

Abschlussbericht

für das BMWi Verbundprojekt

Integrierte Umrichter für modular verteilte Elektroantriebe hoher Drehzahl

InMOVE

Teilvorhaben
Fraunhofer Institut für Siliziumtechnologie

Simulation, Technologische Sonderprozesse und Zuverlässigkeitsuntersuchungen für integrierte Umrichter

Gefördert durch:



Bundesministerium
für Wirtschaft
und Energie

aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages

Förderkennzeichen: 01MY15001B

Berichtszeitraum: 01.01.2016 – 31.12.2018

Projektleiter: Hans-Jürgen Schliwinski

Abschlussbericht zum Teilvorhaben

Simulation, Technologische Sonderprozesse und Zuverlässigkeitsuntersuchungen für integrierte Umrichter

InMOVE

Zuwendungsempfänger:	Förderkennzeichen:
Fraunhofer Institut für Siliziumtechnologie Fraunhoferstraße 1 25524 Itzehoe	01MY15001B
Vorhabenbezeichnung: Integrierte Umrichter für modular verteilt Elektroantriebe hoher Drehzahl (InMOVE)	
Titel des Teilvorhabens: Simulation, Technologische Sonderprozesse und Zuverlässigkeitsuntersuchungen für integrierte Umrichter	
Laufzeit des Vorhabens: 01.01.2016 bis 31.12.2018	
Projektleiter:	Hans-Jürgen Schliwinski Tel.: 04821-174335 Email: Hans-Juergen.Schliwinski@isit.fraunhofer.de
Beiträge:	Dr. Jörn Hinz, Malte Päsler, Dr. Max Poech Hans-Jürgen Schliwinski
Konsortium:	Gemeinsamer Berichtsteil zum Projektrahmen (Kap. 2) und den wesentlichen Ergebnissen im Zusammenhang des Gesamtprojektes (Kap. 3)
Berichtszeitraum:	vom 01.01.2016 bis 31.12.2018

1 Inhaltsverzeichnis

1	Inhaltsverzeichnis.....	3
2.	Projektrahmen.....	5
2.1.	Zum Gesamtprojekt und den Abschlussberichten der Teilprojekte.....	5
2.2.	Aufgabenstellung und Projektziele	5
2.2.1.	Aufgabenstellung	5
2.2.2.	Technische Lösungsansätze	7
2.2.3.	Technische Ziele	8
2.3.	Voraussetzungen, Planung und Ablauf des Vorhabens	9
2.4.	Wissenschaftlicher und technische Stand, zu Beginn des Vorhabens	10
2.4.1.	IGBT-Chipentwicklung (Vishay und Fraunhofer ISIT)	10
2.4.2.	Leistungsmodul (Danfoss Silicon Power - DSP)	11
2.4.3.	Temperaturoptimierter Zwischenkreiskondensator (FTCAP)	12
2.4.4.	IGBT-Treiber und Ansteuerungselektronik (Reese und Thies).....	12
2.4.5.	Mechatronischer Aufbau und thermische Konzepte (Fachhochschule Kiel)	14
2.4.6.	Elektrische Fahrzeugantriebe (Volkswagen)	15
2.5.	Zusammenarbeit mit anderen Stellen	16
3.	Eingehende Darstellung Wesentliche Ergebnisse im Zusammenhang des Gesamtprojekts 17	
3.1.	IGBT-Chipentwicklung (Vishay und Fraunhofer ISIT)	17
3.2.	Leistungsmodul (Danfoss Silicon Power)	20
3.3.	Temperaturoptimierter Zwischenkreiskondensator (FTCAP)	23
3.4.	IGBT-Treiber und Ansteuerungselektronik (Reese und Thies).....	24
3.5.	Mechatronischer Aufbau und thermische Konzepte (Fachhochschule Kiel)	27
3.6.	Elektrisches Antriebsmodul und Demonstratorbetrieb (Volkswagen)	31
3.7.	Abgleich der erreichten Ergebnisse mit den wesentlichen technischen Zielen	36
4.	Wesentliche Ergebnisse des Teilprojektes und Zielerreichung (Fraunhofer ISIT).....	38
4.1.	Systemspezifikation, AP1	38
4.2.	Systemauslegung des modularen Antriebsumrichters, AP2	39
4.2.1.	Parametrisierung Systemmodell.....	40
4.2.2.	Temperatur-Rainflow-Matrix.....	41
4.3.	Anwendungsoptimierte schnelle IGBTs für zuverlässige AVT, AP3.....	43
4.3.1.	Chip Layout und Maskensatz	43
4.3.2.	Prozess- und Bauelement-Simulationen.....	45
4.3.2.1	Durchlass- und Ladungsträgerverteilung	46
4.3.2.2	Absenken der Millerkapazität	47
4.3.2.3	Einschaltverhalten im Doppelpulstest	48
4.3.2.4	Ausschaltverhalten im Doppelpulstest.....	49
4.3.3.	IGBT-Herstellung und Sonderprozesse	50
4.3.3.1	Freilauf-Dioden.....	50

4.3.3.2	Electroless NiAu am ISIT.....	51
4.3.3.3	IGBT Testboard-Aufbau für Temperaturen bis 175°C.....	51
4.3.3.4	Laserannealing	52
4.3.3.5	SIMS- und SRP-Messungen.....	53
4.3.4.	Modulaufbauten der bereitgestellten IGBTs	56
4.3.5.	Elektrische Charakterisierung	57
4.3.5.1	Temperaturabhängigkeit der Schwellspannung	57
4.3.5.2	Kurzschlußstromfestigkeit.....	57
4.3.5.3	Transfercharakteristik	58
4.3.5.4	Trade-Off-Kurve für IE-IGBTs.....	59
4.3.6.	Dynamische Messergebnisse	60
4.3.6.1	Abschaltoszillationen am Doppelpuls Messplatz.....	60
4.3.6.2	Modulmessungen am Doppelpuls Messplatz	61
4.4.	Charakterisierung der Zuverlässigkeit, AP9	67
4.4.1.	Ausfallwahrscheinlichkeit	67
4.4.2.	Metallographische Schriffe.....	68
4.4.3.	Stromtragfähigkeit der AVT im Mold modul.....	70
4.4.4.	Belastungstests: Treiberbaugruppen.....	70
4.5.	Bewertung der Ergebnisse, AP12.....	71
4.6.	Ergebnisse des Teilprojektes und Zielerreichung	73
4.7.	Nutzen und Verwertbarkeit	73
4.7.1.	Wirtschaftliche Erfolgsaussichten nach Projektende.....	73
4.7.2.	Wissenschaftliche und technische Erfolgsaussichten nach Projektende.....	74
4.7.3.	Veröffentlichungen der Ergebnisse.....	74
4.7.4.	Fortschritte auf dem Gebiet des Vorhabens bei anderen Stellen.....	76
4.8.	Wichtigste Positionen des zahlenmäßigen Nachweises	76
4.9.	Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit	77
5.	Verzeichnisse	78
5.1.	Abbildungsverzeichnis.....	78
5.2.	Tabellen.....	80
5.3.	Literaturverzeichnis.....	81

2. Projektrahmen

2.1. Zum Gesamtprojekt und den Abschlussberichten der Teilprojekte

Im Rahmen des Verbundprojektes **InMOVE** haben die nachfolgend aufgeführten beteiligten Firmen und Institute Technologien zu einem Antriebskonzept für modular verteilte Elektroantriebe hoher Drehzahl und damit seitens der E-Maschine hoher Leistungsdichte erforscht:

Volkswagen AG (FKZ 01MY15001A), Danfoss Silicon Power (FKZ 01MY15001D), Vishay Siliconix Itzehoe GmbH (FKZ 01MY15001G), FTCAP GmbH (FKZ 01MY15001F), Reese + Thies Industrie-elektronik GmbH (FKZ 01MY15001E), Fraunhofer ISIT (FKZ 01MY15001B), Fachhochschule Kiel: Institut für Mechatronik und Institut für Elektrische Energietechnik (FKZ 01MY15001C).

Wegen der großen technologischen Herausforderungen eines notwendigen hochintegrierten Umrichters mit ebenfalls sehr hoher Leistungsdichte hat sich das Konsortium dieser Partner zusammengeschlossen und wurde im Rahmen des Schwerpunktes „Antriebstechnologien für die Elektromobilität (ATEM)“ durch das Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie (BMWi) in den Jahren 2016 bis 2018 gefördert.

Die im Nachfolgenden näher erläuterte Aufgabenstellung und deren Lösung erforderten eine enge Zusammenarbeit der Partner und einen hohen gegenseitigen Bedarf an den Ergebnissen der Teilprojekte der Partner aufgrund der starken systemischen Relevanz. Daher sind neben den teilprojektbezogenen Anteilen im Systemzusammenhang in allen Teilprojektabschlussberichten der Partner wie dem hier vorliegenden einige gemeinsam zwischen den Partnern abgestimmte Teile aufgenommen, um die Querreferenz zwischen den Teilarbeitspaketen herzustellen und jeweils mit den Teilberichten an gleicher Stelle anschließen zu können. Dies betrifft insbesondere die Abschnitte 2 und 3.1.

2.2. Aufgabenstellung und Projektziele

2.2.1. Aufgabenstellung

Fit and Forget: „Integrierte elektrische Antriebssysteme sollen so klein, kostengünstig und zuverlässig sein wie eine Schraube“

Dem Szenario steigender Produktionszahlen von Elektro- und Hybridfahrzeugen entsprechend wurde im Rahmen des Projektes **InMOVE** eine integrierte Leistungselektronik für ein modulares Antriebskonzept untersucht. Die zunehmende Elektrifizierung des Antriebsstrangs im Automobil erfordert eine von der Fahrzeugklasse abhängige angepasste, effiziente, kompakte und kostengünstige Antriebstopologie. Ziel des Vorhabens war es, für den Bereich kleiner und mittlerer Antriebsleistungen insbesondere für Plug-In Fahrzeuge ein modulares Antriebskonzept zu entwickeln, das auf heutigen Getriebekonzepten aufbaut und je nach Fahrzeugklasse eine unterschiedliche Anzahl an Elektromaschinen vorsieht. Hierbei summiert sich bedarfsabhängig die Antriebsleistung der einzelnen Antriebsmotoren. Die Antriebsmotoren sollten als schlanke schnelldrehende Elektromaschinen mit integriertem Umrichter ausgeführt sein und so das modulare Grundkonzept ermöglichen. Eine Prinzipskizze einer möglichen Antriebskonfiguration ist in Abbildung 1 gezeigt. Der Umrichter sollte besonders kompakt mit IGBTs bei verhältnismäßig hoher Schaltfrequenz größer 10 kHz, einer Zwischenkreisspannung bis 800 V und geringerem EMV-Filtervolumen ausgelegt werden. Zusätzlich wirkt sich die gemeinsame Nutzung nur eines Kühlkreislaufs für den Verbrennungsmotor und die Elektromotoren kostendämpfend auf das Gesamtsystem aus, erfordert aber mechatronische Besonderheiten. Die Kühlung des Powermoduls, der Zwischenkreis-kondensatoren und des Gate-Treibers soll durch das Kühlwasser bei bis zu 90°C erfolgen. Der gesamte Umrichter setzt daher eine lastwechselfeste Auslegung der Aufbau- und Verbindungstechnologie (AVT) voraus. Bei gleicher Maschinenleistung werden

insgesamt ein geringerer Materialverbrauch, eine einheitlichere Maschinenplattform und damit eine wirtschaftlichere Gesamtlösung erwartet.

