. Weiterhin ist in beiden Fällen der Motorstrom abgebildet. Deutlich zu erkennen ist, dass ein höherer Eingangsrippel vorhanden ist bei den EI-Kern Drosseln aufgrund der starken Sättigung des Ferritmaterials. Der Ausgangsstrom ist jedoch rein Sinusförmig, da die Filterwirkung noch weiterhin vorhanden ist.

EI-Kern

Ringkern



Motorstrom

Motorstrom

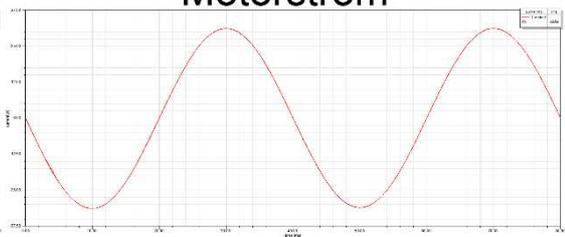
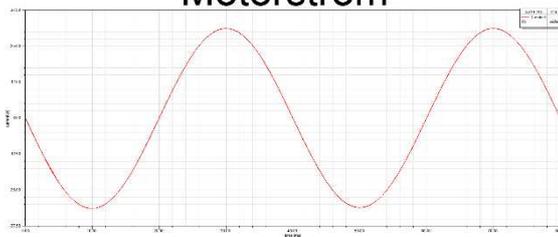


Abbildung 22: Simulation des Überlast Betriebsfalls beim EI-Kern und Ringkern

Integration des Filters

Aufgrund der geringeren Verluste wurde entschieden die 128 kHz Ferritkern-Filter Variante zu nehmen. Die Integration erfolgte in enger Zusammenarbeit mit Lenze. Für die Integration wurden Lamellen des Kühlkörpers herausgenommen, um Platz für die Drosseln zu schaffen. In der folgenden Abbildung ist das Muster des Umrichters inkl. Drosselintegration dargestellt.



Abbildung 23: Muster des Umrichters inkl. der Integration des EI-Kern Filters

Abschließende Messungen von Lenze zeigen einen gut funktionierenden Prototypen. Die Filterwirkung ist vorhanden und die Drosseln werden nicht zu heiß.

6.3 Ergebnisse der Firma Lenze

› *Abstract für das Teilprojekt*

Das Ergebnis des Lenze Teilprojekts besteht aus drei Kerninnovationen:

a) **Modularer Wechselrichter als agile Forschungsplattform**

Der modulare Wechselrichter besteht aus separaten Baugruppen, die jeweils für eine dedizierte Funktionalität des Umrichters zuständig sind. Jede Baugruppe kann einzeln erforscht, variiert, optimiert und im Gesamtsystem getestet werden. Es können beliebige leistungsangepasste Motoren angesteuert werden. Dabei ist ein Betrieb am AC- oder DC-Netz, aber auch ein Betrieb mit oder ohne Ausgangsfilter möglich.

b) **SiC-Umrichter mit 4 kW Bemessungsleistung als Projektdemonstrator**

Bei der Konstruktion dieses Schaltschrankgerätes wurde auf das Gehäuse eines Lenze Seriengerätes zurückgegriffen (i950 Bauform 3). Die im modularen Wechselrichter erprobte Kommutierungszelle mit dem SiC-Modul des Projektpartners Infineon wurde soweit möglich ins Layout übernommen. Beim Sinusfilter wurde die verlustärmere Ausführung mit Ferrit-Kernen integriert, und zwar so, dass sich die Drosseln im Luftstrom des Kühlkörpers befinden. Als Schaltfrequenzen können 64 kHz oder 128 kHz eingestellt werden.

c) **Validierung des Projektdemonstrators im Realbetrieb**

Vom Projektdemonstrator wurden mehrere Geräte aufgebaut und geprüft.

Umfangreiche Messungen im Lenze Antriebslabor zeigen, dass die bestmögliche Regelperformance erreicht wird. Referenz ist hier ein IGBT-Umrichter mit 16 kHz Schaltfrequenz. Ein sicherer geregelter Betrieb mit 150 m ungeschirmter Motorleitung konnte sowohl am Motorenprüfstand als auch in der Modellanlage (Lenze-Jonglator) erfolgreich nachgewiesen werden.

Bei den EMV-Messungen ergeben sich deutliche Abweichungen zu den Grenzwerten, sowohl auf der Netz- als auch auf der Motorseite.

Die Messungen zur Verlustleistung wurden an einem Lastsatz sowohl mit einer IE2 Asynchronmaschine (ASM) als auch mit einer Permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) durchgeführt. Die anvisierte Verlustreduktion um 15% gegenüber dem Referenzsystem mit IGBT-Umrichter und 4 kHz Schaltfrequenz konnte nicht erreicht werden. Aber im Grundstellbereich der PMSM ergibt sich im SiC-Antriebssystem bei 64 kHz Schaltfrequenz immerhin eine Verbesserung um ca. 7%.

› Wissenschaftlich-technische Ergebnisse

Die in der Zusammenfassung aufgeführten Kerninnovationen werden nachfolgend im Detail beschrieben.

6.3.1 Modularer Wechselrichter (MWR) als agile Forschungsplattform

Die Grundidee des Modulare Wechselrichters besteht darin, einen kompletten Frequenzumrichter von seiner Hardware her in separate Module mit definierten Schnittstellen aufzuteilen, damit die einzelnen Module im nächsten Schritt unabhängig voneinander verändert und optimiert werden können. Ein Blockschaltbild mit der gewählten Funktionsaufteilung ist in Abbildung 24 zu sehen.

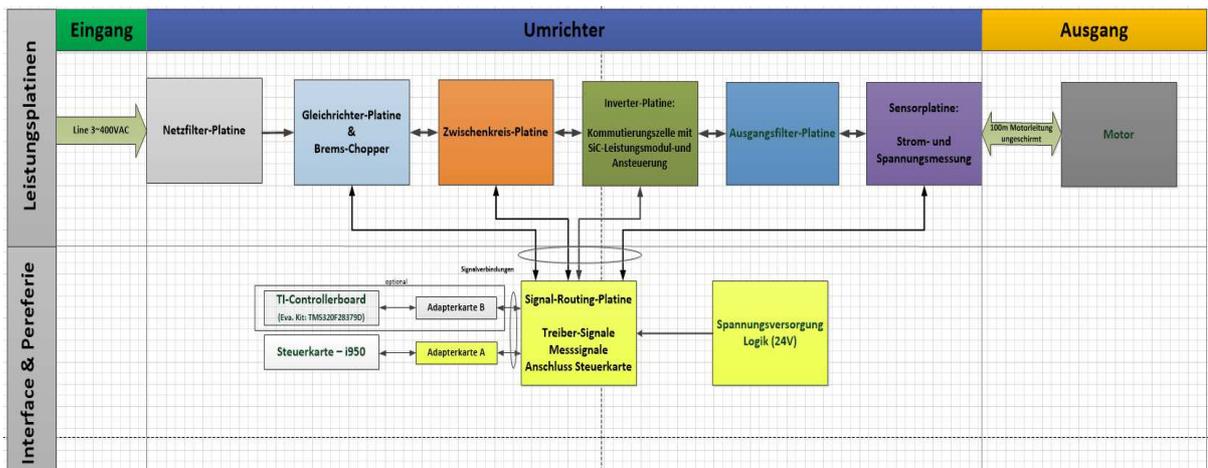


Abbildung 24: Blockschaltbild der Platinen des Modul-Wechselrichters (MWR)

Der Leistungspfad besteht aus 6 Modulen. Vom AC-Anschluss mit 3~ 400/480 V geht es zur **Netzfilter-Platine**. Schaltung und Bauelemente für das Netzfilter werden aus dem Seriengerät übernommen. Eine Anpassung an das veränderte Störspektrum des SiC-Inverters ist möglich. Die gefilterte AC-Eingangsspannung wird in der **Gleichrichter-Platine** weiterverarbeitet. Ein passiver Gleichrichter mit Netzdioden in B6-Brückenschaltung sorgt dafür, dass der Zwischenkreis mit den Netzkuppen nachgeladen wird. Um den Gleichrichter zu separieren, der in diesem Leistungsbereich häufig im Leistungsmodul des Wechselrichters integriert ist, wird ein separates Diodenmodul mit integriertem Bremstransistor aus einem leistungstärkeren Seriengerät eingesetzt. Die **Zwischenkreis-Platine** ist für die Pufferung der geräteinternen Gleichspannung zuständig. Es werden die Elektrolytkondensatoren aus dem 4 kW Seriengerät mit einer Gesamtkapazität von 330 μF übernommen. Weitere Funktionen sind Ladestrombegrenzung beim Einschalten des MWR, Entladeschaltung beim Ausschalten des MWR sowie die potentialgetrennte Erfassung der aktuellen DC-Spannung (ca. 540 V_{DC} bei Betrieb am 400 V Drehstromnetz). Die **Inverter-Platine** ist das Herzstück des MWR. Hier befindet sich das Leistungsmodul mit den 6 Leistungsschaltern, die gemäß dem in der Motorregelung berechneten

Pulsmuster angesteuert werden. Die Ansteuersignale kommen von der Steuerkarte und werden als Differenzsignale übertragen. Die Gate-Ansteuerung beinhaltet eine Potentialtrennung zum Leistungsteil und wird so nah wie möglich am Leistungsmodul platziert, um parasitäre Effekte zu minimieren. Um die beim Ein- und Ausschalten der Leistungsschalter entstehenden Spannungsspitzen lokal zu bedämpfen, werden in jedem Kommutierungskreis kleine Keramik- oder Folienkondensatoren platziert. Weiterhin wird die Modultemperatur gemessen, um auf eine thermische Überlastung reagieren zu können. Die **Ausgangsfilter-Platine** soll die gepulste Ausgangsspannung in eine sinusförmige Spannung umwandeln (im Seriengerät nicht vorhanden). Unterschiedliche Designs mit dem Fokus auf minimale Baugröße und minimale Verluste können erprobt werden. Ohne Ausgangsfilter wird die gepulste Ausgangsspannung erst im Motor durch die Induktivitäten der Statorwicklung geglättet, wobei dann alle auf dieser Strecke befindlichen Kapazitäten in Motorleitung ($C_{\text{Leiter-Leiter}}$ und $C_{\text{Leiter-Schirm}}$) und Motor ($C_{\text{Stator-Lagerring}}$, $C_{\text{Lagerring-Welle}}$, $C_{\text{Wicklung-Wicklung}}$, $C_{\text{Wicklung-Rotor}}$) permanent mit der Taktfrequenz des Wechselrichters umgeladen werden. Die **Sensor-Platine** beinhaltet eine Strom- und Spannungsmessung. Alle 3 Motorströme (Phasenströme I_U , I_V , I_W) sowie alle 3 Motorspannungen (Differenzspannungen U_{UV} , U_{UW} , U_{VW}) werden separat potentialfrei erfasst und der Motorregelung in hoher Auflösung (Abtastrate 16 kHz) zur Verfügung gestellt. Die Leistungssignale werden auf einen Stecker geführt, an den Motorleitungen in geschirmter Ausführung (Lenze Systemleitungen) oder ungeschirmter Ausführung (Forschungsgegenstand ungeschirmte Motorleitungen mit 100...200 m) angeschlossen werden können.

Um festzustellen, ob auf Basis dieser Idee tatsächlich eine tragfähige Forschungsplattform entsteht, wurden zunächst ausschließlich Schaltungsteile aus einem Seriengerät verwendet. Besondere Herausforderung bei dieser verteilten Geräteelektronik ist die störungsfreie Übertragung der Steuer- und Sensorsignale parallel zum logisch aufgebauten Leistungspfad. Als Lösung wurde eine separate Adapterplatine entwickelt, auf der jedes Signal der integrierten Serien-Steuerkarte in ein LVDS-Signal umgewandelt und via RJ45-Leitung an die zugehörige Stelle im (verteilten) Leistungsteil geführt wird.

Nachdem die grundsätzliche Funktion des Aufbaus nachgewiesen war, konnte die Forschungsarbeit an den relevanten Schaltungsteilen aufgenommen werden. Im Einzelnen:

- **Control board i950:** Erstellung und interne Freigabe einer Sonder-Firmware, bei der die Schaltfrequenz des Modulators auf Werte zwischen 16 und 128 kHz einstellbar ist (ausschließlich 2-er Potenzen)
- **SiC-Inverter:** Anstelle des im Seriengerät verbauten IGBT-Moduls wird jetzt das vom Projektpartner Infineon entwickelte SiC-MOSFET-Modul ein-designt. Große Herausforderungen sind eine schnelle, niederinduktive Ansteuerung der Leistungsschalter sowie eine Überstromabschaltung, die im Kurzschlussfall innerhalb von $2\mu\text{s}$ die Ansteuersignale inaktiviert, damit das Modul solche Fehlerfälle übersteht. Es werden kapazitiv-entkoppelnde

Treiber eingesetzt, wobei jede Treiberstufe mit einer separaten Versorgungsspannung über DC/DC-Wandler erhält.

- **Motorfilter:** Es wird ein einstufiges Ausgangsfilter als allpoliges Sinusfilter eingesetzt. Der Sternpunkt der Filterkondensatoren wird an die Mitte des DC-Zwischenkreises rückgekoppelt. Vom Projektpartner Block wurden diverse Filterdrosseln untersucht, aufgebaut und geliefert. Am kleinsten baut in der Konstellation mit 128 kHz-Taktfrequenz eine Anordnung mit Eisenringkerndrosseln.
- **Sensorik:** Motorstrom und Motorspannung werden hinter dem Ausgangsfilter erfasst. Es wurden unterschiedliche Messverfahren erprobt, die prinzipiell alle funktionieren. Entscheidend für die feldorientierte Regelung ist, dass der tatsächliche Motorstrom und nicht der Schalterstrom erfasst wird (von dem ein signifikanter Anteil im Sinusfilter „verbleibt“). Am besten schneiden integrierende Verfahren mit Delta-Sigma-Wandlern ab, da sie robust gegenüber Störungen sind und größtmögliche Freiheitsgrade für das Modulationsverfahren bieten.

Eine erste Ausführung der realisierten Forschungsplattform ist in Abbildung 25 zu sehen.

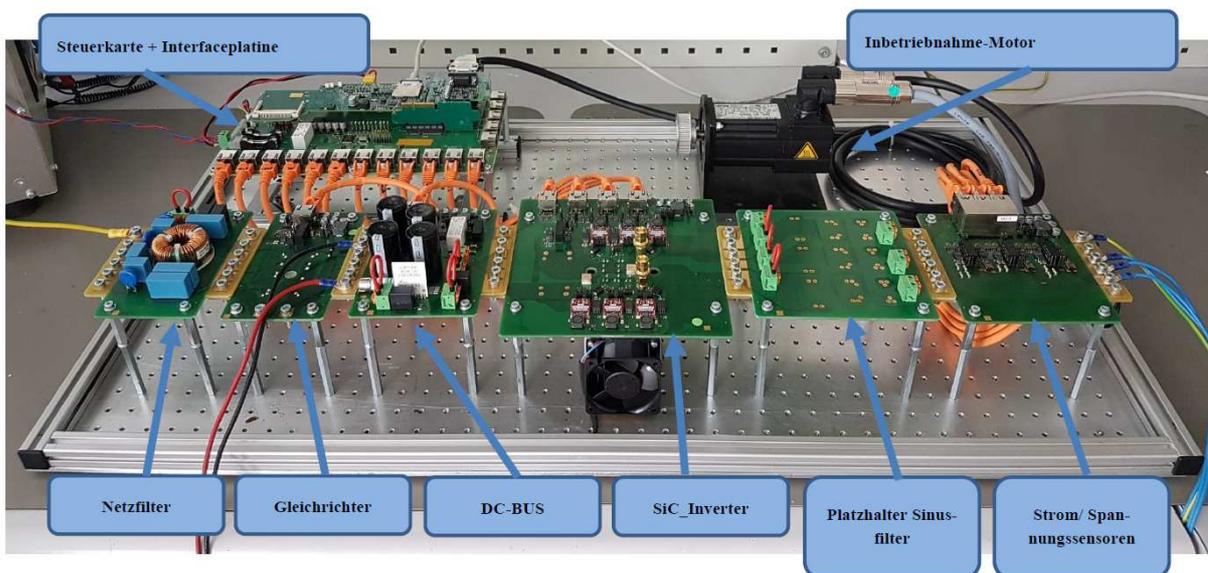


Abbildung 25: Modularer SiC-Wechselrichter basierend auf dem Servoregler i950

Die agile Entwicklung auf Basis des modularen Leistungsteils hat sich als sehr vorteilhaft herausgestellt. Die Forschungstechnologien konnten unabhängig voneinander entwickelt und frühzeitig getestet werden, sowohl einzeln als auch im System. Diese Methodik ermöglicht kurze Validierungsschleifen, gerade weil bereits zu Beginn der risikoreichen Forschungsaktivitäten ein lauffähiger Umrichter als Referenz zur Verfügung stand.

In Abbildung 26 sind unterschiedliche Entwicklungsschritte der Wechselrichter-Platine zu sehen. Alle Versionen nutzten das gleiche SiC-Modul vom Projektpartner Infineon, von dem nur

die Lötanschlüsse zu sehen sind, da es sich zwecks Kühlanbindung auf der Platinen-Unterseite befindet. Die Bauteiltechnologie, der Aufbau der Kommutierungszelle und die Leiterbahnführung wurden im Versuchsaufbau iterativ optimiert, bis mit der Version 4 schließlich eine stabil lauffähige Ausführung entstand.



Abbildung 26: Entwicklungsschritte des SiC Inverter

Bei der Forschung zum Sinusfilter wurden die in Abbildung 27 gezeigten Technologien aufgebaut und im MWR vermessen. Die Drosseln mit Ferritkern (EI-Bauform) sind in der Ausführung für 128 kHz etwas größer als die Drosseln mit Eisenkern (runde Bauform), haben aber eine geringere Verlustleistung, so dass sie für die Integration in den Projektdemonstrator favorisiert werden. Versuche mit vergossenen Spulen konnten nur begrenzt bewertet werden, da die Vorteile dieser Aufbautechnik sich erst in einem speziell dafür konstruierten Gerät mit direkter Anbindung an eine gemeinsame Kühlfläche zeigen.



Abbildung 27: Unterschiedliche Ausführungen des Sinus-Ausgangsfilters

Die Sensorik aus dem Seriengerät ist in Abbildung 28 in der Mitte zu sehen. Die dort verwendete Strommessung über Shunts und Spannungsmessung über Widerstandsteiler und deren Signalverarbeitung via Sigma-Delta-Wandler ergab schnell ein lauffähiges Messsystem. Die Stromerfassung mit Hilfe dieser niederohmigen Shunt-Widerstände diente im Projekt als Referenz. Weitere Messverfahren mit Potentialtrennung wurden analysiert, realisiert und bewertet. Dazu gehört eine Sensorplatine mit LEM-Wandlern (Abbildung 28 rechts), die den durchfließenden Motorstrom mit Hilfe von Hall-Sensoren erfassen und das dabei erzeugte Feld durch ein gesteuertes oder geregeltes Messsignals kompensieren. Außerdem wurde eine

Sensorplatine mit Stromsensoren von Sensitec (CFS 1000) entwickelt (Abbildung 28 links). Dieser Sensor misst eine Widerstandsänderung aufgrund einer äußerlichen Magnetfeldänderung, was als anisotroper magneto-resistiver Effekt (AMR) bezeichnet wird. Dabei wird die Leiterbahn in einer speziell auf den AMR-Sensor abgestimmten Form in einer Innenlage der Platine ausgeführt. Die Leiterkarte dient als isolierende Schicht zum AMR-Sensor, der als SMD-Bauteil auf dem obersten Layer montiert ist. Im Ergebnis erreichen alle getesteten Sensor-Technologien die erforderliche Messgenauigkeit für eine hoch performante Servoregelung sowie die (hier nicht notwendigerweise geforderte) Bandbreite zur Stromerfassung direkt im 128 kHz-Ausgangssignal des SiC Inverter. Für den relevanten Strombereich bis maximal 25 A stellt die Shunt-Lösung weiterhin die kompakteste und damit bevorzugte Variante dar, wengleich die Verluste höher sind als bei AMR und LEM.

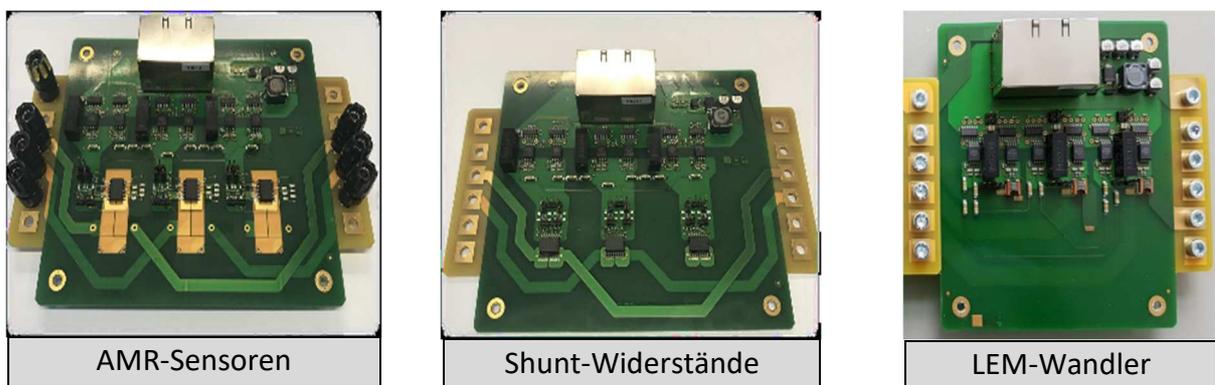


Abbildung 28: Unterschiedliche Ausführungen der Strom-Sensorik

Bevor die Forschungsergebnisse in die Entwicklung eines kompakten Schaltschrankgerätes überführt werden konnten, mussten ausführliche Messungen zur Stabilität im motorischen und generatorischen Betrieb, zum EMV-Verhalten sowie zum Energiebedarf (Verlustleistung) durchgeführt werden. Die mit dem MWR an einem Lastsatz mit einer 4 kW Asynchronmaschine als Prüfling verifizierten Parameter sind in Tabelle 6 aufgeführt.

Tabelle 6: Technische Daten des Modul-Wechselrichters

Parameter	Wert
Zwischenkreisspannung	150..565 V...730 V DC
Schaltfrequenz	16, 32, 64, 128 kHz
Einschaltgeschwindigkeit	12 V/ns mit $R_{Gate} = 14 \text{ Ohm}$ 25-30 V/ns mit $R_{Gate} = 6,8 \text{ Ohm}$ 50 V/ns mit $R_{Gate} = 1 \text{ Ohm}$
Ausschaltgeschwindigkeit	90 V/ns mit $R_{Gate} = 1 \text{ Ohm}$
Totzeit / Minimalpulsbreite	150 ns / 350 ns
Überstromabschaltung (DESAT)	max. 50 A in $\leq 1 \mu\text{s}$
Auslastung / Aussteuergrad	$I_N = 0 - 200\% (0 - 19 \text{ A}) / D = 0 - 100\%$

Dabei wurden alle Betriebspunkte einschließlich Überstromschutz erfolgreich getestet. Parallel zur Weiterentwicklung im Forschungsprojekt lief der MWR über 6 Monate lang im Reversierbetrieb mit einer Asynchronmaschine in einem Langzeittest mit $U_{DC} = 720 \text{ V}$ und $R_{Gate} = 1 \text{ Ohm}$ (ohne Sinusfilter).

Außerdem wurden Berechnungen und Vergleichsmessungen zur Verlustleistung (Energieeffizienz) des MWR durchgeführt (Abbildung 29).

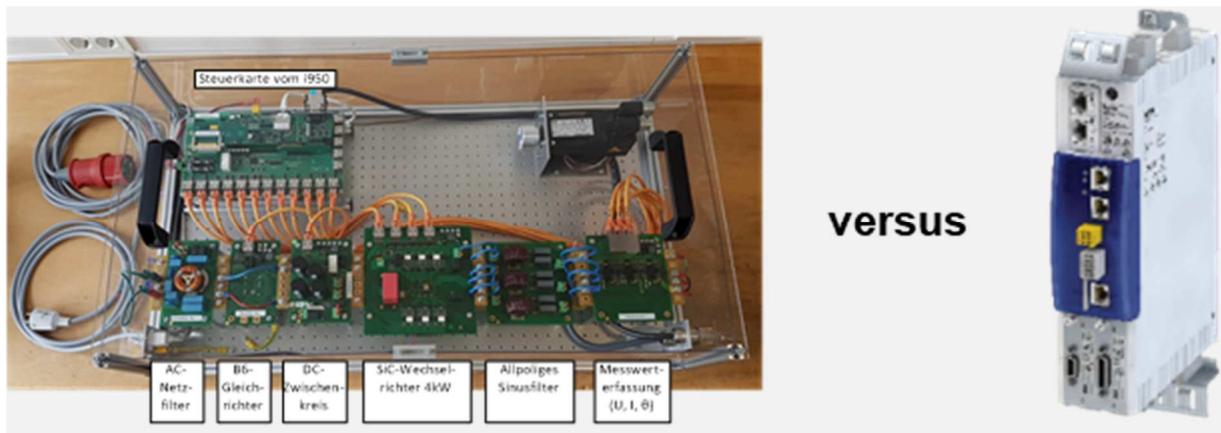


Abbildung 29: MWR mit SiC / 128 kHz / Sinusfilter (links) und i950 Bauform 3 / 4 kHz (rechts)

Als Vergleichsgerät für die Messungen wurde ein 4 kW Seriengerät mit IGBT-Wechselrichter und 4 kHz Schaltfrequenz herangezogen. Dieses Seriengerät hat rechnerisch unter Verwendung der in IEC 61800-9-2 angegebenen Methodik beim Betrieb an DC-Spannung (Einspeisung in den Zwischenkreis) eine Bemessungsverlustleistung im Wechselrichter von minimal 66 W ohne Berücksichtigung von Umladeverlusten. Als Maximalwert für $P_{VN, WR}$ werden 104,9 W berechnet. Dabei wird eine Länge der geschirmten Motorleitung größer 15 m angenommen, bei der es zur vollständigen Reflexion der Ausgangsspannungspulse kommt. Leitungs- und Motorkapazitäten müssen bei jedem Schaltvorgang umgeladen werden, wobei der Spitzenwert des Schalterstroms sich proportional zur Überspannungsspitze erhöht.

Die tatsächlich gemessene Wechselrichterverlustleistung im Bemessungspunkt beträgt 69,9 W (Abbildung 30 - graue Kurve - Arbeitspunkt 5). Da hier eine kurze Motorleitung verwendet wurde, kann eine gute Übereinstimmung zwischen gemessenen und kalkulierten Verlusten konstatiert werden.

Für den 4 kW MWR mit SiC-Modul, 128 kHz Schaltfrequenz und Sinusfilter (EI-Kerne) wurde eine Bemessungsverlustleistung von 102,3 W berechnet (Wechselrichter 89,5 W, Sinusfilter 12,8 W). Sowohl die Verluste der SiC-Schalter mit intrinsischer Freilaufdiode als auch die ohmschen, magnetischen und kapazitiven Verluste im Sinusfilter mussten dabei durch neu entwickelte Näherungsformeln hergeleitet werden, da es hierzu keine allgemein gültigen Berechnungsmethoden gibt. Als Messwert für die Wechselrichter- und Sinusfilter-Verlustleistung des

MWR im Bemessungspunkt können wir 96,7 W ablesen (Abbildung 30 - rote Kurve - Arbeitspunkt 5). Der Messwert liegt damit ca. 5% unter dem Rechenwert, aber im Rahmen der erwartbaren Genauigkeit können wir auch hier davon ausgehen, dass die Rechenmethode plausible Ergebnisse liefert.

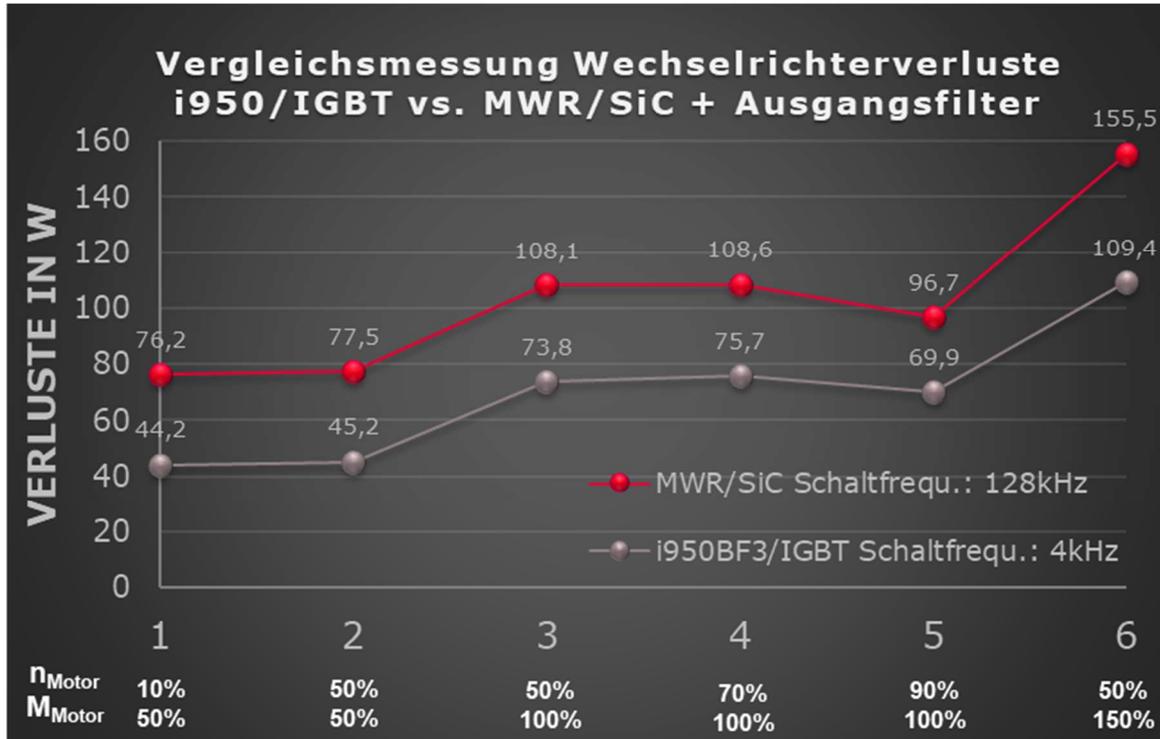


Abbildung 30: Vergleichsmessung für die Wechselrichterverluste von MWR und Seriengerät

Insgesamt hat der SiC-MWR in dieser Konstellation im Mittel über alle aufgenommenen Arbeitspunkte eine Verlustleistung, die um 34,1 W höher ist als das IGBT-Seriengerät. Die Erwartungshaltung ist, dass sich das bei langer, geschirmter Motorleitung ausgleicht.

Für einen 4 kW Referenzumrichter der Effizienzklasse IE1 wird in IEC 61800-9-2 eine Wechselrichterverlustleistung von 105,3 W (ohne kapazitive Umladeverluste) bzw. 154,6 W (bei max. Reflexion der Ausgangsspannung) angegeben.

Das Projektziel war es, mit dem SiC-Wechselrichter incl. Sinusfilter die Verlustleistung eines IGBT-Wechselrichters (ohne kapazitive Umladeverluste) nicht zu überschreiten. In Tabelle 7 sehen wir, dass dieses Ziel im Vergleich zu einem normativen Referenzgerät der Effizienzklasse IE1 erreicht ist. Aber im Vergleich zu unserem deutlich besseren Seriengerät ist eine klare Abweichung zu erkennen. Eine mögliche Optimierung besteht darin, die Schaltfrequenz im SiC-Wechselrichter auf 96 kHz zu reduzieren, was im Projekt aufgrund von Software-Restriktionen in der i950-Firmware nicht umsetzbar war. Unter der Annahme, dass die Verluste im Sinusfilter dabei nicht maßgeblich steigen, ergibt sich dadurch rechnerisch eine um ca. 20 W kleinere Verlustleistung im Bemessungspunkt.

Tabelle 7: Vergleich der Energieeffizienz des MWR im Vergleich zum Projektziel

Umrichter mit $P_N = 4 \text{ kW}$	Wechselrichterverluste im Bemessungspunkt	Vergleich
Referenzumrichter IE1 * (IEC 61800-9-2)	105,3 W Berechnung ohne kapazitive Umladeverluste	100%
Max. Verluste für IE2 (IEC 61800-9-2)	79,0 W 25% geringer als der IE1-Referenzumrichter	75,0%
Seriengerät i950 mit 4 kHz (IE2)	69,9 W Messwert mit kurzer Motorleitung	66,4%
SiC-MWR mit 128 kHz und Sinusfilter	96,7 W Messwert incl. Sinusfilter (24,2 W) mit kurzer Motorleitung	91,8%
SiC-MWR mit 96 kHz und Sinusfilter	77,5 W Abschätzung des Optimierungspotentials	73,6%
* gesetzliche Anforderung nach dem aktuellen Stand der Technik		

6.3.2 SiC-Umrichter mit 4 kW Bemessungsleistung als Projektdemonstrator

Im nächsten Entwicklungsschritt wurden die Erkenntnisse aus Aufbau und Betrieb des Modulwechselrichters genutzt, um ein Schaltschrankgerät zu konstruieren. Dabei sollte das Layout der Kommutierungszelle möglichst unverändert übernommen werden. Außerdem musste das favorisierte Sinusfilter so integriert werden, dass es vom Kühlkörperlüfter entwärmt wird. Platzanalysen ergaben, dass die gesamte Schaltungstechnik des 4 kW SiC-Umrichters wegen des Platzbedarfes des Ausgangsfilters nur in ein Seriengehäuse der 11 kW-Klasse ein designt werden kann.

Die nachfolgenden Grafiken (Abbildung 31 bis Abbildung 34) zeigen Ausschnitte aus der Montage des Forschungsumrichters i950-SiC mit Kennzeichnung relevanter Bauteilgruppen. Von der Anschlusstechnik entspricht dieser Projektdemonstrator einem Lenze i950 Seriengerät der Bauform 5. Im Inneren wurden die Leiterkarten neu entwickelt sowie der Kühlkörper ausgefräst, um die Filterdrosseln im luftdurchströmten Kühlkörper zu platzieren.

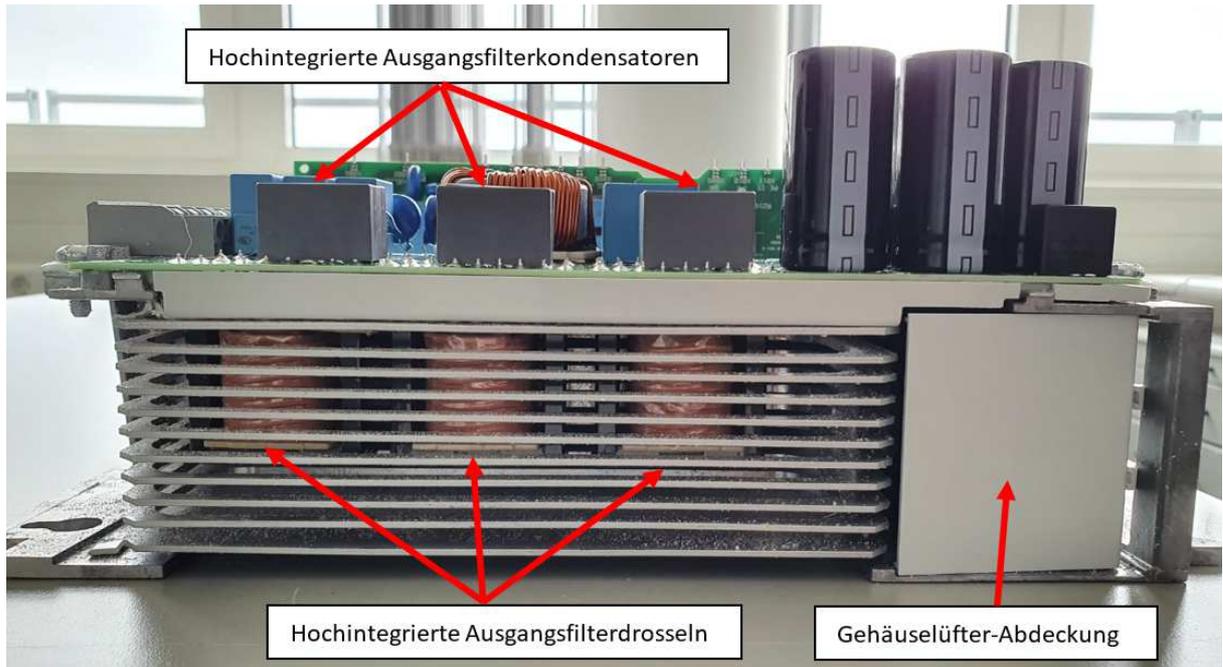


Abbildung 31: i950-SiC | Kühlkörper und Sinusfilter

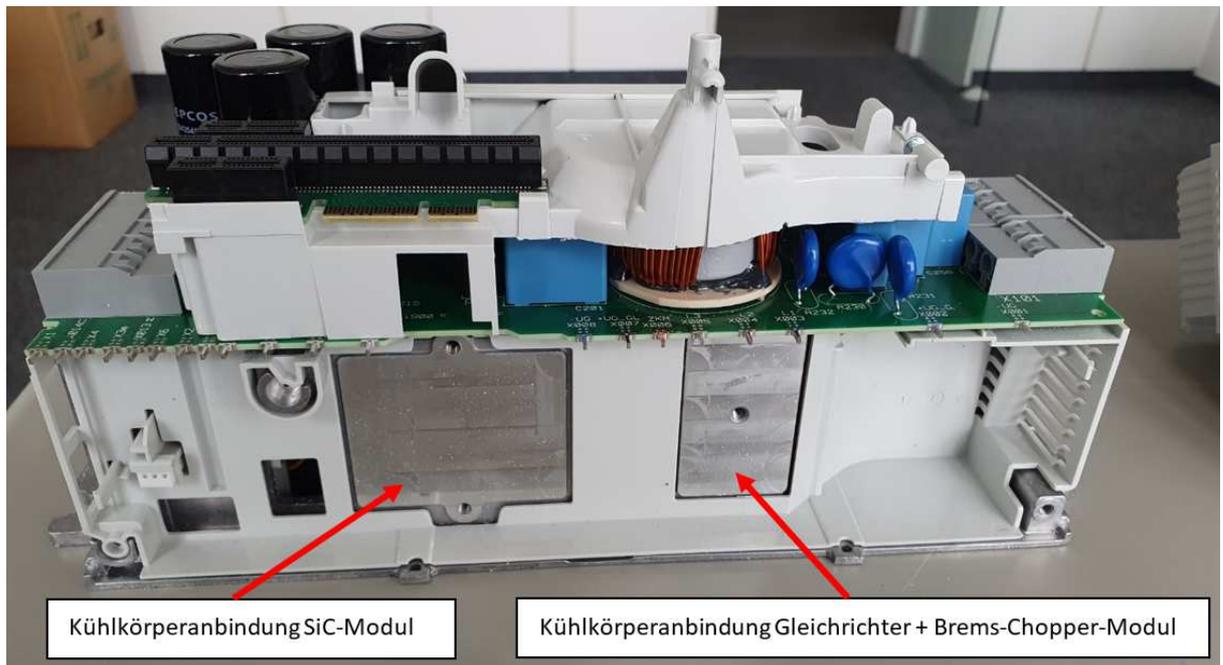


Abbildung 32: i950-SiC | Leistungsteil mit Kondensatorplatine und angepasstem Kunststoffkühlkanal

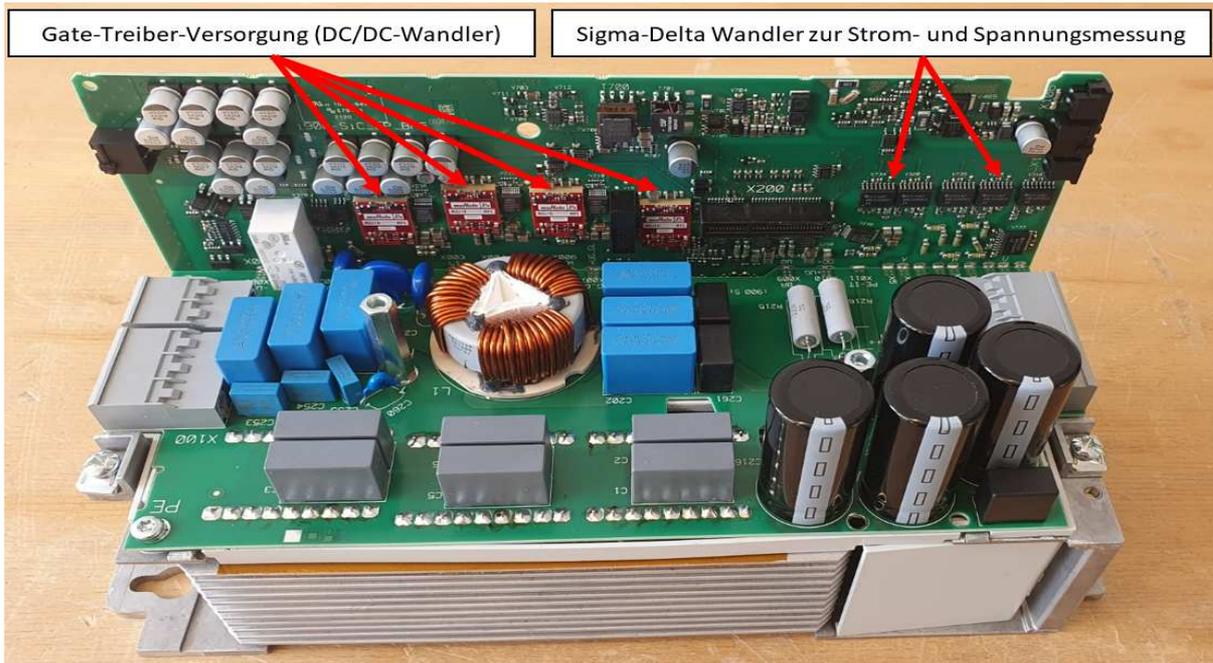


Abbildung 33: i950-SiC | Ansteuerung und Signalerfassung senkrecht zur Kondensatorplatte

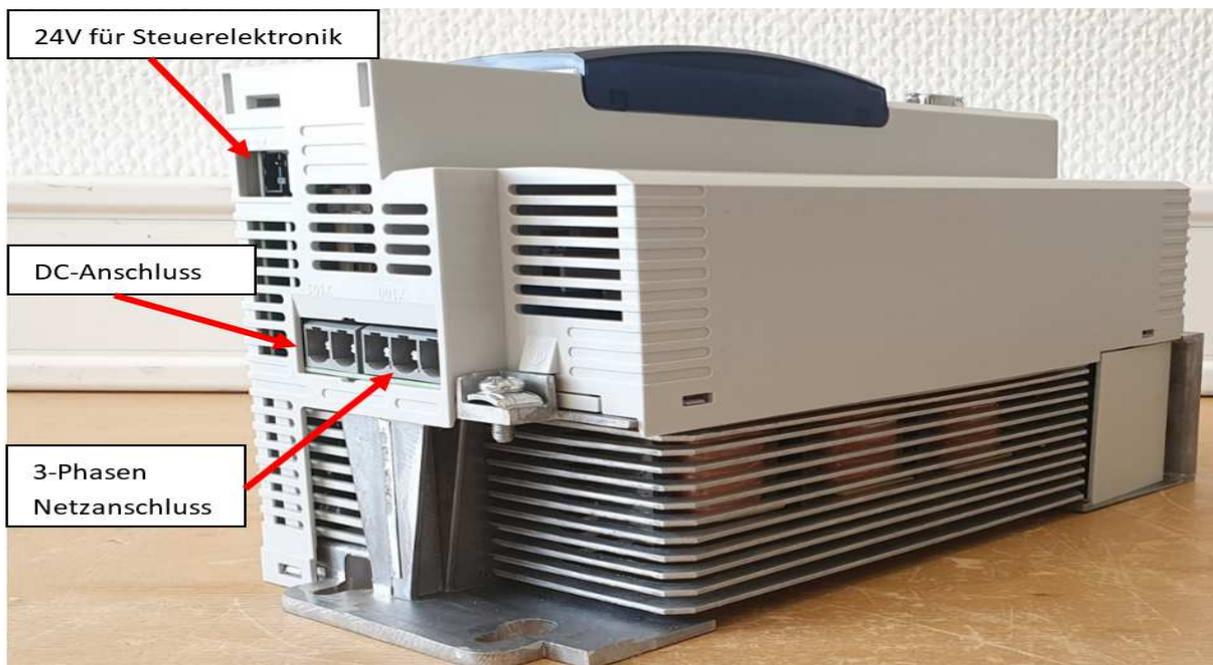


Abbildung 34: i950-SiC | Kompletgerät mit Anschlusstechnik und Gehäusedeckel

Der i950-SiC Schaltschrankumrichter zeigt bei den Verifikationsmessungen wie erwartet die gleichen technischen Eigenschaften wie der Modulwechselrichter (Tabelle 8). Einzig der gewünschte Maximalstrom von 19 A wird nicht erreicht, weil die Schutzschaltung, welche die SiC-Schalter bei einem Überstrom instantan abschaltet, zu früh anspricht.

Tabelle 8: Technische Daten des i950-SiC

Parameter	Wert
Baugröße	Bauform 5 (i950 Serie)
Motorleistung	4 kW (ASM)
Ausgangsfiler	Integriertes allpoliges Sinus-Filter mit Ferritkernen (EI Kerne)
Zwischenkreisspannung	150..565 V...730 V DC
Schaltfrequenz	(16, 32) 64, 128 kHz
Einschaltgeschwindigkeit	25 V/ns mit $R_{Gate} = 6,8 \text{ Ohm}$ 50 V/ns mit $R_{Gate} = 1 \text{ Ohm}$
Totzeit / Minimalpulsbreite	150 ns / 350 ns
Überstromabschaltung (DESAT)	max. 50 A in $\leq 1 \mu\text{s}$
Auslastung / Aussteuergrad	$I_N = 0 - 150\% (0 - 14 \text{ A}) / D = 0 - 100\%$ 200% I_N wird wegen vorzeitigem Auslösen der DESAT nicht erreicht

6.3.3 Validierung des Projektdemonstrators im Realbetrieb

Neben der grundsätzlichen Funktionalität und Betriebssicherheit sind EMV, Antriebsperformance und Energieeffizienz die entscheidenden Größen zur Bewertung des Projektdemonstrators.

6.3.3.1 EMV

Zur Bewertung der EMV-Eigenschaften wurden umfangreiche Messungen am Modulwechselrichter und am i950-SiC durchgeführt. Im Gegensatz zu den Seriengeräten, bei denen die Verwendung geschirmter Motorleitungen vorgeschrieben ist, sind hier nicht nur auf der Netzseite, sondern auch auf der Motorseite normative Grenzwerte einzuhalten. Diese gelten, sobald die ungeschirmte Motorleitung länger als 2 m ist. Das Ergebnis einer normgerechten Messung für die Common-Mode Störungen des Motorkabels bei Verwendung einer 3 m langen geschirmten Leitung findet sich in Abbildung 35. Bei dieser Messung wird die HF-Störspannung jedes Leiters (U, V, W) gegen PE mit einem EMV-Tastkopf erfasst. Zum Vergleich wird ein leistungsgleiches Seriengerät i950 mit 16 kHz genutzt. Die Grenzwertkurve für den Industriebe-

reich wird in beiden Fällen deutlich überschritten. Allerdings gilt diese - wie obenstehend erläutert - nicht für das Seriengerät. Interessanterweise ist das Störspektrum des i950-SiC nahezu unabhängig von der Leitungslänge (3 m geschirmt bis 150 m ungeschirmt).

