

Doppelt Schnell Doppelt Sicher

Abschlussbericht



Christian-Albrechts-Universität zu Kiel



FTCAP
FISCHER & TAUSCHE
CAPACITORS

Ort, Datum: Kiel, den 19. August 2022
Berichtszeitraum: 01.09.2019 bis 31.12.2021
Nummer: 8/12-39
Projektleitung: Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre
Projektpartner: Danfoss Silicon Power GmbH
FTCAP GmbH
Gefördert durch: Gemeinschaft für Energie
und Klimaschutz
Schleswig-Holstein GmbH
(EKSH)



Gesellschaft für
Energie und Klimaschutz
Schleswig-Holstein

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	II
Kurzzusammenfassung	III
1. Einleitung	1
1.1 Hintergrund	1
1.2 Übersicht der Topologien von Ladestationen	4
1.3 Ziele des Projekts	6
1.4 Zusammenarbeit mit Partnern aus der Industrie	7
2. Design und Simulative Untersuchungen	9
2.1 Einführung	9
2.2 Design des Batteriepakets	9
2.3 Design des DAB-Wandlers	11
2.4 Berechnung der Verluste im DAB-Wandler	14
2.5 DAB versus SRC mit aktiver Kondensatorschaltung	15
2.6 Zuverlässigkeit des DAB-Wandlers	15
2.7 Zusammenfassung	18
3. Implementierung der Hardware und Versuchsdurchführung	20
3.1 Einleitung	20
3.2 Vollbrückenmodule und Interfaceboards	21
3.3 Gate-Treiberschaltung und Schutzeinrichtung	21
3.4 Modulation und Steuerung	24
3.5 Magnetische Komponenten	24
3.6 Kapazitive Komponenten	26
3.7 Experimentelle Untersuchung der Vollbrücke	26
3.8 Experimentelle Untersuchung des DAB-Wandlers	28
3.9 Emulation des realen Betriebs und Versuchsdurchführung	31
3.10 Fazit	37
4. Fazit und Ergebnisse	40
4.1 Zusammenfassung und Ergebnisse	40
4.2 Erfolge	42
4.3 Zukünftige Entwicklungen	42
4.4 Kommerzialisierung	43
4.5 Bildung	43
4.6 Veröffentlichung der Ergebnisse	43
5. Abbildungsverzeichnis	44
6. Tabellenverzeichnis	46
7. Literaturverzeichnis	47
8. Anhang	50
8.1 Liste der Veröffentlichungen	50

Kurzzusammenfassung

Schleswig-Holstein (SH) hat in der Energiewende unter anderem durch den Ausbau der Windenergiegewinnung eine Vorreiterposition inne, die für das Bundesland aus wirtschaftlicher und wissenschaftlicher Sicht relevant ist. Einhergehend mit der Energiewende besitzt auch die voranschreitende Elektrifizierung der Mobilität in Schleswig-Holstein einen hohen Stellenwert und wird als wichtiges Instrument für einen energieeffizienteren und emissionsärmeren Mobilitätssektor gesehen. Maßgeblich für einen erfolgreichen Wandel zur Elektromobilität ist der Ausbau und die kontinuierliche Verbesserung der Ladeinfrastruktur für Elektrofahrzeuge.

Im Projekt „Doppelt Schnell Doppelt Sicher“ (DSDS) werden Technologien im Bereich der Schnellladeinfrastruktur für Elektrofahrzeuge erforscht, wobei einerseits schnell schaltende Leistungshalbleiter, basierend auf Siliziumcarbid (SiC), verwendet werden und andererseits die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems verbessert werden soll. Durch die Verwendung von SiC-Halbleitern werden dabei die Energieverluste und die Baugröße reduziert, während die Zuverlässigkeit der Ladestationen durch Condition Monitoring-Techniken und Fehlerdetektionstechniken für Halbleiter und Kondensatoren erhöht werden soll.

Zwei Hauptziele des Projekts sind die Verbesserung von Effizienz und Zuverlässigkeit der Schnellladestationen. Zur Erreichung dieser Ziele werden innerhalb des Projekts Kooperationen mit in Schleswig-Holstein ansässigen Industriepartnern geschlossen. Um den Voraussetzungen bezüglich der Effizienz gerecht zu werden, sind qualitativ hochwertige leistungselektronische Bauteile notwendig. Halbleiterschalter, die auf neuartigen SiC-Technologien beruhen, werden von Danfoss Silicon Power (DSP) hergestellt und garantieren einen hocheffizienten Betrieb der Ladestation. Folienkondensatoren mit besonders geringen Verlusten von FTCAP (FTC) tragen nicht nur zur Gesamteffizienz sondern auch zur Zuverlässigkeit bei, da die thermische Belastung der Kondensatoren reduziert wird. Das Design, die Simulation und die Experimente der DSDS-Schnellladestation werden durch die Christian-Albrechts-Universität zu Kiel (CAU) durchgeführt, um die zuvor genannten Ziele zu erreichen. Die Projektpartner erforschen und entwickeln Lösungen in enger Zusammenarbeit, um den Hauptblock der Schnellladestation vollständig thermisch überwachbar mit eingebetteter aktiver Schutzfunktion zu gestalten.

Als ein Ergebnis der konstruktiven Zusammenarbeit im Rahmen des DSDS-Projekts wird eine grundlegende Einheit (engl. Power Electronics Building Block (PEBB)) für die Schnellladestation gebaut und deren Leistungsfähigkeit experimentell an der CAU validiert. Die Performance dieses Blocks wird durch die generellen Anforderungen durch Elektrofahrzeuge (EVs) bestimmt. In modularer Konfiguration erlaubt die Verwendung des Blocks ein schnelles Laden mit sehr hoher Leistung, um ein EV - unabhängig von der Batteriegröße - in weniger als 12 Minuten zu laden.

Die vollständige Wertschöpfungskette zur Herstellung einer solchen Schnellladestation erfolgt dabei innerhalb der Grenzen von Schleswig-Holstein und es wird eine Regionalisierung der Technologie erzielt. Die im Projekt DSDS erzielten Ergebnisse haben in Schleswig-Holstein einen direkten und indirekten Einfluss auf folgende Bereiche:

- Erhöhung der Innovationsgeschwindigkeit - Schnellladestationen sind eines der Forschungselemente im Bereich E-Mobilität. Die steigende Nachfrage in diesem Bereich kann nur durch vermehrte Entwicklungen der dafür relevanten Industrie bedient

werden. Die Ergebnisse des DSDS-Projekts unterstützen diesen Bereich direkt durch die Einführung neuer Hochspannungs-Hochfrequenz-Einheiten.

- Beitrag zur strategischen Energiepolitik in Deutschland (Energiewende) - Der Übergang von mit fossilen Energieträgern betriebenen Fahrzeugen zu EVs ist ein Kernziel der Energiewende. Die Ergebnisse des DSDS-Projekts können direkt zu diesem Ziel der Energiewende beitragen, da es neue Anstöße zur Entwicklung von Schnellladestationen liefert.
- Förderung der Qualität der Lehre - Während der Entwicklung des Projekts waren zahlreiche Studierende in das Projekt involviert und trugen durch Projekte und Abschlussarbeiten zum Gelingen des Projekts bei. Die Ergebnisse von DSDS und weiterer Projekte im Bereich der E-Mobilität werden vereinigt genutzt, um am Lehrstuhl für Leistungselektronik zwei neue Kurse für Bachelor- und Masterstudierende anzubieten, ersterer mit dem Titel *Elements of Electric Drives for E-mobility* und zweiterer mit dem Titel *Battery Technologies, Manufacturing, Modelling, Control and Integration in Power Electronics*. Die Ergebnisse aus dem DSDS-Projekt werden somit verwendet und adaptiert, um die Qualität der Lehre und des Studiums an der CAU zu erhöhen.
- Beitrag zu einer breiten Akzeptanz von Elektrofahrzeugen in der Gesellschaft.

Zahlreiche wissenschaftlichen Beiträge wurden auf internationalen Konferenzen präsentiert und bei IEEE als größtem Verlag in diesem Bereich veröffentlicht. Mit dem nun weiterhin einsatzfähigem Prototypen an der CAU wird erwartet, dass zukünftig weitere Veröffentlichungen zur Verbreitung der Ergebnisse möglich sind. Solche Veröffentlichungen unterstützen den wissenschaftlichen Fortschritt in SH.

1. Einleitung

1.1 Hintergrund

Die Emission von Treibhausgasen durch fossile Treibstoffe in Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor, Kraftwerken, Fabriken, etc. ist eine große Herausforderung für die Umwelt und das weltweite Klima. Abb. 1.1 zeigt die weltweiten CO₂-Emissionen anteilig nach verschiedenen Staaten. Eine mögliche Lösung zur Reduktion der CO₂-Emissionen ist die Elektrifizierung des Transportwesens. Als Antwort auf das Bestreben zur Elektrifizierung des Transportwesens steigt die Anzahl an Elektrofahrzeugen und installierten Ladestationen rapide an, wie in Abb. 1.2 zu sehen ist. In dieser Grafik ist nur die Anzahl an batteriegetriebenen Elektrofahrzeugen (BEVs) aufgezeigt, während Ladestationen auch von Plug-In-Hybriden (PHEVs) genutzt werden können.

In Deutschland wurde eine Nationale Plattform Elektromobilität (NPE) gegründet, um einen Fahrplan für die Elektrifizierung des Transportwesens zu bestimmen. Seit 2010 berichtet die NPE über den Status der Entwicklung von EVs in den Bundesländern [2]. In Schleswig-Holstein hat laut NPE die Marktanlaufphase der Elektromobilität begonnen und Neuzulassungen von Elektrofahrzeugen nehmen stetig zu, wie in Abb. 1.3 zu sehen ist [3].

Die Zunahme der Produktion von Elektrofahrzeugen beeinflusst die Netzinfrastruktur und der Bedarf an Ladestationen steigt. Einen Überblick über das Wachstum der Anzahl von Ladestationen in Deutschland ist in Abb. 1.4 dargestellt [3]. Neu installierte Ladestationen müssen einige Voraussetzungen erfüllen, wie zum Beispiel die Schnellladefähigkeit, hohe Sicherheit und Zuverlässigkeit sowie hohe Effizienz. Der Einsatz von SiC-Halbleitern und Folienkondensatoren gilt hierbei als Schlüssel um effiziente Ladesäulen zu ermöglichen. Durch Einbezug der Kooperationspartner Danfoss Silicon Power GmbH (DSP) und FTCAP GmbH (FTC) - beide ansässig in Schleswig-Holstein - kann hierbei auf industrielle Erfahrung und Kompetenz zurückgegriffen werden. Als Teilziel des Projektes lässt sich hierdurch der Entwicklungsprozess für Schnellladestationen mit neuartigen Technologien entscheidend beschleunigen.

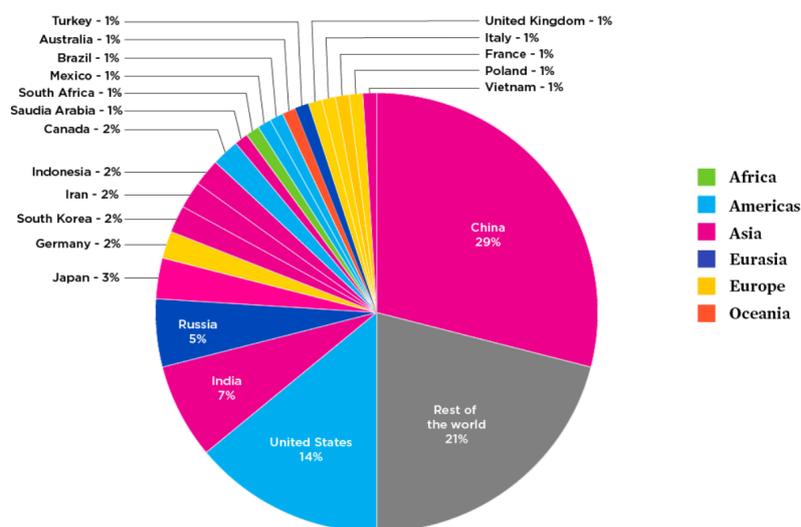


Abb. 1.1: Gesamte CO₂-Emissionen durch fossile Brennstoffe im Jahre 2020 [1].

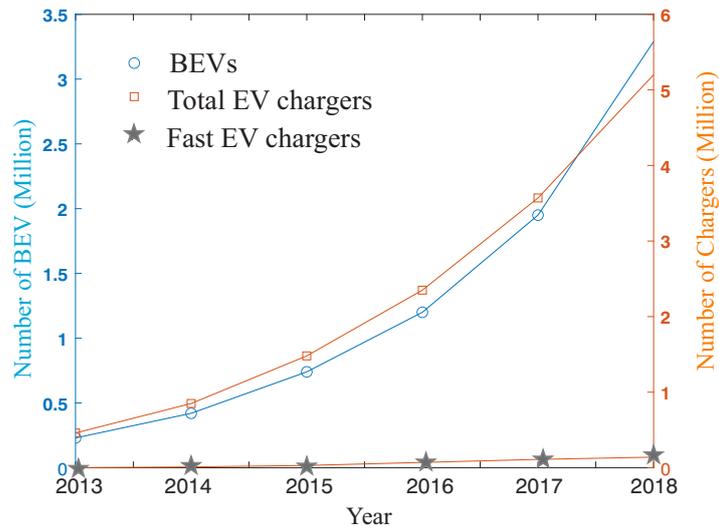


Abb. 1.2: Entwicklung der Anzahl an Elektrofahrzeugen und weltweite Installation von Ladestation für Elektro-PKW in den Jahren 2013 bis 2018 [4].

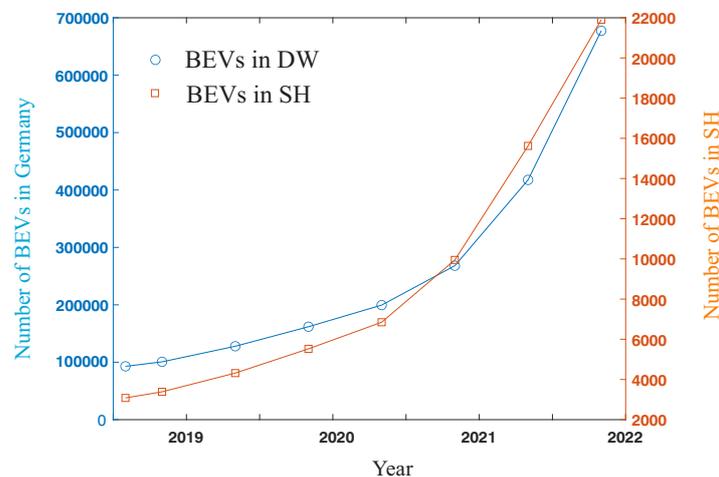


Abb. 1.3: Die Entwicklung des Elektroautomarktes in Deutschland und Schleswig-Holstein in den letzten drei Jahren. Laut NPE hat die Marktanlaufphase begonnen [3].

Insgesamt erschließen aktuell viele Unternehmen bereits den zukünftigen großen Markt für Ladestationen für Elektroautos. Tabelle 1.1 listet die Hersteller von Ladestationen in Deutschland inklusive deren Leistungsklassifikationen auf. Ladeleistungen bis zu 500 kW werden von den Herstellern angeboten, diese Leistungsklassen erlauben es, bei Batteriekapazitäten bis 100 kWh ein Elektrofahrzeug in 12 Minuten zu laden. Zwei Hauptgesichtspunkte müssen bei solch hohen Ladegeschwindigkeiten berücksichtigt werden: Zum einen müssen die elektrochemischen Prozesse des Batteriepakets für hohe Stromstärken geeignet sein, zum anderen muss die Ladestrategie auf Grundlage der physikalischen Beschränkungen der Batterie entwickelt werden, um den Verschleiß der Batterie zu minimieren [5, 6]. Die hierbei verwendeten Technologien basieren auf Si-IGBTs als Leistungshalbleiter und können als State-of-the-Art angesehen werden. Die Ergebnisse einer Umfrage in [7] zeigen, dass eine Leistung von 50 kW für die meisten Schnellladeanwendungen ausreicht. Somit wird diese Leistungsklasse als Ausgangspunkt der Studien im Projekt DSDS verwendet.

Basierend auf den gegebenen Reviews in [8] kann für Elektrofahrzeuge eine typische Batteriekapazität von 100 kWh angenommen werden. Die Laderate C_r der meisten Lithiumbat-

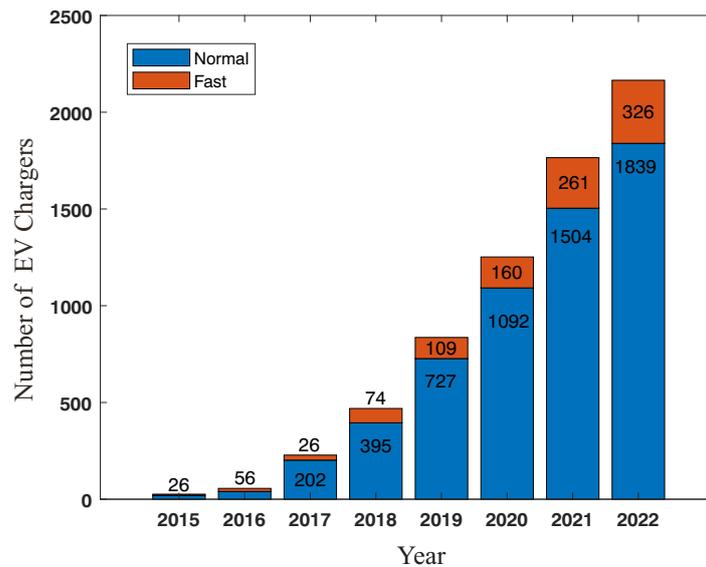


Abb. 1.4: Die Entwicklung der installierten Ladeinfrastruktur in Deutschland von 2015 bis 2022.

terien ist 0,5, was eine Ladeleistung von 50 kW erfordert, um das Batteriepaket innerhalb von zwei Stunden aufzuladen. Jedoch können sechs parallel geschaltete Basisladegeräte zu 50 kW pro Gerät mit einer resultierende Gesamtleistung von 300 kW solch ein Batteriepaket in 15 Minuten bis zu 80% aufladen. Die Ladezeit kann durch die Verwendung einer größeren Anzahl an Modulen und die Anwendung von speziellen Ladestrategien weiter reduziert werden. Im nächsten Schritt wird die verwendete Spannung der Batterie berücksichtigt. Herstellerseitig wird zwischen zwei Standardspannungen von 400 V und 800 V unterschieden. Eine zwischen 400-V- und 800-V-Batterietypen vergleichende Studie wurde in [9] durchgeführt. Batterien mit 800 V können Wirkungsgrad und Leistungsdichte erhöhen, zudem können solche Batterien schneller geladen werden und benötigen kleinere und leichtere Kabel als 400-V-Batterien. Allerdings stehen dem ein komplexeres Batteriemanagementsystem (BMS), höhere Schaltverluste und elektromagnetische Störungen und Interferenzen (EMI/EMV) bei Verwenden der höheren Spannung nachteilig gegenüber.

Tab. 1.1: Hersteller von Ladestationen in Deutschland und jeweilige Leistungsklassifikation.

Hersteller	Nennleistungen [kW]	
	AC	DC
ABB (CH)	22, 43	20, 50, 350
ads-tec Energy		320
Porsche Engineering		320
aixACCT charging solutions	44	50 bis 150
ChargeIT mobility GmbH	1x22, 1x43	150
EBG compleo	43	50
Enercon		50-350
Mobilverde	43	60, 120 bis 360
Schaltbau Refurbishment		n-mal 30, bis 500
Siemens AG	43	50, 1x150 oder 2x75
Walther Werke	22	21
XCharge		240

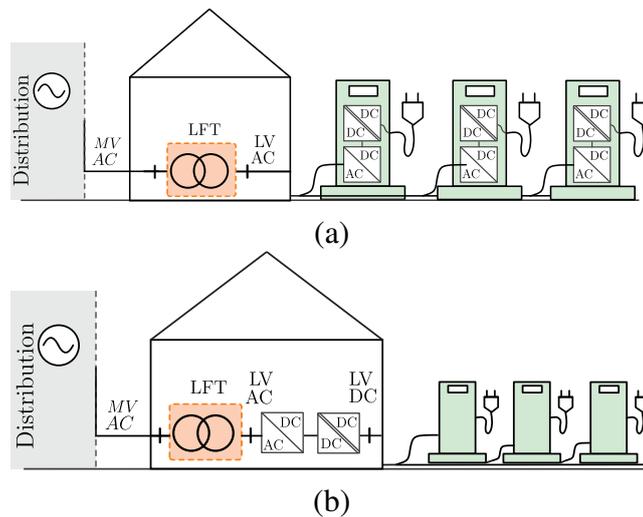


Abb. 1.5: Architekturen der Schnellladestationen [11]: (a) Dezentrale Architektur (b) Zentrale Architektur

1.2 Übersicht der Topologien von Ladestationen

Im Portfolio der Autohersteller gibt es kommerzielle Fahrzeuge mit einer hohen Reichweite. Ein Tesla Model S 100D kann mehr als 595 km (370 Meilen) mit einer einzigen Batterieladung fahren [10]. Der neueste Mercedes EQS hat eine Reichweite von 563 km (350 Meilen), der BMW i7 625 km und der Lucid Air EV kann 837 km (520 Meilen) erreichen. Diese Reichweiten sind für viele Nutzer bereits ausreichend, ohne dass das EV zwischenzeitlich geladen werden muss. Beim Zurücklegen von sehr langen Strecken ist das zwischenzeitliche Laden erforderlich, was möglichst schnell erfolgen sollte.

Im Vergleich zu Fahrzeugen, die mit fossilen Brennstoffen betankt werden, liegt die Ladezeit von EVs weit über einem verbraucherfreundlichen und zeitlich effizienten Maß. Um Elektroautos erfolgreicher am Markt zu etablieren, ist es unumgänglich, die Ladezeiten weiter zu verkürzen. Sogenannte Schnellladestationen (Level-3-Charger) versprechen Abhilfe: Diese ermöglichen es dem Verbraucher, die Batterie ihrer Fahrzeuge innerhalb von wenigen Minuten - abhängig von der Leistung der Ladestation - zu laden. Level-3-Charger kennzeichnen sich durch das sogenannte Gleichstrom-Laden aus. Die Ladesäule ist direkt mit der Batterie des Autos verbunden und ein fahrzeugseitiges Ladegerät ist nicht notwendig (Off-Board-Laden).

Verschiedene Umsetzungen von Level-3-Architekturen sind in Abb. 1.5 dargestellt. Im unteren Leistungsbereich bis ca. 50 kW werden die leistungselektronischen Komponenten dezentral in die Ladesäule integriert (Abb. 1.5 (a)). Einhergehend mit der Steigerung der Ladeleistung werden die leistungselektronischen Komponenten zentral außerhalb der Ladesäule realisiert (Abb. 1.5 (b)) [11]. Zukünftig ist eine weitere Erhöhung der Ladeleistung zu erwarten [12], was wiederum neue Anforderungen an die leistungselektronischen Komponenten mit sich bringt. Diese Anforderungen sind mit Silizium-basierten Halbleitern, wie z.B. Si-IGBTs, nur mit hohen Verlusten und/oder großer Baugröße zu erreichen.

Eine Schlüsseltechnologie in Level-3-Chargern ist der isolierte Gleichspannungswandler. Dieser passt die gleichgerichtete Netzspannung an die Batteriespannung an und sorgt für die notwendige galvanische Trennung. Schnellladestrategien, welche die Reglerreferenz in dieser Stufe des Wandlers anpassen, werden auf das Batteriepaket angewendet, um das Strom-

profil in Abhängigkeit vom Ladezustand der Batterie (SOC) anzupassen [P3]. Die Verwendung von schnell schaltenden SiC-Halbleitern im Gleichspannungswandler von Schnellladestationen bringt viele Vorteile mit sich [13], diese sind z.B.

- Höherer Wirkungsgrad
- Geringere Schaltverluste
- Betrieb bei höheren Frequenzen
- Volumenreduzierung der passiven Komponenten
- Geringerer Kühlaufwand und
- Erhöhte Leistungsdichte.

Um das volle Potential von schnell schaltenden SiC-Halbleitern ausschöpfen zu können, müssen verschiedene Herausforderungen überwunden werden. Durch die schnellen Schaltvorgänge sind die parasitären Komponenten von hoher Wichtigkeit. Die aus den Schaltvorgängen resultierenden Überspannungen und Überströme führen zu der Notwendigkeit eines besonders niederinduktiven Designs. Damit ergibt sich die Herausforderung an einen noch stringenteren Systementwurf.

