

Schlussbericht

Verbundvorhaben „HHK“

Hochfrequenz-Hochstrom-Komponenten für den Einsatz
in der Medizintechnik und Photovoltaik-Wechselrichtern der MW-Klasse

Teilvorhaben der Universität Kassel / KDEE-EVS

Charakterisierung, Untersuchung der Höhenstrahlungsfestigkeit,
Aufbau eines 100kW Hochsetzstellers

Autoren

Magnetics: Dr.-Ing. Thiemo Kleeb (KT), Dipl.-Ing. Florian Fenske (FF)
Halbleiter: Dr.-Ing. Mehmet Kazanbas (MK), Dr.-Ing. Christian Nöding (CN)
Zuverlässigkeitsuntersuchungen: M.Eng. Christian Felgemacher (CF)

Verbundkoordinator

Peter Beckedahl,

SEMIKRON Elektronik GmbH & CO. KG

Sigmundstraße 200, 90431 Nürnberg

Tel.: 0911/6559-155

eMail: peter.beckedahl@semikron.com

Ansprechpartner der Universität Kassel / KDEE-EVS

Dr.-Ing. Christian Nöding

christian.noeding@uni-kassel.de

Tel.: 0561/804-6166

Universität Kassel / KDEE-EVS, Wilhelmshöher Allee 71, 34121 Kassel

Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias

peter.zacharias@uni-kassel.de

Tel.: 0561/804-6344

Verbundpartner

Semikron Elektronik GmbH & Co. KG, SMA Solar Technology AG, Heraeus, Siemens AG Healthcare Sector, CONTAG GmbH, TDK EPCOS AG, Fraunhofer IZM, Fraunhofer IISB, Universität Kassel / KDEE-EVS

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	4
Abbildungsverzeichnis	6
1. Kurzdarstellung.....	8
1.1. Aufgabenstellung und Ziele.....	8
1.2. Voraussetzungen unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde.....	9
1.3. Planung und Ablauf des Vorhabens	9
1.4. Stand von Wissenschaft und Technik zum Antragszeitpunkt	11
1.5. Vernetzung und Zusammenarbeit	12
1.6. Veröffentlichungen	12
2. Eingehende Darstellung.....	13
2.1. Überblick über die durchgeführten Arbeiten	13
2.2. Spezifikation und Topologieauswahl	13
2.2.1. Halbleiter-Voruntersuchungen.....	14
2.2.2. Spezifikation des DC/DC-Wandlers.....	19
2.2.3. Topologierecherche	20
2.2.4. Detailuntersuchung DC/DC-Topologien.....	20
2.2.5. Zusammenfassung.....	24
2.3. Konzeptstudien Modul, Kondensator, Treiber und Systemintegration	25
2.3.1. Gatetreiberdesign	25
2.3.2. Charakterisierung des Cree XAS300M12BM2 1.200V/300A SiC-Moduls..	26
2.3.3. Charakterisierung des Cree XAS300M17BM2 1.700V/300A SiC-Moduls..	28
2.3.4. Zusammenfassung.....	28
2.4. Gatetreiber-Design und Musterbau.....	29

2.5.	Applikation Demonstrator, Aufbau und Test.....	31
2.5.1.	Bauteilcharakterisierung innerhalb Kommutierungszelle	31
2.5.2.	Charakterisierung des Semikron HHK400M120SC	34
2.5.3.	Magnetische Bauelemente für hochfrequenten SiC-HSS	37
2.5.4.	130kW HSS-Demonstrator mit zwei Semikron HHK400M120SC	39
2.6.	Definition von Systemaufbau und Randbedingungen; Sondermessungen auf Modulebene und Bewertung	42
2.6.1.	Hintergrundinformationen.....	43
2.6.2.	Untersuchte Halbleiter	44
2.6.3.	Messaufbau und Durchführung der Messung	45
2.6.4.	Ergebnisse	47
2.6.5.	Vergleich mit Messdaten aus der Literatur.....	52
2.6.6.	Zu erwartende Ausfallraten durch SEB in PV-Zentralwechselrichtern.....	54
3.	Zusammenfassung	55
	Literaturverzeichnis	56
Anhang A	Ergebnisse des Vergleichs weich-schaltender Topologien.....	58

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Planung und Ablauf des Vorhabens	10
Abbildung 2.1: Schaltenergievergleich der Cree 1.200V SiC-MOSFETs bei optimiertem Gatetreiber und 25°C	14
Abbildung 2.2: Schaltenergievergleich der Cree 1.200V SiC-MOSFETs bei optimiertem Gatetreiber und 150°C.....	14
Abbildung 2.3: Vergleich skaliertener Schaltverluste der 1.200V Cree SiC-MOSFETs bei 25°C	15
Abbildung 2.4: Vergleich skaliertener Schaltverluste der 1.200V Cree SiC-MOSFETs bei 150°C	15
Abbildung 2.5: Schaltenergievergleich von SiC und herkömmlichem Si bei 25°C	15
Abbildung 2.6: Schaltenergievergleich von SiC und herkömmlichem Si bei 150°C	15
Abbildung 2.7: Geöffnetes Cree XAS300M17BM2 SiC-Halbbrückenmodul	16
Abbildung 2.8: Cree XAS300M17BM2 interne Gatewiderstände in Nahaufnahme	17
Abbildung 2.9: Ausschaltvorgang des XAS300M17BM2 1.700V Moduls	17
Abbildung 2.10: Ein- und Ausschaltverluste des XAS300M17BM2 bei 1.000V	18
Abbildung 2.11: Vergleich eines XAS300M17BM2 und eines FF300R17KE4	18
Abbildung 2.12: Vergleich der Ausschaltverluste eines XAS300M17BM2 und eines FF300R17KE4	18
Abbildung 2.13: Minimal benötigte Chipfläche Szenario B für Cree XAS300M12BM2	22
Abbildung 2.14: Europäischer Wirkungsgrad Szenario B für Cree XAS300M12BM2	22
Abbildung 2.15: Europäischer Wirkungsgrad unipolarer HSS mit Schalter und Diode (S+D) und Diodenersatz (S+S) für Cree CAS100H12AM1	22
Abbildung 2.16: Vergleich Hart- (H) und Weichschalten (S) Cree XAS300M12BM2	23
Abbildung 2.17: Am KDEE entwickelter Treiber für SiC-Halbleiter	25
Abbildung 2.18: Fehlerhaftes Verhalten des Gates (Orange) und somit Abbau der Sperrspannung (Blau) und Leiten des Stroms (Rot)	30
Abbildung 2.19: Extreme Einschaltstromspitze aufgrund Rückwirkungen der DeSat-Beschaltung über den Gatetreiber auf das Gate	30

Abbildung 2.20: Aufbau des automatischen Teststands zur Halbleiterverlustbestimmung	31
Abbildung 2.21: MatLAB Software zur automatisierten Verlustmessung.....	32
Abbildung 2.22: Strommessung mit Rogowski-Spule	33
Abbildung 2.23: KDEE-Gatetreiber	33
Abbildung 2.24: Aufbau des 130kW Hochsetzstellers mit SiC-Modulen	39
Abbildung 2.25: Gesamtaufbau des 130kW Hochsetzstellersystems.....	40
Abbildung 2.26: Wirkungsgrad des 130kW HSS im Vergleich mit 65kW Varianten	41
Abbildung 2.27: Verlustleistung des 130kW HSS im Vergleich mit 65kW Varianten ...	41
Abbildung 2.28: Eingangsströme, kombinierter Strom und Eingangsleistung.....	42
Abbildung 2.29 – Prinzipschaltung zur Überwachung der Halbleiter bei der Messung der Robustheit gegenüber Höhenstrahlung.....	45
Abbildung 2.30: Eine Hauptplatine mit Sicherungen und Widerständen zur Überwachung der DUTs. Die kleineren PCBs in der Mitte können ersetzt werden um andere Halbleitertypen in unterschiedlichen Packages zu testen (diskrete TO-247/TO-220 wie hier gezeigt oder Substrate mit Testchips).....	46
Abbildung 2.31: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (600/650V Halbleiterschalter)	47
Abbildung 2.32: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (1200V Halbleiterschalter)	48
Abbildung 2.33: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (1700V Halbleiterschalter)	48
Abbildung 2.34: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (1200V/1700V Dioden) ..	49
Abbildung 2.35: Spannungsabhängige Ausfallrate von Si und SiC Halbleiterschaltern, normiert auf die gemessene Durchbruchspannung und Chipfläche.	50
Abbildung 2.36: Spannungsabhängige Ausfallrate auf Grund von SEB (Si-IGBT-A bei Raumtemperatur und 100°C).....	51
Abbildung 2.37: Spannungsabhängige Ausfallrate auf Grund von SEB (Si-IGBT-A bei Raumtemperatur und 100°C) Normiert auf gemessene temperaturabhängige Durchbruchspannung.....	52
Abbildung 2.38: Vergleich der Messdaten der Si CAL Diode (Si-Diode-A / Si-Diode-B) mit Messdaten aus [11].	53
Abbildung 2.39: Vergleich der Messdaten der SiC SBD (SiC-Diode-A) mit Messdaten aus [12].....	54

1. Kurzdarstellung

1.1. Aufgabenstellung und Ziele

Die vom Fachgebiet Elektrische Energieversorgungssysteme (EVS) am Kompetenzzentrum für Dezentrale Elektrische Energieversorgungstechnik (KDEE) der Universität Kassel durchgeführten Arbeiten im Rahmen des in diesem Bericht vorgestellten Teilvorhabens "Charakterisierung, Untersuchung der Höhenstrahlungsfestigkeit, Aufbau eines 100kW Hochsetzstellers" haben einen Beitrag zum Verbundvorhaben "Hochfrequenz-Hochstrom-Komponenten für den Einsatz in der Medizintechnik und Photovoltaik-Wechselrichtern der MW-Klasse" geleistet.

Ziel des Gesamtvorhabens war die Erschließung der Vorteile von SiC-Halbleitern für den Einsatz in höheren Leistungsbereichen und für Hochstromanwendungen. Neue Ansätze der Leistungselektronik sollten hierfür entwickelt und erprobt werden. Der Aufbau eines niederinduktiven Leistungsmoduls auf SiC-Basis sollte die Systemkosten der geplanten Stromrichter senken und die Energieeffizienz steigern. Gleichzeitig sollten jedoch weiterhin die Funktionalität, Lebensdauer und das Bauvolumen sichergestellt, bzw. verbessert werden.

Die Universität Kassel untersuchte im entsprechenden Teilvorhaben sowohl State-of-the-art SiC-Bauteile, als auch die im Projekt neu entstandenen SiC-Hochstrommodule. Eine umfassende Bauteildatenbank wurde erstellt und den Kooperationspartnern für weitere Berechnungen zur Verfügung gestellt. Die Untersuchung der Höhenstrahlungsfestigkeit von SiC-Bauteilen in einem Neutronenbeschleuniger belegten die gesetzten Ziele hinsichtlich der Zuverlässigkeitsanforderungen. Ein Demonstrator eines funktionsfähigen 100kW Hochsetzstellers unter Verwendung der im Projekt angefertigten SiC-Hochstrommodule und Vergleichsmessungen zu bekannten Halbleitermodulen schloss schließlich das Teilvorhaben ab.

1.2. Voraussetzungen unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde

Mit der Verfügbarkeit schnell schaltender Halbleiter auf Basis von SiC ergaben sich zum Antragszeitpunkt neue Möglichkeiten zur Gestaltung von Umrichtern mit höchster Effizienz bei geringeren Gerätekosten. Die Schalter auf Basis von Halbleitern mit hohem Bandabstand erlauben ein schnelles Schalten mit geringeren Schaltverlusten, eine Erhöhung der Taktfrequenz und der Halbleitertemperaturen. Daraus ergaben sich Potentiale zur Senkung von Gerätekosten, die trotz der bislang höheren Halbleiterpreise schon bei ersten Anwendungen genutzt werden können. Grund hierfür sind die Einsparungen bei den passiven Bauteilen, Gehäuse und Kühlkörpern, die diesen Mehraufwand rechtfertigen.

Zwei Anwendungen wurden in diesem Projekt ausgewählt, um das Potential der neuen Möglichkeiten zu demonstrieren und technologische Hürden zu überwinden:

- a) Umrichter für die Photovoltaik im MW-Bereich
- b) Ultrakompakte Umrichter für den Medizin-Bereich

Bei diesen Anwendungen waren große Volumen- und Materialeinsparungen zu erwarten und somit die Forschungsanstrengungen zu rechtfertigen. Mit Demonstratoren aus zwei Schlüsselbranchen sollte die Breitenwirkung der Projektergebnisse gesichert und die Forschungsaufwendungen gebündelt werden.

1.3. Planung und Ablauf des Vorhabens

Das Gesamtvorhaben wurde in sieben thematische Arbeitspakete unterteilt, die jeweils wiederum in zahlreiche Unterarbeitspakete unterteilt wurden. Die von der Universität Kassel bearbeiteten Unterarbeitspakete umschlossen dabei die in der nachfolgenden Grafik dargestellten Tätigkeiten. Der zeitliche Ablauf verzögerte sich, da die im Projekt zu fertigenden Module sich verspäteten. Hierdurch wurde auch der aufzubauende Demonstrator des 100kW-Hochsetzstellers später fertiggestellt.

1.4. Stand von Wissenschaft und Technik zum Antragszeitpunkt

Stand der Technik zum Zeitpunkt des Antrags waren Leistungsmodule mit traditionellen Bonddraht-Verbindungen. Die Bonddraht-Geometrie hat einen nicht zu vernachlässigende Induktivität, die besonders bei parallelgeschalteten Halbleitern zu Oszillationen im Schaltvorgang und somit zu erheblichen EMV Störungen führen kann. Untersuchungen an Semikron Standard 500A Halbbrücken-Modulen mit 6 parallel geschalteten SiC-Dioden belegen diesen Effekt. Bei jeder Schaltflanke traten Schwingungen auf, die nur durch eine deutlich Reduktion der Schaltgeschwindigkeit bedämpft werden konnten. Nur mit einer optimierten geometrischen Anordnung und einer symmetrischen und niederinduktiven Kontaktierung vieler paralleler Chips, wie sie die SKiN oder Embedding-Technologie ermöglicht, können die Vorteile der SiC-Halbleiter für Anwendungen mit hohen Strömen ausgeschöpft werden.

Speziell die niederinduktive Anbindung der Zwischenkreiskondensatoren zu den Leistungsmodulen stellte ein noch zu lösendes Problem dar. Ziel des Projektes war deshalb sowohl die Reduzierung der Eigeninduktivität der Kondensatoren selbst, als auch die der Verbindung zu den Leistungshalbleitern.

Durch hohe Schaltfrequenzen lassen sich bei Gleichspannungswandlern die Größe und Anzahl der passiven Bauelemente (Kondensatoren, Drosseln, Trafos) deutlich reduzieren, was für viele Anwendungen, so auch in der Medizintechnik ein großer Vorteil ist. Durch die vorteilhaften Eigenschaften von SiC-Bauelementen hinsichtlich geringer Schalt- und Durchlassverluste lässt sich die Verlustleistung um 30 bis 40 % reduzieren, was den Kühlaufwand reduziert und die Energieeffizienz verbessert.

Die Spitzenwirkungsgrade von PV-Wechselrichtern bewegten sich zum Zeitpunkt des Antrags im Bereich von 98% bis 99% bei typischen Schaltfrequenzen von 16kHz (kW-Klasse) bis 3kHz (MW-Klasse). In der kW-Klasse wurden bereits neue Schalter auf SiC-Basis eingesetzt. Dadurch sind Spitzenwirkungsgrade von 99% und mehr erreicht worden.

In der MW-Klasse war der Einsatz von Si-Leistungshalbleitern üblich. Im Punkt maximaler Leistung, dem sogenannten MPP, war die Spannung geringer. Die PV-Wechselrichter wurden überwiegend in diesem Arbeitspunkt betrieben. Die Wechselrichter mussten jedoch auf die maximale Spannung ausgelegt werden, auch wenn diese nicht dauerhaft auftritt. Wurden typischerweise Leistungshalbleiter mit einer nominalen Sperrspannung von 1200V eingesetzt, müssen künftig bei Dauerspannungen von 1000V oder mehr ggf. Leistungshalbleiter mit einer Sperrfähigkeit von 1700V und

2500V eingesetzt oder/und Reihenschaltungen realisiert werden. Dadurch verschlechtert sich der Wirkungsgrad der PV-Wechselrichter jedoch zunächst. Die in üblichen Leistungsmodulen wirksame Streuinduktivität wird im Wesentlichen durch die konventionelle Anordnung der Leistungsterminals und die Bonddrähte bedingt und führt bereits bei diesen Schaltern zu deutlichen Überspannungen. Dadurch müssen ggf. Leistungshalbleiter höherer Sperrfähigkeit eingesetzt werden als die Applikation vorgibt.

1.5. Vernetzung und Zusammenarbeit

In Kooperation mit der Firma Semikron und SMA untersuchte das KDEE/EVS Fragestellungen bzgl. der Gatetreiber und der allgemeinen Modulgeometrie von Leistungsmodulen. Zusammen mit dem Fraunhofer IZM sollten neben den von Semikron entwickelten SKiN-Modulen auf Module unter Verwendung von Embedding-Technologien vermessen und schließlich im Hochsetzsteller getestet werden.

Zusammen mit SMA wurde ein neuartiger und für SiC-Hochstrommodule optimierter Gatetreiber in Betrieb genommen und umfangreich getestet. Hierbei wurden auch Vergleichsmessungen mit institutseigenen Gatetreibern vorgenommen und die Ergebnisse ausgetauscht.

Die Leistungskondensatoren der Firma EPCOS/TDK wurden schließlich ebenfalls untersucht, mit alternativen Aufbauten verglichen und im endgültigen Demonstrator eingesetzt.

1.6. Veröffentlichungen

Nöding, C.; Kazanbas, M.; Araújo, S.; Zacharias, P., „Towards High Power Ratings: Prospects and Challenges of SiC Technology“, PCIM 2015 Nürnberg

Felgemacher, C.; Araújo, S.; Zacharias, P.; Nesemann, K.; Gruber, A., „Cosmic Radiation Ruggedness of Si and SiC Power Semiconductors“, IEEE ISPSD 2016

Felgemacher, C.; Araújo, S.; Zacharias, P., „Benefits of increased cosmic radiation robustness of SiC semiconductors in large power-converters“, PCIM 2016 Nürnberg

2. Eingehende Darstellung

2.1. Überblick über die durchgeführten Arbeiten

Die von der Universität Kassel durchgeführten Arbeiten lassen sich grob in zwei Schwerpunkte einordnen:

Im ersten Schwerpunkt wurden topologische Fragestellungen zur optimalen Ausnutzung von SiC-Hochstrom-Leistungsmodulen betrachtet und umfangreiche Topologievergleiche angestellt. Hierbei wurden zudem State-Of-The-Art SiC-Module anderer Hersteller betrachtet und mit den im Projekt aufzubauenden Modulen verglichen. Schlussendlich wurde ein 100kW-Hochsetzsteller als Demonstrator aufgebaut und vermessen.

Der zweite Schwerpunkt umfasste die Zuverlässigkeit von SiC-Hochstrommodulen. Hierfür wurden beschleunigte Alterungstests unter Verwendung eines Neutronenbeschleunigers durchgeführt und verschiedene Halbleiter miteinander verglichen. Die hierbei gewonnenen Aussagen helfen bei der Abschätzung der Zuverlässigkeit von Hochleistungsstromrichtern bei Verwendung von SiC aber auch herkömmlichem Si.

2.2. Spezifikation und Topologieauswahl

Die Anwendung schnellschaltender und hochstromfähiger SiC-MOSFETs sowohl für die photovoltaische als auch medizintechnische Anwendung ist das Ziel des Projekts „HHK“. Neben der Umwandlung von Gleichstrom in Wechselstrom ist auch die Erhöhung einer Gleichspannung für das Projekt „HHK“ in Form eines Hochsetzstellers von Bedeutung. Diese Spannungserhöhung kann auf vielfältigste Weise durchgeführt werden, sodass zunächst eine Recherche bekannter und für das Projektziel geeigneter Schaltungsvarianten durchgeführt wird. Dabei werden sowohl weichschaltende als auch hartschaltende Topologien berücksichtigt, um die Auswirkungen auf SiC-Halbleiter bewerten zu können. Anhand detaillierter Berechnungen auf Basis von gemessenen Halbleitereigenschaften werden einzelne Schaltungen miteinander verglichen und schließlich

ein Vorschlag einer optimalen Schaltungsvariante für den Einsatz mit SiC Hochstrommodulen ausgesprochen.

2.2.1. Halbleiter-Voruntersuchungen

Zunächst wurden bereits verfügbare SiC-Halbleitermodule der Firma Cree innerhalb einer Kommutierungszelle vor allem in Bezug auf ihre dynamischen Eigenschaften untersucht. Hierfür wurden die Halbleitermodule CAS100H12AM1, XAS300M12BM2 und XAS300M17BM2 innerhalb einer Kommutierungszelle bei unterschiedlichen Strömen, Spannungen und Temperaturen betrachtet und bewertet.

2.2.1.1. Vergleichsuntersuchung verschiedener Cree 1.200V SiC-Module

Die 1200V-Halbbrückenmodule wurden bei 750V und 25°C mit entsprechenden Stromwerten vermessen, um deren Schaltenergien und -geschwindigkeit miteinander vergleichen zu können:

$$V_{DS}=750V, V_{GS}=-5/+20V, T_C=25^\circ C$$

Zur Bestimmung der optimalen Gate-Konfiguration wurde die Grenze der Überspannung des Schalters und der Diode auf 1.100V festgelegt.

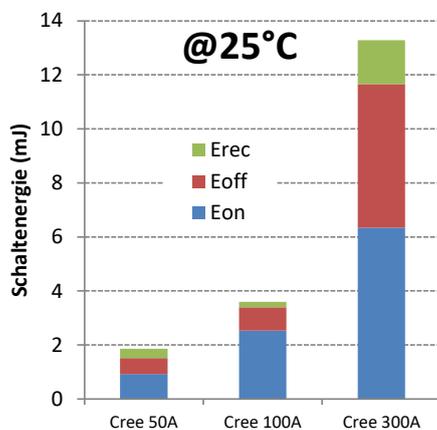


Abbildung 2.1: Schaltenergievergleich der Cree 1.200V SiC-MOSFETs bei optimiertem Gatetreiber und 25°C

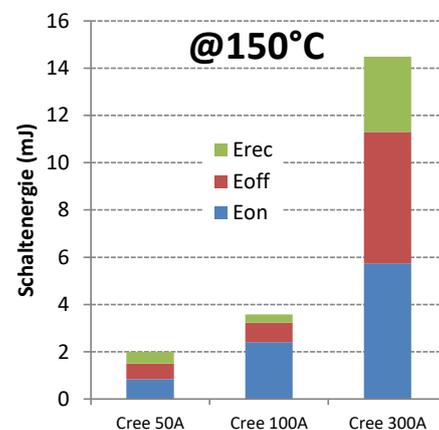


Abbildung 2.2: Schaltenergievergleich der Cree 1.200V SiC-MOSFETs bei optimiertem Gatetreiber und 150°C

Tatsächlich besteht das 300A-Modul insgesamt aus sechs parallelgeschalteten 50A-Chips. Deswegen entspricht das di/dt beim Einschaltvorgang auch näherungsweise dem sechsfachen Wert eines einzelnen Chips und rechtfertigt eine Hochskalierung der Schaltverluste.