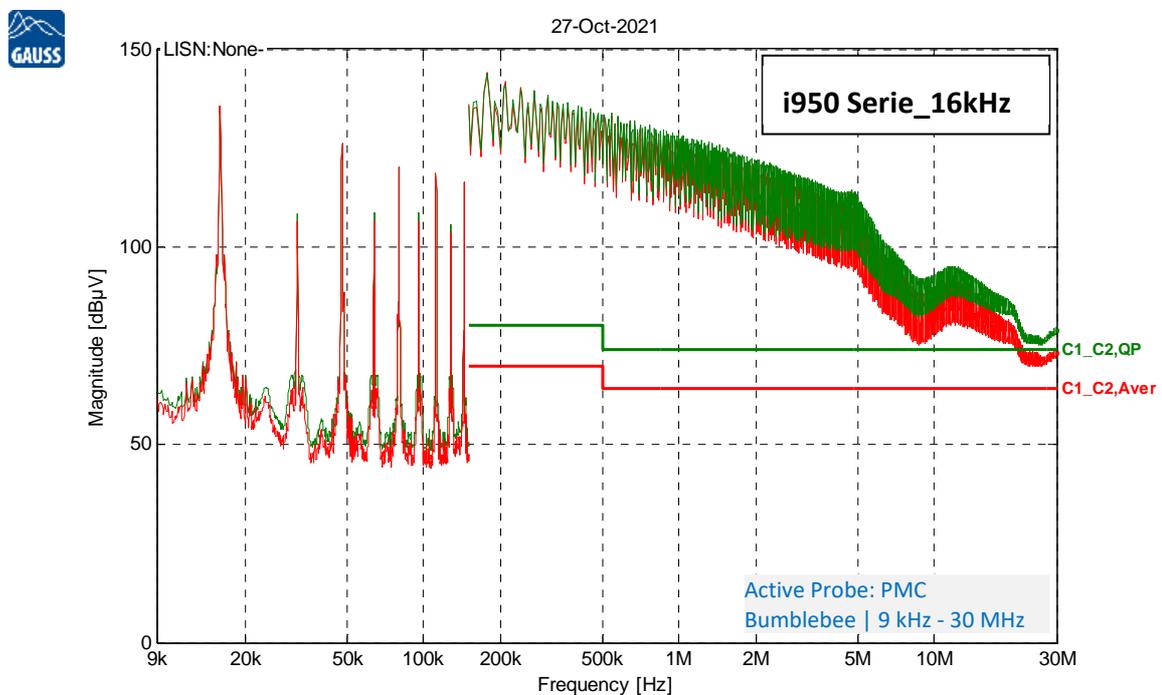
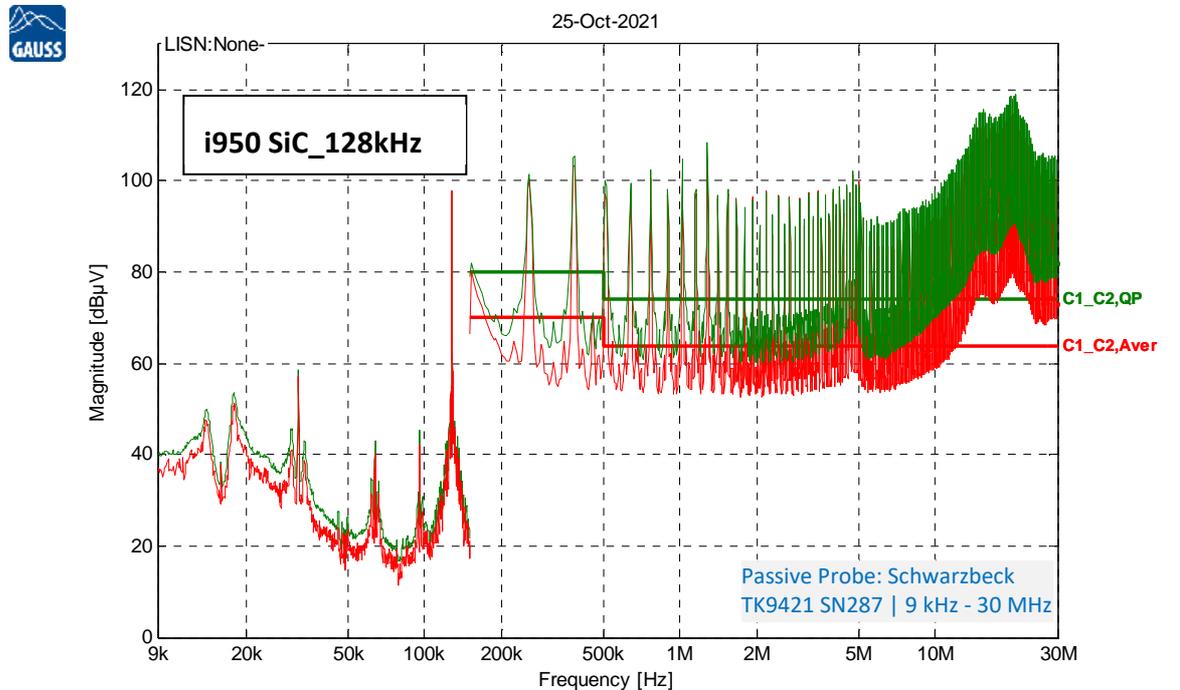


Abbildung 35: Leitungsgebundene EMV Emissionen auf der Motorseite

Naheliegende Maßnahmen wie z.B. der Einsatz von Ferritkernen im Motorausgang bringen keine grundlegende Verbesserung. In beiden Kurven ist die Schaltfrequenz des Wechselrichters und deren Vielfache deutlich zu erkennen. Zusätzlich gibt es einen signifikanten Einfluss des (ebenfalls mit hoher Taktfrequenz arbeitenden) geräteinternen Schaltnetzteils, der im höheren Frequenzbereich (> 150 kHz) dominant wird und gesondert untersucht werden müsste.

Tabelle 9: EMV Eigenschaften von MWR / i950-SiC bei 128 kHz und 150 m Motorleitung (ungeschirmt)

Kriterium	Ergebnis
Ableitstrom (Effektivwert)	≤ 6 mA (vergleichbar zu IGBT-Umrichtern) Beispiel aus der Technischen Dokumentation i950: "Der Ableitstrom gegen Erde (PE) ist > 3,5 mA AC bzw. > 10 mA DC"
Leitungsgebundene Störungen auf der Netzseite 150 kHz - 30 MHz [IEC 61800-3]	Die Grenzwerte für C3 (Industrie) werden bis 10 MHz eingehalten. Für den oberen Frequenzbereich sind Maßnahmen zu entwickeln. Ansätze könnten eine optimierte Abstimmung zwischen Netz- und Sinusfilter oder zusätzliche HF-Bauteile im Ausgang sein.
Gestrahlte Störaussendung 30 MHz - 1 GHz [IEC 61800-3]	Die Grenzwerte für C3 (Industrie) werden eingehalten. Im Leerlauf liegt die Kurve sogar unterhalb der schärferen Grenzwerte für C2 (Mischgebiete).
Leitungsgebundene Störungen auf der Motorseite 150 kHz - 30 MHz [IEC 61800-3]	Die Grenzwerte für C3 (Industrie) werden im gesamten Spektrum deutlich überschritten. Weitere Forschungen sind notwendig.

6.3.3.2 Antriebsperformance

Bezüglich der Regelgüte war der Anspruch, dass der i950-SiC die gleiche Antriebsperformance erreicht, wie das vergleichbare IGBT-Gerät im Betrieb bei 16 kHz. Die höhere Schaltfrequenz im Modulator führt zu einer höheren Genauigkeit im Stellsignal. Beim Seriengerät führt das bei fester Schaltfrequenz allerdings zu einem starken Strom-Derating, d.h. anstelle eines 4 kW Motors reicht der Ausgangsstrom dann nur noch für einen 750 W Motor. Beim i950-SiC wird der volle Ausgangsstrom auch bei 128 kHz zur Verfügung gestellt. Hier war eher die Frage, ob das nachgeschaltete Sinusfilter eventuell negative Auswirkungen auf die Qualität der Stromregelung haben könnte. Die Vergleichsmessungen zeigen aber eindeutig, dass hier absolut keine Einbußen auftreten. In allen von den Antriebsspezialisten bei Lenze definierten Performance-Kriterien werden die identischen Werte wie mit dem 16 kHz-Seriengerät erreicht. Beispielhaft sehen wir das in Abbildung 36, wo die maximal erreichbare Positioniergenauigkeit für unterschiedliche Parameter von Lage- und Drehzahlregler aufgetragen ist (sogenannte „Strand-Diagramme“). Der Übergang von der dunkelblauen zur weißen Fläche kennzeichnet dabei die Grenze, bei der die Regelung instabil wird.

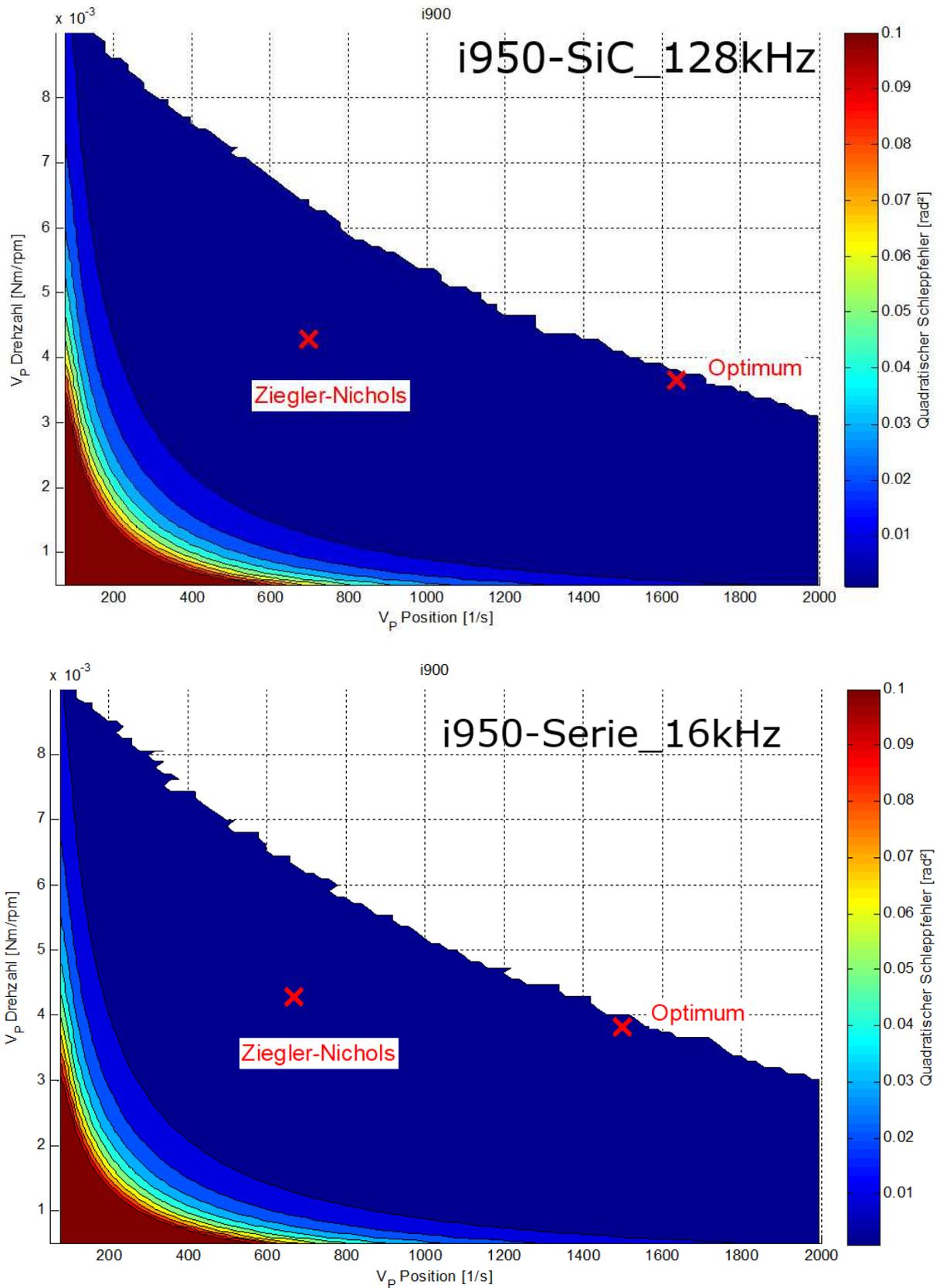


Abbildung 36: Positioniergenauigkeit i950-SiC (oben) im Vergleich zum Seriengerät (unten)

In Abbildung 37 ist gut zu erkennen, dass die im i950-SiC integrierten Maßnahmen zur Verringerung der Totzeiten dazu führen, dass trotz der extrem hohen Anzahl an Schaltvorgängen und dem dämpfenden Einfluss des Sinusfilters die gleiche Ausgangsspannung (Stellspannung) wie im Seriengerät bei 16 kHz erreicht wird. Aufgetragen ist der Drehmomentverlauf über der Drehzahl. Die maximale Ausgangsspannung wird im Bemessungspunkt (n_N , M_N) erreicht. Bei höherem Drehmoment verschiebt sich der Eckpunkt hin zu kleineren Drehzahlen, weil ein größerer Spannungsanteil für die Bereitstellung des Überstroms benötigt wird. Die Überlastkurve mit $3x I_N$ wird wegen des Deratings beim Seriengerät ausschließlich vom i950-SiC erreicht.

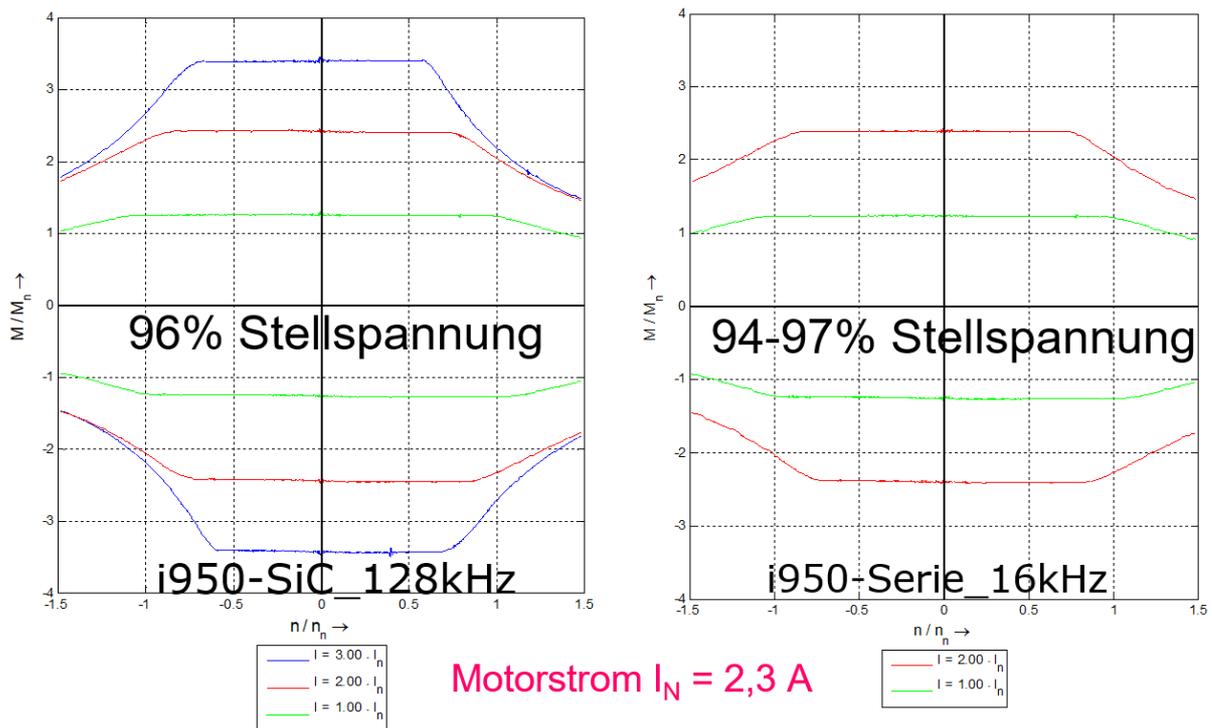


Abbildung 37: Drehzahl-/Drehmoment-Kennlinien i950-SiC im Vergleich zum Seriengerät

6.3.3.3 Energieeffizienz

Die für das Gesamtprojekt entscheidende Bewertung der Energieeffizienz im Antriebssystem wurde in aufwändigen Messreihen ermittelt. Die Verluste wurden dabei an einem Lastprüfstand im statischen Betrieb in allen Arbeitspunkten aufgenommen, die in Abbildung 38 aufgeführt sind. Diese Arbeitspunkte orientieren sich an der IEC 61800-9-2, in der die Effizienzklassen sowohl für Umrichter als auch für Umrichter-betriebene Antriebssysteme definiert sind. Die Messpunkte befinden sich ausschließlich im Grundstellbereich und gelten als Orientierung für die Beschriftung der x-Achse in Abbildung 39 und Abbildung 40.

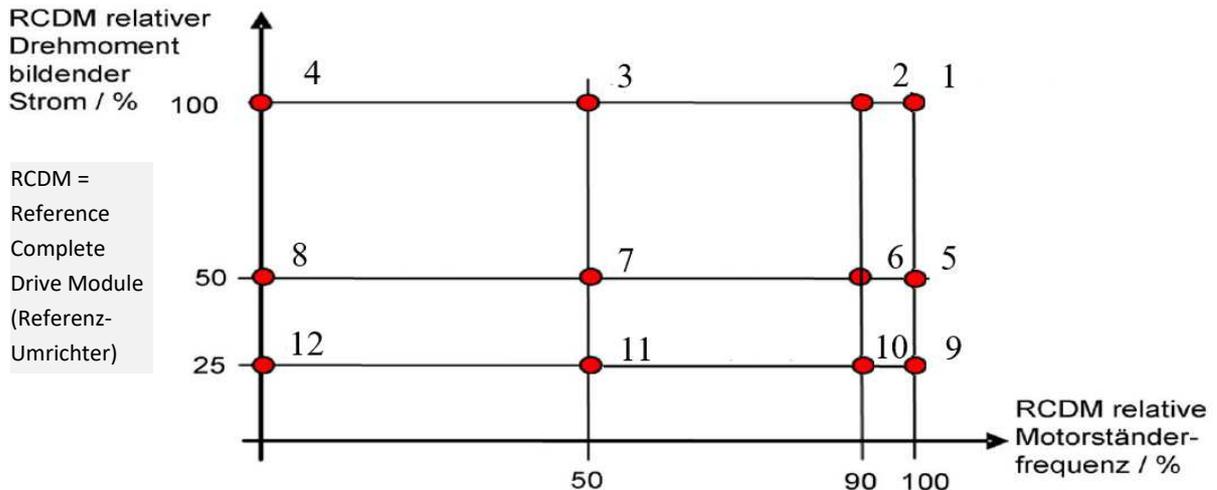


Abbildung 38: Arbeitspunkte zur Bewertung der Energieeffizienz

Als Prüflinge kamen sowohl eine Standard-Asynchronmaschine (ASM Lenze m550 IE3 mit 4 kW und $I_N = 7,82$ A) als auch eine Permanentmagnet-erregte Synchronmaschine (PMSM Lenze m850 mit 5,03 kW, 16 Nm, 3000 min^{-1} und $I_N = 10,2$ A) zum Einsatz. Als Referenzgerät wurde ein Seriengerät i950 verwendet, das mit seiner Default-Schaltfrequenz von 4 kHz betrieben wurde. Als Varianten für die Motorleitung wurden 3 m geschirmt, 55 m geschirmt und 150 m ungeschirmt angeschlossen. Wobei das Feature „150 m Motorleitung ohne Kabelschirm“ nur beim SiC-Gerät funktioniert.

In Abbildung 39 und Abbildung 40 sehen wir den Systemvergleich bei 55 m geschirmter Motorleitung. Die Erwartungswerte werden nicht ganz erreicht.

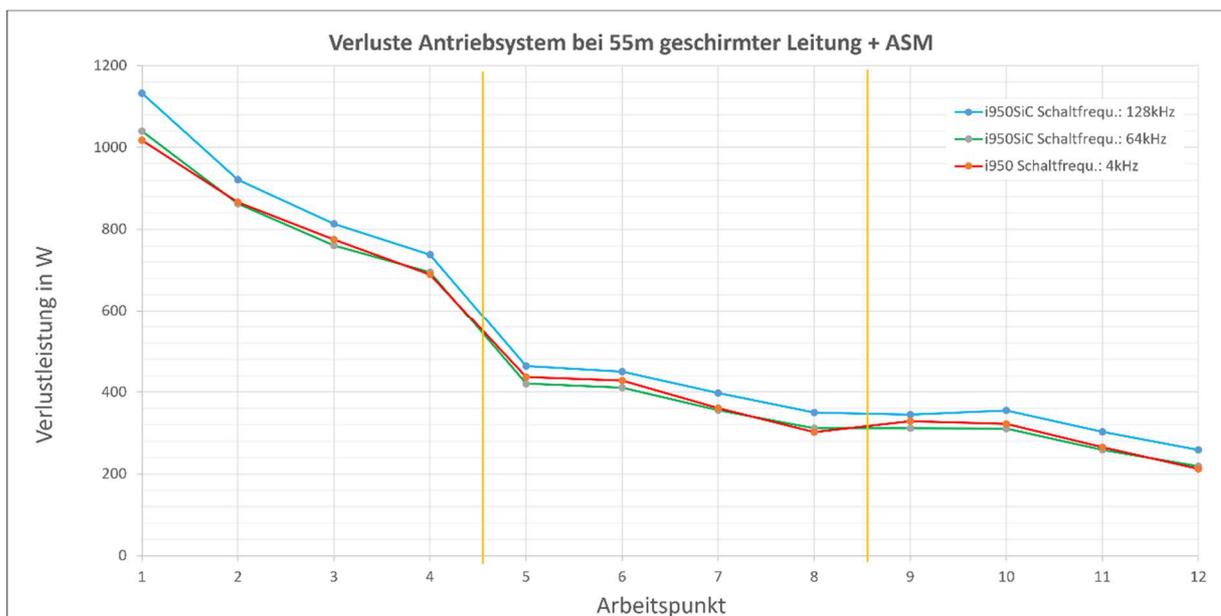


Abbildung 39: Bewertung der Energieeffizienz im Antriebssystem mit ASM

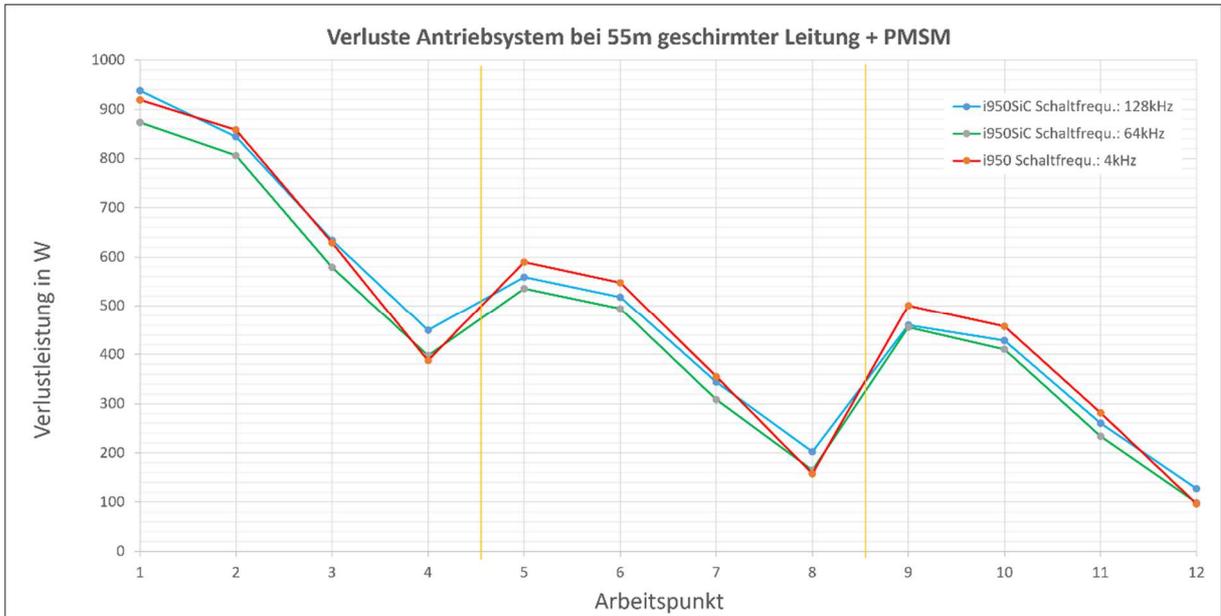


Abbildung 40: Bewertung der Energieeffizienz im Antriebssystem mit PMSM

Bei der ASM ergibt sich eine mittlere Einsparung von 1,4% Verlustenergie für das SiC-System, wenn dieses bei 64 kHz betrieben wird.

Bei der PMSM sinken die Motorverluste beim Betrieb am SiC-Umrichter deutlich stärker. Hier wird im Mittelwert über alle im Grundstellbereich aufgezeichneten Arbeitspunkte eine Verlusteinsparung von 7,3% messtechnisch nachgewiesen (i950-SiC mit 64 kHz).

Eine Übersicht der Verlustleistungs-Messergebnisse aus dem Motorenprüffeld für den **Bemessungspunkt** (Arbeitspunkt 2 in Abbildung 39 und Abbildung 40) findet sich in Tabelle 10. Beim Vergleich der Absolutwerte ist zu beachten, dass die PMSM einen höheren Bemessungsstrom als der Umrichter hat, aber gegenüber der ASM einen deutlich besseren Wirkungsgrad aufweist.

Tabelle 10: Verlustleistungen im Bemessungspunkt

Antriebssystem	Verluste im Umrichter	Verluste Leitung und Motor	Verluste im Antriebssystem	Vergleich SiC- mit IGBT-System
i950-IGBT-4kHz mit 3 m und ASM SM	166 W ¹⁾ 206 W	599 W 477 W	765 W 683 W	100% 100%
i950-IGBT-4kHz mit 55 m und ASM SM	167 W ¹⁾ 206 W	737 W 653 W	866 W 858 W	100% 100%
i950-SiC-64kHz mit 3 m und ASM SM	177 W ²⁾ 221 W	541 W 413 W	718 W 634 W	-6,1% -7,2%
i950-SiC-64kHz mit 55 m und ASM SM	180 W ²⁾ 223 W	683 W 583 W	863 W 806 W	-0,4% -6,1%
i950-SiC-64kHz mit 150 m und ASM SM	190 W ²⁾ 230 W	1.040 W 935 W	1.230 W 1.165 W	Neues Feature: 150 m ohne Schirm

Antriebssystem	Verluste im Umrichter	Verluste Leitung und Motor	Verluste im Antriebssystem	Vergleich SiC- mit IGBT-System
i950-SiC-128kHz mit 3 m und ASM SM	212 W ³⁾ 258 W	549 W 413 W	761 W 672 W	- 0,5% - 1,6%
i950-SiC-128kHz mit 55 m und ASM SM	221 W ³⁾ 257 W	700 W 587 W	921 W 845 W	- 6,3% ⁴⁾ - 1,3%
i950-SiC-128kHz mit 150 m und ASM SM	234 W ³⁾ 271 W	1.113 W 986 W	1.348 W 1.258 W	Neues Feature: 150 m ohne Schirm
¹⁾ Als Rechenwert für den kompletten IGBT-Umrichter wird bei I = 8,44 A (IE2) und 4 kHz eine Verlustleistung von 116 W ohne Umladeverluste und 155 W mit Umladestrom ermittelt				
²⁾ Als Rechenwert für den kompletten SiC-Umrichter wird bei I = 8,44 A (IE2) und 64 kHz eine Verlustleistung von 124 W ermittelt (theoretisch unabhängig von der Motorleitungslänge)				
³⁾ Als Rechenwert für den kompletten SiC-Umrichter wird bei I = 8,44 A (IE2) und 128 kHz eine Verlustleistung von 152 W ermittelt (theoretisch unabhängig von der Motorleitungslänge)				
⁴⁾ Der SiC-Antrieb befindet sich hier im Feldschwächbereich				

Die lange, geschirmte Motorleitung mit 55 m bringt nicht den erwarteten Effekt, dass sich die Verluste im Antriebssystem zugunsten des SiC-Systems verschieben. Im Gegenteil: Ein leichter Vorteil bei 3 m Motorleitungslänge (geschirmt) ist in allen Antriebskonstellationen sichtbar, der sich bei 55 m eher verringert. Allerdings sind die „Mehrverluste“ des SiC-Systems bei 128 kHz und ASM darauf zurückzuführen, dass fehlende Umrichter-Ausgangsspannung zum Feldschwächbetrieb führt.

Als mögliche Ursachen für die Abweichungen vom Projektziel „15% weniger Verluste“ werden folgende Unsicherheiten identifiziert:

- Die Verluste im SiC-Umrichter sind bei allen Messungen deutlich höher als vorher beim Modulwechselrichter ermittelt. Ein kleiner Teil dieser Differenz kann auf die unterschiedliche Einbausituation der EI-Ferritkerne (Eigenerwärmung) zurückgeführt werden, aber es verbleibt eine deutliche Diskrepanz.
- Die Motorleitung beeinflusst die Verlustbilanz deutlich stärker als von der Rechnung her erwartet. Messtechnisch ergeben sich höhere ohmsche Verluste als über den Datenblattwert für den Leitungswiderstand ermittelt. Außerdem gibt es offensichtlich auch im SiC-System einen Verlustanteil durch Umladevorgänge, den wir im Idealfall auf „Null“ gesetzt hatten.
- Der Einfluss der Motorleitungslänge auf die Umrichterverluste ist deutlich geringer als angenommen. Das gilt für beide Umrichter-Technologien und spricht für relativ konstante kapazitive Umladeverluste in der Leitung. Dabei kann es eine Rolle spielen, dass die Lenze Systemkabel als kapazitätsarme Leitungen ausgeführt sind – mit weniger Umladeverlusten als im Referenzdokument IEC 61800-9-2 zugelassen werden.

- Die Stellspannung des Seriengeräts ist bei 4 kHz höher als im Antriebsperformancevergleich (Abbildung 37), wo dieses Gerät mit 16 kHz betrieben wird. Das ergibt bei der ASM einen Vorteil gegenüber dem i950-SiC, der zumindest im Bemessungspunkt bei 128 kHz und $U_{\text{Motor}} = 400 \text{ V}$ die fehlende Stellspannung durch einen höheren Ausgangsstrom und damit höhere Stromwärmeverluste ausgleichen muss.

6.3.3.4 Anlagentest (Lenze Jonglator)

Um den Projektdemonstrator i950-SiC einem Fachpublikum vorstellen zu können, war ursprünglich eine Integration des Umrichters in eine Labordosieranlage der Firma Fricke geplant. Die spezifische Anlage, die Firma Fricke während der ursprünglichen Projektlaufzeit für das Ide3AL-Projekt vorgehalten hatte, war leider im Zeitraum der Projektverlängerung nicht mehr verfügbar. Daher wurde in Abstimmung mit dem Projektträger und den Konsortialpartnern eine alternative Anlage ausgewählt, die für eine Integration des i950-SiC geeignet ist. Dabei handelt es sich um den Lenze-Jonglator, der als Messe-Exponat zur Verfügung stand und im „Normalzustand“ mit i950-IGBT-Umrichtern ausgestattet ist. Die Antriebstechnik im Jonglator beinhaltet vier Einzelachsen, welche die beiden Jonglierteller in horizontaler und vertikaler Richtung positionieren.

Einer der 4 Achsregler, und zwar derjenige, welcher für die Vertikalbewegung des rechten Jongliertellers zuständig ist, wurde durch den Projektdemonstrator i950-SiC ersetzt (Abbildung 41 rechts, oberes Gerät mit den gut sichtbaren Drosseln im Kühlkörper). Optional kann der Servomotor dieses SiC-Gerätes über eine 150 m lange, ungeschirmte Motorleitung angesteuert werden, die in der oberen Abdeckung des Aufbaus angeordnet wurde (Abbildung 41 links). Durch die Montage dieser Leitung werden die Vorteile enger Biegeradien und langer Strecken verdeutlicht, die mit der Ide3AL-Technologie ermöglicht werden. Eine präzise und sichere Bewegungsführung des Servomotors, der wahlweise mit kurzer oder langer Motorleitung vom i950-SiC angesteuert wurde, konnte an dieser Anlage im aktiven Jonglierbetrieb eindrucksvoll demonstriert werden.

Im gesamten Jonglierzyklus gibt es einen Abschnitt, in dem beide Vertikalachsen zeitgleich dieselbe Bewegung ausführen. Dieser 73 Sekunden lange Positioniervorgang wurde gewählt, um den Energiebedarf zwischen IGBT-Antrieb (linker Jonglierteller) und SiC-Antrieb (rechter Jonglierteller) zu vergleichen. Im Jonglator wird dabei auf die antriebs-integrierte Oszilloskop-Funktion zurückgegriffen. Die Leistungsdaten (Strom und Spannung) werden von der SPS bearbeitet und zur Anzeige gebracht. Die zugehörige Visualisierungsoberfläche ist in Abbildung 42 zu sehen.

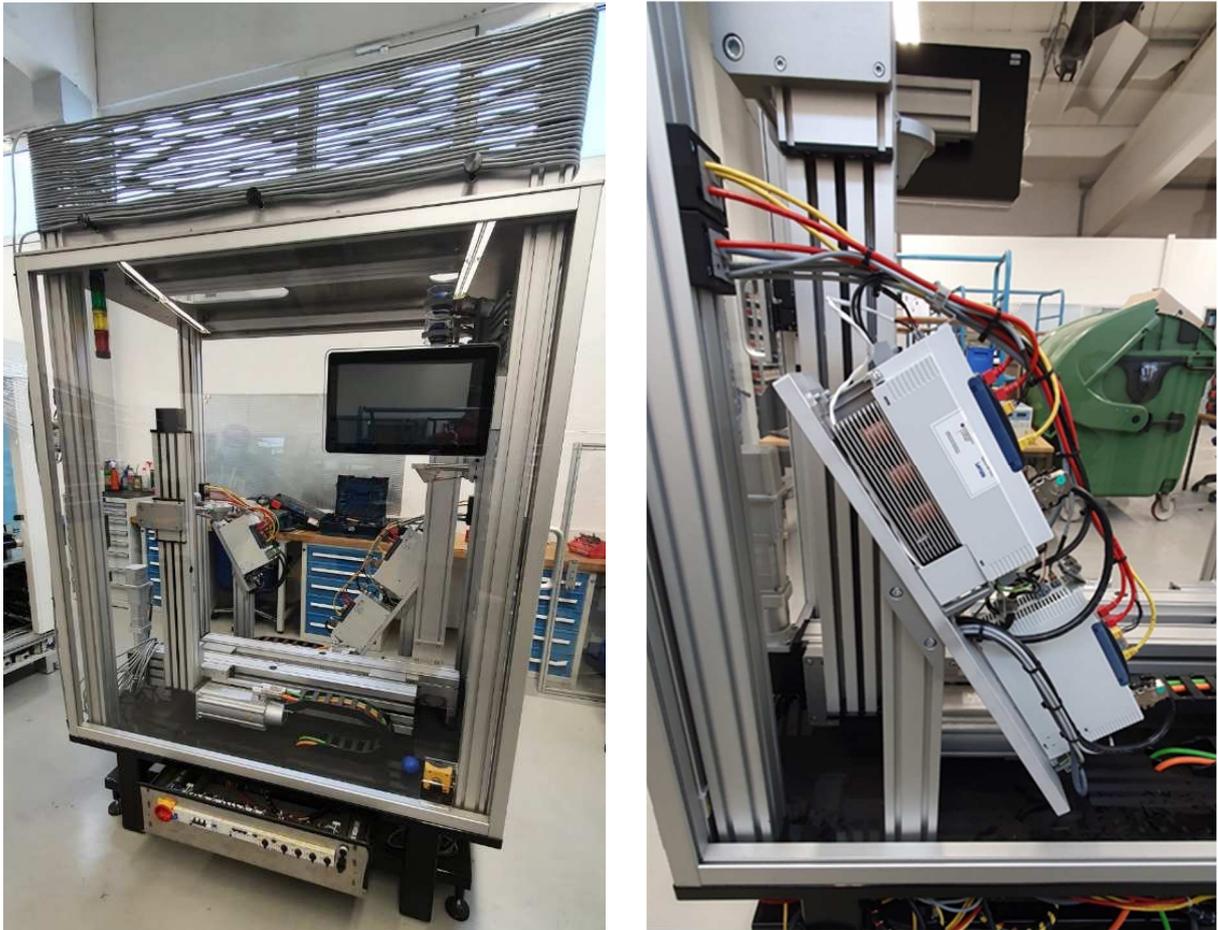


Abbildung 41: Testanlage „Lenze-Jonglator“ | Frontansicht (links) und Rückseite (rechts)

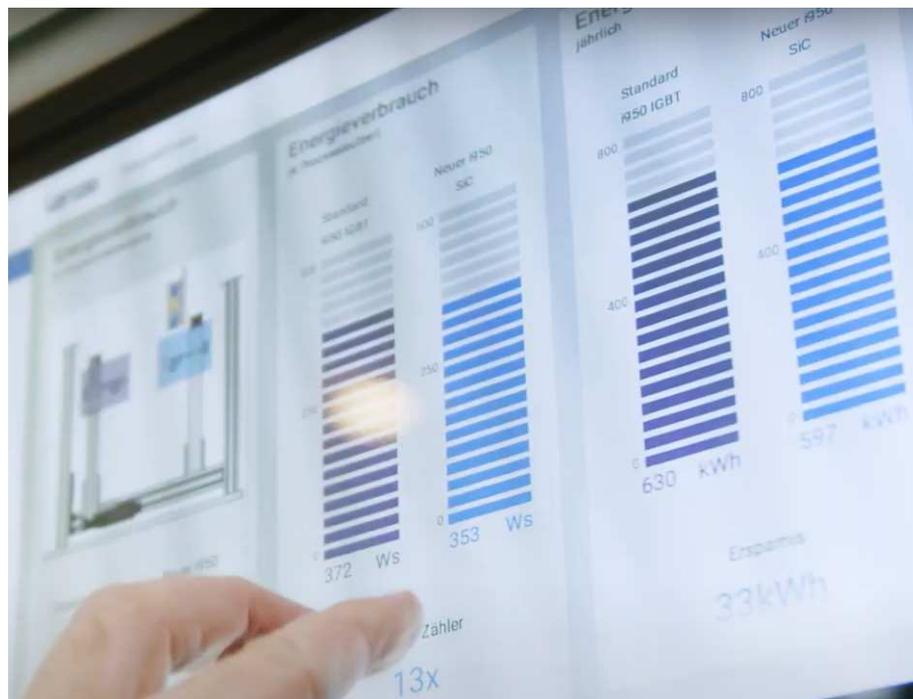


Abbildung 42: Visualisierung des Energiebedarfs am „Lenze-Jonglator“

Mit Hilfe eines externen Leistungsmessgeräts wurden - wie schon teilweise im Motorenprüf-feld - leichte Vorteile für den IGBT-Antrieb ermittelt (Tabelle 11). Dabei ist allerdings zu be-denken, dass der IGBT-Umrichter hier nur eine Bemessungsleistung von 2,2 kW hat, während der Leistungsteil des i950-SiC für 4 kW ausgelegt ist. Auffällig ist ein höherer Energiebedarf des SiC-Antriebs, wenn der i950-SiC mit der kleineren Schaltfrequenz von 64 kHz betrieben wird, was konträr zu den statischen Messungen am Lastsatz ist.

Zusätzlich wurde am SiC-Antrieb ein Energievergleich zwischen der 5 m langen, geschirmten und der 150 m langen, ungeschirmten Motorleitung durchgeführt. Im direkten Vergleich er-höhrt sich die Verlustleistung durch die 30-mal längere Motorleitung um 7,15 W, was bei den ohmschen Verlusten der Leitung (150 m mit $3 \times 1,5 \text{ mm}^2$) einem Dauerstrom von ca. 1,1 A entspricht und damit gut zum effektiven Strombedarf der ausgeführten Positionierbewegung passt.

Tabelle 11: Energiebedarf am Lenze-Jonglator im Vergleichs-Jonglier-Zyklus

Antriebsachse (Vertikal)	Energiebedarf im Zyklus (73 s)	Vergleich mit dem IGBT-Basissystem
i950-IGBT-2.2kW-4kHz mit 5 m und MCS12D41	872 mWh	100%
i950-IGBT-2.2kW-16kHz mit 5 m und MCS12D41	1.219 mWh	+ 40%
i950-SiC-4.0kW-64kHz mit 5 m und MCS12D41	1.424 mWh	+ 63%
i950-SiC-4.0kW-128kHz mit 5 m und MCS12D41	1.340 mWh	+ 54%
i950-SiC-4.0kW-128kHz mit 150 m und MCS12D41	1.485 mWh	+ 70%

6.4 Ergebnisse der Firma Infineon

› *Abstract für das Teilprojekt*

Die Infineon Technologies AG hat im Forschungsprojekt „Ide3AL“ folgende wesentliche Beiträge geleistet:

- Entwurf und Bereitstellung eines optimierten SiC MOSFET Leistungshalbleitermoduls „Ide3AL °1“ zur Realisierung von Umrichteremonstratoren im Gesamtprojekt und applikationsorientierte Lebensdauerbetrachtungen
- Erweiterung eines Infineon Applikationsboards für Untersuchungen mit sehr hohen Schaltfrequenzen, um erste Erfahrungen mit den elektrischen Eigenschaften des SiC MOSFET Moduls Typ Ide3AL °1 sammeln zu können
- Elektrische Charakterisierung des elektrischen Verhaltens (statisch und dynamisch) des SiC MOSFET Leistungshalbleitermoduls sowie Entwicklung eines genauen Simulationsmodells zur genauen Bestimmung von Verlustleistung und Chiptemperatur für den Leistungselektronik Simulator PLECS® als Beitrag zur Untersuchung und Bestimmung der Energieeffizienz des Umrichter Gesamtsystems
- Aufbau und Untersuchung von SiC MOSFET Leistungshalbleitermodulen mit Multilagen-substraten als Lösungsansatz zur Reduktion von leitungsgebundener EMV Störabstrahlung

Diese Arbeitspakete haben zur erfolgreichen Umsetzung des Gesamtvorhabens von „Ide3AL“ wesentlich beigetragen.

› *Wissenschaftlich-technische Ergebnisse*

6.4.1 Bereitstellung des SiC MOSFET Leistungshalbleitermoduls „Ide3AL 1“

Der Beitrag der Infineon Technologies AG zur Abstimmung des Anforderungskatalogs des Umrichters mit integriertem Ausgangsfilter (Unterarbeitspaket AP 1.2) war speziell auf die Einsatzbedingungen der Einzelkomponente Leistungshalbleitermodul zugeschnitten.

Ausgehend von der Anforderung an das komplette Frequenzumrichter-System wurde die Anforderungen an das Leistungshalbleitermodul abgeleitet. Der Katalog für diese Anforderungen berücksichtigte sowohl den stationären als auch den transienten Umrichter-Betrieb und den Umrichter Geräte-Aufbau. Damit wurden der Bemessungsbetrieb und das Wechselspiel sowie die Schnittstellen des Leistungshalbleitermoduls definiert.

Als Startpunkt wurde aus verschiedenen Konzepten ein Leistungshalbleitermodul mit sechs Stück 1200 V SiC MOSFET Chips mit einem nominalen Widerstands-Wert im eingeschalteten Zustand von $R_{DS,on} = 45 \text{ m}\Omega$ bei Raumtemperatur (Sperrschichttemperatur $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$) ausgewählt, mit einem wie in der Abbildung 43 dargestellten Schalt diagramm.

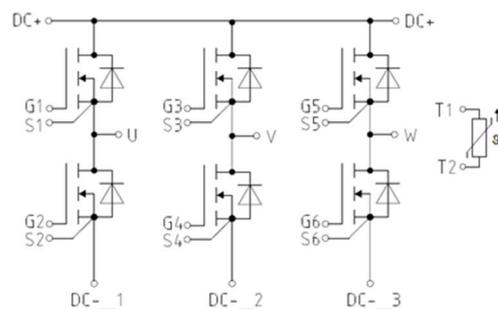


Abbildung 43: Schalt diagramm des dreiphasigen SiC MOSFET Moduls Ide3AL 1

Um das Leistungshalbleitermodul, hier „Ide3AL 1“ genannt, möglichst frühzeitig den Projektpartnern zur Verfügung zu stellen, wurde auf ein Standard-Modulgehäuse, hier: Easy1B, zurückgegriffen. Die Abbildung 44 zeigt ein exemplarisches Foto des Easy1B Modulgehäuses.



Abbildung 44: Foto eines Infineon Leistungshalbleitermoduls Typ „Easy1B“

Beim Standardmodulgehäuse sind die Anforderungen an die Laststromanschlüsse bekannt. Ebenso sind die thermischen Bedingungen bestens beschrieben. Die elektrischen Isolationsanforderungen für den Geräteeinbau nach Norm EN 61800-5-1 ist mit einer Isolationsfestigkeit von 2,5 kV gegeben.

Die Abbildung 45 zeigt die Position der gewählten Anschlussstifte des SiC MOSFET Moduls Ide3AL 1.

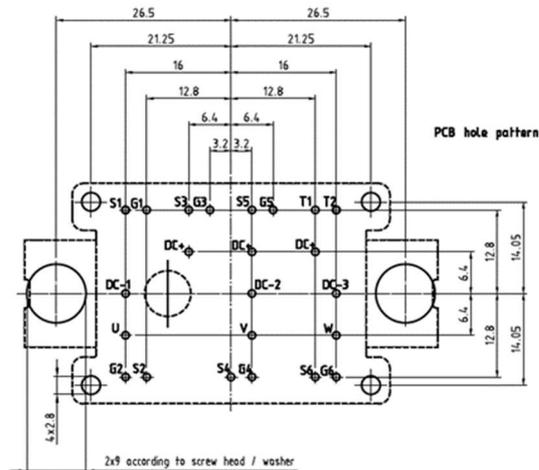


Abbildung 45: Positionen der Anschlussstifte des SiC MOSFET Moduls Ide3AL 1

Auf dieser Basis wurde den Projektpartnern das SiC MOSFET Module Typ Ide3AL 1 für weiterführenden Untersuchungen zur Verfügung gestellt.

Um den Projektpartnern frühzeitig eine Möglichkeit zu bieten, sich mit den elektrischen Eigenschaften des SiC MOSFET Moduls Typ Ide3AL¹ vertraut zu machen, wurde als Einstiegs-hilfe zum Arbeitspaket Forschungsumrichter-Plattform, ein Infineon Applikationsboard angepasst für sehr hohe Schaltfrequenzen.

Dieses Applikationsboard beinhaltet einen vollständig realisierten, dreiphasigen Motor-Frequenzumrichter, der das oben genannte SiC MOSFET Modul Ide3AL 1 im Ausgangs-Wechselrichter verwendet.

In Projekt „Ide3AL“ wurde u.a. die Anforderung an möglichst hohe Energieeffizienz des anvisierten, gesamten Motor-Umrichtersystem gestellt. Diese Effizienz ist auch von der Schaltfrequenz des SiC MOSFET Wechselrichters (u.a. Einfluss auf Verluste im Sinusfilter) und von der Ansteuerung der SiC MOSFET Chips (eigene Schalt- und Leitverluste) abhängig.

Das Schaltverhalten war auf einem vorhandenen Applikationsboard aufgrund der fest eingestellten Gate Treiber-Spannung starr vorgegeben. Daher musste das Applikationsboard einem Redesign unterzogen werden. Dabei wurde eine variabel, in Stufen einstellbare Gate Treiber-Spannungsquelle erarbeitet und umgesetzt. Die Gate Treiber-Vorwiderstände wurden als steckbare Elemente ausgeführt. Dadurch konnte mit dem neuen Applikationsboard, hier „B6SiCKit“ genannt, die Schaltgeschwindigkeit und damit die Schaltverluste sowie die Leitverluste der SiC MOSFETs im Leistungshalbleitermodul signifikant beeinflusst und im System untersucht werden.

Das Applikationsboard wird an das übliche Dreiphasenwechselspannungs-Netzsystem von 400 V / 50 Hz angeschlossen; es können Motorausgangsleistungen von $P_{\text{aus}} = 7,5 \text{ kW}$ erreicht werden. Die Abbildung 46 zeigt Blockschaltbild der B6SiCKit Applikationsplatine.

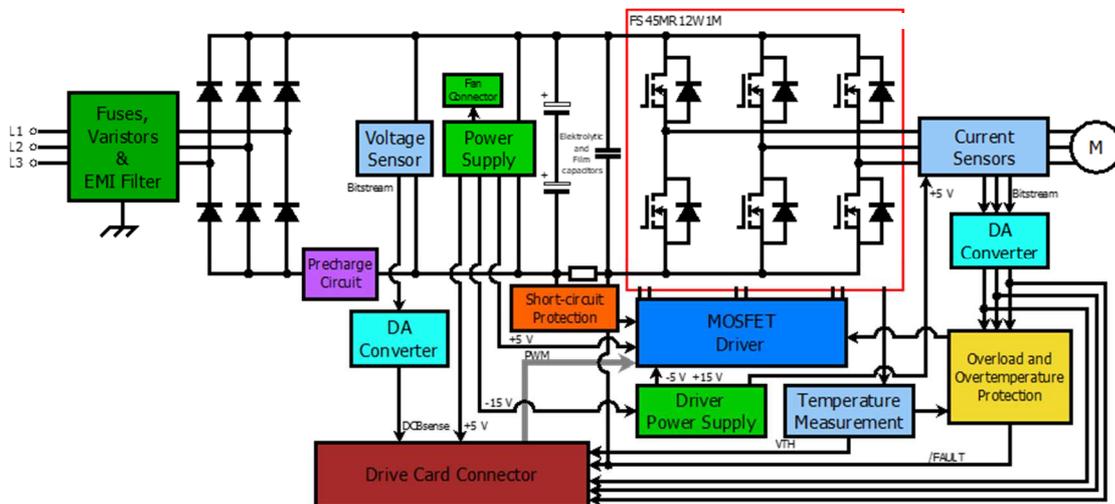


Abbildung 46: Blockschaltbild der B6SiCKit Applikationsplatine

Links oben in der Abbildung 46 ist der dreiphasige Eingangsgleichrichter mitsamt EingangsfILTER und Schmelzsicherungssatz zu erkennen. In der Mitte oben befindet sich der Zwischenkreis, rechts oben die SiC MOSFET Wechselrichterbrücke Ide3Al 1 mit einem angeschlossenen Motor. Unten in der Abbildung sind weitere Funktionsblöcke wie Gate Treibereinheit, Temperaturmessereinheit, Schnittstelle zur μC -Einheit etc. zu erkennen.

Die Abbildung 47 zeigt ein Foto der Gesamtansicht von der Applikationsplatine „B6SiCKit“.