Darüber hinaus kommt es zu speziellen Anforderungen insbesondere aus dem anwendungsbedingten hohen Leistungstransfer in Schnellladestationen. Dieser verursacht eine hohe Belastung für die verbauten Komponenten. Insbesondere Kondensatoren und Leistungshalbleiter sind sensitive Komponenten mit erhöhter Fehleranfälligkeit. In einer Studie [14] wurde verdeutlicht, dass insbesondere Forschung im Bereich der Halbleiter und Kapazitäten gewünscht ist, um die Zuverlässigkeit von leistungselektronischen Systemen zu erhöhen (Abb. 1.6 (a)). Weiterhin wurde in [14] gezeigt, dass aus Industrieperspektive zusätzlich zu den herkömmlichen Schutzmethoden, wie z.B. Fehlerdetektionsmethoden, die nach einem Fehlerfall einen sicheren Zustand herstellen können, auch aktive Methoden zukünftig gewünscht werden (Abb. 1.6 (b)).

Aktive Methoden (z.B. Condition Monitoring) erhöhen die Lebensdauer des leistungselektronischen Systems, indem sie sich anbahnende Fehlerzustände schon vor dem Eintritt detektieren, um somit entsprechende Maßnahmen zur Vermeidung ableiten zu können.

Der Aufbau von Ladestationen für den Infrastrukturbereich besteht grundsätzlich aus einem Gleichrichter und galvanisch isoliertem DC/DC-Wandler. Die beiden Komponenten sind über einen Gleichspannungszwischenkreiskondensator gekoppelt. Die galvanische Isolation im DC/DC-Wandler dient der Bediensicherheit der Ladestation, indem die Bezugspotentiale voneinander entkoppelt werden. Mit der Dual-Active-Bridge (DAB) und dem LLC-Wandler sind zwei in der Praxis relevante Realisierungsmöglichkeiten für den isolierten DC/DC-Wandler dargestellt. Ein universelles Merkmal ist die primärseitige Vollbrücke. Daher lassen sich die angestrebten Ergebnisse unabhängig von der abschließend gewählten Topologie anwenden.

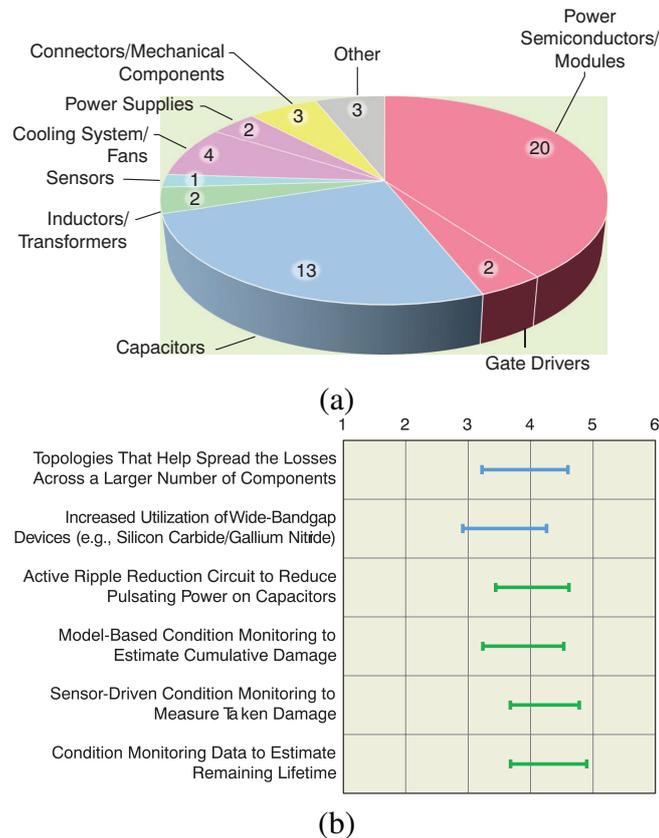


Abb. 1.6: Untersuchung aus Industrieperspektive [14]: (a) Gewünschte Forschungen in jeweiligen kritischen Bereichen, um die Zuverlässigkeit von leistungselektronischen Systemen zu erhöhen, (b) Fragestellung: Welche Ansätze erhöhen die Zuverlässigkeit und Lebenszeit von leistungselektronischen Systemen? Die Skalierung von 1 (nicht vorteilhaft) bis 6 (sehr vorteilhaft). Gezeigt ist die Standardabweichung um den Mittelwert.

1.3 Ziele des Projekts

Ziel ist es, einen Demonstrator für eine Schnellladestation zu realisieren, der eine thermische Überwachung sowie eine aktive Schutzeinrichtung für die SiC-Leistungsmodule enthält. Ein DAB-Wandler wird ausgewählt [P2], da dieser neben der Sicherheit eine galvanische Trennung sowie Steuerbarkeit der Ausgangsspannung in einem weiten Bereich von Batteriespannungen zulässt. Ein weiteres Ziel ist es, ein Spannungslevel von 800 V anstelle von herkömmlichen 400 V zu verwenden, um eine höhere Ladegeschwindigkeit zu ermöglichen. Mit der gewählten Topologie des DC-DC-Wandlers werden also eine hohe Sicherheit und ein schnelles Laden erreicht.

Die technischen Ziele des Projekts sind nachstehend im Detail aufgeführt:

- Auswahl einer Wandlertopologie, die die Sicherheitsanforderungen und die Regelbarkeit der variablen Batteriespannung gewährleistet
- Durchführung von Simulationen und analytischen Untersuchungen für die Schnellladestation
- Bau eines Folienkondensators mit integriertem Wärmesensor

- Bau eines Interfaceboards für das Leistungsmodul, das eine thermische Überwachung ermöglicht
- Auswahl geeigneter Gate-Treiber für den aktiven Schutz von Halbleitern
- Auslegung eines Designs mit ausreichend hoher Spannung, um eine hohe Ladegeschwindigkeit zu erreichen
- Verwendung von SiC-Leistungsmodulen zur Erzielung eines hohen Wirkungsgrads
- Betrieb des Wandlers mit hoher Schaltfrequenz zur Reduzierung des Transformatorvolumens und Einsparung von Rohmaterial

Die allgemeinen Projektziele sind nachstehend in Form von Stichpunkten zusammengefasst:

- Leisten eines Beitrags zur Energiewende
- Ausrichtung von Bildung und Innovation auf umweltfreundliche Technologien
- Lokale Forschung, Entwicklung und Wertschöpfung der Industrie im Bereich E-Mobilität in Schleswig-Holstein
- Beitrag zur Führungsrolle von Schleswig-Holstein im Bereich der grünen Technologien auf den globalen Märkten

1.4 Zusammenarbeit mit Partnern aus der Industrie

Die Zusammenarbeit im beschriebenen Projekt erfolgt zwischen der CAU, DSP und FTC. Die grundlegenden Voraussetzungen, um den funktionsfähigen Demonstrator einer Schnellladestation herzustellen, werden durch die Kompetenzen der Kollaborationspartner erfüllt. Abb. 1.7 veranschaulicht die Beiträge der Partner für das DSDS-Projekt. DSP baut die Hochleistungs-SiC-Module und minimiert die Streuinduktivität des Interfaceboards. FTC produziert die Folienkondensatoren mit minimalen parasitären Komponenten sowie die Temperatursensoren. Abschließend erstellt die CAU ein Systemdesign und validiert die Schnellladestation mit thermischer Überwachung und aktiver Schutzeinrichtung experimentell.

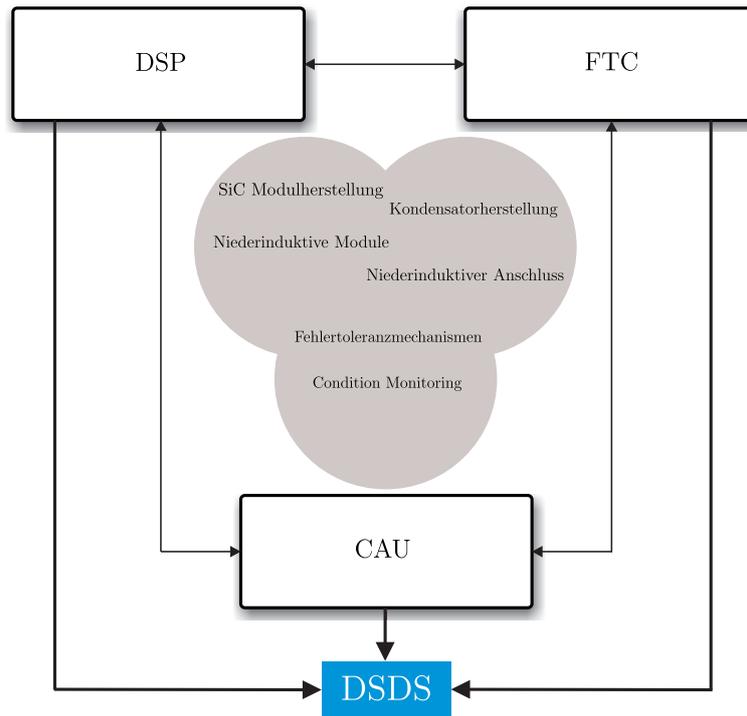


Abb. 1.7: Aufgabenbereiche und Kompetenzfelder der akademischen und industriellen Partner innerhalb des DSDS-Projekts.

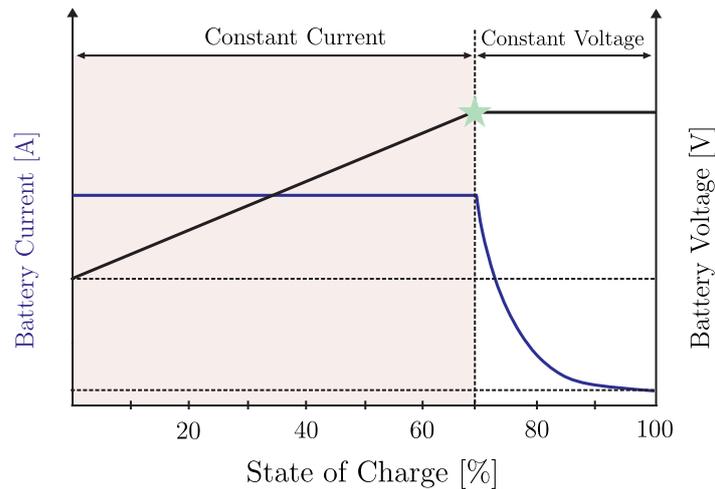


Abb. 2.1: Konstanter-Strom-, Konstante-Spannungs- (CCCV) Verfahren (der grüne Stern zeigt den entsprechenden Punkt für das Batteriedesign).

2. Design und Simulative Untersuchungen

2.1 Einführung

Dieses Kapitel beinhaltet die theoretischen Untersuchungen sowie die Systemsimulationen des Dual-Active-Bridge (DAB)-Wandlers. Zu Beginn werden das Batteriepaket und die Parameter des Wandlers basierend auf dem Ladeverfahren des konstanten Stroms und der konstanten Spannung (engl. constant current constant voltage, CCCV) ermittelt. Passive Komponenten und SiC-Halbleiter werden bestimmt und der DAB-Wandler konfiguriert. Die resultierenden Leistungsverluste werden berechnet. Anhand von Referenzdaten aus dem Raum Schleswig-Holstein wird ein Ladeprofil für die Simulation der Zuverlässigkeit (Lebensdauer-simulation) definiert.

2.2 Design des Batteriepakets

Das Batteriedesign beginnt mit der Betrachtung des nominellen Stromes für Wandlerbetrieb im CC-Mode und der nominellen Spannung für Wandlerbetrieb im CV-Mode. Das Konzept verdeutlicht Abb. 2.1. Bezüglich dieser Daten des Batteriepakets können die Anzahl der erforderlichen Zellen sowie deren Gewicht und Volumen abgeschätzt werden. In diesem Projekt werden ICR18650 C2 Lithium-Ion-Zellen mit 2800 mAh von LG Electronics verwendet. Tabelle 2.1 zeigt eine kurze Beschreibung der verwendeten Zellen.

Unter der Annahme, dass zehn Module im Paket verbaut sind, muss jedes Batteriemodul 19 Zellen in Serie und 45 Zellen parallel beinhalten (ergibt 855 Zellen pro Modul), woraus 8550 Zellen im Paket resultieren. Diese Anzahl liegt höher als die eingangs berechnete, da zuvor eine minimale Kapazität bei 2.7 Ah angenommen wurde. Das Nettogewicht und -volumen sind 427,5 kg und 0,18 m³ (180 Liter), wenn das Aluminiumgehäuse, das BMS sowie verwendete Kabel und Kupferleiter nicht berücksichtigt werden. Extragewicht und -volumen können durch Einbeziehen des Kühlsystems des Fahrzeugs entstehen. Die berechneten Parameter für das Design des Batteriepakets sind in Tabelle 2.2 aufgeführt. Diese Werte werden im entsprechenden Simulationsmodell verwendet.

Tab. 2.1: ICR18650 C2 Lithium-Ion-Zellen mit 2800 mAh von LG Electronics.

Variable	Parameter	Wert
$V_{N,cell}$	Nominelle Zellspannung	3,72 V
$C_{rN,ch}$	Nominelle C-Rate	0,5
$C_{rMax,ch}$	Maximale C-Rate	1,0
$C_{rN,dis}$	Nominelle C-Rate (Entladung)	0,2
$C_{rMax,dis}$	Maximale C-Rate (Entladung)	2,0
$V_{CV,cell}$	Maximalspannung (CV Modus)	4,3 V
$V_{END,cell}$	Entladeschlussspannung	3 V
$I_{END,cell}$	Entladeschlussstrom	50 mA
	Gewicht	50 g
	Durchmesser × Höhe	18 mm × 65 mm

Tab. 2.2: Berechnete Parameter des Batteriepakets.

Parameter	Wert
Anzahl an Modulen	10
Gesamtzahl an Zellen	8550
Anzahl serieller Zellen pro Modul	19
Anzahl paralleler Zellen pro Modul	45
Pack Nomineller Ladestrom je Pack (0,5 Cr)	62,5 A
Maximale Spannung (CV Modus)	800 V
Cut off Spannung	570 V
Cut off Strom	2,25 A
Gewicht	427,5 kg
Volumen	180 l

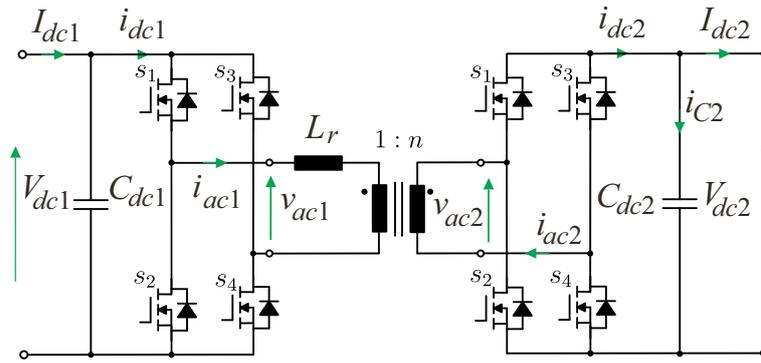


Abb. 2.2: Topologie des DAB-Wandlers.

2.3 Design des DAB-Wandlers

In Bezug auf die Topologie ist der DAB-Wandler eine der besten Lösungen bezüglich Steuerbarkeit der Spannung und Soft-Switching-Verhalten in einem weiten Bereich (s. Kapitel 1.). Abb. 2.2 veranschaulicht die Struktur des DAB-Wandlers bestehend aus zwei Vollbrücken und einem Mittelfrequenztransformator (MFT). Im Falle unzureichender Streuinduktivitäten durch den MFT sind externe Induktivitäten notwendig. Abb. 2.3 (a) zeigt die AC-Strom- und -Spannungskurven im MFT, und Abb. 2.3 (b) zeigt den Kondensatorstrom sowie die Spannungskurven. Der Leistungsfluss im DAB-Wandler wird beschrieben durch die folgende Gleichung:

$$P = \frac{V_{dc1}V_{dc2}}{2\pi nL_r f_s} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) \quad (2.1)$$

Dabei ist n die Windungszahl des Transformators, f_s die Schaltfrequenz, φ die Phasenverschiebung zwischen den Schaltsignalen der primär- und sekundärseitigen Vollbrücken. V_{dc1} und V_{dc2} sind die DC-Anschlussspannungen und sind dargestellt in Abb. 2.2. Durch diese Gleichung lässt sich die benötigte Induktivität L_r für einen maximalen gegebenen Phasenverschiebungswinkel φ_N berechnen zu:

$$L_r = \frac{V_{dc1}V_{dc2}}{2\pi P_N n f_s} \varphi_N \left(1 - \frac{\varphi_N}{\pi}\right) \quad (2.2)$$

P_N ist dabei die Nennleistung des DAB-Wandlers. Der Phasenverschiebungswinkel $\varphi_N = \pi/6$ ist ein Kompromiss aus übertragener Wirkleistung und im MFT zirkulierender Blindleistung. Die Variation von L_r gegenüber φ_N wird gezeigt in Abb. 2.4 (rot).

Als zweite wichtige Komponente muss der Kondensator dimensioniert werden. In diesem Projekt wird der Kondensator so ausgelegt, dass sowohl die DC-Ausgangsstromwelligkeit als auch die DC-Spannungswelligkeit gesteuert werden können. In Abb. 2.3 (b) ist die erwünschte Ausgangsstromkurvenform in grün und der gleichgerichtete Strom von der sekundären Vollbrücke in blau aufgetragen. Die Differenz dieser beiden Komponenten des Stroms muss durch den Kondensator absorbiert werden. Mit dem Kondensatorstrom kann die Spannungswelligkeit durch die gespeicherte Ladung berechnet werden [15]. Die Ladungsmenge ist gleich der grau hinterlegten Fläche. Es folgt somit der Zusammenhang:

$$\Delta V_{dc2} = \frac{\Delta Q_{C2}}{C_{dc2}} \quad (2.3)$$

Unter der Annahme dass die Spannungswelligkeit δ_V ist, berechnet sich die benötigte Kapa-

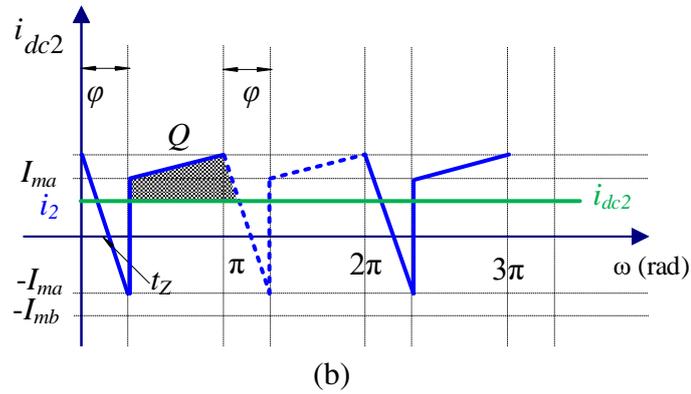
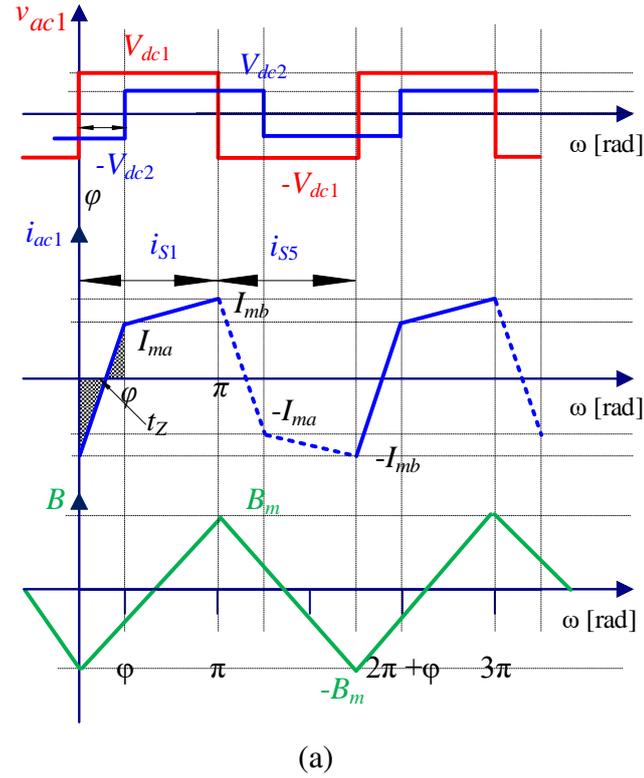


Abb. 2.3: Design des DAB-Wandlers: (a) AC-Kurven des DAB-Wandlers bestehend aus AC-Spannungen, Spulenstrom und Magnetischem Fluss im Kern und (b) Kondensatorstrom- und -spannungskurven.

zität zu:

$$C_{dc2} = \frac{[(I_{mb} - I_{ma}) + 2(I_{ma} - i_{dc2})]}{\pi f_s V_{dc2}} \delta_V((\pi - \varphi) + \varphi(I_{ma} - i_{dc2})). \quad (2.4)$$

Die Stromwelligkeit kann anhand des durch den Widerstand und die Induktivität des Ausgangskabels fließenden Stroms im Laplace-Bereich modelliert werden:

$$\Delta I_{dc2}(s) = \frac{\Delta V_{dc2}(s)}{R_{Cable} + sL_{Cable}} \quad (2.5)$$

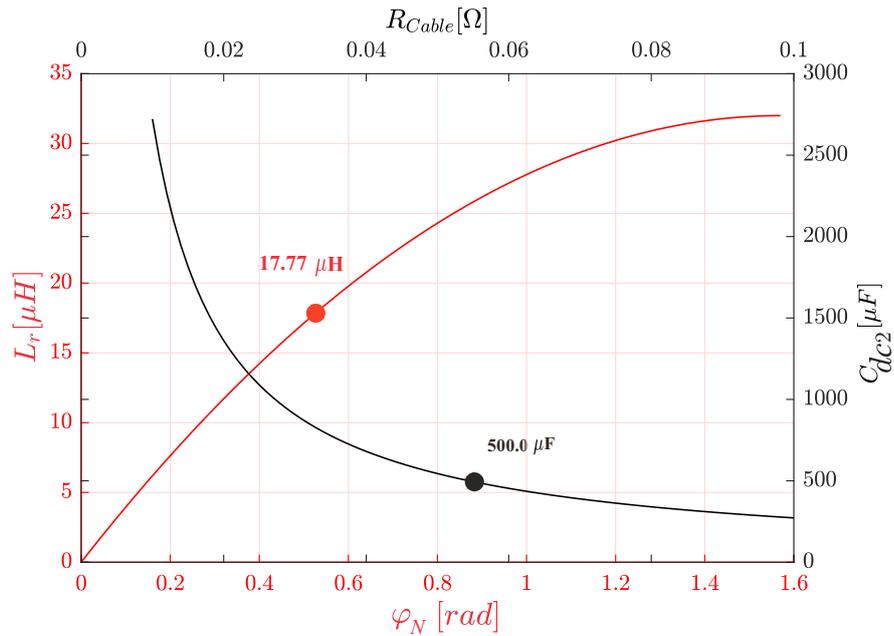


Abb. 2.4: Benötigte Induktivität und benötigte Kapazität für die Glättung der Stromwelligkeit.

Das Verhältnis zwischen Spannungs- und Stromwelligkeit ergibt sich somit zu:

$$\Delta I_{dc2}(s) = \frac{\Delta Q_{C2}(s)}{C_{dc2}(R_{Cable} + sL_{Cable})} \quad (2.6)$$

Bei Vernachlässigung der Kabelinduktivität L_{Cable} vereinfacht sich die Gleichung, die resultierenden Kapazitäten sind aufgeführt in Abb. 2.4 (schwarz). Unter der Voraussetzung, dass das Kabel einen Widerstand nicht kleiner als $0,06 \Omega$ besitzt, kann eine Kapazität von etwa $500 \mu F$ die Stromwelligkeit auf 5 % begrenzen. Eine mögliche Lösung für die Implementierung besteht aus der Verwendung von 16 parallelen Kondensatorzellen mit jeweils $30 \mu F$, welche eine Gesamtkapazität von $480 \mu F$ für den DC-Zwischenkreis ergeben. Falls lange Kabel mit hohen Impedanzen nicht vermieden werden können, reduziert sich die benötigte Kapazität weiter.