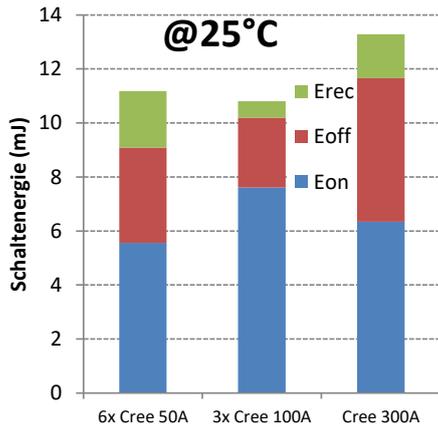


Abbildung 2.3: Vergleich skalierter Schaltverluste der 1.200V Cree SiC-MOSFETs bei 25°C

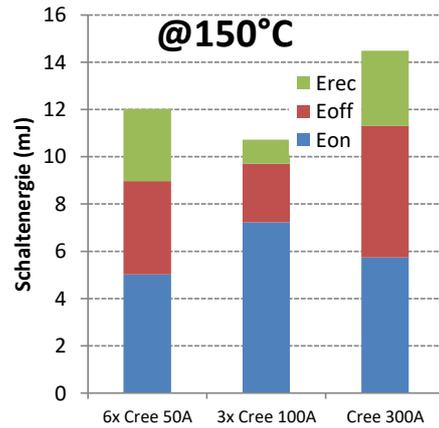


Abbildung 2.4: Vergleich skalierter Schaltverluste der 1.200V Cree SiC-MOSFETs bei 150°C

Im direkten Vergleich des 100A und 300A MOSFET-Moduls zeigt sich, dass durch die eingefügten internen Gatewiderstände zur Strom-Symmetrierung die Performance des 300A Moduls reduziert wird. Könnten diese Maßnahmen zur Stromsymmetrierung reduziert oder vermieden werden, wären bis zu 20% geringere Schaltverluste möglich. Als Vergleich zu herkömmlichen Si-Halbleitern wurde ein 1.200V/300A Halbleiter-Modul von Semikron (SKM300GB12T4) untersucht. Die nachfolgenden Grafiken zeigen, dass dieses Modul bei Raumtemperatur mehr als die 5-fachen Schaltverluste im Vergleich zu SiC aufweist.

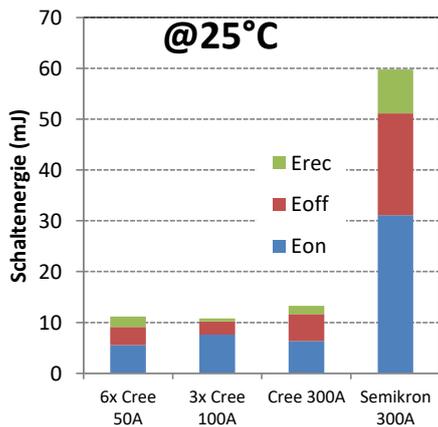


Abbildung 2.5: Schaltenergievergleich von SiC und herkömmlichem Si bei 25°C

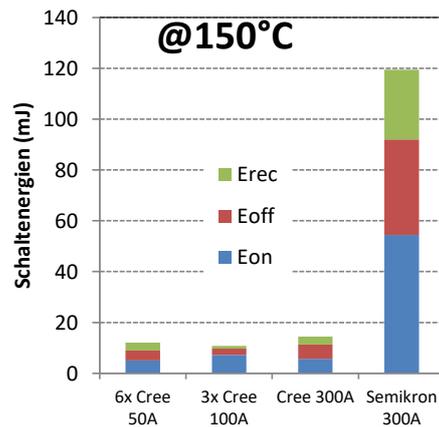


Abbildung 2.6: Schaltenergievergleich von SiC und herkömmlichem Si bei 150°C

Ferner wurden die Schaltverluste des 1.200V/100A SiC Moduls bei verschiedenen Temperaturen vermessen. Die Einschaltverluste sinken mit steigender Temperatur aufgrund eines positiven Temperaturkoeffizienten, während sich die Ausschaltverluste nahezu unabhängig von der vorherrschenden Chiptemperatur zeigen. In der nachfol-

genden Tabelle werden abschließend die Chipflächen und Leitwiderstände der 1.200V Module skaliert auf das 300-Modul verglichen.

Device	Gesamtfläche		Skalierung auf 300A		Rdson @ 25°C
	Schalter	Diode	Schalter	Diode	
CCS050M12CM2	26,0	24,0	156,1	144,1	4,2
CAS100H12AM1	52,1	47,4	156,2	142,3	5,3
XAS300M12BM2	160,8	144,1	160,8	144,1	4,2

2.2.1.2. Untersuchung des Cree XAS300M17BM2 1.700V/300A Moduls

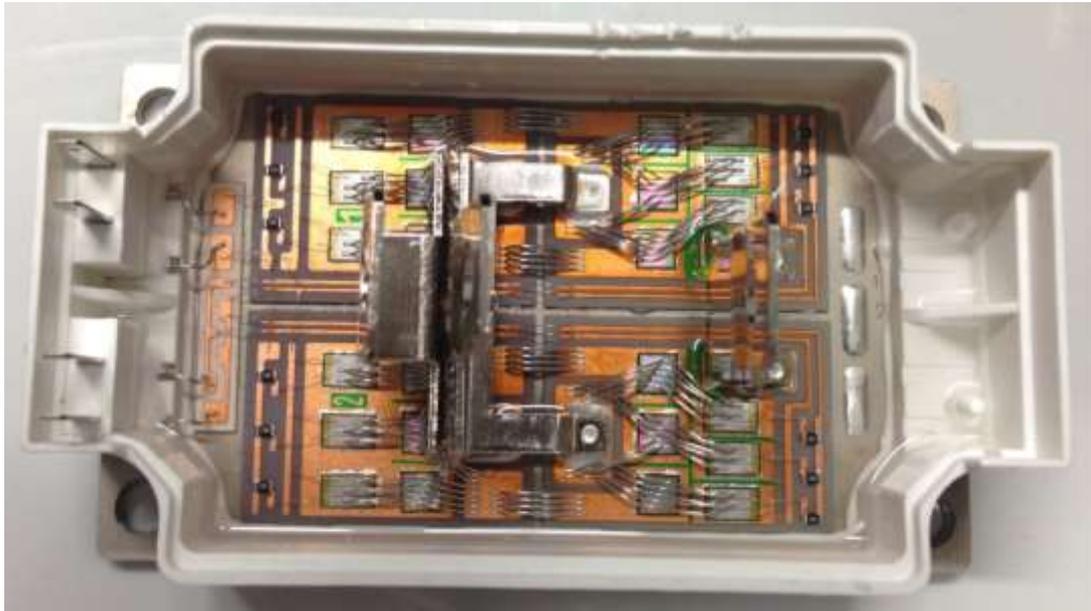


Abbildung 2.7: Geöffnetes Cree XAS300M17BM2 SiC-Halbbrückenmodul

Stellvertretend für weitere Module sollen an dieser Stelle die Ergebnisse der Untersuchungen am Cree XAS300M17BM2 dargestellt werden. Weiterführende Untersuchungsergebnisse wurden in einem umfassenden internen Projektbericht dokumentiert und den Kooperationspartnern zur Verfügung gestellt.

Die gemessene gesamte Streuinduktivität des Aufbaus mit dem 1.700V-Modul beträgt gegenüber den 38nH des 1.200V-Moduls nun lediglich 30nH. Die Gatekonfiguration wurde so eingestellt, dass eine maximale Spannung von 1.600V nicht überschritten wurde. Die grundsätzliche Konfiguration für die Tests wurde wie folgt gewählt:

$$V_{DS}=1.000V, V_{GS}=-5/+20V, T_C=25^{\circ}C / 150^{\circ}C$$

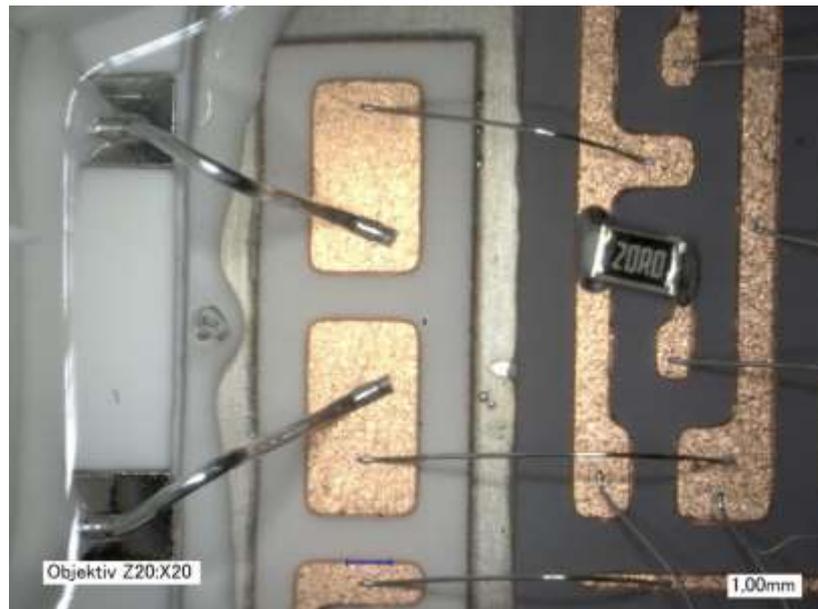


Abbildung 2.8: Cree XAS300M17BM2 interne Gatewiderstände in Nahaufnahme

Der effektive Gate-Widerstand besteht aus dem Chip-Widerstand, internen Symmetrier-Widerständen im Modul (Abbildung 2.8) und dem eigentlichen externen Gate-Widerstand auf dem Gate-Treiber. Trotz eines externen Gatewiderstands von $0\ \Omega$ war die maximale Überspannung auf der DCB lediglich 1.400V, wie im nachfolgenden Bild zu sehen ist. Der resultierende Gate-Kreis-Widerstand belief sich auf $21,3\ \Omega$. Somit begrenzt der Modulaufbau selbst die Performance des Moduls.

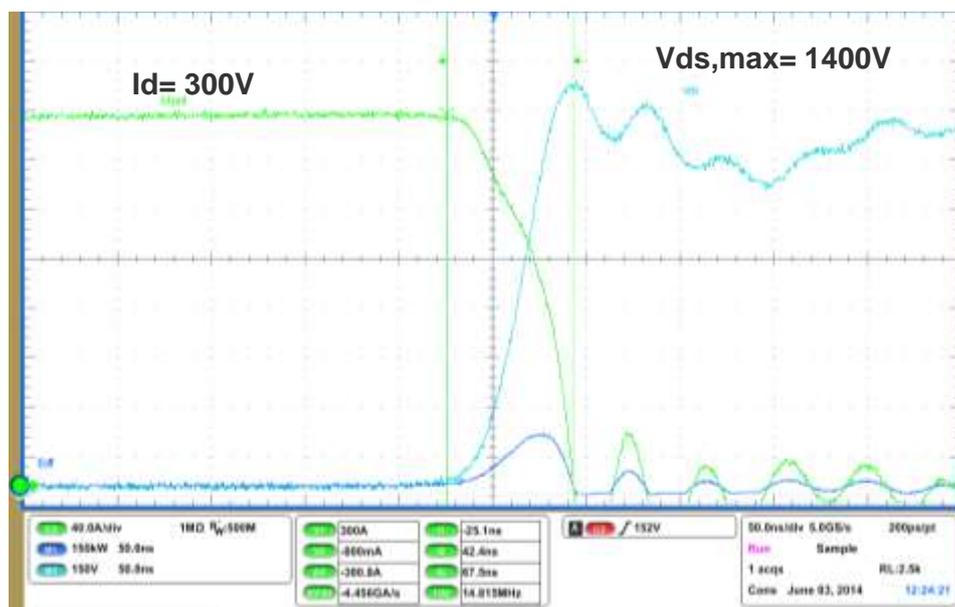


Abbildung 2.9: Ausschaltvorgang des XAS300M17BM2 1.700V Moduls

Die nachfolgende Abbildung zeigt die Schaltverluste bis 300A@150°C. Besonders das Diodenverhalten unterscheidet sich im Vergleich zum XAS300M12BM2.

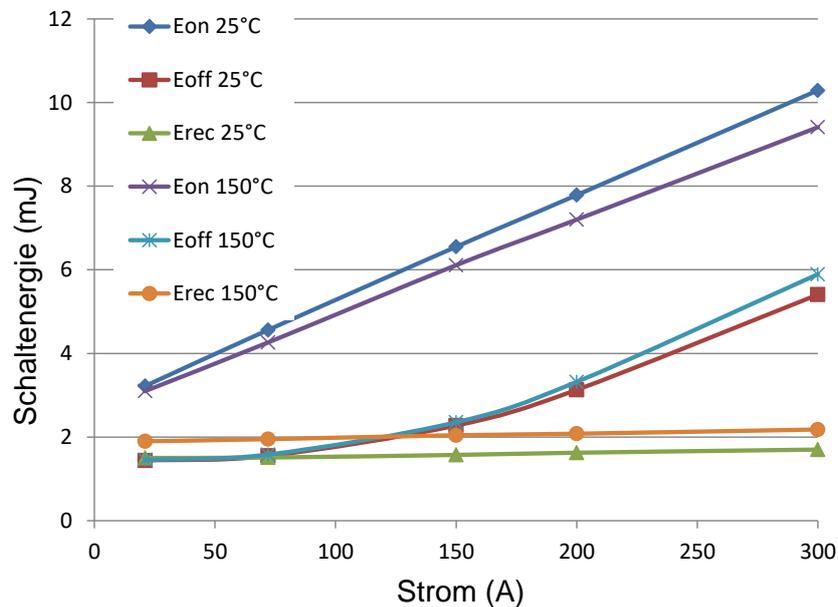


Abbildung 2.10: Ein- und Ausschaltverluste des XAS300M17BM2 bei 1.000V

Um auch hier einen Vergleich zwischen etablierter Si- und neuer SiC-Technologie anstellen zu können, wurde ein herkömmliches Infineon FF300R17KE4-Modul vermessen. Dieses Modul besitzt die 11-fachen Schaltverluste bei 25°C und ca. 19-fache Verluste bei 150°C im Vergleich zum 1.700V SiC-Modul.

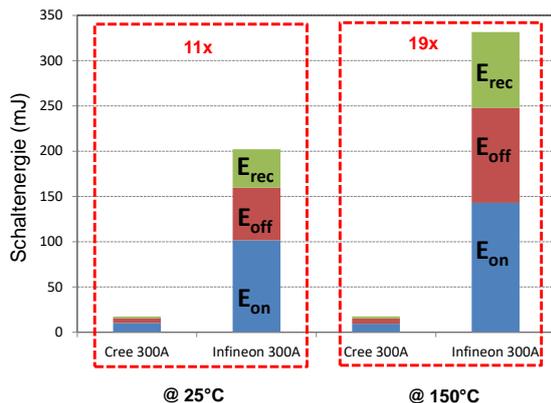


Abbildung 2.11: Vergleich eines XAS300M17BM2 und eines FF300R17KE4

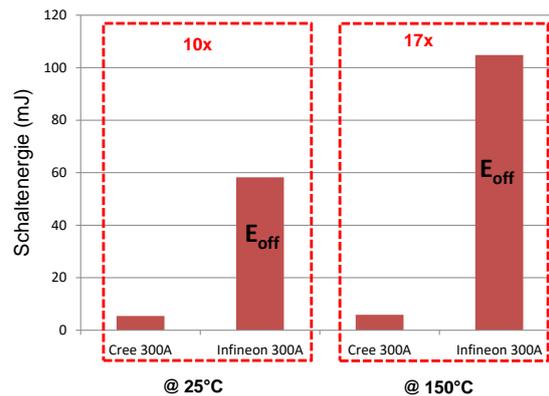


Abbildung 2.12: Vergleich der Ausschaltverluste eines XAS300M17BM2 und eines FF300R17KE4

2.2.2. Spezifikation des DC/DC-Wandlers

Im Laufe des Projekts HHK wurden die Randbedingungen in Bezug auf die Gesamtleistung und Spannungen für die angestrebte PV-Anwendung nach unten korrigiert. Zielte das Projekt anfangs auf eine Nennleistung von 833kW pro Einzeleinheit und Phase, so wurde dies Anfang 2014 auf 65kW pro Einzeleinheit und Phase herabgesetzt. Da bereits Berechnungen für 833kW durchgeführt wurden, sind für diesen Bericht somit zwei Spezifikationen zu nennen, die im Folgenden als Spezifikation A und B unterteilt betrachtet werden.

Gemeinsame Randbedingungen

Geteilter Ausgang: nicht zwingend erforderlich
Kühlungsstrategie: Luftkühlung, 105°C 2mm unterhalb der KK-Oberfläche
Maximale Chiptemperatur: 145°C

Spezifikation A.1/A.2

Eingangsspannungsbereich: A.1: 600V ... 1.000V, bzw. A.2: 900V...1.500V
Ausgangsspannung: 1.500V
Nennleistung: 833kW (+10% bei $T_{amb}=25^{\circ}C$) pro Einheit und Phase

Spezifikation B

Eingangsspannungsbereich: 540V ... 870V
Ausgangsspannung: 870V
Nennleistung: 65kW (+10% bei $T_{amb}=25^{\circ}C$) pro Einzeleinheit und Phase

Nicht spezifizierte Eigenschaften wie z.B. die Schaltfrequenz oder die Anzahl an parallelgeschalteten Halbleitermodulen werden als Freiheitsgrade für die spätere Berechnung betrachtet und als Ergebnis der Untersuchung im späteren Teil dieses Berichtes diskutiert.

2.2.3. Topologierecherche

Zur Ermittlung einer für SiC-Hochstrom-MOSFETs geeigneten Schaltung sollen zunächst all jene Schaltungsvarianten ausgeschlossen werden, die für HHK aufgrund ihrer Grundstruktur definitiv keine Anwendung finden. Hierzu zählen sämtliche DC/DC-Wandler mit magnetischer Energieübertragung (z.B. HF-Transformator). Da das Projekt keine galvanische Trennung fordert erhöhten die zusätzlichen magnetischen Bauelemente das Volumen, die Komplexität als auch die Verluste. Ebenfalls nicht betrachtet werden Schaltungen mit komplexen Zwischenkreisen. Hierunter zählen z.B. Schaltungen mit kaskadierten oder verschachtelten Halbleitern. Auch all jene Schaltungen entfallen, die keine direkte PWM-Modulation erlauben und z.B. nur über Frequenzmodulation betrieben werden können. Große Kondensatoren wie z.B. bei Sheppard-Taylor- oder KY-Konvertern sind ebenfalls ein direktes Ausschlusskriterium als auch Schaltungen mit einer hohen Anzahl an aktiven Schaltern im Zwischenkreis. Im Folgenden werden lediglich Schaltungen mit einer Topologie betrachtet, die nicht die zuvor genannten Ausschlusskriterien besitzen. Details zu den nachfolgend beschriebenen Topologievarianten sind in einem internen Bericht festgehalten und werden hier nicht detailliert betrachtet.

2.2.4. Detailuntersuchung DC/DC-Topologien

2.2.4.1. Annahmen für Berechnungen

Insgesamt werden drei Halbleitermodule für die Berechnung berücksichtigt. Als Referenz zu herkömmlicher Halbleitertechnik wird ein 1200V/1400A Siliziummodul von Infineon (FF1400R12IP4) herangezogen. Dieses Halbbrückenmodul besitzt pro Schalter insgesamt 12 Halbleiterchips mit einer Strombelastbarkeit von je 116A. Unter Verwendung der Demac Nikon TG221 Wärmeleitpaste mit 4W/mK und einer Schichtdicke von 60 μ m ergibt sich bei diesem Modul ein thermischer Widerstand von 32,47K/kW für einen IGBT. Als zum Zeitpunkt der Berechnungen auf dem freien Markt erhältliches SiC-Halbbrückenmodul wird ein 1200V/100A SiC-Modul von Cree (CAS100H12AM1) bei den Berechnungen untersucht.

Dieses Modul besitzt insgesamt 5 Halbleiterchips pro Schalter und besitzt mit zuvor genannter Wärmeleitpaste einen thermischen Widerstand von 244,63K/kW pro MOSFET. Als Funktionsmuster verfügbares SiC-Modul werden schließlich zwei 300A Halbbrückenmodule von Cree mit jeweils 1200V und 1700V Sperrspannungsfähigkeit und 6 Halbleiterchips pro Schalter untersucht (XAS300M12BM2 und

XAS300M17BM2). Hier liegt der thermische Widerstand bei 77,31K/kW (1200V) und 71,31K/kW (1700V) pro MOSFET. Für die Bewertung der Spezifikation B mit reduzierter Leistung wird zudem ein 1200V/300A Silizium-Halbbrückenmodul von Infineon (FF300R12ME4) mit jeweils 3 Halbleiterchips pro Modul verwendet. Hier liegt der thermische Widerstand pro IGBT bei 125,98K/kW. Tabelle 2.1 zeigt die jeweiligen Eigenschaften der Halbleitermodule als Übersicht.

Tabelle 2.1: Übersicht verwendeter Halbleitermodule

Name	U_{Nenn} I_{Nenn}	Anzahl Chips	A_{Chip} Schalter	A_{Chip} Diode	R_{th} Schalter	R_{th} Diode
Infineon FF1400R12IP4	1200V/1400A	2x12	109,28mm ²	51,10mm ²	32,47K/kW	56,67K/kW
Infineon FF300R12ME4	1200V/300A	2x3	106,63mm ²	58,75mm ²	125,98K/kW	197,98K/kW
Cree CAS100H12AM1	1200V/100A	2x5	19,27mm ²	11,26mm ²	244,63K/kW	374,63K/kW
Cree XAS300M12BM2	1200V/300A	2x6	26,80mm ²	24,94mm ²	77,30K/kW	78,31K/kW
Cree XAS300M17BM2	1700V/300A	2x6	30,17mm ²	38,16mm ²	71,305K/kW	62,31K/kW

Die Auslegung der Drosseln der jeweiligen Hochsetzstellertopologien ist auf den unipolaren Hochsetzsteller insofern bezogen, dass sich ein lückender Strom beim unipolaren Hochsetzsteller bei minimaler Eingangsspannung einstellt.