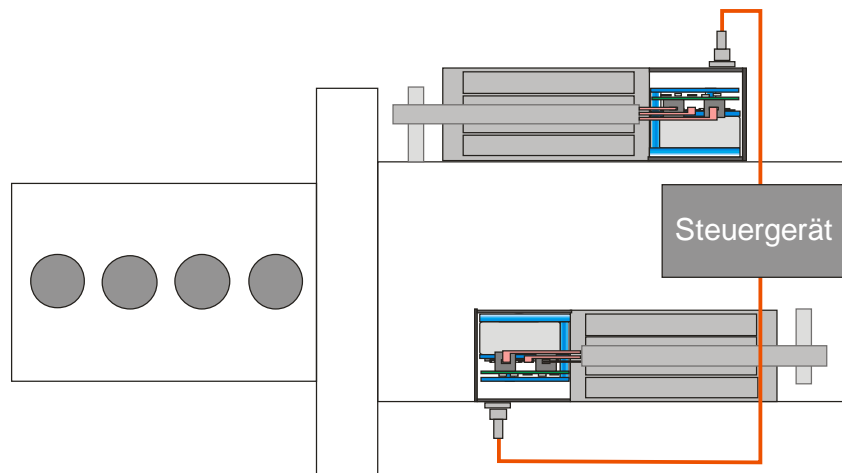


Abbildung 1: Prinzipskizze eines Antriebs mit zwei modularen Antriebsmotoren

- Folgende Schwerpunkt-Themen wurden als technologische Herausforderungen der Forschungsaktivitäten identifiziert:
- Anwendungsoptimierte Komponenten (ZK-Kondensatoren, IGBTs etc.)
- Umrichterintegration für modulares Antriebskonzept
- Mechatronische Integration und Schnittstellendefinition
- Entwärmungs- und Kühlkonzepte vor dem Hintergrund der Integration
- Kompakter Systemaufbau und hohe Leistungsdichte
- Technische und wirtschaftliche Bewertung des Antriebskonzepts

Der vorliegende Bericht bezieht sich auf das Teilprojekt das vom Fraunhofer ISIT bearbeitet wurde: **„Simulation, Technologische Sonderprozesse und Zuverlässigkeitsuntersuchungen für integrierte Umrichter“**

Die wesentlichen Aufgaben und Projektziele des ISIT-Teilvorhabens bestanden in der Bereitstellung neuartiger Feldstopp Trench IGBTs zum Aufbau von Leistungsmodulen für Antriebs-Umrichter. Hierzu wurden Prozess-Simulationen zu einer neuartigen Zell-Architektur der Bauelemente durchgeführt und daraus ein Maskenlayout für innovative und verlustleistungsreduzierte Feldstopp Trench IGBTs abgeleitet. Das Chip-Layout wurde den Anforderungen des speziellen Mold-Modulaufbaus angepasst. Ferner führte das Fraunhofer ISIT zur Fertigstellung der bei Vishay Siliconix Itzehoe GmbH gefertigten IGBTs Sonderprozesse durch. Hierzu gehören das temporäre Bonden- und Debonden, das Laser-Annealen zur Dotierstoffaktivierung und die Chip-Metallisierung mit Ni/Au. Auf Waferlevel, auf PCBs (Printed Circuit Boards) oder im Mold-Module-Aufbau wurden die IGBTs elektrisch charakterisiert. Ein neu erarbeitetes Systemmodell erlaubte die Systemsimulation des gesamten Antriebsumrichters. Innerhalb der Simulation wurden die typische IGBT Charakterisierungs-Daten benutzt. Auf Grundlage dieser Simulation konnte die Fahrstrecke bis zu einem Modulausfall berechnet werden. Um einen Nachweis einer aufbaubedingten erhöhten Zuverlässigkeit der Mold-Module zu erbringen, wurde in Auslagerungstests ihre Zyklenfestigkeit untersucht und Ausfallmechanismen charakterisiert.

2.2.2. Technische Lösungsansätze

Aufgrund der angestrebten Modularisierung des Antriebs wird die bisher übliche Lösung, bestehend aus einer kompletten Elektromaschine und deren Umrichter, in kompakte Antriebsmodule geringer Leistung und geringeren Drehmoments aufgeteilt. Diese Module werden als schlanke schnelldrehende Elektromaschinen mit integriertem Umrichter ausgeführt, sie weisen damit grundsätzlich zielführende Performancepotenziale auf. Bei gleicher Maschinenleistung werden insgesamt ein geringerer Materialverbrauch und eine höhere Leistungsdichte erwartet. Damit können unterschiedlichste Fahrzeugklassen und Antriebskonzepte adressiert werden, wodurch die Antriebskomponenten vereinheitlicht und zusammen mit der Modularisierung die Kosten reduziert werden.

Im Projekt **InMOVE** ist der Ansatz zugrunde gelegt, eine modular integrierte Endstufe mit einer schnelldrehende Elektromaschine gestaltungskonform zusammenzubringen, so dass sich eine zylindrische, gut im System zu verbauende Einheit ergibt, die im Hochvoltnetz nur noch DC-seitig zu integrieren ist. Eine Leistung von ca. 70 kW wurde hier zu Projektbeginn als sinnvoll identifiziert, so dass sich mit zwei Maschinen eine Antriebsleistung von bis zu 140 kW ergibt. Die beschriebene leistungselektronische Endstufe muss dazu mit einer Leistungsdichte von ca. 100 kW/ltr. dargestellt werden, um in einer systemkonformen Bauraumhülle unterzukommen. Wichtiger Lösungsansatz hierfür ist die Reduzierung des Bauraumbedarfs beim DC-Kondensator durch neue Kondensatorstechnologien in Verbindung mit einer möglichst hohen Halbleiter-Schaltfrequenz von größer 10 kHz. Gleichzeitig sind die thermischen und mechanischen Umgebungsanforderungen des Getriebeanbaus zu erfüllen.

Die Technologien zur Darstellung einer solchen Endstufe stellen also Risiko und Herausforderung bei der Umsetzung des Konzeptes dar. Dies sind im Wesentlichen die geeigneten schnellschaltenden Halbleiter, die kompakte robuste und zuverlässige Aufbautechnik des Leistungsmoduls und des Zwischenkreiskondensators, die Treiberbaugruppe mit Fahrzeugschnittstelle, und das komplexe thermische Konzept.

Die Treiberschaltung sollte die hohen Taktfrequenzen möglichst verlustarm bei erträglichem EMV-Verhalten umsetzen. Gleichzeitig sollte eine hohe Funktionsdichte realisiert werden: Neben der Übertragung der 6 Steuersignale für die Gates sollte der Gatetreiber auch Rückmeldungen über den Zustand des IGBT-Moduls (Temperaturen, UCE-Spannungen) an die überlagerte Steuerung melden. Als zusätzliche Funktion war die Übertragung der Stromsensordaten zu realisieren. Indem die Stromsensoren in die Leistungsverschiebung integriert werden sollten, waren Versorgung und Signalaufbereitung als Unterfunktion der Treiberbaugruppe vorzusehen. Um die Systemkosten gering zu halten, sollte die Energieversorgung der Treiberbaugruppe direkt aus dem Zwischenkreis erfolgen. Die Treiberbaugruppe sollte eine Anbindung an die Kühlstruktur haben. Aufgrund der maximal erwarteten Temperatur im Kühlkreislauf von 90°C, wurde für den Treiber eine Umgebungstemperatur von über 100°C erwartet. Die zu verwendenden Treiber-Bauteile sollten demnach bis 125°C spezifiziert sein.

Im umgesetzten Lösungskonzept setzen sich die jeweils in die E-Maschinen integrierten Umrichter zusammen aus formfaktor-optimierten Leistungsmodulen (formvergossen bzw. gemoldet) in B6-Topologie mit niederinduktiv angeordneten ebenfalls formfaktor-optimierten Zwischenkreiskondensatoren mit integrierter Verschiebung. Insgesamt ist eine optimale Gestaltung des thermischen Stapels und des Kühlers mit besonders niedrigem R_{th} angestrebt worden.

Mit dem modularen Konzeptansatz für den Antrieb wurde versucht, die systembezogene Effizienz und die Leistungsdichte des Antriebes zu verbessern. Dadurch kann eine auf Systemebene besonders günstige Kostenstruktur erwartet werden. Die vorgesehene Möglichkeit zur

Verwendung einer gemeinsamen Kühlung des Verbrennermotors und des elektrischen Antriebs bei Einsatz im Hybridantrieb wirkt kostendämpfend für das Gesamtsystem. Gleichzeitig jedoch bedeutet die Verwendung des gemeinsamen Kühlkreislaufes eine höhere thermische Wechsellast der Endstufe. Daher musste auf eine besonders lastwechselfeste Auslegung der Aufbau- und Verbindungstechnik der Leistungselektronik geachtet werden. Lösungsansätze hierzu betrafen die lötfreie Kontaktierung der Halbleiter mit ihrem Systemträger und eine thermisch gepufferte oberseitige Kontaktierung ggf. mit Kupferdrähten.

Bzgl. der Systemkosten kann bei dem Lösungsansatz erwartet werden, dass sich über die Modularisierung ein nennenswerter Scale-Effekt bezogen auf die Stückzahl des Einzelantriebs erzielen lässt. Neben dem zu erwartenden Scale-Effekt sind die zu erwartenden Einzelkosten wesentlich abhängig von den Materialkosten, die sich aufgrund der im Ergebnis erreichten Volumenreduktion der Leistungselektronik direkt in den Kosten niederschlagen sollte.

2.2.3. Technische Ziele

In der hier aufgeführten Tabelle 1 sind die technisch messbaren Projektziele zusammengefasst, wie sie zu Projektbeginn formuliert wurden. In Tabelle 6 in Abschnitt 3.7 sind diese Zielwerte den erreichten Ergebnissen dann gegenübergestellt.

Tabelle 1: Technische Projektziele

Eigenschaft	Zielwert
Leistungsdichte Endstufe	100 kW/Ltr.
Leistungsdichte E-Maschine	30 kW/Ltr.
Volumenreduktion LE (verglichen Serienlösungen zu Beginn des Vorhabens)	20-30 %
Effizienzsteigerung des Antriebes (Mindestbedingung ist Effizienzerhalt bei gesteigerter Leistungsdichte)	>0 %
Reduktion der IGBT Schaltverlustenergie (200 A und 600 V, 116 nH, 6.4 Ohm, 150°C)	20-30 %
Kondensatorperformance (uneingeschränkte Funktion bei 800 V)	110°C (Hotspot)
Treiberperformance (minimale Treiber-Schaltfrequenz und maximale Umgebungstemperatur) (uneingeschränkte Funktion bei 800 V)	16 kHz 125 °C

2.3. Voraussetzungen, Planung und Ablauf des Vorhabens

Der hohe Integrationsgrad des Lösungsansatzes erforderte ein sehr enges Zusammenspiel der Entwicklung und technologischen Erforschung der Einzelbaugruppen sowie des mechatronischen Gesamtsystems für ein erfolgreiches Ergebnis. Deshalb wurde ein Konsortium aus Partnern gebildet, die in der Lage waren, die erforderlichen Innovationen auf Bauteil- wie Systemebene abzudecken. In der nachfolgenden Darstellung in Abbildung 2 ist die gewählte Arbeitspaket- und Ablaufstruktur des Gesamtprojektes mit den jeweils verantwortlichen Partnern benannt.

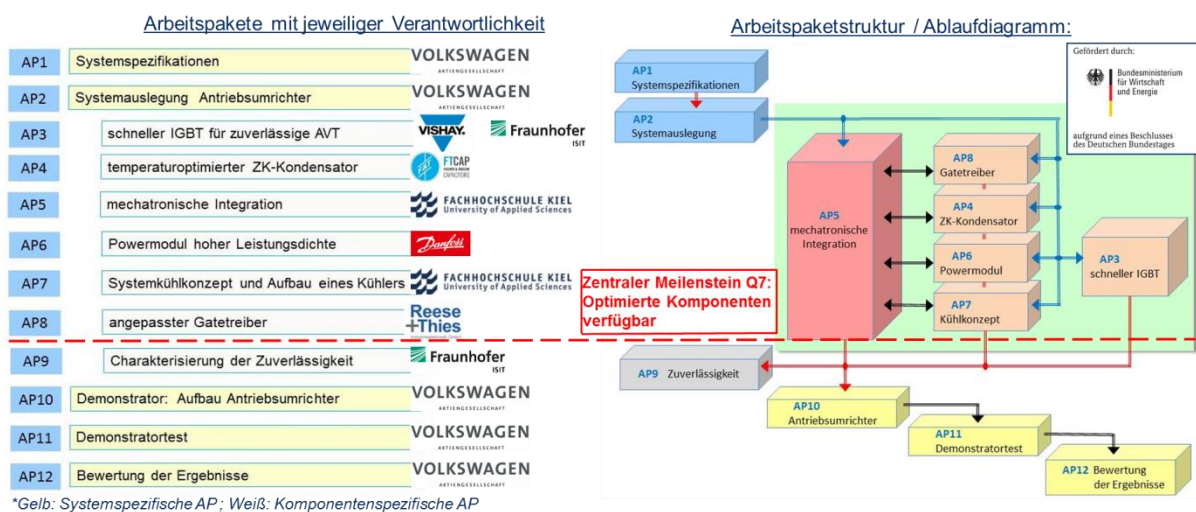


Abbildung 2: Arbeitspaketstruktur und Ablaufdiagramm

Bei dem Forschungsvorhaben **InMOVE** handelte es sich um ein anwendungsorientiertes Forschungsvorhaben, welches sowohl technische als auch ökonomische Risiken für die beteiligten Projektpartner beinhaltete. Genannt seien hier insbesondere die Hochintegration der Komponenten und die Besonderheiten des Antriebssystems (modulares Antriebskonzept). Für den Projekterfolg waren daher firmenübergreifende Kooperationen und die Einbindung von sich ergänzenden Kompetenzen im Bereich Leistungselektronik und elektrischen Fahrzeugantrieben notwendig. Ökonomische und technische Risiken ergaben sich unter anderem aus dem hohen Grad der gegenseitigen Abhängigkeit von System- und Komponenteneigenschaften. Insbesondere vor dem Hintergrund einer Hochintegration der Komponenten und eines modularen Antriebskonzepts mit bedarfsabhängiger Leistung war eine intensive und detaillierte Abstimmung notwendige Voraussetzung. Die Vielzahl der daraus resultierenden Anforderungen (z.B. Modularität und Eignung für Hochintegration) mussten im Rahmen des Projekts vereint werden, um so eine Projekterfolg möglich zu machen. Beispielhaft stellt die Verwendung eines gemeinsamen Kühlkreislaufs für Verbrennungs- und Elektromotor eine besondere mechatronische Herausforderung dar, die einer entsprechenden technischen Lösung bedarf. Eine enge Zusammenarbeit der Partner im Konsortium schien daher unumgänglich, um entsprechende Risiken zu minimieren. Die Notwendigkeit der Förderung im Verbundprojekt ergab sich aus der breiten Verteilung des Innovationsbedarfs in allen Baugruppen der Lieferkette des elektrischen Antriebs.