Bei der Dimensionierung der Halbleiter wird eine Ausgangsspannung von $800 V$ festgesetzt. Dadurch ergibt sich eine erforderliche Spannungsfestigkeit der Halbleiter von mindestens $1200 V$ bei einem Nutzungsfaktor von $0,75$. Die nötige Stromfestigkeit kann anhand der auftretenden Strombelastung abgeschätzt werden. Diese ergibt sich aus dem durch die SiC-Halbleiter fließenden Spitzenstrom.

$$L_r \frac{\Delta i}{\Delta t} \approx v_{ac1}(t) - v_{ac2}(t) \quad (2.7)$$

Diese Formel lässt sich umstellen für die Spitzenströme aus der Stromkurve wie z.B. I_{ma} und I_{mb} :

$$I_{ma} = \frac{1}{2f_s L_r} (V_{dc2} - V_{dc1} + \frac{2\varphi V_{dc1}}{\pi}) \quad (2.8)$$

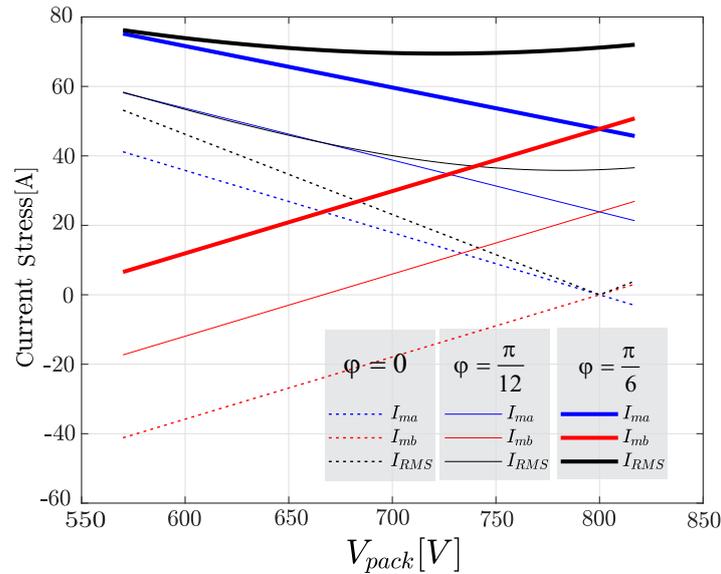


Abb. 2.5: Strombelastung des Halbleiters für verschiedene Phasenverschiebungen (Leistungsübertragung).

$$I_{mb} = \frac{1}{2f_s L_r} (V_{dc1} - V_{dc2} + \frac{2\varphi V_{dc2}}{\pi}) \quad (2.9)$$

Abb. 2.5 zeigt die Strombelastung bei unterschiedlichen Phasenverschiebungen oder Leistungsflüssen. Sie zeigt den Spitzen- und Effektivwert des Stroms im DAB-Wandler für drei verschiedene Phasenverschiebungen ($\varphi = \{0, \pi/12, \pi/6\}$) und verschiedene Batteriespannungen. Bei einer Wirkleistung von Null und damit einer Phasenverschiebung $\varphi = 0$ muss der Halbleiter in der Lage sein, die aus Spannungsungleichheiten zwischen Primär- und Sekundärseite resultierenden reaktiven Ströme zu leiten, wie in Abb. 2.5 aufgeführt ist. Der Spitzenstrom und Effektivwert (RMS) in den Halbleitern kann etwa 80 A erreichen. Daher wird der diskrete 1200 V 16 m Ω C3M0016120K SiC MOSFET von Wolfspeed (früher: Cree) für die restlichen Simulationen ausgewählt. Die Stromtragfähigkeiten bei 25 °C und 100 °C liegen jeweils bei 115 A und 85 A, somit ist ein Betrieb bei der zuvor beschriebenen Strombelastung möglich.

2.4 Berechnung der Verluste im DAB-Wandler

Leistungsverluste sind wichtig für die Bestimmung des Wirkungsgrads sowie der Zuverlässigkeit. Der Ausgangspunkt für die Untersuchung der Zuverlässigkeit ist die Abschätzung des Temperaturanstiegs der Halbleiter. Zu Beginn müssen die Verluste in jedem Arbeitspunkt bestimmt werden. Die wichtigsten Verluste sind die Leitungs- und Schaltverluste, welche anhand von Simulationen bestimmt werden können [16]. Hier wird die Software PLECS von Plexim zur Berechnung der Verluste verwendet. Normalerweise wird für SiC-Halbleiter, die mit einer hohen Frequenz schalten, ein hoher Wirkungsgrad angenommen. Versuche haben gezeigt, dass ein Wirkungsgrad von über 98% erreicht werden kann [P1]-[P4] (Siehe Anhang). Diese werden dann als Input für das Programm ANSYS genutzt, um die thermische Kopplung zwischen den Chips zu ermitteln. Die 3D-Geometrie der neu entwickelten Multi-Chip-SiC-Powermodule wird zusätzlich in ANSYS implementiert. Abb. 2.6 zeigt die thermische Kopplung und die Temperaturverteilung zwischen und auf den Chips.

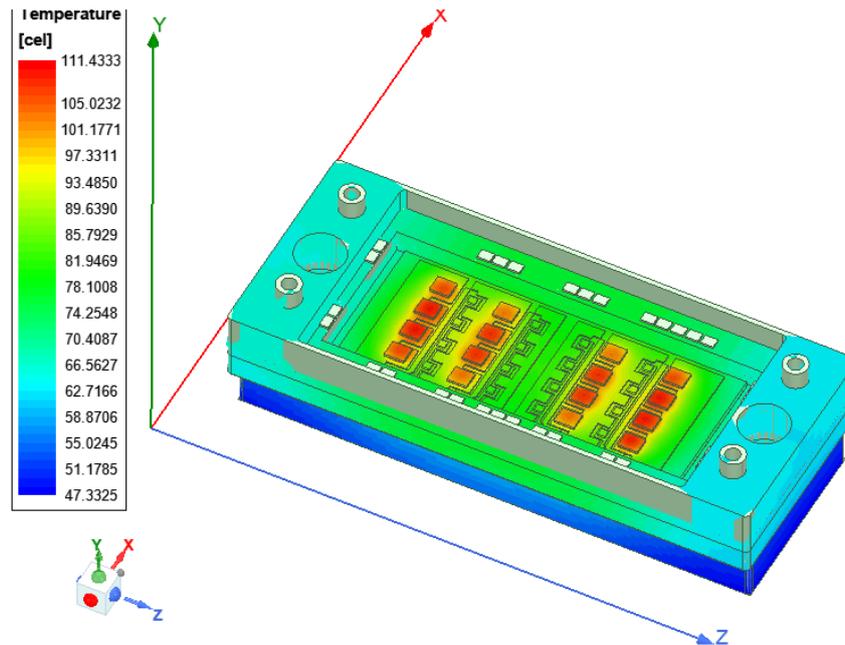


Abb. 2.6: Thermisches 3D Modell des Vollbrücken-SiC-Powermoduls.

2.5 DAB versus SRC mit aktiver Kondensatorschaltung

Serienresonanzwandler (SRC) können ebenfalls für die isolierte DC-DC-Wandlung genutzt werden, wie in Abb. 2.7 (a) veranschaulicht wird. Jedoch beeinträchtigt die variable Spannung der Batteriepakete das Soft-Switching-Verhalten des Wandlers. Die Resonanzfrequenz des Wandlers muss auf den Arbeitspunkt abgestimmt werden. Zu diesem Zweck kann ein aktiver Kondensator genutzt werden. Mit diesem wird die Resonanzfrequenz gesteuert und Soft-Switching kann für die verschiedenen Arbeitspunkte erreicht werden. Es wird dafür ein aktiver Kondensator wie in [17] verwendet. Abb. 2.8 (a) veranschaulicht den Wirkungsgrad des SRCs für verschiedene Batterieladezustände (SOC). Der Anteil der Wirkverluste des Kondensators wird erhöht, wie in Abb. 2.8 (b) zu sehen ist. Zusätzlich erhöht sich allerdings die Komplexität des Systems und die Zuverlässigkeit nimmt durch die vier weiteren Halbleiter in der Schaltung ab.

2.6 Zuverlässigkeit des DAB-Wandlers

Das Verfahren zur Untersuchung der Zuverlässigkeit wird übernommen aus [18]. Der erste Schritt ist es, das Belastungsprofil zu bestimmen. Dieses hängt von der gewählten Lade-strategie ab [5]. In [19] wird CCCV angewandt. Daher wird diese CCCV-Ladestrategie als Maßstab in diesem Projekt verwendet. Das thermische Verhalten wird durch die Verluste der Halbleiter und anhand der in den vorherigen Abschnitten vorgestellten Überlegungen bestimmt. Der Rainflow-Algorithmus wird auf die ermittelten Temperaturen angewandt, um das zyklische Muster zu extrahieren. Danach können empirische Lebensdauermodelle verwendet werden [20]. Abschließend gibt eine Monte-Carlo-Simulation mit einer zufriedenstellenden Anzahl an Versuchsdurchführungen eine Möglichkeit, um die Wahrscheinlichkeitsverteilungen und die Ausfallwahrscheinlichkeiten zu bestimmen. Dieser Prozess wird im Folgenden erläutert.

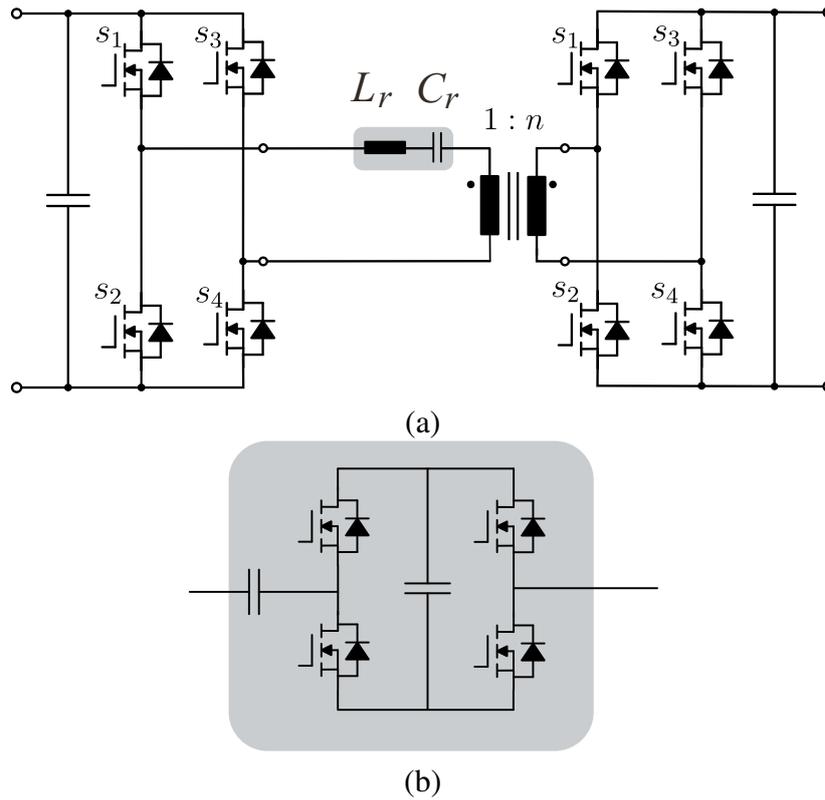


Abb. 2.7: Serienresonanzwandler: (a) Wandlertopologie und (b) aktiver Kondensator für Steuerung der Resonanzfrequenz.

Die Junctiontemperatur der SiC-Halbleiter wird anhand eines Foster-Netzwerks näherungsweise bestimmt und zeigt somit die Temperaturentwicklung von Junction zu Gehäuse. Abb. 2.9 zeigt das Foster-Ersatzschaltbild und Tabelle 2.3 führt die in der Simulation verwendeten Parameter auf.

Die Lebensdauer eines Leistungsmoduls kann mithilfe der linearen Schadensakkumulation (Miner's Rule) analytisch berechnet werden. Diese Annäherung schätzt die Lebensdauer eines Bauteils über die Anzahl der Zyklen bis zum auftretenden Fehler N_f unter Beachtung der variablen Faktoren wie Temperatur, Frequenz und Strom in den Verbindungsdrähten. Folgendes Lebensdauermodell für Bonddrähte wird in dieser Studie verwendet [20]:

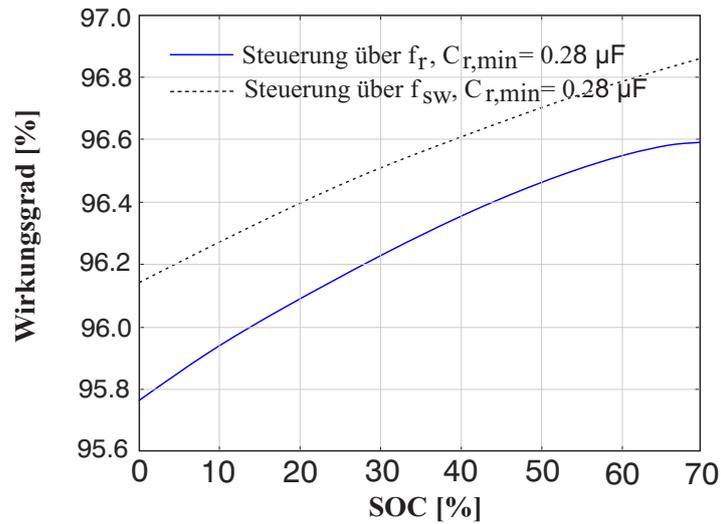
$$N_f = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot ar^{\beta_1 \cdot \Delta T_j + \beta_0} \cdot \frac{(C + t_{on}^\gamma)}{(C + 1)} \cdot \exp\left(\frac{E_a}{K_B \cdot T_{jm}}\right) \cdot f_{Diode} \quad (2.10)$$

Die konstanten Parameter dieser Gleichung sind aufgeführt in Tabelle 2.4.

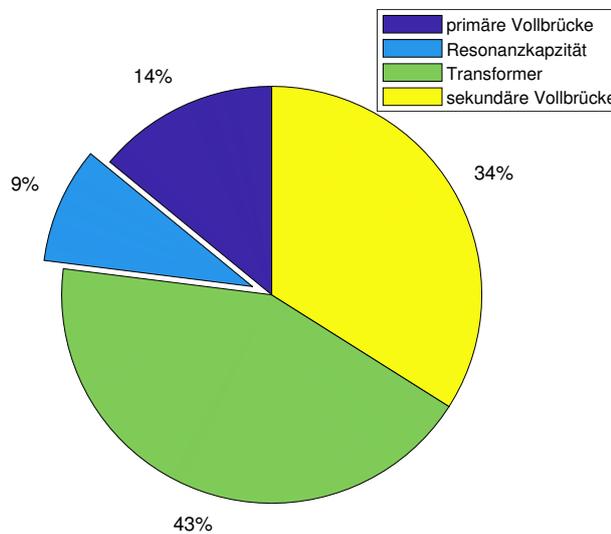
Unter Annahme einer Mindestlebensdauer von 20 Jahren, in denen 12 Ladevorgänge pro Tag stattfinden, wird eine gesamte Anzahl von 87600 Zyklen benötigt. Wird der Einfluss der Umgebungstemperatur und der Temperaturschwankungen in Abhängigkeit des Lastprofils in

Tab. 2.3: RC-Parameters des Foster-Modells für die SiC-Halbleiter.

i	1	2	3	4
R_i	0,0318	0,0741	0,0499	0,113
C_i	0,00689	0,0193	0,0767	0,235



(a)



(b)

Abb. 2.8: Wirkungsgrad des SRCs: (a) Wirkungsgrad und (b) Anteil der Wirkleistung des aktiven Kondensators an den Gesamtverlusten.

Betracht gezogen, so muss die Anzahl der Zyklen erhöht werden. Die Lebensdauervorhersage unter Last versus der Temperaturdifferenz ΔT zwischen einem ein- und ausgeschaltetem kommerziellem Leistungs-MOSFET von Wolfspeed (früher: Cree) [21] zeigt, dass einzelne Halbleiter leicht die Voraussetzungen erfüllen können. Allerdings gilt die errechnete Lebensdauer nicht mehr, wenn die Anzahl der Schalter, also der Chips bzw. Dies erhöht wird. Das SiC-Powermodul von DSP besteht aus mehreren Chips. Daher muss die Analyse der Zuverlässigkeit auf die Ebene der einzelnen Halbleiter-Chips erweitert werden. Um die Zuverlässigkeit auf Ebene des gesamten Moduls zu bestimmen, muss die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls durch Abnutzung jedes einzelnen Chips berücksichtigt werden. Die Ausfallwahrscheinlichkeit eines einzelnen Chips ergibt sich zu:

$$F_{MCM} = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - F_{Die,i}(t)) \quad (2.11)$$

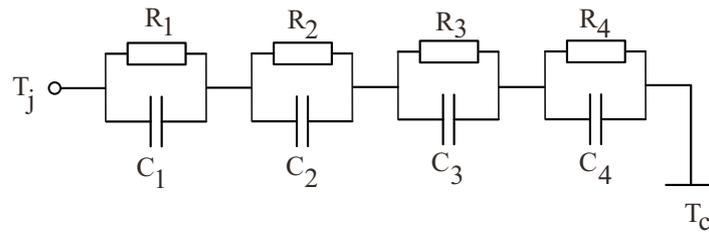


Abb. 2.9: Foster-Modell der SiC-Halbleiter.

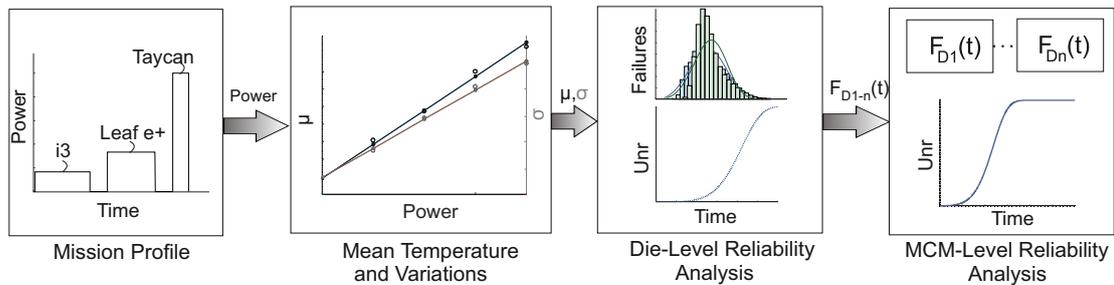


Abb. 2.10: Zuverlässigkeit auf dem Niveau der Chips von Multichipmodulen (MCM).

Abschließend wird die Ausfallwahrscheinlichkeit jedes einzelnen Bauteils genutzt, um die Unzuverlässigkeit des gesamten Systems zu berechnen. Die Wahrscheinlichkeit eines einzelnen Ausfalls des gesamten Systems über die gesamte Zeit [22] ergibt sich somit zu:

$$F_{System} = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - F_{(Dev,i)}(t)) \quad (2.12)$$

Da die Ladestation von verschiedenen EV-Systemen genutzt werden kann, kann die Zuverlässigkeit der Multichipmodule (MCM) wie in Abb. 2.10 bestimmt werden.

2.7 Zusammenfassung

Die in diesem Kapitel aufgeführten Arbeiten werden maßgeblich durch die CAU durchgeführt. Eine DAB mit MFT als galvanische Trennung wurde entwickelt und die passiven und aktiven Komponenten bestimmt. Der Prozess der Berechnung der Verluste sowie der

Tab. 2.4: Parameter des Lebensdauermodells für die Bonddrähte.

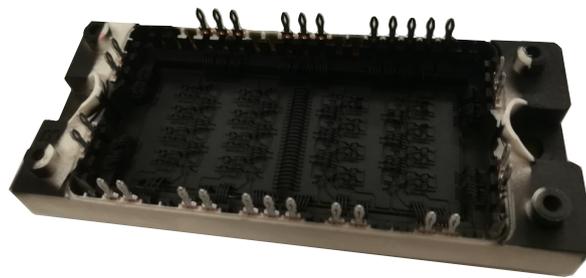
Parameter	Wert	Versuchsbedingungen
A	3,4368e14	
α	-4,923	$64\text{K} \leq \Delta T_j \leq 113\text{K}$
β_1	-9,012e-3	
β_0	1,942	$0,19 \leq ar \leq 0,42$
C	1,434	
γ	-1,208	$0,07\text{s} \leq t_{on} \leq 63\text{s}$
K_B [eV/K]	8,6173324e-5	
E_a [eV]	0,06606	$32,5\text{ }^\circ\text{C} \leq \Delta T_j \leq 122\text{ }^\circ\text{C}$
f_{Diode}	0,6204	

thermischen Modellierung mithilfe von Plecs und ANSYS werden erklärt. Der entwickelte DAB-Wandler wird verglichen mit einem SRC-Wandler mit aktivem Kondensator, der eine Steuerbarkeit für variable Ausgangsspannung ermöglicht. Allerdings verringert dieser durch die zusätzlichen Verluste im aktiven Kondensator den Gesamtwirkungsgrad im Vergleich zum DAB-Wandler. Weiterhin wurde ein neues Verfahren zur Analyse der Zuverlässigkeit auf Die-Ebene vorgestellt, bei der die Zuverlässigkeit des gesamten Moduls direkt verknüpft mit der Temperaturverteilung über jeweiligen Dies innerhalb des Moduls sowie der Anzahl der verwendeten Dies ist. Die Untersuchung auf Zuverlässigkeit fokussiert sich maßgeblich auf die thermische Überwachung, die Kurzschlussfähigkeit wird im nächsten Kapitel betrachtet.

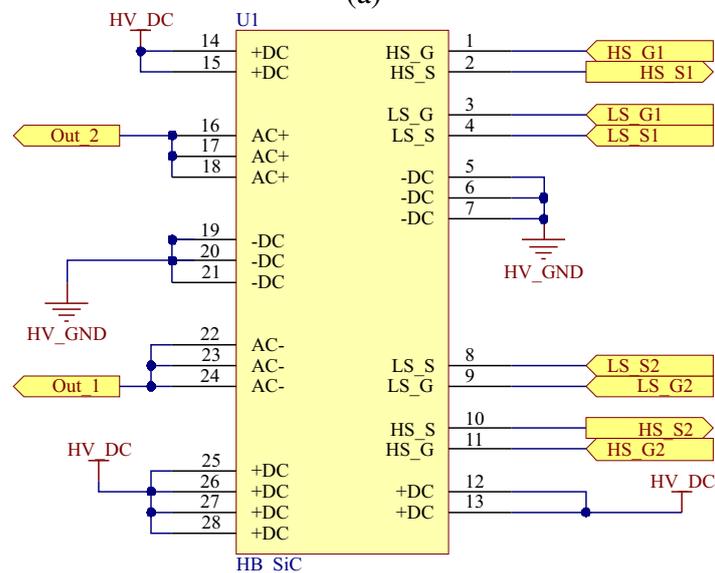
3. Implementierung der Hardware und Versuchsdurchführung

3.1 Einleitung

In diesem Kapitel wird die Implementierung der Hardware beschrieben. Die in Kapitel 2. bestimmten Topologien werden durch die CAU, DSP und FTC hergestellt und an der CAU zusammengebaut. Zu Beginn wird ein Interfaceboard mit geringer Streuinduktivität zur Verbindung der DSP-Module entwickelt. Die Folienkondensatoren von FTC werden für die DC-Zwischenkreise der Vollbrücken verwendet. Einige dieser Kondensatoren werden mit Glasfaseranschlüssen ausgestattet, um eine Temperaturmessung zu ermöglichen. Passende Gate-Treiber mit Schutzeinrichtung werden angeschlossen, und das gesamte System wird durch einen FPGA (Field-Programmable Gate Array) gesteuert. Abschließend wird die Laststation in verschiedenen Arbeitspunkten experimentell erprobt.



(a)



(b)

Abb. 3.1: SiC-Leistungsmodul: (a) Foto des SiC-Vollbrückenmoduls von DSP, (b) Schaltplanlayout des SiC-Moduls im Altium Designer.