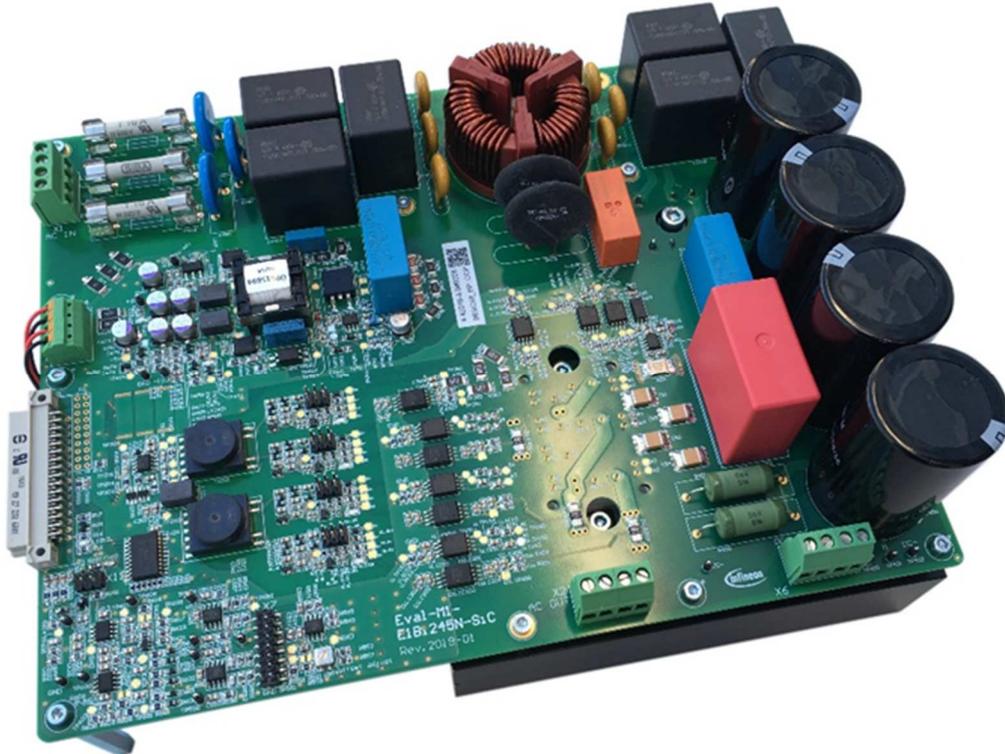


Abbildung 47: Foto der Gesamtansicht von der Applikationsplatine „B6SiCKit“

Nach erfolgreicher Inbetriebnahme des Applikationsboards wurden essentielle Signalverläufe wie Ausgangsspannungskurvenverläufe und Ausgangstromverläufe in einer Messreihenaufnahme dokumentiert. Die Abbildung 48 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe am Wechselrichter-Ausgang der B6SiCKit Applikationsplatine bei einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 128 \text{ kHz}$ (oben: Phasenausgangsspannung $U_{UV}(t)$ mit moduliertem Sinussignal / unten: $i_U(t)$; $i_V(t)$; $i_W(t)$). Die effektive Stromstärke betrug hier $I_{out} = 10 \text{ A}$.

Damit konnte den Projektpartnern ergänzend zur projektierten Forschungsplattform ein hilfreiches Werkzeug zur Verfügung gestellt werden, um die ersten Erfahrungen mit mittelfrequenz schaltenden SiC MOSFET Modulen in einem kompletten Motorumrichter zu sammeln und Untersuchungen damit vorzunehmen.

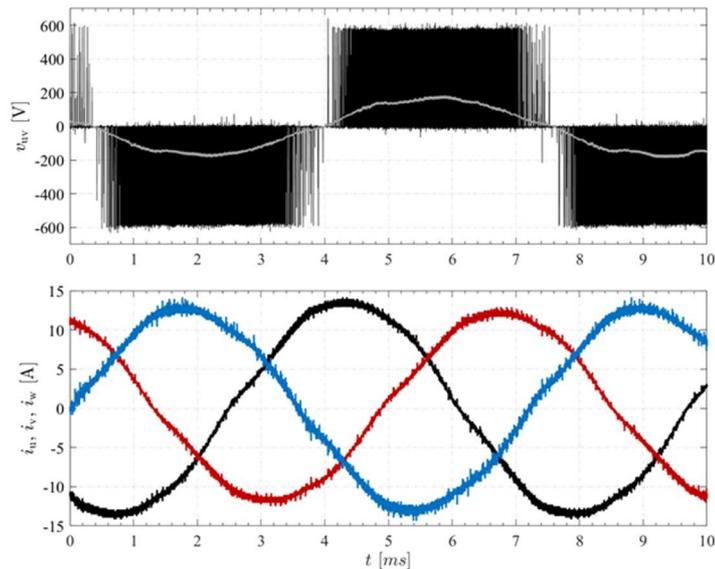


Abbildung 48: Strom- und Spannungsverläufe am Wechselrichter-Ausgang der B6SiCKit Platine bei einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 128$ kHz
(oben: Phasenausgangsspannung $U_{uv}(t)$ mit moduliertem Sinussignal / unten: $i_u(t)$; $i_v(t)$; $i_w(t)$)

6.4.2 Lebensdauerbetrachtung

Um die Leistungsfähigkeit (bzw. die Leistungsgrenzen) des Ide3AL 1 Moduls unter verschiedenen Anwendungsbedingungen frühzeitig zu bewerten, wurden die erreichte maximale Sperrschichttemperatur T_j des SiC MOSFET Leistungshalbleiter Chips sowie die Lebensdauer τ_{life} des Leistungshalbleiter Moduls Ide3AL 1 als Hauptindikatoren betrachtet. Als „Lebensende / End-of-Life (EoL)“ Kriterium wird die Degradation der Lötverbindung zwischen des SiC MOSFET Chips und des Substrats betrachtet. Die sogenannte Power-Cycle (PC) Lebensdauerkurve, die die maximal zulässige Temperaturzyklenzahl der Lötverbindung als maximale Lebensdauer definiert, wird bei der Qualifikation der Lötverbindungstechnologie während der Entwicklungsphase ermittelt.

Während des Umrichterbetriebs führen die vom Modul wahrgenommenen Temperaturschwankungen aufgrund der unterschiedlichen Wärmeausdehnungskoeffizienten der Modulkomponenten zu einer mechanischen Belastung der Lötstellen und der Bond-Drahtverbindungen. Um die Lebensdauer des SiC MOSFET -Leistungsmoduls Ide3AL 1 vorherzusagen, werden Lebensdauermodelle benötigt, die die ermittelten Temperaturwechsel während des Wechselrichterbetriebs in äquivalente, sogenannte Testzyklenzahlen umwandeln. Bei der Entwicklung von Leistungshalbleiter Modulen werden diese Testzyklenzahlen in Zuverlässigkeitstests durch Aufprägen der thermischen Lastwechsel bis zum Ausfall ermittelt. Simulierte Temperaturprofile können als Eingabe für die thermische Dimensionierung des Umrichter-Systems verwendet werden, während gleichzeitig die Chiptemperaturspitze $T_{j,max}$ des SiC MOSFETs unterhalb des empfohlenen spezifizierten Grenzwertes liegen muss, damit die Anforderung an die Lebensdauer erfüllt wird.

Bei der folgenden Untersuchung wurden die unterschiedlichen, definierten Lastprofile der Firma Lenze berücksichtigt.

Das Hauptziel bestand darin, die variablen Betriebsparameter zu identifizieren, die den größten Einfluss sowohl auf die Sperrschichttemperatur $T_{j,max}$ des Chips als auch auf die Lebensdauer τ_{life} des Moduls haben und Maßnahmen zur Optimierung der möglichen Arbeitspunkte vorzuschlagen.

Der resultierende, sich zeitlich ändernde Temperaturhub ΔT der SiC MOSFET Sperrschicht, die durch die Ausgangsfrequenz f_{out} sowie durch das Ausgangsstrom-Lastprofil $I_{out}(t)$ verursacht werden, sind einige der Hauptparameter, die die Anzahl der o.g. äquivalenten Testzyklen bestimmen. Der sogenannte Rainflow-Counting-Algorithmus wurde hier verwendet, um die Amplitude und die Anzahl der thermischen Zyklen aus dem Lastwechselfeld zu extrahieren.

Der gesamte Berechnungsprozess der Rainflow-Lebensdauer-Analyse ist in Abbildung 49 schematisch zusammengefasst.

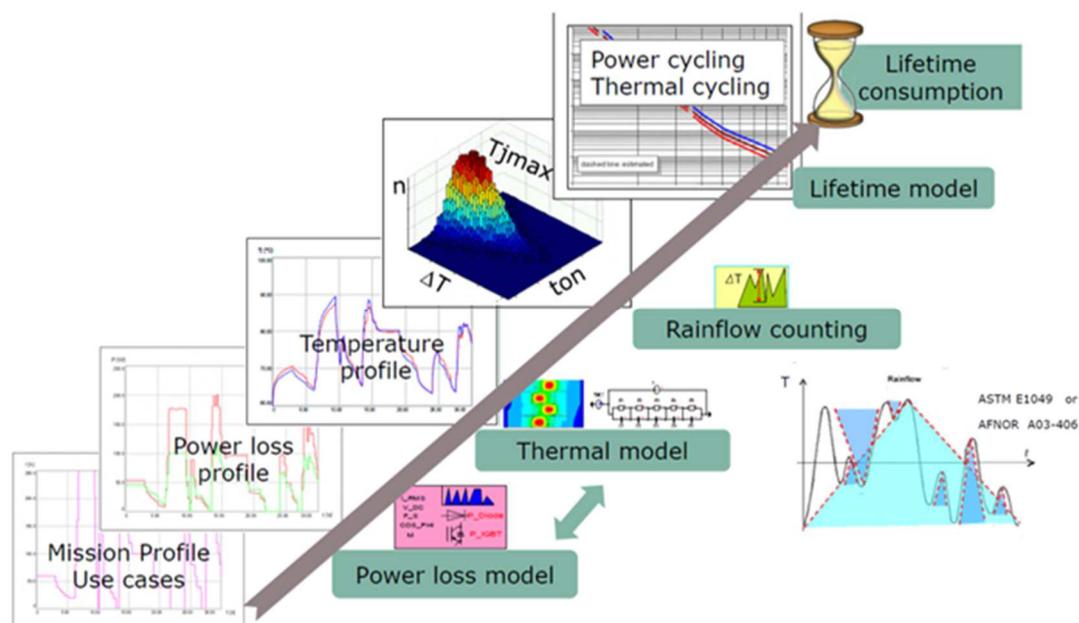


Abbildung 49: Prozess der Rainflow-Lebensdauer-Analyse

In einem Simulationsmodell wurden zunächst die zeitlichen Verlustleistungsverläufe des Leistungshalbleiter Moduls im Umrichterbetrieb, die durch die Schalt- und Leitverluste der SiC MOSFET Module verursacht werden, ermittelt („Power loss model“). Mit Hilfe eines thermischen Ersatzschaltbildes („thermal model“) konnten daraus die zeitlichen Verläufe der Sperrschichttemperatur der SiC MOSFET Chips berechnet werden. Durch die sogenannte „Rainflow Counting“ Methode wurde die Anzahl der signifikanten Lastzyklen u.a. mit der Sperrschichttemperatur T_j und des Temperaturhub ΔT als Parameter ermittelt. Durch den Vergleich der in

den oben beschriebenen Zuverlässigkeitstests erstellten Lebensdauerkurven („thermal cycle / power cycle“) konnte die verbrauchte Lebensdauer („lifetime consumption“) festgestellt werden und daraus die Restlebensdauer bestimmt werden.

In Tabelle 12 sind die verwendeten variablen und festen Simulationsparameter angegeben, die die Betriebsbedingungen definieren.

	value range		value
fsw [kHz]	64...128	Inom [A]	9.5
Esw [u]	1...1.2	Vdc [V]	565
RthJH [u]	0.25...1	Cos (phi)	0.85
RthHA [K/W]	1.5...2.1	m	0.1/0.926
fout [Hz]	3...155	tauHA [s]	30

Tabelle 12: Variierte (links) und festgehaltene (rechts) Simulationsparameter

Als kritische Zustände wurden hier hohe Schaltfrequenzen f_{sw} als Folge von hohen Sperrschichttemperaturen T_j sowie niedrige Ausgangsfrequenzen f_{out} , als Folge von hohen Temperaturhübe ΔT betrachtet. In der Simulation der von LENZE SE definierten Lastwechselspielen kam als Ergebnis heraus, dass die Kombination $f_{sw} = 128$ kHz und $f_{out} = 3$ Hz die mindestens geforderten 10 Jahre = 87.600 Stunden Betriebszeit nicht erreichen würde, da u.a. hier die simulierte Sperrschichttemperatur mit $T_j = 144,5$ °C bereits fast die maximal zulässige Sperrschichttemperatur von $T_j = 150$ °C erreicht, was keine Betriebsreserven mehr zulassen würde. Vergleicht man hier die Kombination $f_{sw} = 128$ kHz und $f_{out} = 155$ Hz, dann würde sich hier eine Sperrschichttemperatur von nur $T_j = 119,5$ °C einstellen. Hier würde die theoretisch erreichbare Lebensdauer Zyklenzahl sich fast verdoppeln (hier: um den den Faktor 1,95) und damit die oben geforderten 10 Jahre Betriebszeit erreichbar sein.

Als Abhilfe gegen diesen vorzeitigen Ausfall könnte man folglich die Schaltfrequenz f_{sw} reduzieren oder die thermischen Eigenschaften durch eine andere Materialauswahl entscheidend verbessern. Für die geplanten Labortests und vor dem Hintergrund, dass die Belastungen zum damaligen Projektzeitpunkt auf Abschätzungen beruhten, wurde die Leistungsfähigkeit als ausreichend eingestuft.

6.4.3 Simulationsmodelle zur Beschreibung des elektrischen und thermischen Verhaltens des SiC MOSFET Halbleitermoduls Ide3AL 1

Das dynamische Verhalten, insbesondere die Schaltflanken und die Schaltverluste, eines SiC MOSFET Leistungshalbleiters hängen im Wesentlichen von verschiedenen Schaltparametern ab. Dies sind vor allem Schaltspannung, Schaltstrom, Temperatur, Gatewiderstand und Gate-spannung. Die Güte eines Simulationsmodells, welches auf Basis von Charakterisierungsmessungen erstellt wird, ist daher unter anderem dadurch bestimmt, wie gut das Simulationsmodell die Schalteigenschaften des SiC MOSFET Leistungshalbleiters unter unterschiedlichen Schaltparametern wiedergeben kann.

SPICE Simulationsmodelle für SiC MOSFET Leistungshalbleiter sind in der Lage die Strom- und Spannungszusammenhänge am Halbleiterbauelement abzubilden. Insbesondere können transiente Schaltflanken auf einer Nanosekundenskala aufgelöst beschrieben werden. SPICE Simulationsmodelle bestehen aus einer Vielzahl an expliziten und impliziten Gleichungen, die unterschiedliche Aspekte im Verhalten des Halbleiters beschreiben. Während der Simulation versucht der Simulator das entstandene Gleichungssystem iterativ zu lösen.

Der Nachteil von SPICE Simulationsmodellen ist, dass sie bedingt durch ihr hohes zeitliches Auflösungsvermögen sehr rechenintensiv sind und für aufwendige Systemsimulationen mit Zeitskalen im Sekundenbereich nur bedingt geeignet sind.

Für umfangreiche Simulationen leistungselektronischer Systeme ist eine makroskopische Betrachtung der Vorgänge unter vereinfachten Bedingungen von Vorteil. Bei der Simulationssoftware PLECS[®] stehen in erster Linie nicht die exakten Schaltvorgänge des Halbleiters im Vordergrund, sondern das makroskopische Verhalten des übergeordneten Systems. Der Halbleiter wird in PLECS[®] als idealer Schalter mit einem definierten Verlustleistungsmodell betrachtet. Entsprechend werden die Schaltverluste nicht aus den Transienten von Strom und Spannung während eines jeden Schaltvorgangs berechnet.

In PLECS[®] werden Schaltverluste in Abhängigkeit einer beliebigen Anzahl an Parametern, etwa Schaltspannung, Laststrom, Gatewiderstand und Temperatur aus einer empirisch bestimmten Formel berechnet. Alternativ können sie auch vereinfacht aus einer vordefinierten Umsetzungstabelle („look-up table“) bestimmt werden. Zwischenwerte und Werte außerhalb der Tabelle werden von der Software durch Inter- bzw. Extrapolation berechnet.

Ein Vorteil von PLECS[®] gegenüber SPICE ist die hohe Simulationsgeschwindigkeit. Dies ermöglicht umfangreiche simulative Untersuchungen von komplexen leistungselektronischen Systemen, unter Berücksichtigung von Regelung, Thermik, mechanischen und magnetischen Komponenten. Die hohe Schaltgeschwindigkeit wird jedoch dadurch erreicht, dass anders als bei SPICE, die transienten Schaltkurven nicht explizit berechnet werden. Die elektrischen Eigenschaften des Halbleiters sind stark vereinfacht und das thermische Verhalten ist demnach un-

abhängig von den etwaigen Einflüssen der Schaltzelle auf das Schaltverhalten. Parameterabhängigkeiten der Schaltverluste sind ebenso nicht automatisch berücksichtigt. Die Genauigkeit des Modells hängt damit zusammen, wie gut der dem Model zugrundeliegende Referenzaufbau zu dem simulierenden Zielaufbau passt. Weiterhin ist entscheidend wie gut die verschiedenen Abhängigkeiten der Schaltverluste von unterschiedlichen Parametern wie Schaltspannung, Schaltstrom, Temperatur, Gatewiderstand, etc. beschrieben sind.

Da die Abhängigkeiten und Einflüsse der einzelnen Parameter kompliziert sind, werden oft vereinfachte Annahmen gemacht, welche jedoch zu gewissen Abweichungen führen können.

Für die Erstellung des PLECS® Modells für das Ide3AL SiC MOSFET Leistungshalbleitermodul wurde großer Wert darauf gelegt die verschiedenen Parameterabhängigkeiten möglichst genau zu beschreiben, sowie einen möglichst applikationsnahen Referenzaufbau als Grundlage für das Model zu haben.

Die Verlustleistung eines SiC MOSFET Halbleitermoduls setzt sich generell aus Leit- und Schaltverlusten zusammen. Das entwickelte Model berücksichtigt Leitverluste in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung bei eingeschaltetem Kanal mit den entsprechenden Unterschieden in Strom- und Temperaturabhängigkeit. Das Model berücksichtigt auch die Leitverluste der Bodydiode bei ausgeschaltetem Kanal, welche hauptsächlich während der Totzeit anfallen:

$$P_{\text{con}}(I_d, T_j, V_{\text{gs}}) = R_{\text{ds,on}}(I_d, T_j, V_{\text{gs}}) \cdot I_d^2 + V_{\text{sd}}(I_d, T_j, V_{\text{gs}}) \cdot I_d$$

Die Abhängigkeiten für die Verlustleistung sind implizit in den Gleichungen für den MOSFET Durchlasswiderstand $R_{\text{ds,on}}(I_d, T_j, V_{\text{gs}})$ und die Diodendurchlassspannung $V_{\text{sd}}(I_d, T_j, V_{\text{gs}})$ berücksichtigt. Bei den Schaltverlusten werden Einschalt-, Ausschalt- und Recovery-Verluste der Body Diode berücksichtigt:

$$E_{\text{sw}} = E_{\text{on}} + E_{\text{off}} + E_{\text{rec}}$$

Der Einfluss der verschiedenen Schaltparameter wie Schaltspannung, Schaltstrom, Temperatur und Gatewiderstand soll dabei, anstatt über eine vereinfachte Umsetzungstabelle, mit Hilfe eines analytischen Modells basierend auf mathematischen Gleichungen erfasst werden:

$$E_{\text{on}} = f_{\text{on}}(V_{\text{cc}}, I_d, R_g, T_j)$$

$$E_{\text{off}} = f_{\text{off}}(V_{\text{cc}}, I_d, R_g, T_j)$$

$$E_{\text{rec}} = f_{\text{rec}}(V_{\text{cc}}, I_d, R_g, T_j)$$

6.4.4 Aufbau einer Doppelpulsplatine zur Charakterisierung der SiC MOSFET Schalteigenschaften und zur Kalibrierung der Simulationsmodelle

Für die Verifizierung und Kalibrierung der SiC MOSFET PLECS® Simulationsmodelle über einen möglichst großen Parameterraum wurden spezielle Doppelpulsmessungen durchgeführt, welche es erlauben die Schalteigenschaften in verschiedenen definierten Arbeitspunkten zu charakterisieren. Hierzu wurde eine spezielle, applikationsnahe Doppelpulsplatine für das SiC MOSFET Leistungshalbleiter Modul entwickelt, aufgebaut und getestet.

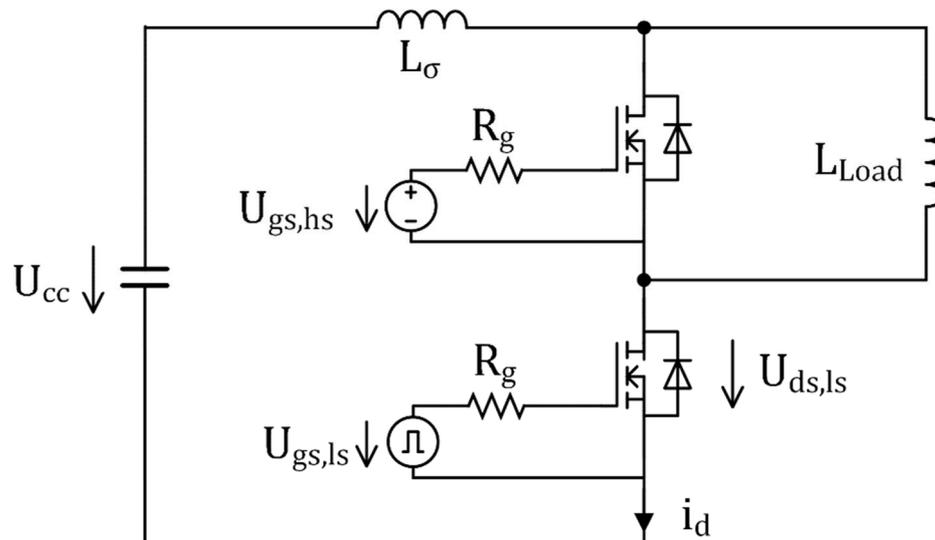


Abbildung 50: Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild eines typischen Doppelpulskreises

Ein typischer Zeitverlauf im Doppelpulssetup ist in Abbildung 51 dargestellt. Der untere Schalter ist dabei der aktive Schalter, welcher über einen Gatetreiber aktiv ein- bzw. ausgeschaltet wird. Der obere Schalter ist rein passiv. Er wird über eine externe Treiberansteuerung im ausgeschalteten Zustand gehalten.

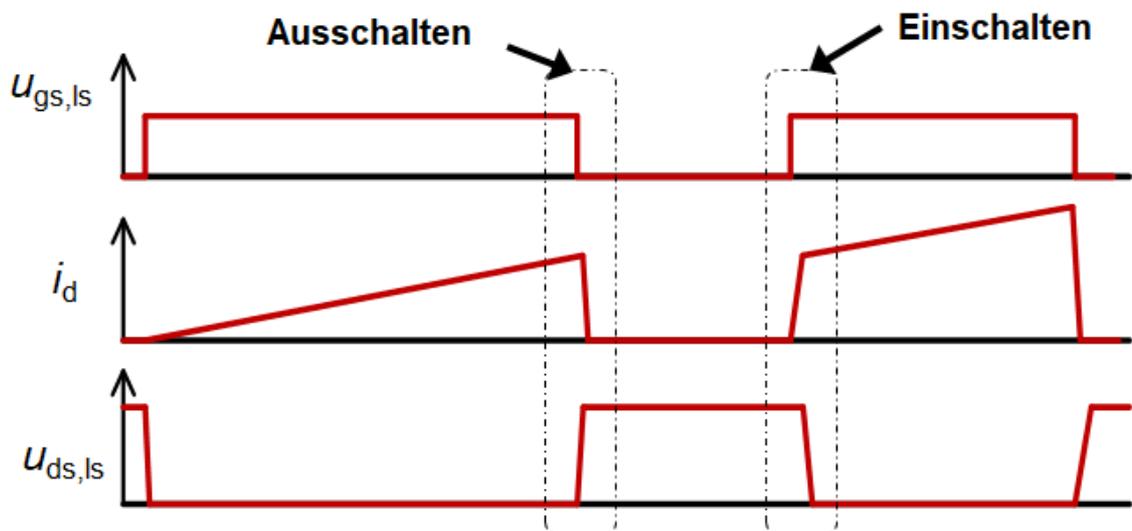


Abbildung 51: Schematische Darstellung der Pulsabläufe bei der Doppelpulsmessung

Der Doppelpuls besteht aus zwei direkt aufeinanderfolgenden Gatespannungspulsen am unteren Schalter. Über den ersten Puls wird die Lastspule aufmagnetisiert und ein Laststrom langsam aufgebaut. Die die Zwischenkreisspannung U_{cc} , sowie die Größe der Lastspule L_{Last} definieren dabei die Stromanstiegszeit. Die zeitliche Länge des Pulses wird so gewählt, dass zum Ende des ersten Pulses ein bestimmter Strom erreicht wird. Zu diesem Zeitpunkt wird der Abschaltvorgang des aktiven Schalters aufgenommen. Der Strom kommutiert dabei vom aktiven auf den passiven Schalter und die Drain-Source Spannung baut sich kontinuierlich auf, bis das Bauteil vollständig sperrt. Die Strom- und Spannungsverläufe am Bauteil während dieses Ausschaltvorgangs werden aufgezeichnet und ausgewertet.

Vor dem zweiten Einschaltimpuls zirkuliert der Strom zunächst im Freilaufpfad zwischen Bodydiode des passiven Schalters und Lastspule. Wird der untere Schalter eingeschaltet, so kommutiert der Strom zurück von der Bodydiode des oberen Schalters auf den unteren Schalter. Zunächst steigt der Strom an und lädt die Ausgangskapazität des oberen Schalters auf. Die Bauteilspannung am oberen Schalter steigt, während die am unteren Schalter sinkt. Analog zum Ausschaltvorgang, werden auch beim Einschaltvorgang die Strom- und Spannungsverläufe am Bauteil aufgezeichnet und ausgewertet.

Die hierzu entwickelte Doppelpulsplatine (Abbildung 52) lässt sich in einen bereits existierenden modularen Messplatz zur dynamischen Charakterisierung von diskreten SiC MOSFET Leistungshalbleiterbauelementen einbinden und ermöglicht in einem hohen Maße automatisierte Schaltmessungen (Ein- und Ausschalten) des SiC MOSFET Moduls über einen weiten Parameterbereich von Schaltparametern (Schaltspannung, Schaltstrom, Gatewiderstand und Gate-spannung). Die Modultemperatur lässt sich über eine von unten an das Modul montierte Heizplatte einstellen.



Abbildung 52: Doppelpulsplatine zur Charakterisierung des SiC MOSFET Leistungsmoduls

Beim Layout wurde unter anderem auf eine möglichst applikationsnahe niederinduktive Anbindung an den DC Zwischenkreis geachtet. Zusätzliche optionale Keramikkondensatoren auf der Platine erlauben eine weitere Reduktion der effektiven Streuinduktivität im Zwischenkreis. Das Platinenlayout erlaubt es weiterhin über Jumper die drei Halbbrücken im Leistungshalbleiter Modul jeweils einzeln zu vermessen. Die Messsignale werden über breitbandige Tastköpfe möglichst nah am Modul abgegriffen.

Abbildung 53 und Abbildung 54 zeigen exemplarisch gemessene transiente Schaltkurven für das Ein- und Ausschaltverhalten bei 600 V Zwischenkreisspannung, 25A Laststrom und unterschiedlichen Gatewiderständen.

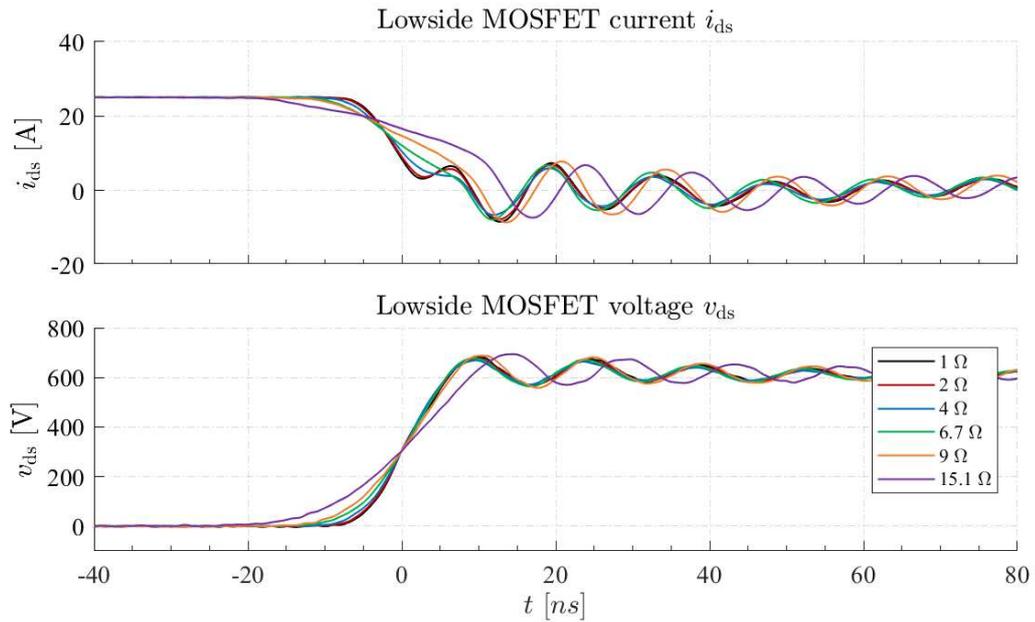


Abbildung 53: Gemessenes Einschaltverhalten bei 600V Zwischenkreisspannung, 25 A Laststrom und unterschiedlichen Gatewiderständen

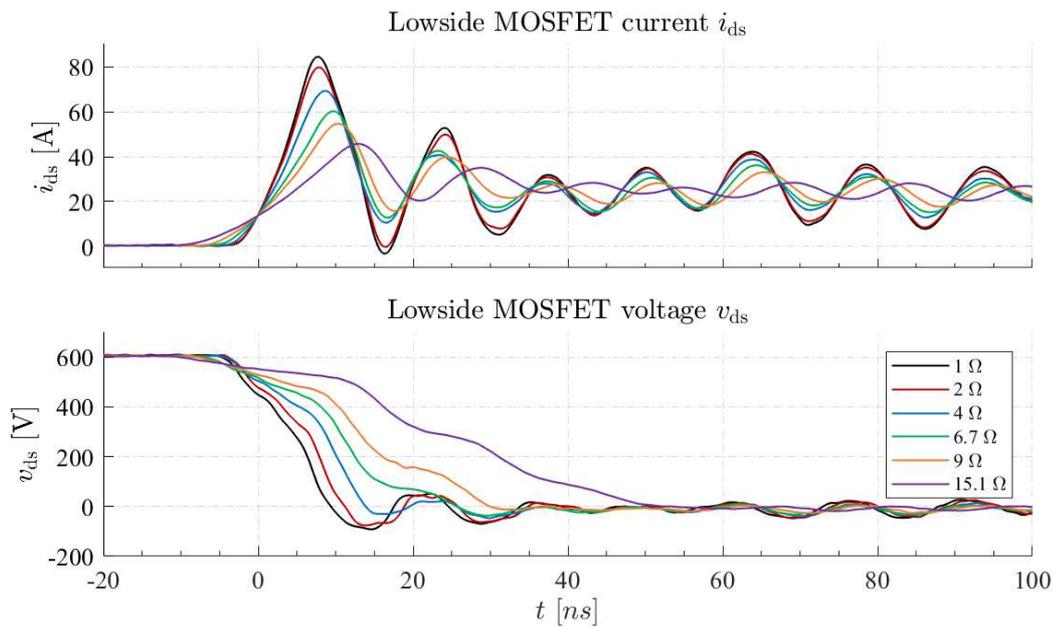


Abbildung 54: Gemessenes Ausschaltverhalten bei 600V Zwischenkreisspannung, 25 A Laststrom und unterschiedlichen Gatewiderständen

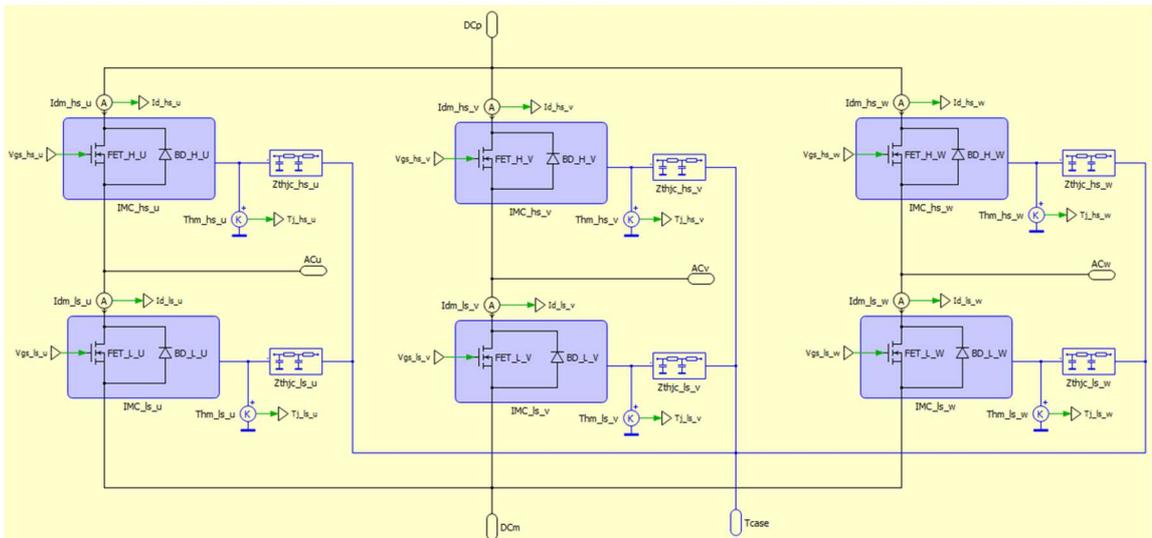


Abbildung 55: Innerer Aufbau des Ide3AL SiC MOSFET Simulationsmodells in PLECS®

6.4.5 Erstellung und Kalibrierung eines Simulationsmodells für das SiC MOSFET Halbleitermodul in PLECS®

Für die Charakterisierung des Leistungshalbleitermoduls wurde ein sehr weiter Parameterbereich messtechnisch charakterisiert. Insgesamt wurden mehr als 2000 Parametervariationen in Schaltspannung, Schaltstrom, Temperatur und Gatewiderstand erfasst, welche dann als Datenbasis für die Erstellung und Kalibrierung des SiC MOSFET Simulationsmodells in PLECS® gedient haben.

Zusätzlich wurden noch eine ganze Reihe von statischen Charakterisierungen durchgeführt um das Durchlassverhalten des SiC MOSFETs in Abhängigkeit von Strom, Temperatur und Gatespannung messtechnisch zu erfassen. Alle diese Charakterisierungsdaten dienten anschließend als Basis für die Kalibrierung des Halbleitermodells.

Der prinzipielle Aufbau des Simulationsmodells für den Ide3AL SiC MOSFET ist in Abbildung 55 dargestellt.

Der MOS Kanal und die Bodydiode sind jeweils separat für jeden der sechs Schalter modelliert. Weiterhin verbindet ein thermisches Netzwerk jeden Schalter mit der Kühlkörperoberfläche. Die Chiptemperaturen sowie die Schalt- und Leitverluste können für jeden Schalter separat in der Simulation über die Ausgänge T_j , P_{sw} bzw. P_{con} als sechser Vektor ausgegeben werden.

Wie bereits beschrieben, wurde für die Beschreibung des Verlustleistungsverhaltens auf ein analytisches Modell basierend auf mathematischen Gleichungen gesetzt. Die zugrunde liegenden Funktionen sind multidimensionale Polynomfunktionen, welche so gewählt sind, dass sie die prinzipiellen Zusammenhänge der einzelnen Einflussparameter V_{CC} , I_d , R_g und T_j gut beschreiben können. Die Koeffizienten dieser Polynomfunktionen werden über einen Fitting-Algorithmus so bestimmt, dass der Fehler zu den tatsächlich gemessenen Charakterisierungsdaten möglichst gering ist. Dieses Kalibrier- bzw. Fitting Verfahren wurde für $R_{ds,on}$, Bodydiodencharakteristik sowie Schaltverluste durchgeführt.

Im eingeschalteten Zustand werden die Leitverluste vom Durchlasswiderstand $R_{ds,on}$ bestimmt, welcher in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung unterschiedliche Abhängigkeiten aufweist. Abbildung 56 zeigt den strom- und temperaturabhängigen Durchlasswiderstand $R_{ds,on}$ bei 15V Gatespannung. Die Punkte beschreiben dabei die gemessenen Werte, während die gestrichelten Linien die Abhängigkeit im PLECS® Model darstellen. Man erkennt, dass das Modell die $R_{ds,on}$ -Abhängigkeit des SiC MOSFET Halbleiters recht gut abbilden kann.

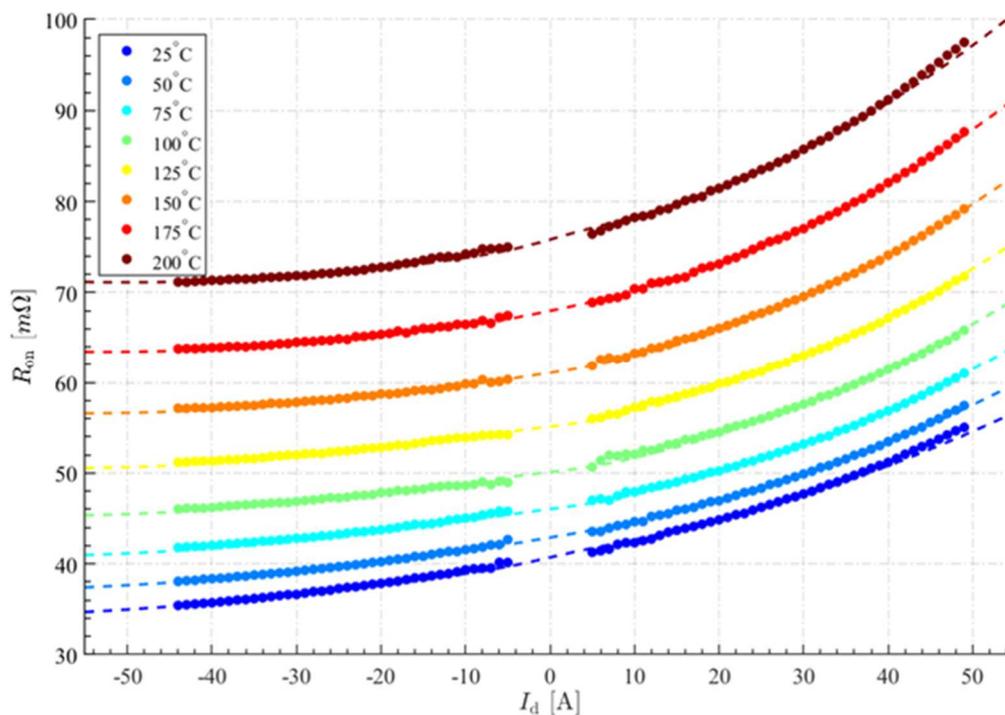


Abbildung 56: Strom- und temperaturabhängiger Durchlasswiderstand $R_{ds,on}$ für $V_{gs}=15V$ jeweils in Vorwärts und Rückwärtsrichtung. Vergleich Model gegen Simulation.

Abbildung 57 zeigt exemplarisch einen Vergleich der Einschaltenergien zwischen Messung und Simulation in Abhängigkeit von Schaltstrom I_d und Schaltspannung V_{CC} bei verschiedenen Gatewiderständen R_g und bei Raumtemperatur. Auch hier trifft das Modell die gemessenen

Werte mit guter Genauigkeit. Insgesamt wurden für die Bewertung die gemessenen Schaltenergien aus mehr als 2000 Parametervariationen mit dem Simulationsmodell verglichen. Sowohl bei E_{on} als auch bei E_{off} liegt im Mittel die relative Abweichung zwischen Messung und Modell bei ca. 3% für E_{on} und ca. 5% bei E_{off} .

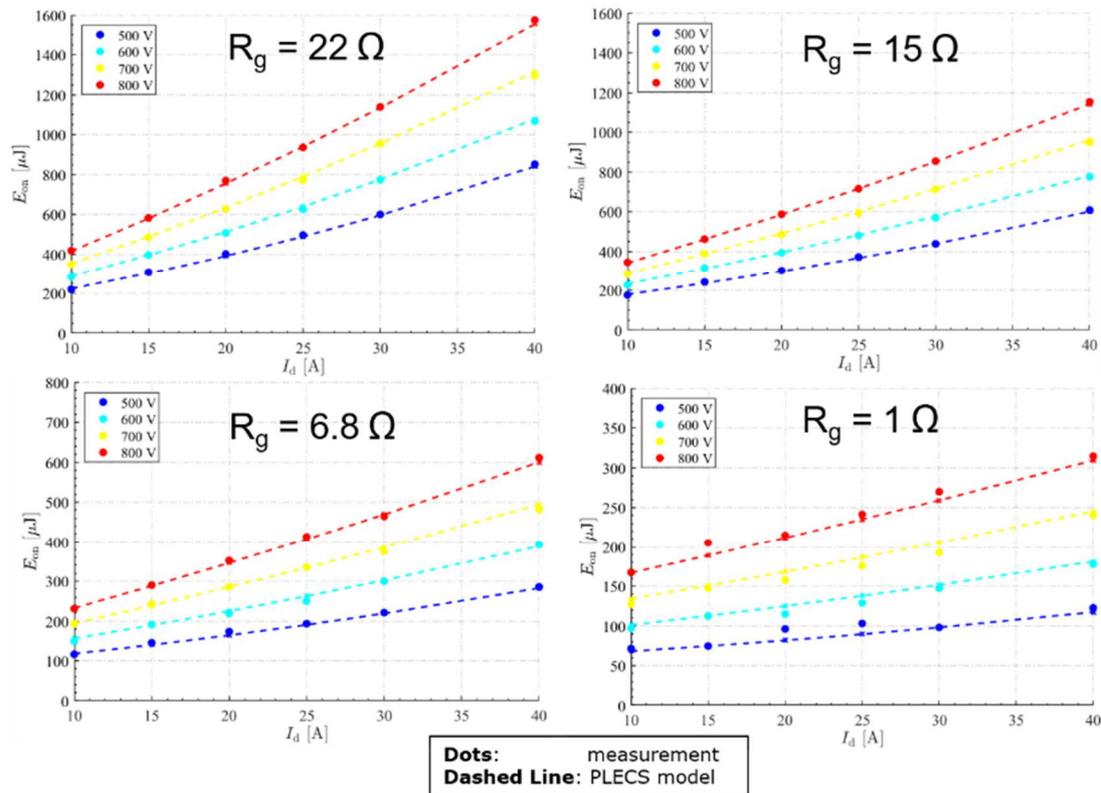


Abbildung 57: Vergleich der Einschaltenergien für verschiedene Gate-Widerstände R_g zwischen Messung und PLECS® Simulationsmodell

Darüber hinaus wurden umfangreiche Untersuchungen zum Ausschaltverhalten sowie der Ausschaltverluste der integrierten SiC MOSFET Body Diode durchgeführt. Analog zur antiparallelen Silizium pn-Diode bei einem IGBT-basierten Leistungshalbleiter Modul, verursacht auch die integrierte Body Diode bei einem SiC MOSFET Leistungshalbleiter Schaltverluste beim Abschalten. Diese werden auch als *Reverse Recovery* Verluste bezeichnet.

Das Reverse Recovery Verhalten sowie die Bestimmung deren Verluste unterscheiden sich jedoch wesentlich von IGBT-basierten Leistungshalbleitern. Beim Silizium IGBT spielt vor allem die Bipolarladung die wesentliche Rolle, während beim SiC MOSFET aufgrund seiner Struktur, sowohl Bipolarladung als auch kapazitive Sperrschichtladung das Ausschaltverhalten der Bodydiode bestimmen.

Abbildung 58 zeigt die experimentell bestimmten und im Verlustleistungsmodell implementierten Abschaltverluste der SiC MOSFET Body Diode für das Ide3AL Halbleitermodul strom-

und temperaturabhängig zwischen $T_j = 25^\circ\text{C}$ und $T_j = 150^\circ\text{C}$. Die Reverse Recovery Verluste sind typischerweise deutlich kleiner als die Einschaltverluste. Das Verhältnis hängt jedoch stark von der Schaltgeschwindigkeit ab.

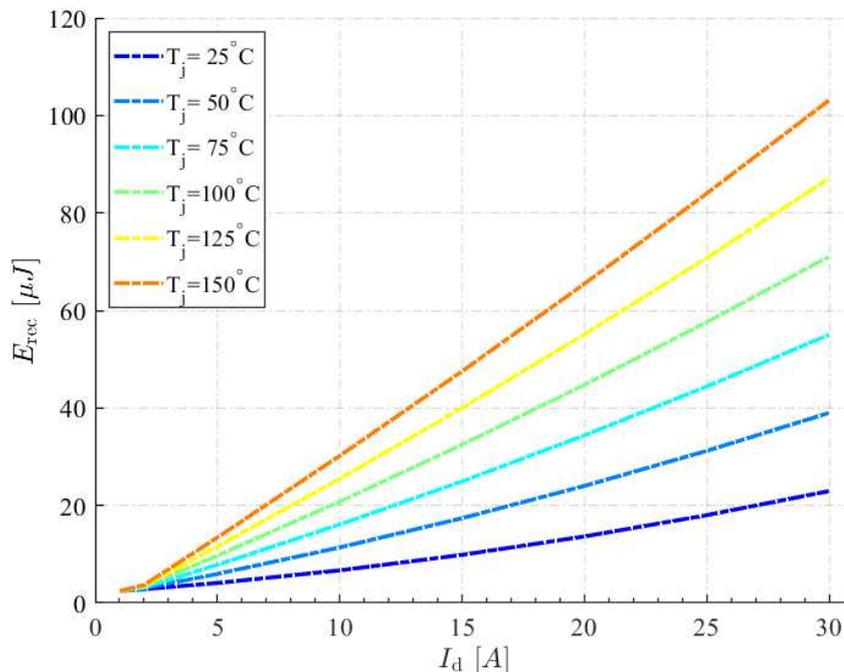


Abbildung 58: Recovery Verluste der SiC MOSFET Bodydiode in Abhängigkeit von Schaltstrom und Temperatur

Das PLECS® Halbleitermodell für das Ide3AL SiC MOSFET Halbleitermodul wurde im Laufe des Projekts den Konsortialpartnern zur Simulation des Ide3AL Umrichters zur Verfügung gestellt und dort für verschiedene Untersuchungen und Optimierungen eingesetzt.

6.4.6 Multilagensubstratmodule

Die hier in diesem Projekt gewählte hohe Schaltfrequenz von $f_{sw} = 128 \text{ kHz}$ stellte eine große Herausforderung in punkto elektromagnetischer Verträglichkeit (EMV) dar. Es konnte zunächst nicht eingeschätzt werden, inwieweit das komplette Ide3AL Umrichtersystem auf Störsignale, die unter anderem von den schnell und mittelfrequent schaltenden SiC MOSFETs im Ide3AL Leistungshalbleiter Modul verursacht werden können, reagieren würde. Auch die Auswirkung der Effekte auf die Betriebsstabilität des gesamten Umrichtersystems war unklar.

Daher wurde im Projekt abgestimmt, durch Infineon Ide3AL Leistungshalbleitermodule mit sogenannten Multilagensubstraten („Ide3AL_EMV“) aufzubauen und zu testen. Das Substrat bestand aus einem Substrat mit einer zusätzlichen Kupferlage, die das DC+ und DC- Potenzial des Gleichstromzwischenkreises des Frequenzumrichters symmetrisch führte. Aufgrund der

symmetrischen Schirmwirkung sollte die Störabstrahlung der schaltenden SiC MOSFET Chips über diese zusätzliche Lage abgeschirmt werden.

Dank der gemeinsamen Forschungsplattform und des Applikationsboards konnte das EMV-Verhalten beider Substrattechnologien (Standardsubstrat versus Multilagensubstrat) in der Systemanwendung verglichen werden.

In der Abbildung 59 sieht man die in der Forschungsplattform gemessenen leitungsgebundene Störaussendung dargestellt als Frequenzspektrum mit Standardsubstrat (Ide3AL 1 Modul, links in der Abbildung) und mit Multilagensubstratmodul (Ide3AL_EMV, rechts in der Abbildung).

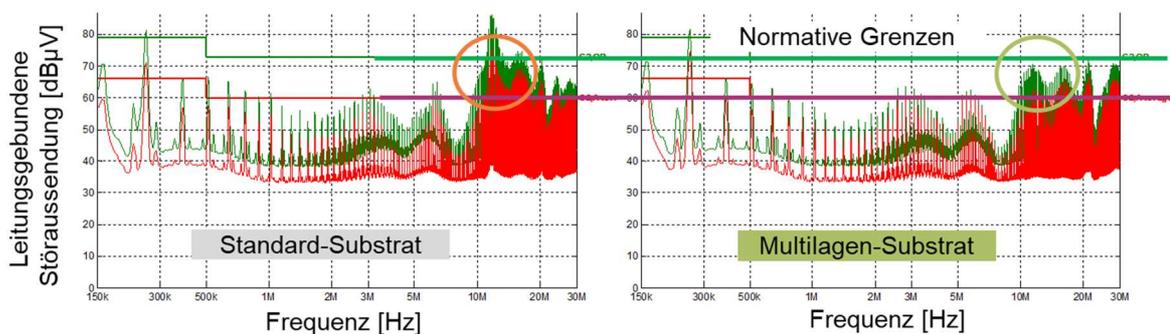


Abbildung 59: Frequenzspektrum der leitungsgebundenen Störaussendung mit Standardsubstratmodulen (links) und mit Multilagensubstratmodulen (rechts)

Man erkennt deutlich die Reduktion des Störspektrums in den höheren Frequenzbereichen, auch wenn die normativen Grenzen noch nicht erreicht werden.