Die Forschung und Entwicklung von Leistungsbauerelementen ist ein Schwerpunktthema des Fraunhofer Instituts ISIT. Eine besondere Relevanz erhält dieser Themenschwerpunkt durch die Zusammenarbeit mit dem Industriepartner Vishay, der Verfügbarkeit einer Produktionstechnologie für Leistungsbauerelemente, sowie einem daraus resultierenden industriellen Anwendungsbezug. In Hinblick auf F&E-Themen zur regenerativen Energie, Elektromobilität und innovativen Leistungssystemen bleibt die Entwicklung von energie-effizienten Leistungsbauerelementen ein wichtiges Thema. Das ISIT verfügt über langjährige Erfahrungen auf dem Gebiet der Si-Bauerelemente und konnte in Vorläuferprojekten erfolgreich neue Technologiekonzepte zur Herstellung von 600 V und 1200 V Trench-IGBTs entwickeln und umsetzen. Durch die Möglichkeit der Anpassung des Chip-Layouts und der Chip-Performance an die geforderten Umrichter-Spezifikationen, hatte das ISIT ideale Voraussetzungen zu diesem Verbundprojekt.

2.4. Wissenschaftlicher und technische Stand, zu Beginn des Vorhabens

2.4.1. IGBT-Chipentwicklung (Vishay und Fraunhofer ISIT)

In den letzten Jahren war bei Leistungshalbleiter-Bauerelementen (LHBE) der Trend einer zunehmenden anwendungsspezifischen Auslegung zu beobachten. Diese Entwicklung hatte sich insbesondere bei 600 V „Insulated Gate Bipolar Transistor“ (IGBT) verstärkt, die für verschiedene Einstellungen des Trade-Off zwischen Durchlass-, Schaltverlusten und Kurzschlußfestigkeit in den Markt gebracht wurden. Die für den Automotive-Bereich angebotenen IGBTs waren bislang gegenüber ihrer Standard-Ausführung nur geringfügig angepasst worden; der Schwerpunkt lag zumeist in den erhöhten Anforderungen an die Qualitätssicherung. Da die Anforderungen an die Bauerelemente für den E-Mobility-Bereich aber besonders hoch sind (z.B. 90°C-Kühlmittel-Temperatur bei sehr hoher dynamischer Belastung und sehr kompakter Unterbringung im Modul bei gleichzeitig hoher Junction-Temperatur von $T_{\max} = 175^{\circ}\text{C}$) war es notwendig, spezielle zweckoptimierte IGBTs zu entwickeln und den Trade-Off insgesamt zu verbessern.

Toyota als führender Hersteller im E-Mobility Segment hatte aufgrund der Nichtverfügbarkeit spezieller Bauerelemente früh begonnen, eigene IGBTs zu fertigen [1]. In der zu diesem Zeitpunkt aktuellen Generation 3 des Prius kamen aufgrund der besser geeigneten hohen Systemspannung Field-Stop (FS)-IGBTs der Spannungsklasse 1200 V zum Einsatz. In Hinblick auf State-of-the-Art 1200 V-FS-IGBTs war der Chip mit 165 μm allerdings mindestens 40 μm zu dick, was den Trade-Off insgesamt verschlechtert. Die Dünnung auf ca. 120 μm konnte von Vishay/ISIT mit einem etablierten Wafer-Bond-Verfahren realisiert werden.

Auf Seiten der Bauerelementhersteller war bislang lediglich die Ankündigung eines automotive-spezifischen IGBT des Herstellers Infineon zu nennen. Bei einer Spannungsklasse von 750 V ist dieser unter Berücksichtigung des sicheren Arbeitsbereichs im Sperrfall allerdings nur für Systemspannungen von maximal 450 V einsetzbar [2]. Dies steht den Systemspannungen von 650 V und 800 V entgegen, die von Toyota bereits umgesetzt wurden [1] bzw. in diesem Projekt angestrebt wurden. Davon abgesehen, folgt das Infineon-IGBT-Konzept dem allgemeinen Trend zur Verringerung des Zellpitches [3], um eine weitere Verbesserung des Trade-Off zu erreichen.

Hinsichtlich der Vorderseitenkontaktierung war das Al-Drahtbonden der Chip-Oberseite der Stand der Technik. Halbleiterhersteller bieten hierzu standardmäßig eine AlSiCu-Pad-Metallisierung an [4]. Wünschenswert sind aber Vorderseitenmetallisierungen mit höherer elektrischer und thermischer Leitfähigkeit, Härte und geringerer thermischer Ausdehnung. Ein vielversprechendes Material ist Kupfer [5], das allerdings in Halbleiterbauerelementen aufgrund seiner hohen Diffusion im Silizium und seiner schädlichen Wirkung in der Halbleitertechnologie nur unter speziellen Randbedingungen Anwendung findet. Eine Kupfer-Metallisierung auf der Chip-Vorderseite

ermöglicht neben dem Kupferdrahtbonden, das den elektrischen Zuleitungswiderstand verringert, auch eine bessere Wärmeverteilung und eine gewisse Kühlung der Chipvorderseite.

Da die unterschiedliche thermische Ausdehnung von Cu und Si bei der Abscheidung zu einer starken Wölbung des Wafers führt, wurde die Kupfermetallisierung bislang nur in Modul-Prototypen mit ausreichend dicken Wafern (d.h. Chips mit hoher Spannungsstufe) realisiert [6].

Einen alternativen Weg beschreitet die Danfoss Bondbuffer-Technologie [7] [8], bei der innerhalb eines Sinterverfahrens eine Kupferschicht als Folie auf den Halbleiter aufgebracht wird. Die Halbleiterchips müssen hierfür oberseitig sinterbar sein, weshalb am ISIT eine Nachmetallisierung mit Ni/Au entwickelt wurde.

Mit Vishay stand eine etablierte Produktionstechnologie zur Herstellung von 650 V IGBT zur Verfügung, die bereits innerhalb des InnoCluster [8] Landesprojekts zur Entwicklung eines 1200 V IGBTs mit Injection-Enhancement-Ansatz (IE-IGBT) genutzt werden konnte.

2.4.2. Leistungsmodul (Danfoss Silicon Power - DSP)

Stand der Technik sind mit weitgehender Marktdurchdringung bis heute rahmenbasierte Leistungsmodul- und gemoldete Leistungsmodul- mit keramischen Schaltungsträgern. In der Regel sind Betriebstemperaturen von bis zu 125°C zulässig.

Bisher überwiegen mittels Wärmeleitpaste angebundene Leistungsmodul- mit erhöhtem Flächenbedarf. Es gibt nur wenige Ansätze mit direkter Flüssigkeitskühlung.

Motorintegrierte Leistungsmodul- sind bislang nur in Leistungsklassen von deutlich unter 500 W bekannt. Für Traktionsantriebe stellt dieser Ansatz eine neue Herausforderung dar, der sich bislang nur wenige Forschungsinitiativen zugewandt haben. Zum Beispiel wurde im Rahmen einer ECPE Demonstrator-Entwicklung eine E-Maschine für einen Automobylantrieb mit integrierter Leistungselektronik entwickelt. Allerdings wurde hier eine radiale Anordnung der Leistungselektronik realisiert, die zu einer erheblichen Durchmessererweiterung der E-Maschine geführt hat. Zudem hatte die damals gewählte direkte Flüssigkeitskühlung an der DCB-Unterseite, ohne Bodenplatte, deutliche Nachteile beim dynamischen Betrieb der Leistungselektronik. Für eine optimale Kühlwirkung fehlte der DCB die thermische Kapazität.

Das motorintegrierbare Leistungsmodul sollte mit der Zielsetzung hoher Leistungsdichte, hoher Betriebstemperatur und automotivgerechter Zuverlässigkeit entwickelt und in Demonstratoren überführt werden.

Für eine erfolgreiche Implementierung in ein modular aufgebautes, kompaktes Antriebssystem musste insbesondere die thermische Leistungsfähigkeit des Kühlsystems maximiert werden, weshalb eine direkte Anbindung des Leistungsmoduls an den Flüssigkeitskühlkreislauf vorgesehen wurde.

Hierbei konnten neuartige Konzepte hinsichtlich der Integration in die E-Maschine gefunden und umgesetzt werden. Besondere Beachtung hat die Integration von Flüssigkeitskühlstrukturen in die Kühlplatte (bzw. Bodenplatte) des Leistungsmoduls verdient, die nicht nur eine neuartige und besonders effektive Kühlung der Leistungsmodul- ermöglicht, sondern auch hinsichtlich der Montage eine gute Integrationsvariante darstellt. Unterstützt wird das Montagekonzept durch eine besondere Gestaltung des Mold-Gehäuses, welches Angriffspunkte für Montageklammern an der Kühlplatte vorsieht.

Eigene Arbeiten zur Kupferdrahtkontaktierung von Leistungshalbleitern:

Die Danfoss Silicon Power GmbH arbeitet seit vielen Jahren kontinuierlich an der Weiterentwicklung der Oberseitenkontaktierung von Leistungshalbleitern. Dabei hat sich insbesondere die Kontaktierung mit Kupferdrähten als vorteilhaft erwiesen. Um die mechanischen Kräfte während des Drahtbondprozesses zu ermöglichen, wird die Halbleiteroberseite mittels eines gesinterten Kupferplättchens geschützt. Dieses übernimmt im Betrieb die Funktion eines Wärmepuffers und verteilt den Strom gleichmäßig über die Halbleiterfläche.

Dadurch kann sowohl die Zuverlässigkeit gesteigert, als auch die Leistungsdichte der Powermodule deutlich erhöht werden [9] [10] [11] [12] [13] [14] [15]. Diese neuartige Leistungshalbleiterkontaktierung setzt eine passende Halbleitermetallisierung voraus, welche in Zusammenarbeit mit den Partnern Vishay und ISIT entwickelt und für das Projekt umgesetzt wurde.

Eigene Arbeiten zur direkten Flüssigkeitskühlung von Leistungsmodulen:

Mit der direkten Flüssigkeitskühlung von Leistungsmodulen hat DSP zahlreiche Erfahrungen gesammelt, die in den angegebenen Literaturstellen referenzierbar sind [16] [17] [18]

2.4.3. Temperaturoptimierter Zwischenkreiskondensator (FTCAP)

Nach Stand der Technik zu Beginn des Vorhabens wurden im automotiven Antriebsumrichter ausschließlich Filmkondensatoren (im Folgenden FIKO genannt) eingesetzt.

Die günstigeren Elektrolyt-Kondensatoren (im Folgenden ELKO genannt) verfügen zwar über eine deutlich größere Kapazitätsdichte, aber für eine Spannungsklasse von 850V nicht über die erforderliche Spannungsfestigkeit, Stromtragfähigkeit, Robustheit gegen mechanische Schwingungsbelastung und Temperaturfestigkeit. Im Projekt sollen verbesserte Elektrolyte hinsichtlich Temperaturfestigkeit näher untersucht werden.

Auch der FIKO erreicht die Temperaturanforderung von 125°C nur mit relativ teuren Filmmaterialien und bislang auch nur in der 650V-Klasse. Neue Materialien im Bereich der PEN-Filme versprechen nun erhöhte Temperaturfestigkeit bis 850V für den FIKO, die hier nun untersucht werden sollen.

2.4.4. IGBT-Treiber und Ansteuerungselektronik (Reese und Thies)

In der Phase der Systemspezifikation und Systemauslegung (AP1, AP2) des Projektes wurde der Stand der Technik bzgl. umsetzbarer Konzepte und Bauteile für die Treiberrealisierung recherchiert. Dabei gab es folgende herausfordernde Schwerpunkte für den Treiber:

- Sekundäre Treiberversorgung aus der Zwischenkreisspannung
- Gatetreiber mit hohem Spitzenstrom (isoliert)
- Zwischenkreisspannungsmessung (isoliert)
- Hohe Integrationsdichte (Verhältnis: Volumen zu Funktion)
- Elektromechanische Integration
- Temperaturbereich -40...+125°C

Es wurde als Teil der Gesamtspezifikation eine Spezifikation für die Treiberelektronik erstellt, in der die elektrischen Schnittstellen definiert wurden.

Treiberversorgung:

Im Wesentlichen gibt es zwei Treiberversorgungskonzepte: Einzelversorgung mit DC/DC-Wandler für jeden Schalter oder ein gemeinsames Schaltnetzteil mit einem Trafo der 4 bzw. 6 Ausgänge hat. Wegen des vermutlich geringeren Flächen- und Volumenbedarfs wurde das Konzept mit einem gemeinsamen Schaltnetzteil verfolgt. In dieser Leistungsklasse werden üblicherweise Sperrwandler eingesetzt. Bei dem geforderten Eingangsspannungsbereich (560..850V) benötigt man für die primärseitige Taktung wegen der geforderten Spannungsfestigkeit zwei Silizium-Mosfets. Dadurch ist aber die Taktfrequenz nach oben begrenzt, um die Schaltverluste in den Mosfets gering zu halten. Das hat zu Folge, dass der Trafo und die Ausgangskapazitäten groß werden.