2.2.4.2. Ergebnisse für Szenario B

Die nachfolgenden Ergebnisse wurden für alle drei Szenarien A1, A2 und B und verschiedene Halbleiterschalter durchgeführt, werden aber in diesem Bericht stellvertretend lediglich für Szenario B und den Cree XAS300M12BM2 dargestellt. Detailinformationen sind in einem internen Projektbericht aufgeführt.

Vergleich hartschaltender Topologien

Jede Halbleitertopologie wurde hierzu mit einer institutseigenen Analysesoftware berechnet und für den jeweils verwendeten Halbleiter speziell optimiert. Als Ergebnis der Untersuchungen werden im Folgenden grafische Darstellungen der minimal benötig-

ten Chipfläche, der berechneten Verlustleistung und des europäischen Wirkungsgrades über die Schaltfrequenz der einzelnen Halbleiterkonfigurationen präsentiert.

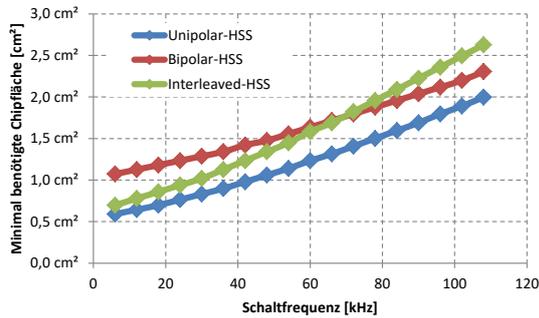


Abbildung 2.13: Minimal benötigte Chipfläche Szenario B für Cree XAS300M12BM2

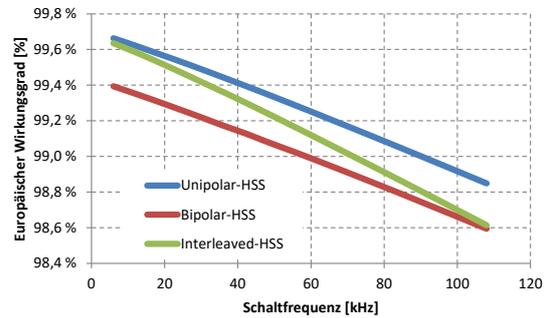


Abbildung 2.14: Europäischer Wirkungsgrad Szenario B für Cree XAS300M12BM2

Vergleich unipolar Hochsetzsteller mit SiC-Schalter als Diodenersatz

Als eine Möglichkeit der Verlusteinsparung bei einem Hochsetzsteller erscheint der Austausch der notwendigen Ausgangsdiode durch einen SiC-MOSFET. Herkömmliche Leistungsdioden besitzen einen stromabhängigen Spannungsabfall, der im Vergleich zu SiC-MOSFETs vor allem im Teillastbereich höhere Verluste verursacht. Während eine Si-Diode vor allem im Teillastbereich stark nichtlinear und bis zu 0,7V höher als ein SiC-MOSFET verläuft, so stellt sich der stromabhängige Spannungsabfall des SiC-MOSFETs vollständig linear dar. Einsparungen im Teillastbereich erscheinen somit möglich, sodass vor allem der europäische Wirkungsgrad verbessert werden könnte.

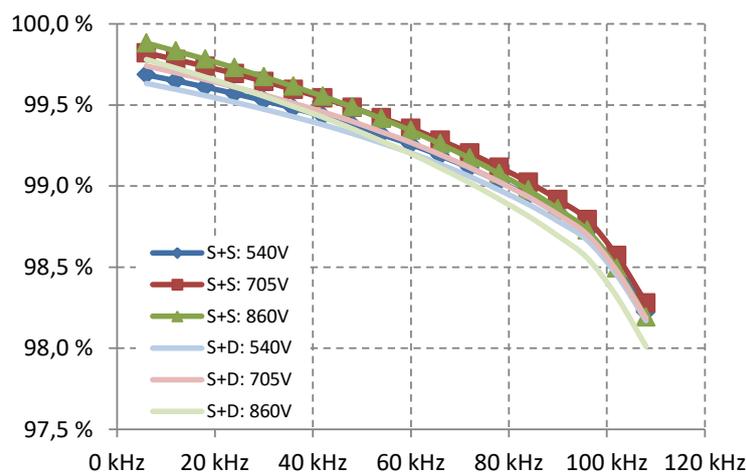


Abbildung 2.15: Europäischer Wirkungsgrad unipolarer HSS mit Schalter und Diode (S+D) und Diodenersatz (S+S) für Cree CAS100H12AM1

Vergleich Hart- und Weichschaltend

Durch die im internen Projektbericht dokumentierten Maßnahmen zur Reduzierung von Schaltverlusten kann die Energie im Schaltmoment eines Schalters reduziert werden. Im Nachfolgenden sollen die Auswirkungen des verlustreduzierten Abschaltens sowohl für Si-IGBTs als auch SiC-MOSFETs für die verschiedenen Hochsetzstellertopologien untersucht werden. Hierzu wird eine um 50% reduzierte Schaltverlustenergie beim Abschaltvorgang angenommen, was z.B. durch Zero-Voltage-Switching (ZSV) beim Abschalten erreicht werden kann.

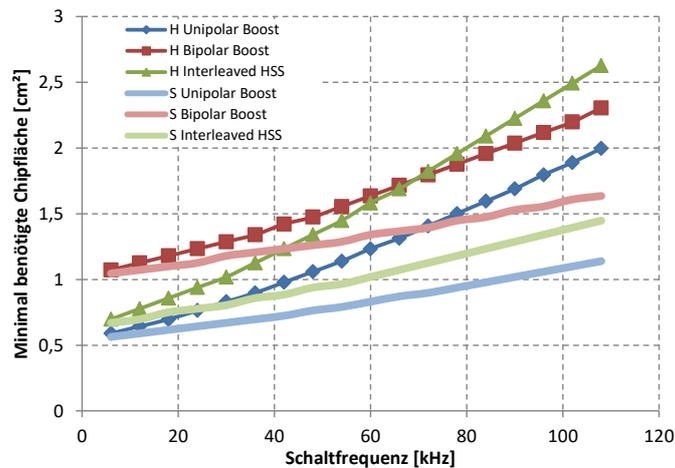


Abbildung 2.16: Vergleich Hart- (H) und Weichschalten (S) Cree XAS300M12BM2

Vergleich weichschaltender Topologien

Die im internen Bericht vorgestellten Topologien für weiches Schalten wurden nicht detailliert berechnet, sondern lediglich anhand von Bewertungsfaktoren miteinander verglichen. Hierzu zählen unter anderem Anzahl der Haupt- und Hilfselemente (Drosseln, Kondensatoren), Anzahl an Halbleiterschaltern und Dioden, Spannungs- und Strombelastung der Schalter und Dioden, Schaltentlastungsart und das technische Risiko für eine Realisierung. Die Ergebnisse des Topologievergleichs sind in Anhang A aufgeführt. Da weiches Schalten den Ergebnissen der genannten Kapitel zufolge bei niedrigen Schaltfrequenzen lediglich für Silizium-Bauelemente und erst ab 60kHz für SiC-Bauelemente sinnvoll erscheint werden die schaltentlastenden Maßnahmen für HHK nicht weiter verfolgt.

2.2.5. Zusammenfassung

Die hochfrequente Serien-Parallel-Schaltung zweier PV-Generatoren erscheint sowohl beim Chipflächenbedarf als auch dem europäischen Wirkungsgrad als eine gute Alternative zu herkömmlichen Hochsetzstellerschaltungen. Da Aufgrund der Serienschaltung zweier PV-Strings ggfs. spezielle Anpassungen am Generator (z.B. hinsichtlich der Modulisolation) vorgenommen werden müssen, kann unter Umständen nicht auf diese Schaltung zurückgegriffen werden. In diesem Fall bietet der bipolare Hochsetzsteller einen guten Kompromiss zwischen Chipflächenbedarf, Verlusten und Drosselbauvolumen, da unter anderem ein zusätzlicher stromrippelfreier Zustand verfügbar ist. Der unipolare Hochsetzsteller erlaubt bei höheren Verlusten und größerer Drossel eine ähnliche Chipflächenausnutzung im Vergleich zum bipolaren Hochsetzsteller, während die interleaved arbeitende Variante leicht geringere Verluste bei höherem Chipflächenbedarf als der unipolare Hochsetzsteller erlaubt.

Beim Vergleich von 1.700V SiC-MOSFET-Bestückung des unipolaren Hochsetzstellers zeigt sich zur 1.200V Auslegung des bipolaren Hochsetzstellers, dass 1.700V Bauteile sinnvoll eingesetzt werden könnten. Sowohl die benötigte minimale Chipfläche ist geringer als beim bipolaren Hochsetzsteller als auch die maximalen Verluste. Der europäische Wirkungsgrad ist ebenfalls durchgängig besser als bei der Ausführung mit 1.200V Halbleitern.

Der Ersatz der Ausgangsdiode des Hochsetzstellers durch einen aktiven Schalter in Form eines SiC-MOSFETs erscheint bei Betrachtung der Diodenkennlinie im Vergleich zur MOSFET-Kennlinie sinnvoll. Im Detailvergleich zeichnet sich jedoch ab, dass lediglich bei höheren Eingangsspannungen ein positiver Effekt auf den europäischen Wirkungsgrad erkennbar ist. Der geringe Nutzen im Vergleich zum zusätzlichen Aufwand für einen aktiven Schalter (Gatetreiber, Schutzmaßnahmen, isolierte Spannungsversorgung) rechtfertigt daher nicht den Einsatz eines weiteren SiC-MOSFETs als Diodenersatz.

Vergleicht man die errechneten minimalen Chipflächen so ist erkennbar, dass eine Schaltentlastung vor allem bei Si-IGBTs sinnvoll erscheint. Hier ist bei Szenario A bereits bei 3kHz eine Chipflächenreduzierung um 25cm^2 beim unipolaren, bipolaren oder interleaved arbeitenden Hochsetzsteller möglich. Bei SiC-Halbleitern erscheint eine Schaltentlastung erst bei deutlich höheren Schaltfrequenzen sinnvoll. So kann man bei Szenario A erst ab 60kHz eine Einsparung von teilweise 7cm^2 erkennen. Im Vergleich zu den Si-IGBTs erscheint diese Ersparnis jedoch gering. Bei Szenario B verringert sich die Einsparung an Chipfläche zudem erheblich, sodass bei Si-IGBTs nun weniger als

1cm² durch weiches Schalten eingespart werden können, während bei SiC-MOSFETs ab 60kHz lediglich 0,5cm² Einsparung erkennbar ist. Aufgrund der im Vergleich zu Si-IGBTs sehr geringen Schaltverluste erscheint für SiC-Halbleiter eine Schaltentlastung somit unvorteilhaft, da zusätzliche Kosten für das Entlastungsnetzwerk anfallen und der schaltungstechnische Aufwand den Nutzen nicht rechtfertigt. Dies spricht vor allem für niederinduktive Halbleitermodule, da das harte Schalten durch eine niederinduktive Anbindung verbessert werden und die Schaltgeschwindigkeit weiter gesteigert werden kann.

2.3. Konzeptstudien Modul, Kondensator, Treiber und Systemintegration

2.3.1. Gatetreiberdesign

Der Einsatz schnellschaltender Halbleiter erfordert ebenfalls eine angepasste Gatetreiberbeschaltung. Stellen sich bei herkömmlichen IGBTs Flankensteilheiten von 1kV/μs bis 5kV/μs und bis zu 10kA/μs ein, so erhöhen sich die Steilheiten bei Einsatz von Wide-Band-Gap Halbleitern um ein Vielfaches. Herkömmliche Treiber-ICs besitzen eine typische du/dt-Resistenz von 30 bis 50kV/μs. Da moderne SiC-Halbleiter Spannungsflanken mit bis zu 100kV/μs erzeugen können, führt dies zu Störungen innerhalb der Treiberbausteine, was neben ungewolltem Schaltverhalten der ICs bis hin zu Defekten führt.



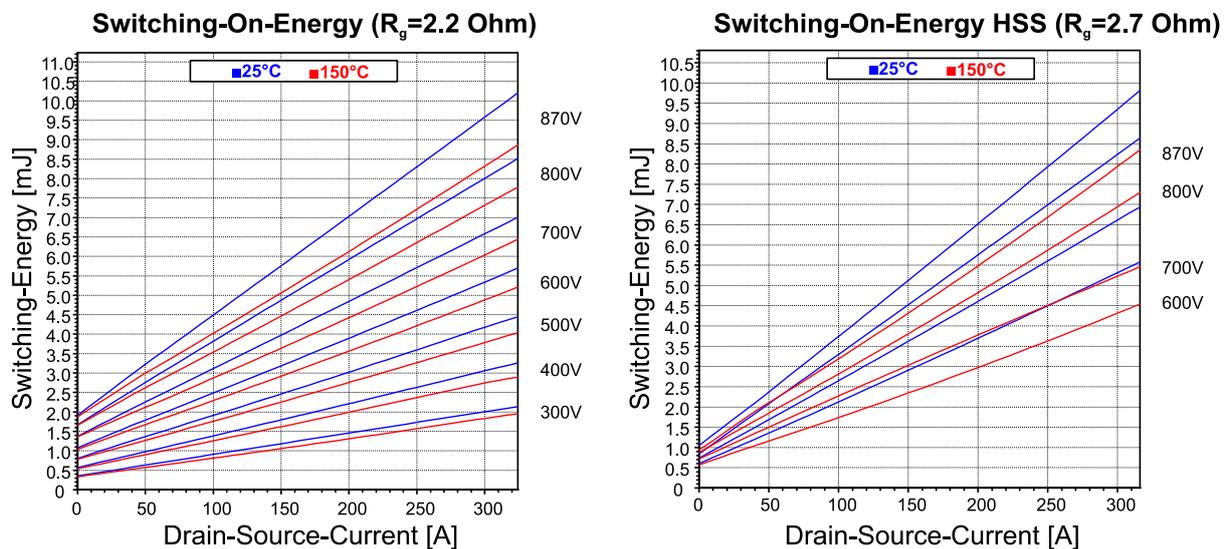
Abbildung 2.17: Am KDEE entwickelter Treiber für SiC-Halbleiter

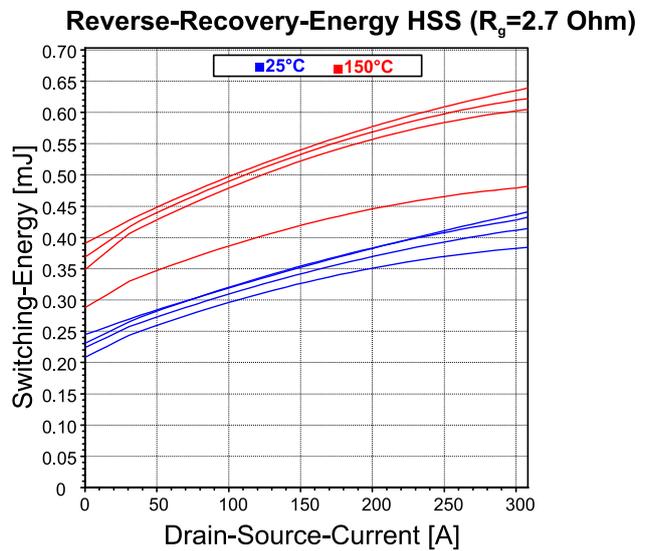
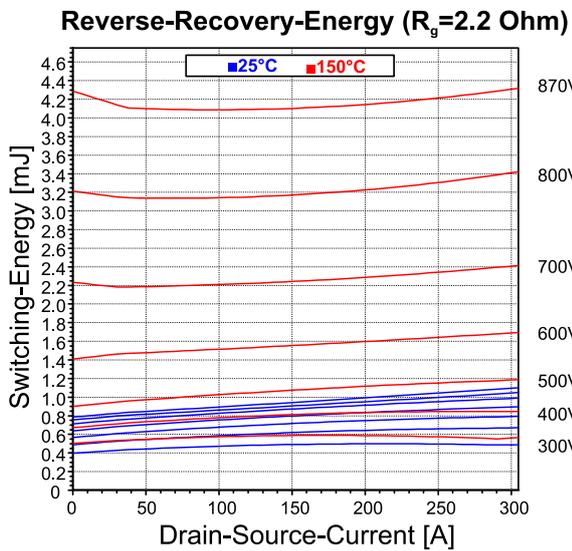
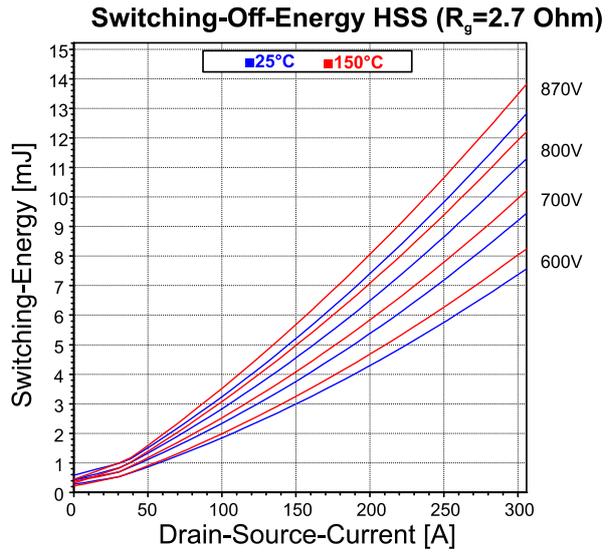
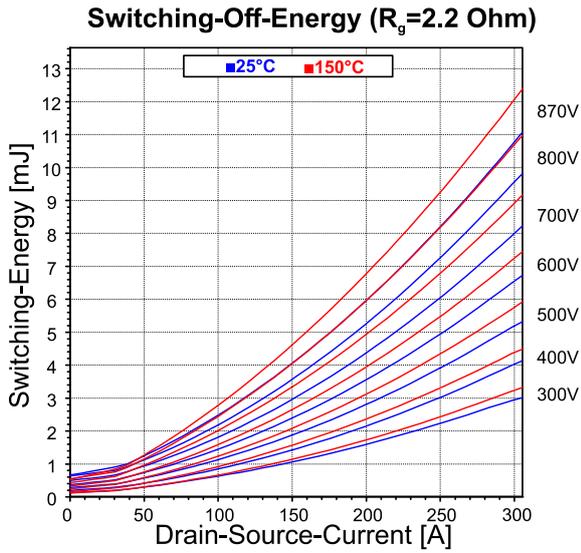
Am KDEE wurde daher ein robustes Gatetreiber-Design auf Basis des Infineon EiceDrivers und einer IXYS IXDD614PI Endstufe entwickelt. Dabei dient der EiceDriver sowohl als galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärseite, als auch als Pegelwandlung. Der IXYS-Treiber stellt schließlich den benötigten hohen Strom für das Umladen der Gates selbst größerer 400A SiC-MOSFET-Module.

Innerhalb der Kommutierungszelle wurden verschiedenste Treiberkonfigurationen und Gatewiderstands-Beschaltungen untersucht und sowohl für die SiC-Halbleiter von Cree als auch Semikron ideale Gatebeschaltungen empirisch ermittelt.

2.3.2. Charakterisierung des Cree XAS300M12BM2 1.200V/300A SiC-Moduls

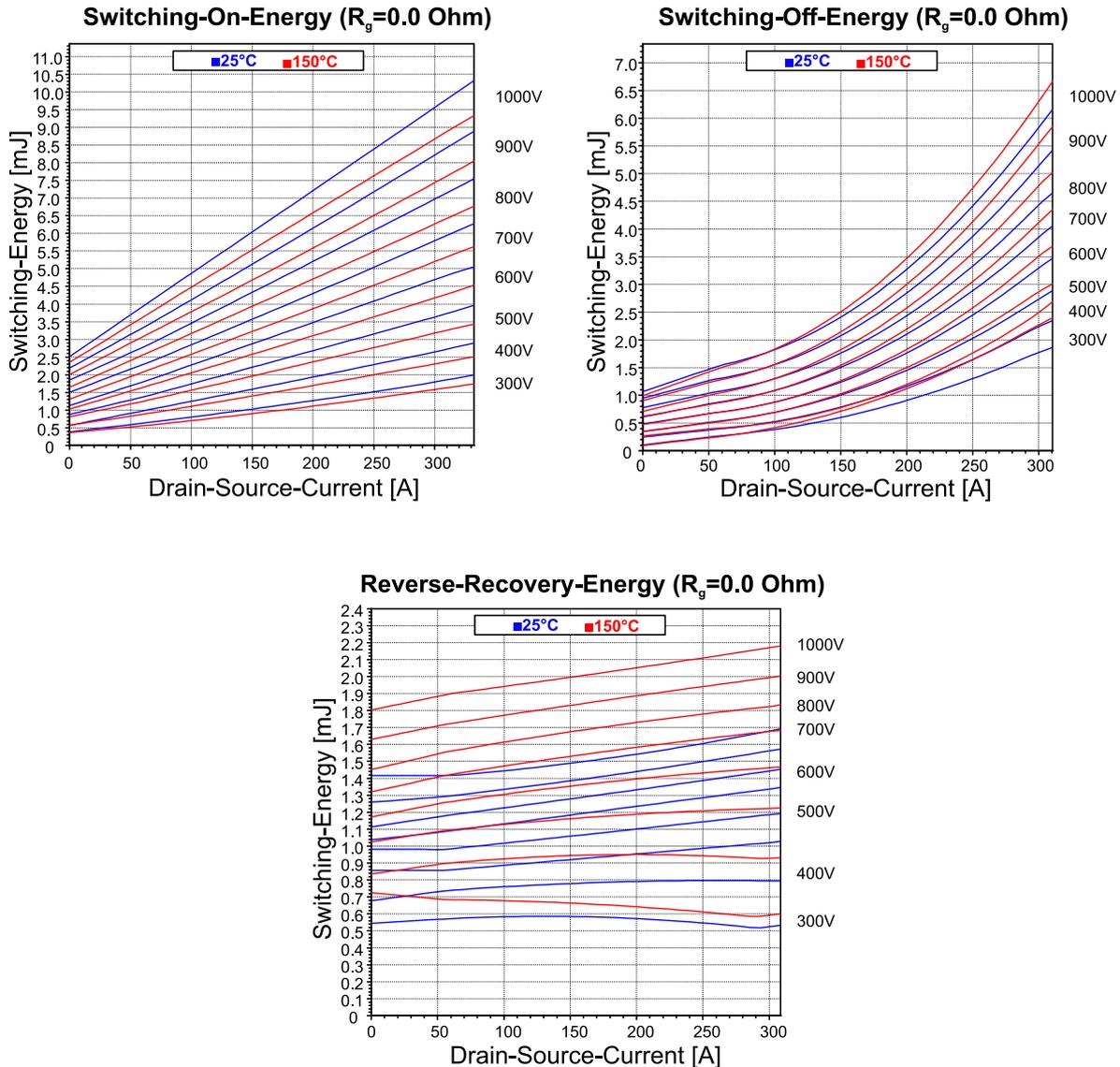
Für das Cree XAS300M12BM2 1.200V 300A SiC-Modul wurden die dynamischen Kennlinien für zwei unterschiedliche Modulkonfigurationen aufgenommen: neben einem Halbbrücken-Modul mit zwei SiC-MOSFETs wurde ebenfalls ein Chopper-Modul mit einem SiC-MOSFET und einer SiC-Diode für einen Hochsetzsteller untersucht. Jeweils wurden hier Ein- und Ausschaltenergien, als auch die Recovery-Energien der (Body-)Diode bei unterschiedlichen Strömen, Spannungen und Temperaturen aufgenommen.