Neben den elektrischen Potentialen galt es für eine produktive Umsetzung natürlich auch die materialtechnische Zuverlässigkeit der Multilagensubstrate zu untersuchen. Aufgrund der Lieferkettenprobleme während der Projektlaufzeit konnten nur wenige Muster beschafft und untersucht werden trotz hoher Aufwände bei der Abstimmung mit möglichen Lieferanten. Mit unterschiedlichen Testaufbauten wurden verschiedene Versuche durchgeführt, um erste Erkenntnisse zum Reifegrad der Substrate zu sammeln. So wurde u.a. die Temperaturstabilität des Substrats bei langer Lagerung bei hohen Temperaturen untersucht. Ein wesentlicher Parameter dabei ist, dass die Isolationsfestigkeit des Substrats sich dabei nicht verändert. Abbildung 60 zeigt die maximale Spannung U_D , die ohne Beeinträchtigung des Substrats angelegt werden konnte. Mit 10 kV liegen die Ergebnisse auch nach der dauerhaften thermischen Belastung hinreichend über der angestrebten Mindestspannungsfestigkeit von 3 kV für eine Minute, die vor dem Versuch der Durchbruchspannung durchgeführt wurde.

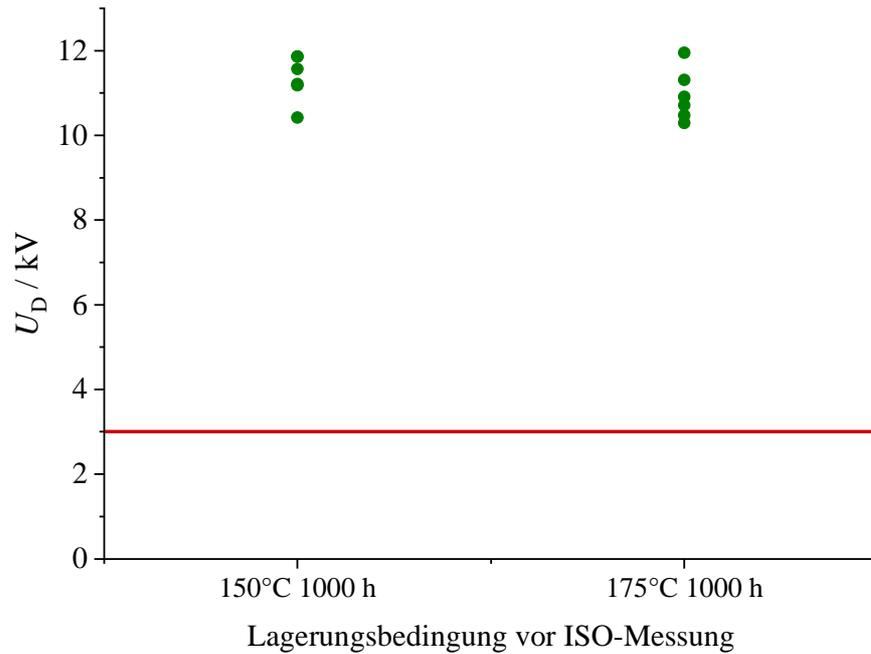


Abbildung 60: Durchschlagsspannung U_D nach Lagerung bei erhöhter Temperatur

Des Weiteren wurden u.a. auch Versuche zur thermischen Zyklfestigkeit der Aufbauten durchgeführt. Dabei wird ein Chip durch aktives Schalten zyklisch erwärmt und abgekühlt. Durch die unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten in den verschiedenen Materialien im Schichtaufbau erzeugt dies, wie auch später in der aktiven Anwendung, Stress auf die Schichten und ihre Grenzflächen. Hier zeigten sich schon nach relativ wenigen Zyklen Schwachstellen.

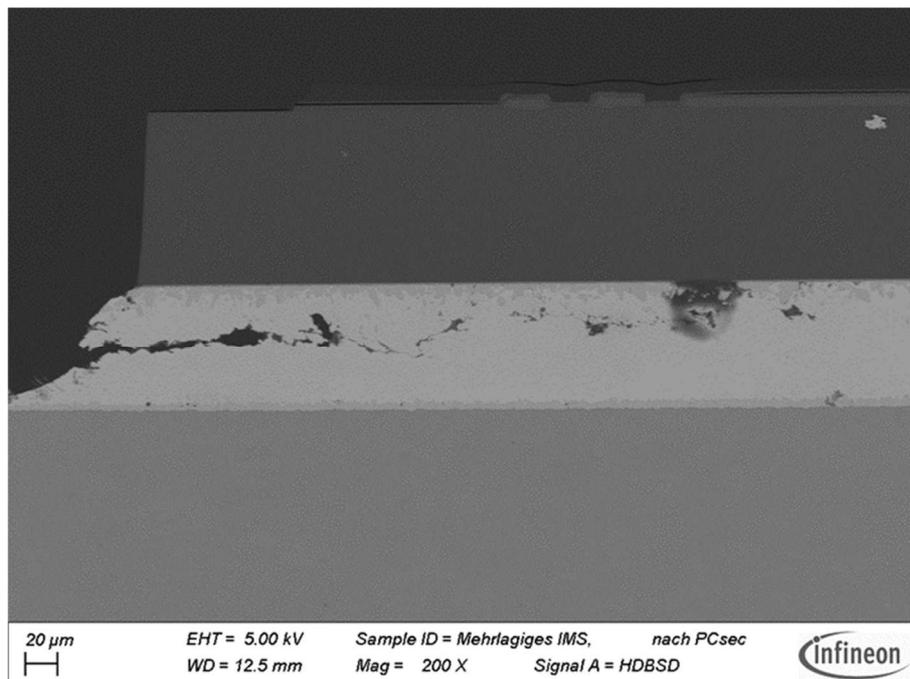


Abbildung 61: Rasterelektronenaufnahme eines präparierten Querschliffs an der Schwachstelle

Abbildung 61 zeigt einen Querschliff durch eine detektierte Position mit unzureichender Zuverlässigkeit: Zwischen Chip (dunkelgrau, oben) und Substratmetallisierung (mittelgrau, unten) zeigt die verbindende Lotschicht in der Mitte eine Rissbildung. Bei vergleichbaren Aufbauten mit produktiven Substraten treten vergleichbare Beobachtungen erst bei viel höheren Belastungen auf, d.h. aktuell ist die zu erwartende Lebensdauer in der Anwendung unzureichend.

Bei keinem der untersuchten Multilagensubstrate unterschiedlicher Hersteller wurde während der Projektlaufzeit eine für den Dauerbetrieb geeignete Stabilität gefunden. Daher ist bei diesem Thema sowohl materialtechnisch (Zuverlässigkeit) als auch elektrotechnisch (EMV) noch wesentlicher Forschungsbedarf gegeben.

6.5 Ergebnisse des IEMV / TU Braunschweig

› Abstract für das Teilprojekt

In dem Teilprojekt *Ideale Leistungselektronik- und EMV-Analytik* (LEA) der TU Braunschweig (gemeinsames Teilprojekt des IMAB und des IEMV) entwickelte und validierte das IEMV eine Messtechnik zur exakten Charakterisierung der EMV-Eigenschaften leistungselektronischer Systeme. Mit dieser neuen Messtechnik wird die kontaktlose In-Situ-Messung (d.h. in der realen Applikation und im realen Betrieb) von hochfrequenten (HF) (Stör-)Strömen im Frequenzbereich von 9 kHz bis >200 MHz möglich. Durch das Kalibrierverfahren mit analytisch berechneten Standards wird eine höhere Genauigkeit gegenüber konventionellen EMV-Strommessungen erreicht. Mit Hilfe der tiefgehenden Diagnostik können EMV-Maßnahmen zukünftig zielgerichteter ausgelegt und so z.B. die Energieeffizienz von Filtern im Sinne des förderpolitischen Ziels gesteigert werden. Hiermit gehen unmittelbar weitere ökonomische und ökologische Vorteile einher, weil eine Überdimensionierung der EMV-Maßnahmen vermieden werden kann.

Die Projektarbeit des IEMV lieferte drei Kernergebnisse:

- i) Validierung der kontaktlosen In-situ-HF-Strom-Messtechnik
- ii) Entwicklung von HF-Stromzangen gemäß spezifischer Projektanforderungen
- iii) Erprobung der HF-Stromzangen in Realanwendungen

› Wissenschaftlich-technische Ergebnisse

EMV-Normmessungen (z.B. DIN EN IEC 61800-3: Drehzahlveränderbare elektrische Antriebssysteme) erfordern u.a. eine vorgeschaltete Netznachbildung (*Line Impedance Stabilization Network*, LISN), die eine definierte Netzimpedanz bereitstellt. Die in der Praxis auftretenden HF-(Stör-)Ströme können allerdings stark von den mit der LISN gemessenen Strömen abweichen, da die Netzimpedanz in realen Anwendungen variiert, z.B. abhängig von der Länge der Zuleitung in der jeweiligen AC-Verteilung. Mit der erforschten In-situ-Messtechnik werden die tatsächlichen HF-Ströme für die spezifischen Randbedingungen der Anwendung dagegen exakt ermittelt. Die Kenntnis der tatsächlich auftretenden HF-Ströme ist Voraussetzung für eine zukünftige, genauere Modellierung des HF-Verhaltens leistungselektronischer Systeme. Damit positioniert sich die erforschte Messtechnik als neues Tool für die Entwicklung und Optimierung von Leistungselektronik im Zusammenspiel mit erforderlichen EMV-Maßnahmen. Sie stellt dabei keine Alternative zu den weiterhin unumgänglichen EMV-Normmessungen dar.

Die wissenschaftlichen und technischen Kernergebnisse des IEMV, die im Projekt Ide3AL erreicht wurden, entsprechen den gesetzten Zielen und werden nachfolgend im Detail erläutert.

6.5.1 Validierung der kontaktlosen In-situ-HF-Strom-Messtechnik

Im Teilprojekt LEA wurde eine neue Messtechnik zur kontaktlosen, exakt kalibrierten In-Situ-Messung von HF-Strömen im Frequenzbereich von 9 kHz bis >200 MHz erforscht. Als Messaufnehmer werden applikationsspezifische, induktive HF-Stromzangen eingesetzt, die im Projekt für die besonderen Anforderungen in leistungselektronischen Systemen erprobt wurden. Ausgangspunkt ist die Dissertation [Jun09], in der ein Verfahren zur kontaktlosen Messung der HF-Eigenschaften von Komponenten und Leitungen am IEMV grundlegend untersucht wurde. Ein wesentliches Merkmal der im Teilprojekt LEA erforschten Messtechnik ist die Kalibrierung der HF-Stromzangen mit analytisch beschreibbaren Standards, wodurch die Messgenauigkeit gegenüber konventionellen EMV-Stromzangen gesteigert wird. Zudem kann aus den Kalibrierdaten eine komplexe Transferimpedanz zur Phasenkorrektur bei Zeitbereichsmessungen abgeleitet werden, was in diesem Projekt erstmalig erarbeitet wurde.

Prinzipieller Aufbau der HF-Stromzangen

Die erforschten HF-Stromzangen besitzen einen Ringkern aus ferromagnetischem Material der eine induktive Kopplung zwischen dem Messgerät und dem Messobjekt ermöglicht. Die Auswahl des Ringkerns (Material, Permeabilität μ_r , Abmessungen) ist maßgeblich für die Messperformance (nutzbarer Frequenzbereich, Sättigungsverhalten durch NF- Betriebs-

ströme etc.) der HF-Stromzange. Der Ringkern ist primärseitig mit einer Wicklung aus Kupferdraht versehen, die mit einem koaxialen HF-Steckverbinder zum Anschluss eines Messgeräts versehen ist. Die Wicklung der Sekundärseite wird durch die Anschlussleitung des Messobjekts gebildet, welche durch die Öffnung des Ringkerns geführt wird. Eine geringe Wicklungszahl (üblicherweise ein bis zwei Windungen) auf der Primärseite erlaubt dabei die exakte Kalibrierung der HF-Stromzangen in einem weiten Frequenzbereich. Die Kalibrierung basiert auf der Messung des komplexen Eingangsreflexionsfaktors γ_{DUT} der HF-Stromzange mit drei nacheinander eingelegten Kalibrierstandards und liefert die komplexen Streuparameter der HF-Stromzange. Diese Art der Kalibrierung ist bei konventionellen EMV-Stromzangen nicht möglich, da sich der Eingangsreflexionsfaktor aufgrund ihres Aufbaus nur unwesentlich in Abhängigkeit des eingelegten Standards ändert.

Im Teilprojekt LEA wurden in vier Iterationsschleifen zahlreiche HF-Stromzangenprototypen aufgebaut und optimiert. Der Abschlussbericht thematisiert dabei insbesondere die erste Prototypengeneration (HF-Stromzange IP5 ($\mu_r = 30000$)), die zur Validierung der Messtechnik genutzt wurde, sowie die finale gemäß der Projektanforderungen dimensionierte Prototypengeneration (HF-Stromzangen der Typen IP-Ide3AL-xxx-CM ($\mu_r = 30000$) und IP-Ide3AL-xxx-DM ($\mu_r = 1000$)). Die HF-Stromzange IP5 mit Kalibrierstandards ist in Abbildung 62 (links) gezeigt. Im Vergleich hierzu ist in Abbildung 62 (rechts) eine kommerziell verfügbare Stromzange der Firma FCC dargestellt.



Abbildung 62: Applikationsspezifische HF-Stromzange IP5 des IEMV mit Kalibrierstandards (links), konventionelle EMV-Stromzange F65 der Fa. FCC (rechts)

Beschreibung der HF-Stromzangen als Zweitor

Die erforschten HF-Stromzangen lassen sich als Zweitor mit den komplexen Streuparametern (S-Parameter) S_{11} , S_{12} , S_{21} und S_{22} beschreiben (Abbildung 63 (links oben)). Die S-Parameter sind für jede HF-Stromzange spezifisch (Kernmaterial, Kernabmessungen, Wicklung, Fertigungstoleranzen etc.) und werden durch eine Kalibrierung ermittelt. Als Kalibrierstandards kommen kleine Leiterschleifen aus Kupferdraht mit eingebauten HF-Widerständen (hier: 0Ω ,

100 Ω und 470 Ω) zum Einsatz (Abbildung 63 (links unten)). Die Impedanzen Z_1 , Z_2 und Z_3 der Standards lassen sich analytisch berechnen [Jun09]. Hiermit werden die Reflexionsfaktoren Γ_1 , Γ_2 und Γ_3 der Kalibrierstandards über

$$\Gamma_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0}, \quad Z_0 = 50 \Omega \quad (1)$$

ermittelt, wobei Z_0 die Referenzimpedanz üblicher HF-Messgeräte darstellt.

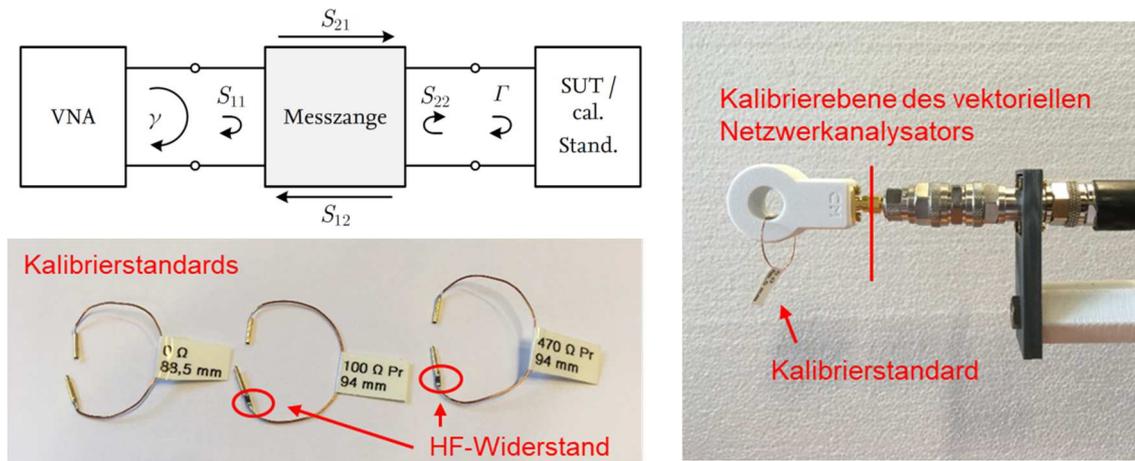


Abbildung 63: Zweitordarstellung der HF-Stromzangen mit S-Parametern (links oben), Kalibrierstandards (links unten), Kalibrierung einer HF-Stromzange IP-Ide3AL001-CM (rechts)

Die Standards werden wie in Abbildung 63 (rechts) gezeigt nacheinander in die zu kalibrierende HF-Stromzange eingelegt und jeweils die resultierenden Eingangsreflexionsfaktoren γ_1 , γ_2 und γ_3 am koaxialen Steckverbinder mit einem vektoriellem Netzwerkanalysator gemessen. Der vektorielle Netzwerkanalysator ist dabei auf das Ende des Messkabels kalibriert. Die Eingangsreflexionsfaktoren der HF-Stromzange hängen gemäß

$$\gamma_i = S_{11} + \frac{\Gamma_i S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_i S_{22}} \quad (2)$$

mit den Reflexionsfaktoren der Kalibrierstandards zusammen. Die drei Kalibriermessungen liefern dann das lineare Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} 1 & \gamma_1 \Gamma_1 & -\Gamma_1 \\ 1 & \gamma_2 \Gamma_2 & -\Gamma_2 \\ 1 & \gamma_3 \Gamma_3 & -\Gamma_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{22} \\ S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

das mit einem Computeralgebrasystem [Har22] gelöst wird, um die S-Parameter S_{11} , S_{12} , S_{21} und S_{22} der HF-Stromzange zu bestimmen. Abbildung 64 zeigt exemplarisch die S-Parameter der im Projekt entwickelten HF-Stromzange IP-Ide3AL-001-CM.

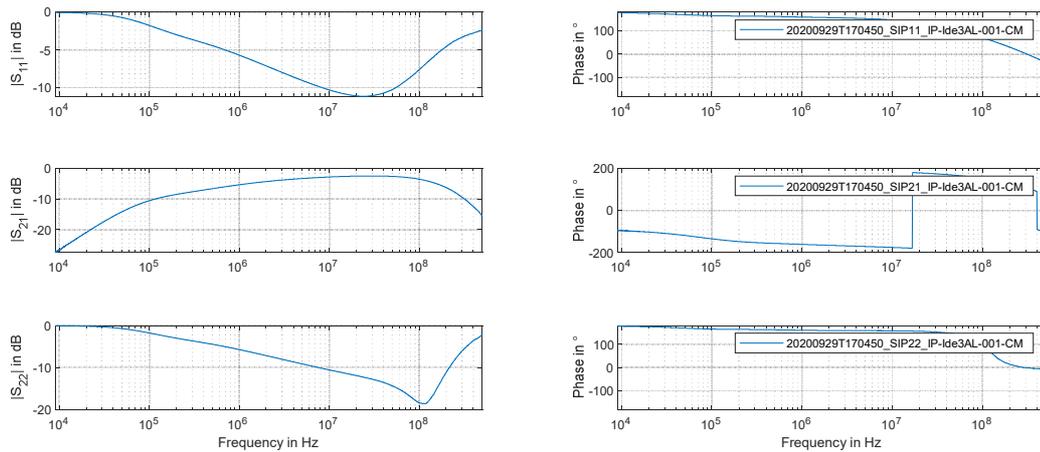


Abbildung 64: Komplexe S-Parameter einer HF-Stromzange IP-Ide3AL-001-CM

Transferimpedanz und Strommessung

Zur Messung von HF-Strömen in einem Testsystem muss die Transferimpedanz Z_T der Stromzange ermittelt werden. Z_T ist das Verhältnis zwischen der am Fußpunkt der Stromzange z.B. mit einem EMV-Messempfänger gemessenen Spannung U_1 und dem ursächlichen HF-Strom I_2 im Testsystem:

$$Z_T = \frac{U_1}{I_2} \quad (4)$$

Die Transferimpedanz lässt sich aus den S-Parametern der HF-Stromzange berechnen, wobei dieser Rechnung das in Abbildung 65 gezeigte Ersatzschaltbild zugrunde gelegt ist.

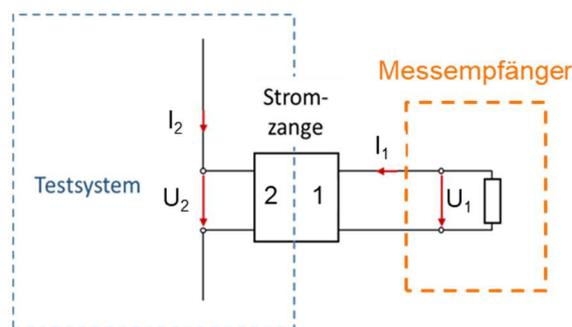


Abbildung 65: Ersatzschaltbild zur Ermittlung der Transferimpedanz der HF-Stromzangen

Die aus Port 1 der Stromzange auslaufende Welle ist

$$b_1 = \underbrace{S_{11} \cdot a_1}_{=0} + S_{12} \cdot a_2, \quad (5)$$

wobei $a_1 = 0$ gilt, da Port 1 der Stromzange reflexionsfrei mit der 50Ω -Eingangsimpedanz des Messgeräts abgeschlossen ist. Die in Port 2 einlaufende Welle a_2 lässt sich mit Hilfe der Impedanz $Z_0 = 50 \Omega$ des Messsystems durch die elektrische Spannung U_2 an Port 2 und den Strom I_2 , der in Port 2 hineinfließt, ausdrücken:

$$a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_0}} + I_2 \cdot \sqrt{Z_0} \right) \quad (6)$$

Spannung und Strom an Port 2 sind über den Reflexionsfaktor S_{22} verknüpft:

$$U_2 = Z_0 \cdot \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} \cdot I_2 \quad (7)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (6) und (7) in (5) ergibt sich für die aus Port 1 auslaufende Welle:

$$b_1 = \frac{1}{2} \cdot I_1 \left(\frac{Z_0}{\sqrt{Z_0}} \cdot \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} + \sqrt{Z_0} \right) \cdot S_{12} \quad (8)$$

b_1 kann ebenfalls durch die Spannung U_1 und den Strom I_1 an Port 1 der Stromzange ausgedrückt werden:

$$b_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{\sqrt{Z_0}} + \frac{U_1}{Z_0} \cdot \sqrt{Z_0} \right) = \frac{U_1}{\sqrt{Z_0}} \quad (9)$$

Gleichsetzen von (8) und (9) liefert den gesuchten Zusammenhang zwischen U_1 und I_2 :

$$I_2 = \frac{1 - S_{22}}{\underbrace{Z_0 \cdot S_{12}}_{=1/Z_T}} \cdot U_1 \quad (10)$$

Die Transferimpedanz lässt sich somit wie folgt aus den S-Parametern berechnen:

$$Z_T = \frac{Z_0 \cdot S_{12}}{1 - S_{22}} \quad (11)$$

Die berechnete Transferimpedanz ist **komplexwertig**. Hierdurch werden mit der hier erforschten In-situ-HF-Strom-Messtechnik exakt kalibrierte kontaktlose Zeitbereichsmessungen (z.B. mit Oszilloskopen) möglich, da sowohl eine **Amplituden- als auch eine Phasenkorrektur** der Messdaten durchgeführt werden kann. Herkömmliche Kalibrierverfahren für EMV-Stromzangen liefern dagegen nur den Betrag der Transferimpedanz. Der Fokus im Teilprojekt LEA lag

auf der Frequenzbereichsmessung von HF-(Stör-)Strömen, daher wird die Zeitbereichsmessung nicht weiter thematisiert. Die Möglichkeit der Zeitbereichsmessung ist aber Gegenstand weitergehender Forschung und wird zukünftig genauer untersucht.

In Abbildung 66 (links) ist die berechnete Transferimpedanz der am IEMV entwickelten HF-Stromzange IP-Ide3AL-001-CM aufgetragen. Abbildung 66 (rechts) zeigt die Transferimpedanz lt. Datenblatt der kommerziell erhältlichen Stromzange F65 der Fa. FCC.

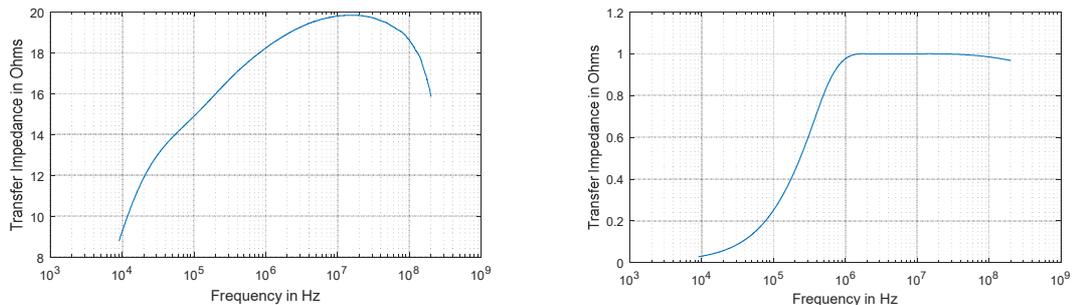


Abbildung 66: Transferimpedanz der HF-Stromzange IP5 (links), Transferimpedanz der EMV-Stromzange F65 der Fa. FCC lt. Datenblatt (rechts)

Die Messung von HF-Strömen kann z.B. mit einem EMV-Messempfänger oder Spektrumanalysator erfolgen. Der Messempfänger misst die Spannung U_1 am Fußpunkt der Stromzange. Der HF-Strom I_2 auf der Leitung wird dann nach Gleichung (10) berechnet.

Validierung der HF-Strom-Messtechnik im Referenzaufbau

Die messtechnische Validierung der HF-Strom-Messtechnik erfolgte mit der HF-Stromzange IP5 in einem konventionellen Kalibrieradapter für EMV-Stromzangen. Der Referenzaufbau ist in Abbildung 67 (links) gezeigt. Abbildung 67 (rechts) zeigt ein identisches Setup mit der kommerziellen Stromzange F65, mit der eine HF-Strommessung zu Vergleichszwecken ebenfalls durchgeführt wurde.

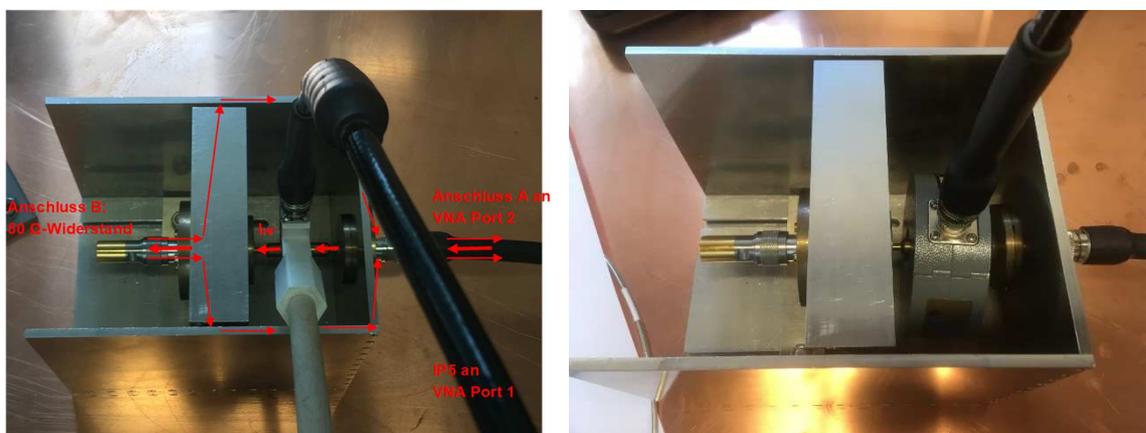


Abbildung 67: Validierung der HF-Strommesstechnik im Referenzaufbau, applikationsspezifische HF-Stromzange (links), konventionelle EMV-Stromzange F65 der Fa. FCC (rechts)

Die Messung wurde mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator durchgeführt, da dieser gegenüber anderen Ansätzen (z.B. Einprägung eines Störstromes mit Signalgenerator und Messung der Fußpunktspannung mit Messempfänger) eine höhere Messgenauigkeit ermöglicht. Hierbei wurde der Anschluss A des Kalibrieradapters mit dem Port 2 eines Netzwerkanalysators verbunden. Anschluss B des Kalibrieradapters war mit einem koaxialen 50 Ω-Widerstand abgeschlossen. Der Innenleiter des Kalibrieradapters wurde durch den Ringkern der Stromzange IP5 geführt, der Anschluss der Stromzange mit Port 1 des Netzwerkanalysators verbunden.

Mit dem vektoriellen Netzwerkanalysator wurden die S-Parameter $S'_{11}, S'_{12}, S'_{21}, S'_{22}$ des Aufbaus (dies sind nicht die S-Parameter der HF-Stromzange) bei einer Ausgangsleistung von $P_{TX} = +10 \text{ dBm} = 0,01 \text{ W}$ gemessen. Der durch den Innenleiter des Kalibrieradapters fließende HF-Strom kann nun mit Hilfe der Transferimpedanz bestimmt werden. Dabei gilt für die von dem Netzwerkanalysator am Fußpunkt der Stromzange empfangene Leistung P_{Zange} :

$$P_{Zange} = |S'_{12}|^2 \cdot P_{TX} \quad (12)$$

Hieraus lässt sich die Fußpunktspannung U_{Zange} der Stromzange berechnen:

$$U_{Zange} = \sqrt{P_{Zange} \cdot 50\Omega} \quad (13)$$

Mit der zuvor ermittelten Transferimpedanz der IP5 (vgl. Abbildung 66) ergibt sich der mit der Stromzange gemessene HF-Strom $I_{HF,gemessen}$ im Innenleiter des Kalibrieradapters gemäß Gleichung (4) zu

$$I_{HF,gemessen} = \frac{U_{Zange}}{Z_T} \quad (14)$$

Als Referenzwert kann der HF-Strom mit Hilfe der bekannten Ausgangsleistung P_{TX} des Netzwerkanalysators auch direkt aus den gemessenen S-Parametern berechnet werden. Die tatsächlich in den Kalibrieradapter eingespeiste Leistung P_{In} ergibt sich unter Berücksichtigung des Reflexionsfaktors S'_{22} an dessen Anschluss A:

$$P_{In} = |1 - S'_{22}|^2 \cdot P_{TX} \quad (15)$$

Hieraus folgt der berechnete Vergleichswert für den HF-Strom $I_{HF,Referenz}$ wegen des 50 Ω-Abschlusses des Kalibrieradapters zu:

$$I_{HF,Referenz} = \sqrt{\frac{P_{In}}{Z_{Last}}} = \sqrt{\frac{P_{In}}{50\Omega}} \quad (16)$$

Der gemessene HF-Strom gemäß Gleichung (14) sowie der berechnete Vergleichswert nach Gleichung (16) sind in Abbildung 68 dargestellt, sowohl für die am IEMV entwickelte Stromzange IP5 als auch für die kommerzielle Stromzange F65 von FCC. Zusätzlich ist der nach Gleichung (16) berechnete HF-Strom für eine Messung gezeigt, bei der keine Stromzange über den Innenleiter des Kalibrieradapters gesteckt war (gelbe Kurve).

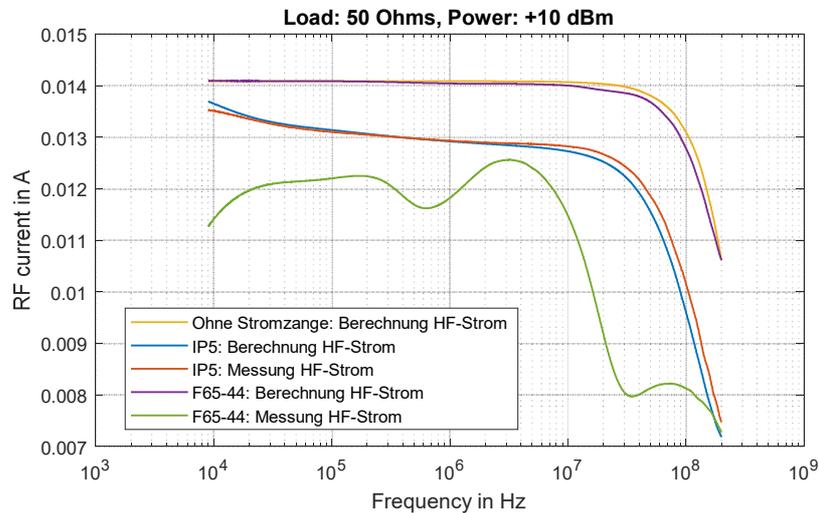


Abbildung 68: Gemessene und berechnete HF-Ströme für die HF-Stromzange IP5 des IEMV und die kommerzielle EMV-Stromzange F65 der Fa. FCC

Die Validierungsmessungen sind wie folgt zu interpretieren:

- Der mit der IP5 gemessene HF-Strom (rote Kurve) stimmt sehr gut mit dem berechneten Vergleichswert (blaue Kurve) überein, wodurch die erforschte HF-Strom-Messtechnik validiert wird. Im unteren Frequenzbereich entstehen leichte Abweichungen durch die nachlassende Messperformance der IP5, im oberen Frequenzbereich entstehen leichte Abweichungen durch parasitäre Effekte im gewählten Messaufbau, die in der rechnerischen Ableitung des HF-Stroms nicht berücksichtigt sind.
- Der mit der kommerziellen Stromzange F65 gemessene HF-Strom (grüne Kurve) weist dagegen deutliche Abweichungen gegenüber dem Vergleichswert (violette Kurve) auf. Bei einer Messfrequenz von 30 MHz beträgt der Messfehler etwa 40%.
- Der berechnete HF-Strom für eine Messung ohne Stromzange im Aufbau (gelbe Kurve) ist als Referenzwert anzusehen, da durch die Verwendung einer HF-Stromzange gleichzeitig eine Einfügeimpedanz in den Aufbau eingebracht wird. Der Referenzwert fällt zu hohen Frequenzen hin ab ca. 20 MHz ab. Die Ursache hierfür sind wiederum parasitäre Effekte im Aufbau.

- Sowohl die HF-Stromzange IP5 als auch die EMV-Stromzange F65 beeinflussen den HF-Strom im Testsystem (vgl. die gelbe Kurve mit der blauen bzw. violetten Kurve). Die Beeinflussung des Testsystems durch die IP5 fällt stärker aus als durch die F65. Ursache hierfür ist eine höhere Einfügeimpedanz der IP5, welche aus der geringen Primärwindungszahl und der hohen Kernpermeabilität resultiert. Die Abweichung gegenüber dem Referenzwert beträgt bei 30 MHz etwa 1 dB, was in der Praxis einen guten Wert darstellt. In zukünftigen Projekten sollten dennoch Ansätze zur Minimierung der Rückwirkungen auf das Testsystem untersucht und die HF-Stromzangen entsprechend weiter optimiert werden.

Kontaktlose Impedanzmessung

Über das konkrete Ziel des Teilprojekts LEA, die Entwicklung der HF-Strom-Messtechnik, ist mit der erforschten Technologie auch die kontaktlose Messung von HF-Impedanzen möglich. Aus diesem Alleinstellungsmerkmal ergibt sich ein breites Spektrum möglicher Anwendungen. Entsprechend Gleichung (2) ist bei sekundärseitigem Anschluss eines Messobjekts mit Reflexionsfaktor Γ_{DUT} der Eingangsreflexionsfaktor γ_{DUT} auf der Primärseite der HF-Stromzange mit einem vektoriiellen Netzwerkanalysator messbar:

$$\gamma_{DUT} = S_{11} + \frac{\Gamma_{DUT} S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_{DUT} S_{22}} \quad (17)$$

Nach dem Umstellen der Gleichung zu

$$\Gamma_{DUT} = \frac{\gamma_{DUT} - S_{11}}{S_{12} S_{21} - S_{11} S_{22} + S_{22} \gamma_{DUT}} \quad (18)$$

kann über

$$Z_{DUT} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_{DUT}}{1 - \Gamma_{DUT}}, \quad Z_0 = 50 \, \Omega \quad (19)$$

die unbekannte Impedanz des Messobjekts Z_{DUT} berechnet werden. Z_{DUT} ist die „lokale“ Schleifenimpedanz, die sich unter Berücksichtigung leitungstheoretischer Effekte am Messort ergibt [Jun09].

6.5.2 Entwicklung von HF-Stromzangen gemäß spezifischer Projektanforderungen

Die hohen NF-Betriebsströme in leistungselektronischen Systemen führen zu Sättigungseffekten in dem Ringkern der HF-Stromzange. Diese Sättigungseffekte sind bei der Auslegung der Messtechnik zu berücksichtigen, da es sonst zu einer signifikanten Verfälschung der Messwerte (Kernmaterial im nichtlinearen Bereich) oder sogar zu einer vollständigen Unbrauchbarkeit des Messaufnehmers (Kern vollständig in Sättigung) kommen kann. Die passende Auswahl des Ringkerns entsprechend dem spezifischen Anwendungsszenario ist daher von besonderer Bedeutung. Die Hardware wurde in einem Referenzaufbau erprobt, sodass der Einfluss niederfrequenter Betriebsströme auf die HF-Strom-Messtechnik für verschiedene Designs qualitativ und quantitativ analysiert werden konnte. Die Ergebnisse flossen iterativ in die Optimierung der HF-Stromzangen ein und bilden eine fundierte Basis für die zukünftige Weiterentwicklung der HF-Strom-Messtechnik in möglichen Anschlussprojekten. Der Entwicklungsablauf der HF-Stromzangen im Teilprojekt LEA ist in Abbildung 69 schematisch dargestellt.

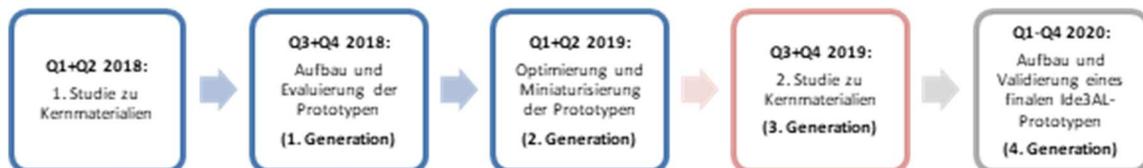


Abbildung 69 : Entwicklungsverlauf der HF-Stromzangen im Teilprojekt LEA

Relevante Parameter für die Auslegung der HF-Strom-Messtechnik

Zu Projektbeginn wurden die Randbedingungen für die Auslegung der HF-Strom-Messtechnik unter Berücksichtigung der Betriebsparameter des zu entwickelnden Umrichters identifiziert. Diese sind in Abbildung 70 aufgelistet.

	Abk.	Wert / Wertebereich	Relevanz für Auslegung
Max. Ausgangsstrom	I_{\max}	19 A	Der max. Ausgangsstrom des Umrichters ist aufgrund der durch ihn verursachten Sättigungseffekte die entscheidende Größe zur Wahl des Kernmaterials der Stromzange.
Max. Ausgangsspannung	U_{\max}	AC 400 V, 3phasig	Die Ausgangsspannung des Umrichters muss bei der Wahl der Isolation zwischen der Stromzange und dem Umrichter berücksichtigt werden, um Schäden an den Messgeräten zu verhindern.
Frequenzbereich Betriebsstrom	f_{LF}	0 ... 599 Hz	Das Sättigungsverhalten hängt von der Frequenz des Betriebsstroms ab.
Frequenzbereich Messgröße	f_{HF}	9 kHz ... angestrebt > 100 MHz	Für die Konzeption (Kernmaterial, Windungszahl, etc.) der Stromzangen ist der zu messende Frequenzbereich der maßgebliche Parameter.
Verfügbare Bauraum	V_{Zange}	möglichst kompakt	Neben der Wahl des Ringkerns bestimmt der verfügbare Bauraum die Realisierung der Stromzange. Bei eingeschränkten Platzverhältnissen muss z.B. auch eine Auswahl kompakter Steckverbinder (SMA- statt N-Technik) erfolgen.

Abbildung 70: Relevante Parameter für die Auslegung der HF-Strom-Messtechnik

Ein weiterer wesentlicher Vorteil der vom IEMV entwickelten HF-Stromzangen ist die hohe Flexibilität gegenüber kommerziell erhältlichen Systemen. Durch eine entsprechende Auswahl des verwendeten Ringkerns kann die HF-Stromzange an spezifische Anforderungen angepasst werden, was im Hinblick auf den begrenzten verfügbaren Bauraum im Ide3AL-Umrichterprototypen einen wesentlichen Vorteil gegenüber kommerziell erhältlichen EMV-Strommesszangen darstellt. Bei einer umfangreichen Recherche konnte keine EMV-Stromzange aufgefunden werden, die sämtliche projektspezifische Anforderungen (messbarer Frequenz- bzw. Strombereich, kompakte Bauform, Kalibrierbarkeit, möglichst geringe Rückwirkung auf das zu vermessende System) abdeckt.

Einfluss niederfrequenter Betriebsströme auf die Kernpermeabilität

In der ersten und zweiten Prototypengeneration wurden ferromagnetische und nanokristalline Ringkerne erprobt. Im zweiten Halbjahr 2019 wurde iterativ eine zweite Materialstudie zu möglichen Kernmaterialien für die HF-Stromzangen durchgeführt. Ziel dieser Studie war insbesondere die Optimierung der Prototypen hinsichtlich des Sättigungsverhaltens durch NF-Betriebsströme. Ausgehend von einer ersten Analyse zur Kernsättigung in [Har19], die vom IEMV zuvor abseits des Ide3AL-Projekts durchgeführt worden war, wurden im Rahmen der zweiten Materialstudie ausschließlich Ringkerne der Fa. Magnetec untersucht. Ausgewählt wurden die nanokristallinen Kernmaterialien Nanoperm M-1501, M-1502, M-1504 und M-951. Diese Materialien zeichnen sich durch eine (im Vergleich zu den in der ersten Materialstudie untersuchten nanokristallinen Materialien) geringe relative Permeabilität μ_r von 1000 bis 8000 aus, siehe Abbildung 71.

MAGNETEC®
MAGNET-TECHNOLOGIE

NANOPERM® cased EMC core selection matrix

Nom. dim	16x10x6	20x12,5x8	25x20x10	25x16x10	30x20x10	40x32x15	40x25x15	45x30x20	50x40x20
ODxDxH	18,2x7,8x8,4	22,3x10,3x10	27,8x17,5x12,6	28,2x13,2x12,6	32,7x17,8x12,6	43,1x28,8x17,4	44,5x21,4x19	48,5x25,5x24	53,4x36,6x23,5
μ_r ca. 1k	M-1601 Isat= 32,5A	M-1202 Isat=20,0A	M-1252(c+) Isat=28,1A	M-669(c+) Isat=51,3A	M-660(c+) Isat=62,5A	M-661 Isat=90,0A	M-1401 Isat=81,3A	M-1451 Isat=93,8A	M-1501 Isat=112,5A
μ_r ca. 2k	M-956 Isat=16,3A	M-1204 Isat=20,0A	M-1254(c+) Isat=28,1A	M-679(c+) Isat=25,6A	M-670(c+) Isat=31,3A	M-671 Isat=45,0A	M-1402 Isat=40,6A	M-796** Isat=46,3A	M-1502 Isat=56,3A
μ_r ca. 4k	M-957 Isat=8,1A	M-1204 Isat=10,0A	M-1254(c+) Isat=14,1A	M-679(c+) Isat=12,8A	M-680(c+) Isat=15,6A	M-681 Isat=22,5A	M-934 Isat=16,3A	M-762 Isat=23,4A	M-1504/ M-149(O) Isat=28,1A
μ_r ca. 8k	M-709 Isat=4,1A	M-1208 Isat=5,0A	M-1258(c+) Isat=7,0A	M-449(c+) Isat=6,4A	M-965/ M-450(c+) Isat=7,8A	M-451 Isat=11,3A	M-831** Isat=9,4A	M-1458 Isat=11,7A	M-951 Isat=14,1A
μ_r ca. 30k	M-104/ M-125(c++) Isat=1,1A	M-1254(c+) Isat=1,7A	M-1254(c+) Isat=1,7A	M-962(c+) Isat=1,7A	M-923 Isat=2,1A	M-994 Isat=3,0A	M-382 Isat=2,7A	M-987 Isat=2,7A	M-967/ Isat=2,7A
μ_r ca. 90k	M-940/ M-017(c+) M-939(c++) Isat=0,4A	M-059 Isat=0,5A	M-853(c+) Isat=0,6A	M-974(c+) M-845 Isat=0,6A	M-102 M-016(c+) Isat=0,7A	M-981 Isat=1,0A	M-920 Isat=0,9A	M-765 Isat=1,0A	M-1592 Isat=1,3A

C+ Plastic case with separator holder / C++ Plastic case with base / O: oval shaped versions / ****: preliminary / **: almost same size see datasheet / *Isat: "Quasi Saturation Current" @ B = 1,0 T / jnom / N = 1
Only for information, no guaranteed value. For further information see datasheet.

© MAGNETEC, NANOPERM, CoolBLUE, CoolTUBE, NaLA, Registered trademark of MAGNETEC GmbH Germany PB-CORE-CASED P1/P4 06/2019

Abbildung 71: Datenblattauszug der verwendeten Ringkerne der Fa. Magnetec [Mag15]

Der wesentliche Vorteil der Materialien Nanoperm M 1501, M-1502, M-1504 und M-951 bei dem Aufbau von HF-Stromzangen ist die für nanokristalline Materialien typische, hohe Sättigungsflussdichte in Verbindung mit einer verhältnismäßig niedrigen relativen Permeabilität μ_r . Hierdurch bleibt die Beeinflussung der Messperformance durch Sättigungseffekte im Ringkern gering. Im Vergleich hierzu weisen beispielsweise die Kernmaterialien der ersten Materialstudie (u.a. Magnetec Nanoperm M-124 und Vacuumschmelze Vitroperm) aufgrund der hohen relativen Permeabilität trotz ihrer hohen Sättigungsflussdichten starke Sättigungseffekte durch NF-Betriebsströme auf. Eine ähnliche Problematik tritt bei Verwendung klassischer Ferritmaterialien mit geringer Permeabilität auf. Auch bei derartigen Ringkernen kommt es zu signifikanten Sättigungseffekten, da klassische Ferrite lediglich eine geringe Sättigungsflussdichte besitzen.

Die vorteilhaften Eigenschaften der Kerne Nanoperm M 1501, M-1502, M-1504 und M-951 konnten durch Labormessungen bestätigt werden. Abbildung 72 zeigt die gemessene Abhängigkeit der Permeabilität μ_r von der magnetischen Feldstärke H im Ringkern. Exemplarisch sind die Messkurven für die Materialien M-1501 und M-1502 sowie für einen klassischen Ferritkern der Fa. Würth und einen Ringkern aus dem Material Vitroperm dargestellt. Das Magnetfeld in den Ringkernen wird, wie in der Abbildung schematisch gezeigt, durch einen DC-Betriebsstrom in einem Einzelleiter erzeugt, der durch den Ringkern gelegt ist. Folglich hängt die von einem spezifischen Strom erzeugte Feldstärke von der Geometrie des untersuchten Ringkerns ab. Weitere Informationen zum Einfluss der Betriebsströme auf die Kernsättigung sind in der Dissertation [Har22] zu finden.

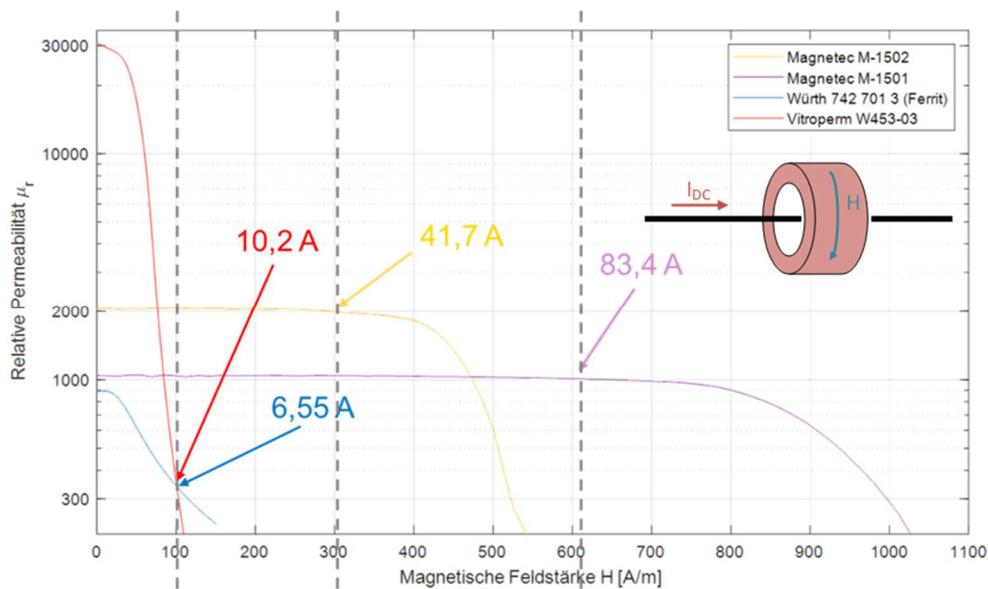


Abbildung 72: Beeinflussung der relativen Permeabilität durch DC-Betriebsströme

In Abbildung 72 sind für ausgewählte Messpunkte die zum Erreichen der jeweiligen magnetischen Feldstärke notwendigen DC-Betriebsströme eingetragen. Als wesentliches Ergebnis ist

festzuhalten, dass sich die relative Permeabilität der Materialien M-1501 und M-1502 auch bei hohen DC-Betriebsströmen > 10 A im Vergleich zu dem klassischen Ferritkern und dem Ringkern aus dem Material Vitroperm nur geringfügig ändert. Abbildung 73 fasst die Messergebnisse für die Kernmaterialien Nanoperm M 1501, M-1502, M-1504 und M-951 zusammen. Der Wert I_{99} gibt den DC-Strom an, bei dem die relative Permeabilität μ_r des jeweiligen Ringkerns um 1% gegenüber dem Anfangswert bei einem DC-Strom von 0 A abgefallen ist. I_{90} ist der entsprechende Wert für den Abfall der Permeabilität um 10% gegenüber dem Ausgangswert. I_{Sat} ist der DC-Strom laut Herstellerdatenblatt, bei dem die Ringkerne vollständig gesättigt sind.