Gatetreiber:

Die Isolation der Gatetreiber wurde bisher hauptsächlich auf Basis von Optokopplern realisiert. Diese haben folgende Nachteile: Temperaturbereich meist nur bis 105°C; Laufzeitunterschiede zwischen 2 Treibern 100...200ns; Veränderung der Laufzeit über Lebensdauer und Temperatur. Die bisher am Markt verfügbaren isolierten Treiber-ICs sind bis maximal 4A Ausgangsstrom ausgelegt. Höhere Ströme lassen sich durch eine zusätzliche Boosterstufe realisieren, mit dem Nachteil, dass die Sanftabschaltung im Falle eines Uce-Fehlers nicht mehr funktioniert.

Zwischenkreisspannungsmessung:

Auch hier wurde die Isolierte Spannungsmessung bisher auf Basis von U/f-Wandlern mit nachgeschalteten Optokopplern realisiert, welche meist eine maximale Bandbreite von etwa 50...100kHz haben. Diese Bandbreite kann für einen Umrichter mit großer Zwischenkreiskapazität ausreichend sein. In diesem Projekt ist die Zwischenkreiskapazität relativ gering, und somit ist eine dynamischere Zwischenkreisspannungsmessung von Vorteil für die Regelung. Weiterhin ist auch hier der Temperaturbereich der isolierten Verstärker meist nur bis 105°C spezifiziert.

Integrationsdichte/Elektromechanik:

Marktgängig sind auch vorkonfektionierte, fertige Treiberbaugruppen (Versorgung+Treiber). Diese wurden aber für den vorgesehenen Anwendungsbereich als nicht geeignet befunden, weil sie zumindest in einigen der nachfolgend aufgezählten Parameter nicht passend waren:

- Temperaturbereich: -40...125°C
- Treiberstrom bis 8A_{peak}
- Flächenbedarf/Volumen
- Funktionsanforderung (Uce-Überwachung, UVLO, ...)
- Lebensdauer (bedingt durch Verwendung von Elkos)

Referenzen zu verfügbaren Gatetreibern finden sich an den referenzierten Stellen [19] [20].

Die Lösung für die Elektromechanik, so wie in diesem Projekt gefordert, musste sehr individuell erarbeitet werden. Hier ist besonders die Aufteilung des Treibers auf zwei Platinen und die Integration der Stromsensoren hervorzuheben. Diese beiden Punkte haben wesentlich zu der elektromechanischen Realisierung beigetragen.

2.4.5. Mechatronischer Aufbau und thermische Konzepte (Fachhochschule Kiel)

Mechatronischer Aufbau

Die generelle mechanische Integration der einzelnen Komponenten einer Leistungselektronik in ein separates Gehäuse ist Stand der Technik. Leistungselektroniken sind eine Schlüsselbaugruppe innerhalb der elektrischen Antriebstechnik, insbesondere für Elektrofahrzeuge, Fahrzeugnebenantriebe und hoch belastete Industrieantriebe (z.B. Fahrstühle und Leistungsservos).

Obwohl Leistungselektroniken in Elektrofahrzeugen heutzutage sehr energieeffizient arbeiten, sorgen die Zuleitungen aufgrund des zentralen Konzepts für Übertragungsverluste und zusätzliche elektrische Schnittstellen. Dadurch entstehen sowohl energetische als auch volumetrische Verluste. Zudem sinken das Gewicht und die elektrische Reichweite. Aus diesem Grund lässt sich ein Trend zu einer wirkortnahen Integration beobachten. Wenn man sich den mechanischen Teil eines Antriebsumrichters anschaut, ist es üblich, dass die Baugruppe in mehrere Bausteine bzw. Subkomponenten unterteilt werden. Nach dem Stand der Technik werden diese allerdings üblicherweise in ein separates rechteckiges Gehäuse montiert. Da in dem vorliegenden Vorhaben ein komplexer zylindrischer Bauraum, der direkt an die elektrische montiert wird, zur Verfügung stand, repräsentiert der realisierte mechatronische Aufbau eine Neuerung gegenüber dem Stand der Technik.

Die Herausforderung in diesem Teilvorhaben bestand allen voran in der Mechatronischen Integration des Umrichterkonzepts, die eine hohe Leistungsdichte erzielen sollte. Hierbei sollten viele einzelne mechatronische Gesichtspunkte berücksichtigt werden, die sich aus dem Ansatz der wirkortnahen Integration von Antriebsumrichtern ergeben. Als Ergebnis des Arbeitspakets konnten im Vergleich zum Stand der Technik innovative Integrationstechnologien der Subkomponenten sowie eine neuartige Maschinenanbindung bei höchster Leistungsdichte des Antriebsumrichters erzielt werden.

Kühlkonzept

Leistungselektroniken in Fahrzeugen sind nach dem Stand der Technik wassergekühlt, um die Anforderungen an eine hohe Leistungsdichte zu erfüllen. Die Elektromotoren sind üblicherweise ebenfalls wassergekühlt. Bei Hybrid Fahrzeugen gibt es neben dem elektrischen Antrieb den Verbrennungsmotor als Antrieb, der ebenfalls wassergekühlt ist. Verbrennungsmotoren haben aufgrund eines unter Überdruck betriebenen Kühlkreislaufes Temperaturen bis 110°C. Das Temperaturniveau des Verbrennungsmotorkühlkreises und der elektrischen Maschine liegt oberhalb dessen was von einer kommerziellen Leistungselektronik bisher abgedeckt werden kann. Daher werden für Leistungselektroniken eigene Kühlkreisläufe oder temperaturgeregelter Teilkühlkreisläufe verwendet, die erhebliche Kosten und Bauraum mit sich bringen.

Stand der Kühlung von leistungselektronischen Systemen im KFZ ist der Einsatz von Aluminiumkühlplatten, auf denen die klassischen Leistungsmodule mittels Wärmeleitpaste montiert werden. Dieses Aufbaukonzept ist im Vergleich zum hier verfolgten Lösungsansatz:

1. flächenintensiver und bauraumintensiver, weil alle Leistungsmodule nebeneinander und 2-dimensional angeordnet werden;
2. thermisch verlustbehafteter und risikoreicher, weil die Wärmeleitpaste den thermischen Abfluss halbiert und durch Austrocknung/Pump-out ein Langzeit-Funktionsrisiko darstellt.

Die Schlüsselgröße für den optimalen Betrieb und Ausnutzung des Halbleiters ist der Wärmefluss vom Halbleiter durch die Schichten der Verbindungstechnik, des Mehrschicht-Substrates, des Wärmespreizers bis in den Kühler zur Umgebungsluft.

Für eine wirtschaftliche Nutzung der Baugruppe und Ausnutzung der eingespeisten Energie ist die bestmögliche Kühlung und der kleinstmögliche thermische Widerstand anzustreben. Könnte man dies erreichen, wären dies Betriebsbedingungen für die Halbleiter, die optimale Leistungsdichte bei minimaler Zerstörungswahrscheinlichkeit und bestem Wirkungsgrad Halbleiter gestatten.

Damit ergibt sich für das „Systemkühlkonzept“ die Forderung der Entwicklung einer ultrakompakten, integrierten Leistungselektronik mit optimaler, eingebetteter Flüssig-Kühlung der Leistungsmodule, der Treiber und des Zwischenkreis-Kondensators. Durch einen CFD-optimierten Wärmefluss sollte daher eine maximale Kühlleistung erzielt werden. Außerdem musste für kleinste Pumpenleistungen der Druckverlust geringgehalten werden. Mit Hilfe additiver Fertigung (Zulieferer und z.T. Eigenleistung) wurden 3D-Kühlerstrukturen für die Direktintegration in komplexe Bauräume bereitgestellt. Als Ergebnis des Teilvorhabens konnten im Vergleich zum Stand der Technik innovative Systemkühlungsansätze der Subkomponenten sowie eine neuartige eingebettete Kühlung der leistungstragenden Komponenten bei höchster Leistungsdichte erzielt werden.

2.4.6. Elektrische Fahrzeugantriebe (Volkswagen)

Um den CO₂ Ausstoß im Individualverkehr deutlich zu senken und regenerative Energiequellen, die im Wesentlichen elektrische Energie liefern, für PKWs nutzbar zu machen, sind effiziente, kompakte und kostengünstige Antriebslösungen notwendig. Eine zunehmende Elektrifizierung des Antriebsstrangs im Automobil erfordert eine abhängig von der Fahrzeugklasse angepasste Antriebstopologie. Grundsätzlich sind bei der Darstellung der elektrischen Antriebskomponenten höchste Leistungsdichte und Robustheit bzgl. Umgebungsbedingungen und Lebensdauer für eine breite Markteinführung notwendig. Gleichzeitig müssen die Kosten des Gesamtantriebs marktfähig sein. Im Bereich kleiner und mittlerer Antriebsleistungen für Plug-In-Fahrzeuge sind Getriebekonzepte mit mehreren Elektromaschinen sinnvoll, deren Antriebsleistung variabel entweder summiert wird, oder seriell im Sinne des Range-Extender-Konzepts eingesetzt wird, oder getrennt zum Antrieb für Zusatzfunktionen wie dem Verbrennungsmotorwiederstart dienen. Derartige Antriebe werden heute mit zwei verschiedenen Elektromaschinen und zwei separaten Umrichtern oder einem speziell angepassten „Doppelumrichter“ dargestellt. Die nach Stand der Technik bei Beginn des Vorhabens getrennt verbauten Umrichter mit doppelter dreiphasiger Verkabelung und dem notwendigen Filteraufwand, erfüllten nicht die Ziele für Effizienz und Leistungsdichte einer Anwendung im Projektsinn und sind daher für einen seriengerechten Einsatz in diesem Zusammenhang verhältnismäßig aufwendig. Außerdem ist für eine breite Markteinführung der Elektromobilität in den kleinen bis mittleren Fahrzeugklassen der Kostendruck beim Antrieb sehr hoch und die technischen Anforderungen hinsichtlich Bauraum, Leistung, Drehmoment sowie ggf. die Umgebung eines verbrennungsmotornahen Getriebeverbaus ebenfalls anspruchsvoll.

2.5. Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Vishay Siliconix Itzehoe GmbH

Das ISIT unterstützt durch seine F&E Arbeiten die Industriepartner des Konsortiums. Im Anschluß an öffentlich geförderte Projekte wie z.B. DüSi [21] und UltiMo [7] führten das ISIT und Vishay gemeinsam ein vom Land Schleswig-Holstein und EFRE gefördertes Projekt [8] zur Entwicklung von 1200 V Trench-Feldstopp IGBTs durch. Im Rahmen des Projekts InMOVE wurden Bauelementesimulationen zur Minimierung der Leistungsverluste durchgeführt, auf deren Grundlage die IGBT Bauelement-Architektur geändert und Maskensätze für die technologische Umsetzung durch die Fa. Vishay bereitgestellt wurden.

Danfoss Silicon Power GmbH

Bezüglich der Themen IGBT, Power-MOS und Modulaufbau und Zuverlässigkeitstests besteht eine lange Zusammenarbeit mit der Fa. Danfoss Silicon Power. Im Rahmen des Projekts InMOVE wurden die IGBT-Chips aus dem Fertigungsbereich von Vishay/ISIT für den speziellen Modulaufbau bei Danfoss mit einer speziellen Chipmetallisierung versehen. Die in diesem Zusammenhang von Danfoss hergestellten Mold-Module wurden zum Betrieb der InMOVE-Umrichter eingesetzt. Als Hersteller von Leistungsmodulen ist die Fa. Danfoss der nächstgelegene Partner hinsichtlich der Bauelemente-Nutzung in der aufsteigenden Wertschöpfungskette.

Fachhochschule Kiel (FHK)

Die Fachhochschule Kiel ist für das Fraunhofer ISIT ein wichtiger Partner mit hoher Kompetenz im Bereich des Mechatronischen Aufbaus und thermischer Konzepte und ein wichtiger Partner für zukünftige Projekte. Schon seit längerem besteht eine Kooperation zwischen der Fachhochschule Kiel und dem Fraunhofer ISIT. Innerhalb des InMOVE Projekts fand u.a. ein enger Austausch zum Thema der Parametrisierung des Systemmodells bzw. Systemauslegung statt (Daten zur FEM-Simulationen, Abschätzung der Chip-Temperaturen unter Voll-Last).

Reese+Thies

ist am Standort des ISIT ansässig und entwickelt Hard- und Software im Kundenauftrag. Auch zu Reese+Thies besteht bereits seit langem eine Zusammenarbeit bezüglich der der Ansteuerung von leistungselektronischen Bauelementen. Im Zusammenhang mit der Entwicklung der neuen IGBTs und der Ansteuerung der im Projekt aufgebauten Mold-Modulen (Danfoss) war die Fa. Reese+Thies mit dem Aufbau der Treiberplatine für den Umrichter befasst. Der Treiber wurde passend zu dem Anwendungsprofil des modularen Umrichters ausgelegt. Die Charakterisierung der IGBTs auf Chip- und Modulebene erfolgte in Zusammenarbeit mit Reese+Thies und einem speziell für das InMOVE-Projekt entwickelten Treiber.