2.3.3. Charakterisierung des Cree XAS300M17BM2 1.700V/300A SiC-Moduls

Analog zum XAS300M12BM2 wurde auch das Cree XAS300M17BM2 innerhalb der Kommutierungszelle vermessen. Bei diesem Modul wurde lediglich die Halbbrücken-Konfiguration bei verschiedenen Strömen, Spannungen und Temperaturen untersucht.



2.3.4. Zusammenfassung

Da zum Zeitpunkt des Projekts noch kein Datenblatt der untersuchten Halbleiter mit Angaben zu Schaltenergiewerten bei unterschiedlichen Strömen, Spannungen und Temperaturen verfügbar war, konnten auf Basis der durchgeführten Messungen alle Berechnungen bzgl. des DC/DC-Wandlers (siehe Kapitels 2.2.4) durchgeführt werden. Die ermittelten Kurvenverläufe zeigen, dass der Einsatz dieser SiC-MOSFET-Module für einen Hochsetzsteller mit höherer Leistung im Bereich 100kW grundsätzlich möglich ist. Bei 870V Ausgangsspannung und ca. 300A Schaltstrom ergibt sich bei

16kHz Schaltfrequenz eine Schaltverlustleistung von 224W, die mit herkömmlichen Kühlmethoden noch abgeführt werden kann.

Neben den hier beispielhaft aufgeführten 300A SiC-Halbleitermodulen wurden folgende Halbleitermodule untersucht und innerhalb der Kommutierungszelle vermessen:

Hersteller	Bezeichnung
Cree	CCS050M12CM2
Cree	XAS300M12BM2
Cree	XAS300M17BM2
Semikron	SKM300GB12T4
Infineon	FF300R12T4
Infineon	FF300R17KE4
Rohm	BSM300D12P2E001

2.4. Gatetreiber-Design und Musterbau

Im Rahmen des Arbeitspakets 5 unterstützte das KDEE den Kooperationspartner SMA und nahm zusammen mit SMA einen speziell auf das Semikron HHK-MOSET-Modul abgestimmten Gatetreiber in Betrieb. Bei der Inbetriebnahme zeigten sich bei höheren Zwischenkreisspannungen zunächst Wiedereinschalteffekte verursacht durch Störungen am Gate. In Abbildung 2.18 kann nach dem zweiten Abschalten der orangefarbenen Gate-Source-Spannung ein kurzes Wiedereinschalten beobachtet werden. Hierdurch beginnt der Halbleiter trotz abgeschlossenem Abschaltvorgangs erneut zu leiten, sodass bei voller Sperrspannung von 800V ein Strom von bis zu 200A zu fließen beginnt und somit für ca. 1µs extreme Verlustleistungen von bis zu 160kW verursacht. Zusätzlich zeigten sich extreme Einschaltstromspitzen, die bis zu dem dreifachen des erlaubten Pulsstroms anstiegen. Die Gatetreiberschaltung konnte schließlich auf Basis der Messungen im Bereich der DeSat-Erkennung angepasst und somit Rückwirkungen der Drain-Source-Strecke auf das Gate vermieden werden. Die DeSat-Verbindung führte zudem neben dem Wiedereinschalten zu einem Aufsteuern des jeweils gegenüberliegenden und eigentlich sperrenden MOSFETs innerhalb der Brücken-Module, sodass während des Einschaltvorgangs ein kurzzeitiger Brückenkurzschluss auftrat (siehe Abbildung 2.19).

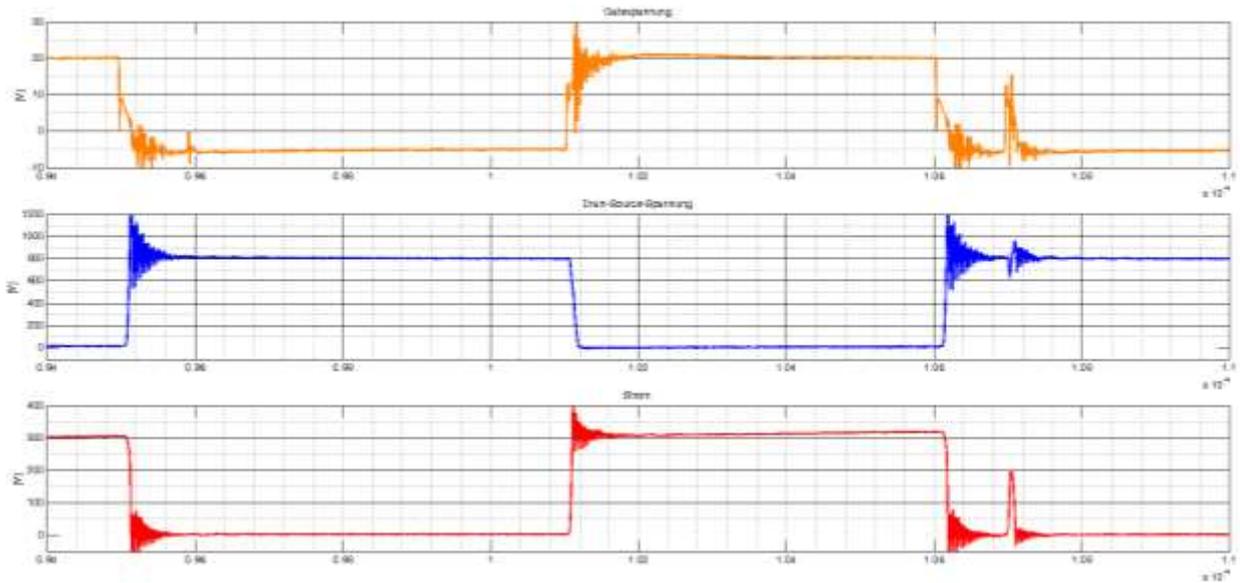


Abbildung 2.18: Fehlerhaftes Verhalten des Gates (Orange) und somit Abbau der Sperrspannung (Blau) und Leiten des Stroms (Rot)

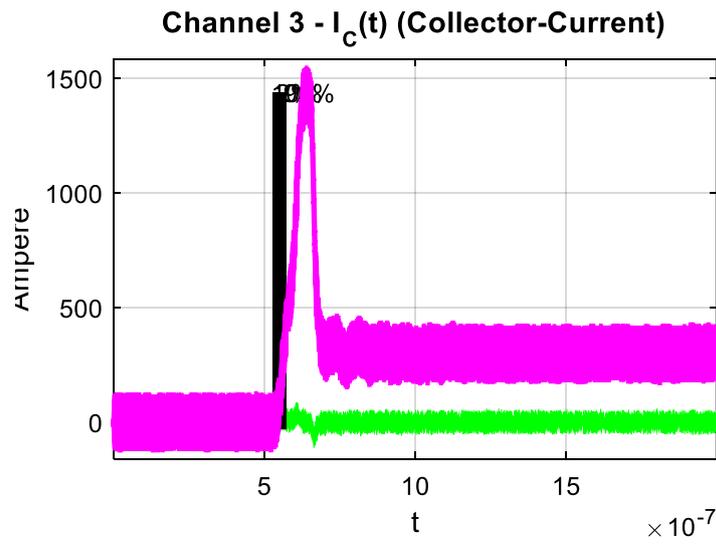


Abbildung 2.19: Extreme Einschaltstromspitze aufgrund Rückwirkungen der DeSat-Beschaltung über den Gatetreiber auf das Gate

Zusätzlich zur Inbetriebnahme der Gatetreiberschaltung wurde eine Vergleichsmessung zwischen KDEE- und SMA-Treiberschaltung durchgeführt. Hierfür wurden beide Treiber nacheinander an einem HHK400MB120SC Halbleitermodul angebracht und jeweils dynamische Schaltverlustmessungen bei verschiedenen Drain-Ströme, Drain-Source-Spannungen und Gatewiderständen durchgeführt.

Bei den Abschaltenergien trat dabei keine nennenswerte Abweichung zwischen beiden Gatetreibern auf. Trotz des deutlich höheren Ausgangsstroms des SMA-Treibers

von 50A gegenüber 14A beim KDEE-Treiber kann das Abschalten des Halbleiters nicht verbessert werden. Beim Einschalten hat die Endstufe zudem erst bei einem kleinen Einschaltwiderstand eine nennenswerte Auswirkung. So verringern sich die Einschaltenergien bei einem 4Ω Gatewiderstand lediglich um 7,8% von 35,7mJ auf 33,4mJ bei $U_{DS}=600V$ bzw. um 6,9% von 35,7% auf 33,4% bei $U_{DS}=800V$. Bei 1Ω Gatewiderstand liegt die Einsparung aufgrund der geringeren Gesamtenergien prozentual deutlich höher, sodass nun bei 600V bereits 20,8% eingespart werden (5mJ statt 6mJ) bzw. bei 800V insgesamt 19,9% eingespart werden können (8,2mJ statt 9,8mJ).

2.5. Applikation Demonstrator, Aufbau und Test

2.5.1. Bauteilcharakterisierung innerhalb Kommutierungszelle

Die Bauteilcharakterisierung wird am KDEE mittels breitbandigem 1GHz Tektro-nix Oszilloskop (DPO7104) und entsprechenden Tastköpfen und Stromsensoren durchgeführt. Als Spannungstastkopf wird für die Erfassung der Drain-Source-Spannung ein Tektronix P5205 Differenzastkopf mit 100MHz, sowie ein PMK PHV 662-L 1:100 Tastkopf mit 250MHz verwendet. Für die Strommessung kommt ein T&M SDN-414-01 Koaxial-Shunt mit 9,85mOhm und 400MHz Bandbreite, sowie eine PEM CWT6B ultramini Rogowski-Spule mit 30MHz zum Einsatz. Eine galvanisch getrennte FuG MCP350-Hochspannungs-Quelle wird für das Laden des Zwischenkreises verwendet.

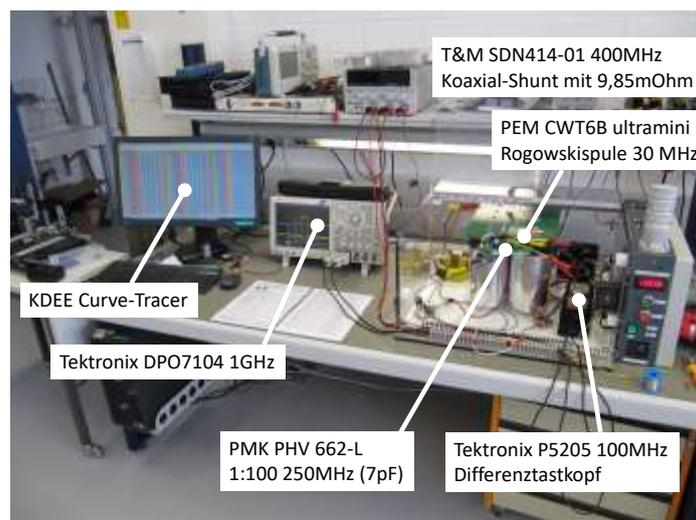


Abbildung 2.20: Aufbau des automatischen Teststands zur Halbleiterverlustbestimmung

Als Ansteuerungssoftware wird eine selbstgeschriebene MatLAB Steuerungssoftware eingesetzt, die automatisiert das Oszilloskop konfiguriert, die Gatesignale mit entsprechenden Pulslängen ausgibt und die ermittelten Daten aus dem Oszilloskop herausliest. Dabei werden sämtliche erfassten Daten automatisiert ausgewertet und in entsprechenden Kurvenverläufen dargestellt (siehe Abbildung 2.21).

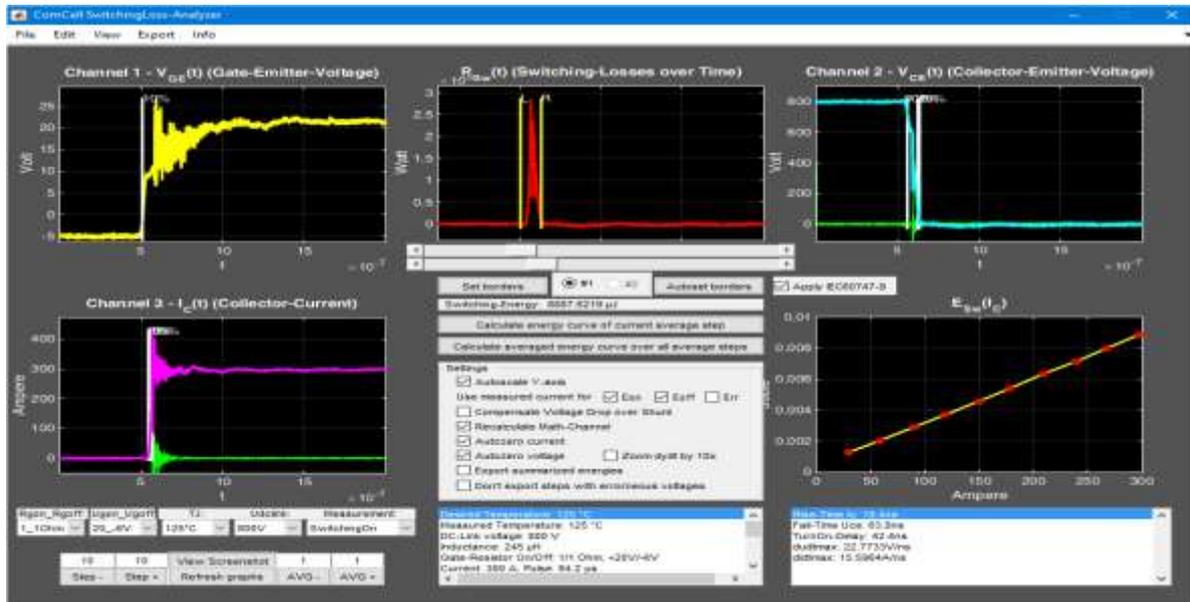


Abbildung 2.21: MatLAB Software zur automatisierten Verlustmessung

Sechs parallele Electronicon PK16XI Kondensatoren (jeweils $335\mu\text{F}$ bei 2kV und 50nH) bilden den Haupt-Zwischenkreis zur Erzeugung der benötigten Ströme selbst bei geringen Zwischenkreisspannungen. Die Gesamtinduktivität der parallelen Kondensatoren beträgt dabei $8,34\text{nH}$. Zusätzlich hierzu sind drei in Serie geschaltete TDK CeraLink Kondensatoren vorgesehen, die jeweils eine Kapazität von $1\mu\text{F}$ bei 500V aufweisen.

Unter Verwendung der ermittelten Spannungs- und Stromverläufe beträgt die gesamte Kommutierungskreisinduktivität bei Shunt-Messung ungefähr 32nH . Verwendet man ausschließlich eine Rogowski-Spule, so reduziert sich die effektive Induktivität auf weniger als 20nH . Ebenso werden starke Oszillationen des Drain-Stromes bei Verwendung der Rogowski-Spule gedämpft, sodass zwar die Strommessung nur bei reduzierter Bandbreite möglich ist, sich jedoch das Messsignal erheblich sauberer darstellt.

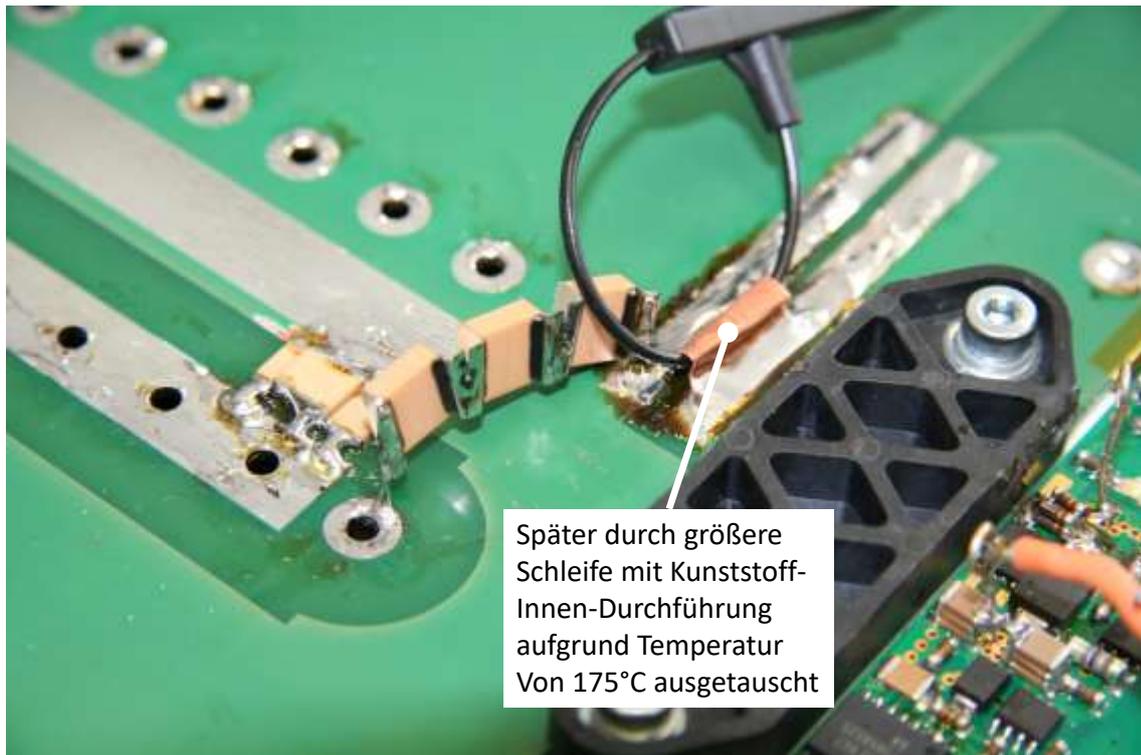


Abbildung 2.22: Strommessung mit Rogowski-Spule

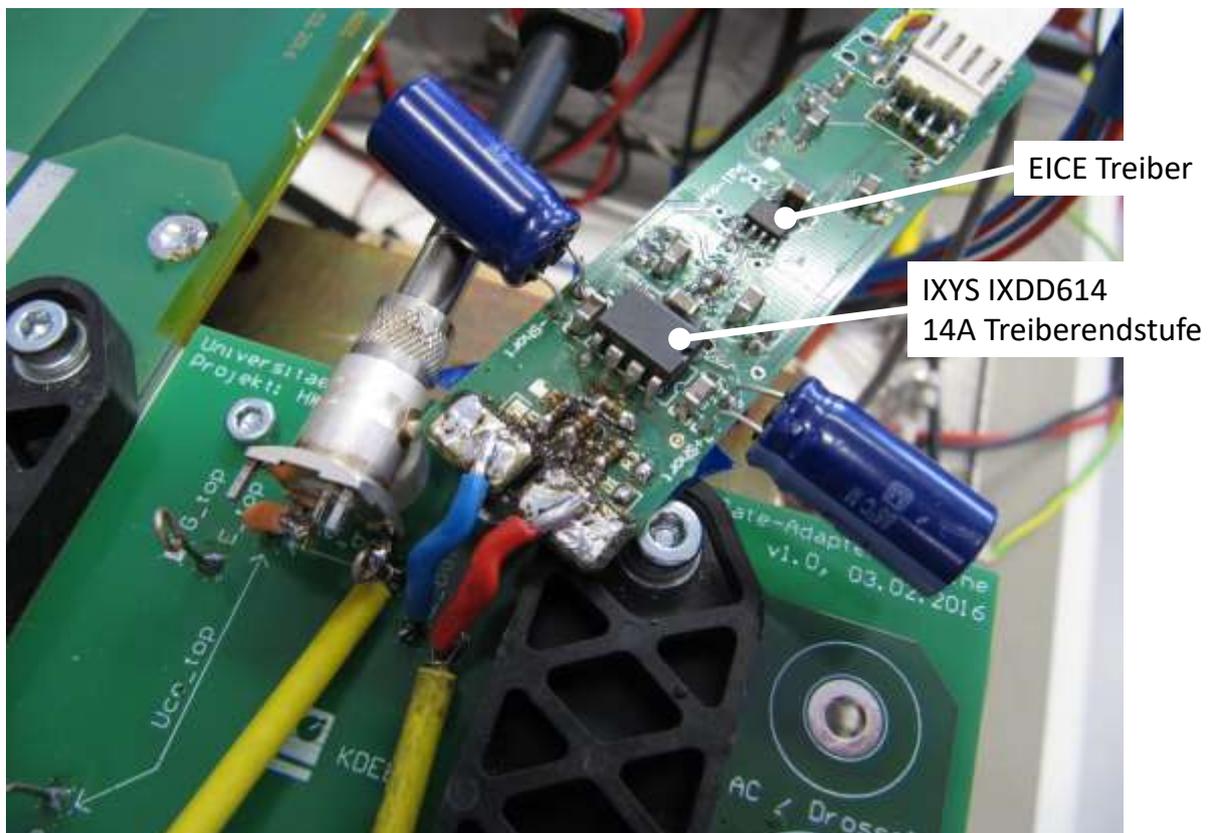
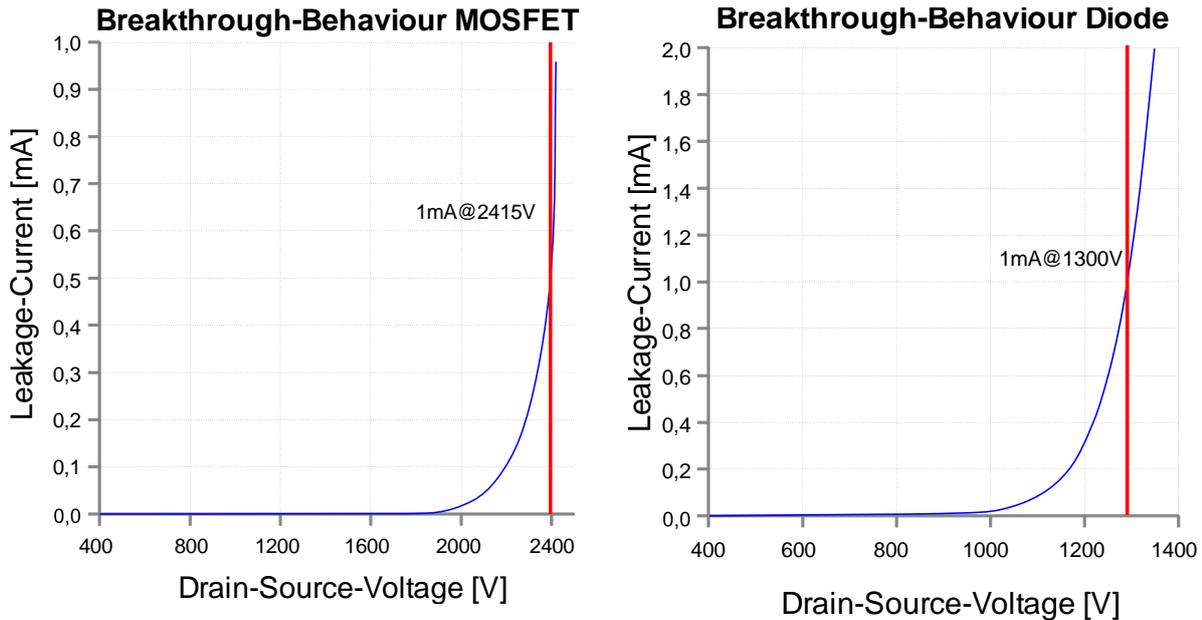