Ringkern	μ_r laut [MAG19]	I_{99} in A	I_{90} in A	I_{Sat} in A laut [MAG19]
M-951	8000	2	10	14,1
M-1504	4000	4	20	28,1
M-1502	2000	33	53	56,3
M-1501	1000	60	107	112,5

Abbildung 73: Abweichung der relativen Permeabilität μ_r gegenüber ihrem Anfangswert

Für die im Projekt Ide3AL anstehenden Messaufgaben wurden in der dritten Prototypengeneration HF-Stromzangen auf Basis der Ringkerne Nanoperm M-1501 und M-1502 erfolgreich erprobt (siehe Abbildung 74 (links, oben)). Bei einem DC-Strom von 33 A bzw. 60 A weicht die relative Permeabilität nur um 1% von ihrem Anfangswert ab. Der für den im Projekt entwickelten Umrichter definierte, maximale Effektivwert des Motorstroms $I_{\text{max,RMS}}$ beträgt 19 A, entsprechend einem Spitzenstrom $I_{\text{max, peak}} = 26,8$ A. Dementsprechend ist die Verfälschung des Messergebnisses auch im Worst-Case bei der Messung von HF-Strömen (oder perspektivisch auch HF-Impedanzen) an einzelnen Motorphasen des Umrichters bei maximalem Phasenstrom gering.

Auslegung der finalen Prototypengeneration (vierte Prototypengeneration)

Für das finale HF-Stromzangendesign wurde das nanokristalline Kernmaterial Nanoperm der Fa. Magnetec ausgewählt. Dieses bietet eine für nanokristalline Materialien typische hohe Sättigungsflussdichte in Verbindung mit einer niedrigen relativen Permeabilität μ_r und entspricht damit den identifizierten Anforderungen der projektspezifischen HF-Stromzangen. Gegenüber der dritten Prototypengeneration wurde das finale Design miniaturisiert und umfasst zwei unterschiedlichen HF-Stromzangenvarianten:

- **Variante 1 / „DM-Variante“** (Bezeichnung: IP-Ide3AL-xxx-DM):

Für Messung an einzelnen Motorleitungen, sodass im Ringkern ein magnetischer Fluss auftritt. Es wird der Ringkern M-660 mit niedriger Permeabilität (μ_r ca. 1000) verwendet, um Sättigungseffekte und resultierende Messfehler zu reduzieren.

- **Variante 2 / „CM-Variante“** (Bezeichnung: IP-Ide3AL-xxx-CM):

Für Messung von CM-Störströmen (alle Motorleitungen gleichzeitig durch Ringkern gelegt), sodass sich die NF-Betriebsströme kompensieren und keine relevanten Sättigungseffekte auftreten. Es wird der Ringkern M-923 mit hoher Permeabilität (μ_r ca. 30000) verwendet, um die angestrebte tiefe Grenzfrequenz von 9 kHz zu erreichen.

Die finalen HF-Stromzangen bestehen aus den jeweiligen Ringkernen, die mit einer Einzelwindung Kupferlackdraht bewickelt und in ein allseitig geschlossenes 3D-gedrucktes Gehäuse aus PETG eingelassen und darin mit Epoxidharz vergossen sind. Der Anschluss der Stromzangen an das Messgerät erfolgt über einen SMA-Steckverbinder. In Abbildung 74 (links, unten) sind die Arbeitsschritte beim Aufbau der HF-Stromzange gezeigt. Die Abmessungen der Ringkerne M-660 und M-923 (siehe Abbildung 71) betragen jeweils ca. 30 mm (AD) x 10 mm (Höhe). Die gewählte Kerngröße stellt einen guten Kompromiss zwischen den Ansprüchen an die Miniaturisierung der HF-Stromzangen und den Sättigungseigenschaften der Kerne dar. Aufgrund der Abmessungen der gewählten Ringkerne ergeben sich für beide Varianten der HF-Stromzangen identische Gesamtabmessungen von ca. 55 mm x 33 mm x 15 mm (Länge inkl. Steckverbinder x Breite x Höhe). Jeweils eine CM- (weißes Gehäuse) und eine DM-Stromzange (graues Gehäuse) wurden in einer ebenfalls 3D-gedruckten Transportkiste als Set (u.a. zur Weitergabe an und Erprobung durch die Projektpartner) zusammengestellt, siehe Abbildung 74 (rechts).



Abbildung 74: HF-Stromzangen der 3. Generation (links, oben), Arbeitsschritte beim Aufbau der finalen HF-Stromzangen (links, unten), Set bestehend aus den finalen HF-Stromzangen (rechts)

Insgesamt wurden von jeder Variante mehr als zehn Exemplare aufgebaut und evaluiert. Die Transferimpedanzen von jeweils acht Exemplaren derselben Variante sind in Abbildung 75 aufgetragen. Festzuhalten ist, dass die gemessenen Transferimpedanzen nur gering voneinan-

der abweichen, sodass der Prozess des Zangenbaus als verstanden und reproduzierbar angesehen werden kann. Die Abweichungen weisen auf Fertigungs- und Materialtoleranzen hin, die explizite Aufnahme einer Kalibrierung für jede aufgebaute HF-Stromzange bleibt daher im Sinne maximaler Messgenauigkeit weiterhin sinnvoll.

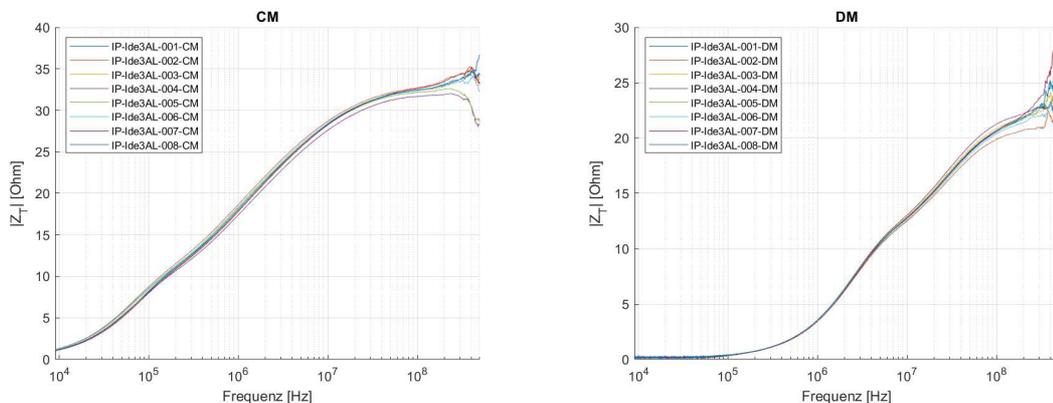


Abbildung 75: Vergleich der Transferimpedanzen für jeweils acht Exemplare der HF-Stromzangen, Variante IP-Ide3AL-xxx-CM (links), Variante IP-Ide3AL-xxx-DM (rechts)

Evaluation der finalen HF-Stromzangen im Referenzaufbau

NF-Betriebsströme im Testsystem beeinflussen die Messperformance der HF-Stromzangen. Ursache hierfür sind Sättigungseffekte in den magnetischen Kernen. Zur Charakterisierung der Performance der unterschiedlichen HF-Stromzangenprototypen wurde im Teilprojekt LEA der in Abbildung 76 (links) dargestellte Referenzaufbau konzeptioniert und realisiert. Durch die zu charakterisierende HF-Stromzange ist das stromführende Kabel gelegt, das über sogenannte Netznachbildungen mit der DC-Quelle verbunden ist. DC-Ströme wurden dabei als Worst-Case für die Kernsättigung angesehen. Die Netznachbildungen wirken als Tiefpassfilter für den NF-Strom. Die N-Anschlüsse der Netznachbildungen werden offengelassen. Gleichzeitig wird jeweils einer der Kalibrierstandards in die HF-Stromzange eingelegt. Aus Sicht der HF-Stromzange ergibt sich dann eine Parallelschaltung der bekannten Impedanz des Kalibrierstandards und der Eingangsimpedanz der Netznachbildungen, welche im Idealfall unendlich groß ist. Der Einsatz eines Tiefpassfilters ist zwingend erforderlich, da die Kalibrierstandards andernfalls direkt parallel zur HF-Eingangsimpedanz der DC-Quelle geschaltet wären. Da die HF-Eingangsimpedanz von Netzteilen klein ist, würde sich die Messdynamik deutlich reduzieren, sodass in der Praxis keine Kalibrierung möglich wäre.

Im realisierten Aufbau (siehe Abbildung 76 (rechts)) wurden zwei LISN NNBM8124-200 der Fa. Schwarzbeck Mess-Elektronik, die bereits außerhalb des Projekts in [Ker19] evaluiert wurden, zur Entkopplung zwischen der DC-Quelle und der zu untersuchenden HF-Stromzange eingesetzt. Der Strom, bereitgestellt von DC-Quellen SM 30-200 der Fa. Delta Elektronik, wurde

mit einem Kabel durch die zu kalibrierende Stromzange geführt. Die genaue Messung des DC-Stromes erfolgte mit Stromsensoren IT 700-SB der Fa. LEM.

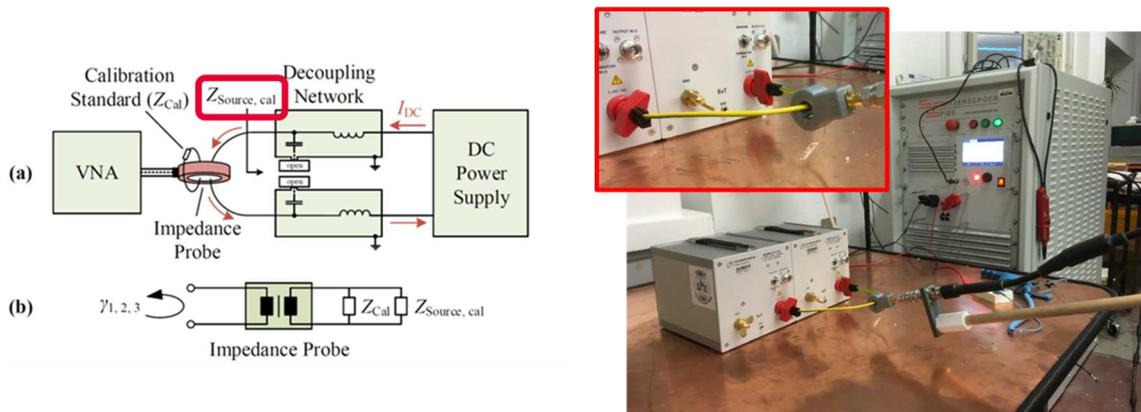


Abbildung 76: Referenzaufbau zur Charakterisierung der Messperformance der HF-Stromzangen, schematische Darstellung (links), realisierter Aufbau im Labor (rechts)

Im Referenzaufbau erfolgte die Untersuchung zum Einfluss niederfrequenter Betriebsströme auf die Messperformance der HF-Stromzangen wie folgt:

1. Messung der Eingangsimpedanz $Z_{Source,cal}$ des Aufbaus
2. Kalibrierung der Zangen im Aufbau für DC-Ströme zwischen 0 A und 25 A: $Z_{Source,cal}$ und die Impedanzen Z_1 , Z_2 und Z_3 der eingelegten Kalibrierstandards sind dabei aus HF-Sicht parallel geschaltet, d.h. in Gleichung (1) werden Z_1 , Z_2 und Z_3 durch $Z_1^* = Z_1 || Z_{Source,cal}$ etc. ersetzt.
3. Berechnung der Transferimpedanz und Fehlerabschätzung

Abbildung 77 stellt die berechnete Transferimpedanz der DM-Variante für die eingepprägten DC-Betriebsströme von 0 A bis 25 A dar. Die gestrichelte Kurve zeigt eine gesonderte Referenzmessung der Transferimpedanz, die außerhalb des Referenzaufbaus aufgenommen wurde.

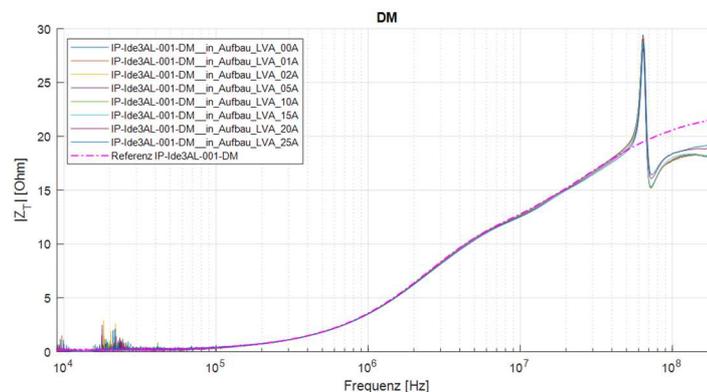


Abbildung 77: Transferimpedanz der HF-Stromzange IP-Ide3AL-001-DM für DC-Ströme von 0 A bis 25 A

Die Messfehler durch den eingepprägten DC-Betriebsstrom wurden exemplarisch für die Frequenzpunkte 1 MHz, 10 MHz und 30 MHz berechnet. Die Abbildung 78 zeigt entsprechende Ausschnitte der Messkurven.

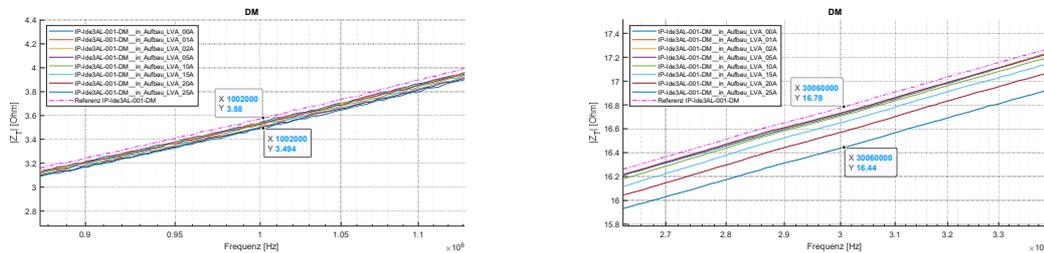


Abbildung 78: Transferimpedanzen bei 1 MHz (links), Transferimpedanzen bei 30 MHz (rechts)

Der maximale Messfehler $\Delta|Z_T|$ bei einem Biasstrom von 25 A (entsprechend der Designkriterien, die aus der Auslegung des Ide3AL-Umrichters resultieren) ergibt sich zu:

$$\Delta|Z_T| = \frac{|Z_T@25A| - |Z_{T,Referenz}|}{|Z_{T,Referenz}|}$$

Abbildung 79 fasst die berechneten Fehler zusammen. Mit dem ausgewählten Kernmaterial Nanoperm ergibt sich bei der DM-Variante eine sehr geringe maximale Abweichung des zu messenden HF-Stroms von -2,5 % bei einem DC-Betriebsstrom von 25 A. Folglich konnte das Ziel einer möglichst geringen Verfälschung der HF-Strommessungen durch die niederfrequenten Betriebsströme beim finalen HF-Stromzangendesign vollständig erreicht werden.

Frequenz	$ Z_T $ Referenz	$ Z_T $ @ 25 A	Abweichung
1 MHz	3,58 Ω	3,49 Ω	- 2,5 %
10 MHz	12,79 Ω	12,51 Ω	- 2,1 %
30 MHz	16,78 Ω	16,44 Ω	- 2,0 %

Abbildung 79: Abweichungen der Transferimpedanz durch DC-Betriebsströme

Die offensichtlichen Abweichungen der Kurven in Abbildung 77 im Frequenzbereich um 70 MHz gehen auf resonante Eigenschaften des Referenzaufbaus zurück und sind keine Eigenschaft der untersuchten HF-Stromzangen. In diesem Frequenzbereich konnte daher keine quantitative Fehlerabschätzung erfolgen, allerdings ist davon auszugehen, dass der Messfehler durch die eingepprägten DC-Ströme in der Größenordnung des übrigen Frequenzbereichs liegt. Zwischenzeitlich wurde der Messaufbau in der Dissertation [Har22] nochmals optimiert. Die CM-Variante des finalen HF-Stromzangendesigns wurde nicht analog untersucht, da bereits bei geringen NF-Betriebsströmen von einer starken Verfälschung der Messergebnisse auszugehen ist, wie zuvor diskutiert.

6.5.3 Erprobung und Bewertung der HF-Stromzangen in Realanwendungen

Es wurden Labortests an realen Umrichtern mit Si- und SiC-Halbleiterschaltern durchgeführt, die Rückwirkung der schnellschaltenden Leistungselektronik auf die HF-Strom-Messtechnik analysiert und Abhilfemaßnahmen entwickelt. Als ein im Projektplan ursprünglich nicht vorgesehenes Nebenergebnis wurde die Anwendbarkeit der entwickelten Sensorik zur kontaktlosen HF-Impedanzmessung in leistungselektronischen Systemen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 200 MHz demonstriert.

6.3.5.1 Erprobung der HF-Stromzangen an Lenze 8400 TopLine C

Die finalisierten projektspezifischen HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-CM und IP-Ide3AL-xxx-DM wurden in einem bereits bestehenden Versuchsstand des Projektpartners Lenze SE systematisch erprobt, um Rückwirkungen durch schaltende Halbleiter auf die vom IEMV entwickelte Messtechnik zu untersuchen.

Messaufbau

Der Messaufbau ist in Abbildung 80 zu sehen. Der Versuchsstand basiert auf einem Antriebsumrichter 8400 TopLine C (Typ E84AVTCE5512SX0) mit einer Taktfrequenz von 16 kHz und einer maximalen Ausgangsleistung von 0,55 kW. Der Umrichter speist eine Synchronmaschine. Die HF-Strommessungen wurden für unterschiedliche Leiterkonfigurationen am AC-Ausgang des Umrichters (Position INV_out) für Ausgangsfrequenzen von 0 Hz, 10 Hz und 100 Hz durchgeführt. Zusätzlich wurde das Grundrauschen bei abgeschalteter Reglerfreigabe (RFR) aufgezeichnet.

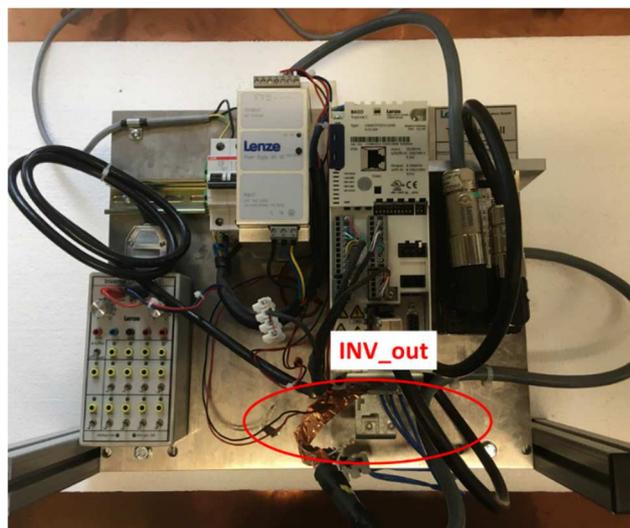


Abbildung 80: Versuchsstand mit Antriebsumrichter 8400 TopLine C mit Messpositionen

Rückwirkungen auf das Messsystem

Bei den HF-Strommessungen an dem schnell schaltenden SiC-Evaluationsboard traten hohe thermische Verluste in den HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-CM und IP-Ide3AL-xxx-DM auf, wie in Abschnitt 6.3.5.2 gezeigt wird. Bei den Messungen an dem Antriebsumrichter 8400 TopLine C wurde dieses Phänomen zuvor nicht beobachtet.

Ausgewählte Messergebnisse

Alle Messungen wurden sowohl mit einer HF-Stromzange vom Typ IP-Ide3AL-xxx-DM als auch vom Typ IP-Ide3AL-xxx-CM durchgeführt. Als Messgerät wurde ein EMV-Messempfänger ESIB 40 von Rohde & Schwarz eingesetzt. Die Messungen wurden jeweils mit dem Max Peak und dem Average Detektor aufgezeichnet. Aufgrund der großen Anzahl an durchgeführten Messungen werden nachfolgend relevante Ergebnisse exemplarisch vorgestellt, jeweils vergleichend für die HF-Stromzangen IP-Ide3AL-002-DM und IP-Ide3AL-002-CM. Alle gezeigten Spektren wurden mit dem Max Peak Detektor aufgezeichnet. Die Sprünge im Verlauf der Kurven bei 150 kHz und 30 MHz gehen auf die automatische Umschaltung der Messbandbreite des EMV-Messempfängers zurück, wie auch für normgerechte Messungen vorgesehen ist.

In Abbildung 81 zeigt eine Messung an Position INV_out, bei eingeschalteter Reglerfreigabe und Ausgangsfrequenz von 0 Hz. Bei der Messung waren alle Motorphasen durch die HF-Stromzangen gelegt, sodass sich der durch die HF-Stromzange fließende niederfrequente Betriebsstrom in Summe aufhebt. In den Ringkernen der Stromzangen tritt daher kein magnetischer Fluss aufgrund des Betriebsstromes auf, sodass auch es in dem hochpermeablen Kern der HF-Stromzange IP-Ide3AL-002-CM nicht Sättigungseffekten und einer Veränderung der Messperformance kommt.

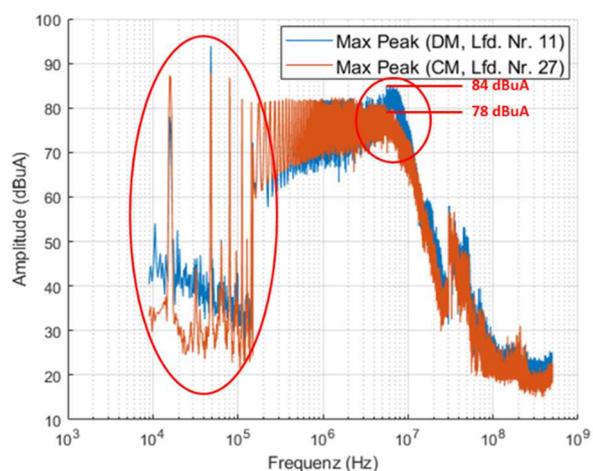
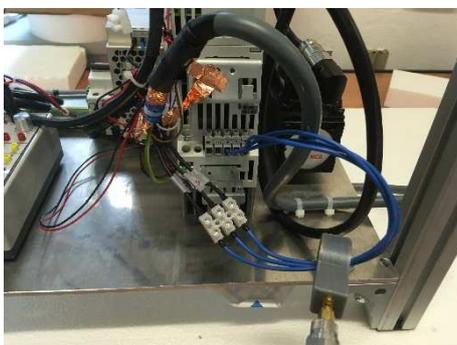


Abbildung 81: Messposition: INV_out, Leiter: L1+L2+L3, Betriebszustand: RFR on, Motor 0 Hz

Im niederfrequenten Bereich unterhalb von 300 kHz sind Abweichungen in den Messergebnissen der HF-Stromzangen IP-Ide3AL-002-DM und IP-Ide3AL-002-CM bei den Peaks bei 16 kHz (Taktfrequenz des Umrichters) und 48 kHz (3. Harmonische) erkennbar. Ursächlich ist die schlechte Performance der Stromzange IP-Ide3AL-002-DM in diesem Frequenzbereich, die sich aus der geringen Permeabilität des eingesetzten Ringkerns ergibt. Die HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-DM sollten daher auch in der Praxis nicht unterhalb der Frequenzuntergrenze von 300 kHz für Messungen eingesetzt werden.

Im Bereich zwischen 5 MHz und 10 MHz weichen die Spektren der HF-Stromzangen IP-Ide3AL-002-DM und IP-Ide3AL-002-CM voneinander ab. Die maximale Abweichung beträgt ca. 6 dB. Diese Abweichung entsteht durch die Rückwirkung des Messsystems auf das Messobjekt und ist kein Messfehler. Der hochpermeable Kern der HF-Stromzange IP-Ide3AL-002-CM (μ_r ca. 30000) führt gegenüber dem niedrigpermeablen Kern der HF-Stromzange IP-Ide3AL-002-DM (μ_r ca. 1000) zu einer erhöhten Einfügeimpedanz, wodurch die IP-Ide3AL-002-CM wie ein schwaches Filter wirkt und die tatsächlich auf den Motorleitungen fließenden HF-Ströme zwischen 5 MHz und 10 MHz bedämpft.

Abbildung 82 stellt eine Messung an Position INV_out, bei eingeschalteter Reglerfreigabe und Ausgangsfrequenz von 10 Hz dar. Diese Messung erfolgte allerdings an einer einzelnen Motorphase, sodass effektiv ein niederfrequenter Betriebsstrom durch die HF-Stromzangen floss. Auffällig ist insbesondere, dass hieraus keine zusätzliche Abweichung zwischen den mit den HF-Stromzangen IP-Ide3AL-002-DM und IP-Ide3AL-002-CM gemessenen Spektren resultiert. Folglich weist die HF-Stromzange IP-Ide3AL-002-CM in der Praxis für geringe niederfrequente Betriebsströme, wie sie dem Versuchsstand mit dem 8400 TopLine C auftraten, eine gewisse Festigkeit gegenüber Sättigungseffekten auf.

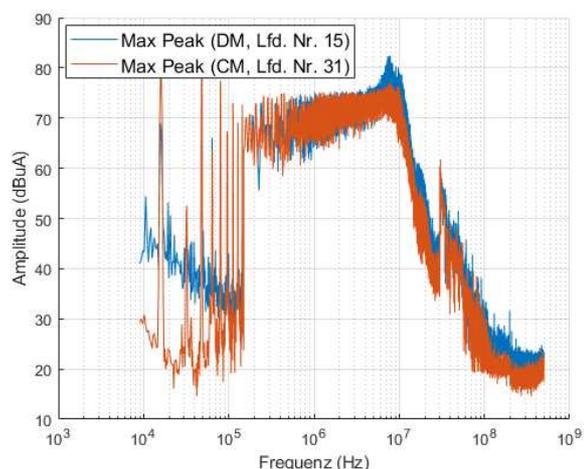


Abbildung 82: Messposition: INV_out, Leiter: L1, Betriebszustand: RFR on, Motor 10 Hz

Die an dem Antriebsumrichter 8400 TopLine C durchgeführten Messungen liefern wesentliche Erkenntnisse für die praktische Anwendung der erforschten Messtechnik:

- Die HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-DM können aufgrund des niederpermeablen Kernmaterials ab einer Frequenz von 300 kHz eingesetzt werden.
- Mit der HF-Stromzange vom Typ IP-Ide3AL-xxx-CM aufgenommene Spektren geben die tatsächlich fließenden HF-Ströme wieder. Der hochpermeable Kern der HF-Stromzange IP-Ide3AL-xxx-CM führt jedoch zu einer erhöhten Einfügeimpedanz, welche die zu messenden HF-Ströme bedämpft. Dieser Effekt ist wegen der angestrebten Rückwirkungsfreiheit unerwünscht, da sich die Messgröße durch das Einbringen der HF-Stromzange verändert, und sollte daher zukünftig systematisch untersucht und quantifiziert werden. Diese Untersuchungen waren nicht mehr Bestandteil des Ide3AL-Projekts. Grundsätzlich lässt sich die Rückwirkung auf die Messgröße minimieren, indem die Einfügeimpedanz der HF-Stromzange durch eine Verringerung der Permeabilität des Kernmaterials abgesenkt wird. HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-DM mit einer relativen Kernpermeabilität von ca. 1000 sind für die Praxis ein guter Kompromiss zwischen der Festigkeit gegenüber Sättigungseffekten, dem nutzbaren Frequenzbereich hin zu niedrigen Frequenzen und der Rückwirkung auf den zu messenden HF-Strom.
- Auch konventionelle, kommerziell erhältliche EMV-Stromzangen bringen eine Einfügeimpedanz in den Messaufbau ein und beeinflussen so die Messgröße, wenn auch in geringem Ausmaß. Konventionelle EMV-Stromzangen lassen sich allerdings nicht mit dem am IEMV entwickelten, sehr exakten reflexionsfaktorbasierten Verfahren kalibrieren.
- Die HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-CM weisen für geringe niederfrequente Betriebsströme eine Festigkeit gegenüber Sättigungseffekten auf. Die detaillierte Untersuchung und Definition von Festigkeitsschwellen sollte zukünftig als Fortführung der guten Forschungsergebnisse des Ide3AL-Projekts erfolgen.

6.3.5.2 Erprobung der HF-Stromzangen an Infineon Eval-M1-E1B1245N-SiC

Abschließend erfolgte die Erprobung der HF-Stromzangen in einem vom IEMV entwickelten Versuchsstand unter anwendungsnahen Bedingungen für die projektspezifischen Umrichterdesignkriterien (hohe Taktfrequenz, steile Schaltflanken). In dem Versuchsstand wird das SiC-Evaluationsboard Eval-M1-E1B1245N-SiC von Infineon mit dem SiC-Modul FS45MR12W1M1_B11 bei einer Taktfrequenz von 128 kHz betrieben. Das SiC-Modul FS45MR12W1M1_B11 wurde in den im Projekt entwickelten Umrichterplattformen der Konsortialpartner eingesetzt.

Bei der Erprobung wurden einerseits Rückwirkungen auf das Messsystem, die sich durch die deutliche Erhöhung der Taktfrequenz und der Flankensteilheiten gegenüber dem Antriebsumrichter 8400 TopLine C ergeben, analysiert. Andererseits wurde eine reale In-situ-Anwendung für die vom IEMV entwickelten HF-Stromzangen demonstriert: Der Einfluss unterschiedlicher Betriebsparameter auf die auftretenden HF-Ströme wurde qualitativ (d.h. EMV-Verhalten besser/schlechter/identisch) und für den spezifischen Versuchsaufbau auch quantitativ analysiert. Solche Untersuchungen zur betriebszustandsabhängigen EMV sind auf dem Gebiet der klassischen EMV nach wie vor nicht Stand der Technik.

Messaufbau

Der Messaufbau ist in Abbildung 83 gezeigt. Die Evaluationsboards verfügen eingangsseitig über einen passiven Gleichrichter und wurden direkt am 3-Phasen-Netz betrieben, woraus sich eine Zwischenkreisspannung von 560 V ergibt. Eine LISN wurde nicht eingesetzt. Ausgangsseitig wurde eine 2-polige Asynchronmaschine mit 2,2 kW Leistung im Leerlauf betrieben. Betrachtet wurden drei Betriebszustände: Umrichter unter Spannung, Reglerfreigabe (RFR) aus; RFR an, Ausgangsfrequenz 0 Hz; RFR an, Ausgangsfrequenz 50 Hz.

Die Asynchronmaschine war über eine 10 m lange, geschirmte Motorleitung mit dem Umrichter verbunden. Umrichter- und motorseitig wurde der Kabelschirm möglichst niederinduktiv so aufgelegt, dass auch die Schirmanschlüsse zur Messung der Ableitströme durch die HF-Stromzange gelegt werden konnten. Die PE-Anschlüsse von Ein- und Ausgangsseite sind auf den Evaluationsboards von Infineon ab Werk über den Kühlkörper miteinander verbunden. Das Gehäuse der Asynchronmaschine war zusätzlich über das leitfähige Maschinenbett mit PE verbunden.

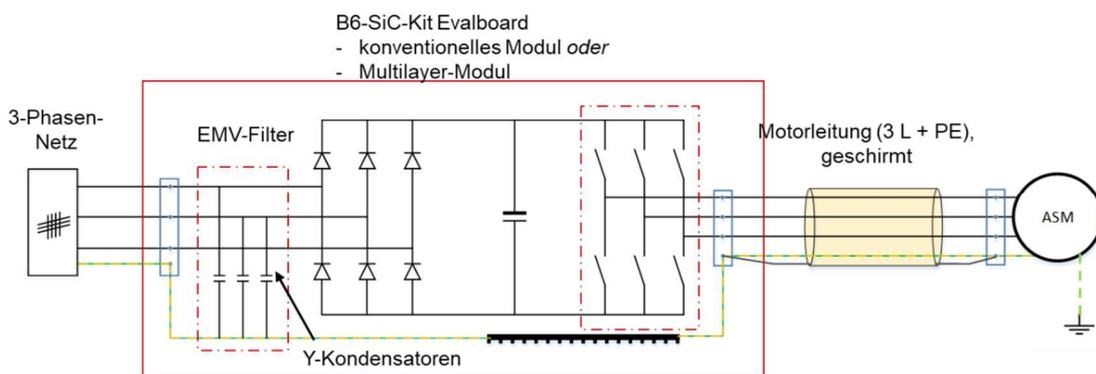


Abbildung 83: Schema des Versuchsstands mit Evaluationsboard Eval-M1-E1B1245N-SiC

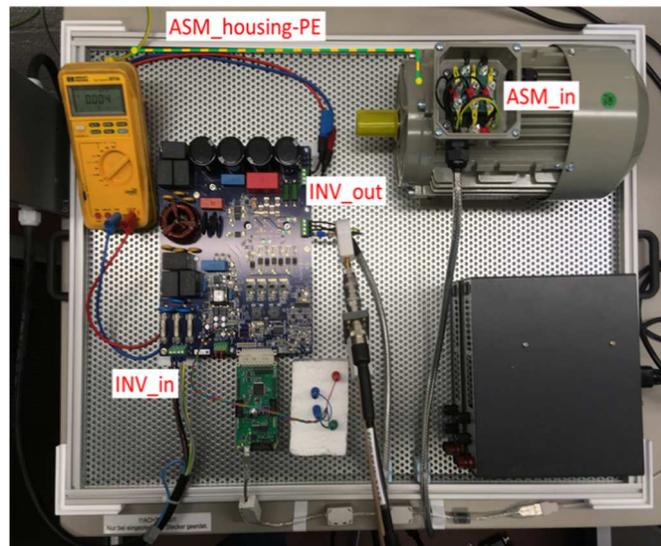


Abbildung 84: Versuchsstand mit Evaluationsboard Eval-M1-E1B1245N-SiC mit Messpositionen

Abbildung 84 zeigt den im Labor des IEMV realisierten Versuchsstand. Die Messung der HF-(Stör-)Ströme erfolgte an vier unterschiedlichen Positionen für unterschiedliche Leiterkonfigurationen: am netzseitigen AC-Eingang (INV_in), am AC-Ausgang des Umrichter (INV_out), an den Motorklemmen (ASM_in) und am PE-Anschluss des Maschinenbetts (ASM_housing-PE).

Rückwirkungen auf das Messsystem

Bei einzelnen Messungen traten hohe thermische Verluste in den HF-Stromzangen IP-Ide3AL-xxx-CM und IP-Ide3AL-xxx-DM auf, die sich aus den Messungen am konventionellen Antriebsumrichter 8400 TopLine C im Vorfeld nicht ableiten ließen. Ursache ist die hohe Taktfrequenz von 128 kHz in Verbindung mit den sehr steilen Schaltflanken des SiC-Umrichters. In Abbildung 85 (links) ist die HF-Stromzange IP-Ide3AL-001-CM gezeigt, die bei einer Messung an PE+Kabelschirm am Umrichterausgang thermisch überlastet wurde. Die bräunliche Verfärbung des PETG-Kunststoffgehäuses zeigt an, dass eine Gehäusetemperatur von mehr als 250°C erreicht wurde. In Abbildung 85 (rechts) sind die HF-Stromzangen IP-Ide3AL-003-CM und IP-Ide3AL-003-DM zu sehen, bei denen bei Messungen an der Forschungsplattform des IMAB eine thermische Überlastung auftrat.

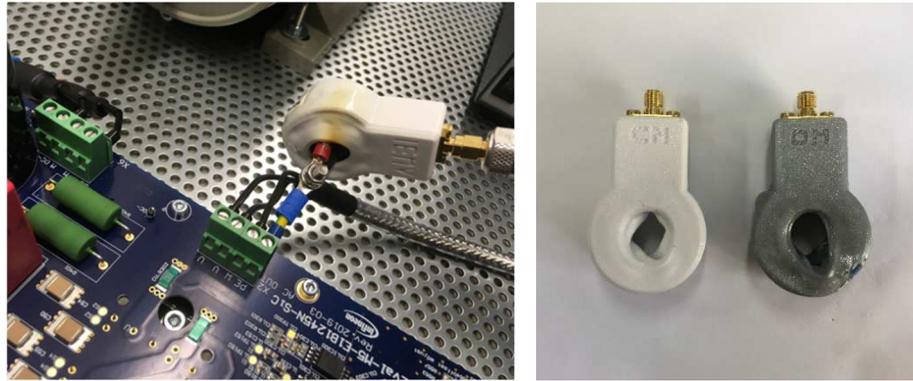


Abbildung 85: Thermisch überlastete HF-Stromzangen IP-Ide3AL-001-CM (links), IP-Ide3AL-003-CM und IP-Ide3AL-003-DM (rechts)

Die thermische Überlastung geht auf hohe Kernverluste im nanokristallinen Material zurück, die zu einer starken Erwärmung der HF-Stromzangen führen. Bei den Messungen des IEMV konnte eine signifikante Abhängigkeit der Verluste von der Messposition beobachtet werden. Zusätzlich stiegen die Verluste bei Erhöhung folgender Parameter an: (1) Taktfrequenz, (2) Zwischenkreisspannung, (3) Permeabilität des Kernmaterials.

Die thermische Überlastung kann innerhalb einer kürzester Zeit zu einer irreversiblen Beschädigung der der HF-Stromzangen führen. Bei den Messungen im Versuchstand des IEMV trat der Defekt der IP-Ide3AL-001-CM nach weniger als 60 s ein.

In Abbildung 86 ist die Erwärmungsanalyse eines Ringkerns M-1501 von Magnetec ($\mu_r = 1000$ wie bei Ringkern M-660 der HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-CM, aber $AD \times ID \times H = 50 \text{ mm} \times 40 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$) bei Positionierung an der Position INV_out über PE+Schirm gezeigt. Mit Hilfe der Wärmebildkamera wurde die Temperatur des Ringkerns vor sowie nach 60 s und 120 s Betriebsdauer des Umrichters gemessen. Innerhalb von 120 s erhöhte sich die Kerntemperatur um fast 60°C .

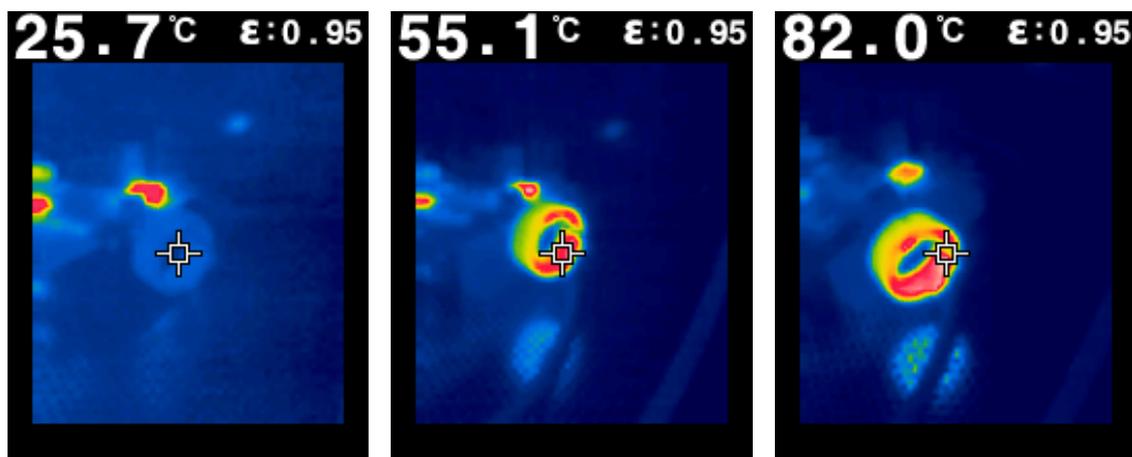


Abbildung 86: Ringkern M-1501 von Magnetec an INV_out an Schirm+PE: IR-Bild vor (links), 60 s (Mitte) und 120 s nach Inbetriebnahme des Umrichters (rechts)

Aus den Erwärmungsanalysen ergibt sich für die praktische Anwendung erforschten HF-Stromzangen Folgendes:

- Auch bei einem niedrigpermeablen Material wie bei dem Ringkern M-1501 ($\mu_r = 1000$) können bei bestimmten Messpositionen hohe Kernverluste auftreten, die zu einer starken Erwärmung der HF-Stromzange führen. Bei der Erwärmungsanalyse war die Temperatur des Ringkerns M-1501 nach 60 s zudem nicht eingeschwungen und hätte sich bei weiterer Messdauer noch deutlich erhöht.
- Für HF-Stromzangen mit hochpermeablen Ringkernen wie der Typ IP-Ide3AL-xxx-CM ($\mu_r = 30000$) ergeben sich bei Messungen an sehr schnell schaltenden Umrichtern aufgrund der hohen Kernverluste deutliche Beschränkungen.
- Auch die HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-DM ($\mu_r = 1000$) sind bei Messungen an dem Evaluationsboard Eval-M1-E1B1245N-SiC von Infineon nur eingeschränkt nutzbar. Einerseits ist der verwendete Ringkern M-660 (AD x ID x H = 30 mm x 20 mm x 10 mm) kleiner als der Kern M-1501 (AD x ID x H = 50 mm x 40 mm x 20 mm). Aus den geringeren Dimensionen resultiert eine Erhöhung der magnetischen Flussdichte im Kernmaterial, was wiederum zu stärkeren Verlusten führt. Andererseits sind die HF-Stromzangen vom Typ IP-Ide3AL-xxx-DM in einem PETG-Kunststoffgehäuse vergossen, wodurch die Abwärme schlechter aus der Stromzange abtransportiert wird als bei der Erwärmungsanalyse des einzelnen Ringkerns M-1501.
- Der Ringkern M-1528 ($\mu_r = 500$) ist ein Ansatzpunkt für die Weiterentwicklung der HF-Stromzangen, da die Außentemperatur des Ringkerns bei der Erwärmungsanalyse auch im thermisch eingeschwungenen Zustand nicht über 100°C anstieg. Ein weiterer Ansatzpunkt ist die Verwendung von Ferritmaterialien mit zu höheren Frequenzen schnell abfallender Permeabilität, wodurch aber ggf. die Messperformance im oberen Frequenzbereich reduziert würde.

Abhilfemaßnahmen

Als Abhilfemaßnahme für die Messungen des IEMV wurde die forciert gekühlte HF-Stromzange IP-Ide3AL-ActiveCool-001 auf Basis des Typs IP-Ide3AL-xxx-DM entwickelt. Diese Stromzange verwendet einen Ringkern M-660 ($\mu_r = 1000$) und ein offenes Gehäuse zur bestmöglichen Entwärmung. Für die Messungen an der modularen Forschungsplattform des IMAB (siehe entsprechenden Abschnitt dieses Zwischenberichts) wurde auf die in der Anfangsphase des Projekts entwickelte HF-Stromzange IP13 zurückgegriffen. Die IP13 verwendet einen Ringkern M-1501 und kann in dem Aufbau des IMAB ohne unzulässige Erwärmung betrieben werden. Abbildung 87 zeigt die beiden HF-Stromzangen.



Abbildung 87: Forciert gekühlte HF-Stromzange IP-Ide3AL-ActiveCool-001 (links), IP13 (rechts)

Ausgewählte Messergebnisse

Alle Messungen am Evaluationsboard Eval-M1-E1B1245N-SiC wurden mit einer HF-Stromzange vom Typ IP-Ide3AL-ActiveCool-001 durchgeführt. Als Messgerät wurde ein EMV-Messempfänger ESIB 40 von Rohde & Schwarz eingesetzt. Die Messungen wurden jeweils mit dem Max Peak und dem Average Detektor aufgezeichnet. Aufgrund der großen Anzahl an durchgeführten Messungen werden nachfolgend relevante Ergebnisse exemplarisch vorgestellt. Alle gezeigten Spektren wurden mit dem Max Peak Detektor aufgezeichnet. Die Sprünge im Verlauf der Kurven bei 150 kHz und 30 MHz gehen auf die automatische Umschaltung der Messbandbreite des EMV-Messempfängers zurück, wie auch für normgerechte Messungen vorgesehen ist.

Die Abbildung 88 zeigt die Spektren am Ausgang des SiC-Umrichters bei eingeschalteter Reglerfreigabe und für Ausgangsfrequenzen von 0 Hz und 50 Hz. Abbildung 89 zeigt die Messung am PE an der Position INV_in bei eingeschalteter Reglerfreigabe und für Ausgangsfrequenzen von 0 Hz bzw. 50 Hz. Die Spektren ändern sich geringfügig bei Erhöhung der Ausgangsfrequenz. Im Frequenzbereich ab ca. 30 MHz ist jedoch kein signifikanter Unterschied zwischen den HF-Strömen feststellbar.

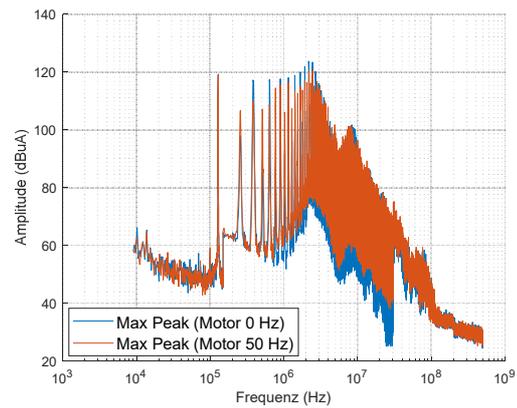
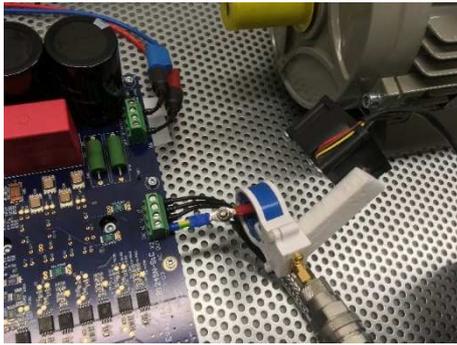


Abbildung 88: Position: INV_out, Leiter: PE+Schirm, Betriebszustand: RFR on, Motor 0 Hz und 50 Hz

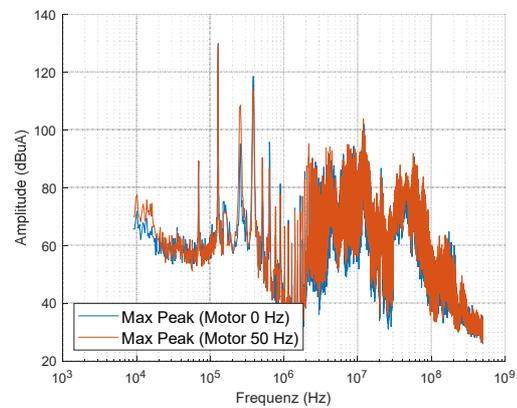
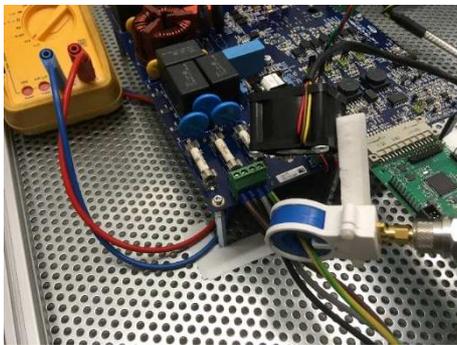


Abbildung 89: Position: INV_in, Leiter: PE, Betriebszustand: RFR on, Motor 0 Hz und 50 Hz

Bei der Erprobung der vom IEMV entwickelten HF-Stromzangen an den Evaluationsboards Eval-M1-E1B1245N-SiC wurden einerseits Rückwirkungen auf das Messsystem tiefgehend untersucht. Mögliche Abhilfemaßnahmen wurden vorgestellt. Andererseits wurden als reale Anwendung In-situ-HF-Strom-Messungen an einem Umrichter mit schnellschaltendem SiC-Modul demonstriert.

Exemplarische Messung der Wicklungsimpedanzen einer ASM

Im Teilprojekt LEA wurde die Möglichkeit demonstriert, mit der erforschten Messtechnik auch HF-Impedanzen leistungselektronischer Komponenten im Frequenzbereich von 9 kHz bis >200 MHz kontaktlos zu messen. Abbildung 90 (links) zeigt den Messaufbau bei der Charakterisierung der Wicklungsimpedanzen einer Asynchronmaschine. Wesentlicher Vorteil gegenüber der Bauteilcharakterisierung mit konventionellen Impedanzanalysatoren ist die relativ simple Kontaktierung des Prüflings auch bei höheren Frequenzen. Erfahrungsgemäß ist die Kontaktierung großer Bauteile (Filter, Motoren etc.) bei Verwendung von Impedanzanalysatoren oberhalb von 30 MHz fehleranfällig.