Volkswagen

Volkswagen ist ein wichtiger Partner für die Integration des Gesamtsystems und Hersteller im Bereich der Elektromobilität. Die Erprobung des mit den neuartigen IGBTs aufgebauten Umrichters erfolgte auf den Prüfständen bei Volkswagen. Zusätzlich wurde die Systemauslegung auf Basis des von Volkswagen bereitgestellten Mission-Profiles durchgeführt und die voraussichtliche Gesamtlebensdauer abgeschätzt.

Weitere Zusammenarbeit

Innerhalb des Projekts bestand keine Zusammenarbeit mit dritten.

3. Eingehende Darstellung Wesentliche Ergebnisse im Zusammenhang des Gesamtprojekts

3.1. IGBT-Chipentwicklung (Vishay und Fraunhofer ISIT)

Auf Basis der Systemsimulationen für den zu entwickelnden modularen Umrichter wurden die Anforderungen an 1200 V / 200 A Trench Feldstopp IGBTs festgelegt. Die IGBTs sollten bei 13,5 kHz und möglichst geringen Schaltverlusten bis $T_{j,max} = 175^{\circ}\text{C}$ betrieben werden können. Die Abbildung 3 zeigt den von Vishay und Fraunhofer ISIT entwickelten IGBT mit Ni/Au als Gate- und Emitter Anschlussfläche.

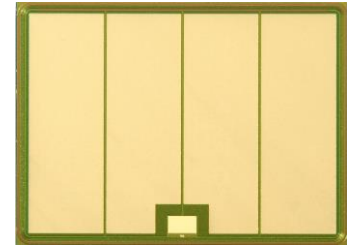


Abbildung 3:
Feldstopp Trench IGBT
1200 V / 200 A

Systemmodell des Antriebsumrichters

Ein Systemmodell des gesamten Antriebsumrichters wurde unter Nutzung von Matlab/Simulink und PLECS-Blocksets erarbeitet. Das thermische Verhalten des Halbbrückenmoduls wurde anhand eines Foster Netzwerks implementiert.

Das Systemmodell prognostizierte, dass bei der Maximalbelastung die spezifizierte Bauelementtemperatur von 175°C nicht überschritten werde. Hinsichtlich der Lebensdaueruntersuchungen wurde die Systemsimulation mit dem von Volkswagen bereitgestellte Mission-Profil mit einem Fahrzyklus von 8875 s durchlaufen. Die Simulation lieferte Temperaturhübe bis zu 2°C , die am häufigsten auftreten, größtenteils bei einer Mittelwerttemperatur von 120°C oder kleiner. Die maximalen Temperaturhübe lagen bei knapp 60°C .

Ebenfalls wurde eine Lebensdauerabschätzung (Zyklenzahl bis zum Defekt) bei Anwendung auf alle Temperaturhübe und Mittelwerttemperaturen durchgeführt. Bis zum Defekt des Moduls bei einer Standard-Aufbautechnik wird eine Fahrstrecke von 450.000 km erwartet. Aus vorherigen Projekten ist bekannt, dass durch Verwendung des Danfoss Bond Buffers eine 10-15 fache höhere Lebensdauer zu erwarten ist.

In auf Messdaten basierenden System-Simulationen konnte gezeigt werden, dass die dem Konsortium von ISIT/Vishay bereitgestellten IGBTs, mit höherer Durchlassspannung und bei geringen Schaltverlusten, eine Verbesserung des Gesamtwirkungsgrades und der Gesamtperformance erreichen können.

Prozess- und Bauelement-Simulationen

Die Auswirkung modifizierter Zellstrukturen auf die Bauelement-Eigenschaften von Standard-IGBTs (STD-IGBT) sowie drei weiterer unterschiedlicher, sog. Injection-Enhancement Zelltypen (IE, IEP5 und IEP4), wurde in einer vergleichenden Simulation untersucht. Für den IEP5, mit einer Zellweite von $5\ \mu\text{m}$, wurde simulatorisch der geringste Sättigungsstrom gefunden.

Aufgrund der Zielsetzung von schnellen Schaltvorgängen und geringen Schaltverlusten musste die Kleinsignal-Millerkapazität minimiert werden. Das konnte durch das Design passiver Trenches für IEP5- und IEP4-IGBTs realisiert werden, die Millerkapazität verringert sich auf ein Drittel.

Die Simulationsergebnisse zeigten, dass die Bauweise des IEP-IGBTs gegenüber dem STD-IGBT nicht nur den Kurzschluss-Sättigungsstrom begrenzt, sondern auch das Potential hat, die Gesamtverluste des Bauelements zu minimieren.

Chip Layout Entwurf, Maskensatz und Sonderprozesse

Im Konsortium wurde beschlossen, als Grundlage für das spätere Aufsintern der Danfoss Bond-Buffer (DBB®) [10], die Metallisierung der Chip-Vorderseite mit einer electroless Ni/Au-Schicht abzuschließen; die Rückseite wurde mit Ti/Ni/Ag beschichtet.

Semikron stellte dem Konsortium den oben referenzierten Dioden-Typ SKCD 81 C120 I4F als ungesägte Wafer zur Verfügung, so dass ebenfalls noch eine Metallisierung mit electroless Ni/Au erfolgen konnte.

IGBT-Herstellung

Die Entwicklung und Herstellung der IGBTs erfolgte bei Vishay in 3 Lernzyklen (STD-IGBT, IEP5, IEP4).

In jedem Lernzyklus flossen Erkenntnisse aus den vorangegangenen Lernzyklen, basierend auf Waferlevelcharakterisierungen von Vishay ein. Berücksichtigt wurden auch die sowohl statischen als auch dynamischen Charakterisierungen der IGBTs im assemblierten Zustand die vom ISIT, von Danfoss und der FH Kiel durchgeführt wurden.

Im Laufe der 3 Lernzyklen waren umfangreiche technologische Anpassungen in der IGBT-Fertigung erforderlich, um beispielsweise die im Chip-Layout definierten Strukturen auf den Wafern korrekt realisieren zu können, z.B. durch eine Anpassung der Trockenätzprozesse an das Maskenlayout, vergl. Abbildung 4.

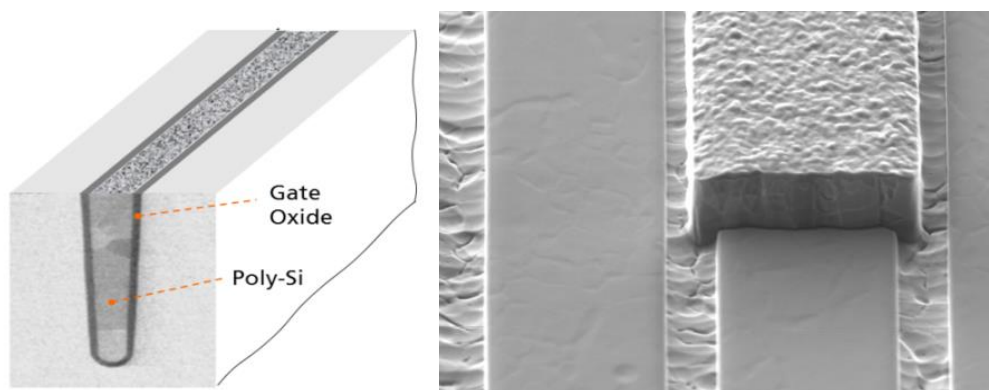


Abbildung 4: Skizze Poly-Si Rückätzung (links), geätzte Poly-Si-Struktur (rechts)

Statische Messergebnisse

Die IGBTs der jeweils hergestellten Versuchsgruppen wurden von Vishay in umfangreichen elektrischen Wafer-Level Messungen hinsichtlich der Erfüllung der wesentlichen statischen elektrischen Parameter und der Einhaltung der Spezifikationsgrenzen untersucht.

Dynamische Messergebnisse

Die Charakterisierung des dynamischen Verhaltens der Modulaufbauten erfolgte mit Hilfe von Doppelpuls-Messplätzen, die speziell für den Arbeitsbereich der **InMOVE**-Module ausgelegt wurden.

Die Modulverluste konnten mit jeder neuen IGBT Generation (STD-IGBT, IEP5- und IEP4-IGBT) weiter reduziert werden. Mit dem IEP4-IGBT Modulen wurden im Vergleich zum Referenzmodul die Schaltverlust-Energie E_{tot} [mJ] um 54% verringert. Aufgrund der nachgewiesenen Tauglichkeit des IEP-Designs, fokussierten sich die elektrischen Messungen zunehmend auf Mold-Module.

In der Tabelle 2 sind die auf Grundlage von Datenblattangaben für den Referenz-IGBT und die Semikron-Diode berechneten Schalt- und Durchlassverluste zusammen mit Modulmessungen bei 175°C dargestellt. Gegenüber dem Referenzmodul konnte die Schaltverlust-Leistung der IEP-Mold-Module um 47% bzw. 50% verringert werden und die Gesamtverlust-Leistung P_{tot} [W] um 31% bzw. 35%.

Tabelle 2: Schalt- und Gesamt- Verluste von Referenz-, IEP4- und IEP5-Modulen in Doppelpuls-Messungen bei 175°C

Modulationsgrad: 0,91 Wirkfaktor: $\cos(\phi)$ 0,85 $V_{DC} = 650$ V ; $f = 13,5$ kHz; $T_{chip} = 175^\circ\text{C}$; $L = 42$ nH;	Referenz Modul	IEP5-IGBT (Mod3) 3. Gen.	IEP4-IGBT (Mod4) 4. Gen.
	Modul-Messungen (AP3)		
Durchlassverluste [W]	105	126	121
Schaltverluste [W], verringert um	330	174 47,3%	164 50,3%
Gesamtverluste [W], verringert um	435	300 31%	285 34,5%

Charakterisierung der Zuverlässigkeit auf Modulebene

An den IEP5-Modulen wurden Lastwechseltests durchgeführt. Die Test-Parameter wurden mit dem Konsortium abgesprochenen, 300 A Laststrom, $t_{ON} = 1$ s Pulszeit, ΔT_j ca. 130 K, Temperaturhub von 20°C bis 150°C.

Drei Module wurden gleichzeitig gemessen, die Module wurden mit einem Wasserkühler (19°C, 4l/min) verbunden. Für jeden IGBT-Schalter wird zu Beginn des Tests die Gatespannung ($V_G = 12$ V) für den Lastpuls so eingestellt, dass sich der gewünschte Temperaturhub ergibt (hier 130 K). Für den Verlauf dieses Tests wurden die Gatespannungen konstant belassen. Bei einer Zyklusdauer von ca. 5 s sind ca. 15000 Lastwechsel pro Tag zu erreichen.

Erste Auffälligkeiten im Temperaturverlauf wurden bei ca. 193 kZyklen beobachtet. Neben dem stetigen Temperaturanstieg zeigt sich bei einzelnen Schaltern ein Absinken der Temperatur auf ein niedrigeres Niveau einhergehend mit einem instabilen Verhalten. Nachdem ein dritter Schalter ebendieses Verhalten zeigte, wurde der Test bei ca. 258 kZyklen abgebrochen.

Zur Einordnung der Ergebnisse dient der Vergleich mit den Ergebnissen aus Vorgängerprojekten in Abbildung 5. Die aktuelle DBB[®] Technologie im Mold-Modul erweist sich als erheblich besser als die konventionelle Aufbautechnologie (Al-Drähte, Lot) mit 51 kZyklen (NELE [22]), erreicht jedoch nicht die Zuverlässigkeit der DBB[®] Technologie des InnoCluster Projekts [8] mit 597 kZyklen, bei der alle Chipanschlüsse mittels gesinterter DBB-Folie und Cu-Drähten ausgeführt wurden. Untersuchungen bestätigten den Verdacht auf einen Defekt im Gatestrompfad der **InMOVE**-Module, der in konventioneller Technologie realisiert wurde (AlCu-Pad und Al-Bonddraht). Das konnte sowohl mit Rg Messungen (Vishay) bestätigt werden, als auch anhand von Schlibfbildern, die Ermüdungsrisse im Bonddraht bzw. im Bondfuß zeigten.

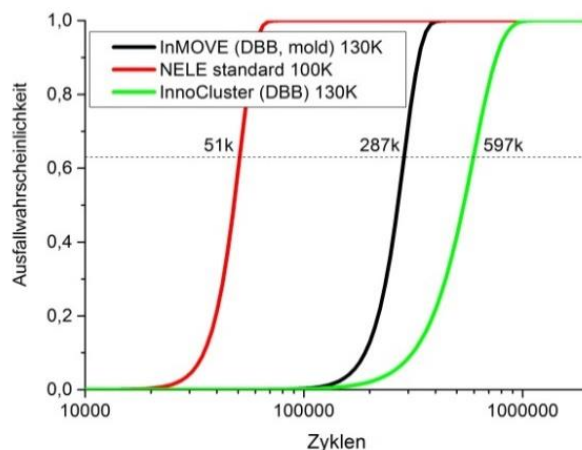


Abbildung 5: Ausfallwahrscheinlichkeit (Weibull-Plot) im Vergleich von NELE-InnoCluster- und InMOVE-Modulen

3.2. Leistungsmodul (Danfoss Silicon Power)

Die elektrische und mechanische Auslegung des Leistungsmoduls ist bestimmt durch die im Projekt festgelegten Bauteilanforderungen, die aus der Systemauslegung abgeleitet sind:

Anschlüsse:

- Stromtragfähigkeit der Anschlüsse 200Arms
- Die Entwärmung der Anschlüsse erfolgt über die DCB und die Modulbodenplatte
- Jedes Modul besitzt einen DC-, DC+ und einen Phasenanschluss.
- Steuerpins sind für jede Schaltfunktion an der Stirnseite des Moduls herausgeführt.