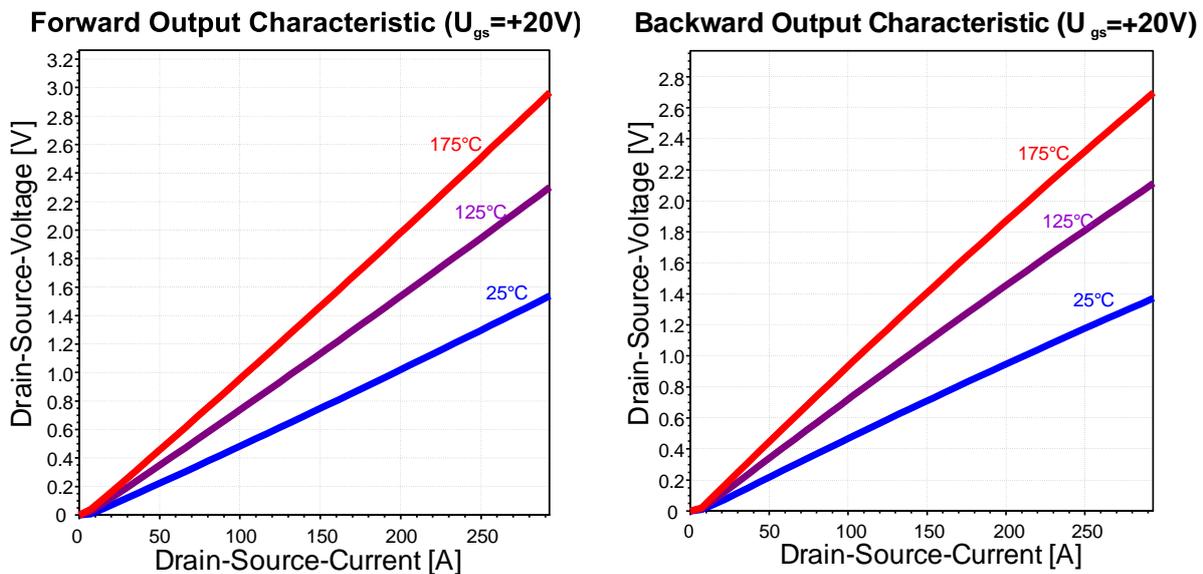
Abbildung 2.23: KDEE-Gatetreiber

2.5.2. Charakterisierung des Semikron HHK400M120SC

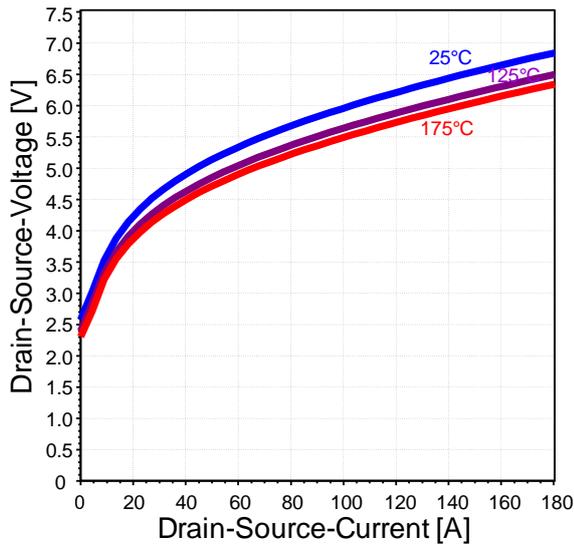
Zunächst wurde für das Semikron HHK400M120SC SiC-MOSFET-Modul eine Untersuchung hinsichtlich der Durchbruchspannungsfestigkeit durchgeführt. Bei diesem Test wird das Modul an einer Spannungsquelle angeschlossen, die zeitgleich den Leckstrom des Bauteils vermisst. Steigt der Leckstrom an, so deutet sich ein Durchbrechen des Bauteils an. Diese Messungen können – anders als z.B. bei GaN – zerstörungsfrei am Bauteil durchgeführt werden.



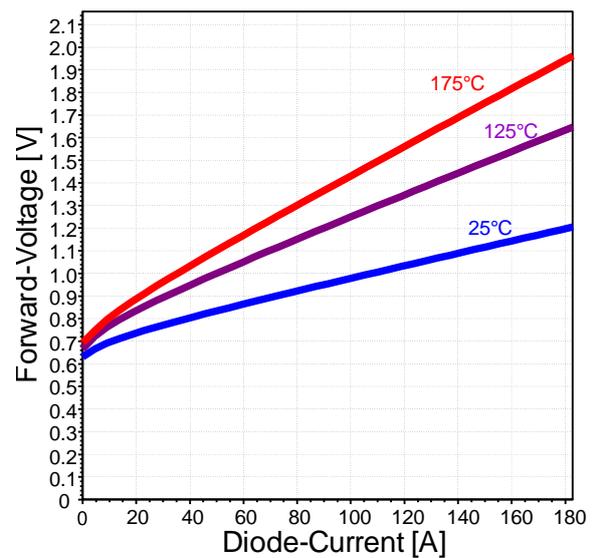
Gemäß der Beschreibung in Kapitel 2.5.2 wurden die Halbleiter-Module hinsichtlich ihrer statischen Kennlinien untersucht. Sowohl die Eigenschaften beim Vorwärts- als auch Rückwärtsleiten bei verschiedenen Gatespannungen, als auch die Kennlinie der Diode des Choppermoduls wurden untersucht.



Backward Output Characteristic ($U_{gs}=-6V$)

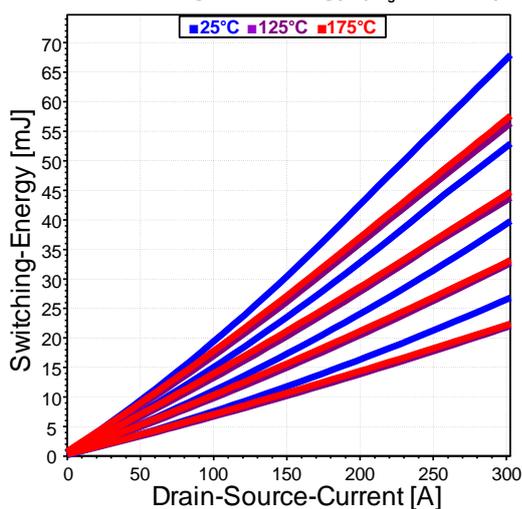


Diode Output Characteristic

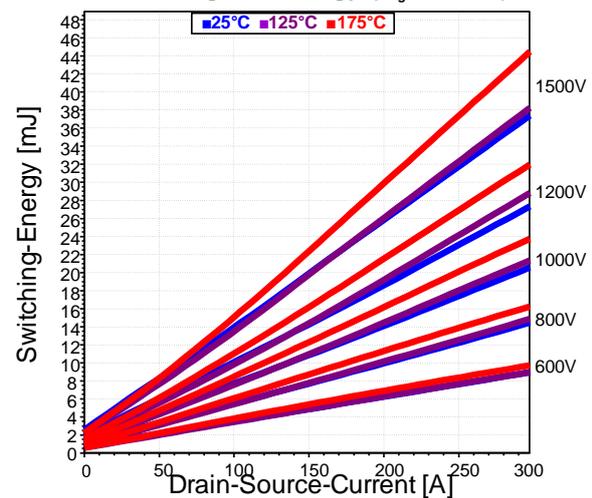


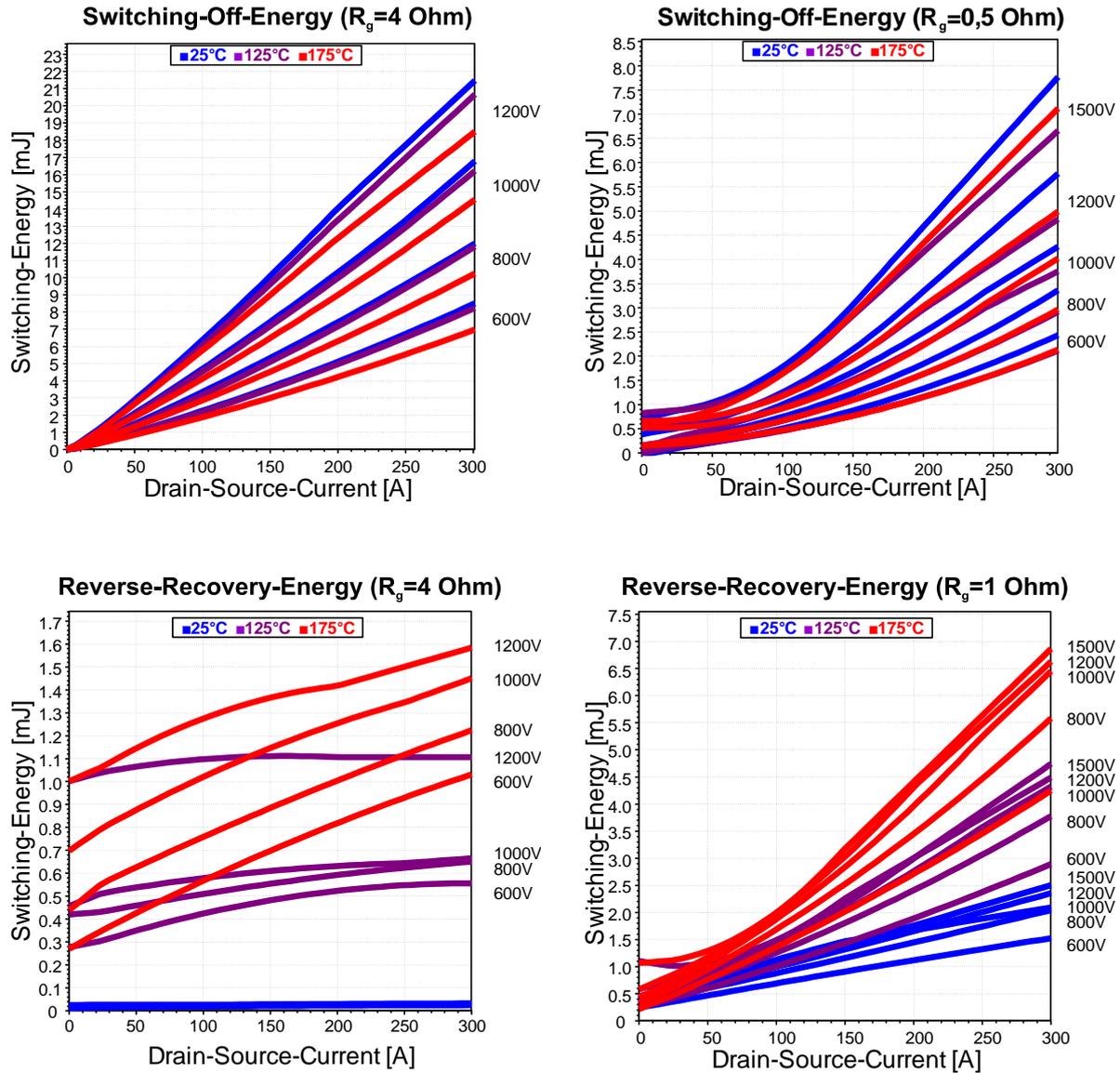
Im Anschluss an die Aufnahme der statischen Kennlinien wurde das Bauteil auf die dynamischen Eigenschaften hin untersucht. Hierfür wurden sowohl verschiedene Bauteiltemperaturen, als auch verschiedene Zwischenkreisspannungen betrachtet. Die Messungen mit 40Ohm wurden mit dem KDEE Gatetreiber durchgeführt, während die Ergebnisse mit 10Ohm/0,5Ohm Gatewiderstand mit dem Gatetreiber von SMA ermittelt wurden. Im Folgenden werden zunächst die Ergebnisse des Halbbrückenmoduls dargestellt. Da die SiC-MOSFETs erst bei einer Spannung von 2.400V einen erhöhten Leckstrom aufweisen, wurden die dynamischen Untersuchungen beim Halbbrückenmodul bis zu einer Zwischenkreisspannung von 1.500V durchgeführt.

Switching-On-Energy ($R_g=4\text{ Ohm}$)

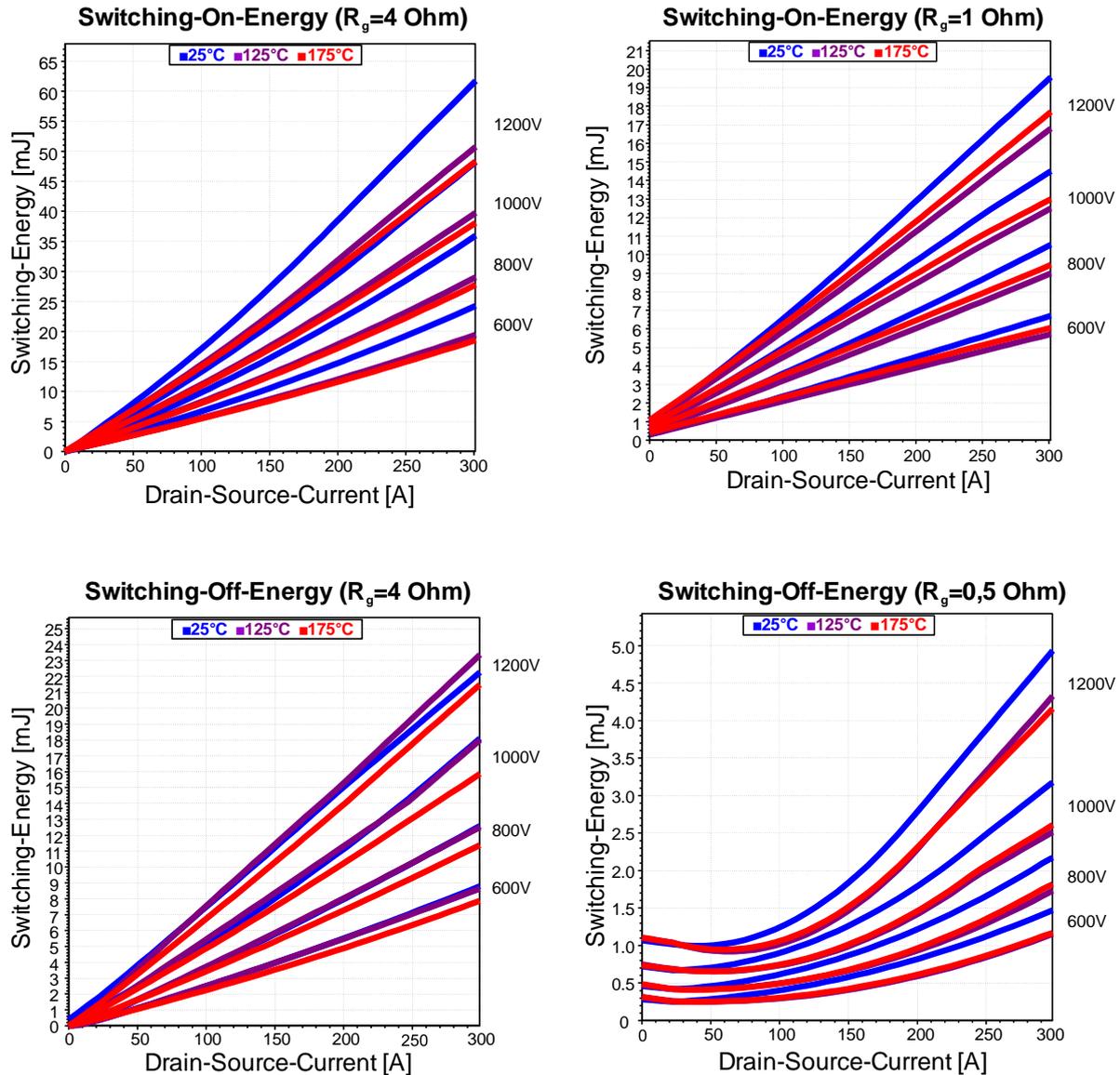


Switching-On-Energy ($R_g=1\text{ Ohm}$)





Anders als bei den Halbbrückenmodulen konnte das Chopper-Modul lediglich bis zu einer Spannung von 1.200V untersucht werden, da die Diode des Chopper-Moduls bereits bei einer Spannung von 1.300V durchzubrechen beginnt. Zusammen mit einer entsprechend unvermeidbaren Schaltüberspannung aufgrund der parasitären Kommutterungsinduktivitäten erreichte die Diode bei 1.200V Zwischenkreisspannung die kritische Sperrspannung von 1.300V. Nachfolgend sind entsprechend die Messergebnisse der Schaltenergien jeweils für 4Ohm Gatewiderstand (KDEE-Treiber) und 10Ohm/0,5Ohm Gatewiderstand (SMA-Treiber) aufgeführt.



2.5.3. Magnetische Bauelemente für hochfrequenten SiC-HSS

Der Einsatz von innovativen, schnell schaltenden Halbleitertechnologien erlaubt den Betrieb von leistungselektronischen Wandlern bei erhöhten Schaltfrequenzen. Dadurch soll der Materialeinsatz bei den magnetischen Bauelementen verringert und damit Kosten reduziert werden. Gleichzeitig sollen jedoch möglichst hohe Systemwirkungsgrade erreicht werden. Sowohl die Halbleiter, als auch die magnetischen Komponenten tragen einen signifikanten Anteil an den Gesamt-Systemverlusten. Eine Systemoptimierung verlangt daher eine detaillierte Betrachtung aller relevanten Systemkomponenten.

Im Fokus dieses Teil-Arbeitspakets standen Drosseln für DC-DC Wandler und Umrichter für Solar-Anwendungen im 100kW und MW Leistungsbereich. Hier stand zunächst die Verlustberechnung im Vordergrund. Dabei sollten speziell Folienwicklun-

gen betrachtet werden. Um später eine bessere Auslegung zu ermöglichen sollten gängige Kernmaterialien identifiziert und charakterisiert werden. Dafür wurden verschiedene Blechlegierungen mit geringen und höheren Verlustleistungsdichten herangezogen. Die Verluste der Materialien sollen sowohl mit Sinus-, als auch mit Rechteck-Spannungen gemessen werden, um geeignete Betriebsbereiche für die Materialien zu identifizieren.

Als Alternative sollten auch Luftspulen betrachtet werden, welche vor allem bei Leistungen im MW Bereich oft Anwendung finden. Durch den Verzicht auf den magnetischen Kern besteht in dieser Leistungsklasse das Potential Gewicht und auch Verluste der Drossel zu Verringern. Es sollten sowohl Zylinder-, als auch Ring-Luftspulen hinsichtlich Größe, Gewicht und Verlustleistung untersucht werden. Da Zylinderspulen auch den Nachteil von starken Streufeldern hinnehmen müssen, sollten auch Effekte der Schirmung untersucht werden.

Weichmagnetische Blechlegierungen können nur bei sehr kleinen Stromrippeln (<15%) und Frequenzen (<6kHz) eingesetzt werden, da die Wirbelstromverluste zu massiv sind. Für Legierungen (z.B. M800-50A) muss die Betriebsfrequenz noch weiter verringert werden (max. ca. 3kHz). Zum Betrieb bei höherer Frequenzen und Rippeln müssen daher amorphe oder nanokristalline Materialien herangezogen werden. Alternativ kommen, vor allem für höhere Leistungen, auch Luftspulen in Frage.

Die Zylinder-Luft-Spulen haben das Potential verlustärmer und leichter zu sein, als die Acht-Kant-Spulen. Das gilt auch in Bezug auf die Bauteilgröße. Jedoch besteht die Möglichkeit, dass die Zylinderspulen bei kleinen Frequenzen, aufgrund der benötigten Schirmung, größer werden als die Acht-Kant-Spulen. Prinzipiell muss für einen festen Betriebspunkt eine detaillierte Auslegung gemacht werden, um die bestmöglichen Spulenaufbau zu identifizieren. Jedoch haben die Zylinderspulen in der Regel einen deutlichen Vorteil.

Geschirmte Luftspulen benötigen deutlich größeres Bauvolumen als ungeschirmte, um den gewünschten Induktivitätswert erreichen zu können. Bei richtiger Auslegung sind die Verluste in der Abschirmung gegenüber den Wicklungsverlusten zu vernachlässigen. Zur weiteren Optimierung können auch mehrere Spulen in ein Gehäuse gebaut werden - die Kopplung der Luftspulen sollte dabei sehr gering sein.