Als Testfixture ist bei der im Projekt erforschten Messtechnik für die hier gezeigte Anwendung lediglich eine Drahtschleife zur Kontaktierung der Motorwicklung erforderlich. Die Impedanz des Messobjekts wird gemäß den Gleichungen (17) bis (19) aus dem mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator gemessenen Eingangsreflexionsfaktor der HF-Stromzange berechnet. In Abbildung 90 (rechts) sind die so gemessenen Impedanzen der Motorwicklungen aufgetragen. Gut zu erkennen sind der Einfluss der Wicklungsinduktivität und parasitärer Wicklungskapazitäten und der valide Impedanzverlauf bis zu 200 MHz.

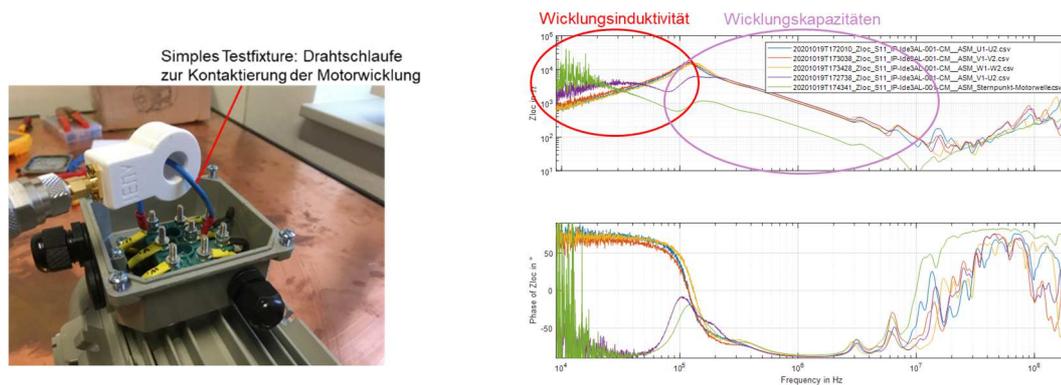


Abbildung 90: Messung von HF-Impedanzen mit der erforschten Messtechnik

6.6 Ergebnisse des IMAB / TU Braunschweig

› *Abstract für das Teilprojekt*

Im Rahmen der wissenschaftlich-technischen Arbeit des IMABs als Teil der Technischen Universität Braunschweig wurde eine Vielzahl von Tätigkeiten durchgeführt. Den Ausgangspunkt der Arbeiten bilden hierbei die durchgeführten Gesamtsystembetrachtungen zu Maschine - Kabel - Leistungselektronik, auf deren Basis eine optimierte Auslegung des Umrichters in Bezug auf die Verluste in den Halbleitern und Filterkomponenten, die Schaltfrequenz und deren Einfluss auf Filtergröße und Verluste durchgeführt wurde. Topologie-Vergleiche wurden angestellt und der Aufbau eines Labormusters (Umrichter) mit Integration von EMV-Messtechnik vorgenommen. Diese Forschungsumrichterplattform wurde zur Untersuchung von Einzelkomponenten verwendet. Dies umfasst zum Beispiel die Variation des Filters bzgl. Topologie und Komponenten, aber auch die Variation von Steuerverfahren, SiC-Modul und EMV-Messverfahren.

› Wissenschaftlich-technische Ergebnisse

Im Folgenden werden für das Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig eingehend die im Rahmen des Projektes Ide3AL getätigten und erreichten wissenschaftlich-technischen Arbeiten und Ergebnisse dargelegt.

6.6.1 Gesamtmodellsimulation

Zwischen Schaltungstopologie (2-level und Multi-level-Wechselrichter), Pulsmuster, Schaltfrequenz, Verlusten in Halbleitern und Filterbauelementen, Filtergröße etc. bestehen komplexe Abhängigkeiten. Ziel der Arbeiten des IMAB ist die Analyse dieser Abhängigkeiten. Ziel ist es, die Optima insbesondere bzgl. Verlusten, Baugröße und Filterwirkung zu bestimmen. Hierzu wurde im Rahmen der Projektarbeit am IMAB eine Simulationsbasis geschaffen und eine Gesamtmodellsimulation im Schaltungssimulationsprogramm LTSpice durchgeführt, welche aus dem Wechselrichter, dem (motorseitigen) Filter, der Motorleitung und dem Motor besteht. Das Modell bietet die Möglichkeit unterschiedliche Verlustmodelle für Filter, Motor und Halbleiter abzubilden. Mit Hilfe der Projektpartner und von ihnen zur Verfügung gestellten Modell-details konnten die Modelle unter Einbezug von unter anderem Verlustfaktoren erweitert und angepasst werden. Die Simulation hat es zum Ziel im Rahmen des virtual prototyping verschiedene Filterkonzepte, ihre Auslegung und den Leistungsteil zu überprüfen, ohne dass ein physischer Aufbau erfolgen muss. Das parametrierbare Einzelmodell des Leistungsteiles ist nachfolgend abgebildet.

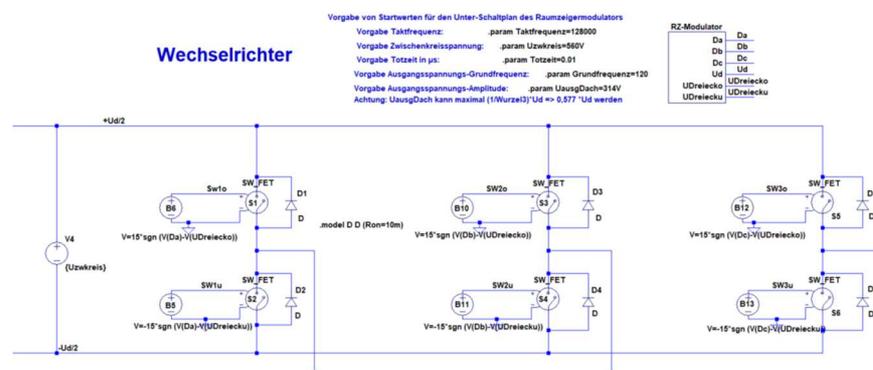


Abbildung 91: LTSpice-Simulationsmodell des Wechselrichters, B6-Topologie mit idealisierten Schaltern

Aus Filtersicht sind möglichst hohe Schaltfrequenzen wünschenswert, da hierdurch das Bauvolumen des Filters reduziert werden kann. Hohe Schaltfrequenzen führen jedoch zu hohen Schaltverlusten in den Halbleitern, was eine reduzierte Effizienz des Umrichters und zusätzlichen Bauraumbedarf für größere Kühlkörper bedeutet. Dies kann den Vorteil des kompakten Filters eliminieren. Daher muss ein Optimum aus Filtergröße und Schaltfrequenz gefunden werden. Im ersten Schritt wurden deshalb mittels vereinfachter Verlustmodelle für MOSFETs am IMAB die zu erwartenden Modulverluste bestimmt. Im weiteren Projektverlauf konnte

eine Erweiterung der Schaltungssimulation um ein durch den Projektpartner *Infineon* zur Verfügung gestelltes Halbleitermodell vorgenommen werden.

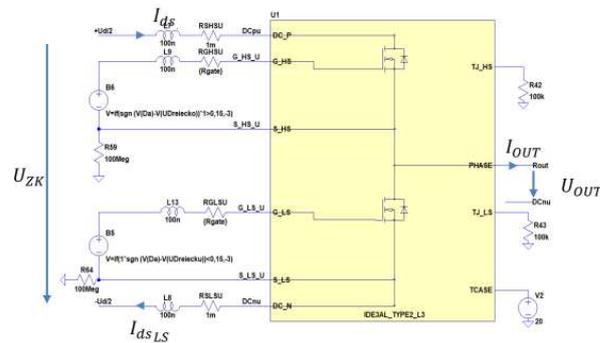


Abbildung 92: Einbinden des durch den Projektpartner Infineon bereitgestellten Simulationsmodelles des Halbleitermoduls

Durchgeführt wurden hierbei auch thermische Betrachtungen, wie die Untersuchung der Temperaturabhängigkeit der Verlustleistungen bei verschiedene Kühlkörpertemperaturen, exemplarisch dargestellt im Folgenden.

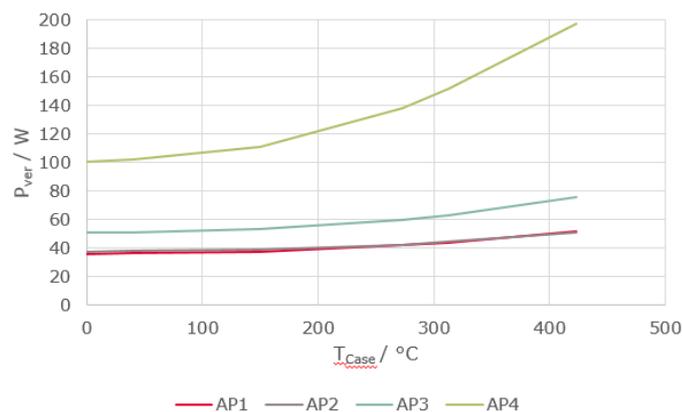


Abbildung 93: Beispielhafte Darstellung der Untersuchung der Temperaturabhängigkeit der Verlustleistung

6.6.2 Filterberechnungstool und Design-Strategie für motorseitige Filter

Für die Filterung des Wechselrichterausgangs werden verschiedene Filtertopologien untersucht. Dabei wird sowohl die Gleichtakt- als auch die Gegentaktunterdrückung im Frequenzbereich für die diversen Konzepte analysiert. Ein besonderes Augenmerk liegt bei der Frequenzganguntersuchung auf der Anforderung der Regelung an den Durchlassbereich des Filters. Je breiter der Durchlassbereich, desto höher die Dynamik des Filters und desto besser können geberlose Regelverfahren implementiert werden. Hierfür wird besonders die Wahl der Resonanzstellen untersucht, um eine Schwingungsanregung durch die Regelfrequenz zu verhindern.

Exemplarisch sind zwei der untersuchten Filtertopologien im Folgenden dargestellt. Bei Abbildung (a) handelt es sich um ein klassisches LC-Gegentaktfilter. Bei dieser Topologie wird der

Sternpunkt der Filterkondensatoren auf kein definiertes Potential gelegt. Somit wird keine Gleichtaktfilterwirkung durch die Kondensatoren erreicht, sofern die parasitäre Koppelkapazität des Kondensatorsternpunktes als hinreichend klein angenommen wird. Dennoch wirken die Gegentaktfilterdrosseln mit einer Gleichtaktdämpfung. Abbildung (b) stellt eine Filtertopologie dar, die sowohl für Gleichtaktstörungen als auch für Gegentaktstörungen ein wirksames LC-Glied aufweist. Die Gleichtaktfilterwirkung wird durch die anteilig wirksame Filterinduktivität L_f und eine optionale Gleichtaktfilterinduktivität L_{cm} bestimmt. Da der Zwischenkreiskondensator an der Gleichtaktfilterung beteiligt ist, hat dessen Impedanz ebenfalls einen nicht vernachlässigbaren Einfluss.

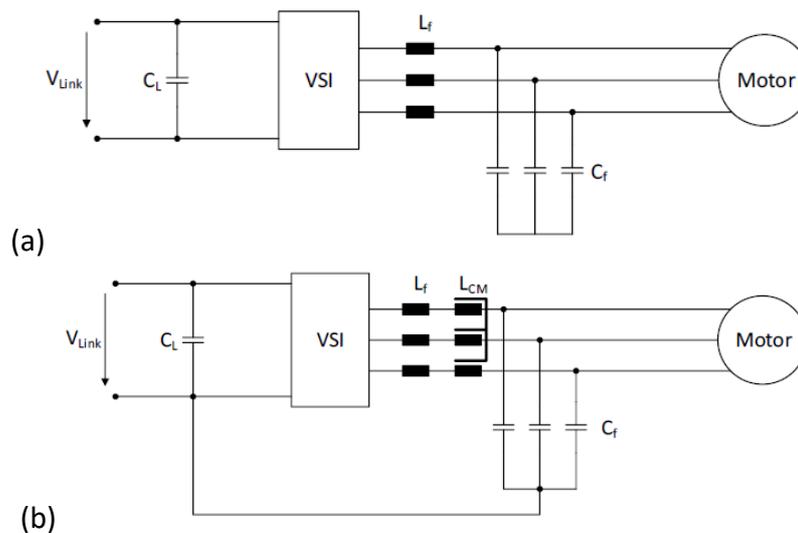


Abbildung 94: Zwei der betrachteten, möglichen Filtertopologien. (a): Gegentaktfilter 2. Ordnung.

(b): Gegentaktfilter mit zusätzlicher Gleichtaktunterdrückung durch Gleichtaktdrossel und auf negatives Zwischenkreispotenzial geschalteten Kondensatorsternpunkt

Eine Vielzahl verschiedener Topologie-Varianten ergibt sich durch die Varianten verschiedener Anordnungen von Gleichtakt- und Gegentaktfilterdrosseln und durch verschiedenartige Anbindungen der Filterkondensatorsternpunkte an den Zwischenkreis. Jede Filtertopologie besitzt darüber hinaus diverse Möglichkeiten der Auslegung der Filterelemente und der verschiedenen Verkopplungen der Filterdrosseln. Somit wird ein sehr großer Designparameterraum aufgespannt. Um diesen systematisch zu untersuchen, wird am IMAB ein geeignetes Softwaretool entwickelt. Das Ziel dieses Tools ist vor allem die Eingrenzung des Lösungsraumes.

Zum Funktionsumfang des Tools gehört es, automatisch viele Parametervariationen durchzuführen und die Ergebnisse zu evaluieren. In diesem Projekt wurde eine Lösung entwickelt, die auf der Kopplung eines Python Programmes mit dem AC-Solver von LTSpice basiert.

Basis für das Filterberechnungstool bildet auch eine analytische Beschreibung des Filterdrosselstromes in Form einer stückweise stetigen Funktion (PWL). Mit diesem Strom können Verluste in den Filterdrosseln, den Kondensatoren und den Halbleiterbauelementen berechnet werden. Der Nachteil eines solchen Berechnungskonzepts im Vergleich zu einer simulativen Berechnung der Verlustleistung ist die Genauigkeit. Die Stärke des entwickelten Modells im Vergleich zu einer Simulation ist die Geschwindigkeit. Durch die hohe Berechnungsgeschwindigkeit lassen sich in kurzer Zeit viele Arbeitspunkte und Designvarianten rechnen. Die analytische Modellierung der Stromverläufe berücksichtigt Totzeiten, welche frei einstellbar sind. Die im vorherigen Abschnitt beschriebene analytische Modellierung des Filterstromes kann nun zur Berechnung der Verluste im SiC-Modul herangezogen werden. Ergebnisse hierzu wurden im Zuge einer Veröffentlichung auf der 13. International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS) beschrieben. Sowohl die analytische Berechnung als auch die Simulation mit LTSpice sind in der Lage alle Halbleiterverluste, welche auch abhängig vom Ripple-Strom sind, abzubilden.

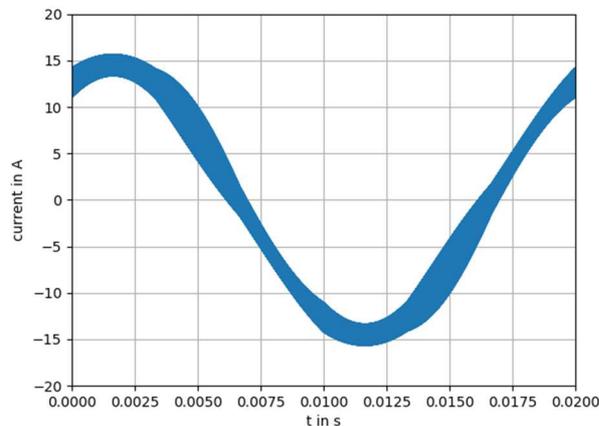


Abbildung 95: Resultat der analytischen Berechnung des Filterdrosselstroms zur späteren Verwendung für Verlustberechnung in Drosseln, Kondensatoren und Halbleitern

Mit Hilfe von analytischen Berechnungen der Halbleiterverluste wurden Wirkungsgrad- und Verlustkennfelder generiert. Die Kennfelder berücksichtigen hierbei die Verluste, welche im Modul selber auftreten. Ein Einblick in die Ergebnisse ist in folgender Abbildung dargestellt.

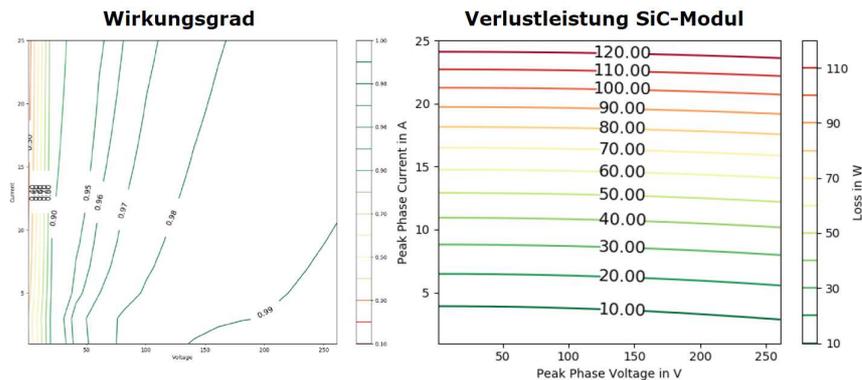


Abbildung 96: Beispielhafte Darstellung aufgenommener Wirkungsgrad- und Verlustkennfelder

6.6.3 Forschungsrichterplattform

Um die SiC-MOSFET-Module der Firma Infineon zu charakterisieren, wurden Platinen entworfen, mit denen die Module, in einer der späteren Anwendung im Umrichter ähnlichen Umgebung, getestet werden konnten. Mit Hilfe dieser Untersuchungen wurde sowohl eine geeignete Treiberschaltung mit entsprechender Spannungsversorgung als auch ein optimiertes Layout für die Kommutierungszelle gefunden. Layoutempfehlungen wurden abgeleitet. In Zusammenarbeit mit dem Projektpartner *Infineon* wurde das Treiberdesign an die Anforderungen der SiC-MOSFETs angepasst.

Für die Untersuchung des Zwischenkreiskondensators wurden mögliche Konfigurationen herausgearbeitet. Die Aufgaben des Zwischenkreiskondensators liegen in der Glättung der gleichgerichteten Netzspannung, der Bereitstellung von Regelreserve und der Glättung der schnellen Schaltvorgänge der SiC-MOSFETs zur Verhinderung von Überspannungen.

Die untersuchten Zwischenkreiskondensatorkonfigurationen beinhalten verschiedene Kondensatortypen und Konfigurationen beziehungsweise Kombinationen aus Elektrolytkondensatoren, MLLCs und MKPs. Besonders wichtig ist eine geringe parasitäre Induktivität des Kondensators bzw. der Kondensatoranbindung. Für den Aufbau der Kommutierungsmasche wird beispielsweise ein schneller Kondensator mit geringer ESL benötigt. Dazu wurden sowohl Folien- als auch Multilayer-Ceramic-Capacitors (MLCC) untersucht.

Überspannungen beim Schaltvorgang für verschiedene Kombinationen von Kondensator(en)/typen) und bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen und Temperaturen wurden betrachtet und Impedanzuntersuchungen durchgeführt.

Das Layout hat einen signifikanten Einfluss auf die Kommutierungsmasche. Für die Schaltversuche wurde ein optimiertes Layout erstellt, welches eine geringe Mascheninduktivität aufweist. Das Layoutkonzept und der Lagenaufbau sind folgender Abbildung dargestellt. Es wurde ein geteilter Zwischenkreis realisiert.

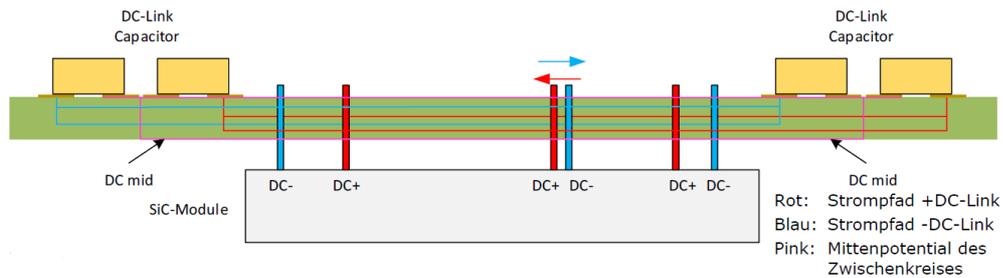


Abbildung 97: Visualisierung des Lagenaufbaus zur Realisierung verschiedener Zwischenkreiskondensator-konfigurationen

Mit der entwickelten und hier dargestellten Platine wurden Schaltversuche durchgeführt und eine Charakterisierung der SiC-MOSFETs vorgenommen. Strom- und Spannungsteilheiten bei Ein- und Ausschaltvorgängen, variierenden Zwischenkreisspannungen und Drain-Strömen wurden untersucht.

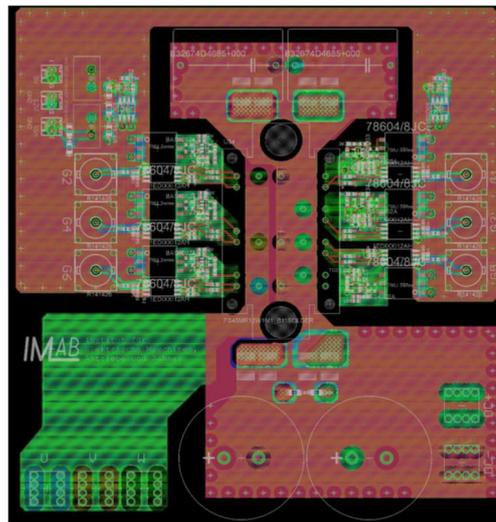


Abbildung 98: Layout der für Schaltversuche entwickelten Platine

Die IMAB-Forschungsumrichterplattform soll die Untersuchung verschiedener Filtervarianten ermöglichen. Durch den Aufbau dieser Plattform am IMAB ist es möglich verschiedene Konzepte miteinander zu vergleichen und Darüber hinaus wurde die Forschungsumrichterplattform des IMABs dafür genutzt, die Messtechnik des IEMVs zu testen. Für die Plattform wurde ein modulares aber auch kompaktes Konzept angestrebt. Die Kompaktheit soll die Vorzüge von SiC-MOSFETs mit den hohen möglichen Schaltfrequenzen und kleinen passiven Bauelementen unterstützen. Die Modularität ermöglicht das Tauschen verschiedener Komponenten und die Untersuchung des jeweiligen Einflusses auf das Gesamtsystem. Nachfolgende Abbildung zeigt das modulare Konzept der IMAB-Forschungsumrichterplattform. Das Sinusfilter wird auf einer separaten Platine ausgeführt, so können verschiedene Filterkonzepte getestet werden.

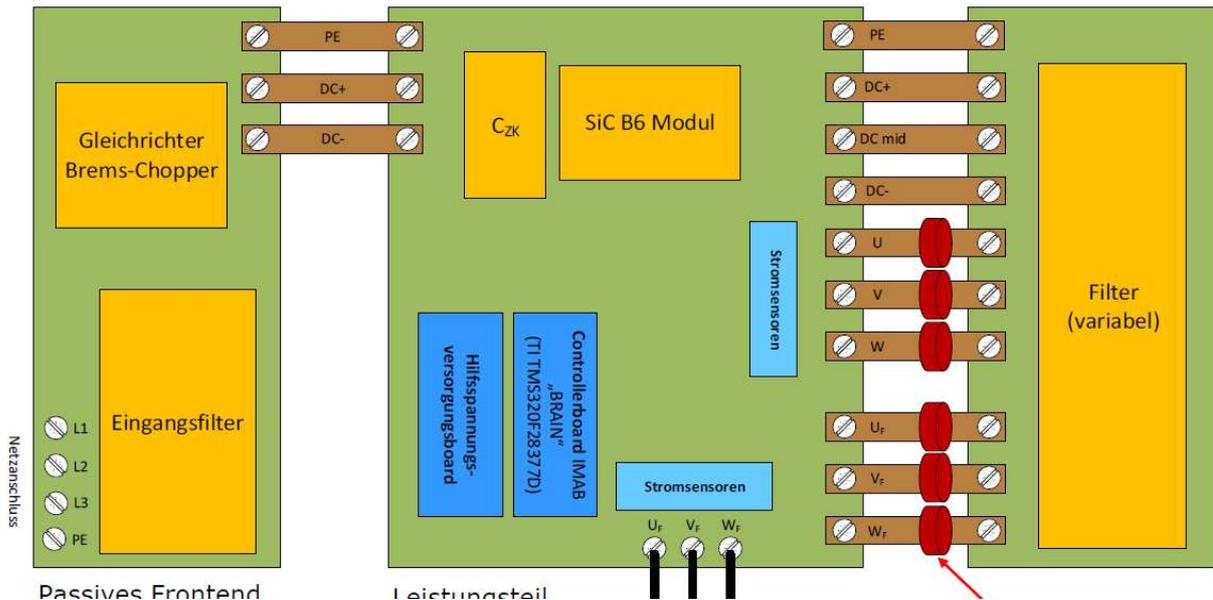


Abbildung 99: Blockschaltbild der aufzubauenden modularen Forschungsrichterplattform

Die Platine lässt sich in drei Bereiche gliedern. Zum einen den Leistungsteil mit dem Halbleitermodul, außerdem die Steuerung mit Microcontroller, sowie den galvanisch isolierten I/O Bereich. Die gesamten Wechselrichterfunktionalitäten sind auf dieser Platine untergebracht. Der Controller befindet sich auf einer separaten Platine, welche ebenfalls vom IMAB entwickelt wurde. Die Lokalisation der Funktionalitäten des Wechselrichters auf der bestückten Platine ist in folgender Abbildung gezeigt.

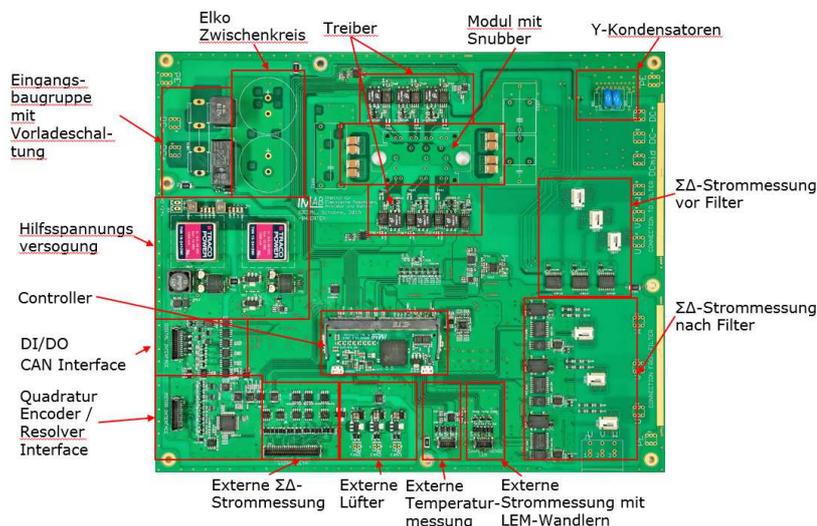


Abbildung 100: Aufbau der Hauptplatine der Forschungsrichterplattform

Wie bereits zuvor beschrieben können aufgrund des modularen Aufbaus verschiedene Filter mit dem Wechselrichter betrieben werden. Über Schraubterminals kann ein Sinusfilter an den Wechselrichter angeschlossen werden. Dabei ist eine flexible Verschaltung möglich:

Der Filter kann auf die positive oder negative Zwischenkreisspannung oder auf den Zwischenkreismittelpunkt geklemmt werden. Durch die Integration der Ausgangsstrommessstellen auf der Wechselrichterplatine, muss das Filter lediglich mit dem Leistungsteil der Hauptplatine über Kupferlaschen verschaltet werden. An dieser Schnittstelle ist es auch möglich die Stromsensorik des Projektpartners *IEMV* zu integrieren.

Verschiedene, unter anderem vom Projektpartner *Block* zur Verfügung gestellte, Komponenten sind vom IMAB in einen Filter umgesetzt worden. Dabei wurde für die zuvor bereits beschriebene Filter-Platine mit entsprechendem Platinen-Layout erstellt. Dieses Layout ist entworfen worden mit dem Ziel die kapazitive Kopplung zwischen den Phasen zu minimieren und den Aufbau möglichst symmetrisch für alle drei Phasen zu gestalten.

Das Platinen-Layout ist im Folgenden dargestellt, ebenso ist in der Abbildung ein bestückter Filter zu sehen. Die verschiedenen Filter wurden stets elektrisch vermessen. So wurde beispielsweise die Spannungsübertragungsfunktion des Filters vom Eingang zum Ausgang mit Hilfe eines Vektornetzwerkanalysators bestimmt.

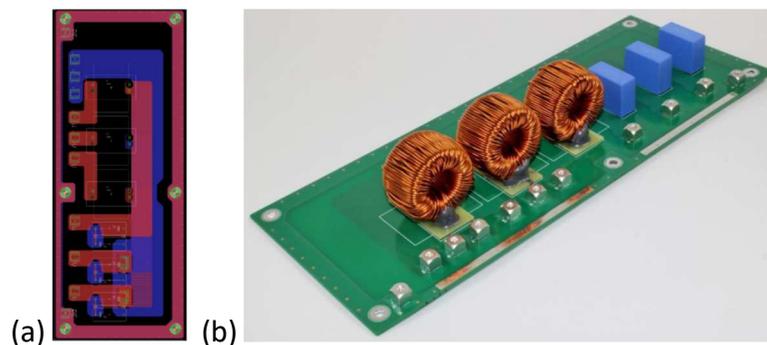


Abbildung 101: Layout der Filterplatine (a) und erster Aufbau mit Komponenten der Firma Block (b)

Zur Durchführung der Inbetriebnahme und Tests im dynamischen Bereich, sowie den im Anschluss durchgeführten EMV-Vergleichsmessungen ist es erforderlich den gesteuerten Betrieb für die definierten Arbeitspunkte zu implementieren. Es stellte sich heraus, dass eine Bedienoberfläche zum einfachen Betrieb vorteilhaft ist. Aus diesem Grund wurde am IMAB eine Controllersoftware inklusive einer intuitiv bedienbaren graphischen Bedienoberfläche entwickelt.

Zur Durchführung der EMV-Vergleichsmessungen wurde der U/f-gesteuerte Betrieb der Maschine implementiert. Hierzu wurde zuvor beschriebene Controllersoftware genutzt. Für die anschließenden EMV-Vergleichsmessungen an der Forschungsumrichterplattform des IMAB mit den prototypischen Strommesszangen des *IEMV* arbeiteten beide Institute eng zusammen.

Für die EMV-Vergleichsmessungen wurden mittels eines Spektrumanalysators und der Strommesszange des *IEMV* die leitungsgebundenen Störungen an verschiedenen Messstellen auf-

genommen (siehe nachfolgende Abbildung). Es konnten unter anderem eine deutliche Filterwirkung bis 1 MHz und starke Bedämpfung der Schaltfrequenz und ihren folgenden Vielfachen belegt werden. Zusätzlich wurden leitungsgebundene Störspannungen mit einem Spannungstastkopf aufgenommen. Die Messungen dienten dem Ziel der Herausstellung unterschiedlicher Filterwirkungen.

Es wurden mehrere, durch das Filter-Design-Tool entworfene Filter aufgebaut und vergleichende Frequenzgangmessungen für die Filteraufbauten durchgeführt. Zwei solche Filter sind in der folgenden Abbildung dargestellt.

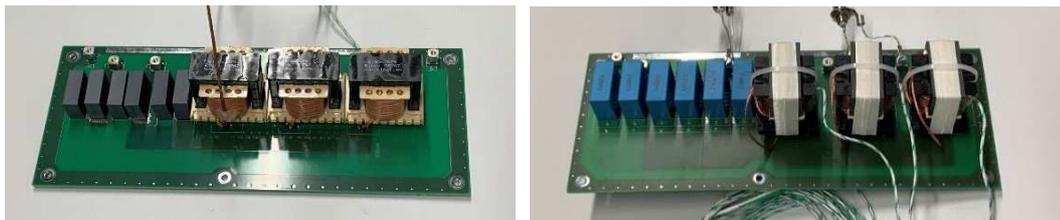


Abbildung 102: Aufbau weiterer, insbesondere durch das Filter-Design-Tool entworfener Filter

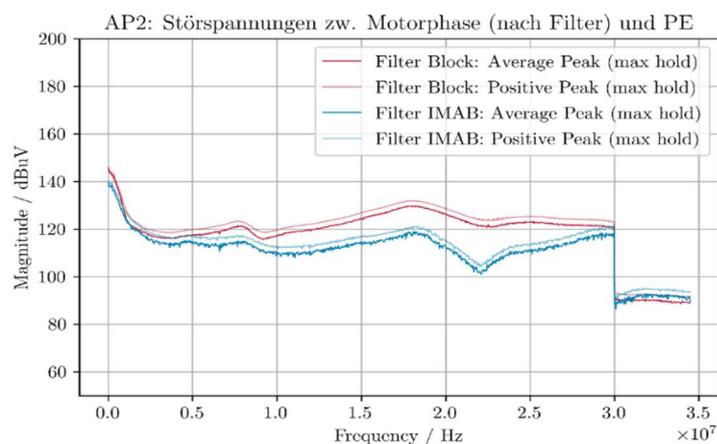


Abbildung 103: Exemplarisches Störspektrum der durchgeführten EMV-Vergleichsmessungen

Die Wechselrichter-Performance wurde mit unterschiedlichen Filtern in unterschiedlichen Arbeitspunkten untersucht. Die zuvor beschriebenen und aufgebauten Filter wurden als Teil der Forschungsumrichterplattform untersucht. Es wurden Eingangs- und Ausgangsströme bzw. -spannungen, sowie die resultierenden (Verlust-)Leistungen für jeden Arbeitspunkt aufgenommen und ausgewertet.

Abschluss der Projektarbeit bildeten Kalorimetrische Messungen zur Bestimmung der reinen Filterverluste. Eine solche Messung ist dargestellt.

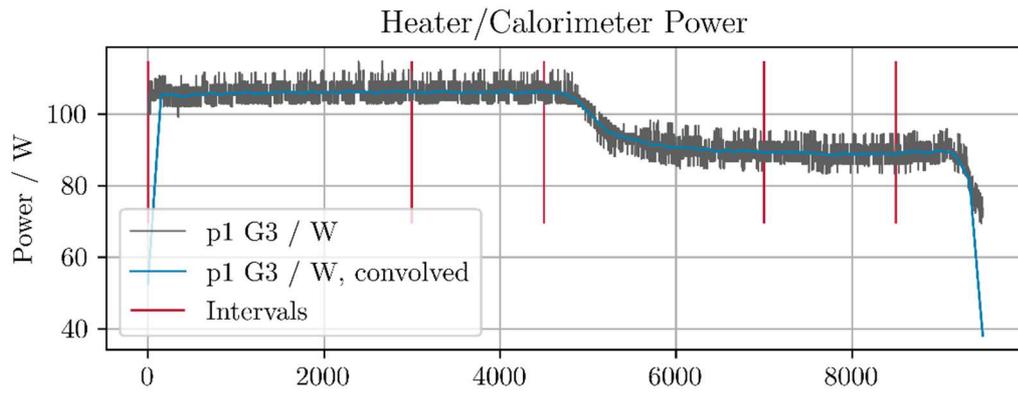


Abbildung 104: Leistungsverlauf einer kalorimetrischen Messung zur Bestimmung der reinen Filterverluste

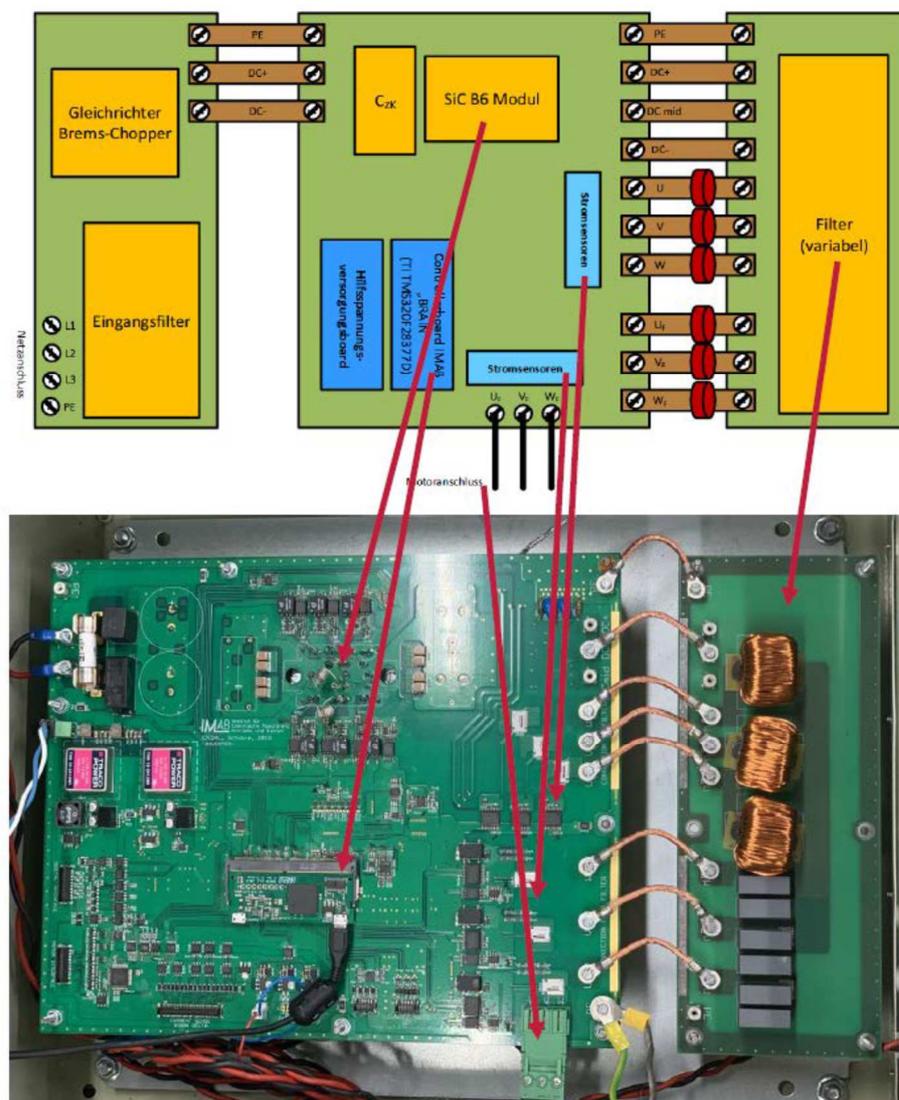


Abbildung 105: Zuordnung von Funktionseinheiten Blockschaubild und Forschungsumrichterplattform

6.7 Ergebnisse des iFE / TH Ostwestfalen-Lippe

› *Abstract für das Teilprojekt*

Zu Beginn des Projektes hat das iFE mit den Projektpartnern zusammen in AP 1 die Anforderungen an das neuartige energieeffiziente Antriebssystem mit integriertem Sinusfilter bestimmt. Dabei wurden durch das iFE die Anforderungen an die Regelung und die thermischen Modelle im gemeinsamen Anforderungskatalog festgehalten. In AP 2 wurde das Konzept für das neue Antriebssystem erstellt. Dabei hat das iFE die Konzepte bzgl. der Simulationsmodelle für die Regelung und der thermischen Modelle festgelegt. Weiter wurden bereits in dieser Projektphase mögliche Funktionstest der Modelle konzeptioniert. Bei der Entwicklung der Einzeltechnologien wurden in AP 3 die Simulationsmodelle für die Regelung und die thermischen Modelle in den Simulationsprogrammen Simulink und Plecs entworfen. Weiter wurde für Funktionstest ein vereinfachter Laborwechselrichter mit SiC-Modul entwickelt und aufgebaut. Die Umsetzung der Simulationsprogrammteile in die Programmiersprache C für die Regelung und die thermischen Modelle wurde in AP 4 durchgeführt und stückweise getestet. Ebenfalls wurden am Laborwechselrichter verschiedene Funktionstest sowie EMV-Test durchgeführt. Im letzten AP 5 wurden mithilfe der Simulationsumgebung die Softwareteile getestet und angepasst. Ein endgültiger Hardwaretest konnte aufgrund der endenden Projektlaufzeit nicht durchgeführt werden.

› *Wissenschaftlich-technische Ergebnisse*

6.7.1 Applikations- und Systemanforderungen (AP1)

In AP 1 erfasste das iFE mit den anderen Projektpartnern zusammen die Anforderungen an einen SiC-basierten Umrichter mit integriertem Ausgangsfilter ohne Motorleitungsschirm. Ebenfalls wurde in Zusammenarbeit mit der Firma Fricke Abfülltechnik die Anforderungen an das Systemverhalten aus Applikationssicht aufgenommen. Ergebnis des AP 1 ist ein Anforderungskatalog, den alle Projektpartner gemeinsam erstellt haben. Dabei beschäftigte sich das iFE insbesondere mit den Anforderungen an die Umrichterregelung, die thermische Überwachung der SiC-Module und des Ausgangsfilters. Das iFE war Hauptverantwortlich für den Bereich Regelung bei der Erstellung des Anforderungskatalogs.

Folgende Anforderungen werden an die Umrichterregelung gestellt:

- Modellbasierte thermische Überwachung der Leistungshalbleiter (Dioden, SiC-MOSFETs) und des integrierten Filters
- Anwendung eines geberlosen Regelverfahren zur Einsparung der zusätzlichen Leitungen und Stecker für das Gebersystem (besonders geeignet für Antriebssysteme mit langen Motorleitungen)
- Verwendung der Motorphasenströme I_U , I_V , I_W für die Stromregelung
- Verwendung von Regelverfahren die keine zusätzliche Sensorik benötigen
- Die Drehwinkelbestimmung muss für alle Betriebspunkte der Maschine möglich sein
- Benötigte Rechenleistung für die Regelung möglichst gering

6.7.2 Gesamtkonzeption (AP2)

Das iFE erarbeitet mit den anderen Projektpartnern im AP 2 ein Gesamtsystemkonzept. Hier ist die Hauptaufgabe des iFE die Erstellung des Konzeptes für die Stromsensorik, Pulserzeugung, thermische Überwachung und Regelung.

Aus den in AP 1 aufgenommenen Anforderungen wird ein erstes Konzept der Umrichter-Regelung abgeleitet. Weiter wird ein Konzept zum Aufbau vereinfachter thermischer Modelle zur Überwachung der SiC-Module und des integrierten Ausgangsfilters erstellt.

Die Erstellung eines Strukturkonzeptes für die Umrichterregelung unter Berücksichtigung der Anforderungen aus AP 1 wurde vorgenommen. Die Abbildung 106 zeigt das Strukturkonzept.

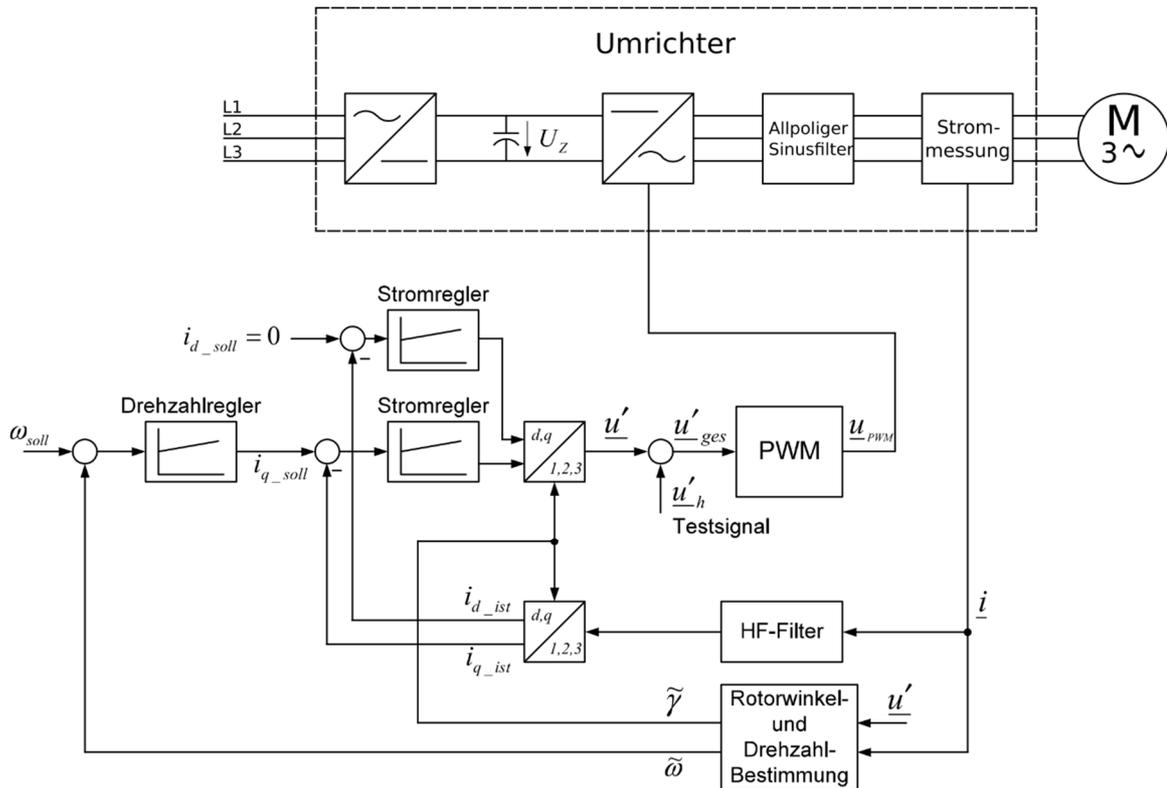


Abbildung 106: Strukturkonzept Umrichter-Regelung mit geberlosem Regelungsverfahren und HF-Signal-Einprägung

Zur Bestimmung der Rotorposition ohne Gebersystem in allen Betriebspunkten der Antriebsmaschine werden zwei grundsätzliche Verfahren kombiniert. Nachfolgend werden die beiden Verfahren kurz erläutert.

Verfahren Induzierte Spannungen

Die Bestimmung der Rotorposition kann durch die Betrachtung der induzierten Spannungen in den Statorwicklungen, die durch die Rotation des fest mit dem Rotor verbundenen Magnetfeldes entstehen, vorgenommen werden. Dabei ist die Amplitude der induzierten Spannung proportional abhängig von der Drehgeschwindigkeit des Läufers.

Dieses Verfahren ist nicht geeignet für die geberlose Regelung bei sehr niedrigen Drehzahlen und Drehzahl Null. Bei Stillstand des Läufers ist die induzierte Spannung gleich Null, daher ist keine Rückkopplung zwischen Rotor- und Statorzustandsgrößen vorhanden und kein Rückschluss auf die Rotorposition möglich. Bei kleinen Drehzahlen sind die Amplituden relativ klein. Dies führt bei der Winkelbestimmung zu einer höheren Abhängigkeit von den Modellparametern. Wenn die Abweichungen zwischen Maschinen- und Modellparameter zu groß

sind, kann dies zu einer ungenauen Winkelposition führen. Deshalb muss für das Verfahren eine kritische untere Drehzahl festgelegt werden, bei der auf das Verfahren anisotrope Maschineneigenschaften gewechselt wird.

Verfahren anisotrope Maschineneigenschaften

Bei dieser Methode werden die parasitären Sekundäreffekte, die aufgrund der Bauweise der Maschine zustande kommen, betrachtet. Die Anisotropien einer Maschine sind unabhängig von der Rotorbewegung immer vorhanden. Mittels eines hochfrequenten Testsignals können diese verdeutlicht werden. Die Sättigungsabhängigen Änderungen der Induktivitäten stimmen mit der Richtung des Rotorflusses überein.

Mögliche Ursachen für auftretende Anisotropien:

- Asymmetrische Ausführungsform des Läufers
- Sättigungseffekte im Statorisen
- Kreuzsättigung zwischen den Rotorachsen der Maschine
- Änderung des Luftspalts aufgrund der Nutung des Stators

Mit dieser Methode kann die Rotorposition auch bei Stillstand und bei sehr kleinen Drehzahlen bestimmt werden.

Integration des Ausgangs-Filters in die Umrichter-Regelung

Die Phasenströme werden am Ausgang des Umrichters nach dem Filter gemessen. Da aus den Phasenströmen die Werte für die Bestimmung der Rotorposition gewonnen werden, muss der Einfluss des Filters auf die Strommessung berücksichtigt werden. Die Resonanzfrequenz des Ausgangs-Filters liegt unterhalb der Schaltfrequenz des Umrichters. Das zur Anregung der Anisotropien in der Maschine notwendige Testsignal muss unterhalb der Resonanzfrequenz liegen, damit das Signal nicht gefiltert wird und die Stromantwort von der Stromsensorik erfasst werden kann.

6.7.3 Entwicklung der Einzeltechnologien (AP3)

In AP 3 wurden durch das iFE Simulationsmodelle in Simulink und PLECS erstellt. Nachfolgend werden diese beschrieben:

Antriebsmodell mit Verlustleistungsbestimmung:

Für die Verlustleistungsbestimmung wurde ein physikalisches Modell des Antriebs, bestehend aus Umrichter, Sinus-Filter und Motor, in der Simulationssoftware PLECS aufgebaut. Zusätzlich wird im Modell die 3-Phasige-Netzeinspeisung abgebildet. Mit diesem Modell soll die Verlustleistung im Gesamtsystem simulativ bestimmt und thermische Modelle zur Temperaturüberwachung abgeleitet werden. In der Abbildung 107 ist das PLECS-Modell des Antriebs zu sehen. Das PLECS-Modell wird in die Simulink-Umgebung als Block eingebettet. Die Regelung des Umrichters wird in der Simulink-Umgebung durchgeführt. Dazu werden zwischen dem Block des PLECS-Modells und des Simulinkprogramms Parameter über Input- und Outputports übergeben.