3.2 Vollbrückenmodule und Interfaceboards

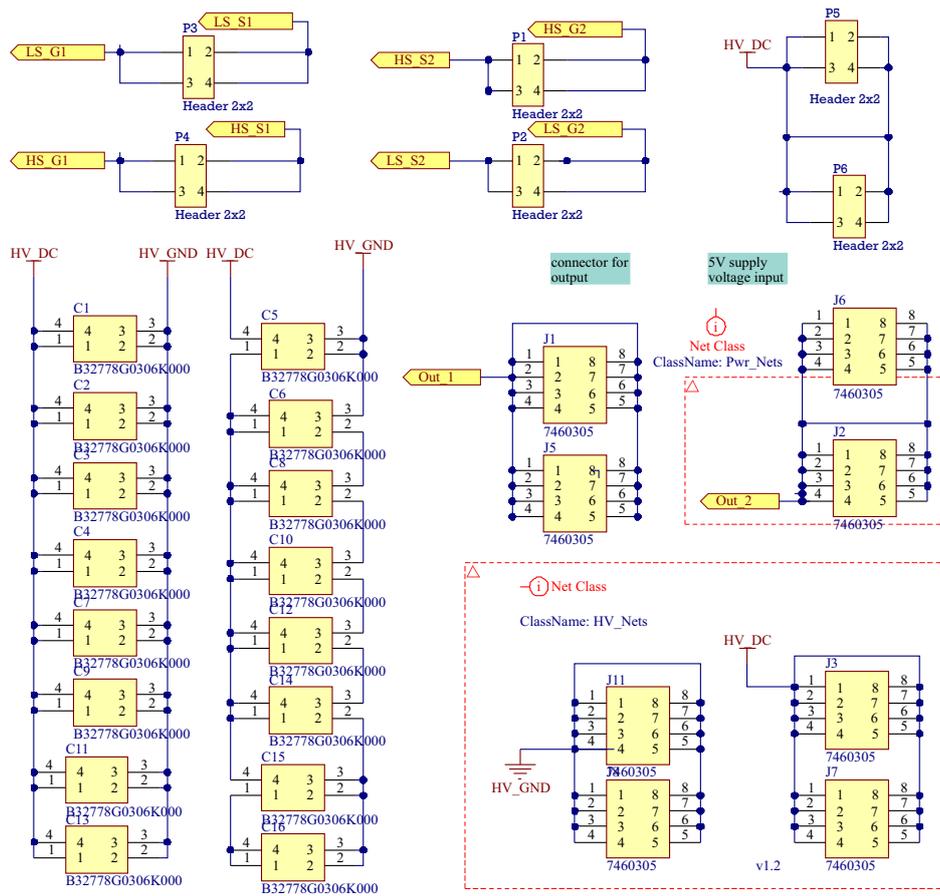
Die Ladestation besteht aus zwei Vollbrücken, welche sich primär- und sekundärseitig an einem Transformator befinden, wie in Abb. 2.2 in Kapitel 2. gezeigt ist. Zur Erstellung des Schaltplanlayouts der Vollbrücken und der PCB (Printed Circuit Board) wird die Software Altium Designer verwendet. Es werden breite, coplanare Leiterbahnen verwendet, um den Spannungsabfall zu verringern. Zum einen führt dieser Ansatz der geringsten Impedanz zu geringer EMI, also elektromagnetischen Störungen. Zum anderen erlauben es die großen Kupferquerschnitte, hohe Leistungen zum Modul und hinaus zu führen. Abb. 3.1 (a) und (b) zeigen die von DSP hergestellten SiC-Powermodule und den entsprechenden an der CAU erstellten Schaltplan in Altium. Die Oberfläche der Module ist schwarz eingefärbt, um eine möglichst hohe Präzision der IR-Kamera zur Temperaturmessung zu ermöglichen. Das Modul beinhaltet acht SiC-MOSFETs und acht SiC-Dioden. Diese sind paarweise parallel geschaltet, um die erforderliche Leistung der Ladestation von 50 kW zu erreichen. Die Spannungsfestigkeit der Halbleiter liegt bei 1200 V, was genügt, um einen DAB-Wandler mit einer Spannung von 800 V bei einem Nutzungsgrad von 0,75 zu betreiben. Ein DC-Zwischenkreis mit geringer Induktivität wurde anhand von Simulationen in ANSYS von DSP designt. Die Kondensatoren werden symmetrisch und so dicht wie möglich um das Modul herum platziert. Das PCB über dem Modul wird entfernt, um IR-Temperaturmessungen zu erlauben. Die Positionen der einzelnen Layer werden so designt, dass die parasitäre Gate-Source-Kapazität reduziert wird und somit Verzerrungen und elektrisches Schwingen verringert werden. Ein Schaltplan in Altium und ein 3D-Rendering des erstellten Interfaceboards und der Kondensatorlayer sind jeweils in Abb. 3.2 (a) und (b) zu sehen.

Abb. 3.3 (a) und (b) zeigen das Ersatzschaltbild und die Hardware der Vollbrücken der Schnellladestation. Die räumlichen Abmessungen des Vollbrückenumrichters betragen $28 \times 26 \times 8 \text{ cm}^3$ und ergeben ein gesamtes Volumen von $5,8 \text{ dm}^3$ (5,8 Liter). Daraus resultiert eine Leitungsdichte von $8,62 \text{ kW/dm}^3$.

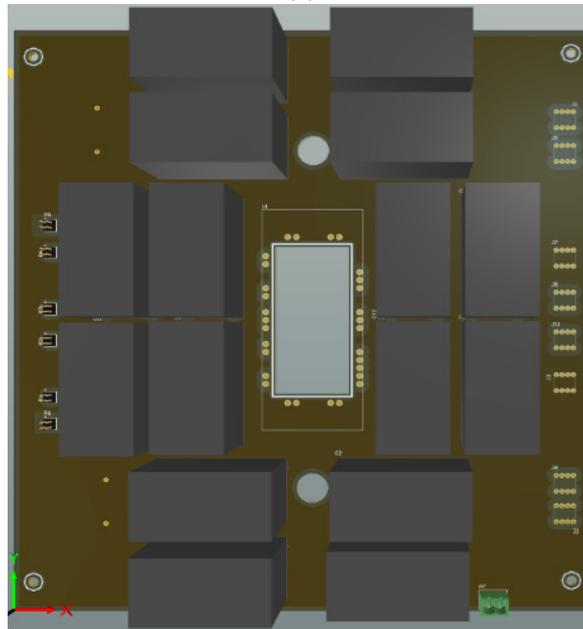
3.3 Gate-Treiberschaltung und Schutzeinrichtung

Die Gate-Treiberschaltung spielt eine wichtige Rolle in Bezug auf den optimalen Betrieb und die Zuverlässigkeit. Eine gut ausgelegte Gate-Treiberschaltung muss dem Gate im eingeschalteten Zustand ausreichend Ladung zur Verfügung stellen und diese beim Ausschalten wieder zurücknehmen. Dabei müssen genügend Strom und Spannung durch den Treiber bereitgestellt werden, sodass ein optimaler oder nahezu optimaler Betrieb erreicht wird. Sicherheitseinrichtungen sind normalerweise in die Treibersteuerung eingebettet, um die Halbleiter vor Kurzschlüssen, Spannungsspitzen und als Konsequenz davon vor Sättigung zu schützen. Die Treiberschaltung misst die Spannung über den Halbleitern, findet Anomalien und schaltet den Halbleiter aus, bevor er beschädigt werden kann. Der Desaturierungsschutz misst die Drainspannung im eingeschalteten Zustand und gleicht diese mit einem vordefinierten Schwellenwert ab und schützt die Halbleiter vor Beschädigungen. Mithilfe einer Hochspannungsdioden wird die Drainspannung gemessen. Ein einstellbarer Widerstandsblock wird genutzt, um den Schwellenwert für die Desaturierung zu bestimmen. In einem Vollbrücken-zweig sollte die Desaturierung erst nach einer gewissen Verzögerungszeit t_{ds} erkannt werden, in dem der Halbleiter vom ausgeschalteten in den eingeschalteten Zustand übergehen kann.

Abb. 3.4 zeigt die Gate-Treibersignale und deren Bild aus CISSOID, welches im Projekt DSDS verwendet wurde. Dieser Gate-Treiber erlaubt eine Soft-Shutdown-Schaltung, um das



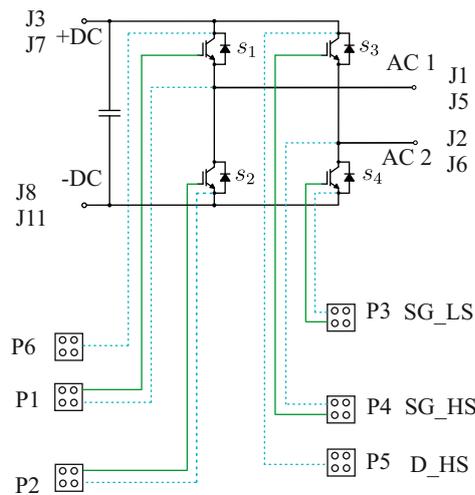
(a)



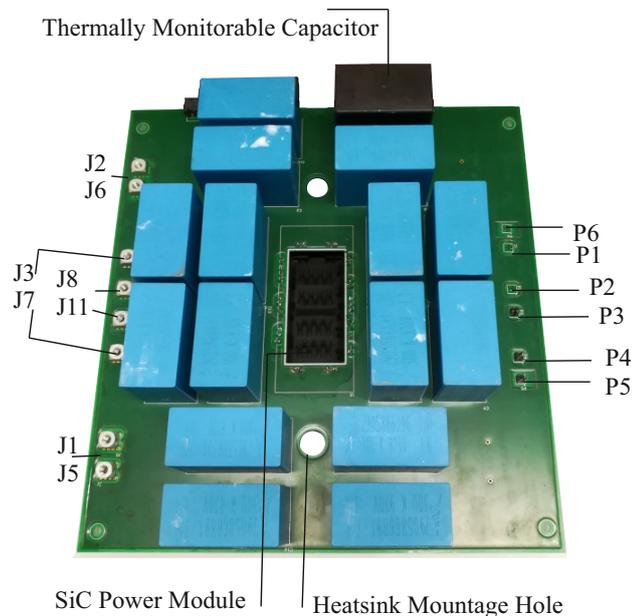
(b)

Abb. 3.2: Designprozess des Interfaceboards: (a) Schaltplanlayout in Interfaceboards im Altium Designer, und (b) 3D-Rendering im Altium Designer: Entwickelt durch die CAU, parasitäre Eigenschaften wurden mithilfe von ANSYS optimiert durch DSP.

Gate zu entladen, während die Stromflanke di/dt begrenzt wird. Aus dem Grunde wird dieser für den Umrichter verwendet. Die verschiedenen Methoden zur Erkennung eines Kurz-



(a)



(b)

Abb. 3.3: Schaltplan der Vollbrücke und durch die CAU gebautes Hardware-Interface: (a) Schaltplan und (b) Schaltung auf der Platine.

schlusses in SiC-Bauteilen werden in [23] verglichen.

Im verwendeten Gate-Treiber gibt es acht Ausgangssignale. Vier davon werden zur Steuerung des Umrichters im Betrieb verwendet, wobei PWMLN und PWMHN die negativen Signale für die Schalter (Low und High) auf einem Zweig und PWMLP und PWMHP entsprechend die positiven Signale für Lowside und Highside liefern. FAULTL und FAULTH erlauben es, die beiden SiC-Leistungshalbleiter auf einem Zweig direkt durch eine externe Quelle zu schützen. So kann zum Beispiel ein Programm für den FPGA geschrieben werden, welches direkt den gemessenen Strom und die gemessene Spannung im SiC-Transistor verwendet. VIN und GND liefern die benötigte Betriebsspannung für die Treiber. Diese Span-

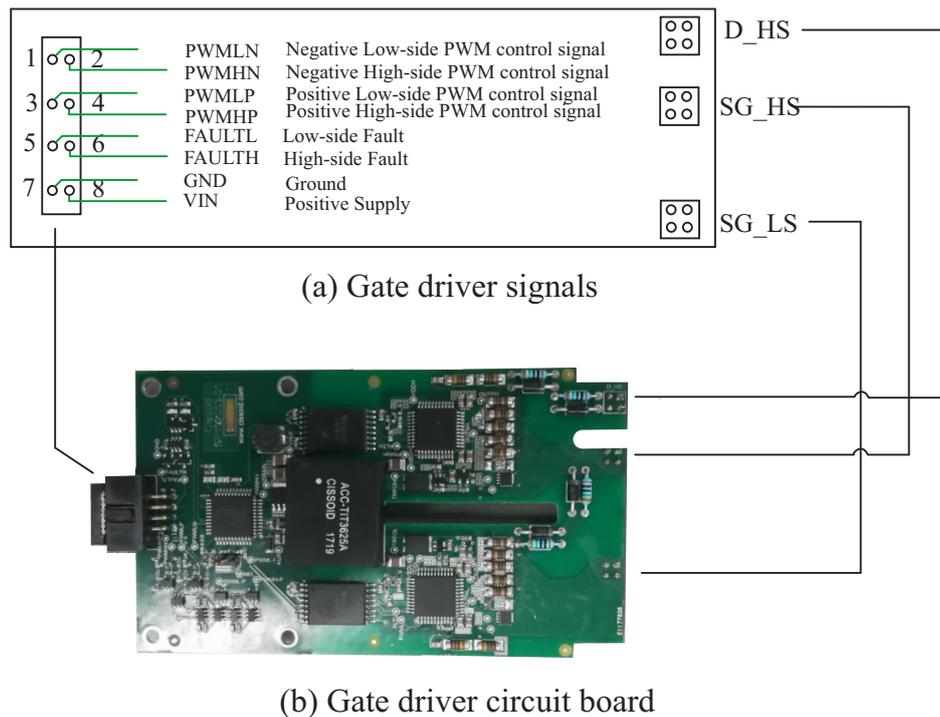


Abb. 3.4: Gate-Treiberschaltung aus CISSOID für 1200 V SiC-MOSFETs.

nung muss von der Versorgungsspannung für den FPGA isoliert werden. Wie in Abb. 3.4 zu erkennen, gibt es drei Terminalgruppen auf der Ausgangsseite. Jedoch wird der Port D_HS zur Messung der Drainspannung für beide Seiten verwendet. SG_LS und SG_HS stellen die sowohl die Messung der Sourcespannung als auch die Gatesignale für High- und Lowside auf einem Zweig dar.

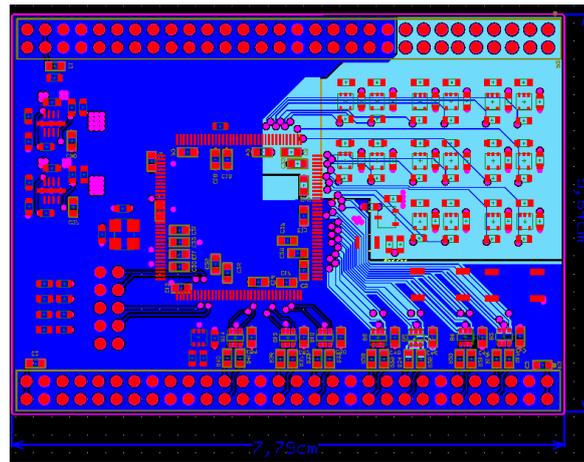
3.4 Modulation und Steuerung

Ein FPGA wird für die Steuerung und die Erzeugung der PWM für den Treiber verwendet. Das Design des entwickelten FPGA PCB ist in Abb. 3.5 dargestellt und beinhaltet die Spannungsversorgung, die Messschaltung, die Buffer, Anschlüsse und den zentralen FPGA-Chip. Auf dem FPGA wird die implementierte Software zur Erzeugung der PWM, zur Leistungsflusssteuerung, zum Totzeit-Management und zur Notunterbrechung gespeichert. Verwendet wird in diesem Projekt ein FPGA A0031RXS von LATTICE.

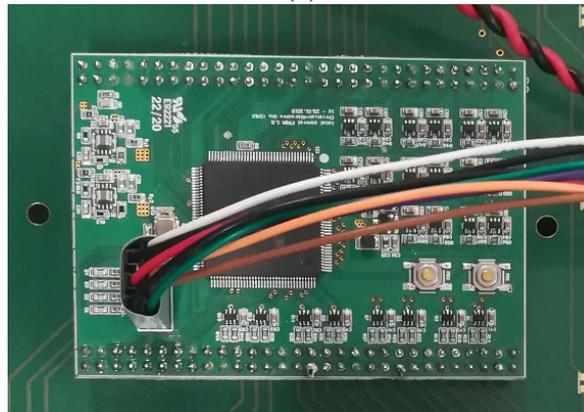
3.5 Magnetische Komponenten

Die magnetischen Komponenten in der entwickelten Ladestation sind der Mittelfrequenztransformator (MFT) und die externe Induktivität. Das Design des MFTs beginnt mit der Berechnung der benötigten Kupferquerschnittsfläche. Danach wird eine Post-Design-Strategie basierend auf [24] angewandt, um die Litze auszuwählen. Die benötigte Kupferfläche im Entwurf ergibt sich aus der Stromdichte J_{rms} , die als Variable behandelt oder vordefiniert werden kann.

$$A_{Cu} = \frac{I_{rms}}{J_{rms}} \quad (3.1)$$



(a)



(b)

Abb. 3.5: FPGA: (a) PCB-Layoutheizung und (b) von der CAU gebaute FPGA-Platine.

Dabei ist I_{rms} der Effektivstrom durch den Transformator und wird wie in [25] berechnet. Bei J_{rms} handelt es sich um die Stromdichte, welche als Designparameter oder als Konstante angenommen werden kann. Sie kann für die Kupferlitze zwischen $0,5$ und 5 A/mm^2 liegen und ist abhängig vom Leiterdurchmesser. Die Entwicklung des Transformators wird maßgeblich durch das Faraday'sche Induktionsgesetz bestimmt. Die Anzahl der Windungen ist dabei abhängig vom Querschnitt des Kerns, der Spannungskurve und dem Magnetischen Fluss im Kern [26].

$$N_i = \frac{V_{\text{dc},i}}{4f_s A_c B_m} \quad (3.2)$$

Dabei ist $V_{\text{dc},i}$ die DC-Spannung am Anschluss i , f_s ist die Schaltfrequenz, A_c ist die Querschnittsfläche der parallelen Kerne, und B_m ist die Flussdichte. Die Herstellung des Transformators wird an die Block Transformatoren-Elektronik GmbH ausgegliedert. Es werden U-100/76/30-Ferritkerne und Litzen verwendet, wie in Abb. 3.6 gezeigt ist. In der Summe werden sechs U-Kerne verwendet, von denen jeweils drei parallel sind. Die Eingangsspannung beträgt 800 V , und der Ausgang besteht aus zwei Anschlussklemmen mit je 400 V . Durch Reihenschaltung können 800 V erzeugt werden.

Der Transformator wird für einen maximalen Wirkungsgrad ausgelegt, was zu einer sehr geringen Streuinduktivität führt und die im vorhergegangenen Kapitel diskutierten Anforderungen an die Gesamtinduktivität für den Leistungsfluss nicht erfüllt. Die gemessene gesamte Streuinduktivität des Transformators beträgt $3,4 \mu\text{H}$. Die Berechnungen in Kapitel 2.

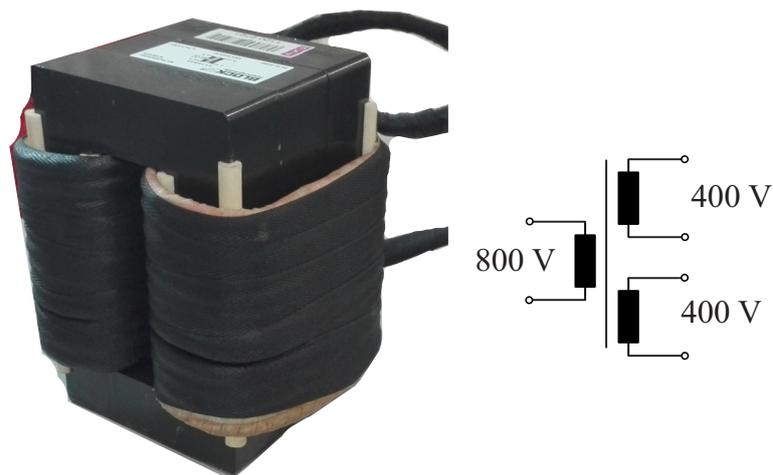


Abb. 3.6: Isolierter Mittelfrequenztransformator für die Verwendung in der Schnellladestation.

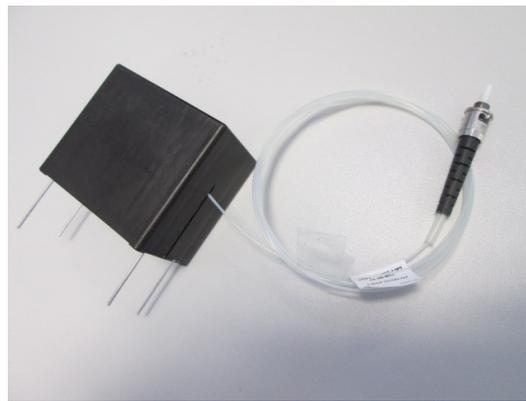
ergeben eine benötigte Gesamtinduktivität von $17,8 \mu\text{H}$ am AC-Anschluss. Um diese Induktivität zu erreichen, wird eine externe Spule ausgelegt. Diese ist in der Lage, Ströme von bis zu 100 A zu führen und hat eine Induktivität von $14,4 \mu\text{H}$. Durch Vergrößern des Luftspalts kann dieser Wert beeinflusst werden. Durch diese Induktivität kann eine trapezförmige Modulation erreicht werden. Würde man diese Spule weglassen, würde der Umrichter mit Dreiecksmodulation arbeiten, was eine hohe Strombelastung für die Halbleiter bedeuten würde. Eine Überbelastung der Halbleiter wäre unvermeidlich. Zudem ist die Steuerung des Leistungsflusses bei Dreiecksmodulation anspruchsvoll.

3.6 Kapazitive Komponenten

Um eine Untersuchung der Lebensdauer der Kondensatoren zu ermöglichen, ist eine akurate Vermessung selbiger wichtig [27, 28, 29]. Ein optischer Temperatursensor ist in einem 1100-V-DC -Kondensator mit $30 \mu\text{F}$ integriert. Der Aufbau ist zu sehen in Abb. 3.7 (a). Abb. 3.7 (b) zeigt einen Schnitt durch den FTC Folienkondensator mit integriertem optischem Glasfasersensor.

3.7 Experimentelle Untersuchung der Vollbrücke

Wie bereits in Kapitel 2. erläutert, besteht der DAB-Wandler aus 2 Vollbrückenumrichtern sowie einem MFT. Zur Prüfung der entwickelten Schnellladestation werden Versuche beginnend mit grundlegenden Tests an den Vollbrückenumrichtern durchgeführt. Zu diesem Zweck wird ein Versuchsaufbau wie in Abb. 3.8 gezeigt, entwickelt. Der Umrichter wird von einer bidirektionalen DC-Spannungsquelle mit maximal 1500 V und 90 kW betrieben. Die Quelle besteht aus 6 Einzelquellen mit jeweils 15 kW , z.B. EA PSI 91500-30. Eine resistive Last wird auf der AC-Seite verwendet. Die Vollbrücke wird im Open-Loop-Mode betrieben. Eine Infrarot-Wärmebildkamera wird verwendet, um die Temperaturunterschiede zwischen den Chips zu überwachen. Es werden verschiedene Tastköpfe verwendet und angeschlossen, wie auf dem linken Bild in Abb. 3.8 zu sehen ist. Rote Quadrate und Kreise markieren Strom- und Spannungsmesspunkte.



(a)



(b)

Abb. 3.7: Abbildung eines Folienkondensators mit integriertem optischem Glasfasersensor: (a) Kondensator und (b) Schnitt durch den Folienkondensator.

Zu Beginn werden niedrige Spannungen angelegt und die Spannung, der Strom, das Gatesignal und die Temperatur jedes einzelnen Chips überwacht. Nachdem so die Sicherheit des Systems gewährleistet ist, wird die Spannung schrittweise auf 850 V mit einer Schaltfrequenz von 50 kHz und einer maximalen Last von 50 kW erhöht. All diese Tests werden in Sicherheitsmesszellen für Mittelspannung (MV) an der CAU durchgeführt. Die Ströme werden mit zwei Messsonden durch einen parallelen Knoten gemessen. Grund dafür ist die durch die hohen Schaltfrequenzen verminderte Strommessfähigkeit. In Tab. 3.1 sind die gemessenen Werte des als Inverter betriebenen Vollbrückenrichters in verschiedenen Arbeitspunkten aufgeführt. Dabei sind $R_{G,on}$ und $R_{G,off}$ die Ein- bzw. Ausschaltwiderstände am Gate. $I_{AC,rms}$ und $I_{AC,peak}$ sind die Effektiv- und Spitzenwerte des Stroms auf der AC-Seite. Die Temperatur des Wassers an der Eingangs- und Ausgangsseite des Kühlers sind als $T_{W,in}$ und $T_{W,out}$ dargestellt. Die minimale verwendete Spannung liegt bei 400 V, die höchste bei 850 V. Bei dieser DC-Spannung wird eine Leistung von 49,195 kW durch die Quelle abgegeben.