2.5.4. 130kW HSS-Demonstrator mit zwei Semikron HHK400M120SC

Nach Aufbau und Test von Laborprototypen mit einem Cree XAS300M12BM2 und dem HHK400M120SC für jeweils 65kW wurde abschließend schließlich der Demonstrator eines 130kW Hochsetzstellers aufgebaut. Hierfür wurde eine vierlagige Platine entwickelt, die eine niederinduktive Verbindung zweier Semikron HHK400M120SC-Module an den Zwischenkreis erlaubt. Als unmittelbare Ausgangskapazität des Hochsetzstellers wurden drei im Projekt entwickelte EPCOS Keramikkondensatoren mit je 25 μ F und 900V Nennspannung eingesetzt. Beide Halbleitermodule werden hierbei mit einem 180° phasenversetzten Pulsmuster angesteuert, um einen Interleaved-Betrieb zu ermöglichen und so die effektive Frequenz für die Filter (Drossel und Kondensatoren) zu verdoppeln. Jede Phase führt dabei eine Leistung von jeweils 65kW. Abbildung 2.24 zeigt die beiden Treiberplatinen nebst Lichtwellenleiteranschlussplatine, den Kühlkörper und die Zwischenkreisplatine mit den drei Keramikkondensatoren.

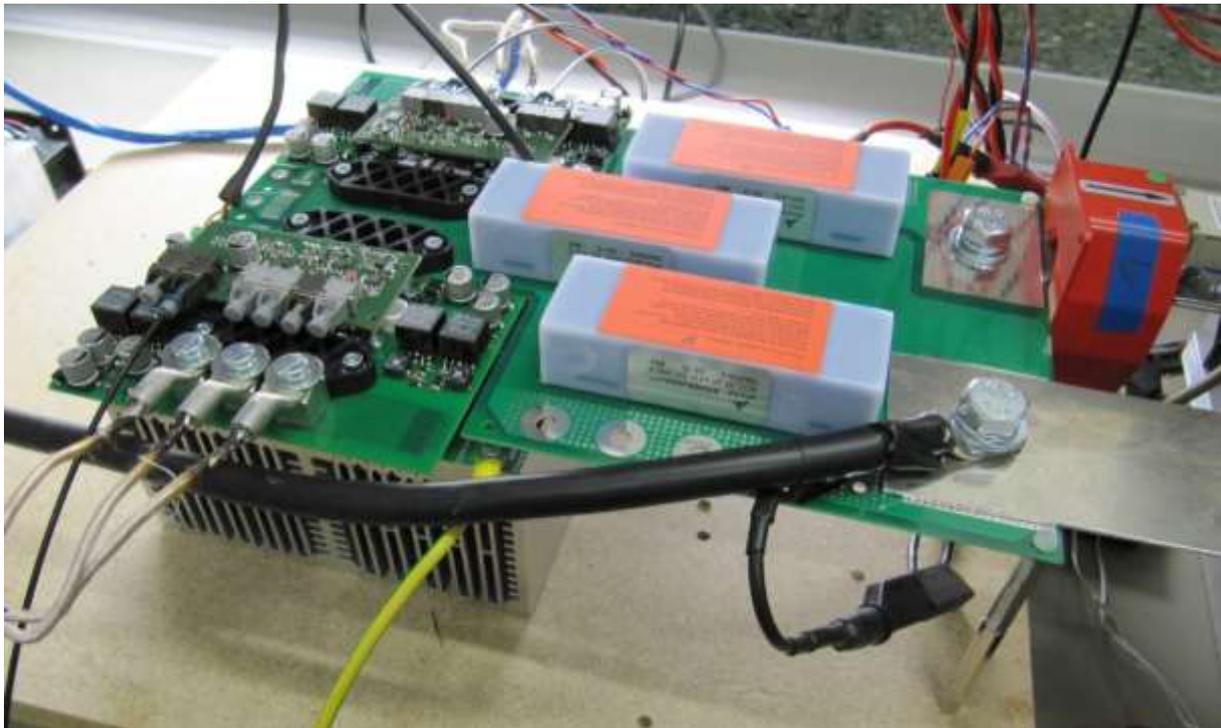


Abbildung 2.24: Aufbau des 130kW Hochsetzstellers mit SiC-Modulen

Wie bei den vorherigen Aufbauten wird die Energie im Kreis geführt, um lediglich die anfallenden Verlustleistung über eine externe Spannungsquelle nachführen zu müssen. Somit kommt auch hier erneut ein Tiefsetzsteller mit IGBTs zum Einsatz, welcher die Ausgangsspannung von 870V auf 540V Eingangsspannungsniveau herabsetzt. In Abbildung 2.25 kann der Gesamtaufbau betrachtet werden.

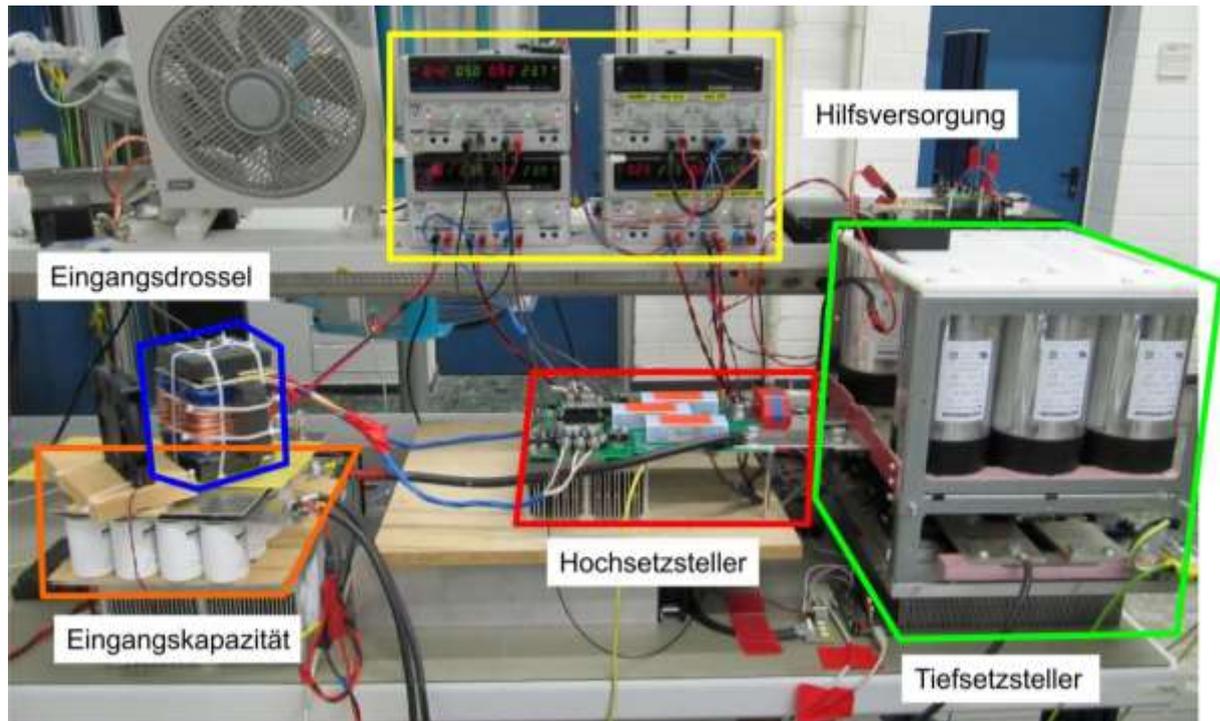


Abbildung 2.25: Gesamtaufbau des 130kW Hochsetzstellersystems

Während der Teillastwirkungsgrad aufgrund der nun doppelt vorhandenen Halbleiterschalter erwartungsgemäß niedriger als ein einzelner 65kW Hochsetzsteller ausfällt, liegt der Wirkungsgrad im Mittel- und Vollastbereich deutlich höher als bei Verwendung zweier dedizierter Hochsetzsteller. In Abbildung 2.26 und Abbildung 2.27 kann der gesamte Kurvenverlauf des Wirkungsgrads, sowie der Verlustleistung betrachtet werden. Mit dem aufgebauten Labordemonstrator kann somit ein Euro-Eta von 98,74%, ein CEC-Eta von 98,88% und ein Spitzenwirkungsgrad von 99,02% bei 97,8kW bei einer Schaltfrequenz von 32kHz erreicht werden. Somit kann belegt werden, dass SiC-Halbleiterschalter auch für Leistungen von bis zu 130kW bei hohen Schaltfrequenzen als einsatzfähig gilt.

Wirkungsgrad

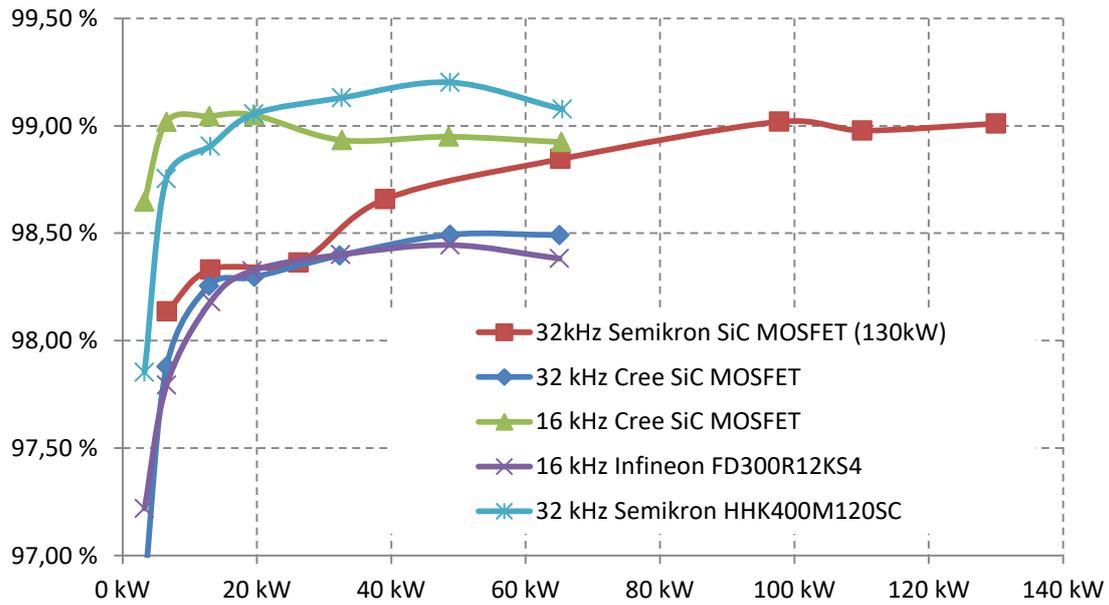


Abbildung 2.26: Wirkungsgrad des 130kW HSS im Vergleich mit 65kW Varianten

Verluste

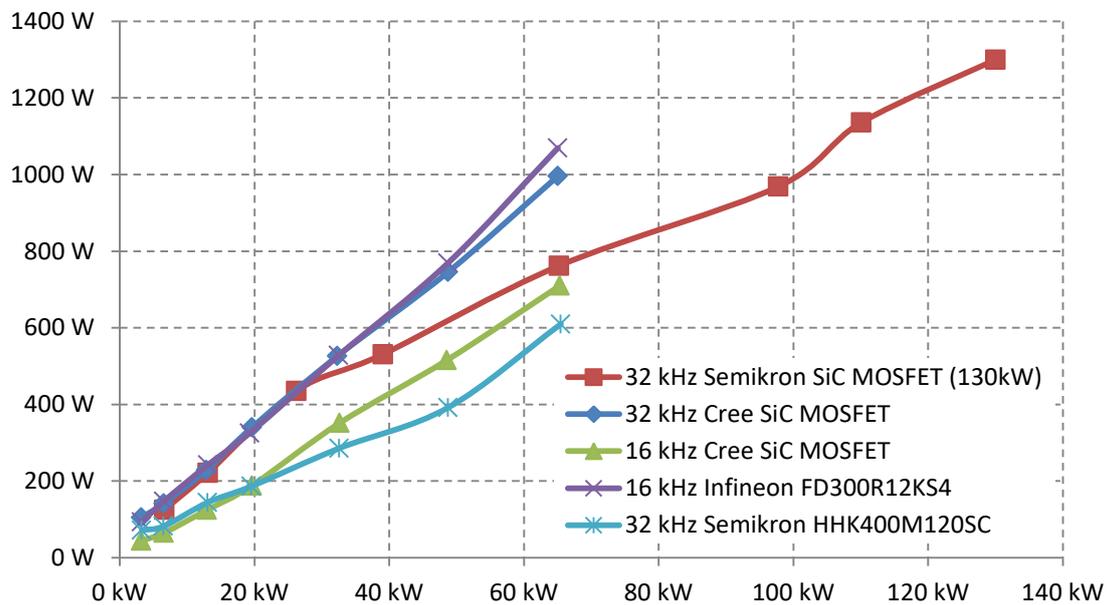


Abbildung 2.27: Verlustleistung des 130kW HSS im Vergleich mit 65kW Varianten

Nachfolgend soll der Kurvenverlauf der Eingangsströme und -leistung die Funktionsweise verdeutlichen. Abbildung 2.28 zeigt hierfür die Eingangsströme beider Phasen, sowie den kombinierten Eingangsstrom nebst Eingangsleistung. Im Mittel beträgt

die Eingangsleistung somit 130kW. Beide Eingangsströme zeigen den charakteristischen Verlauf einer versetzt-arbeitenden Drossel: ein Strom auf der einen Phase beeinflusst dementsprechend den Strom auf der anderen Phase und sorgt somit für einen mehrstufigen Kurvenverlauf. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit einer Phase beim Entladen der Drossel wird somit beim Laden der verbleibenden Phase verlangsamt. Aufgrund der 180° phasenversetzten Ansteuerung ergibt sich zudem ein Ausgangsstrom mit der doppelten Schaltfrequenz. Dies ist vor allem Vorteilhaft für das Ausgangsfilter des Hochsetzstellers, welches nun deutlich geringere Stromripple auszugleichen hat.

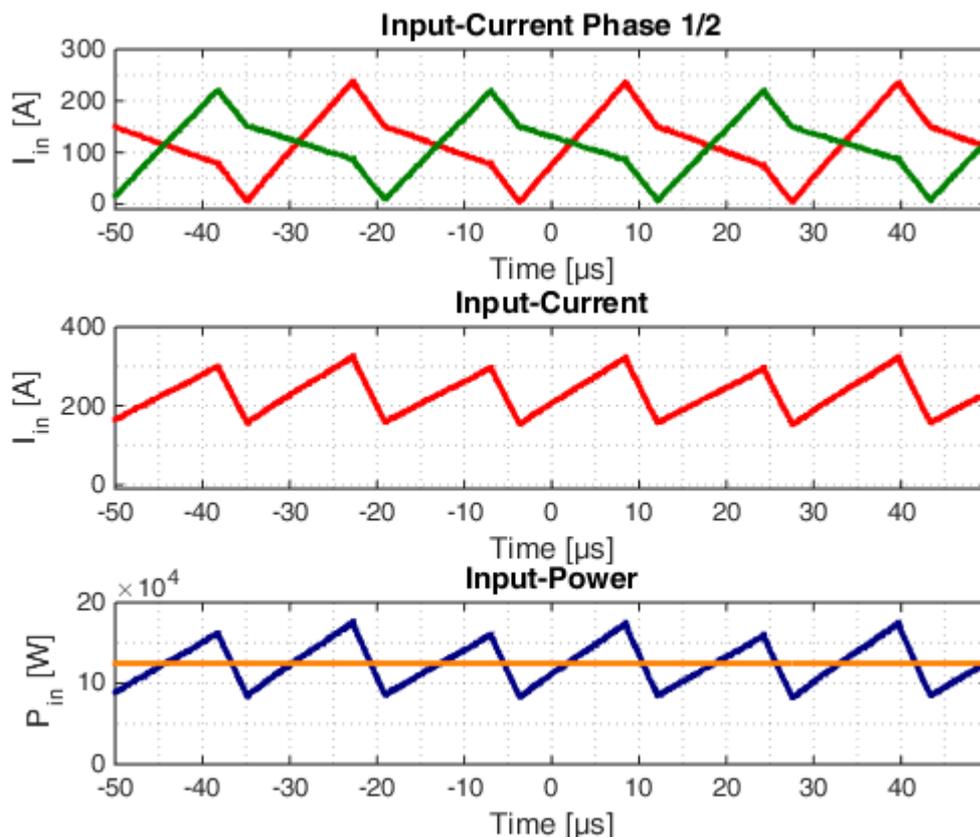


Abbildung 2.28: Eingangsströme, kombinierter Strom und Eingangsleistung

2.6. Definition von Systemaufbau und Randbedingungen; Sondermessungen auf Modulebene und Bewertung

Unter anderem als Vorbereitung der geplanten Zuverlässigkeitstests in Arbeitspaket 7 erarbeitete das KDEE in Arbeitspaket 2 auf Basis von Literaturrecherchen zunächst Grundlagen zu Ausfallmechanismen von Halbleitern.

Einige Ausfallmechanismen wie z.B. die Degradation von Verbindungen innerhalb der Leistungshalbleitermodule (insb. Bond-Wires, Lötverbindungen, etc.) durch thermische Wechselbelastungen lassen sich durch Ermittlung der in einer Anwendung auftretenden Belastungen und entsprechende Auslegung des Systems berücksichtigen. Somit kann sichergestellt werden, dass Ausfälle nicht innerhalb der Ziel-Lebensdauer des Systems zu erwarten sind.

Anders sieht es bei Ausfallmechanismen aus, welche ständig auftreten können, weil die auslösenden Ursachen mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit zu jedem beliebigen Zeitraum auftreten können. Bei Leistungshalbleitern sind dies insbesondere Ausfälle durch Single-Event-Burnout ausgelöst durch die auf der Erde ständig einwirkende terrestrische (sekundäre) kosmische Strahlung (Höhenstrahlung).

Im Rahmen von Arbeitspaket 7 wurden Silizium und Silizium-Carbid Leistungshalbleiter aus drei Spannungsklassen (650V, 1200V, 1700V) experimentell auf deren spannungsabhängige Ausfallrate durch Single-Event-Burnout untersucht. Hierzu wurde ein Messaufbau realisiert und es wurden im Rahmen einer ein-wöchigen Messkampagne am The-Svedberg-Laboratory in Schweden beschleunigte Messungen der spannungsabhängigen Ausfallrate durchgeführt.

Die im Rahmen der Messkampagne ermittelten Messergebnisse wurden bei der ISPSD 2016 vorgestellt [1]. Außerdem wurde im Rahmen eines Beitrags auf der PCIM 2016 die Relevanz des Ausfallmechanismus für Photovoltaik Zentralwechselrichter gezeigt [2]. Eine umfangreichere Darstellung von Hintergrundinformationen zur terrestrischen kosmischen Strahlung, zum realisierten Messaufbau sowie den erzielten Ergebnissen ist in Kapitel 3 der Dissertation von C. Felgemacher zu finden [3]. In den folgenden Abschnitten sind die in der Dissertation dargestellten Inhalte kurz zusammengefasst.

2.6.1. Hintergrundinformationen

Die Erdatmosphäre wird ständig von hochenergetischen Teilchen (hauptsächlich Protonen und leichten Atomkernen) getroffen (primäre kosmische Strahlung). Innerhalb der Atmosphäre kommt es zu Kollisionen dieser Teilchen hauptsächlich mit O₂ oder N₂ Molekülen. Aus diesen Kollisionen entstehen Kaskaden von Sekundärteilchen. Die auf der Erdoberfläche beobachtete terrestrische (sekundäre) kosmische Strahlung ist ein Produkt dieser Kollisionen und setzt sich aus Photonen, Elektronen, Positronen, Myonen und Hadronen zusammen. [4]

Wie von Kaindl und Weiß in [5], [6] dargestellt sind für Interaktionen mit Silizium-Atomen in Leistungshalbleitern vor allem die Nukleonen (Protonen, Neutronen)

relevant. Auf der Erdoberfläche treffen erheblich mehr Neutronen als Protonen auf [7] und Protonen lassen sich abschirmen [5] wodurch Neutronen als hauptsächlich relevant für den Ausfallmechanismus des Single-Event-Burnout zu betrachten sind.

Die an einem bestimmten Ort zu erwartende Intensität der terrestrischen kosmischen Strahlung hängt insbesondere von der Höhe über dem Meeresspiegel sowie den geomagnetischen Gegebenheiten ab und lässt sich nach JESD89A berechnen. [8] Als Referenz Standort dient dabei New York City bei durchschnittlicher Sonnenaktivität. Der Neutronenfluss am Referenzstandort beträgt $12.9 \text{ cm}^{-2}\text{h}^{-1}$ [8].

2.6.2. Untersuchte Halbleiter

Im Rahmen des Projekts wurden die folgenden Halbleiter untersucht.

Tabelle 2: Zur Untersuchung der Höhenstrahlungsfestigkeit vermessene Halbleiter

Bezeichnung	Spezifizierte Spannung	Bauteiltyp	Chipfläche / mm^2	Durchbruchspannung ¹ / V	Nennstrom / A
Si-MOSFET-A	600	SJ MOSFET (Si)	69,05	679	41
SiC-MOSFET-A	650	Trench MOSFET (SiC)	13,64	1151	
Si-IGBT-A	1200	IGBT (Si)	42,90	1361	40
Si-IGBT-B	1200	IGBT (Si)	49,28	1349	45
SiC-MOSFET-B	1200	Trench MOSFET (SiC)	13,64	1642	
SiC-Diode-A	1200	Diode (SiC)	9,73	1422	
Si-Diode-A	1200	CAL Diode (Si)	47,06	1421	50
Si-IGBT-D	1700	IGBT (Si) Trench+FS	90,58	2161	
SiC-MOSFET-C	1700	D-MOSFET (SiC)	13,64	2650	
Si-Diode-B	1700	CAL Diode (Si)	81,00	1887	107

Die in Tabelle 2 aufgeführten Durchbruchspannungen stellen den Mittelwert der bei Raumtemperatur an jeweils drei Bauteilen gemessenen Durchbruchspannung dar.

¹ Mittelwert aus an mind. 3 DUTs gemessenen Spannungen bei der ein Leckstrom von 1mA fließt (bei Raumtemperatur)

2.6.3. Messaufbau und Durchführung der Messung

Um Ausfallraten im Bereich einiger weniger FIT² messen zu können ist eine erhebliche Beschleunigung des Experiments nötig. Zu diesem Zweck wurde zur Messung der Ausfallraten auf Grund von Höhenstrahlung die ANITA Einrichtung am The-Svedberg-Laboratory genutzt. Dort steht eine Neutronenquelle mit einem dem natürlichen Spektrum entsprechenden Charakteristik und hohen Intensität zur Verfügung [9]. Die maximale Intensität der ANITA Quelle liegt bei ungefähr $10^6 \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$. Damit ergibt sich ein Beschleunigungsfaktor von etwa 2.8×10^8 und es lassen sich auch geringe Ausfallraten in kurzer Zeit messen.