Übergabeparameter von Simulink zu PLECS:

- Gatesignale: S1, S2, S3, S4, S5, S6

Übergabeparameter von PLECS zu Simulink:

- Phasenströme: I_U, I_V, I_W [A]
- Rotorwinkel: ϑ_r [rad]
- Rotorgeschwindigkeit: ω_{mech} [rad/s]

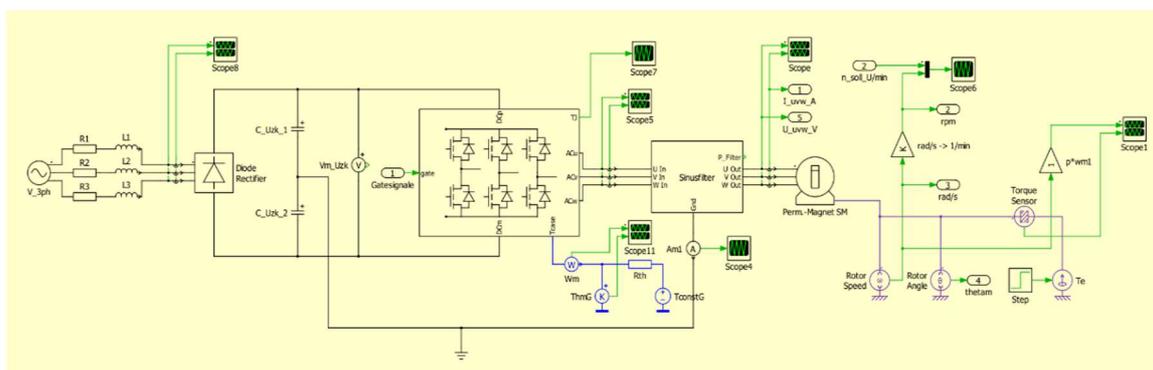


Abbildung 107: Simulationsmodell Frequenzumrichter mit Antrieb in PLECS

Zur Verlustleistungsbestimmung wurde das Modell des Sinusfilters weiterentwickelt. In der Realität ist der Induktivitätswert einer Spule nicht immer konstant. Verändert sich der Strom, der durch die Induktivität fließt, dann verändert sich auch der Induktivitätswert der Spule. Um dieses Verhalten in der Simulation abzubilden, wurde das Modell des Sinus-Filters angepasst.

Dabei wurden die konstanten Induktivitäten durch Bauelemente mit differentiellen Induktivitäten ersetzt. Die Abbildung 108 (Grafik links) zeigt das neue Modell des Sinus-Filters.

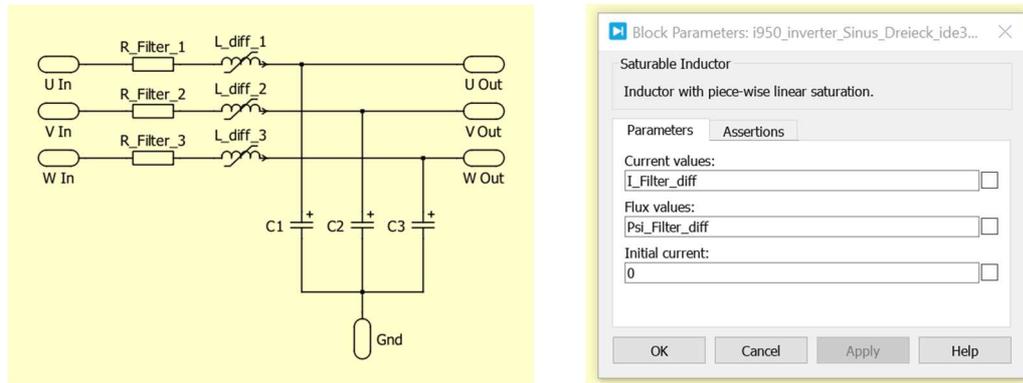


Abbildung 108: Bild links: PLECS Simulationsmodell Sinus-Filter, Bild rechts: Parameter-Menü differenzielle Induktivitäten

Um das Verhalten der Induktivitäten zu beschreiben, wird ein Vektor für die Stromwerte und ein Vektor für die Flusswerte der Spule benötigt. In der Abbildung 108 (Bild rechts) ist das Menü für die Parameter der veränderlichen Induktivität zu sehen.

Die Abbildung 109 zeigt die Strom-Fluss-Kennlinie des Bauteils für die sättigungsfähige Induktivität. Über die Strom- und Flussvektoren werden die einzelnen Punkte auf der Kennlinienkurve vorgegeben. Zwischen den Punkten ist die Steigung linear. Bei der Berechnung der Induktivität des Bauteils wird der aktuelle Strom, der durch die Spule fließt, bestimmt und der passende Flusswert herangezogen.

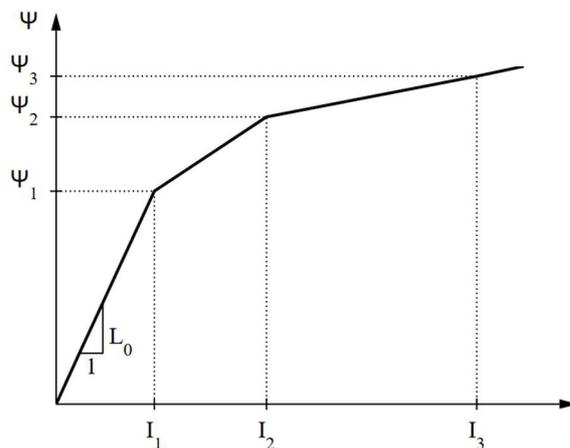


Abbildung 109: Strom-Fluss-Kennlinie differenzielle Induktivität [4]

Definition von Lastzyklen

Für die Simulation wurden Lastzyklen definiert. Dies war wichtig, um eine Vergleichbarkeit zwischen den einzelnen Simulationsergebnissen zu gewährleisten. Folgende Parameter wurden für den Generator gewählt:

- Hochlauf der Rampe nach 0,015 Sek.
- Lastzyklen mit Nenndrehmoment $M_{Nenn} \cdot 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0$
- Lastsprung bei 0,03 Sek.
- Soll-Drehzahl $n_{soll} = 1000 \text{ U/min}$

Die Abbildung 110 zeigt die Kennlinie des Rampengenerators. Der Rampengenerator gibt die zu regelnde Soll-Drehzahl vor.



Abbildung 110: Generator für Lastzyklus

In Abbildung 111 sind im oberen Diagramm die Soll- und Ist-Kennlinien der Drehzahl dargestellt. In dem unteren Diagramm ist das Lastmoment zu sehen, welches zu Beginn den Wert 0 Nm hat und nach 0,03 Sekunden den Wert 16 Nm ($1 \times M_{nenn}$ bei der Maschine MCS14H15).

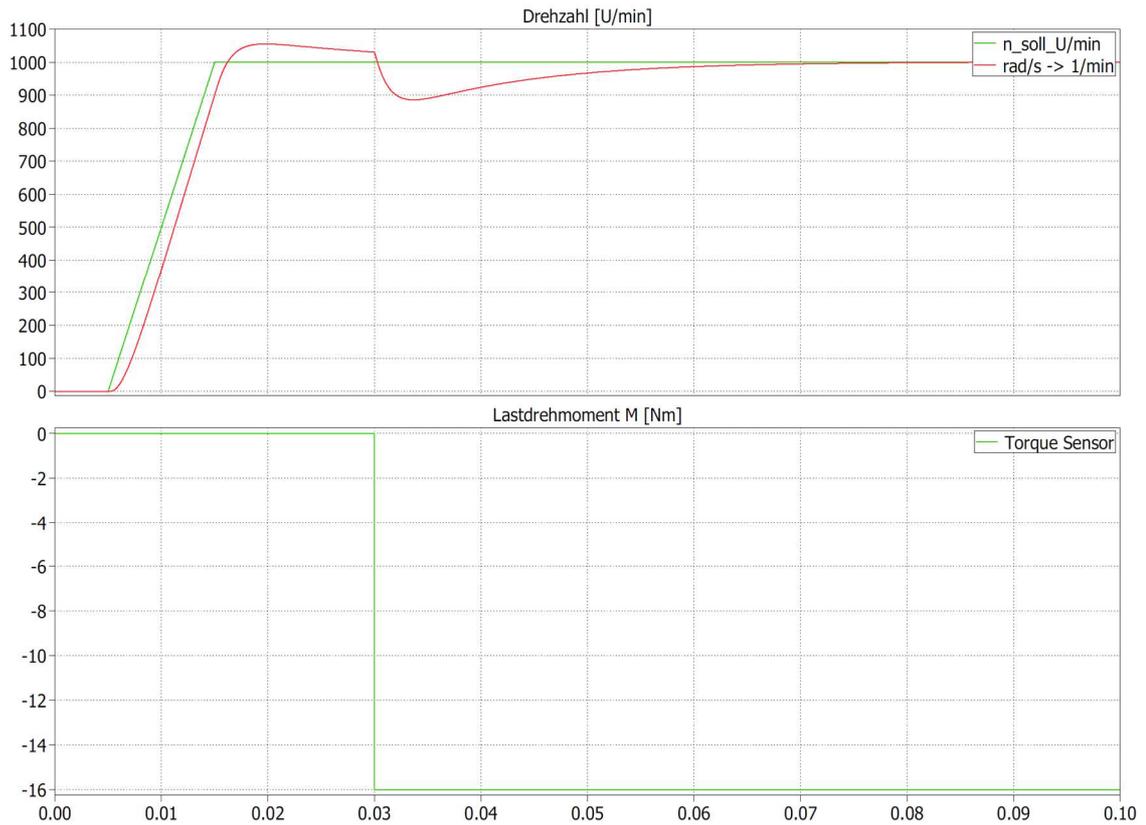


Abbildung 111: Drehzahl-Kennlinie (oben), Lastdrehmoment-Kennlinie (unten)

Simulation Rückstrom vom Filter zur Zwischenkreismitte

In der Abbildung 112 ist der Messpunkt für den Strom des Filters, der über den Sternpunkt zur Zwischenkreismitte abfließt, eingezeichnet (roter Kasten).

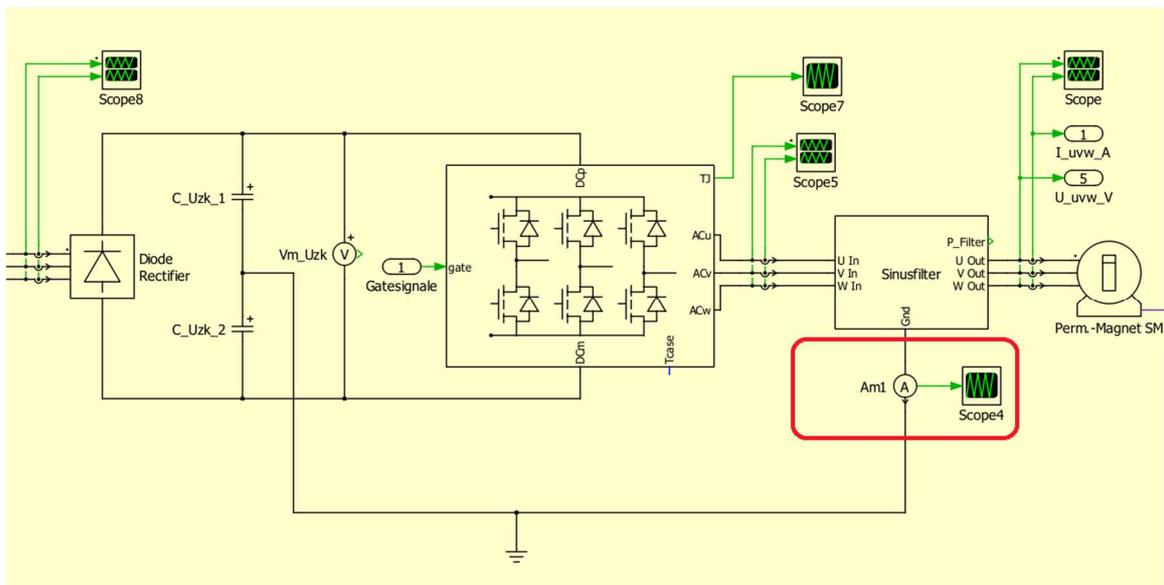


Abbildung 112: Messpunkt des Stroms $I_{\text{Filter_Sternpunkt}}$ (roter Kasten)

Die Abbildung 113 zeigt den Strom I_{Stern} des Sinusfilters bei einer Schaltfrequenz von 128 kHz. Dabei ist eine Dreiecksschwingung, die durch die Schaltfrequenz hervorgerufen wird, im Strom zu sehen. Die Differenz zwischen dem minimalen und dem maximalen Stromwert liegt dabei bei ca. 8 A. Dem ist eine Schwebung mit einer Frequenz von ca. 14,25 kHz unterlegt. Die Frequenz der Schwebung liegt auf der Resonanzfrequenz des Sinus-Filter und entsteht, weil der simulierte Sinus-Filter keine ausreichende Dämpfung aufweist.

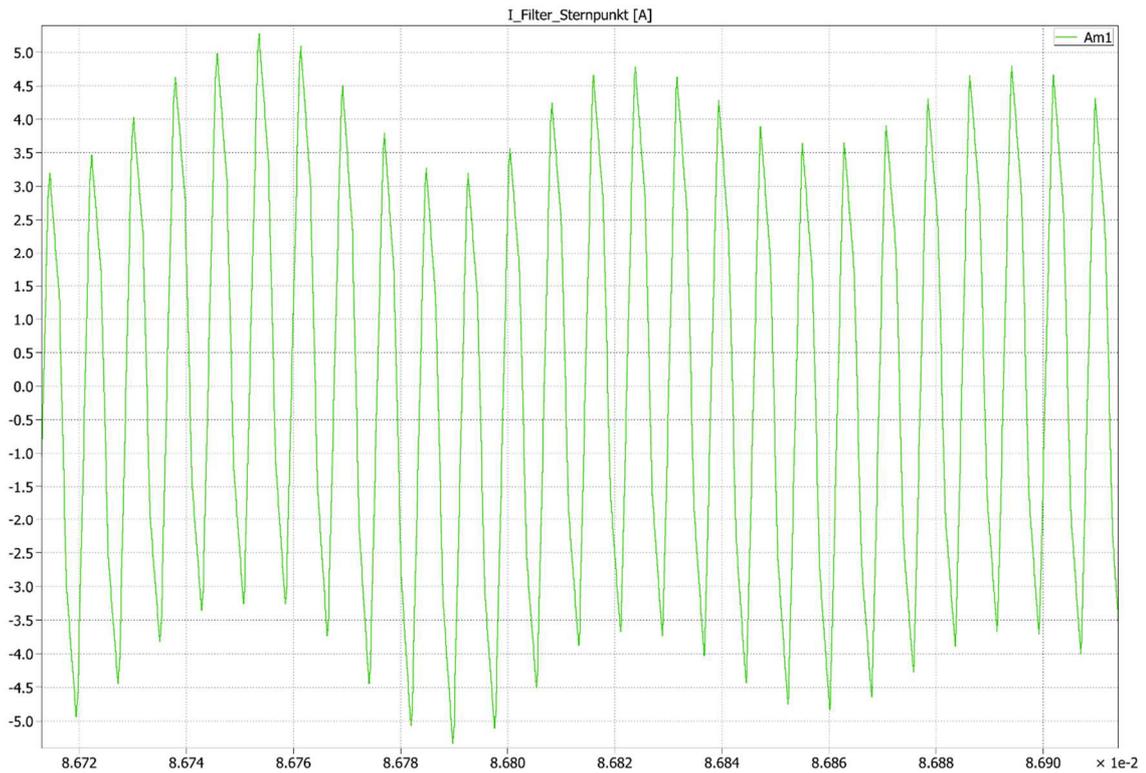


Abbildung 113: Kennlinie des Stroms $I_{Filter_Sternpunkt}$

Um die Bereiche der Frequenzen des Stroms I_{Stern} zu bestimmen wurde eine Frequenzanalyse vorgenommen. Das Ergebnis der Frequenzanalyse ist in Abbildung 114 zu sehen.

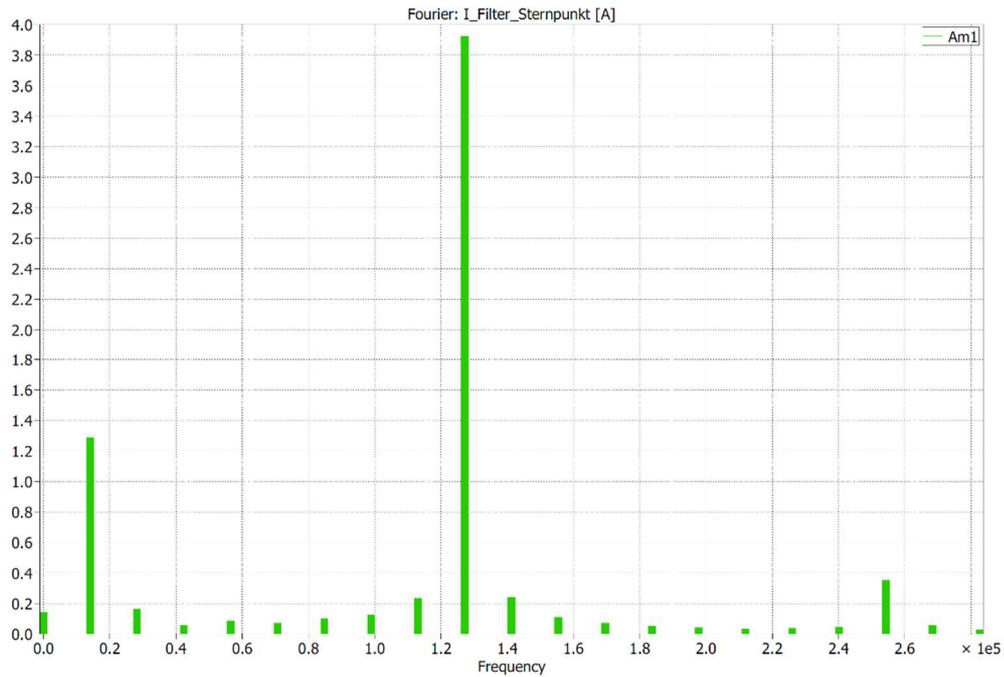


Abbildung 114: Frequenzspektrum des Stroms I_Filter_Sternpunkt

Die nachfolgende Abbildung 115 zeigt die Messpunkte der Ströme hinter den drei Kondensatoren C1, C2 und C3 des Sinusfilters (roter Kasten). Hier wird der Strom der einzelnen Phasen U, V und W gemessen, der über den jeweiligen Kondensator zum Sternpunkt abfließt.

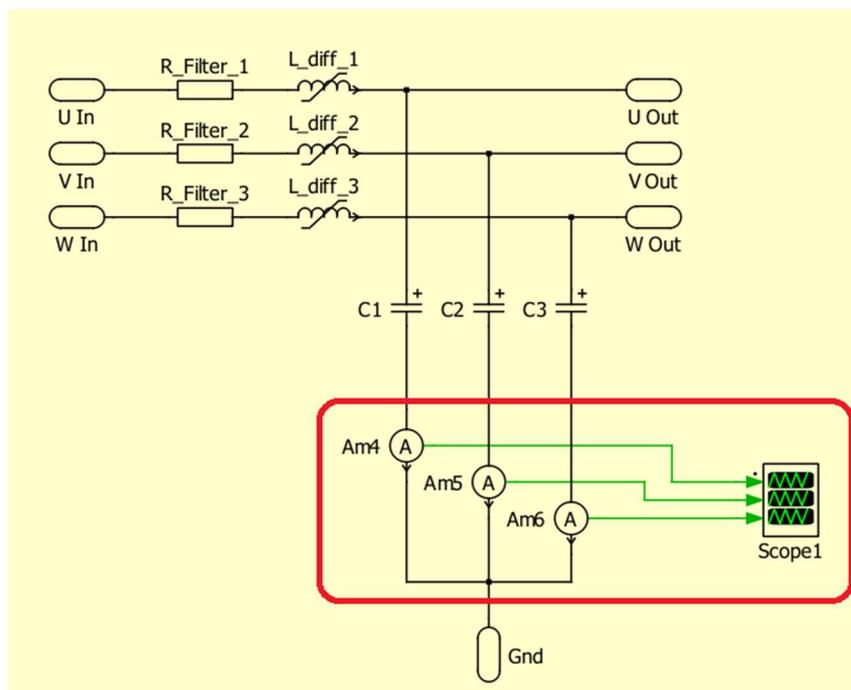


Abbildung 115: Messpunkte der Ströme I_C1, I_C2 und I_C3 (roter Kasten)

Aus der Abbildung 116 sind die Kennlinien der drei Kondensatorströme I_{C1} , I_{C2} und I_{C3} zu sehen. In den einzelnen Strömen ist ebenfalls eine unterlagerte Schwebung zu sehen, wie im Gesamtstrom I_{stern} . Die Schwebung der Einzelströme liegt auch bei 14,25 kHz.

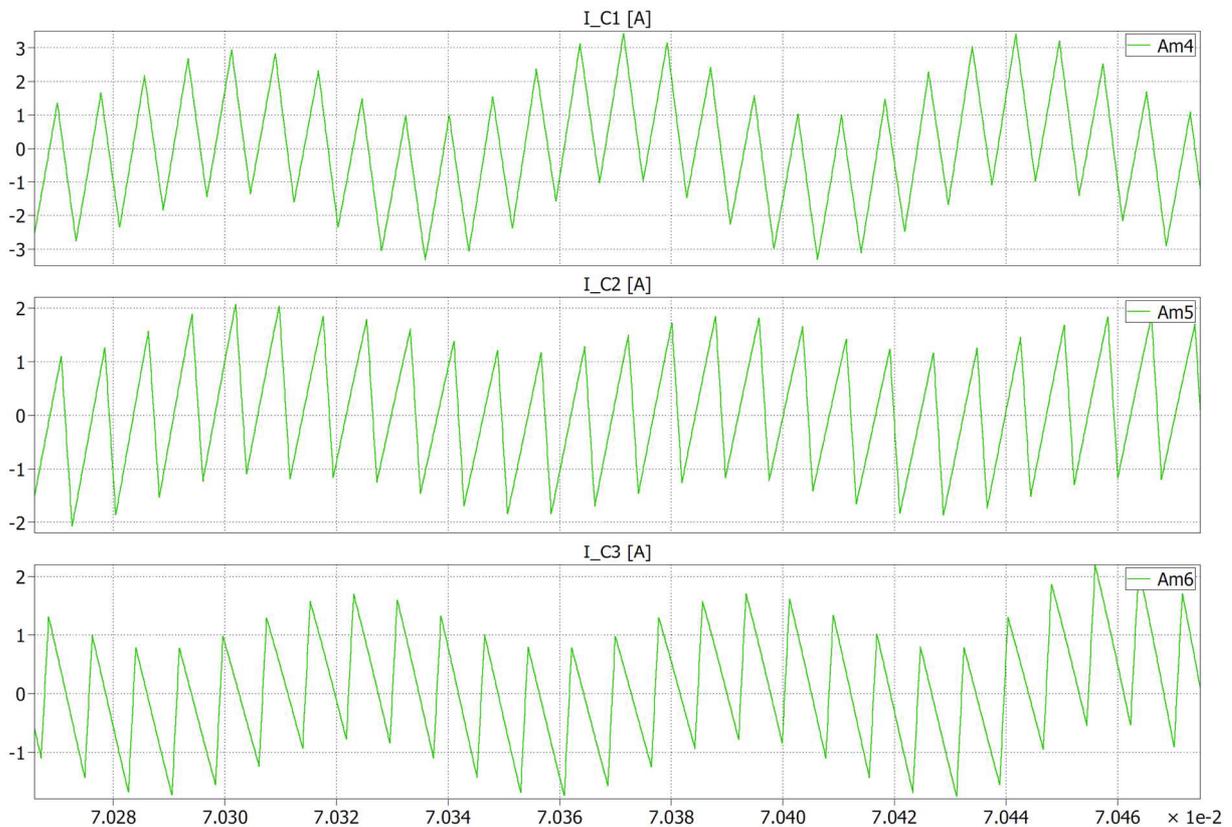


Abbildung 116: Kennlinien der Ströme I_{C1} , I_{C2} und I_{C3}

6.7.4 Umrichterkonstruktion und Gerätebau (AP4)

In diesem Arbeitspaket hat das iFE vor allem an dem Aufbau der Software für die thermischen Modelle und der Regelung gearbeitet. Die Ergebnisse dazu werden nachfolgend erläutert:

Integration Softwaremodul

Für die thermische Überwachung von dem SiC-Modul und dem Sinusfilter und für die Regelung des Umrichters werden Softwarefunktionen benötigt. Diese müssen programmiert und getestet werden. Dafür wurde ein Softwaremodul in die Simulationsumgebung eingebettet. Für die Integration des Softwaremoduls wurde ein S-Funktion-Block im Simulink-Modell erstellt. Es wurden verschiedene Eingangs- und Ausgangsparameter definiert. Die Parameter bilden die Schnittstelle zwischen dem Simulationsmodell und dem Softwaremodul. Die Ein- und

Ausgangsgrößen sowie die Funktionsaufrufe werden so definiert, dass sie später problemlos in die finale Umrichtersoftware integriert werden können. Die Programmierung der Software erfolgt in der Hochsprache C.

Zu den Aufgaben des Softwaremoduls zählen:

- Berechnung der thermischen Modelle. Dazu wird eine vereinfachte Verlustleistungsbestimmung der im allpoligen Sinusfilter auftretenden Wicklungs- und der Kernverluste vorgenommen. Weiter werden für die Halbleiter die Schalt- und Durchlassverluste bestimmt. Mit Hilfe der Verlustleistungsbestimmung wird ein thermisches Verhalten von Filter und Halbleiter abgeleitet und eine thermische Überwachung implementiert.
- Die Software muss in der Lage sein die Messwerte wie Phasenströme, Rotorlage, Zwischenkreisspannung einzulesen und zu verarbeiten. Die Messwerte sind für die thermische Überwachung und für die Bestimmung der Regelparameter notwendig. Dabei spielt die Abtastfrequenz eine entscheidende Rolle, um vernünftige Daten zu erhalten. Die Abtastfrequenz sollte nicht zu klein gewählt werden, damit die Werte nicht zu ungenau sind und es zu hohen Toleranzen bei den Werten kommt. Sie sollte aber auch nicht zu hoch gewählt werden, damit der Microcontroller nicht unnötig viel Arbeitsspeicher zum Verarbeiten benötigt.
- Die Umrichterregelung wird anhand der Messwerte Phasenströme, Rotorlage und Zwischenkreisspannung vorgenommen. Dabei greift die Software auf die Maschineneigenschaften zu. Die Maschineneigenschaften wie zum Beispiel: Strangwiderstand, Stranginduktivität, Nenndrehmoment, Nennleistung usw. werden in einem m-File beschrieben und durch die Firma Lenze bereitgestellt. Diese Daten werden bei der Parametrierung des Umrichters vorgegeben und sind einheitlich für alle Maschinentypen gleich benannt. Das Softwaremodul kann mit Hilfe der Messwerte und der Maschineneigenschaften die Regelparameter bereitstellen.

Beim Programmieren des Softwaremoduls wurden schrittweise die Berechnungsformeln als einzelne Funktionsblöcke implementiert und auf ihre Funktion getestet. So werden die Wicklungs-, Kern-, Schalt- und Durchlassverluste bestimmt. Weiter wird die Temperaturentwicklung des Sinusfilters und SiC-Moduls ermittelt. Weiter müssen einige vorab Berechnungen vorgenommen werden wie z.B. die Abschätzung des Stromrippels oder der Bestimmung der magnetischen Flussdichte, um die Verlustleistung bestimmen zu können. Die Implementierung und Validierung der Regelungssoftware in das Softwaremodul wird nachfolgend beschrieben.

Reglungssoftware

Die Reglungsoftware wurde aus dem Matlab/Simulink-Modell in C überführt. Dazu wurden die einzelnen Blöcke nach und nach durch die Software ersetzt und getestet. Als Eingangsgrößen werden periodisch die drei Phasenströme I_u , I_v und I_w , der Rotorwinkel Φ und die Rotorgeschwindigkeit Ω abgefragt. Als Ausgangsgrößen werden die Schaltzeiten der Schalter S1 bis S6 durch die Software bestimmt. Die folgende Abbildung gibt eine Übersicht der Eingangs- und Ausgangsgrößen, die für die Reglung benötigt werden.

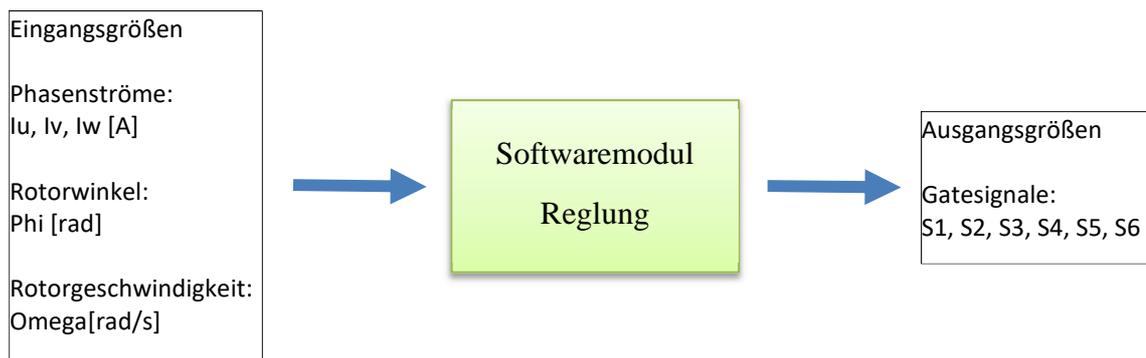


Abbildung 117: Übersicht Zustandsgrößen des Softwaremoduls für die Reglung

Die Software konnte leider bis zum heutigen Stand nicht in einer Hardware getestet werden, da anders als geplant keine Hardware zur Verfügung stand. Eine Entwicklung einer geeigneten Hardware zum Testen der Software durch das iFE war nach Projektplan nicht vorgesehen und konnte auch nicht aufgrund des engen Zeitplans zusätzlich geleistet werden. Die Gründe dafür wurden in den vorangegangenen Berichten bereits erläutert. Alle Funktionstests sind reine Softwaretest, die mit Hilfe von Simulationsprogrammen wie Matlab/Simulink und PLECS durchgeführt wurden.

Thermische Modelle für SiC-Modul und Sinusfilter

Durch die Modelle soll das thermische Verhalten der beiden Komponenten überwacht werden und bei Überschreiten einer Maximaltemperatur heruntergeregt bzw. abgeschaltet werden. Dadurch wird eine thermische Zerstörung des SiC-Moduls und des Sinusfilters verhindert.

Thermisches Modell SiC-Modul

Mit Hilfe des thermischen Modells für das SiC-Modul werden die Schaltverluste, die Durchlassverluste und die Gesamtverlustleistung bestimmt. Weiter wird die Temperaturentwicklung berechnet. Das Modell wurde im Softwaremodul in der Programmiersprache C umgesetzt.

Die nachfolgende Abbildung zeigt die Zustandsgrößen des thermischen Modells für das SiC-Modul. Die konstanten Parameter, die beim Start initialisiert werden müssen, sind hier nicht aufgeführt.

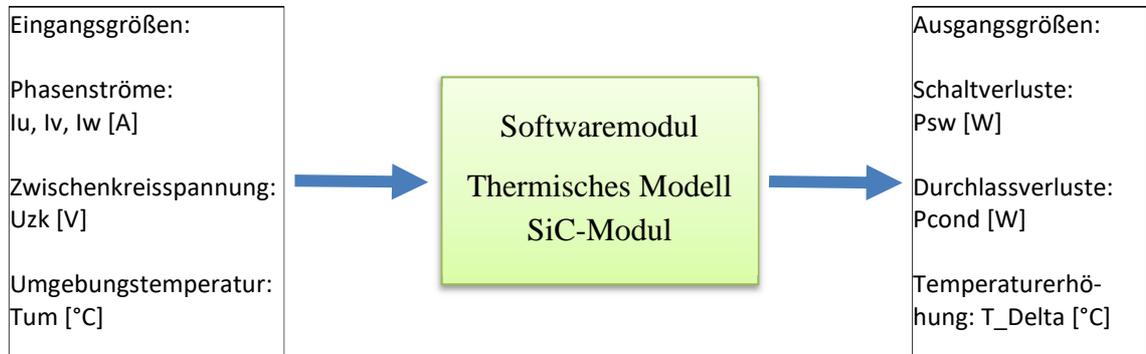


Abbildung 118: Übersicht Zustandsgrößen thermisches Modell SiC-Modul

Thermisches Modell Sinusfilter

Das Modell bestimmt die Wicklungsverluste und die Kernverluste der Drosseln im Sinusfilter. Die Kernverluste sind noch in Verlustanteile zu unterteilen die einmal durch den Stromrippel und einmal durch die Sinusschwingung (Grundschiwingung) entstehen. Weiter wird die Temperatur der Drosseln bestimmt. Das Modell wurde im Softwaremodul in der Programmiersprache C umgesetzt.

Die nachfolgende Abbildung zeigt die Zustandsgrößen des thermischen Modells für das SiC-Modul. Die konstanten Parameter, die beim Start initialisiert werden müssen sind hier nicht aufgeführt.

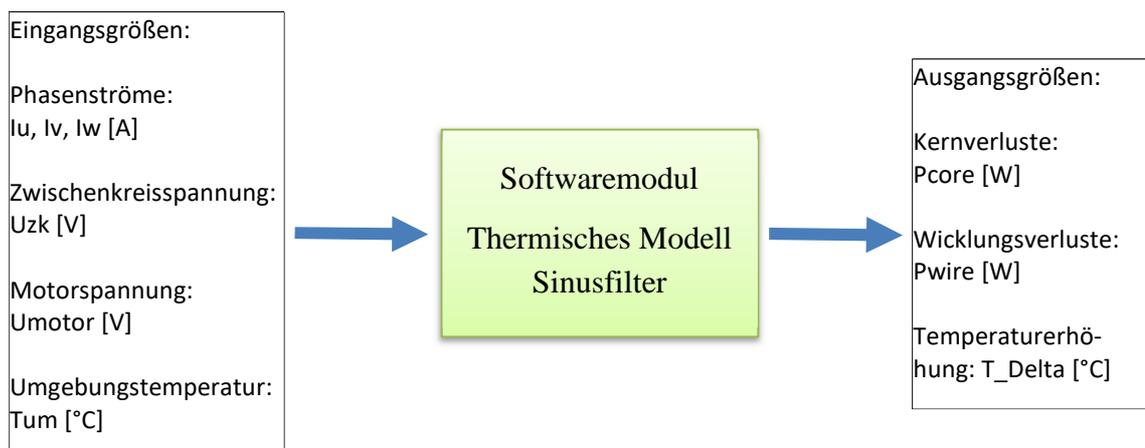


Abbildung 119: Übersicht Zustandsgrößen thermisches Modell Sinusfilter

Die thermischen Modelle konnten nur eingeschränkt getestet werden. Die durchgeführten Tests beschränken sich alle auf das Simulink-Modell. Ein Test in einer Hardware ist aufgrund der im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Gründen bis dato nicht möglich gewesen.

Laborwechselrichter

Um die Verzögerungen im Projekt auszugleichen, wurde ein Laborwechselrichter im iFE aufgebaut. Die Hauptziele des Wechselrichters waren:

- Bestimmung von Schalteigenschaften des SiC-Moduls
- Erkenntnisgewinn des Schaltverhaltens und des thermischen Verhaltens bei verschiedenen Modulationsverfahren
- Untersuchung des Einflusses der Totzeiten und der Modulationsverfahren auf den Wechselrichterspannungsfehler
- Abgleich der Messergebnisse mit den Simulationsergebnissen

Bei dem Laborwechselrichter handelt es sich um einen vereinfachten Aufbau eines Wechselrichters mit DC-Einspeisung. Das SiC-Modul (EasyPACK FS45MR12W1M1) der Fa. Infineon befindet sich als Baugruppe auf der Leiterkarte. Auf dem Wechselrichter wurde ein Steckplatz für die bereits im Labor vorhandene Laborsteuerkarte integriert. Diese besitzt einen Microcontroller (TI F2837xS). Die Ansteuerung des SiC-Moduls läuft mit einer Sinus-Dreieck-Modulation mit 3. Harmonischer. Die Programmierung der Laborsteuerkarte erfolgt mittels Code-Generierung aus Matlab/Simulink.

Die beiden nachfolgenden Abbildungen zeigen den Hardwareaufbau des Laborwechselrichters. Auf der Oberseite ist die eingesteckte Laborsteuerkarte zu sehen. Auf der Unterseite ist das SiC-Modul zu erkennen.

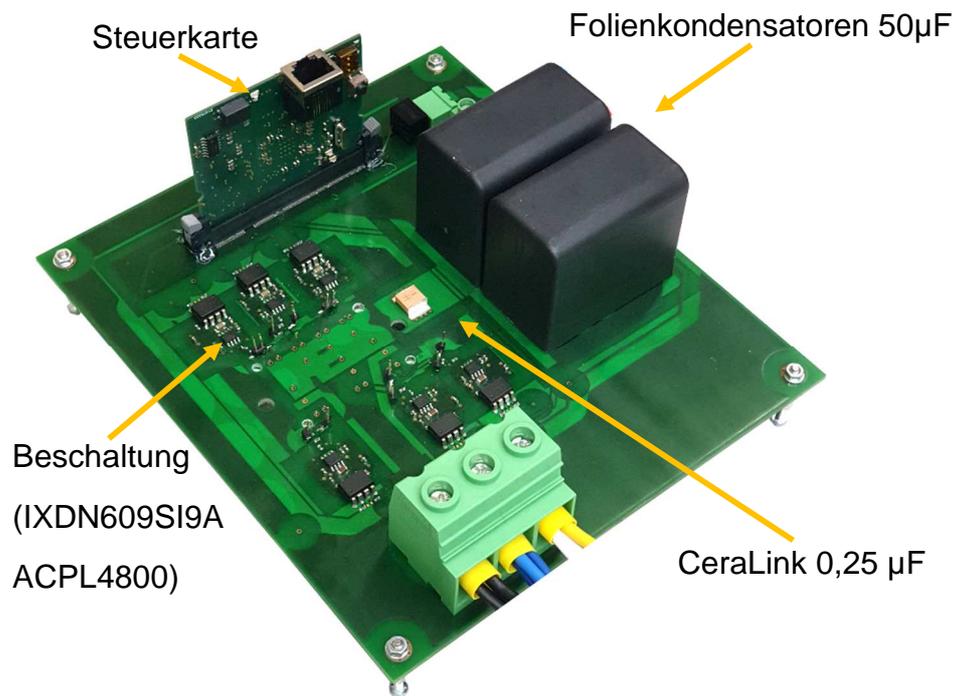


Abbildung 120: Oberseite Laborwechselrichter mit DC-Einspeisung und SiC-Modul

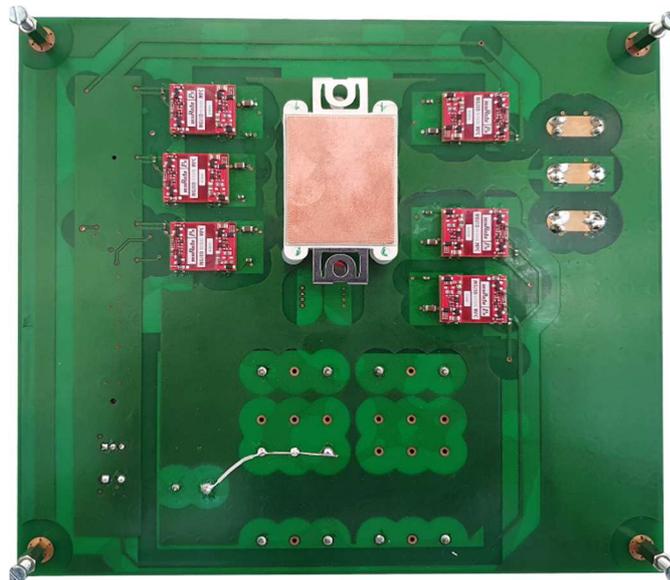


Abbildung 121: Unterseite Laborwechselrichter mit DC-Einspeisung und SiC-Modul

Im ersten Schritt wurde der Laborwechselrichter aufgebaut und mit den elektrischen Bauteilen bestückt. Darauf folgten die Inbetriebnahme und der Funktionstest des Wechselrichters.

Anschließend wurden die Messungen der Verlustleistung und der Schalteigenschaften vorgenommen.

Um ein besseres Bild von dem Wechselrichter zu bekommen, sind einige verwendete Bauteile für den Wechselrichter in nachfolgender Tabelle aufgelistet.

Bauteil	Bezeichnung	Datenblatt
Optokoppler	ACPL-4800	
Treiber	IXDN609SI__9A	
Spannungsversorgung	MGJ1Series_15__5V	
Folienkondensator (50uF 900V)	MKP1848C DC-Link	https://www.vishay.com/docs/26015/mkp1848cdclink.pdf
CeraLink Kondensator (CAP CER 0.25UF 900V SMD)	B58031I9254M062	https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/10/ds/B58031_LP.pdf

Abbildung 122: Verwendete Bauteile für den SiC-Wechselrichter

Die nachfolgenden drei Abbildungen zeigen die Diagramme für die Inbetriebnahme des Wechselrichters mit voller Zwischenkreisspannung $U_{zk} = 565 \text{ V}$ und einer Last von ca. 1 kW. Nachfolgend werden die drei Abbildungen nochmals erläutert.

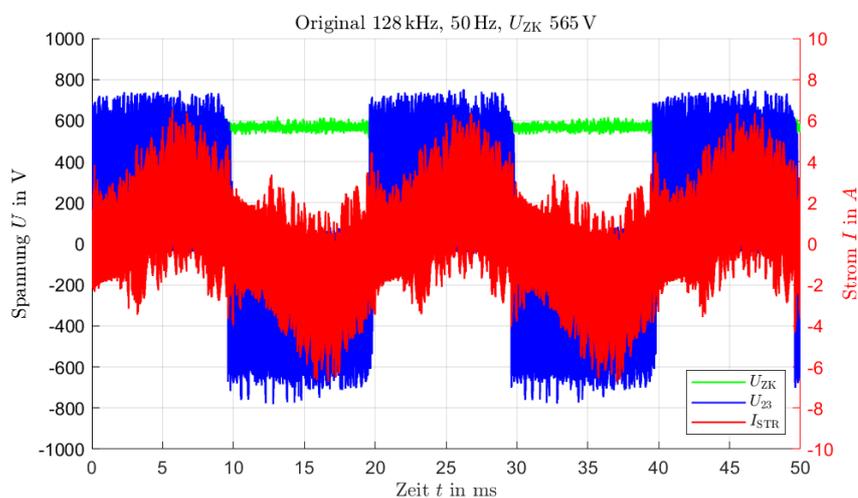


Abbildung 123: Zwischenkreisspannung U_{zk} (grün), verkettete Ausgangsspannung U_{23} (blau), Strangstrom I_{STR} (rot)

Die Abbildung oben zeigt die Zwischenkreisspannung U_{zk} (grün), den Stromverlauf des Ausgangsstroms auf einer Phase I_{STR} (rot) und den Verlauf der verketteten Ausgangsspannung U_{23} (blau).

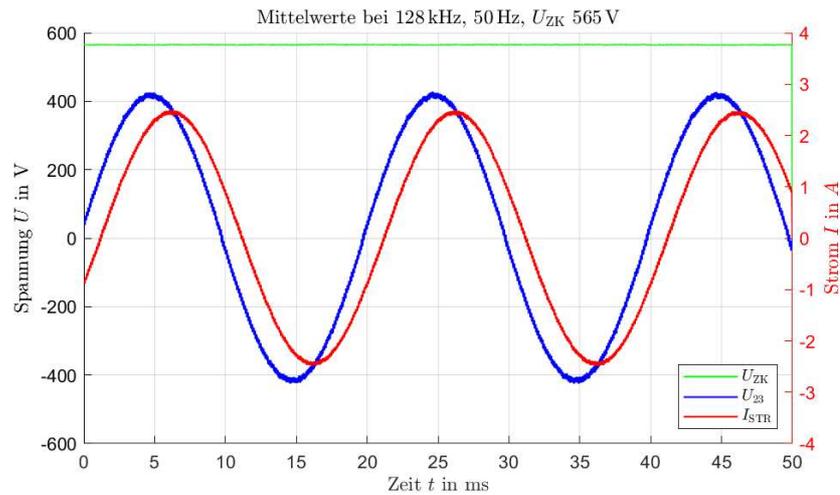


Abbildung 124: Zwischenkreisspannung U_{zk} (grün), verkettete Ausgangsspannung U_{23} (blau), Strangstrom I_{STR} (rot), gefiltert

Im Diagramm oben werden die Kennlinien gefiltert dargestellt. Die Daten aus dem ersten Diagramm wurden mit Hilfe eines Matlab-Skriptes gefiltert, um eine bessere Übersicht zu bekommen. Auch hier ist die Zwischenkreisspannung U_{zk} (grün) dargestellt. Weiter sind die sinusförmigen Verläufe der verketteten Ausgangsspannung U_{23} (blau) und des Ausgangsstroms I_{STR} (rot) zu sehen.

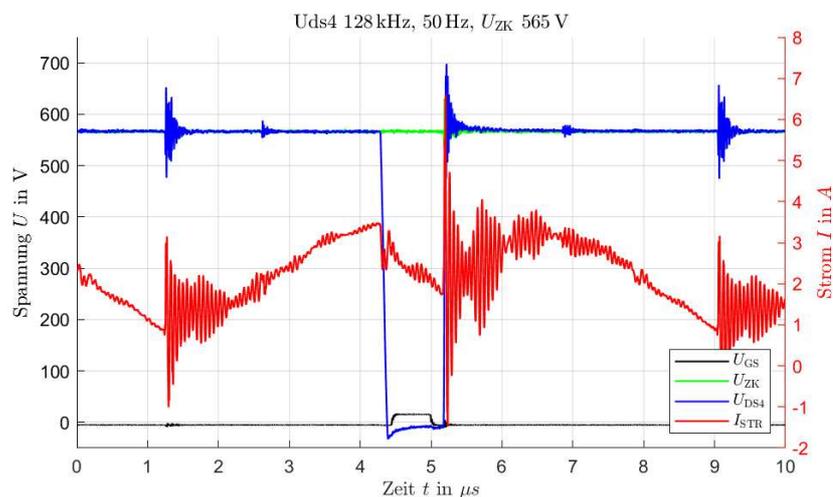


Abbildung 125: Zwischenkreisspannung U_{zk} (grün), Drain-Source-Spannung U_{DS} (blau), Ausgangsstrom I_{STR} (rot)

In der Abbildung oben werden die Verläufe von Strom und Spannung über einen Halbleiterschalter der Wechselrichterbrücke während eines Schaltmoments dargestellt. Es sind die Kennlinien der Schaltspannung U_{DS} (blau) und des Schaltstroms I_{STR} (rot) zu sehen. Auch die

Gate-Source-Spannung U_{GS} (schwarz) ist dargestellt. Aus dem Diagramm ist abzulesen, dass der Schalter richtig schaltet.

Nachfolgend sind die Aufnahmen mit der Wärmebildkamera im Wechselrichterbetrieb zu sehen. Mit Hilfe der Bilder kann die Temperaturentwicklung des Laborwechselrichters an verschiedenen Punkten abgelesen werden. Folgende drei Punkte wurden definiert:

- Testpunkt 1: Tischoberfläche
- Testpunkt 2: Treiberschaltung
- Testpunkt 3: Kühlkörper

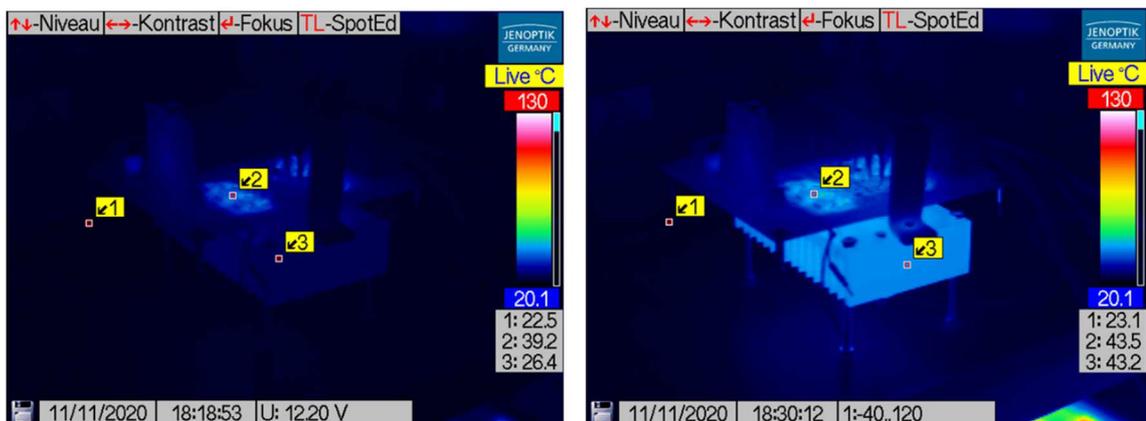


Abbildung 126: Linkes Bild: Start der Messung nach 0 min, Rechtes Bild: Messung nach 10 min.