Abb. 3.9 (a) zeigt die Kurven für die gemessene Spannung und den gemessenen Strom sowie die Gatesignale. Ein Überblick über die hier via Oszilloskop gemessenen Größen ist in Tab. 3.1 gegeben. Wobei $I_{AC,rms}$ und $I_{AC,peak}$ zu den für Verluste und Temperaturentwicklung relevantesten Parameter gehören. Die endgültige Temperatur im Arbeitspunkt ist in Abb. 3.9 (b) dargestellt. Auf der linken Seite ergibt sich eine Temperatur von 38,27 °C. Diese ungleiche Temperaturverteilung ist einer der maßgeblichen Gründe für eine verminderte Zuverlässigkeit wie sie in diesem Bericht behandelt wird.

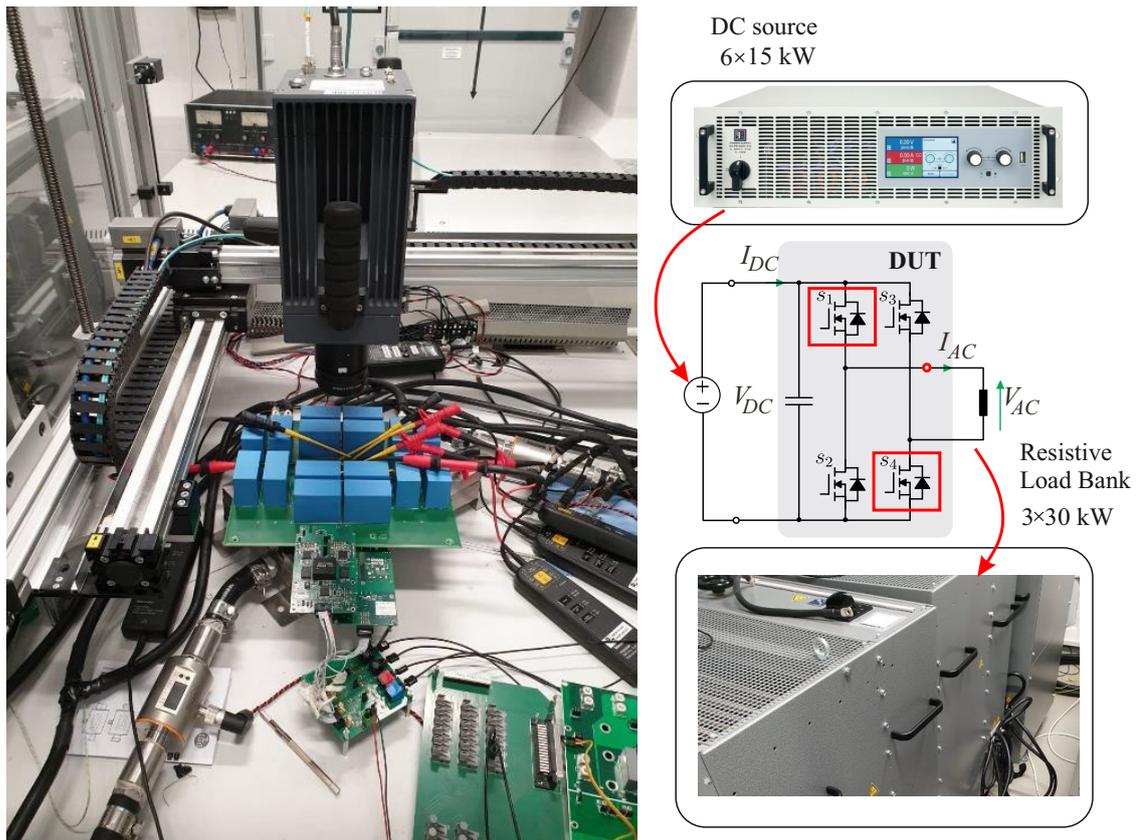


Abb. 3.8: Experimenteller Aufbau des Vollbrückenumrichters zum Betrieb als Inverter mit Überwachung durch Wärmebildkamera.

Vergleichbare Ergebnisse werden für weitere Spannungslevel zwischen 400 V und 850 V erreicht. Abb. 3.10 und Abb. 3.11 zeigen die gemessenen Signale und Temperaturen für 600 V und 800 V. Bei einer Spannung von 800 V und einer Leistung von fast 42 kW ergeben sich die gemessenen Effektiv- und Spitzenwerte der Ströme zu 85 A und 141 A, wobei die Temperatur 115 °C erreicht, was unterhalb der kritischen Temperatur der Halbleiter liegt. Die Versuche werden mit einem auf der AC-Seite eingefügten MFT wiederholt. Die gleiche Last ist dabei mit der Sekundärseite des Transformators verbunden. Die Ergebnisse dieser Versuche zeigen das erwünschte Verhalten des Transformators für 800 V. Für die SiC-Halbleiter werden vergleichbare Ergebnisse erreicht, daher werden sie hier nicht aufgeführt.

Die Ergebnisse dieser grundlegenden Tests zeigen, dass der entwickelte SiC-Vollbrückenrichter in der Lage ist, die Leistungsumwandlung für die gegebenen Parameter erfolgreich auszuführen. Die DC-AC-Einheit ist dazu in der Lage, Leistung bei einer Spannung von 800 V und einer Frequenz von 50 kHz zu wandeln und die Chiptemperaturen bleiben auf einem zulässigen Niveau. In den nächsten Abschnitten werden die Ergebnisse für den DAB-Wandler ausgewertet.

3.8 Experimentelle Untersuchung des DAB-Wandlers

Die Bestandteile der SiC-basierten Ladestation sind damit vollständig beschrieben. Wie in den vorhergegangenen Unterkapiteln erläutert, bilden zwei Vollbrücken, ein MFT und eine

externe Spule einen DAB-Wandler. Es werden vier Treiberschaltungen verwendet und direkt vom FPGA betrieben, um die insgesamt acht SiC-Schalter anzusteuern. Die Eingangsseite ist mit einer steuerbaren Gleichspannungsquelle mit max. 1500 V und die Ausgangsseite mit einer resistiven Last verbunden. Spannungsquelle und Last sind in der Lage, eine Leistung von 100 kW zu liefern respektive zu absorbieren, wobei der Wandler für 50 kW ausgelegt ist. Abb. 3.12 veranschaulicht die Ladestation und Abb. 3.13 zeigt den Demonstrator unter thermischer Überwachung. Alle Versuche werden in Sicherheitsmesszellen im Mittelspannungslabor (MV-Labor) der CAU durchgeführt.

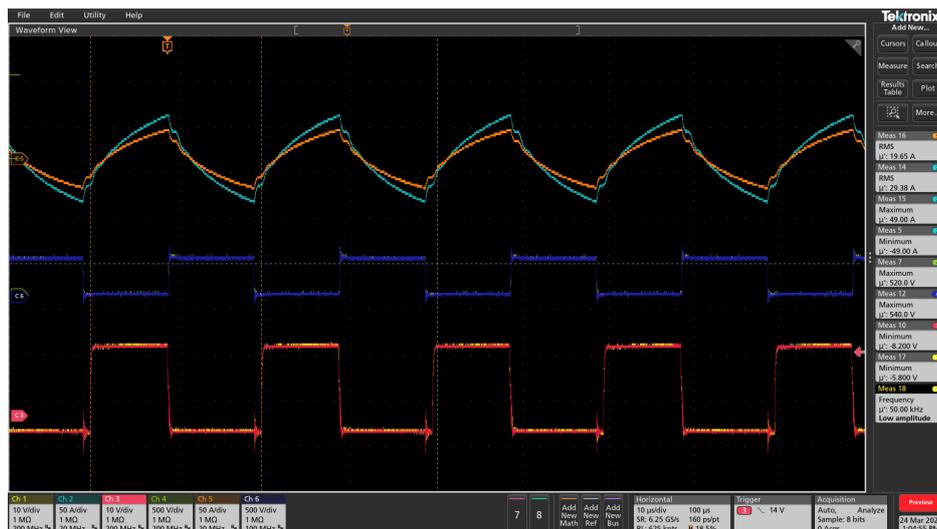
In Multichipmodulen (MCM) ist die abzuführende Verlustleistung pro Modul größer und die Wärmeabführung somit herausfordernder. Bei Verwendung eines luftstrombasierten Kühlsystems ist es schwierig, eine homogene Kühlung über die gesamte Struktur zu erreichen [30]. Unvermeidlich ist eine stärkere Kühlung der Chips, die dichter am Ventilator liegen verglichen mit denen, die weiter entfernt liegen. Die hohe Anzahl von Chips sowie die limitierte Größe von MCMs erschwert dies bei hohen geforderten Leistungsdichten. Zur Lösung inhomogener Kühlprobleme können optimierte Wasserkühlsysteme eine Option sein [31]. Ein Wasserkühlsystem mit einem Kühlfluss von 0,3 m³/h und 5 l/min ist im MV-Labor der CAU verfügbar.

Um die Funktionsfähigkeit der Ladestation zu zeigen, wird der DAB-Wandler in verschiedenen Arbeitspunkten (OPs) betrieben. Die Eingangsspannung wird bei einer festen Phasenverschiebung in 100-V-Schritten von 100 V zu 400 V erhöht. DC-Eingangsspannungen und –ströme sowie AC-MFT-Spannungs- und –stromkurven sind in Abb. 3.14 aufgeführt. In Abb. 3.14 (a) und (b) sind die Strom- und Spannungskurven der DAB im Betrieb an 200 V dargestellt. Auf dem ersten Kanal (gelb) liegt die Gatespannung eines Halbleiters am FPGA-Anschluss. Die Kanäle 2 (türkis) und 3 (violett) zeigen die Primär- und Sekundärspannung des MFTs. Die Phasenverschiebung lässt sich erkennen. Zudem kann auf Kanal 4 (grün) gesehen werden, dass der Strom durch den MFT trapezförmig ist. Diese Form des Stromes garantiert einen geringen Stress auf die SiC-Halbleiter (z.B. $I_{ma} = I_{mb}$). Abb. 3.15 (a) und (b) zeigt die DC- und AC-parameter für einen Betrieb der DAB bei 400 V. Die Kurven können äquivalent zum Fall bei 200 V interpretiert werden. In diesen Experimenten ergeben die Lasten zusammen insgesamt 12,5 Ω. Zwei Sensoren werden verwendet, um die Temperaturen im Kondensator zu messen: Eine Glasfaseroptik ist mit dem von FTC eingebautem Messanschluss des Kondensators verbunden und der zweite wird frei in der Umgebungsluft gelassen, um eine Referenz darzustellen. Dafür werden die beiden Temperaturen synchron gemessen.

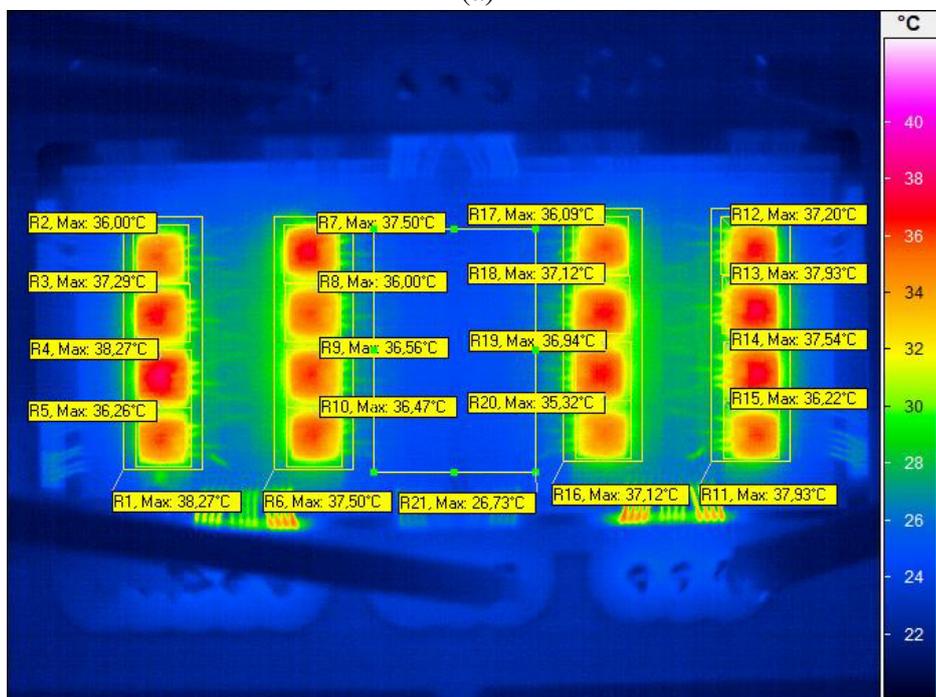
Tabelle 3.2 führt die während der Experimente gemessenen Parameter auf, darunter auch die

Tab. 3.1: Versuche in verschiedenen Arbeitspunkten der Vollbrücke.

V_{DC} [V]	400	500	600	700	750	800	850
$R_{G,on}$ (HS/LS) [Ω]	2,7	2,7	2,7	2,7	2,7	2,7	2,7
$R_{G,off}$ (HS/LS) [Ω]	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7	4,7
I_{DC} [A]	27	33,7	38,23	46,7	49,5	53,2	56,7
$P_{DC} = I_{DC} \times V_{DC}$ [kW]	10,8	16,85	22,938	32,69	37,125	42,56	48,195
$I_{AC,rms}$ [A]	47,18	57,4	67,21	76,65	81,11	85,5	89,74
$I_{AC,peak}$ [A]	79	97	111	125	133	141	145
$T_{W,in}$ [°C]	18	18	18	18	18,2	18,2	18,2
$T_{W,out}$ [°C]	18,2	18,4	18,6	18,8	19,2	19,4	19,6



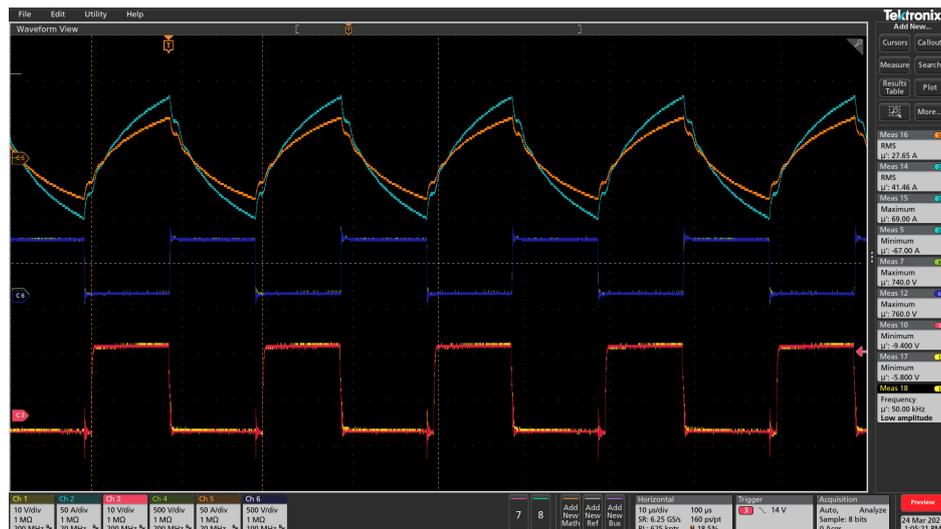
(a)



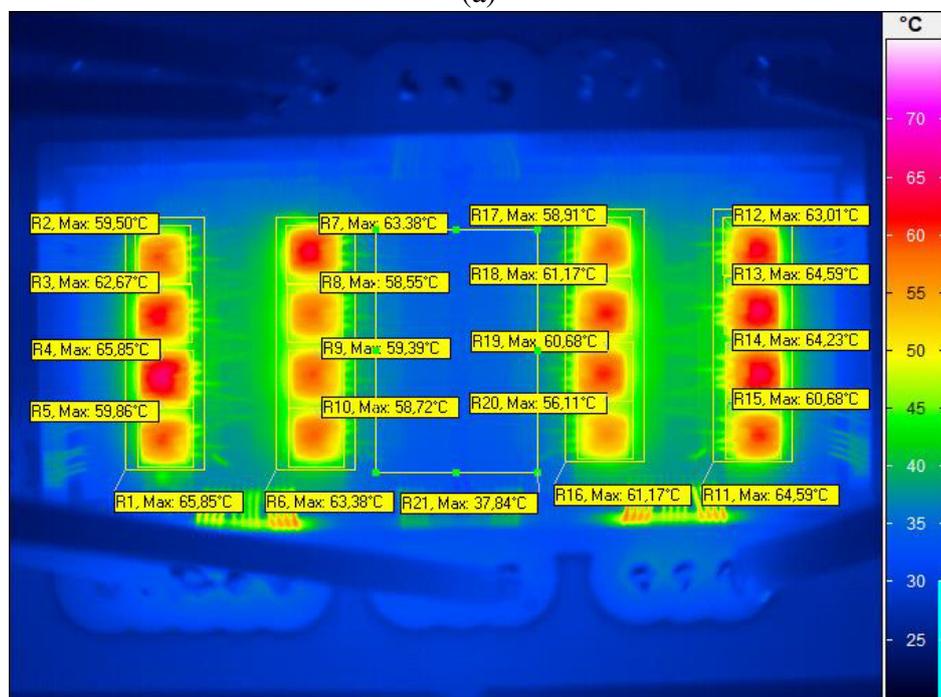
(b)

Abb. 3.9: Ergebnisse der Experimente mit der Vollbrücke bei 400 V: (a) Spannungs- und Stromkurven auf dem Oszilloskop, und (b) Temperatur der Chips aufgenommen mit einer Wärmebildkamera.

Temperaturen. Es ist zu erkennen, dass der Temperaturanstieg in den Kondensatoren sehr gering ist, was auf geringe Leistungsverluste in den Folienkondensatoren schließen lässt. Im Allgemeinen werden 16 Kondensatoren parallel geschaltet, wodurch sich die Strombelastung der einzelnen Kondensatoren auf $1/16$ reduziert. Dies führt somit zu geringen Verlusten und daher zu einem geringen Temperaturanstieg. Im nächsten Unterabschnitt wird die Temperaturüberwachung der SiC-Module erläutert, wobei zudem ein realistischer Betrieb des Wandlers durch Belastung mit verschiedenen Leistungen bei gleicher Betriebsspannung emuliert wird.



(a)

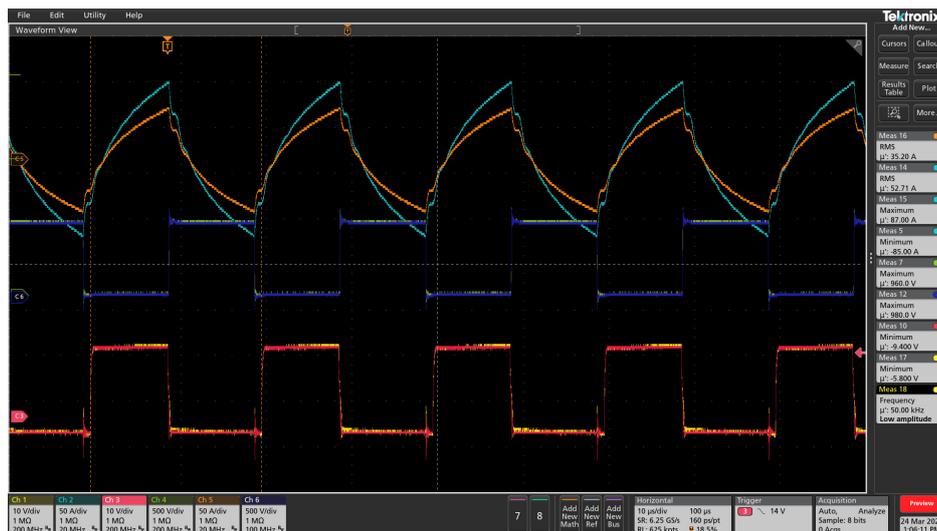


(b)

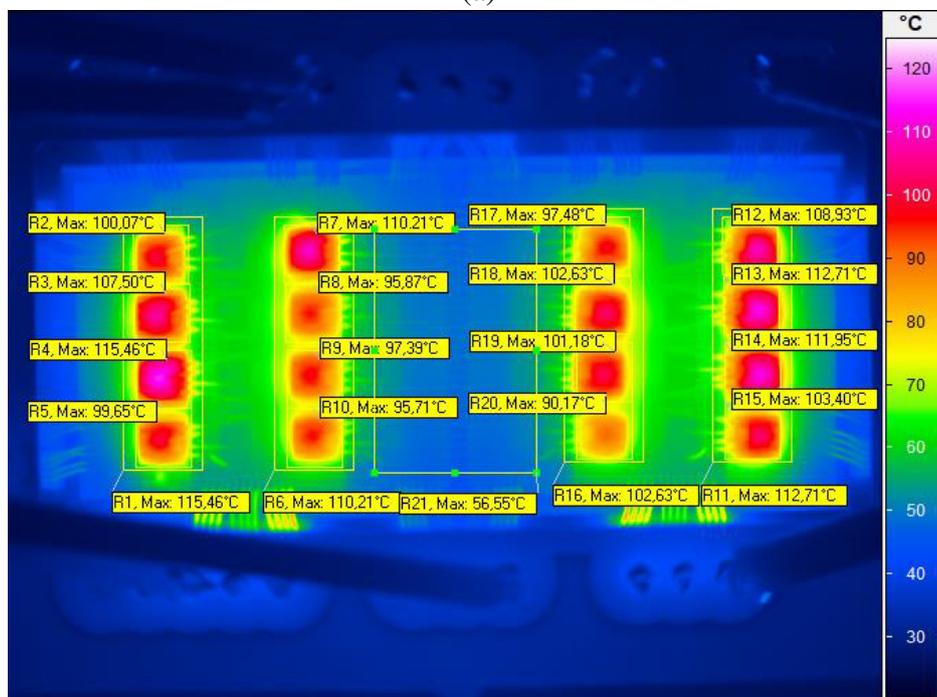
Abb. 3.10: Ergebnisse der Experimente mit der Vollbrücke bei 600 V: (a) Spannungs- und Stromkurven auf dem Oszilloskop, und (b) Temperatur der Chips aufgenommen mit einer Wärmebildkamera.

3.9 Emulation des realen Betriebs und Versuchsdurchführung

Die Leistungsklasse von 50 kW gilt für den Fall, dass die Batterien mit normalen C_r geladen werden. Wenn allerdings hohe C_r zum schnellen Laden innerhalb von 15 min auf 80% SoC erreicht werden sollen, können mehrere 50-kW-Blöcke parallel geschaltet werden, um die benötigte Leistung zu erreichen. Für 100 kWh Batteriepacks werden sechs parallel geschaltete Module benötigt wie in Abb. 3.16 zu sehen ist. Beide Varianten, input-series-output-parallel (ISOP) sowie input-parallel-output-parallel (IPOP) können abhängig vom vorhandenen DC-Anschluss des höher liegenden DC-Netztes realisiert werden. Daher setzt sich das untersuchte System aus sechs IPOP DAB-Wandlern mit jeweils 50 kW und jeweils ei-



(a)



(b)

Abb. 3.11: Ergebnisse der Experimente mit der Vollbrücke bei 800 V: (a) Spannungs- und Stromkurven auf dem Oszilloskop, und (b) Temperatur der Chips aufgenommen mit einer Wärmebildkamera.

nem MCM pro Submodul (SM) zusammen. Dabei wird eine gleiche Leistungsverteilung zwischen den Modulen angenommen. Um den Einfluss auf die Zuverlässigkeit der Dies zu ermitteln, wird ein Standardverfahren für Schnellladestationen angewandt.