Phasen:

- Das dreiphasige System wird mittels einer 2-Level-Topologie aufgebaut.
- Jeweils eine Phase wird durch ein Mouldmodul realisiert.

Isolationseigenschaften:

- Die Basisisolation von 2,5kV wird mittels Si₃N₄-Keramik sichergestellt.

Lebensdaueranforderungen:

- Das Package ermöglicht eine Arbeitstemperatur von max. 180°C.
- Die Chipplötung wird durch eine Chipsinterung ersetzt, um alle üblichen Anforderungen an die PCmin-Tests zu übertreffen.

- Das Aluminiumdraht-Bonden wird durch das Kupferdraht-Bonden ersetzt, um alle üblichen Anforderungen an die PCsek-Festigkeit zu übertreffen.
- Die Temperaturwechselfestigkeit wird durch eine SnSb5-Lötung der Bodenplatte sichergestellt.

Temperatursensoranschluss:

- Der NTC ist optional und entfällt zu Gunsten des Bauraumes.

Qualifikationen:

- Qualifikationen werden nicht durchgeführt, da es sich um ein Forschungsprojekt handelt.

Anbindung an die Kühleinheit:

- Die Kühlung erfolgt mittels direkter Flüssigkeitskühlung der Modulbodenplatte.
- Der Wärmeübergangskoeffizient zum Fluid wird durch eine strukturierte Unterseite der Modulbodenplatte angehoben.

Kühlung:

- Die Bestimmung des thermischen Widerstands und des Differenzdrucks auf Systemebene liegt in der Verantwortung der Fachhochschule Kiel.

Verlustleistung:

- Die Angabe der Verlustleistung liegt in der Verantwortung der Fachhochschule Kiel.

Ergänzend war die Definition der Schnittstellen erforderlich, um die einzelnen Komponenten des Leistungsmoduls auf die Komponenten des Umrichters abzustimmen. Die Definition der Schnittstellen erfolgte in enger Absprache mit der Fachhochschule Kiel.

Im Folgenden wird das entsprechend dieser Anforderungen im Projektrahmen entwickelte Leistungsmodul näher beschrieben:

Kühlung der Bodenplatte:

Die vernickelte Kupferbodenplatte verfügt an der Unterseite über parallel angeordnete Mäanderstrukturen, die das Kühlmedium gezielt lenken. Durch die Mäanderform wird der Wärmeaustausch verbessert, da das Kühlmedium durch die Richtungswechsel verwirbelt wird. Die Mäanderstrukturen sind hinsichtlich des thermischen Widerstands und des Differenzdrucks optimiert und sorgen für eine effiziente Kühlung (ShowerPower3D®). Die Vernickelung der Bodenplatte sorgt für den notwendigen Korrosionsschutz. Ein umlaufender Rand liefert ausreichend Platz für die Verwendung einer Form-dichtung. Die Konstruktion der Bodenplatte ist in Abbildung 6 wiedergegeben.

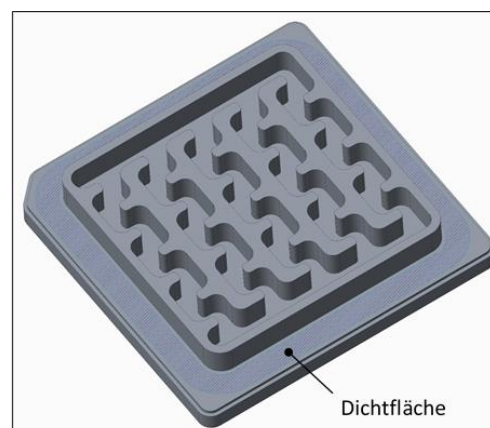


Abbildung 6: Bild Unterseite Bodenplatte – CAD-Modell

Kontaktierung der Anschlüsse:

Ein Stanzgitter aus Kupfer (s. Abbildung 7) bildet die Grundlage zur Kontaktierung der Anschlüsse. Aufgrund der leichteren Handhabung werden die 5 Steueranschlüsse in die Platine gesteckt und die Lastanschlüsse mit den Busbars verschraubt, um einen Austausch der Leistungsmodule zu ermöglichen. DC+ und DC- verfügen hierbei über Einpressmuttern, um den Montageaufwand zu reduzieren. Sämtliche Anschlüsse weisen zusätzlich eine Silberbeschichtung auf und sind alternativ auch lötbar.

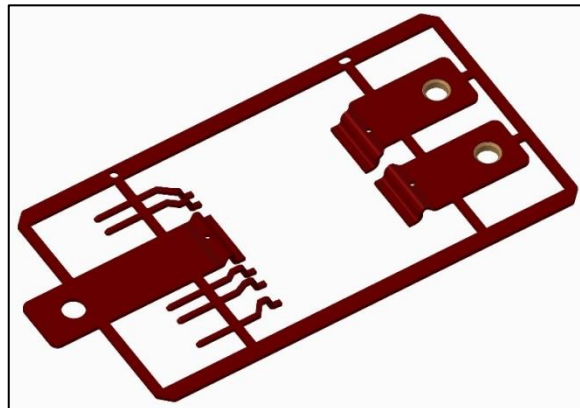


Abbildung 7: CAD-Modell
Stanzgitter

Im sogenannten Trimm- und Formprozess werden die Teile, die für die Herstellung des Leistungsmoduls notwendig sind, entfernt und die Anschlüsse gemäß der Applikation umgebogen. Anschließend sind die elektrischen Potentiale nicht mehr kurzgeschlossen und die Leistungsmodule stehen schließlich bereit für den elektrischen Endtest.

Klemmflächen zur Montage:

Das Leistungsmodul verfügt über freiliegende Klemmflächen, um die Montage auf den Kühlkörper zu gewährleisten. Die Montage erfolgt mithilfe der 4 Klemmelemente und den passenden M3-Schrauben. Die Klemmelemente drücken hierbei auf die Bodenplatte des Leistungsmoduls. Zwischen Kühlkörper und Leistungsmodul wird eine Dichtung eingelegt, um Leckagen zu verhindern.

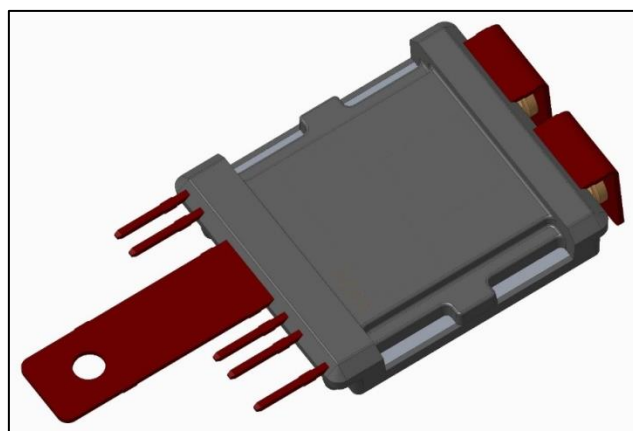


Abbildung 8: CAD-Modell
Leistungsmodul

Modulaufbau und Fertigung:

Nachdem sämtliche Anforderungen konkretisiert und die Schnittstellen bekannt waren, konnte das CAD-Modell des Leistungsmoduls für den Demonstrator finalisiert (s. Abbildung 8) und die Herstellung begonnen werden.

Die benötigte Teilezahl sowie die für das Projektergebnis notwendige Qualität machten die Umsetzung als transfereingemoldetes Leistungsmodul unumgänglich.

Abschließend lassen sich die wesentlichen Ergebnisse im Zusammenhang des Gesamtprojektes wie folgt zusammenfassen:

- Konsequente Ausrichtung des Leistungsmoduls auf den Betrieb bei höheren Schaltfrequenzen (bis 16kHz)
- Formfaktoroptimierte Leistungsmodule (formvergossen) in B6-Topologie mit niederinduktiv integrierter Verschienung
- Direkte Flüssigkeitskühlung mit optimaler Gestaltung des thermischen Stapels
- Direkte Kontaktierung der Treiberschaltung an das Leistungsmodul zur Erreichung der hohen Schaltfrequenzen durch vertikale Anbindung
- Keramik- oder neuartiger, leadframebasierter Modulaufbau
- Optimierung auf gesteigerte Effizienz und Leistungsdichte
- Auslegung der Aufbau- und Verbindungstechnik der Leistungselektronik auf Lastwechselfestigkeit (lötfreie Die-Kontaktierung, thermisch gepufferte oberseitige Kontaktierung)

3.3. Temperaturoptimierter Zwischenkreiskondensator (FTCAP)

Im Rahmen der Arbeitspakete „Systemspezifikation“ und „temperaturoptimierter Zwischenkreiskondensator“ sollte zu Projektbeginn das Ziel verfolgt werden, Lösungen für die erforderliche temperaturoptimierte Zwischenkreiskapazität auf Basis beider unterschiedlichen Dielektrika als FIKO und als ELKO zu entwickeln.

Allerdings haben Tests während der Designphase ergeben, dass ein Film-Kondensator für diese Anwendung bis 125°C mit den am Markt befindlichen Materialien noch nicht realisiert werden kann. Das Trägermaterial PEN-HV ist zwar grundsätzlich für Temperaturen bis 125°C geeignet, jedoch findet nach der Bedampfung mit Metall eine mechanische Schwächung des Trägermaterials (und damit des Dielektrikums) statt, was die Spannungsfestigkeit erheblich reduziert und das Material somit für diese Anwendung unbrauchbar macht. Daher wurde schnell klar, dass die Entwicklung mit der FIKO Variante nicht zielführend fortgesetzt werden konnte.

In Bezug auf den ELKO wurde der hinsichtlich Temperaturfestigkeit ein verbesserter Elektrolyt im Rahmen von Laborversuchen näher untersucht. Dabei stellte sich heraus, dass dieser Elektrolyt zwar 125°C tauglich ist, aber nicht die erforderlichen elektrochemischen Eigenschaften wie Spannungsfestigkeit, Leitfähigkeit und Viskosität aufweist. Daher wurde in Abstimmung mit dem Konsortium beschlossen, ein passendes 110°C Elektrolytsystem weiter zu erforschen. Die Umsetzung der Zwischenkreiskapazität sollte dann als Serienschaltung zweier 450V-ELKOS erfolgen.

Es wurde eine Lösung erarbeitet, die den geforderten Strom von 70 A im Temperaturbereich bis 110°C tragen konnte (siehe Tabelle 3).

Tabelle 3: mechanische und elektrische Messergebnisse Einzelkondensator

Technische Daten (1 Kondensator)		
	Einheit	Wert
Durchmesser	mm	65
Höhe	mm	24
Maximalspannung U_{\max}	V	500
Kapazität C	μF	450
Induktivität L	nH	8,1
Wärmewiderstand R_{th}	K/W	0,13
ESR @105°C, 100 Hz	m Ω	69,7
ESR @105°C, 10 kHz	m Ω	18,3
ESR @105°C, 20 kHz	m Ω	21,4
Verlustleistung P_v @ 105 °C, 70 A, 10 kHz	W	90
Verlustleistung P_v @ 105 °C, 70 A, 20 kHz	W	105

Eine bedeutende Temperaturerhöhung des Kondensators aufgrund des höheren ESR konnte verhindert werden, indem der Kondensator in ein ausgeklügeltes Kühlsystem eingebettet wurde (Siehe Abschnitt 3.5). Der finale Einzel-Elko in einem Vollaluminiumgehäuse wird in Abbildung 9 dargestellt.



Abbildung 9: Finale Version des Einzelkondensators

3.4. IGBT-Treiber und Ansteuerungselektronik (Reese und Thies)

Das Ziel der Aktivitäten zur Treiber- und Ansteuerungselektronik im **InMOVE**-Projekt war es, eine sehr kompakte und an die Anforderungen angepasste Baugruppe zu entwickeln, prototypisch zu fertigen und später während der Inbetriebnahmen zu optimieren.

Vor dem finalen Treiberdesign, wurde zunächst ein Vorversuchsmuster mit den wesentlichen Funktionen

- Schaltnetzteil für 4 Sekundärspannungen
- Gatetreiber für eine Halbbrücke
- Logikschaltung

entwickelt und aufgebaut.

Mit diesem Vorversuchsmuster wurden die wesentlichen Bauteile im Schaltnetzteil (Schaltregler, SiC-Transistor und Trafo) und vor allem das Gatetreiber-IC detailliert untersucht. Am Fraunhofer Isit wurden damit auch Schaltversuche an 200A-IGBTs durchgeführt.

Nach erfolgreichen Tests und einigen Optimierungen wurde der Gate-Treiber für die B6-IGBT-Brücke entwickelt. In dieses Design sind auch alle mechanischen Anforderungen eingeflossen. Dazu wurde sehr eng mit anderen Projektpartnern, insbesondere mit der FH Kiel, zusammengearbeitet.