Der Messaufbau besteht aus vier großen Leiterkarten auf denen jeweils Platz für 52 Sicherungen ist. Außerdem befinden sich auf den Leiterkarten die Messschaltungen um den Zustand der Sicherungen zu überwachen. Die Prinzipschaltung der Messschaltung ist in der folgenden Abbildung dargestellt. Hier ist die Schaltung für drei Bauteile gezeigt. Bei der Messung wurden jeweils 12 bis 14 Bauteile in einer Messgruppe zusammengefasst um weniger Datenlogger-kanäle zu benötigen.

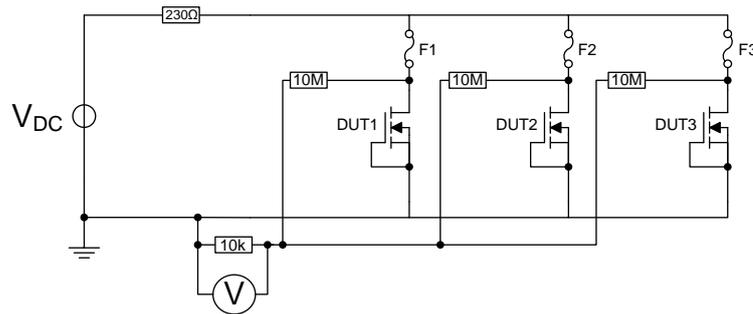


Abbildung 2.29 – Prinzipschaltung zur Überwachung der Halbleiter bei der Messung der Robustheit gegenüber Höhenstrahlung

Weiterhin befinden sich auf den Hauptplatinen Buchsen-Leisten auf denen kleinere Leiterkarten mit jeweils bis zu 26 zu testenden Halbleitern aufgesteckt werden können.

² FIT: Failure In Time, 1 FIT = 1 Ausfall je 10^9 Stunden

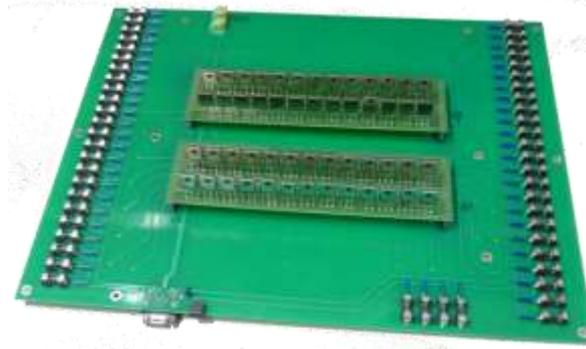


Abbildung 2.30: Eine Hauptplatine mit Sicherungen und Widerständen zur Überwachung der DUTs. Die kleineren PCBs in der Mitte können ersetzt werden um andere Halbleitertypen in unterschiedlichen Packages zu testen (diskrete TO-247/TO-220 wie hier gezeigt oder Substrate mit Testchips)

Insgesamt vier Hauptplatinen wurden angeschlossen und hintereinander im Neutronenstrahl platziert. Es wurde darauf geachtet, dass der Aufbau stets so ausgerichtet wurde, dass Vorderseite der Packages bzw. die Chipoberseite in Richtung der Strahlquelle zeigen.

Bei jeder Messung wurde zunächst die DC-Spannung auf die Bauteile gegeben und aufgezeichnet, wie viele Bauteile zu Beginn der Messung „funktional“ waren. Erst dann wurde die Neutronen-Quelle aktiviert. Dazu wurde zunächst eine Neutronen Dosis (n/cm^2) gewählt die einer Testzeit von etwa 30min bei der eingestellten Intensität entspricht. Die Quelle wurde dann aktiviert bis entweder die Testzeit verstrichen ist oder mindestens 10 Bauteile ausgefallen sind. Nach Ausschalten der Quelle wurde aufgezeichnet wie viele Bauteile noch funktionsfähig waren. Dieser Vorgang wurde für jede Spannung bei der ein jeweiliges Bauteil getestet wurde wiederholt.

Es wurde angenommen, dass die Ausfälle mit einer Exponentialfunktion modelliert werden können, also eine konstante Ausfallrate vorliegt. Nach [10] kann die Ausfallrate bei Annahme der Exponentialverteilung nach

$$\bar{\lambda} = \frac{k}{\sum_{i=1}^k t_i + (n - k) \cdot t_k}$$

bestimmt werden. Dabei ist k die Anzahl der beobachteten Ausfälle, n ist die Anzahl der Prüflinge zu Testbeginn, t_i ist die Zeit des i -ten Ausfalls und t_k die Zeit zu der die Prüfung gestoppt wird.

Bei diesem Experiment wurde nicht die Zeit, sondern die Anzahl der durch den Versuchsaufbau geschickten Neutronen aufgezeichnet. Außerdem wurde die Anzahl der

Bauteile zu Beginn und zum Ende der Prüfung aufgezeichnet. Auf Basis dieser Informationen ist die Ausfallrate nach folgender Gleichung berechnet:

$$\bar{\lambda} = \frac{k}{k \cdot \frac{t_k}{2} + (n - k) \cdot t_k}$$

Hier ist n die Anzahl der Prüflinge zur Beginn der Bestrahlung, k ist die Anzahl der Ausgefallenen Prüflinge und t_k ist die Zeit die es unter Normalbedingungen bedarf bis die aufgezeichnete Dosis an Neutronen den Versuchsaufbau passieren würde. Diese wurde wie folgt berechnet

$$t_k = \frac{\text{neutron dosage } \left(\frac{n}{\text{cm}^2}\right)}{12.96 \left(\frac{n}{\text{cm}^2 \text{h}}\right)}$$

Dabei ist $12.96 \text{ n/cm}^2\text{h}$ der Neutronenfluss am Referenzstandort (New York City) nach [8].

2.6.4. Ergebnisse

2.6.4.1. Ermittelte spannungsabhängige Ausfallraten

In den folgenden Abbildungen sind die gemessenen spannungsabhängigen Ausfallraten der Halbleiterschalter dargestellt.

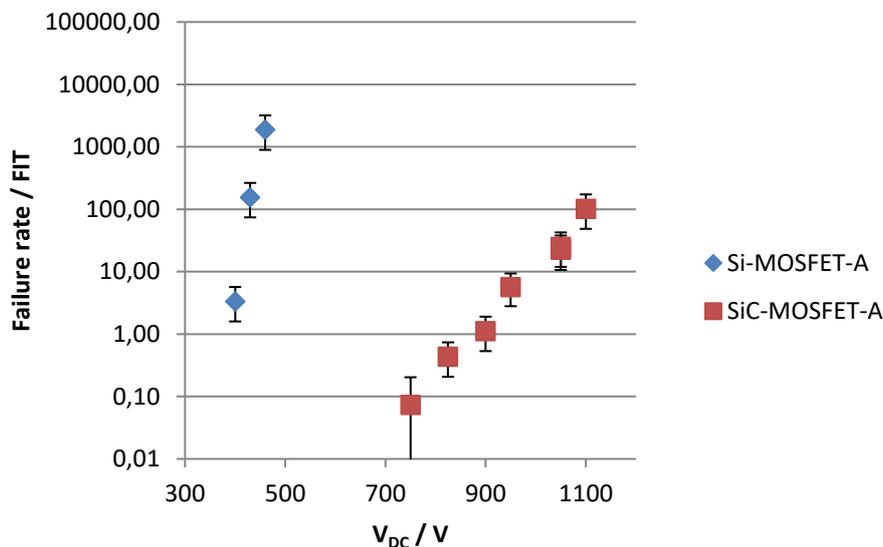


Abbildung 2.31: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (600/650V Halbleiterschalter)

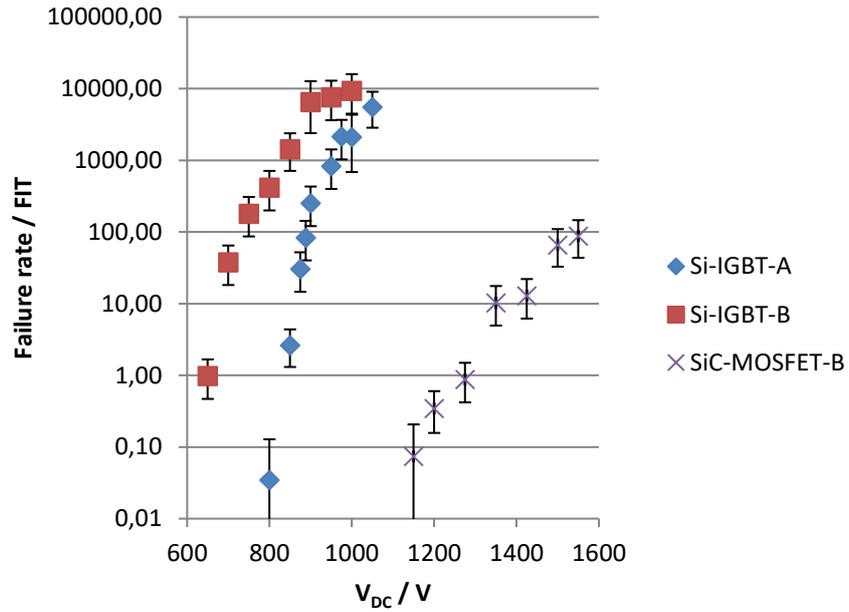


Abbildung 2.32: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (1200V Halbleiterschalter)

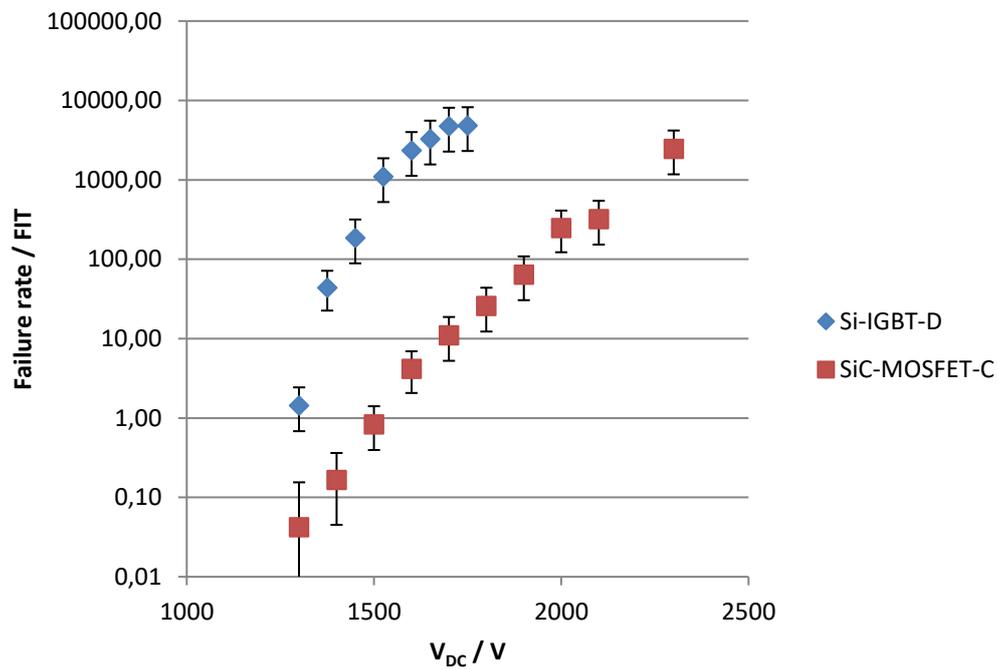


Abbildung 2.33: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (1700V Halbleiterschalter)

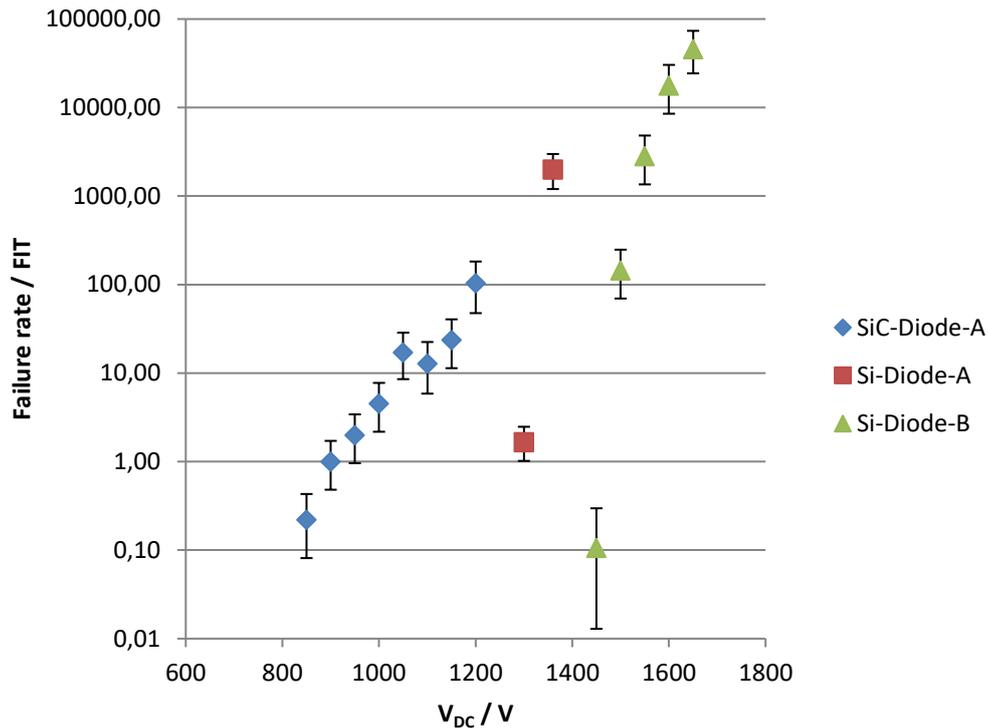


Abbildung 2.34: Spannungsabhängige Ausfallrate durch SEB (1200V/1700V Dioden)

Anhand der Daten zeigt sich, dass die getesteten SiC MOSFETs geringere Ausfallraten auf Grund von SEB haben als Si IGBTs bzw. Si MOSFETs der jeweils selben Spannungs-kategorie.

Bei den Dioden ist der Vergleich schwieriger. Da keine „standard“ Si Diode gemessen wurde stehen keine eigenen Daten für einen direkten Vergleich zur Verfügung. Der in [1] vorgenommene Vergleich mit Daten aus [11] zeigt, dass die getestete SiC-Diode robuster ist als die in [11] getestete „Competitor diode 1200V“. Die in [11] wie auch in unserer Untersuchung getestete Si CAL Diode ist jedoch noch robuster.

2.6.4.2. Einfluss der Durchbruchspannung

Bei Betrachtung der an den untersuchten Bauteilen gemessenen Durchbruchspannungen (siehe Tabelle 2) fällt auf, dass die SiC MOSFETs tatsächliche Durchbruchspannungen aufweisen die erheblich über der nominalen Spannung der Bauteile liegen. Zur besseren Vergleichbarkeit sind daher in der folgenden Abbildung die Ausfallraten normiert auf die tatsächlich gemessene Durchbruchsspannung der Bauteile dargestellt.

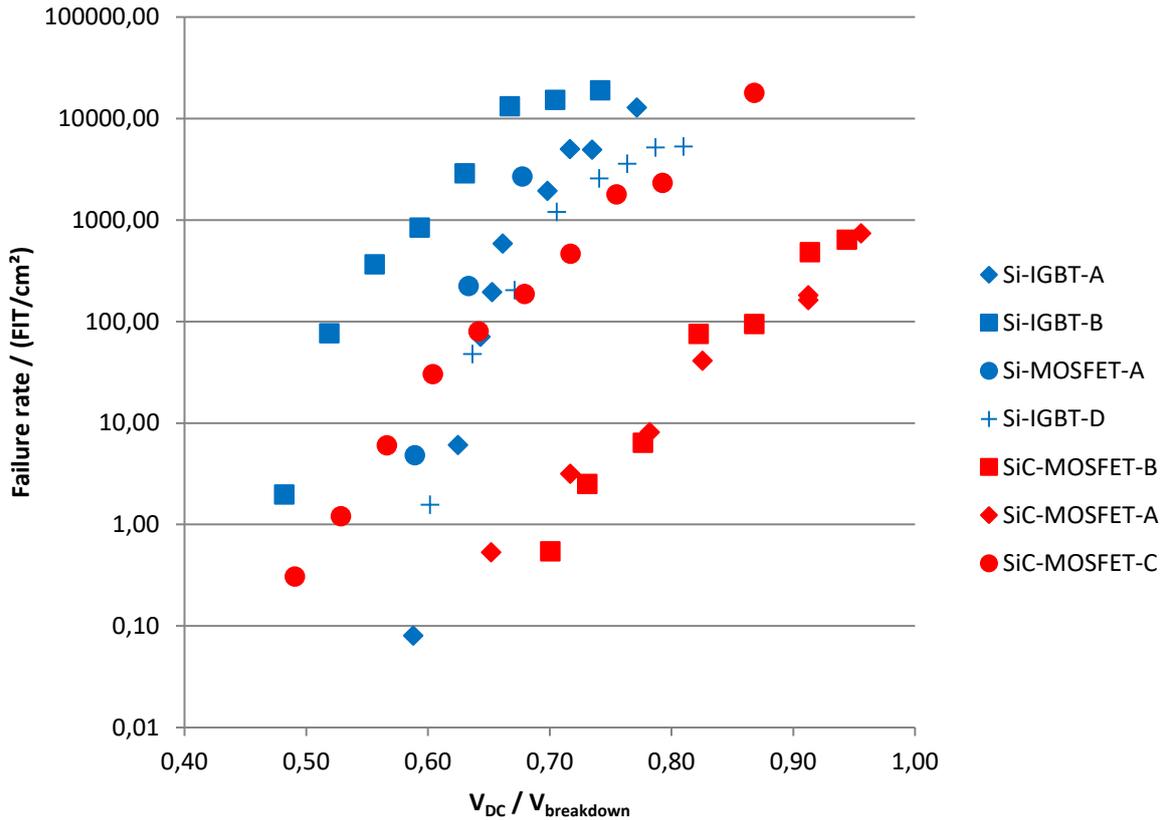


Abbildung 2.35: Spannungsabhängige Ausfallrate von Si und SiC Halbleiterschaltern, normiert auf die gemessene Durchbruchspannung und Chipfläche.

Auch in dieser Darstellung zeigt sich, dass zumindest SiC-MOSFET-A und SiC-MOSFET-B robuster als die Si Bauteile sind. SiC-MOSFET-D hat in dieser Darstellung gegenüber den robustesten Si-Bauteilen eine höhere Ausfallrate pro Chipfläche.

2.6.4.3. Temperatureinfluss

Zur Untersuchung des Einflusses der Temperatur auf die spannungsabhängige Ausfallrate wurde am Si-IGBT-A eine weitere Messung in einer eigens dafür gebauten Heizkammer durchgeführt.

Hierbei ist zu erwähnen, dass die Neutronen-Zählung für diese Messung nicht erneut kalibriert wurde und somit eventuell Ungenauigkeiten durch Abschirmung durch das Wandmaterial der Heizkammer (2-mal 1,5mm Stahl + 40mm Schaumstoff) aufgetreten sein können.

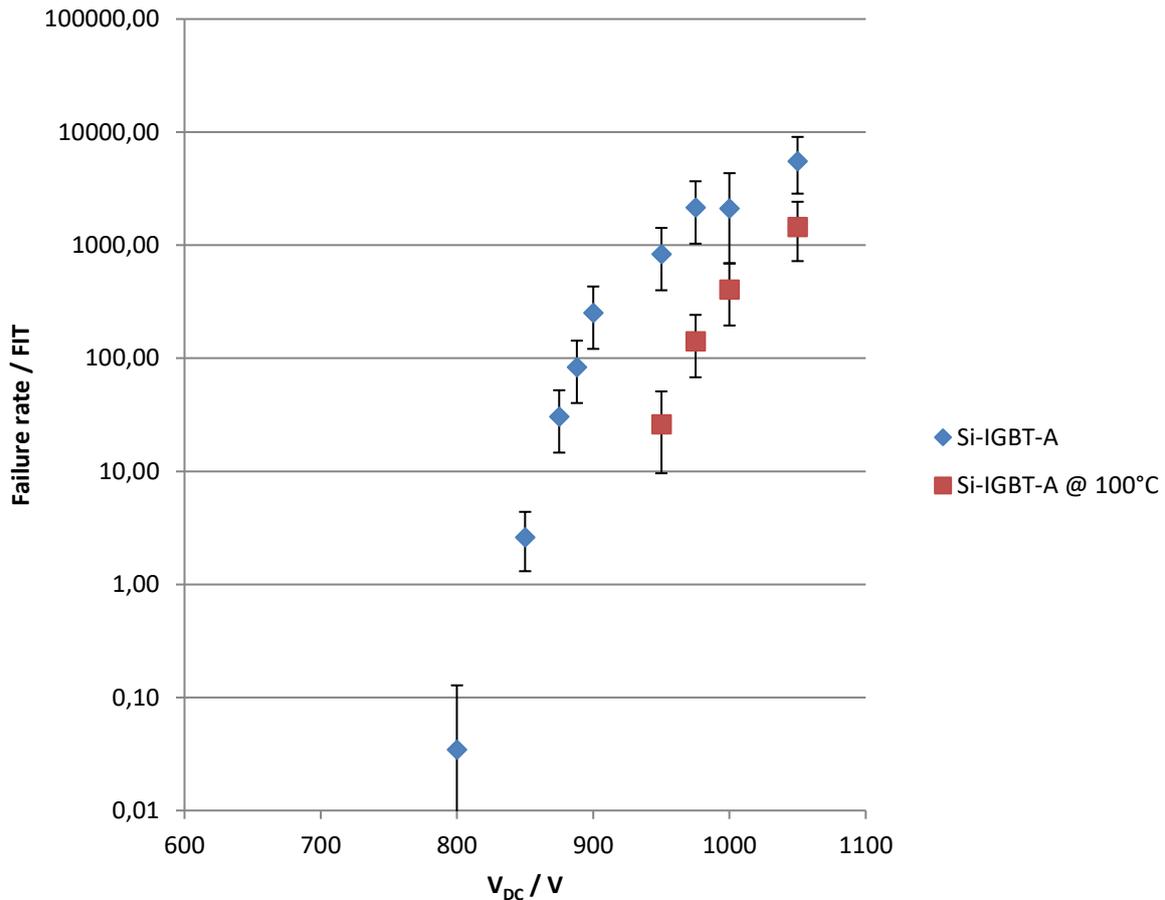


Abbildung 2.36: Spannungsabhängige Ausfallrate auf Grund von SEB (Si-IGBT-A bei Raumtemperatur und 100°C).