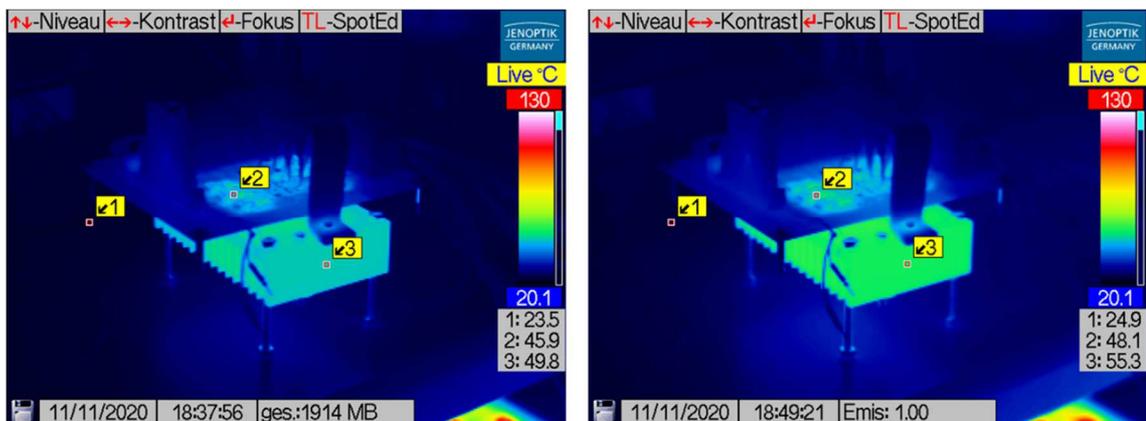


Abbildung 127: Linkes Bild: Messung nach 20 min. Rechts Bild: Messung nach 30 min.

Auf den Bildern werden vier Messpunkte dargestellt: 0 min (Start der Messung), 10 min, 20 min, 30 min. Zu erkennen ist, dass die Temperatur an der Treiberschaltung von 39,2 °C beim Start der Messung bis nach 30 min auf 48,1 °C ansteigt, während am Kühlkörper von etwas über Raumtemperatur von 26,4 °C auf 55,3 °C ansteigt. Die Treiberschaltung war bereits kurz

vor Start der Messung aktiv, daher ist hier eine höhere Anfangstemperatur vorhanden, während die Halbleiter erst zum Start der Messung aktiv waren und dadurch der Kühlkörper noch keinen hohen Temperaturanstieg erfahren hat.

Parallel zu der Temperaturmessung per Wärmebildkamera wurde der in das SiC-Modul integrierte NTC-Temperatursensor ausgewertet. Die NTC-Widerstand-Temperaturkennlinie aus dem Datenblatt des SiC-Moduls in der nachfolgenden Abbildung zeigt den Widerstands-Temperaturverlauf.

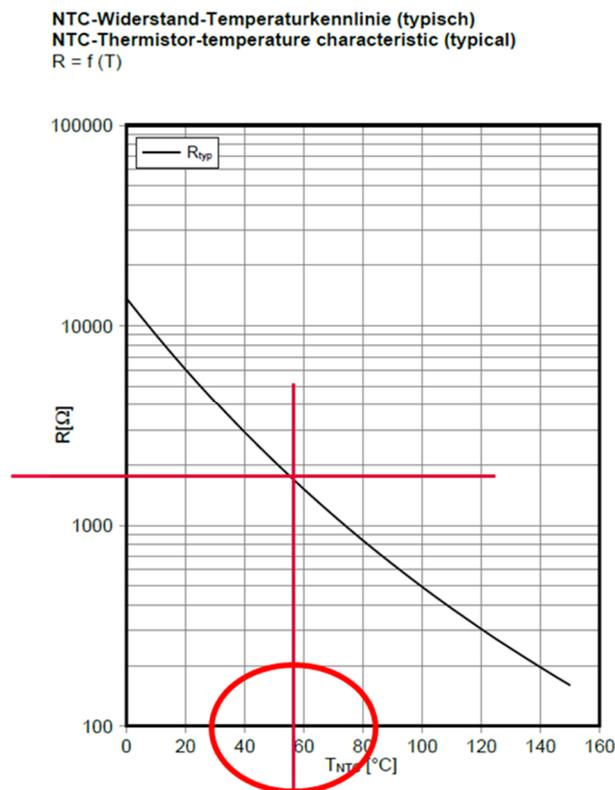


Abbildung 128: NTC-Widerstand-Temperaturkennlinie [Quelle: Datenblatt Infineon FS45MR12W1M1_B11]

Zum Vergleich wurden mit der Wärmebildkamera Messungen durchgeführt und mit den Werten des NTCs verglichen. So wurde z.B. mit der Wärmebildkamera eine Kühlkörpertemperatur von ca. 51 °C bestimmt und parallel ein Wert von 1,9 kOhm mit einem Multimeter ermittelt. Dies entspricht nach der Datenblattkennlinie einer Temperatur von ca. 57 °C. Somit ergibt sich zwischen den beiden Messungen eine Temperaturdifferenz von 6 °C. Dies liegt vor allem daran das der NTC im SiC-Modul integriert ist und dort die Temperatur höher ist als am Kühlkörper.

6.7.5 Evaluierung für Anwendungsszenarien und Transfer (AP5)

Schaltmessungen

Um eine Vergleichbarkeit zwischen den verschiedenen Umrichterplattformen im Projekt Ide3AL zu ermöglichen und deren Qualität und Funktion einschätzen zu können, wurden die Schalteigenschaften der SiC-Halbleiter in den verschiedenen Umrichtern untersucht. Dazu wurden auch am Laborwechselrichter Schaltmessungen vorgenommen.

Folgende Parameter wurden für die Schaltmessungen festgelegt:

- Umgebungstemperatur $T_{case} = 25\text{ °C}$
- Zwischenkreisspannung $U_{zk} = 540\text{ V}, 600\text{ V}$
- Gatevorwiderstand $R_g = 3,9\ \Omega, 10\ \Omega$
- Gatespannung $U_{gs} = 15/-5\text{ V}$
- Laststrom $I_L = 2\text{ A}, 5\text{ A}, 14\text{ A}, 20\text{ A}$

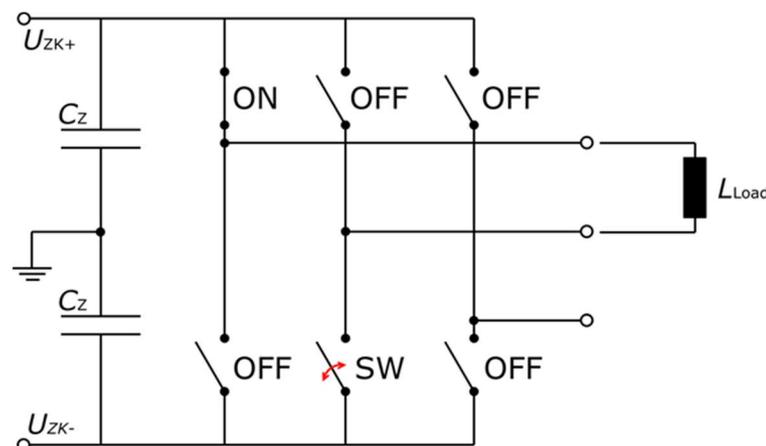


Abbildung 129: Skizze Doppelpulsversuch im 3-Phasen-Wechselrichter

Die Abbildung zeigt den schematischen Aufbau des 3-Phasen-Wechselrichters für die Schaltmessungen. Die Schalteigenschaften wurden mittels eines doppelpulsartigen Versuchs durchgeführt. Dazu wurde zwischen der ersten und zweiten Phase am Ausgang des Wechselrichters eine Ringkernspule angebracht. Die Messungen wurden mittels eines Doppelpuls am Lowside-Schalter (SW) in der 2ten Halbbrücke durchgeführt. Dazu wurde der Highside-Schalter (ON) in der ersten Halbbrücke dauerhaft eingeschaltet. Alle anderen Schalter (OFF) sind dauerhaft geöffnet.

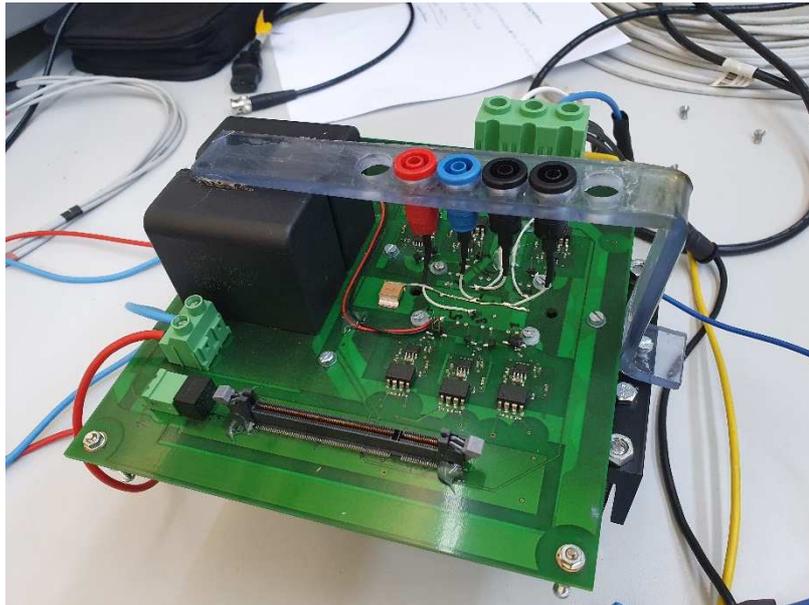


Abbildung 130: iFE-Laborwechselrichter mit Laborbuchsenaufsatz

Die Abbildung 130 zeigt den Laborwechselrichter des iFE mit den angebrachten Laborbuchsen. Die Erweiterung mit den Laborbuchsen vereinfacht die Messungen mit den Differenzastköpfen. Über den Aufsatz der Laborbuchsen können die Gatespannung U_{gs} und die Drain-Source-Spannung U_{ds} des Lowside-Schalters in der 2ten Halbbrücke abgegriffen werden. Die Buchsen sind über Drähte, auf möglichst kurzem Weg, an den entsprechenden Stellen auf der Platine verbunden.

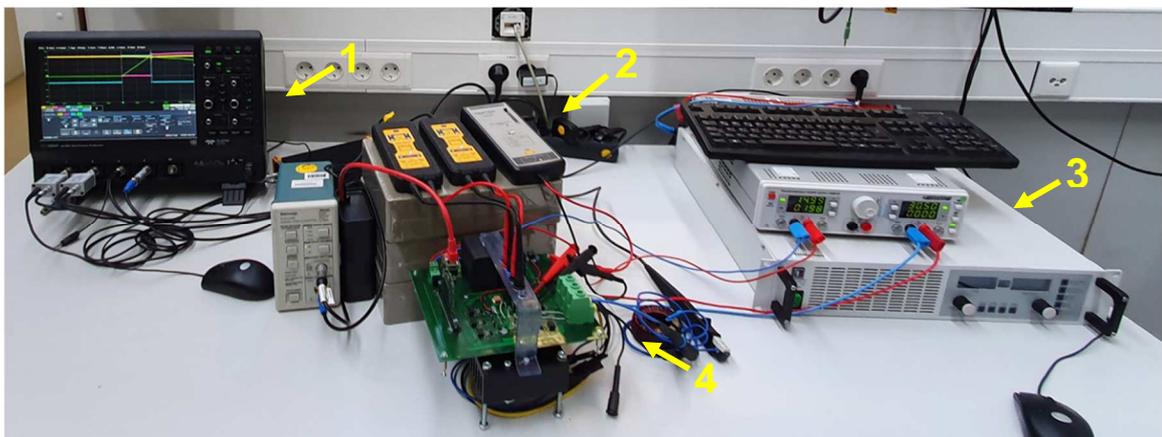


Abbildung 131: Gesamtansicht Messaufbau Schaltmessungen

In der Abbildung oben ist der Messaufbau für den Versuch dargestellt. Die Nummer 1 zeigt das Oszilloskop, mit dem die Messsignale für die Gatespannung und die Drain-Source-Spannung aufgenommen wurden. Die Daten wurden als CSV-Datei auf einem USB-Stick für die spä-

tere Auswertung gespeichert. Die Nummer 2 zeigt die Differenzastköpfe, mit denen die Gatespannung und die Drain-Source-Spannung über die Laborbuchen gemessen wurden. Bei der Nummer 3 sind die Labornetzteile zu sehen. Das obere versorgt die Steuerkarte und die Gate-treiber des Wechselrichters, während das Untere die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters stellt. An der Nummer 4 befindet sich der Laborwechselrichter. Zusätzlich wurde der Strom mittels einer Strommesszange in der ersten Phase U gemessen.

Nachfolgend werden die Ergebnisse der Schaltmessungen für einen Gatevorwiderstand $R_g = 3,9 \text{ Ohm}$ bei einer Zwischenkreisspannung $U_{zk} = 560 \text{ V}$ und 600 V dargestellt. Es wurde jeweils der Einschaltvorgang des SiC-MOSFETs und der Ausschaltvorgang vermessen. Für eine bessere Übersicht wurden nur diese zwei Messreihen ausgewählt. Die übrigen werden nachfolgend nicht dargestellt.

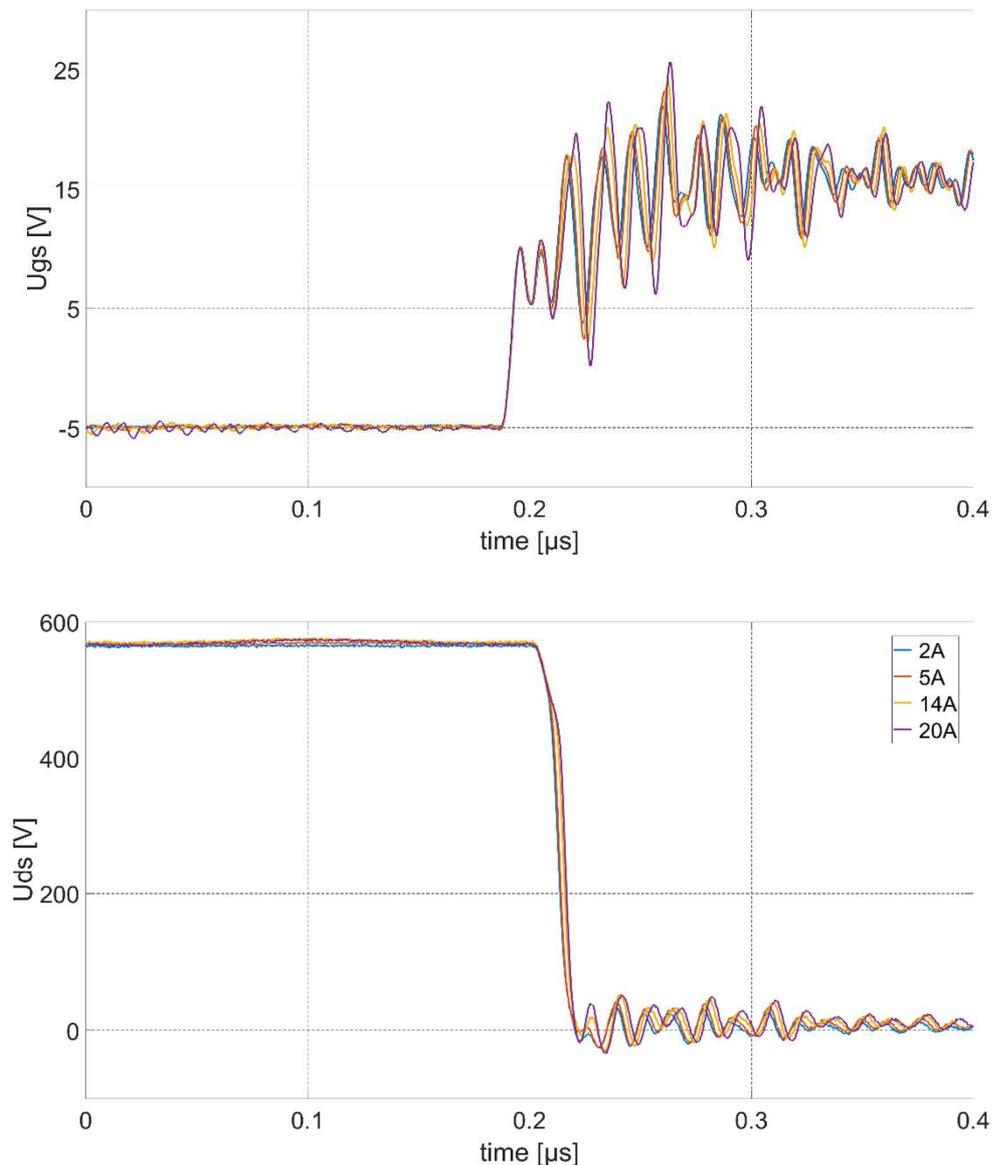


Abbildung 132: Einschaltvorgang an LS-Schalter bei $U_{zk} = 560 \text{ V}$ und $R_g = 3,9 \text{ Ohm}$

Die Diagramme oben zeigen die Messreihen für $I = 2, 5, 14$ und 20 A beim Einschalten des MOSFETs auf der Lowside. Das obere Diagramm zeigt die Kennlinien der Gatespannungen U_{gs} und das untere Diagramm die Kennlinien der Drain-Source-Spannungen U_{ds} . Als Gatevorwiderstand wurde bei den Messreihen $3,9$ Ohm und eine Zwischenkreisspannung von 560 V gewählt.

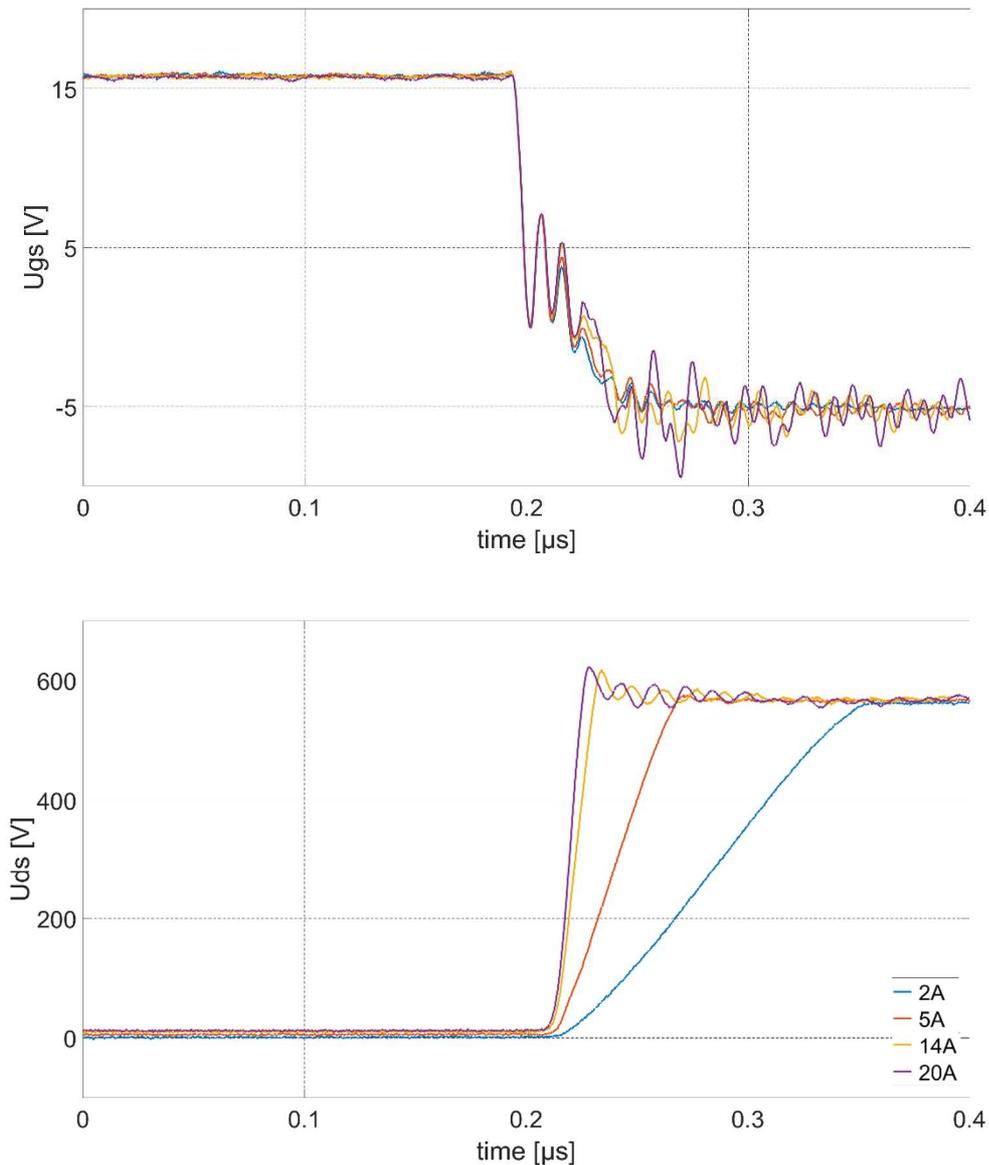


Abbildung 133: Ausschaltvorgang an LS-Schalter bei $U_{zk} = 560$ V und $R_g = 3,9$ Ohm

Die Diagramme oben zeigen die Messreihen für $I = 2, 5, 14$ und 20 A beim Ausschalten des MOSFETs auf der Lowside. Das obere Diagramm zeigt die Kennlinien der Gatespannungen U_{gs} und das untere Diagramm die Kennlinien der Drain-Source-Spannungen U_{ds} . Als Gatevorwiderstand wurde bei den Messreihen $3,9$ Ohm und eine Zwischenkreisspannung von 560 V gewählt.

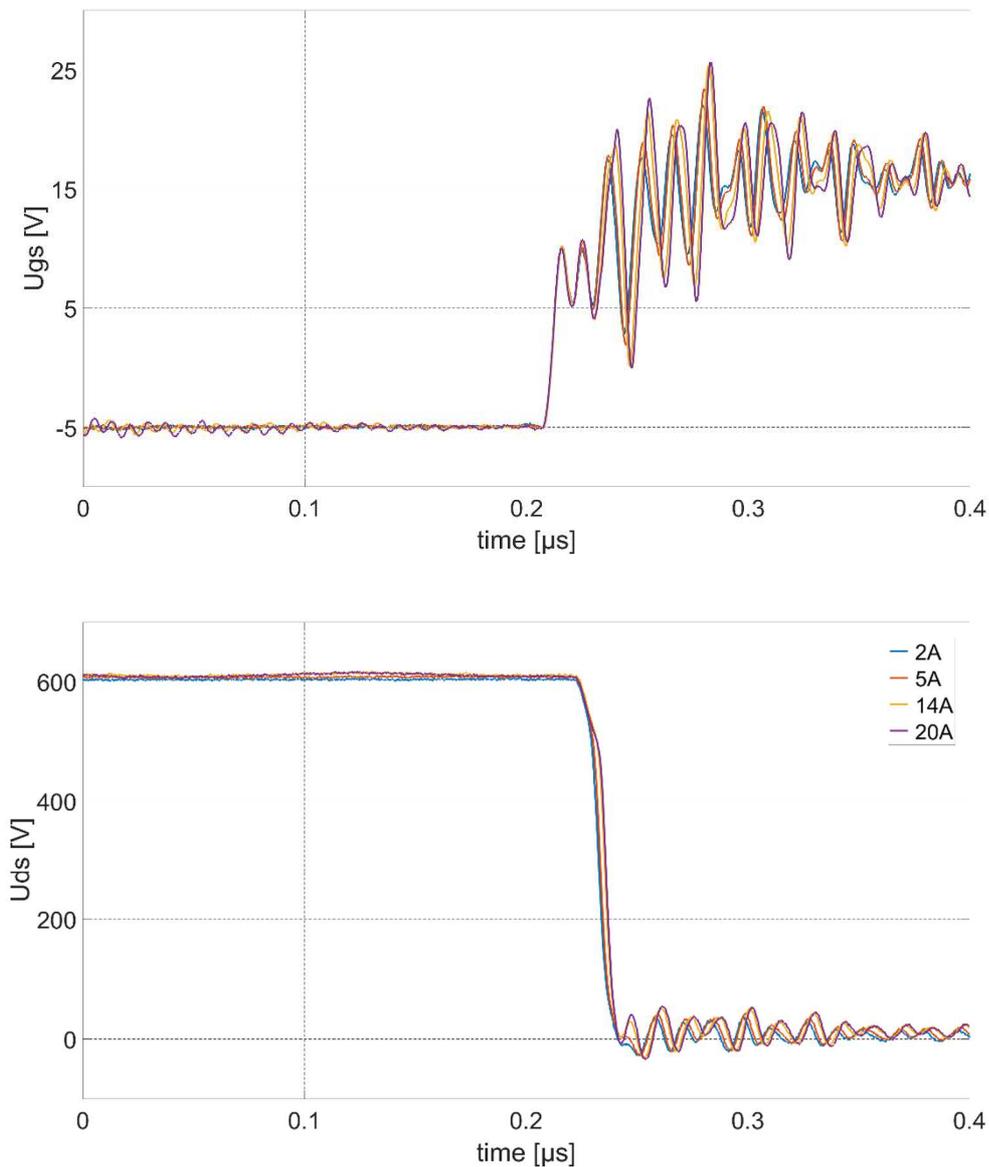


Abbildung 134: Einschaltvorgang an LS-Schalter bei $U_{zk} = 600 \text{ V}$ und $R_g = 3,9 \text{ Ohm}$

Die Diagramme oben zeigen die Messreihen für $I = 2, 5, 14$ und 20 A beim Einschalten des MOSFETs auf der Lowside. Das obere Diagramm zeigt die Kennlinien der Gatespannungen U_{gs} und das untere Diagramm die Kennlinien der Drain-Source-Spannungen U_{ds} . Als Gatevorwiderstand wurde bei den Messreihen $3,9 \text{ Ohm}$ und eine Zwischenkreisspannung von 600 V gewählt.

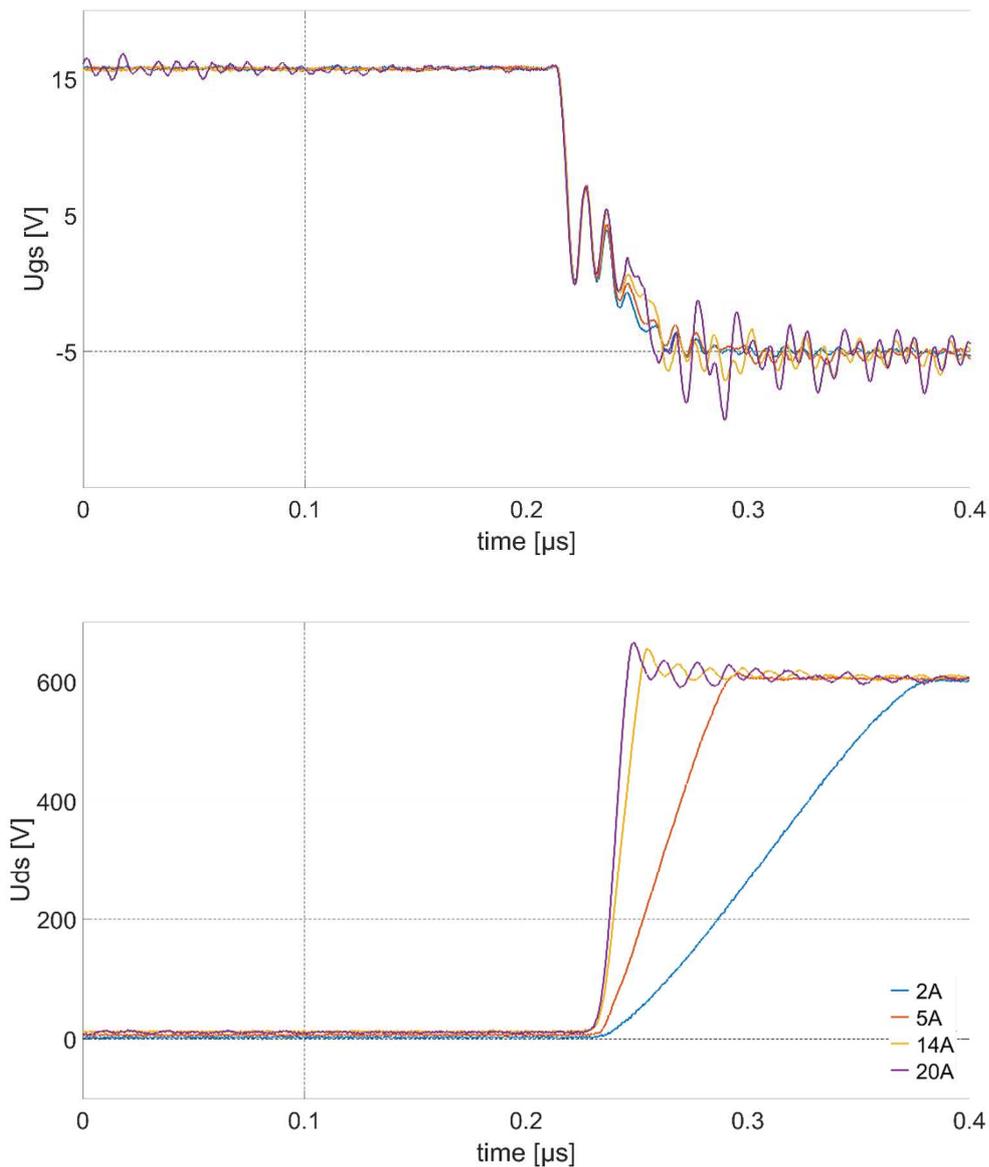


Abbildung 135: Ausschaltvorgang an LS-Schalter bei $U_{zk} = 600$ V und $R_g = 3,9$ Ohm

Die Diagramme oben zeigen die Messreihen für $I = 2, 5, 14$ und 20 A beim Ausschalten des MOSFETs auf der Lowside. Das obere Diagramm zeigt die Kennlinien der Gatespannungen U_{gs} und das untere Diagramm die Kennlinien der Drain-Source-Spannungen U_{ds} . Als Gatevorwiderstand wurde bei den Messreihen $3,9$ Ohm und eine Zwischenkreisspannung von 600 V gewählt.

Simulation der SiC-Modell-Verluste

Im Projekt Ide3AL wurden bei den verschiedenen Projektpartnern unterschiedliche Simulationsmodelle/-methoden zur Bestimmung der Verlustleistung der SiC-Halbleiter im Wechselrichter entwickelt. Ziel der Simulation der Verlustleistung war eine Vergleichbarkeit der unterschiedlichen Simulationsmodelle/-methoden herzustellen und Vor- und Nachteile der jeweiligen Modelle/Methoden zu ermitteln. Dazu wurden im ersten Schritt im Konsortium Arbeitspunkte und Parameter definiert, mit denen die Simulationen durchzuführen waren.

Folgende vier Arbeitspunkte wurden bestimmt:

1. $f = 0 \%$; $I_q = 50\%$; $I_s = 71\%$; $\cos\text{-}\phi = 1$
 - a. $I_u = I_v$; $I_w = 0$
 - b. $I_u = I_v + I_w$; $I_v = I_w$
2. $f = 50 \%$; $I_q = 50\%$; $I_s = 71\%$; $\cos\text{-}\phi = 0,6$
3. $f = 90 \%$; $I_q = 100 \%$; $I_s = 100 \%$; $\cos\text{-}\phi = 0,79$
4. $f = 50 \%$; $I_q = 200 \%$; $I_s = 200 \%$; $\cos\text{-}\phi = 0,79$

Folgende Simulationsparameter wurden festgelegt:

- Nenndrehfrequenz $f_N = 50 \text{ Hz}$
- Umrichter Ausgangsstrom $I_N = 8,44 \text{ A}$
- Gatevorwiderstand $R_g = 6,8 \text{ Ohm}$
- Zwischenkreisspannung $U_{zk} = 540 \text{ V}$
- Umgebungstemperatur Schaltschrank $T = 85 \text{ }^\circ\text{C}$
- Schaltfrequenz $f_{sw} = 128 \text{ kHz}$
- Gate-Source-Spannung $U_{gs} = -5 \text{ V}/+15 \text{ V}$ (On-State Gate-Voltage 15 V)
- Einschaltwiderstand $R_{DS,on} = 0,045 \text{ Ohm}$
- Totzeit $t_{Tot} = 200 \text{ ns}$

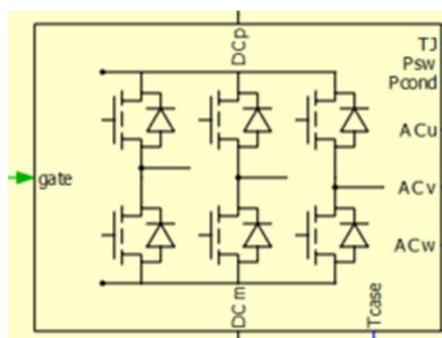


Abbildung 136: PLECS-Modell des SiC-Moduls FS45MR12W1M1_B11

Die Abbildung 136 zeigt das PLECS-Modell des SiC-Moduls, welches von der Firma Infineon zu Simulationszwecken entwickelt wurde. In dem Modell sind die SiC-Modul-Eigenschaften, Koeffizienten und Formeln zur Bestimmung der Schaltenergie, der Durchlassverluste und der Temperaturentwicklung für den MOSFET und die Bodydiode hinterlegt. Die Parameter beziehen sich auf das Modul vom Typ FS45MR12W1M1_B11. Das PLECS-Modell von Infineon wurde, wie im letzten Zwischenbericht erläutert, in die Simulationsumgebung des am iFE entwickelten Simulationsmodells integriert.

An den Modul-Ausgängen Psw (Schaltenergie), Pcond (Durchlassverluste) und TJ (Junction Temperatur) können die Verläufe abgegriffen werden. Die Schaltenergie wird in Schaltverluste umgerechnet und mit den Durchlassverlusten addiert. Aus den resultierenden Gesamtverlusten wird anschließend der Mittelwert gebildet.

Zum Vergleich der verschiedenen Modelle wurde die Raumzeigermodulation im Konsortium festgelegt. Zusätzlich wurden am iFE noch weitere Modulationsverfahren zur Simulation verwendet, um das Verlustverhalten bei unterschiedlichen Modulationsarten zu untersuchen. Folgende drei Modulationsverfahren wurden bei der Verlustleistungssimulation verwendet:

- Sinus-Dreieck Modulation
- Raumzeigermodulation (3-Schalter-Modulation)
- Vorteil: Verfahren führt zu niedrigen Oberschwingungen der Motorströme
- Nachteil: Höhere Schaltverluste als bei der 2-Schalter-Modulation da alle drei Halbbrücken geschaltet werden
- Flat-Top-Modulation (2-Schalter-Modulation)
- Vorteil: Geringere Schaltverluste, da nur zwei Halbbrücken geschaltet werden (2/3 der Schaltverluste)
- Nachteil: Höhere Oberschwingungen der Motorströme und damit schlechteres Rundlaufverhalten des Motors

Hinweis: Der Arbeitspunkt 1 lässt sich nicht mit einer Drehfrequenz von 0 % simulieren. Die Simulation wird mit Fehlermeldungen abgebrochen. Daher wurde für den AP 1 eine geringe Drehfrequenz von 10 % gewählt was einer Frequenz von 5 Hz entspricht.

In den nachfolgenden Tabellen sind die Ergebnisse der Verlustleistungssimulation für die vier Arbeitspunkte zu finden. In der ersten Tabelle sind die Ergebnisse mit RZM und in der zweiten Tabelle die Ergebnisse mit Flat-Top-Modulation.

Raumzeiger-Modulation (3-Schalter)			
AP	P_Switch [W]	P_Cond [W]	P_SiC-Modul [W]
1	73.70	4.74	78.44
2	72.44	5.41	77.85
3	99.42	23.26	122.68
4	141.64	82.98	224.62

Tabelle 13: Ergebnisse Verlustleistungssimulation SiC-Modul mit RZM

Flat-Top-Modulation (2-Schalter)			
AP	P_Switch [W]	P_Cond [W]	P_SiC-Modul [W]
1	56.62	5.24	61.86
2	52.28	5.78	58.06
3	69.60	21.66	91.26
4	-	-	-

Tabelle 14: Ergebnisse Verlustleistungssimulation SiC-Modul mit Flat-Top-Modulation

Die SiC-Modul-Verluste sind in der Simulation bei Flat-Top mit 2-Schaltern ca. 25 % geringer als bei Raumzeigermodulation mit 3-Schaltern!

7 Relevante Fortschritte/Ergebnisse Dritter

Nachstehend sind die bekannten und bei der Projektbearbeitung gewürdigten Quellen aufgeführt. Sie geben den Stand der Technik wieder. Während des Projektverlaufs wurden keine neuen Aktivitäten oder Ergebnisse bekannt, die sich mit der im Projekt Ide3AL verfolgten Umrichter-Technologie auseinandersetzen. Insofern besitzt das gesamte Vorhaben aus unserer Sicht ein Alleinstellungsmerkmal, das sich wahrscheinlich aus dem hohen technischen Anspruch und Risiko begründet. Am Markt gibt es Produkte mit wesentlich geringerer Schaltfrequenz (16 kHz), bei denen die Integration des darauf abgestimmten Sinusfilters dazu führt, dass der Umrichter deutlich größer baut, erhebliche Zusatzverluste aufweist und insbesondere um Größenordnungen schwerer ist (z.B. Ziel-Abegg Baureihe FXDM).

- [1] EuP Lot 30: Electric Motors and Drives, Task 5: Definition of Base Case, ENER/C3/413-2010, Vorstudie zur ErP-Richtlinie, EU, Juni 2014
- [2] Kampen, D.; Burger, M.: "Drive System Loss Reduction by Allpole Sine Filters ", Tagungsband PCIM Europe 2016, S. 144-147, ISBN 978-3-8007-4186-1
- [3] EN 50598-1: Ökodesign für Antriebssysteme, Motorstarter, Leistungselektronik und deren angetriebene Einrichtungen Teil 1: Allgemeine Anforderungen zur Erstellung von Normen zur Energieeffizienz von Ausrüstungen mit Elektroantrieb nach dem erweiterten Produktansatz (EPA) mit semi-analytischen Modellen (SAM); VDE Verlag, Berlin 2014
- [4] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (BMWiE): „Bekanntmachung für Forschungsförderung im 6. Energieforschungsprogramm ‚Forschung für eine umweltschonende, zuverlässige und bezahlbare Energieversorgung‘ “ Berlin, 2014 BAnz AT 30.12.2014 B1
- [5] EN 50598-2: Ökodesign für Antriebssysteme, Motorstarter, Leistungselektronik und deren angetriebene Einrichtungen Teil 2: Indikatoren für die Energieeffizienz von Antriebssystemen und Motorstartern; VDE Verlag, Berlin 2014
- [6] Guzinski, J; Abu-Rub, H.: Sensorless Induction Motor Drive with Voltage Inverter and Sine-Wave Filter; IEEE 2013
- [7] Hoene, E.; Kiel, E.: Ausbreitungswege elektromagnetischer Störungen in Umrichtern hoher Leistungsdichte; Tagungsband SPS/IPC/Drives; Nürnberg 2001.
- [8] Hoene, E.: Ultra-Low-Inductance Power Module for Fast Switching Semiconductors; PCIM 2013
- [9] St. Hoffmann, E. Hoene, O. Zeiter, K.-D. Lang, G. Feix: Reducing Inductor size in high frequency grid feeding inverters. PCIM Europe, Nuremberg 2015.
- [10] Jalili, K.; Malinowski, M.; Bernet, S.: Rotor Flux Oriented Control of a High Speed Induction Motor Drive Applying a Two-Level Voltage Source Converter with LC-Sine Filter; EPE 2005; Dresden.

-
- [12] Kampen, D.: Efficiency of Motor Side Common Mode (CM) Filtering Techniques for PWM Inverters; PCIM conference 2009.
- [13] Kiel, E.: Antriebslösungen – Mechatronik für Produktion und Logistik; Springer Verlag Berlin Heidelberg; 2007.
- [14] Kohei, S.; et al.: Advantages of High Frequency PWWM in AC Motor Drive Applications, IEEE, 2012.
- [15] Kohei, S.; et al.: Design of 400V Class Converter Drive Using SiC 6-in-1 Power Module; IEEE, 2013.
- [17] Matheson, E.; von Jouanne, A.; Wallace, A.K.: Evaluation of Inverter and Cable Losses in Adjustable Speed Drive Applications with Long Motor Leads; IEEE International Electric Machines and Drives Conference Seattle, Washington, 1999.
- [19] Bayerer, R.; Domes, D.: Power Circuit design for clean switching, CIPS 2010, Nürnberg, VDE Verlag Berlin Offenbach
- [20] Cetin, N. O.; Hava, A. H.: Compatibility Issues Between the Filter and PWM Unit in Three-Phase AC Motor Drives Utilizing the Pure Sine Filter Configuration; IEEE; 2011
- [21] DIN EN 61800-3 September 2012 S. 40
- [22] Blesl, M.; Kessler, A.: Energieeffizienz in der Industrie; Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2013
- [23] I. Koch: Siliziumkarbid-Leistungshalbleiterschalter für Wechselrichter mit erhöhten Anforderungen. Dissertation TU Braunschweig 2011.
- [24] M. Henke, G. Tareilus, N. Langmaack: SiC boost converter with high power density for a battery electric sports car, 11th Symposium on Hybrid and Electric Vehicles, Februar 2014, Braunschweig
- [25] Mallwitz, R.; Ludwig, H.; Deboy, G.; Rupp, R.: New SiC JFET with Integrated Body Diode Boosts Performance of Photovoltaic Systems. Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM), Nürnberg, May 2011.
- [26] Mallwitz, R.; Althof, C.; Buchhold, St.; Kiel, E.: First 99% PV Inverter with SiC JFETs on the Market – Future Role of SiC. Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM), Nürnberg, May 2012.
- [27] Stubbe, Th.; Mallwitz, R.; Bergner, W.; Häberlen, O.; Pozzovivo, G.; Kunze, M.: GaN Power Semiconductors for PV Inverter Applications – opportunities and risks (accepted paper). 8th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), Nürnberg, 2014.
- [28] N. Langmaack, G. Tareilus, M. Henke: “High Temperature and High CMR Gate Driver Circuit for Wide-Band-Gap Power Semiconductors”, IEEE Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2015, Sydney
- [29] N. Langmaack, G. Tareilus, M. Henke: “Novel Highly Integrated Current Measurement Method for Drive Inverters”, IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2016

-
- [30] K. Siebke: „Einsatz von GaN-Leistungshalbleitern in einem besonders kompakten Ladegerät für Elektrofahrzeuge“. 44. Halbleiter-Kolloquium 2015, Freiburg, 2015.
- [31] R. Mallwitz, N. Langmaack, T. Schobre, K. Siebke: “GaN based DC-DC Power Conversion - Experiences from Earth to Space”. 8th Wide Bandgap Semiconductor and Components Workshop (ESA/ECSAT), September 12 - 13, 2016, Harwell, UK.
- [32] Austermann, H. Borcharding, R. Mallwitz: „Einsatz eines SiC-MOSFETs in einem Energierückspeisungsmodul für Frequenzumrichter“, 45: Halbleiter-Kolloquium 2016, Freiburg 2016.
- [33] S. Potsch; R. Keibel ; A. Enders ; H.-W. Krüger ; M. Grossmann; “Reliable transfer function measurements of PED excitations in aircrafts”; 2003 IEEE Int. Symp. on EMC
- [34] A. Junge; „Kontaktlose Verfahren zur breitbandigen Messung an Leitungen bei Hochfrequenz“; Dissertation, TU Braunschweig 2009
- [35] A. Küllmer; N. Richter; M. Lahme; A. Enders; „Contactless calibration of loop antennas in comparison to traditional methods”; 2015 IEEE Int. Symp. on EMC.
- [36] M. Lahme; A. Küllmer; E. Enders; „Messtechnische Verifizierung eines analytischen Modells für geschirmte Magnetfeldantennen mittels kontaktloser Impedanzmessung“; EMV Kongress Düsseldorf 2016
- [37] M. Harm; A. Küllmer; A. Enders; „Calibration of Loop Antennas using a Contactless Vector Network Analysis Method“; 2016 ESA Workshop on Aerospace EMC
- [38] I. Schmidt, A. Enders; „Characterization and Concept for Optimization of Planar Spiral High Power High Frequency Coils“; 2009 IEEE Int. Symp. EMC
- [39] I. Schmidt, A. Enders; „Impedance Measurements from 1–20 MHz with up to 200 A (50 Hz) Bias-Current for the Optimization of High Power High Frequency Coils“; 2009 IEEE Int. Symp. EMC
- [40] A. Mambetow und H. Borcharding, „Erstellung einer IEC 62578 konformen Netznachbildung und Erfahrung in der Auslegung und Anwendung,“ VDE-Verlag, Berlin, 2014.
- [41] J. Austermann, J.-N. Koch und H. Borcharding, „Numerische Berechnung von Stromüberschwingungen nichtlinearer Verbraucher,“ Deutscher Industrieverlag GmbH, Regensburg, 2014.
- [42] J. Austermann, H. Borcharding und J. Boecker, „Energierückspeisung bei Frequenzumrichtern mittels neuartiger Leistungselektronik,“ AALE 2013, Stralsund, 2013.
- [43] J. Austermann, S. Cepin und H. Borcharding, „Compact and Cost-efficient Power Regeneration System for Voltage Source Converters,“ in s *PCIM Europe 2015*, Nürnberg, 2015.
- [44] H. Borcharding, „Verfahren und Schaltung für mehrphasigen Betrieb eines Elektromotors“. Europäische Patentanmeldung Patent EP127720597, Offenlegung 2013.

8 Veröffentlichung der Projektergebnisse

Aktuelle Entwicklungen zur Projektlaufzeit sowie die positiven Resultate wurden auf unterschiedlichen Kongressen und Messen veröffentlicht. Weiterhin wurden moderne Medien wie Technik-Talk und Film eingesetzt, um mit der Ide3AL-Technologie einen breiten Interessentenkreis anzusprechen und die fachliche Diskussion zu den Energiesparpotentialen anzuregen.

Die im Forschungsprojekt Ide3AL entstandenen Beiträge sowie spezifische Datenblätter sind nachfolgend aufgeführt.

- [Har19]** Harm, Martin; Kerfin, Oliver: "Experimental Study of the Effect of High DC Bias Currents on the Measurement Performance of Impedance and Current Probes". In: 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE. Barcelona, Spain, 2019.
- [Har20]** Martin Harm, Oliver Kerfin, "Phasenrichtige HF-Störstrommessung und HF-Stromeinspeisung mit kalibrierten Impedanzzangen", In EMV 2020: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit. Februar 2020.
- [Har22]** Harm, Martin: Kontaktlose induktive EMV-Messverfahren unter Einbeziehung von Biasströmen. Zugl.: Braunschweig, Techn. Univ., Diss., 2021.
- [Inf20]** Cover story - "What are the advantages of SiC-based designs and how can you implement them?", PSD Europe, September 2020 (infineon.com).
[SiC-based designs](#)
- [Jun09]** Junge, Axel: "Kontaktlose Verfahren zur breitbandigen Messung an Leitungen bei Hochfrequenz". Zugl.: Braunschweig, Techn. Univ., Diss., 2009. Aachen: Shaker.
- [Ker19]** Kerfin, Oliver; Harm, Martin; Willmann, Benjamin: "Reference Setup for RF Impedance Measurements with High DC Bias Currents". In: 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE. Barcelona, Spain, 2019.
- [Lan21/1]** S. Langfermann, M. Owzareck and L. Fräger, "Design Space Optimization of a SiC Drive Inverter with an Integrated All-Pole Sine Filter", 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), 2021, pp. P.1-P.10.

- [Lan21/2]** S. Langfermann, L. Fraeger, M. Owzareck and U. Obernolte, "Simple Steady-State Loss Measurement of Toroidal Cores at High Switching Frequencies", PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021, pp. 1-5.
- [Mag15]** Magnetec GmbH, "Ringkerne aus NANOPERM", Datenblatt, 2015.
- [Mag19]** Magnetec GmbH, "NANOPERM Cased EMC Core selection matrix", 2019.
- [Nee20]** H. Neemann, T. Schobre, R. Mallwitz, "Impact of Wide-Bandgap Semiconductors on DC-link Considerations in Servo-drive Applications", PCIM 2020, 2020
- [Sct20/1]** T. Schobre, N. Langmaack, R. Mallwitz, "Analytical Modeling of Ripple Currents in a Drive Inverter with a LC Sine Wave Filter", PCIM 2020.
- [Sct20/2]** T. Schobre, R. Mallwitz, "Automated Design Method for Sine Wave Filters in Motor Drive Applications with SiC-Inverters," EPE 2020.
- [Scu21]** U. Schwarzer, H. Stichweh, D. Kampen, Video-Beitrag / Techniker Gespräch zum Thema: "CoolSiC™ in electrical drives - increasing system benefits", PCIM 2021.
- [Sti22/1]** H. Stichweh, T. Hohnsbein, M. Ehlich. "Projektfilm der Firma Lenze zum Verbundforschungsprojket Ide3AL". Mai 2022.
[Link zum Projektfilm Ide3AL](#)
- [Sti22/2]** H. Stichweh, Posterbeitrag auf dem "Kongress für Energieeffizienzforschung für Industrie und Gewerbe" des BMWK und PTJ. 17.-18. Mai 2022 in Berlin.
[KEEF IUG 2022](#)
- [Sti22/3]** H. Stichweh, H. Borchering, T. Hohnsbein, U. Obernolte, M. Kiele-Dunsche, D. Göllner, P. Wissbrock, M. Ehlich - Ausstellung des Exponats "Lenze-Jonglator mit i950-SiC" auf einem Gemeinschaftsforschungsstand der Hannover-Messe 2022.