Tabelle 3.3 zeigt das Ladeprofil für das System, wenn drei Fahrzeuge mit verschiedenen Leistungsverbräuchen und verschiedenen Ladezeiten in Betracht gezogen werden [20]. Zusätzlich wird eine monatliche Ladefrequenz von 400 BMW i3 und Nissan Leaf e+ sowie 350 Porsche Taycan angenommen. Da die Ladezeiten länger als die thermische Dynamik des Kühlkörpers (19 bis 32 min) sind, können konstante stationäre Temperaturen in dieser Untersuchung angenommen werden. Um die Temperatur in den MCMs zu messen, wird eine

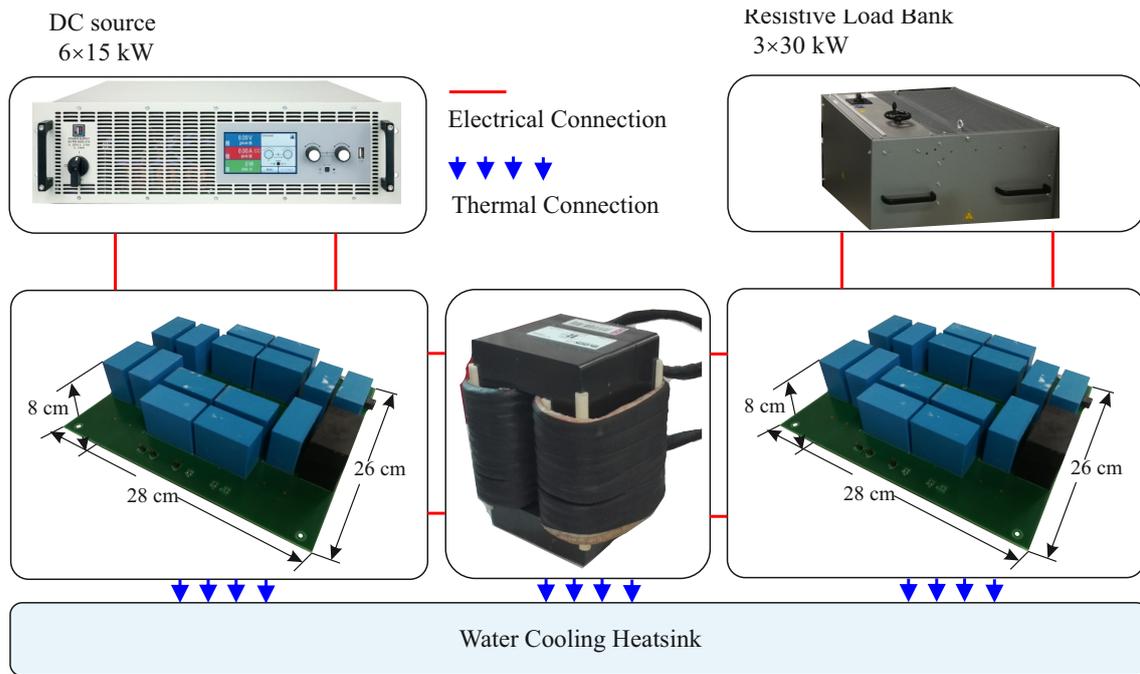


Abb. 3.12: Vorbereiteter Aufbau des DAB-Wandlers für Experimente an der CAU.

Wärmebildkamera von Infratec verwendet.

Bei gleicher Schaltfrequenz von 50 kHz und einem Tastgrad von 0,5 werden für fünf unterschiedliche Leistungsniveaus (10, 20, 30, 40, 50 kW) Tests durchgeführt. Um die Einflüsse der Umgebungstemperatur abzumildern und einen homogenen thermischen Widerstand zu erhalten, wird ein überwachter Wasserkühlkreislauf verwendet. Der Durchfluss ist dabei festgesetzt auf 5 l/min, und die Eingangstemperatur liegt bei 23 °C – mit einer Schwankung von weniger als 1 °C.

Um eine plausible statistische Basis für die thermische Abweichung in SiC-basierten MCMs zu erhalten, werden sechs Leistungsmodul für die Validierung des thermischen Verhaltens untersucht. Jeder Schalter (S_x) besitzt vier parallele Chips, was fünf Tests für 96 verschie-

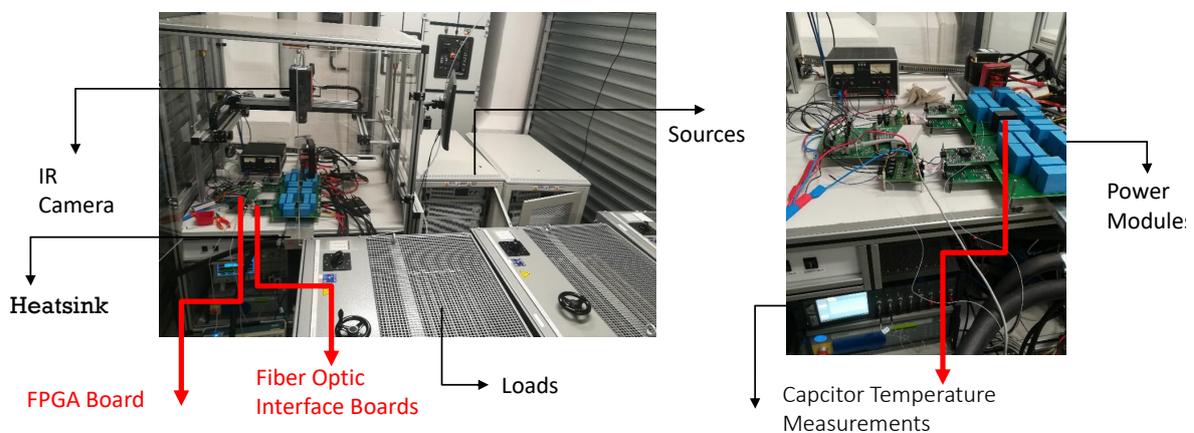
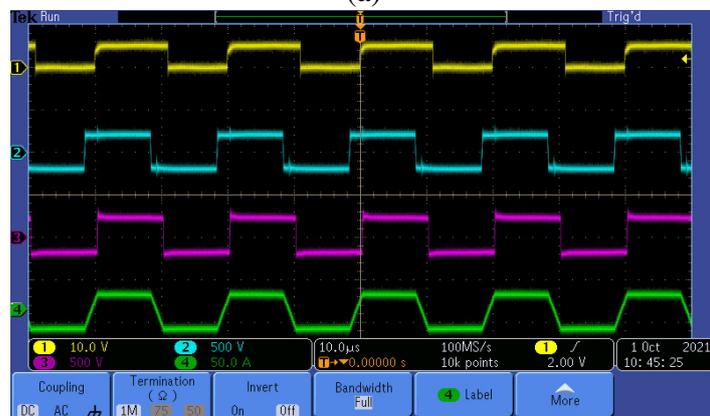


Abb. 3.13: Demonstrator der Schnellladestation in der Sicherheitsmesszelle des Mittelspannungslabors der CAU.



(a)



(b)

Abb. 3.14: Ergebnisse der Versuche mit dem DAB-Wandler bei 200 V: (a) Gatesignale sowie lastseitige DC-Spannung und -strom und (b) AC-Spannung und -strom am MFT-Anschluss.

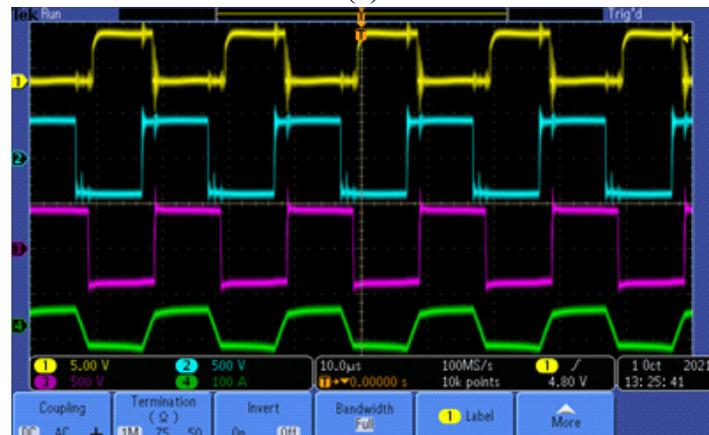
dene Dies ergibt. Abb. 3.17 zeigt die thermische Validierung für zwei der sechs Module bei 50 kW. Die resultierende Temperaturverteilung – d.h. die der 96 unterschiedlichen Bauteile – auf den fünf Leistungsniveaus werden gezeigt in Abb. 3.18 (a). Aus den so erhobenen Daten lässt sich eine Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung bestimmen, die in eine Normalverteilung überführt wird und die mittlere Junctiontemperatur (μ) und deren Varianzen (σ) im MCM darstellt. Wie in Abb. 3.18 (b) gezeigt, steigen die Faktoren der Junctiontemperatur μ und σ

Tab. 3.2: Versuche in verschiedenen Arbeitspunkten (OP).

Parameter [Unit]	OP1	OP2	OP3	OP4
V_{dc1} [V]	100	200	300	400
V_{dc2} [V]	87,8	189	284	376
I_{dc1} [A]	8,6	16,8	24,4	31,8
I_{dc2} [A]	8,72	16,5	24,3	30,7
Eingangsleistung [kW]	0,86	3,3	7,3	12,7
Kap. Temperatur [°C]	22,15	22,19	22,27	23,01
Freier Sensor [°C]	21,90	21,80	21,90	22,00



(a)



(b)

Abb. 3.15: Ergebnisse der Versuche mit dem DAB-Wandler bei 400 V: (a) Gatesignale sowie lastseitige DC-Spannung und -strom und (b) AC-Spannung und -strom am MFT-Anschluss.

Tab. 3.3: Ladeprofile der Schnellladestation und Temperaturen der MCM.

Ladeprofil				MCM Temperatur	
Fahrzeug	Leistung (kW)	Zeit (m)	Monat	μ ($^{\circ}\text{C}$)	σ ($^{\circ}\text{C}$)
i3	46	32	400	36,12	0,89
Leaf e+	100	26	400	52,25	2,74
Taycan	300	19	350	114,75	9,91

linear mit der Ausgangsleistung des Wandlers.

Für den Ansatz auf Die-Ebene werden die mittleren Temperaturen und Varianzen (μ und σ) anhand von Kurvenanpassung für einen Leistungszyklus (Tabelle 3.3) bestimmt, wie in Abb. 3.18 (b) zu sehen ist. Für den Standardansatz wird dieselbe mittlere Temperatur mit einer festen, für die Untersuchung von Si-IGBTs geläufigen Abweichung von 5% verwendet. Danach werden die Eigenschaften des thermischen Schwingens (μ_{Tj} und σ_{Tjm}) anhand der mittleren Temperaturen für jeden Leistungszyklus berechnet.

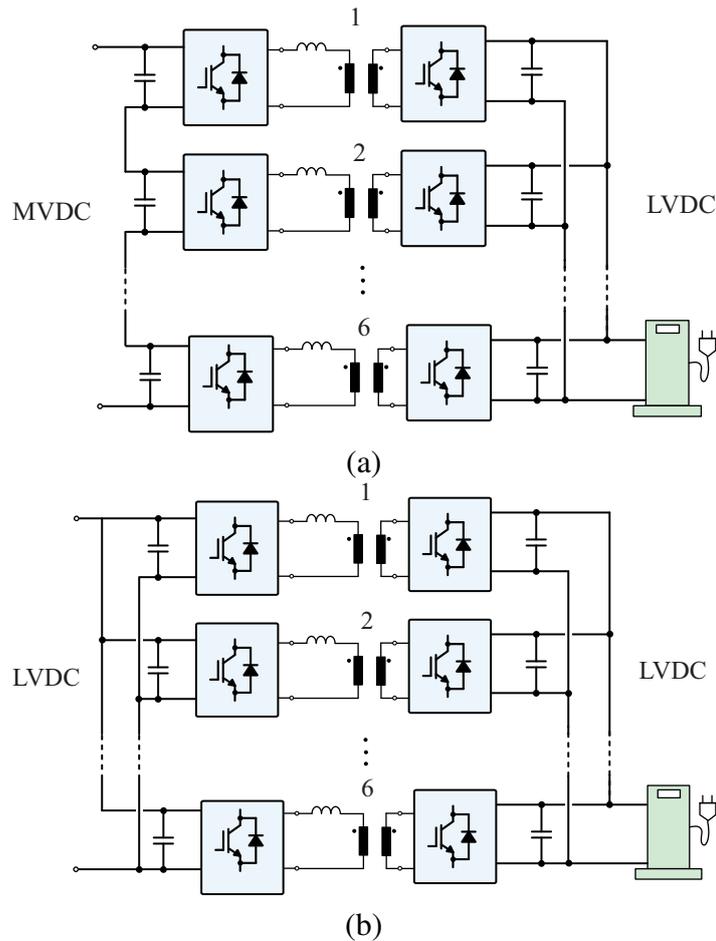
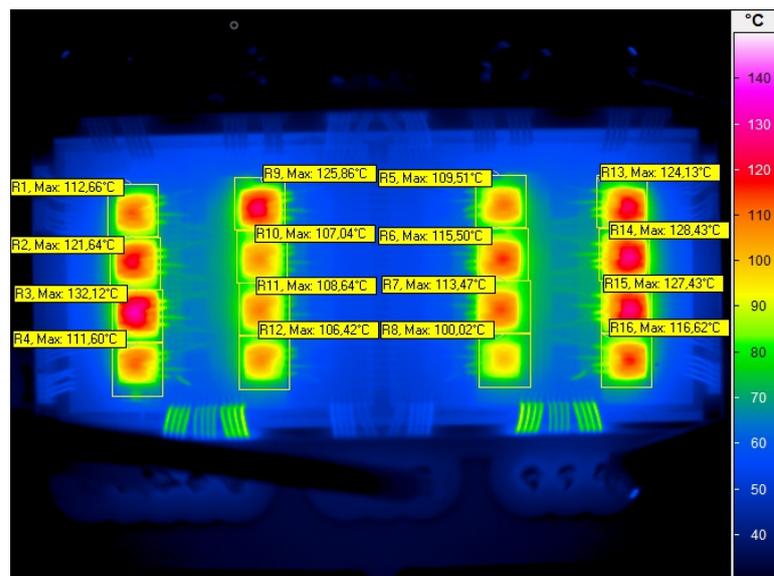


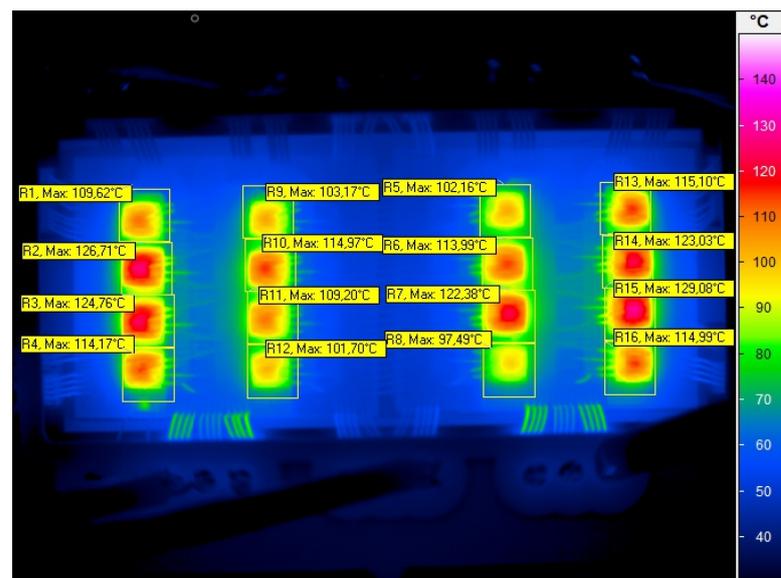
Abb. 3.16: Implementierung einer Hochleistungs-ladestation bestehend aus 50 kW-Einheiten: (a) input-series-output-parallel-Verbindung (ISOP) und (b) input-parallel-output-parallel-Verbindung (IPOP).

Anschließend wird eine Monte-Carlo-Analyse durchgeführt, bei der μ und σ angewandt werden, um den Einfluss der Temperaturabweichung auf die Lebensdauer von 10000 Mustern eines einzelnen Dies zu bestimmen. Dafür wird das in [19] vorgestellte Lebensdauermodell mit auf SiC-Module angepassten Parametern [32] adaptiert. Abb. 3.19 (a) zeigt die Ergebnisse der Monte-Carlo-Analyse für gemessene und Standardabweichungen, wobei einige vorherige Ausfälle durch den Ansatz auf Die-Ebene gefunden wurden. Als Konsequenz ist die B10-Lebensdauer der Dies – d.h. der Zeitraum bis, zu dem 10 % der Muster ausgefallen sind – bis zu 14 % geringer, wenn die Zuverlässigkeitsuntersuchung wie in Abb. 3.19 (b) und Tabelle 3.4 durchgeführt wird.

Um eine Ausfallwahrscheinlichkeit des Submoduls (SM) zu bestimmen, können zwei Szenarien herangezogen werden. Einerseits könnte diese für vier Bauteile pro Vollbrücke anhand der Standardherangehensweise wie in Gleichung (10) ermittelt werden. Andererseits könnte die Unzuverlässigkeit der Submodule über die 16 Dies in der MCM-Vollbrücke basierend auf dem Ansatz auf Die-Ebene in Gleichung (11) berechnet werden.



(a)



(b)

Abb. 3.17: Thermische Untersuchung zweier Module im Betrieb bei 50 kHz und 50 kW.

3.10 Fazit

Die Hardware und Software der Ladestation werden entwickelt und Details in der Implementierung erläutert. Die Komponenten der Ladestation inklusive der SiC-Leistungsmodule, des Interfaces und der Vollbrücke sowie die magnetischen und kapazitiven Komponenten werden beschrieben. Ein Prototyp für eine externe Induktivität wird zusätzlich zum MFT gebaut, um den benötigten Leistungsfluss zu gewährleisten. Das Design der Kondensatorbank im DC-Zwischenkreis sowie der eingebaute optische Temperatursensor werden erklärt. Die Notwendigkeit, eines Wasserkühlsystems für die MCM-SiC-Module wird hervorgeho-

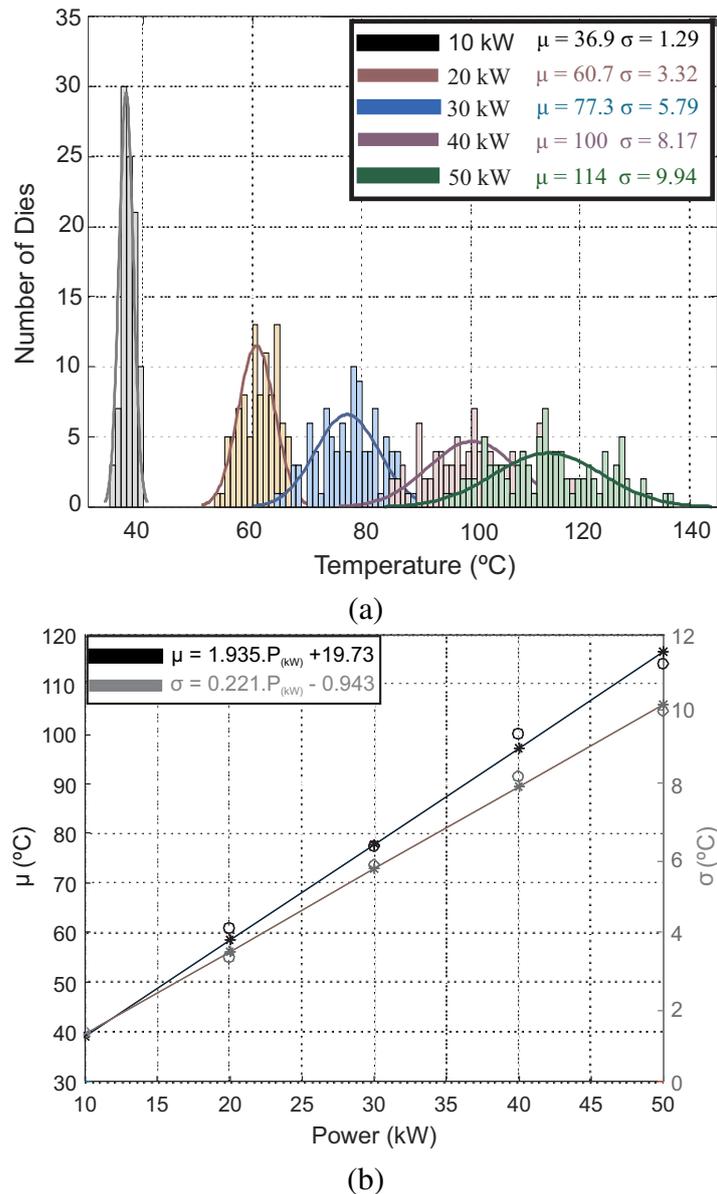
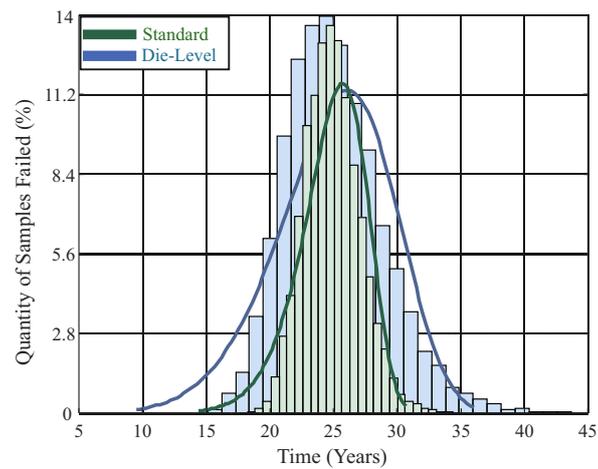


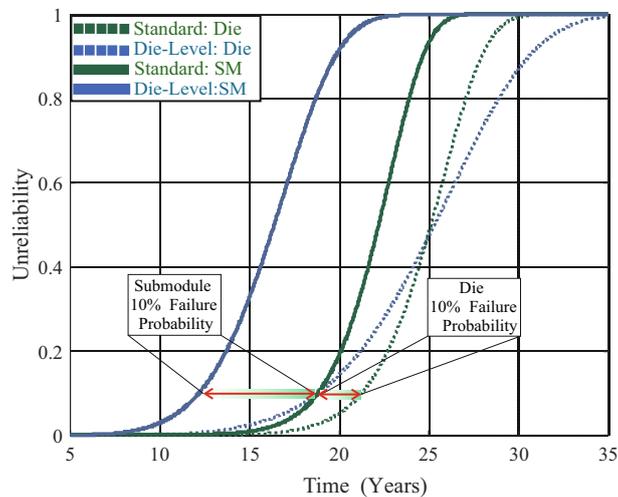
Abb. 3.18: Modellierung der Temperaturverteilung: (a) Temperaturverteilung in 96 SiC-Bauteilen im Betrieb bei fünf verschiedenen Leistungsniveaus, und (b) Anpassung der PDF-Parameter in Bezug auf die Leistung.

ben und deren Abmessungen gegeben. Ein auf DAB-Wandlern basierender Demonstrator für die Schnellladestation ist fertig konfiguriert und bereit für Versuche.

In den Experimenten werden der Einfluss von Temperaturabweichungen und die Anzahl der Dies auf die Untersuchung der Zuverlässigkeit des SiC-basierten MCM-Systems gezeigt. Eine statistische Analyse hat eine lineare Temperaturveränderung bis zu 9% innerhalb der Dies des MCMs ergeben. Die B10-Lebensdauer eines einzelnen Dies kann bis zu 14% geringer sein, verglichen mit einer Studie mit vordefinierter Temperaturabweichung. Die B10-Lebensdauer einer SiC-Vollbrücke ist zudem bis zu 50% höher, wenn eine Zuverlässigkeitsuntersuchung auf Die-Ebene durchgeführt wird.



(a)



(b)

Abb. 3.19: Zuverlässigkeitsergebnisse: (a) Monte-Carlo-Analyse unter Verwendung von 10000 Mustern eines einzelnen Dies, für eine Temperaturschwankung von % (Standard) bzw. linear (auf Die-Ebene), und (b) wie in Tabelle 3.4 aufgeführt, liegt die B10-Lebensdauerabweichung bei 50 %, wenn die gemessene Temperaturabweichung und die Ausfallwahrscheinlichkeit in Betracht gezogen werden.

Tab. 3.4: Standardverfahren und Ansatz auf Die-Ebene zur Untersuchung der Zuverlässigkeit der FCS.

Ansatz	Die		Submodule (SM)	
	Standard	Die-Level	Standard	Die-Level
B10 (Jahre)	21,35	18,73	18,73	12,43
$\Delta B10$ (%)	14		50	

4. Fazit und Ergebnisse

Im Rahmen des Projekts „Doppelt Schnell Doppelt Sicher“ wurden Forschung und Entwicklung an einer Schnellladestation für Elektrofahrzeuge mit dem Ziel einer gesteigerten Effizienz und erhöhten Zuverlässigkeit durchgeführt. Die erfolgreiche Zusammenarbeit zwischen allen Partnern des DSDS-Projekts hat zum Demonstrator einer vollständig überwachbaren Schnellladestation geführt, welche auf dem in SH angesiedelten Wissen und lokal produzierten Technologien basiert. Die CAU als Hauptmitwirkende des Projekts brachte die Kompetenzen der Firmen Danfoss Silicon Power und FTCAP zusammen und entwickelte erfolgreich einen Grundbaustein für Schnellladestationen, der auf SiC-Leistungshalbleitern und Folienkondensatoren basiert. Die Entwicklung eines konventionell gewickelten Mittel-frequenztransformators, der die galvanische Trennung zur Verfügung stellt, wurde an Zulieferer ausgegliedert. Es wurde ein planarer Hochleistungstransformator entwickelt und ein Laborprototyp als skalierte Version mit reduzierter Leistung an der CAU gebaut. Dazu konnte die vollständige Produktionskette vom grundlegenden Design der einzelnen Komponenten bis hin zum Zusammenbau auf Systemebene innerhalb der Grenzen SHs realisiert werden.