Mechanische Eckdaten:

- Durchmesser ca. 110mm
- Bauhöhe ca. 14mm

Durch die enge Zusammenarbeit und gute Abstimmung wurde der äußerst kompakte mechatronische Aufbau des Umrichters erst möglich. Z.B. konnte so zusammen mit der FH-Kiel eine für das **InMOVE**-Konzept eine sehr gute, kompakte Lösung für die Stromsensoren gefunden werden. Die Stromsensorik wurde elektrisch und mechanisch in die Treiberelektronik integriert.

Um die vielen Schaltungsteile auf die sehr kleine Fläche unterzubringen, wurde der Treiber auf zwei übereinander liegende Platinen („DRV“ und „LOG“) aufgeteilt. Eine große Herausforderung war die Einhaltung der erforderlichen Spannungsabstände in diesem sehr kompakten Aufbau. In Abbildung 10 sind die Blockschaltbilder der beiden Platinen dargestellt:

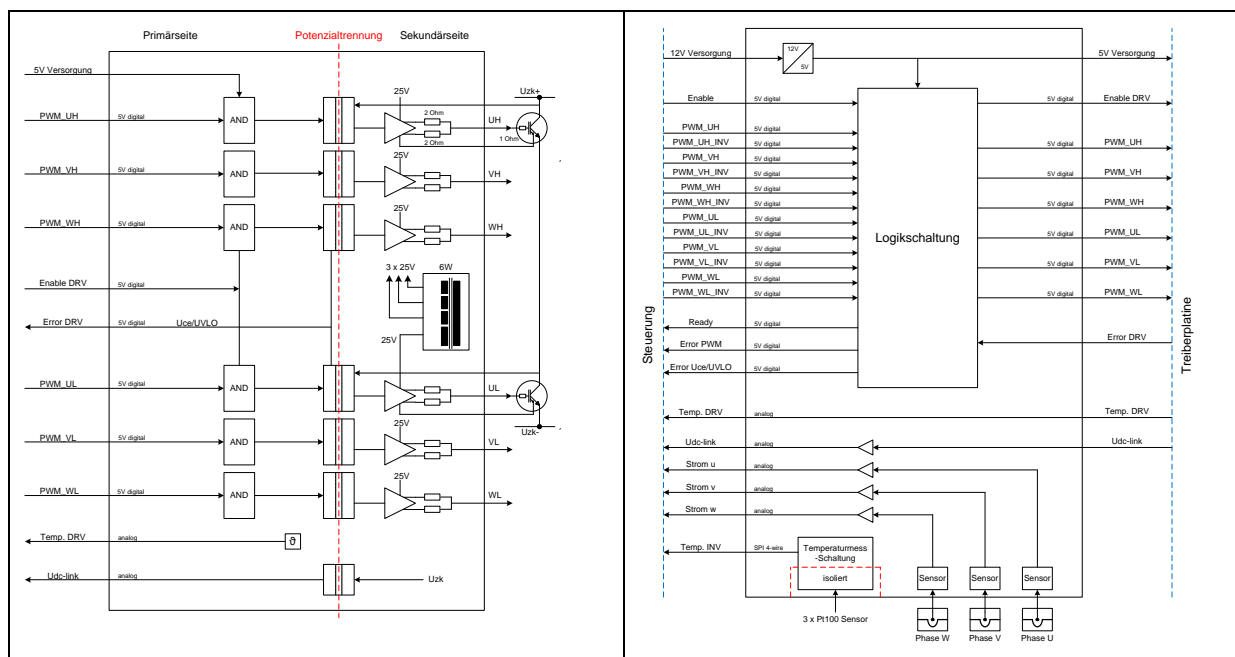


Abbildung 10: IGBT-Treiber Blockschaltbild DRV-/LOG-Platine

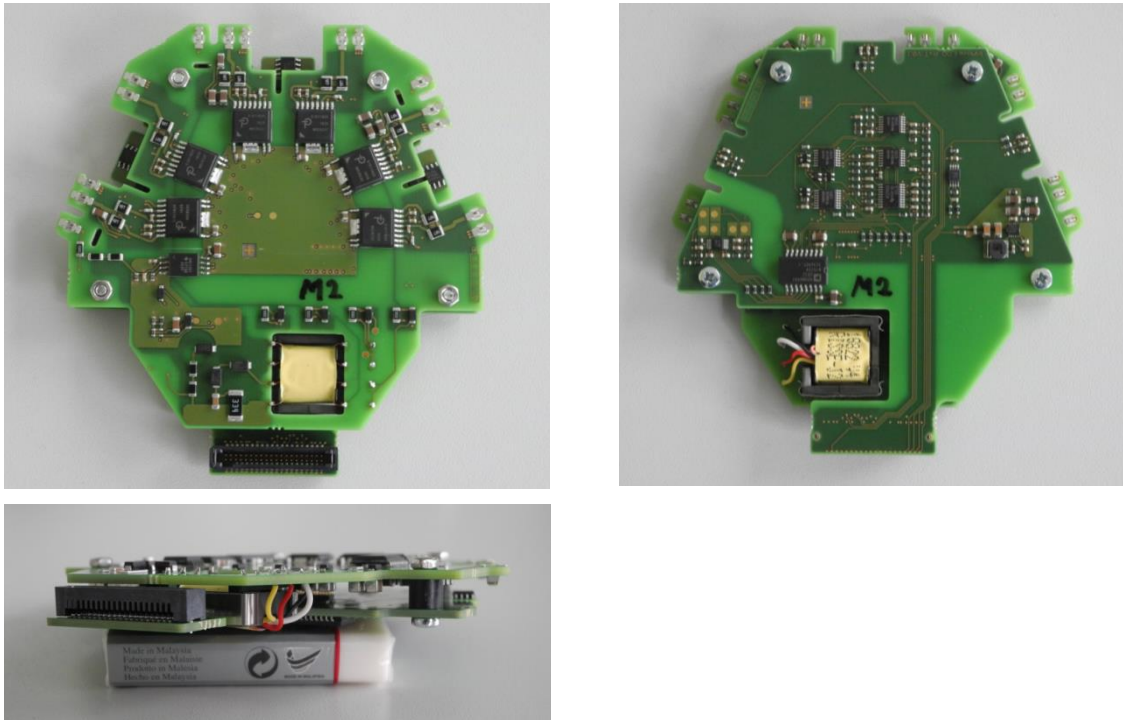


Abbildung 11: IGBT-Treiber DRV-/LOG-Platine

Für eigene Versuche und für die Projektpartner wurden mehrere Baugruppen wie in Abbildung 11 gezeigt hergestellt. Final wurden 5 voll funktionsfähige Baugruppen für das Projekt zur Verfügung gestellt.

Treiberversorgung:

Um den Sperrwandler sehr kompakt zu designen, benötigt es also einen Schalter der schnell schalten kann und gleichzeitig eine hohe Sperrspannung (min. 1200V) aufweist. Hier wurden die recht neu am Markt verfügbaren SiC-Mosfets (Wolfspeed C2M1000170J) zum Einsatz gebracht. Dadurch kann eine Schaltfrequenz bis ca. 100kHz angewendet werden, was die Größe des Trafos verringert und die Ausgangskapazitäten deutlich reduziert. Dadurch ist es möglich ganz auf Elkos als Stützkondensatoren zu verzichten und nur Keramikkondensatoren (MLCCs) zu verwenden. Es ergeben sich erhebliche Bauraumvorteile und weitere Vorteile in Bezug auf Temperaturfestigkeit und Lebensdauer.

Gatetreiber:

Es wurde ein neuartiger Gatetreiber (Power Integrations SID1182K) mit einer magnetisch/induktiven Signalübertragung eingesetzt. Übersicht der wesentlichen Eigenschaften:

- Temperaturbereich: $-40...+125^{\circ}\text{C}$
- Ausgangsstrom: ON/OFF: 7,3A / 8 A
- Gatespannung: ON/OFF: +15V / -10V
- Treiberendstufe: separate Ausgänge für ON-/OFF-Gatevorwiderstände
- Diagnose: Uce- und Versorgungsspannungsüberwachung (UVLO)
- Propagation Delay: 260ns

Zwischenkreisspannungsmessung:

Es wurde ein isolierter Verstärker (Texas Instrument AMC1301) ausgewählt, welcher die Signale kapazitiv überträgt. Übersicht der wesentlichen Eigenschaften:

- Temperaturbereich: -40...+125°C
- Bandbreite: 210kHz

Integrationsdichte/Elektromechanik:

Folgende Maßnahmen haben die Treibergröße reduziert:

- Aufteilung des Treibers auf 2 Platinen (DRV/LOG)
- Integration der Stromsensoren auf der LOG-Platine
- Verwendung des hochintegrierten Gatetreibers (SID1182K)
- Gemeinsames Schaltnetzteil (sekundär 4 Spannungen)
- Hohe Schaltfrequenz im Schaltnetzteil durch Sic-Mosfet

Die Erstinbetriebnahme im Labor und die späteren Tests am Prüfstand an der FH-Kiel und bei Volkswagen verliefen insgesamt alle sehr positiv. Jedoch erwies sich die Schnittstelle zwischen der LOG-Platine der Treiberelektronik und der externen Steuerung als problematisch. Hier gab es deutliche Störungen auf den Signalen, sowohl auf den Ansteuersignalen als auch auf den Messsignalen. Als Ursache wurden die hohen Störpegel, die beim Taktbetrieb mit 700V Zwischenkreisspannung entstehen und die sich auf die Leitungen der Schnittstelle einkoppeln (EMV), identifiziert.

Aus diesem Grund wurde eine grundlegende Überarbeitung der LOG-Platine betrieben, um diese Störungen bei einem weitergeführten Einsatz vermeiden zu können. Diese Überarbeitung führte zu einer neuen Platine mit deutlich höher integrierter Elektronik.

3.5. Mechatronischer Aufbau und thermische Konzepte (Fachhochschule Kiel)**Mechatronischer Aufbau**

In dem Projekt wurde im Arbeitspaket 5 Mechatronische Integration ein Umrichterkonzept entwickelt, erstellt und in Betrieb genommen. Die folgenden Unterarbeitspakete wurden in diesem Arbeitspaket behandelt:

- Analyse des Bauraums von Elektromotoranbindung, Kühl- und Batterieanschluss
- Untersuchung von Varianten zur Integration der Strom- Sensorik
- Mechatronisches Grobkonzept für die Leistungselektronik
- Niederinduktives Systemlayout inklusive Leistungsmodul- Layout und Verschienung
- Festlegung der mechanischen, elektrischen und thermischen Schnittstellen der Bauteile und Komponenten, Konstruktion der Stromschienen / Komponentenverbindung
- Versuchsaufbau Umrichters mit ersten Mustergenerationen an IGBT-Chips für das Leistungsmodul (AP3) sowie erster Mustergeneration des Zwischenkreiskondensators (AP4)
- Inbetriebnahme und Test des ersten Umrichters
- Mechatronisches Feinkonzept und Anpassung an finalen Bauraum mit Leistungsmodul und Zwischenkreiskondensator
- Aufbau des finalen Umrichters
- Verbesserungsschleife Aufbau des finalen Umrichters
- Umsetzung in Demonstratoren und Inbetriebnahme mit den Partnern

Im Rahmen des Teilvorhabens Mechatronischer Aufbau sollte, neben der Entwicklung des Kühlverfahrens, die einzelnen Komponenten des Umrichters in die Kühlung und in die Maschine integriert werden. Hierzu mussten die zu kühlenden Komponenten wie Treiber, Zwischenkreiskondensator und Leistungsmodul mechanisch elektrisch auf kleinstem Bauraum miteinander verbunden werden und in den vorhandenen Bauraum integriert werden. Dieses Teilvorhaben bildete damit die Kernschnittstelle zu vielen der im Projekt entwickelten Teilkomponenten und legte deren Schnittstellen und mechanische Abmessungen unter verschiedensten Gesichtspunkten fest. Für die Konzeptfindung im Rahmen der Wechselrichter-Baugruppe musste zu aller erst der vorgegebene Lösungsraum analysiert werden. Hierfür wurden zwei Konzepte entwickelt und im Anschluss bewertet. Eine Entscheidungsfindung im Anschluss an Q2 brachte das Konzept 1 hervor, welches im weiteren Projektverlauf konstruiert wurde. Die zwei mechatronischen Grobkonzepte wurden, wie im Zeitplan vorgesehen, bis Q2 ausgearbeitet und bis dahin zielführend detailkonstruiert. Die Ergebnisse dieses Entwicklungsschritts waren zwei Traktionsumrichter-Baugruppen mit einem groben Gehäuse und deren interne Anordnung (siehe Abbildung 12). Dieser Datenstand war ausreichend, um eine Entscheidungsfindung in Hinblick auf ein Konzept für den weiteren Projektverlauf durchzuführen.