Wie aus Abbildung 2.36 zu erkennen ist reduziert sich bei gleicher Spannung die Ausfallrate wenn die Temperatur des Bauteils auf 100°C angehoben wird. Als Grund für die erhöhte Robustheit gegenüber SEB bei Erhöhung der Temperatur wird die bei höherer Temperatur größere Durchbruchsspannung des Halbleiters angenommen.

Diese Vermutung wird durch die Darstellung in Abbildung 2.37 untermauert. Hier ist erneut die Ausfallrate für beide Temperaturen dargestellt, jeweils normiert auf die bei der jeweiligen Temperatur gemessene Durchbruchspannung. In dieser Darstellung ist kein Unterschied zwischen den Messungen bei unterschiedlichen Temperaturen nachweisbar. Daher liegt der Schluss nahe, dass die Ausfallrate mit steigender Temperatur abnimmt, da die Durchbruchspannung steigt.

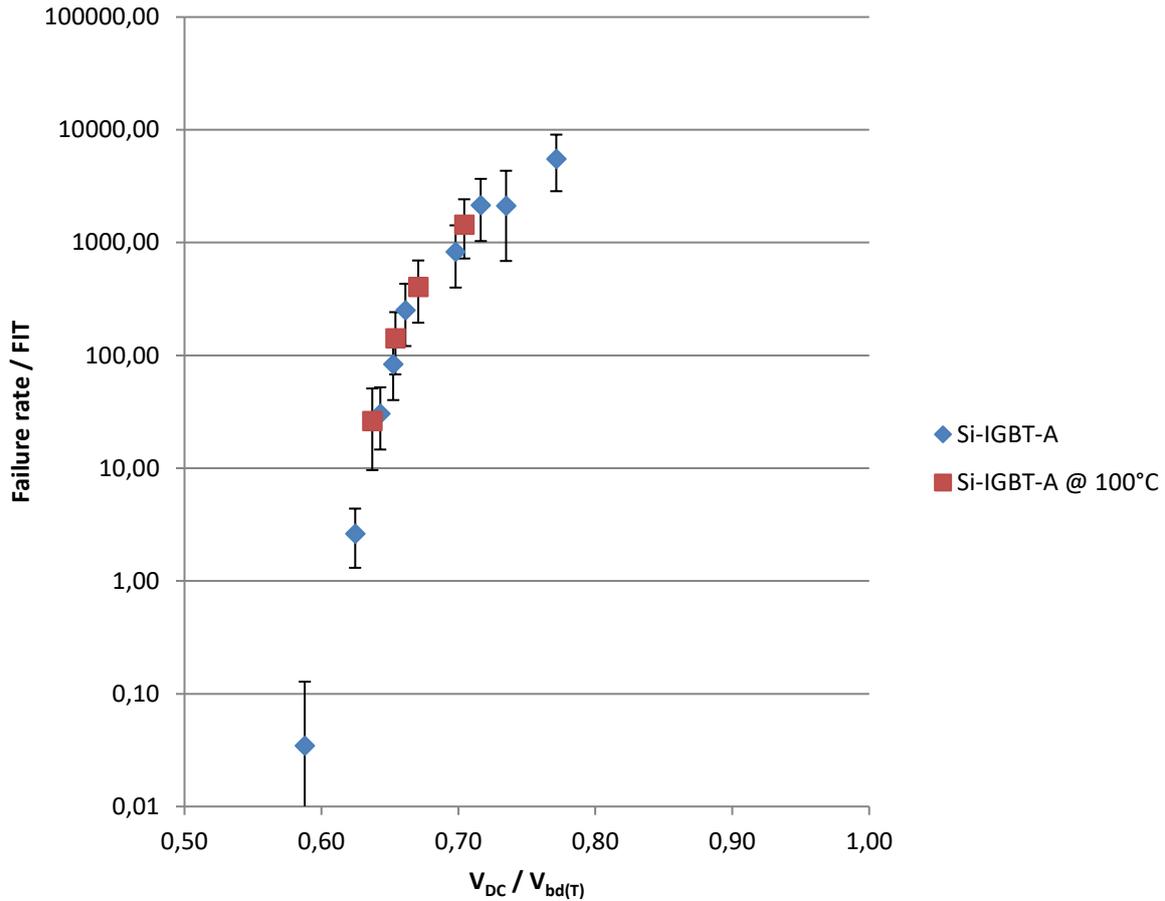


Abbildung 2.37: Spannungsabhängige Ausfallrate auf Grund von SEB (Si-IGBT-A bei Raumtemperatur und 100°C) Normiert auf gemessene temperaturabhängige Durchbruchspannung.

2.6.5. Vergleich mit Messdaten aus der Literatur

Zur Überprüfung der Messergebnisse wurden einige Messdaten aus der in Uppsala durchgeführten Messkampagne mit Ergebnissen aus der Literatur verglichen, bei denen die jeweils selben Halbleitertypen von anderen Teams an anderen Strahlenquellen untersucht wurden.

Durch Scheuermann und Schilling wurden Messungen der Robustheit der Si CAL Diode gegenüber Single-Event-Burnout durchgeführt und veröffentlicht. Diese Messungen wurden am Paul-Scherrer-Institut in der Schweiz mit monoenergetischen Protonen mit 200 MeV durchgeführt. [11]

Wie aus den folgenden Abbildungen zu erkennen ist treten bei den Messungen durch Scheuermann und Schilling die Ausfälle schon bei etwas geringeren Spannungen auf. Es wird vermutet, dass diese Abweichung möglicherweise auf die unterschiedlichen Teilchenquellen (monoenergetische Protonen gegenüber Neutronen mit einem weiten Spektrum)

rum an Energien) und der geringeren maximalen Teilchenenergie bei unserer Messung in Uppsala zurückzuführen ist. Insgesamt zeigen die Messungen jedoch eine recht gute Übereinstimmung.

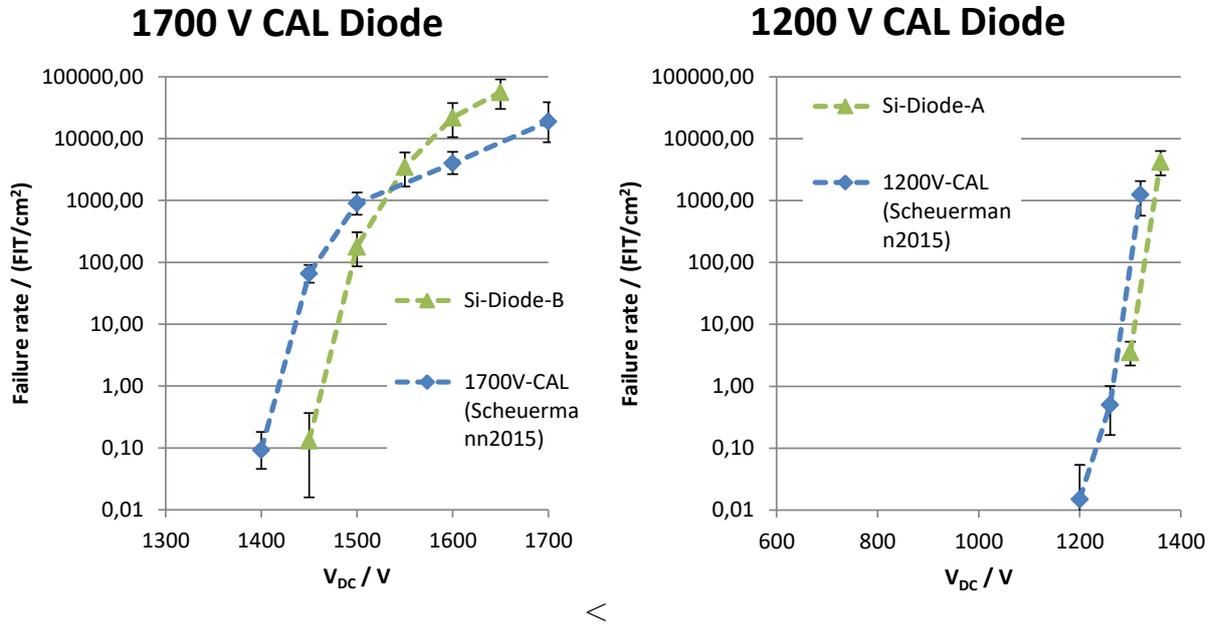


Abbildung 2.38: Vergleich der Messdaten der Si CAL Diode (Si-Diode-A / Si-Diode-B) mit Messdaten aus [11].

Außerdem wurde auch die hier untersuchte SiC SBD (SiC-Diode-A) bereits von Asai et. al. am RCNP in Japan auf Ihre Robustheit gegenüber SEB untersucht [12]. Der Vergleich der Messdaten in der folgenden Darstellung zeigt eine sehr gute Übereinstimmung. Beim RCNP handelt es sich ebenfalls um eine Quelle die Neutronen mit einem Spektrum vergleichbar mit dem natürlichen Spektrum bereitstellt.

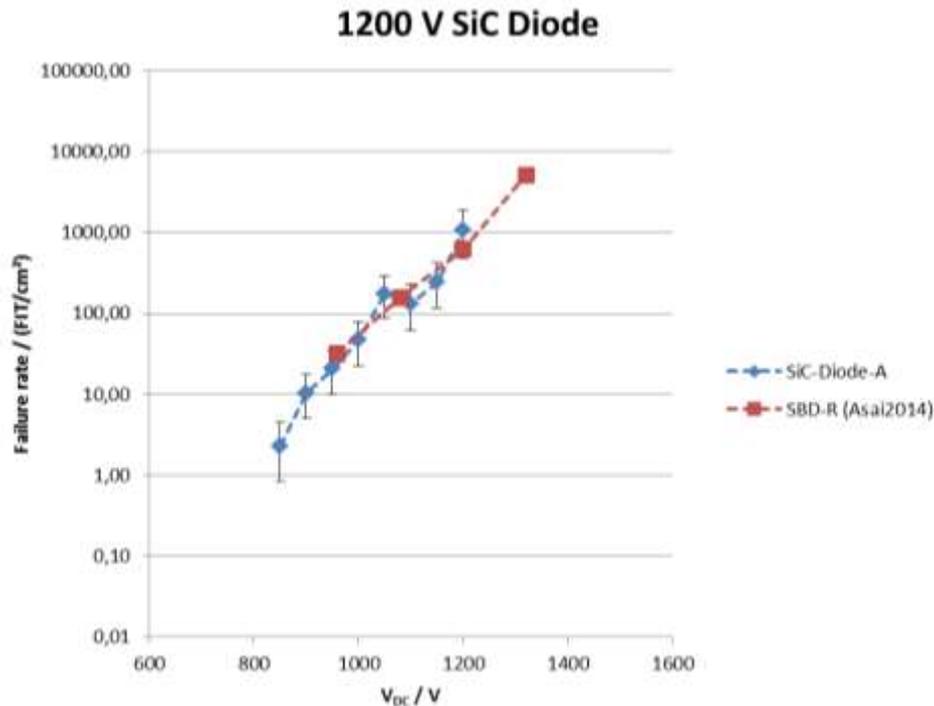


Abbildung 2.39: Vergleich der Messdaten der SiC SBD (SiC-Diode-A) mit Messdaten aus [12].

2.6.6. Zu erwartende Ausfallraten durch SEB in PV-Zentralwechselrichtern

Die auf den vorigen Seiten dargestellten Messdaten wurden genutzt, um die in der Anwendung in PV-Zentralwechselrichtern zu erwartende Ausfallrate zu berechnen. Dazu wurden Simulationen erstellt und auf Basis von einigen Annahmen die im Betrieb von möglichen Wechselrichtern für 1.000V bzw. 1.500V Systemspannung auftretenden Spannungsbelastungen ermittelt. Diese Spannungsbelastungen wurden in Relation zu den gemessenen Ausfallraten gesetzt um Aussagen über die in der Anwendung zu erwartende Ausfallrate beim Einsatz verschiedener Halbleitertypen zu treffen.

Es hat sich gezeigt, dass es wichtig ist sowohl die zu erwartende Belastung als auch die Robustheit eines Bauteils genau zu kennen, um eine Aussage treffen zu können, ob eine tolerable Ausfallrate zu erwarten ist. Detaillierte Ergebnisse dieser Untersuchung können in einem Beitrag der für die PCIM 2016 erstellt wurde eingesehen werden [2].

3. Zusammenfassung

Wie auf den vorherigen Seiten gezeigt wurde konnte durch die am The Svedberg Laboratory durchgeführte Messkampagne im Rahmen des Projekts die spannungsabhängige Ausfallrate auf Grund von Single-Event-Burnout durch terrestrische kosmische Strahlung von 10 Halbleiter-Typen gemessen werden.

Die Messungen haben gezeigt, dass die untersuchten SiC MOSFETs eine höhere Robustheit gegenüber SEB auf Grund von Höhenstrahlung aufweisen als der untersuchte Si SJ MOSFETs sowie die untersuchten Si IGBTs. Es wurde allerdings auch deutlich, dass die SiC MOSFETs in Relation zu ihrer vom Hersteller spezifizierten Nominalspannung sehr hohe tatsächliche Durchbruchspannungen aufweisen. Normiert man die Messergebnisse auf die gemessenen Sperrspannungen zeigt sich, dass zwar ein Teil des Robustheitsvorteils durch die hohe Sperrspannung zu Stande kommt, aber zumindest die 650V und 1200V SiC Trench MOSFETs auch bei Berücksichtigung der hohen Durchbruchspannung Vorteile gegenüber den Si Schaltern aufweisen.

Bei den Dioden war ein direkter Vergleich zu Standard Si Bauteilen nicht möglich, da außer einer SiC Diode lediglich spezielle Si CAL Dioden vermessen wurden. In [1] wurde ein Vergleich mit Daten für eine Standard Si Diode aus [11] gezeigt, dass die SiC Diode robuster als eine Standard Si Diode ist. Die untersuchten Si CAL Dioden zeigten sich als noch robuster als die SiC SBD.

Weiterhin zeigen die Messergebnisse, dass die Ausfallrate des untersuchten Si-IGBT-A mit steigender Temperatur abnimmt. Dieser Effekt wurde auf die mit steigender Temperatur ebenfalls steigende Durchbruchspannung zurückgeführt. Die Temperaturabhängigkeit anderer Bauteile (insb. SiC Bauteilen) stellt sich somit als interessanter Aspekt für zukünftige Studien dar.

Die Untersuchungen zur Abschätzung der zu erwartenden Ausfallraten in der Applikation haben gezeigt, dass eine genau Kenntnis der spannungsabhängigen Ausfallrate der Bauteile und der zu erwartenden Belastung erforderlich sind um die in der Applikation durchschnittlich zu erwartende Ausfallrate zu bestimmen. Es wird daher auch in Zukunft erforderlich sein, die Ausfallraten durch Messungen oder durch Informationen von Halbleiterherstellern zu ermitteln um zu entscheiden ob ein bestimmter Halbleiter die nötige Robustheit für eine Applikation aufweist oder ob ggf. ein robusterer Halbleiter oder sogar ein Halbleiter einer höheren Spannungsklasse erforderlich ist um die Zuverlässigkeitsanforderung sicherzustellen.

Literaturverzeichnis

- [1] C. Felgemacher, S. Araújo, P. Zacharias, K. Neemann und A. Gruber, „Cosmic Radiation Ruggedness of Si and SiC Power Semiconductors,“ in *28th IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, Prag, 2016.
- [2] C. Felgemacher, S. Araújo und P. Zacharias, „Benefits of increased cosmic radiation robustness of SiC semiconductors in large power converters,“ in *PCIM Europe 2016*, Nürnberg, 2016.
- [3] C. Felgemacher, Investigation of Reliability Aspects of Power Semiconductors in Photovoltaic Central Inverters in Sunbelt Regions, Universität Kassel: Dissertation (BEABSICHTIGT), 2017 (TBC).
- [4] H. Blümer und K.-H. Kampert, „Die Suche nach den Quellen der kosmischen Strahlung: Antworten versprechen die Luftschauerexperimente KASCADE und AUGER,“ *Physik Journal*, Bd. 56.3, pp. 39-45, 2000.
- [5] C. Weiß, Höhenstrahlungsresistenz von Silizium-Hochleistungsbauelementen, Technische Universität München: Dissertation, 2015.
- [6] W. Kaindl, Modellierung höhenstrahlungsinduzierter Ausfälle in Halbleiterleistungsbauelementen, Technische Universität München: Dissertation, 2005.
- [7] J. F. Ziegler, „Terrestrial cosmic rays,“ *IBM Journal of Research and Development*, Bd. 40, pp. 19 - 39, 1996.
- [8] *JESD89A: Measurement and Reporting of Alpha Particle and Terrestrial Cosmic Ray Induced Soft Errors in Semiconductor Devices*, 2006.
- [9] A. Prokofiev, J. Blomgren, M. Majerle, R. Nolte, S. Rottger, S. Platt, C. Xiao und A. Smirnov, „Characterization of the ANITA Neutron Source for Accelerated SEE Testing at the Svedberg Laboratory,“ in *IEEE Radiation Effects Data Workshop*, 2009.
- [10] A. Meyna und B. Pauli, Zuverlässigkeitstechnik Qualitative Bewertungsverfahren,

Carl Hanser Verlag, 2010.

- [11] U. Scheuermann und U. Schilling, „Cosmic Ray Failures of Power Modules - The Diode Makes the Difference,“ in *PCIM Europe 2015*, 2015.
- [12] H. Asai, I. Nashiyama, K. Sugimoto, K. Shiba, Y. Sakaide, Y. Ishimaru, Y. Okazaki, K. Noguchi und T. Morimura, „Tolerance Against Terrestrial Neutron-Induced Single-Event Burnout in SiC MOSFETs,“ *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Bd. 61, pp. 3109-3114, 2014.
- [13] I. Song, „A Soft Switching Boost Converter using an Auxiliary Resonant Circuit for a PV System,“ 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Mai 2011, pp. 2838-2843.

Anhang A Ergebnisse des Vergleichs weich-schaltender Topologien

Nr.	Schalt- methode		Hauptelemente				Hilfselemente				Aktive elemente				Spannungs- belastung		Strom- belastung		Gewichtete Bauteilzahl			Anzahl			Schalt- methode		Gewichtung					Bewertung		Rang	
	EIN	AUS	L	C	L	C	L	C	#	#	Schalter	Diode	Schalter	Diode	Schalter	Diode	Schalter	Diode	Schalter	Diode	Gatetreiber	Drosseln	Kondensatoren	mit Halbbrücke realisierbar	Techn. Risiko	EIN	AUS	Halbleiter	Treiber	Drosseln	Caps	Sonstiges	Bewertung	Rang	
1	ZVS	ZVS	1	1	1	1	1	1	2	1	1	1	1	2	2	1	1	2	2	2	2	2	2	3	2	2			40,09%	0,62	0,54	0,37	0,35	3,48	1
4	ZVS	ZVS	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	1	1	2	2	2	2	2	2	2	2	2			1,60	0,62	0,54	0,25	0,50	3,51	2
19	ZVS	ZVS	1	2	2	0	2	0	2	2	2	2	2	1	1	1	1	2	2	4	4	3	3	2	0	1			1,60	0,62	0,82	0,25	0,25	3,53	3
5	ZVS	ZVS	1	1	1	1	1	1	2	2	1	1	2	2	2	1	1	2	2	4	2	2	3	3	2	2			1,60	0,62	0,54	0,37	0,40	3,55	4
8	ZVS	ZVS	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	1	1	2	2	4	2	2	2	2	2	2			1,60	0,62	0,54	0,25	0,55	3,56	5
10	ZVS (ZCS)	ZCS	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3	2	2	1	1	2	2	4	2	2	2	2	2	2			1,60	0,62	0,54	0,25	0,60	3,61	6
11	ZCS	ZCS	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	1	1	2	2	4	2	2	2	2	5	3			1,60	0,62	0,54	0,25	0,70	3,71	7
12	ZCS	ZCS	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	1	1	2	2	4	2	2	2	2	8	5			1,60	0,62	0,54	0,25	0,90	3,91	8
2	ZVS	ZCS	2	1	1	1	1	1	3	1	2	1	1	2	2	1	1	2	2	4	3	4	3	4	2	3			1,60	0,62	0,82	0,49	0,50	4,03	9
20	ZCS	ZCS	1	1	1	1	1	1	1	1	2	1	3	2	2	0,5	0,5	2	2	6	2	2	2	2	5	3			1,60	0,92	0,82	0,25	0,45	4,04	10
3	ZVS	ZVS	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	3	2	2	1,60	1,60	1,60	1,60	1,60	1,60	1,60	1,60	1,60	2	4			1,60	0,92	1,09	0,25	0,60	4,15	11
6	ZVS	ZVS	1	1	1	1	1	1	3	2	1	1	4	2	2	1	1	2	2	4	4	4	4	3	2	2			1,60	0,62	1,09	0,37	0,50	4,18	12
9	ZCS	ZCS	3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	2	2	1	1	2	2	4	4	4	4	2	2	4			1,60	0,62	1,09	0,25	0,65	4,20	13
18	ZCS	ZCS	4	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	2	2	0,5	0,5	2	2	4	4	4	4	3	5	4			1,60	0,62	1,09	0,37	0,80	4,48	14
13	ZCS	ZCS	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	4	2	2	1	1	2	2	4	4	4	4	4	2	2			2,41	0,62	0,82	0,25	0,40	4,48	15
16	ZCS	ZCS	2	1	1	1	1	1	3	2	2	2	4	2	2	0,5	0,5	2	2	4	4	4	4	4	7	1			1,60	0,62	1,09	0,49	0,70	4,50	16
17	ZCS	ZCS	3	1	1	1	1	1	3	2	2	2	4	2	2	0,5	0,5	2	2	6	6	3	3	4	5	1			2,00	0,92	0,82	0,25	0,65	4,64	17
15	ZCS	ZCS	4	1	1	1	1	1	1	1	2	2	4	2	2	0,5	0,5	2	2	6	5	2	2	2	5	2			1,60	0,92	1,36	0,25	0,65	4,78	18
21	ZCS	ZVS	2	1	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	0,5	0,5	2	2	8	4	4	3	3	7	1			1,60	1,23	1,09	0,37	0,65	4,94	19
7	ZCS	ZVS	1	1	0	1	1	0	1	1	2	2	0	2	2	1	2	4	4	4	4	4	1	2	8	2			3,21	0,62	0,27	0,25	0,75	5,09	20
14	ZVS	ZVS	1	2	1	1	1	1	1	1	2	2	0	2	2	1	1	2	2	4	4	4	2	3	0	3			3,21	0,62	0,54	0,37	0,45	5,19	21