4.1 Zusammenfassung und Ergebnisse

Im Rahmen des DSDS-Projekts wurde die Topologie eines DAB-Spannungswandlers zur Implementierung einer Schnellladestation verwendet. Eine Spannung von 800 V wird für die Batterie angenommen, da höhere Spannungen für Schnellladestationen von Vorteil sind und der Trend zum schnelleren Laden zunimmt. Ein neues Layout wird durch die CAU designt, welches eine Überwachung der Temperatur der SiC-Leistungsmodule im Betrieb ermöglicht. Während die parasitären Effekte auf der Platine minimiert werden, um elektromagnetische Störungen so gering wie möglich zu halten, werden Hochspannungskondensatoren um den SiC-Leistungshalbleiter platziert, um einen möglichst kurzen und niederinduktiven Weg für den Stromfluss zu schaffen. Mehrere Platinen werden gebaut und im Labor der CAU getestet. Es werden PLECS-Simulationen durchgeführt, um die Verluste der Leistungshalbleiter zu bestimmen. Zudem wird das Programm ANSYS für die thermische Simulation der Multichipmodule (MCM) genutzt, um die thermische Koppelung und ungleiche Temperaturverteilungen zwischen den Chips zu untersuchen. Abschließend wird eine Temperaturüberwachung der Kondensatoren und der SiC-Leistungshalbleiter unter realen Bedingungen und anhand von Ladeprofilen realer Elektrofahrzeuge durchgeführt. Die wichtigsten wissenschaftlichen Erkenntnisse sind im Folgenden gelistet.

- In Arbeitspunkten mit hoher Leistung kann eine Wasserkühlung einen signifikanten Einfluss auf den Temperaturanstieg und somit die Zuverlässigkeit des Systems haben. In Versuchen kann gezeigt werden, dass die Temperatur von SiC an der Lastseite stärker steigt als an der Eingangsseite, da diese vom Kühlwassereingang weiter entfernt ist. Daher wird eine Wasserkühlung mit einer einheitlichen Temperaturverteilung in solchen Anwendungen benötigt.
- Der DAB-Wandler kann mit Dreiecks- oder Trapezmodulation betrieben werden. Die Dreiecksmodulation verursacht eine starke Strombelastung der Halbleiter und erfordert eine Überdimensionierung der Halbleiter. Bei Trapezmodulation wird eine externe Induktivität benötigt, um den Leistungsfluss zu steuern. Sättigung der externen Induktivität verändert die Trapezmodulation zur Dreiecksmodulation und verursacht

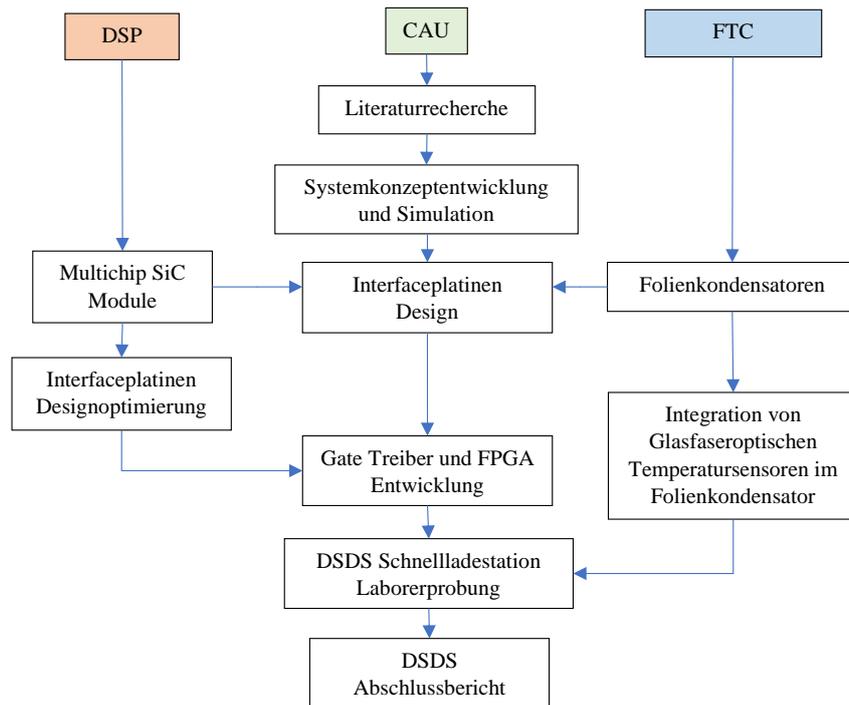


Abb. 4.1: Interaktive Zusammenarbeit zwischen der CAU, DSP und FTC im DSDS-Projekt, welches zum Demonstrator einer Schnellladestation geführt hat.

so eine hohe Belastung auf der sekundärseitigen Vollbrücke. Daher sind lastseitige SiC-Module anfällig für Störungen im AC-Anschluss.

- Basierend auf der Untersuchung zur Temperaturüberwachung in diesem Projekt wird ein Ansatz zur Bewertung der Zuverlässigkeit der SiC-MCMs auf Die-Ebene entwickelt. Anhand der thermischen Kopplung zwischen den Chips in den SiC-Modulen wird eine neue Wahrscheinlichkeitsverteilung eingeführt und mit der klassischen Methode verglichen. Dies eröffnet neue Einblicke in die Zuverlässigkeitsuntersuchung von SiC-MCM. Es werden Redesign des Moduls oder ein aktiver Temperatenausgleich empfohlen, um die Lebensdauer zu verbessern und konsistent zu Standardlebensdauermodellen zu bleiben.
- Die verwendeten Kondensatoren erfahren keinen signifikanten Temperaturanstieg bei steigender Leistung. Allerdings können die Geometrie der Kondensatoren und lokale Phänomene, die durch Materialunreinheiten bei der Produktion entstehen können, in solch einer Ladestation die Zuverlässigkeit stärker beeinflussen als die Temperatur.
- Die Serienresonanzwandler weisen einen hohen Wirkungsgrad auf. Sie haben jedoch eine begrenzte Regelbarkeit bezüglich der variablen Batteriespannung. Regelbarkeit kann durch Variation der Resonanzfrequenz erreicht werden. In diesem Projekt wird ein Kondensator mit anpassbarer Kapazität zu diesem Zweck eingesetzt. Trotz der Verbesserung der Regelbarkeit unter Nutzung zusätzlicher Halbleiter zeigen die erzielten Ergebnisse, dass die Zuverlässigkeit und der Wirkungsgrad im Vergleich zum DAB-Wandler abnehmen.

4.2 Erfolge

Das DSDS-Projekt hat einige herausragende Ergebnisse geliefert, die auf wissenschaftlicher und praktischer Ebene wichtig für Forschende in Schleswig-Holstein sowie Ingenieurinnen und Ingenieure in der Leistungselektronik sind. Das erreichte Wissen kann nicht nur in der Praxis angewandt werden, um die Produktion voranzutreiben, sondern ergibt auch einen vollständigen Rahmen für zukünftige Forschung und Entwicklung in der Region. Die Ergebnisse des DSDS-Projekts können in den folgenden Punkten zusammengefasst werden.

- Implementierung eines Vollbrückenumrichters als Basiszelle einer Ladestation
- Implementierung eines DAB-Wandlers auf Software- und Hardwareebene
- Betrieb des DAB-Wandlers als Demonstrator für eine Schnellladestation
- Temperaturüberwachung der SiC-Halbleitermodule
- Temperaturüberwachung der Kondensatoren

4.3 Zukünftige Entwicklungen

Verschiedene Herausforderungen und Möglichkeiten für zukünftige Forschung und Entwicklung wurden während des Designs und des Testens der DSDS-Schnellladestation identifiziert. Diese Herausforderungen und Forschungsfragen könnten neue Forschungen anstoßen, um das Thema fortzuführen. Hierbei können zukünftige Arbeiten in die folgenden Richtungen gehen:

- Vollständig integriertes Design, welches auf einem planaren Transformator/einer planaren Spule basiert und zu hohen Leistungsdichten und geringem Volumen führt. Dazu würden sich der Ressourcenverbrauch und die damit verbundenen Umweltverschmutzungen proportional reduzieren. Erfolgreiche vorläufige Prototypen planarer Transformatoren wurden bereits im Rahmen dieses Projekts an der CAU entwickelt.
- Die Modulation kann einen signifikanten Einfluss auf den Betrieb und die Zuverlässigkeit der SiC-Halbleiter und der Kondensatoren haben. Daher könnte eine Studie über den Einfluss der Modulation auf die Zuverlässigkeit und Effizienz der Ladestation eine sinnvolle Weiterführung zum Erreichen einer hohen endgültigen Produktqualität sein.
- Die Optimierung der Messung der Performance und des Wirkungsgrads ist ein vielversprechender Ansatz. Daher wird der Verlust nutzbarer Energie in der industriell hergestellten Ladestation für jeden Ladezustand (engl. State of Charge (SoC)) minimiert werden.
- Um Photovoltaik-Anlagen oder batteriegestützte Speichersysteme in die Ladestation zu integrieren, könnte ein Wandler mit drei Anschlüssen, z.B. ein Triple-Active-Bridge-Wandler (TAB) entwickelt werden. Zudem können Single-Partial-Power-Processing- und Dual-Partial-Power-Processing-Strategien realisiert werden, um einen höchstmöglichen Wirkungsgrad zu erreichen.
- Ein herausragendes Ergebnis des Projekts ist die Vorstellung einer Methode zur MCM-Lebensdauerschätzung. Bei Verwendung dieser Technik könnten geschlossene Regelkreise zur aktiven Steuerung und Kontrolle der Zuverlässigkeit entwickelt und so hochzuverlässige Leistungswandler realisiert werden.

4.4 Kommerzialisierung

Im Rahmen des DSDS-Projekts wurde die Software und die Hardware für die Basiseinheit einer Schnellladestation entwickelt, hergestellt und getestet. Obgleich bereits eine große Anzahl an Personenstunden für die Verbesserung des Designs aufgewandt wurde, gibt es weitere Punkte, um dieses Produkt adäquat auf den Markt zu bringen. Ein wichtiger Punkt ist eine Zertifizierung, dass die Standards für ein solches elektrisches Produkt erfüllt werden. Die Probleme bezüglich der Spannungsqualität wie Spannungsrestwelligkeit und Harmonische werden bereits durch das aktuelle Design abgedeckt. Zudem sind der Schutz, die Sicherheit und die Zuverlässigkeit bereits Bestandteil des DSDS-Projekts. Die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) benötigt allerdings noch weiterer Untersuchungen. Der DSDS-Aufbau arbeitet im Vergleich zu herkömmlich erhältlichen Schnellladestationen mit deutlich höherer Spannung und Schaltfrequenz, wodurch eine erhöhte Menge an elektromagnetischen Feldern und Interferenzen (EMI) abgestrahlt wird. Solche EMI konnte während der Versuche am DSDS-Prototypen beobachtet werden. Als nächster Schritt zur Kommerzialisierung des Produktes ist daher eine intensive Erforschung, Bewertung und gegebenenfalls konstruktive Verringerung der EMI notwendig. Der Lehrstuhl für Leistungselektronik hat Kompetenzen im Bereich Design passiver Komponenten entwickelt. Daher ist der Lehrstuhl in der Lage, die Industrie wissenschaftlich dabei zu unterstützen, passende passive und aktive Filter zu entwickeln, um die EMI-/EMV-Standards zu erfüllen.

4.5 Bildung

Eine nachhaltige Veränderung der Gesellschaft - angetrieben auch durch den technologischen Beitrag für z.B. die Umsetzung der Energiewende - bedarf adäquater Bildung und Weiterentwicklung. Das führt zu einem verstärkten Bedarf nach Experten und hochqualifizierten Ingenieurinnen und Ingenieuren im Bereich der E-Mobilität in der nahen Zukunft. Der Lehrstuhl für Leistungselektronik hat diesen Bedarf bereits erkannt und daher zwei neue Veranstaltungen in das Studium an der CAU inkludiert: *Elements of Electric Drives for E-mobility* und *Battery Technologies, Manufacturing, Modelling, Control and Integration in Power Electronics*. Der erste Kurs thematisiert den Antriebsstrang im Inneren des EVs sowie seine Regelung. Der zweite Kurs beschäftigt sich mit Batteriesystemen und der benötigten Hardware für die Infrastruktur von Schnellladestationen. Die Ergebnisse aus dem DSDS-Projekt können somit leicht in die Ausbildung einer neuen Generation an Ingenieuren und Ingenieurinnen an der CAU und in SH überführt und integriert werden. Zudem haben Bachelor- und Masterstudierende das DSDS-Projekt und das Konzept bereits durch ihre Projekt- und Abschlussarbeiten inspiriert. Es werden neue Projekte in Betracht gezogen, um die Studierenden basierend auf den Herausforderungen, die im DSDS-Projekt entstanden sind, weiterzubilden.

4.6 Veröffentlichung der Ergebnisse

Die Ergebnisse der Studien und Forschung des DSDS-Projekts wurden für Veröffentlichungen in namhaften internationalen Konferenzen angenommen. Zudem wurden Journalartikel vorbereitet und eingereicht. Eine Liste mit Publikationen ist im Anhang beigefügt. Das Wissen und die Erkenntnisse aus dem DSDS-Projekt werden direkt für die Ausbildung und Lehre der Ingenieurwissenschaften an der CAU verwendet.

5. Abbildungsverzeichnis

1.1	Gesamte CO ₂ -Emissionen durch fossile Brennstoffe im Jahre 2020 [1].	1
1.2	Entwicklung der Anzahl an Elektrofahrzeugen und weltweite Installierung von Ladestation für Elektro-PKWs in den Jahren 2013 bis 2018 [4].	2
1.3	Die Entwicklung des Elektroautomarktes in Deutschland und Schleswig-Holstein in den letzten drei Jahren. Laut NPE hat die Marktanlaufphase begonnen [3]. . .	2
1.4	Die Entwicklung der installierten Ladeinfrastruktur in Deutschland von 2015 bis 2022.	3
1.5	Architekturen der Schnellladestationen [11]: (a) Dezentrale Architektur (b) Zentrale Architektur	4
1.6	Untersuchung aus Industrieperspektive [14]: (a) Gewünschte Forschungen in jeweiligen kritischen Bereichen, um die Zuverlässigkeit von leistungselektronischen Systemen zu erhöhen, (b) Fragestellung: Welche Ansätze erhöhen die Zuverlässigkeit und Lebenszeit von leistungselektronischen Systemen? Die Skalierung von 1 (nicht vorteilhaft) bis 6 (sehr vorteilhaft). Gezeigt ist die Standardabweichung um den Mittelwert.	6
1.7	Aufgabenbereiche und Kompetenzfelder der akademischen und industriellen Partner innerhalb des DSDS-Projekts.	8
2.1	Konstanter-Strom-, Konstante-Spannungs- (CCCV) Verfahren (der grüne Stern zeigt den entsprechenden Punkt für das Batteriedesign).	9
2.2	Topologie des DAB-Wandlers.	11
2.3	Design des DAB-Wandlers: (a) AC-Kurven des DAB-Wandlers bestehend aus AC-Spannungen, Spulenstrom und Magnetischem Fluss im Kern und (b) Kondensatorstrom- und -spannungskurven.	12
2.4	Benötigte Induktivität und benötigte Kapazität für die Glättung der Stromwelligkeit.	13
2.5	Strombelastung des Halbleiters für verschiedene Phasenverschiebungen (Leistungsübertragung).	14
2.6	Thermisches 3D Modell des Vollbrücken-SiC-Powermoduls.	15
2.7	Serienresonanzwandler: (a) Wandlertopologie und (b) aktiver Kondensator für Steuerung der Resonanzfrequenz.	16
2.8	Wirkungsgrad des SRCs: (a) Wirkungsgrad und (b) Anteil der Wirkleistung des aktiven Kondensators an den Gesamtverlusten.	17
2.9	Foster-Modell der SiC-Halbleiter.	18
2.10	Zuverlässigkeit auf dem Niveau der Chips von Multichipmodulen (MCM). . . .	18
3.1	SiC-Leistungsmodul: (a) Foto des SiC-Vollbrückenmoduls von DSP, (b) Schaltplanlayout des SiC-Moduls im Altium Designer.	20
3.2	Designprozess des Interfaceboards: (a) Schaltplanlayout in Interfaceboards im Altium Designer, und (b) 3D-Rendering im Altium Designer: Entwickelt durch die CAU, parasitäre Eigenschaften wurden mithilfe von ANSYS optimiert durch DSP.	22
3.3	Schaltplan der Vollbrücke und durch die CAU gebautes Hardware-Interface: (a) Schaltplan und (b) Schaltung auf der Platine.	23
3.4	Gate-Treiberschaltung aus CISSOID für 1200 V SiC-MOSFETs.	24
3.5	FPGA: (a) PCB-Layout und (b) von der CAU gebaute FPGA-Platine.	25
3.6	Isolierter Mittelfrequenztransformator für die Verwendung in der Schnellladestation.	26

3.7	Abbildung eines Folienkondensators mit integriertem optischem Glasfasersensor: (a) Kondensator und (b) Schnitt durch den Folienkondensator.	27
3.8	Experimenteller Aufbau des Vollbrückenrichters zum Betrieb als Inverter mit Überwachung durch Wärmebildkamera.	28
3.9	Ergebnisse der Experimente mit der Vollbrücke bei 400 V: (a) Spannungs- und Stromkurven auf dem Oszilloskop, und (b) Temperatur der Chips aufgenommen mit einer Wärmebildkamera.	30
3.10	Ergebnisse der Experimente mit der Vollbrücke bei 600 V: (a) Spannungs- und Stromkurven auf dem Oszilloskop, und (b) Temperatur der Chips aufgenommen mit einer Wärmebildkamera.	31
3.11	Ergebnisse der Experimente mit der Vollbrücke bei 800 V: (a) Spannungs- und Stromkurven auf dem Oszilloskop, und (b) Temperatur der Chips aufgenommen mit einer Wärmebildkamera.	32
3.12	Vorbereiteter Aufbau des DAB-Wandlers für Experimente an der CAU.	33
3.13	Demonstrator der Schnellladestation in der Sicherheitsmazzelle des Mittelspannungslabors der CAU.	33
3.14	Ergebnisse der Versuche mit dem DAB-Wandler bei 200 V: (a) Gatesignale sowie lastseitige DC-Spannung und -strom und (b) AC-Spannung und -strom am MFT-Anschluss.	34
3.15	Ergebnisse der Versuche mit dem DAB-Wandler bei 400 V: (a) Gatesignale sowie lastseitige DC-Spannung und -strom und (b) AC-Spannung und -strom am MFT-Anschluss.	35
3.16	Implementierung einer Hochleistungsladestation bestehend aus 50 kW-Einheiten: (a) input-series-output-parallel-Verbindung (ISOP) und (b) input-parallel-output-parallel-Verbindung (IPOP).	36
3.17	Thermische Untersuchung zweier Module im Betrieb bei 50 kHz und 50 kW.	37
3.18	Modellierung der Temperaturverteilung: (a) Temperaturverteilung in 96 SiC-Bauteilen im Betrieb bei fünf verschiedenen Leistungsniveaus, und (b) Anpassung der PDF-Parameter in Bezug auf die Leistung.	38
3.19	Zuverlässigkeitsergebnisse: (a) Monte-Carlo-Analyse unter Verwendung von 10000 Mustern eines einzelnen Dies, für eine Temperaturschwankung von % (Standard) bzw. linear (auf Die-Ebene), und (b) wie in Tabelle 3.4 aufgeführt, liegt die B10-Lebensdauerabweichung bei 50 %, wenn die gemessene Temperaturabweichung und die Ausfallwahrscheinlichkeit in Betracht gezogen werden.	39
4.1	Interaktive Zusammenarbeit zwischen der CAU, DSP und FTC im DSDS-Projekt, welches zum Demonstrator einer Schnellladestation geführt hat.	41

6. Tabellenverzeichnis

1.1	Hersteller von Ladestationen in Deutschland und jeweilige Leistungsklassifikation.	3
2.1	ICR18650 C2 Lithium-Ion-Zellen mit 2800 mAh von LG Electronics.	10
2.2	Berechnete Parameter des Batteriepakets.	10
2.3	RC-Parameters des Foster-Modells für die SiC-Halbleiter.	16
2.4	Parameter des Lebensdauermodells für die Bonddrähte.	18
3.1	Versuche in verschiedenen Arbeitspunkten der Vollbrücke.	29
3.2	Versuche in verschiedenen Arbeitspunkten (OP).	34
3.3	Ladeprofile der Schnellladestation und Temperaturen der MCM.	35
3.4	Standardverfahren und Ansatz auf Die-Ebene zur Untersuchung der Zuverlässigkeit der FCS.	39

7. Literaturverzeichnis

- [1] *Each Country's Share of CO2 Emissions*. Union of Concerned Scientists, 2020. <https://www.ucsusa.org/resources/each-country-share-co2-emissions>.
- [2] *Second report of the national platform for electromobility*. Nationale Plattform Elektromobilität (NPE), 2020.
- [3] *Daten zur Elektromobilität in Schleswig-Holstein*. 2021. <https://emobilitaet.sh/de/zahlen-daten-und-fakten>.
- [4] *Electric car deployment in selected countries*. IEA - Paris, 2019. <https://www.iea.org>.
- [5] Tomaszewska, Anna, Chu, Zhengyu, Feng, Xuning, O'kane, Simon, Liu, Xinhua, Chen, Jingyi, Ji, Chenzhen, Endler, Elizabeth, Li, Ruihe, Liu, Lishuo *et al.*: *Lithium-ion battery fast charging: A review*. ETransportation, 1:100011, 2019.
- [6] Gao, Yizhao, Zhang, Xi, Cheng, Qiyu, Guo, Bangjun und Yang, Jun: *Classification and review of the charging strategies for commercial lithium-ion batteries*. IEEE Access, 7:43511–43524, 2019.
- [7] Mortimer, Benedict, Olk, Christopher, Roy, Gaurav Kumar, Tarnate, Wilbert Rey, De Doncker, Rik W, Monti, Antonello und Sauer, Dirk Uwe: *Fast-Charging Technologies, Topologies and Standards 2.0*. E. ON Energy Research Center, RWTH Aachen University, 2019.
- [8] Suarez, Camilo und Martinez, Wilmar: *Fast and ultra-fast charging for battery electric vehicles—a review*. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 569–575. IEEE, 2019.
- [9] Poorfakhraei, Amirreza, Narimani, Mehdi und Emadi, Ali: *A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: Current status and future trends*. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2:155–170, 2021.
- [10] Tu, Hao, Feng, Hao, Srdic, Srdjan und Lukic, Srdjan: *Extreme fast charging of electric vehicles: A technology overview*. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 5(4):861–878, 2019.
- [11] Hoffmann, Felix, Camurca, Luis und Liserre, Marco: *Modular ev fast charging station architectures based on multiphase-medium-frequency transformer*. In: *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 1327–1332. IEEE, 2018.
- [12] Camurca, Luis, Gao, Xiang, Costa, Levy F und Liserre, Marco: *Design of a medium voltage dc fast charging station with grid voltage regulation and central modular multilevel converter*. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 2798–2804. IEEE, 2018.
- [13] Costa, Levy Ferreira, Buticchi, Giampaolo und Liserre, Marco: *Highly efficient and reliable SiC-based DC–DC converter for smart transformer*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(10):8383–8392, 2017.
- [14] Falck, Johannes, Felgemacher, Christian, Rojko, Andreja, Liserre, Marco und Zacharias, Peter: *Reliability of power electronic systems: An industry perspective*. IEEE Industrial Electronics Magazine, 12(2):24–35, 2018.

-
- [15] Mohan, Ned, Undeland, Tore M und Robbins, William P: *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [16] Drofenik, Uwe und Kolar, Johann W: *A general scheme for calculating switching-and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems*. In: *Proc. IPEC*, Band 5, Seiten 4–8. Citeseer, 2005.
- [17] Wang, Huai, Chung, Henry Shu Hung und Liu, Wenchao: *Use of a series voltage compensator for reduction of the DC-link capacitance in a capacitor-supported system*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(3):1163–1175, 2013.
- [18] Ferreira, Victor: *Die-Level Reliability Management in Multichip Modules - The Smart Transformer as a Case Study*. Dissertation, Kiel University, 2021.
- [19] Karunaratna, Jayani, Madawala, Udaya, Baguley, Craig, Blaabjerg, Frede und Sandelic, Monika: *Reliability Analysis of Fast Electric Vehicle Charging Systems*. In: *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition-Asia (ECCE-Asia)*, Seiten 1607–1612. IEEE, 2021.
- [20] Scheuermann, Uwe und Junghaenel, Marion: *Limitation of power module lifetime derived from active power cycling tests*. In: *CIPS 2018; 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Seiten 1–10. VDE, 2018.
- [21] Gajewski, Donald A, Hull, Brett, Lichtenwalner, Daniel J, Ryu, Sei Hyung, Bonelli, Eric, Mustain, Habib, Wang, Gangyao, Allen, Scott T und Palmour, John W: *SiC power device reliability*. In: *2016 IEEE International Integrated Reliability Workshop (IIRW)*, Seiten 29–34. IEEE, 2016.
- [22] Sangwongwanich, Ariya, Yang, Yongheng, Sera, Dezso, Blaabjerg, Frede und Zhou, Dao: *On the impacts of PV array sizing on the inverter reliability and lifetime*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(4):3656–3667, 2018.
- [23] Person, Jonas, Andresen, Markus, Rettmann, Tim, Muehlfeld, Ole und Liserre, Marco: *Short circuit detection methods for silicon carbide (SiC) power semiconductors*. In: *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Seiten 1–7. VDE, 2019.
- [24] Sullivan, Charles R und Zhang, Richard Y: *Simplified design method for litz wire*. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*, Seiten 2667–2674. IEEE, 2014.
- [25] Beiranvand, Hamzeh, Rokrok, Esmaeel und Liserre, Marco: *Vf-constrained $\eta\rho$ -pareto optimisation of medium frequency transformers in ISOP-DAB converters*. *IET Power Electronics*, 13(10):1984–1994, 2020.
- [26] Beiranvand, Hamzeh, Hoffmann, Felix, Pascal, Yoann, Hahn, Frederik und Liserre, Marco: *Multiwinding Transformer Leakage Inductance Optimization for Power Flow Decoupling in Multiport DC-DC Converters*. In: *2021 IEEE 15th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, Seiten 1–8. IEEE, 2021.

-
- [27] Zhang, Yi, Wang, Zhongxu, Zhao, Shuai, Blaabjerg, Frede und Wang, Huai: *Lifetime Prediction of the Film Capacitor based on Early Degradation Information*. In: *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Seiten 407–412. IEEE, 2021.
- [28] Wang, Huai und Blaabjerg, Frede: *Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters—An overview*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(5):3569–3578, 2014.
- [29] Kerrigan, Ralph M und Kropiewnicki, Bob: *Film capacitor thermal strategies increase power density*. *NWL Capacitor Operation*, 2008.
- [30] Sullhan, Raj, Fredholm, Mike, Monaghan, Tom, Agarwal, A und Kozarek, B: *Thermal modeling and analysis of pin grid arrays and multichip modules*. In: *1991 Proceedings, Seventh IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium*, Seiten 110–116. IEEE, 1991.
- [31] Bahman, Amir Sajjad und Blaabjerg, Frede: *Optimization tool for direct water cooling system of high power IGBT modules*. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Seiten 1–10. IEEE, 2016.
- [32] Bayerer, Reinhold, Herrmann, Tobias, Licht, Thomas, Lutz, Josef und Feller, Marco: *Model for power cycling lifetime of IGBT modules-various factors influencing lifetime*. In: *5th international conference on integrated power electronics systems*, Seiten 1–6. VDE, 2008.

8. Anhang

8.1 Liste der Veröffentlichungen

- P1 V. Ferreira, B. Cardoso, and M. Liserre, Die-level Reliability Analysis of a SiC-based Multichip Module, IEEE Power Electronics letters, to be submitted.
- P2 N. Blasuttigh, H. Beiranvand, T. Pereira, M. Liserre, Comparative Study of Single-phase and Three-phase DAB for EV Charging Application, Accepted in EPE 2022, Hannover, 2022.
- P3 H. Beiranvand, N. Blasuttigh, T. Pereira, S. Hansen, H. Krueger, M. Liserre and A. M. Pavan, η_{max} -Charging Strategy for Lithium-Ion Batteries of EVs in V2G Applications, Accepted in ECCE 2022, Detroit, 2022.
- P4 N. Blasuttigh, H. Beiranvand, T. Pereira, S. Castellan and M. Liserre, Efficiency Trade-off-Oriented Analysis for the Integration of DC-DC Converter and Battery Pack in V2G Applications, Accepted in ECCE 2022, Detroit, 2022.

[P1] Veröffentlichung *Die-level Reliability Analysis of a SiC-based Multichip Module*

Der Artikel mit dem Titel „Die-level Reliability Analysis of a SiC-based Multichip Module“ wird in der internationalen Fachzeitschrift IEEE Power Electronics letters veröffentlicht.

In diesem Artikel wird eine Methode zur Bewertung der Zuverlässigkeit eines SiC-Leistungsmoduls unter Berücksichtigung der Dies und ihrer gegenseitigen thermischen Wechselwirkungen vorgeschlagen. Thermische Untersuchungen und Messungen werden verwendet um die Funktion dieser Methode zu verifizieren.

IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS

1

Die-level Reliability Analysis of a SiC-based Multichip Module

Victor Ferreira, *Student Member, IEEE* Braz Cardoso, *Member, IEEE* and Marco Liserre, *Fellow, IEEE*

Abstract—Parameter mismatches and thermal cross-coupling result in thermal deviation and unequal lifetime consumption among the dies of Silicon Carbide (SiC) based multichip modules (MCM). Therefore, this letter presents a die-level reliability analysis approach, which quantify the impact of measured thermal deviations and number of dies on the reliability of multichip modules. For this, an experimental thermal analysis of 6 modules with 16 SiC dies, is realized for different test conditions.

Keywords—Multichip modules, SiC, parallel, reliability, packaging.

I. INTRODUCTION

Multichip power modules have been the standard solution for high power semiconductor devices due to its high power density, short interconnection loops and reduced cost [1]. However, the exponential growing demand for power density challenge an optimum chip positioning inside reduced packages and thermal cross-coupling effects result in critical thermal deviation among them [2]–[4]. In SiC-based MCMs, threshold gate-source voltage (V_{gs-th}) variations - even among chips of the same batch - affect the switching times and energy distribution, thereby resulting in more critical thermal deviation [5]. Moreover, stray inductance mismatches inside the module, worsen the transient and steady-state current distribution among dies and, consequently, the thermal unevenness [6].

Thermal unevenness inside MCMs results in induced extra temperature in specific subset of dies, thereby influencing multiple failure mechanisms and increasing the probability of catastrophic failure events [7]. Moreover, this extra thermal stress potentially accelerates the aging of the dies and its interconnections, when the power modules are exposed to heavy load cycling profiles [8]. Thereby, the wear-out failure probability of MCM-based converters considerably increase in mission critical applications [9]–[11].

The design for reliability (DFR) was introduced to reduce wear-out failure probability of devices during the design stage of power converters [9], [12]. In short, the power device thermal profile is used to calculate the wear-out failure probabilities under specific load cycling and ambient conditions. Firstly, the number of cycles to failure are calculated through mathematical models based on accelerated lifetime tests. Thereafter, probability and cumulative density functions (PDF and CDF) are applied to calculate the wear-out failure probabilities over

time, considering multiple samples and predefined parametric variations [13]. Finally, the failure probability of each device are combined toward the system-level unreliability, i.e. the probability of one failure in the entire system over time [14], [15]. The presented DFR strategies, however, do not consider the critical thermal deviations and the high number of devices inside a MCM, which potentially results in underestimated predictions.

Therefore, this letter demonstrates the impact of a measured thermal deviation and number of dies, through a die-level reliability analysis of MCMs. In this study, the thermal distribution of 6 16-dies SiC-based power modules are experimentally obtained for different power levels - 10 to 50 kW. Thereafter a statistical analysis is realized to obtain more accurate thermal distribution factors among the dies. Moreover, the failure probability of each die is calculated separately to estimate the equivalent system-level MCM failure probability, in a case study based on fast-charging stations (FCS).

II. VALIDATION AND STATISTICAL ANALYSIS OF THERMAL DISTRIBUTION IN A SiC-BASED MCM

For the thermal analysis of the temperature distribution inside the MCM, a prototype based on a SiC-based H-bridge module is constructed. As shown in Fig. 1, the capacitors are symmetrically distributed close to the modules to obtain optimum current distribution and reduced leakage inductance. Furthermore, to obtain reduced gate-source leakage impedance and active miller clamping capability, industrial gate drivers (CMT-TIT0697a) from the manufacturer Cissoid are used. To measure the temperature inside the MCMs, an infrared thermal camera from Infratec is adopted.

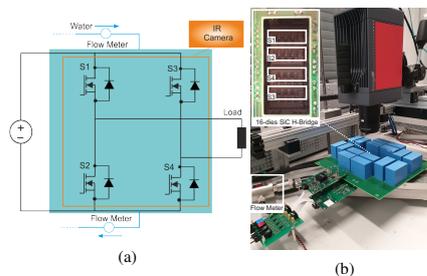


Fig. 1: Validation Setup consisting of: 16-dies SiC MCMs, power board, water cooled heatsink, flow meters and infrared camera : (a) Schematic (b) Photo.

Victor Ferreira and Marco Liserre are with the Chair of Power Electronics, Christian-Albrechts Universität zu Kiel 24118 Kiel, Germany (e-mail: vf@tf.uni-kiel.de, liserre@ieee.org.)

Victor Ferreira and Braz Cardoso are with the Postgraduate Program and Department of Electrical Engineering, respectively, Federal University of Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil (e-mail: braz.cardoso@ieee.org.)

TABLE I: Validation parameters.

Power	10 - 50 W
F_{sw}	50 kHz
Duty Cycle	0.5
Water Flow	5 l/m
Water Temp	23°C

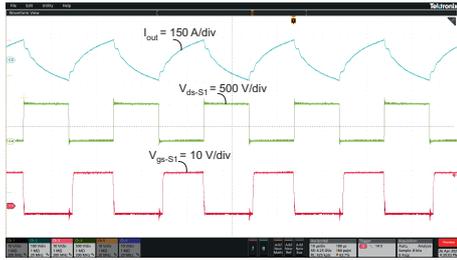
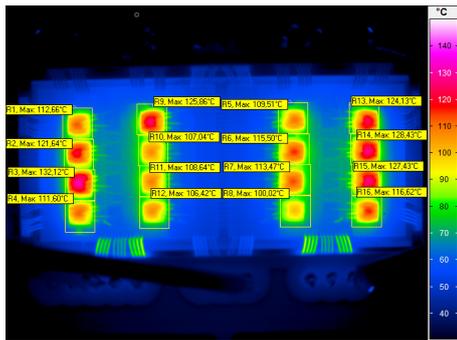


Fig. 2: Electrical validation of the H-bridge converter with the system operating at 50 kHz and 50 kW.



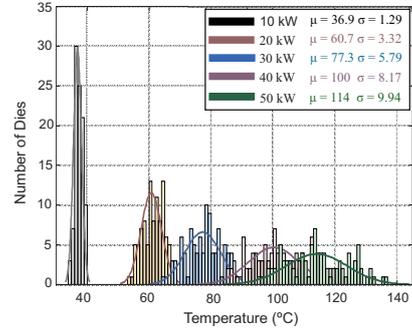
(a)



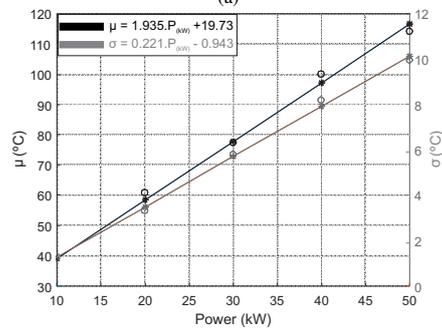
(b)

Fig. 3: Thermal analysis of two different modules operating at 50 kHz and 50 kW.

The SiC-based H-bridge converter is experimentally validated considering the conditions shown in Tab. I. Thus, five different tests are conducted considering the same switching



(a)



(b)

Fig. 4: (a) Thermal distribution in 96 SiC devices operating at five different power levels. (b) Fitting of the PDF parameters relation with power.

frequency of 50 kHz, duty cycle 0.5 and different power levels - 10, 20, 30, 40 and 50 kW. Fig. 2, shows the electrical validation of the system operating at 50 kHz. To mitigate the impacts of ambient temperature and obtain a homogeneous thermal resistance, a monitored water cooling system is adopted. Hence, the water flow is fixed at 5 l/min and the input temperature close to 23°C - with less than 1°C of variation.

To obtain a reasonable statistical basis of thermal deviation in SiC-based MCMs, six different power modules are considered during the thermal validation. As shown in Fig. 1 (b), each switch (S_x) has four chips in parallel, thereby totaling five tests for 96 different dies. Fig. 3, shows the thermal validation for 2 of the 6 modules operating at 50 kW. The resulting thermal distribution of the 6 modules - i.e. 96 different devices - operating at the five predefined power levels, is shown in Fig. 4 (a). From the obtained data, a probability density function is used to fit it into a normal distribution, and obtain the mean junction temperatures (μ) and their variations (σ) inside the MCM. As shown in Fig. 4 (b), the junction temperature factors μ and σ increase linearly with the converter output power.

III. DIE-LEVEL RELIABILITY ANALYSIS OF MCM-BASED SYSTEMS

Many reliability-oriented strategies for analysis and design of power converters have been presented in the last years [9],

[13]–[16]. In the presented strategies, a specific mission profile is applied to the simulated system, containing the electrical and thermal parameters of the power devices. Thereafter, the thermal profile of power devices is obtained, whereby the number of cycles with their thermal swing and mean value (ΔT_j and T_{jm}) are extracted. The obtained data is thereby used to calculate the number of cycles to failure and the accumulated damage on the devices, using empiric lifetime models and Palmgren-Miner rule algorithms [17]. To include the influence of parametric variations on the system lifetime, the on-state voltage (V_{on}) variation is extracted from the datasheet [13]. In general, a variation of 5% is used to establish a Monte Carlo analysis which evaluate the V_{on} impact on the failure probability of IGBT-based power devices [13], [14]. Then, a probability and cumulative density functions are used to fit the analysis and obtain the wear-out failure probability of each device over time [13]. Finally, the failure probability of each device is used to calculate the entire system level unreliability, as shown in (1) - i.e. the probability of a single failure occur in the entire system over time [14].

$$F_{System} = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - F_{Dev-i}(t)). \quad (1)$$

A. Die-Level Approach

As shown in Fig. 4, the thermal variation has a linear relation with power, and it achieves up to 9% in a 16-dies SiC-based multichip module. Moreover, a wear-out failure of a single die, may result in catastrophic event due to the extra temperature in the remaining ones. In a die-level approach, however, a statistical analysis of the thermal distribution inside the MCM is obtained from multiple experimental tests, as shown in Fig. 5. Furthermore, the wear-out failure probability of each die are taken into account to calculate the MCM-level unreliability, as presented in (2) - i.e. the probability of a single die to fail in the entire MCM structure.

$$F_{MCM} = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - F_{Die-i}(t)). \quad (2)$$

B. Case Study

To evaluate the impact of a die-level analysis, it is compared to a standard procedure in a case study based on fast-charging stations. As shown in Fig. 6, the studied system is composed by six 50 kW dc-dc dual active bridge converters (DAB) - with one MCM per submodule (SM) - connected in parallel with assumed equal power sharing among them. Tab. II, shows the mission profile of the system, where three vehicles with different power consumption and charging times are considered [18]. In addition, it is stipulated a monthly charging frequency of 400 BMW i3 and Nissan Leaf e+ and 350 Porsche Taycan. Once the charging times are longer than the heatsink thermal dynamics - 19 to 32 min -, steady-state temperatures are considered in this study.

For the die-level approach, the mean temperatures and variations (μ and σ) are calculated using the fitting curve - Fig. 4 (b) -, considering the power cycle of each vehicle, as

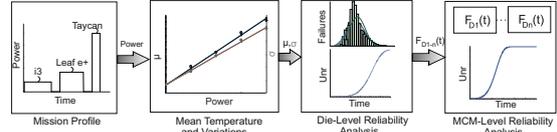


Fig. 5: Die-level reliability analysis of multichip modules.

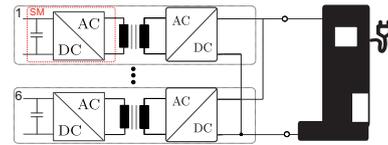


Fig. 6: Fast charging system adopted in the case study.

TABLE II: Fast Charging Station Mission Profile and MCM temperature.

Vehicle	Mission Profile			MCM Temperature	
	Power (kW)	Time (m)	Monthly	μ ($^{\circ}C$)	σ ($^{\circ}C$)
i3	46	32	400	36.12	0.89
Leaf e+	100	26	400	52.25	2.74
Taycan	300	19	350	114.75	9.91

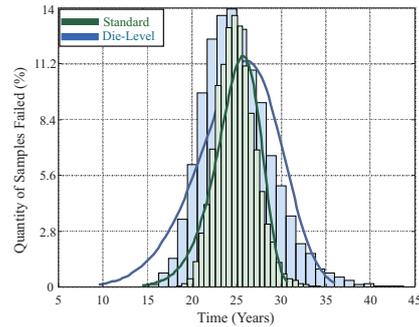


Fig. 7: Monte Carlo analysis considering 10000 samples of a single die, for 5% (standard) and linear (die-level) thermal variation.

shown in Tab. I. For the standard approach the same mean temperature is used, yet a fixed variation of 5% commonly adopted in Si IGBT based studies is considered. Then, the mean temperatures are used to calculate the thermal swings characteristics (ΔT_j and ΔT_{jm}) of each power cycle.

Thereafter, a Monte Carlo analysis is conducted, whereby μ and σ are applied to quantify the impact of thermal deviation on the lifetime of 10000 samples of a single die. For this, the lifetime model proposed in [17] with fitting parameters of SiC devices tested in [19], is adopted. Fig. 7, shows the Monte Carlo analysis results for measured and standard variations, with some earlier failures detected by the die-level approach. Consequently, the B_{10} lifetime of the dies - i.e. the time when 10% of samples fail - are up to 14% shorter, when the a die-level reliability analysis is conducted, as shown in Fig. 8 and

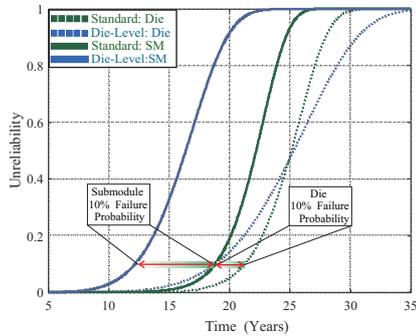


Fig. 8: Unreliability analysis of: A single die for 5% (standard) and linear (die-level) thermal variation. A submodule, considering four switches (standard) and 16-dies MCM (die-level).

TABLE III: Standard and die-level reliability analysis of a FCS.

Approach	Die		Submodule (SM)	
	Standard	Die-Level	Standard	Die-Level
B_{10} (years)	21.35	18.73	18.73	12.43
ΔB_{10} (%)	14		50	

stated in Tab. III.

To obtain the failure probability of the submodule (SM), two scenarios are considered. Firstly, it is calculated based on the standard methodology, thereby considering four devices per H-bridge, as defined in (1). Thereafter, the submodule unreliability is calculated considering the 16 dies inside the H-Bridge MCM, based on the die-level approach presented in (2). As shown in Fig. 8 and stated in Tab. III, there is a B_{10} lifetime difference of around 50%, when measured thermal deviation and the failure probability of each die are taken into consideration.

IV. CONCLUSIONS

In this letter, the impact of thermal deviations and number of dies on the reliability analysis of SiC-based MCM systems, is demonstrated. A statistical analysis has shown a linear thermal variation of up to 9% among the dies of the MCM. Consequently, the B_{10} lifetime of a single die can be up to 14% shorter, comparing to a study with predefined temperature variation. Moreover, the B_{10} lifetime of a SiC-based H-bridge is up to 50% shorter, when a die-level reliability analysis is conducted.

REFERENCES

- [1] J. Zhang and D. Zhang, "Study of response surface methodology in thermal optimization design of multichip modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [2] V. N. Ferreira, M. Andresen, B. Cardoso, and M. Liserre, "Pulse-shadowing based thermal balancing in multichip modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1–1, 2020.
- [3] V. Ferreira, M. Andresen, B. Cardoso, and M. Liserre, "Selective soft-switching for thermal balancing in igbt-based multichip systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [4] J. Brandelero, J. Ewanchuk, and S. Molloy, "Selective gate driving in intelligent power modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 898–910, 2021.
- [5] A. Borghese, M. Riccio, A. Fayyaz, A. Castellazzi, L. Maresca, G. Breglio, and A. Irace, "Statistical analysis of the electrothermal imbalances of mismatched parallel sic mosfets," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 1527–1538, Sep. 2019.
- [6] H. Li, W. Zhou, X. Wang, S. Munk-Nielsen, D. Li, Y. Wang, and X. Dai, "Influence of paralleling dies and paralleling half-bridges on transient current distribution in multichip power modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6483–6487, Aug 2018.
- [7] F. Iannuzzo, C. Abbate, and G. Busatto, "Instabilities in silicon power devices: A review of failure mechanisms in modern power devices," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 28–39, Sept 2014.
- [8] V. Smet, F. Forest, J. J. Huselstein, F. Richardeau, Z. Khatir, S. Lefebvre, and M. Berkani, "Ageing and failure modes of igbt modules in high-temperature power cycling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4931–4941, Oct 2011.
- [9] V. N. Ferreira, A. F. Cupertino, H. A. Pereira, A. V. Rocha, S. I. Seleme, and B. Cardoso, "Design and selection of high reliability converters for mission critical industrial applications: A rolling mill case study," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1–1, 2018.
- [10] H. Meng, Y. Wang, X. Zheng, J. Chen, Y. Wu, A. Li, and Y. Huang, "Study of igbts reliability under coupled electrical-thermal environment," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [11] F. Hoffmann and N. Kaminski, "Power cycling performance and lifetime estimation of 1700v sic mps diode modules with multiple chips connected in parallel," in *2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, 2020, pp. 537–540.
- [12] H. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, P. de Place Rimmen, J. B. Jacobsen, T. Kvisgaard, and J. Landkildehus, "Transitioning to physics-of-failure as a reliability driver in power electronics," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 97–114, March 2014.
- [13] P. D. Reigosa, H. Wang, Y. Yang, and F. Blaabjerg, "Prediction of bond wire fatigue of igbts in a pv inverter under a long-term operation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7171–7182, Oct 2016.
- [14] A. Sangwongwanich, Y. Yang, D. Sera, F. Blaabjerg, and D. Zhou, "On the impacts of pv array sizing on the inverter reliability and lifetime," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3656–3667, July 2018.
- [15] J. V. M. Farias, A. F. Cupertino, V. De Nazareth Ferreira, H. A. Pereira, S. I. Seleme Junior, and R. Teodorescu, "Reliability-oriented design of modular multilevel converters for medium-voltage statcom," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2019.
- [16] V. de Nazareth Ferreira, G. A. Mendonça, A. V. Rocha, R. S. Resende, and B. de Jesus Cardoso Filho, "Mission critical analysis and design of igbt-based power converters applied to mine hoist systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 5096–5104, Sept 2017.
- [17] U. Scheuermann and M. Junghaenel, "Limitation of power module lifetime derived from active power cycling tests," in *CIPS 2018; 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, March 2018, pp. 1–10.
- [18] D. De Simone and L. Piegari, "Integration of stationary batteries for fast charge ev charging stations," *Energies*, vol. 12, no. 24, 2019.
- [19] F. Hoffmann and N. Kaminski, "Power cycling capability and lifetime estimation of discrete silicon carbide power devices," in *Silicon Carbide and Related Materials 2019*, ser. Materials Science Forum, vol. 1004. Trans Tech Publications Ltd, 8 2020, pp. 977–984.