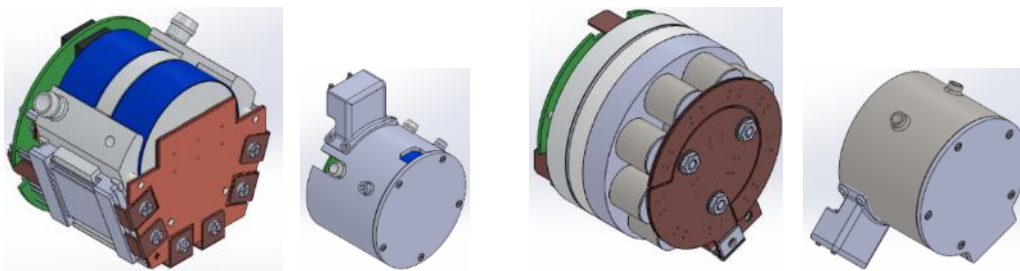


Abbildung 12: Entwickelte erste mechatronische Umrichterkonzepte

Zu Beginn des zweiten Projektjahres war ein erster Versuchsaufbau des Umrichters geplant. Dieser sollte der Verifizierung der Auslegungsergebnisse als auch erster Tests der Subkomponenten sowie der Implementierung einer Regelung zur Inbetriebnahme des finalen Aufbaus dienen. Abbildung 13 zeigt beispielhaft die Entwicklungsphasen des Mechatronischen Aufbaus und den davon abgeleiteten funktionalen Prototypen aus konventionellen Komponenten.

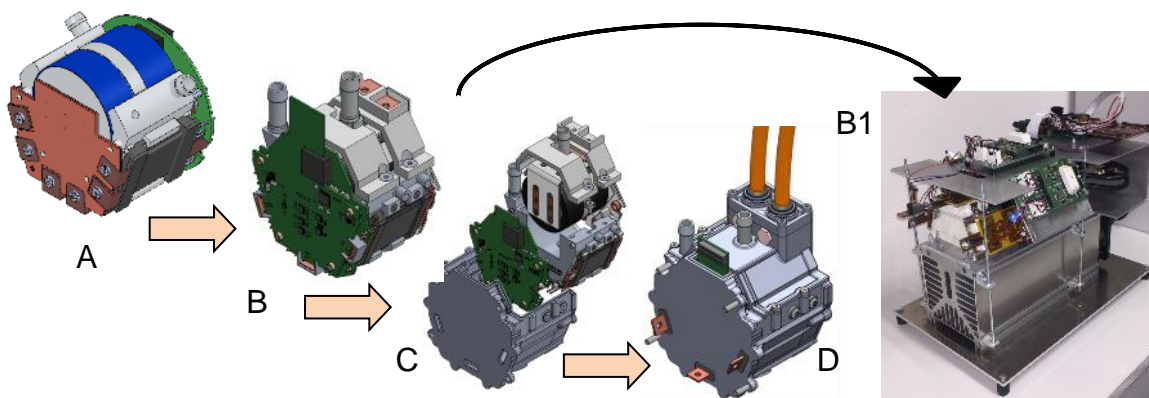


Abbildung 13: Entwicklungsphasen des Umrichters und davon abgeleiteter funktionaler Laborprototyp aus konventionellen Komponenten

Die Halbbrücken-Treiber (A Muster) konnten mithilfe des ersten Versuchsaufbaus getestet werden und an die Ansteuerung des errichteten Prüfstandes erfolgreich angebunden werden.

Zur Verfeinerung des mechatronischen Konzepts erforderte die Integration in den Motor eine Entwicklung und Realisierung der Anbindung von Kühlwasser und elektrischen Leitungen an die Maschinenschnittstellen als auch an den Umrichter selbst mit den notwendigen Datenleitungen. Dies musste unter Berücksichtigung der gängigen automotiven Randbedingungen Temperaturbelastung und Mechanisches Belastungsprofil erfolgen. Die Schnittstellen wurden realisiert und ein finales Umrichterkonzept entwickelt, das im weiteren Verlauf als funktionaler Prototyp und für Tests im Labor aufgebaut werden konnte.

Aufgrund der Notwendigkeit eines flexiblen Prüfstandes wurde dieser konzeptioniert und aufgebaut. Eine Versorgung als auch induktive Last und geregelten Umlaufkühler für den dreiphasigen Betrieb wurden hierzu realisiert und im Labor im Zusammenspiel getestet. Das im Zuge des Projekts entwickelte mechatronische Feinkonzept konnte nun das erste Mal in Betrieb genommen und mit der Belastungseinheit bei höheren Phasenströmen getestet werden.

Ein Aufbau des physikalischen Aufbaus als auch der entwickelte, flexible Prüfstand ist in Abbildung 14 gezeigt



Abbildung 14: physikalischer Aufbau des finalen Umrichters und Darstellung im Prüfstandsaufbau an der FH-Kiel

Im Rahmen der Entwicklungsschleife konnten auch im Zuge von gemeinsamen Inbetriebnahmen mit den Partnern ungewünschte Abweichungen (z.B. Nachjustierung Stromsensorik, Störanfälligkeit Temperaturmessung, Anpassung Spannungsteiler Zwischenkreisspannungsmessung, Zwischenkreisspannung >800 V, EMV und Kriechströme) an dem Umrichter ausgemerzt werden. Zudem waren kleinere konstruktive Maßnahmen an Housing, Zwischenkreisverschierung und Gate-Treiber Außenschnittstelle notwendig. Hierzu konnten passende Lösungswege eruiert und realisiert werden. Abschließend konnte an der Fachhochschule der aus dem mechatronischen Konzept abgeleitete Umrichter in Betrieb genommen und im gesteuerten Betrieb bei erhöhter Last getestet werden. Es wurden Ströme von max. 210A pro Phase umgesetzt und ein fehlerfreier Betrieb bei den erhöhten thermischen Anforderungen (Kühlmitteltemp. = 90°C) und bei einer Schaltfrequenz von 13,5 kHz Grundfrequenzen von > 1.000 Hz erzielt werden. Die Signale der entwickelten Stromsensorik konnten wie in der Auslegung zu Beginn des Projekts erzeugt und software-seitig für die geplante Regelung korrekt abgebildet werden.

Kühlkonzept

Im Projekt **InMOVE** wurde im Arbeitspaket 7 „Systemkühlkonzept und Aufbau eines Kühlers“ ein Kühlkörper entwickelt und erstellt. Die folgenden Unterarbeitspakete wurden in diesem Arbeitspaket behandelt:

- Kühlkonzept
- Kühlung in mehreren Systemebenen
- Bauraumaufteilung auf drei Kanalsysteme
- Konstruktion und CFD-Simulation des Kühlerdruckverlustes
- Herstellung in Hochtemperatur Rapid-Prototyping-Technik
- Wasserdichte Montage der Komponenten: druckdicht
- Schicht-Metallbodenplatte
- Überprüfung und Charakterisierung der Kühlvorrichtung
- Optimierungsschleife

Bei der Erarbeitung des Kühlkonzepts wurden zunächst die Wärmeempfindlichkeit und der Kühlbedarf der einzelnen Umrichterkomponenten ermittelt. Danach wurde aufgrund dessen die möglichen Kühlreihenfolgen aufgezeigt, miteinander durch Testaufbauten und thermische Simulationen verglichen und der vielversprechendste Ansatz detaillierter konstruiert und real umgesetzt.

Da die Kondensatoren eine Manteltemperatur von 105°C nicht überschreiten dürfen, werden sie seriell zu den Modulen gekühlt, deren Chips eine maximale Temperatur von 175°C erreichen dürfen. Da die Kondensatoren mit 350 W deutlich weniger Energie in das Kühlungssystem eintragen, sorgen sie auch nicht für einen so starken Temperaturanstieg des Kühlmediums im Vergleich zu den Modulen, die 824 W pro Modul, also 2472 W ins Kühlmedium einprägen.

Der R_{th} bezogen auf einen IGBT-Chip zum Kühlmedium (Durchfluss: 2 l/min) (R_{thja}) wurde am offenen Modul mit 0,24 K/W ermittelt.

Bei den Kondensatoren ist zusätzlich zu beachten, dass sie nur indirekt gekühlt werden können, da der Boden auf einem elektrischen Potential liegt, das im Fahrzeug vom Gehäuse isoliert sein muss. Aus diesem Grund musste hier eine gut gekühlte Metallplatte konstruiert werden, die besonders gut thermisch an das Kühlmedium angebunden ist. Diese wird mit einer elektrisch isolierenden aber dennoch wärmeleitenden Folie an den Kondensatorbecherboden angebunden, weil dieser thermisch am besten mit dem Kondensatorkern verbunden ist.

Um elektrische Asymmetrien der beiden elektrisch seriell geschalteten Kondensatoren zu verringern, wurden sie thermisch symmetrisch angebunden. Durch den 3D-Druck der Kondensatorkühlflasche konnte eine besonders große Fläche zum Wärmetransport vom 3D-gedruckten Aluminium zum Kühlmedium erreicht werden. Diese Strukturen wären ohne Dichtungen, die wiederum für sich Bauraum benötigt hätten, nicht konventionell herstellbar gewesen.

Die Dichtungen im System wurden mit vier auf ein Minimum reduziert. Dadurch konnte Bauraum für Dichtungen eingespart werden und das Leckagepotential auf ein Minimum eingeschränkt werden.

Im Rahmen der Untersuchungen wurde als kritischer Fehlermode festgestellt, dass das übliche Kühlmedium Wasser/Glycol eine schädigende Wirkung auf den eingesetzten Isolator der Kondensatoren hat: Die Isolation wird bei Kontamination porös. Durch die entstehenden Risse wird ein elektrischer Kontakt hergestellt und die Isolationsfestigkeit ist nicht mehr gegeben. Eine derartige Kontamination ist also im Betrieb für eine Serienkomponente sicher auszuschließen oder geeignet zu überwachen.

Der Kühler wurde im gesamten Temperaturbereich (von -40°C bis +90°C) erfolgreich betrieben und das thermische Verhalten untersucht. Dem Druck und dem fließenden Wasser-Glykol wurde unter allen Bedingungen standgehalten.

3.6. Elektrisches Antriebsmodul und Demonstratorbetrieb (Volkswagen)

Spezifikation und Bauraum und Auslegung der elektrischen Maschine

Die im Projektrahmen zu untersuchende Elektromaschine ist als Hochdrehzahlmaschine ausgelegt worden, um eine möglichst hohe Leistungsdichte zu realisieren. Die erforderlichen Antriebsmomente im Fahrzeug würde ein Getriebe mit entsprechender Übersetzung ermöglichen, das selbst nicht Gegenstand dieses Projektes war. Das Prinzip der Hochdrehzahlauslegung ist z.B. bei Plikat, Mertens et al. [23] dargelegt.

Die in dieser Weise auszulegende dreiphasige permanentmagnetisch erregte Synchronmaschine (PMSM) sollte unter Berücksichtigung von Bauraumrestriktionen in typischen Fahrzeugumgebungen die in Tabelle 4 dargestellte Spezifikation bei Nennspannung erfüllen.

Tabelle 4: Spezifikation elektrische Maschine

Phasenzahl	3	
Maximalleistung	80	kW
Dauerleistung	40	kW
Phasenstrom	140	A_{rms}
Zwischenkreisnennspannung	650	V
Leistungsdichte	30	kW/Ltr.
Drehzahl	26.000	U/min
Durchmesser inkl. Gehäuse	122,5	mm
Gesamtlänge inkl. Gehäuse	230	mm

Die mit dieser Spezifikation ermöglichte Leistungsstaffelung durch Einsatz ein und mehrerer Antriebe ist mit dem Ziel einer ersten Anwendung im oberen und mittleren Leistungssegment stimmig. Die Maximaldrehzahl der elektrischen Maschine wurde unter Berücksichtigung heutiger Getriebekonzepte auf 26.000 U/min festgelegt. Die Gesamtlänge der elektrischen Maschine wurde unter Addition der axialen Länge der Endstufe so gewählt, dass die Antriebseinheit eine vergleichbare Länge zu Serienantrieben aufweist.

Im Ergebnis der elektromagnetischen Maschinenauslegung ergab sich die in Abbildung 15 dargestellte Betriebskennlinie für die festgelegte Nennspannung im Zwischenkreis von $U_{zk}=650V$, einer Magnettemperatur von $T_{magnet}=25^{\circ}C$ und $120^{\circ}C$ und der maximalen Wickelkopftemperatur von $T_{wk}=180^{\circ}$. Die Dauerkennlinie ist durch die Bestimmung des zulässigen Phasenstroms in Abhängigkeit von der Drehzahl über ein abgeleitetes Temperaturmodell errechnet. Die PMSM besitzt unter diesen Nennbedingungen die geforderte Maximalleistung von 80kW, sowie eine Dauerleistung von 49kW (vgl. Abbildung 16). Bei einem Aktivvolumen inklusive Wickelkopf von

1.7 Liter ergibt sich eine Leistungsdichte von 47kW/l. Bezogen auf das komplette Volumen der PMSM ergibt sich bezogen auf die gesamte E-Maschine mit Gehäuse und Schnittstelle zur Leistungselektronik eine Leistungsdichte von 28kW/l. Der Drehschub bei Maximalmoment von 47.5Nm beträgt 55.6kN/m² und weist damit auf eine hohe Ausnutzung des magnetischen Kreises hin.

Mit diesen Leistungsdaten liegt die E-Maschine deutlich im Bereich der Zielforderung und erreicht eine Leistungsdichte von 30 kW/Liter (vgl. Tabelle 1) für den Demonstrator.

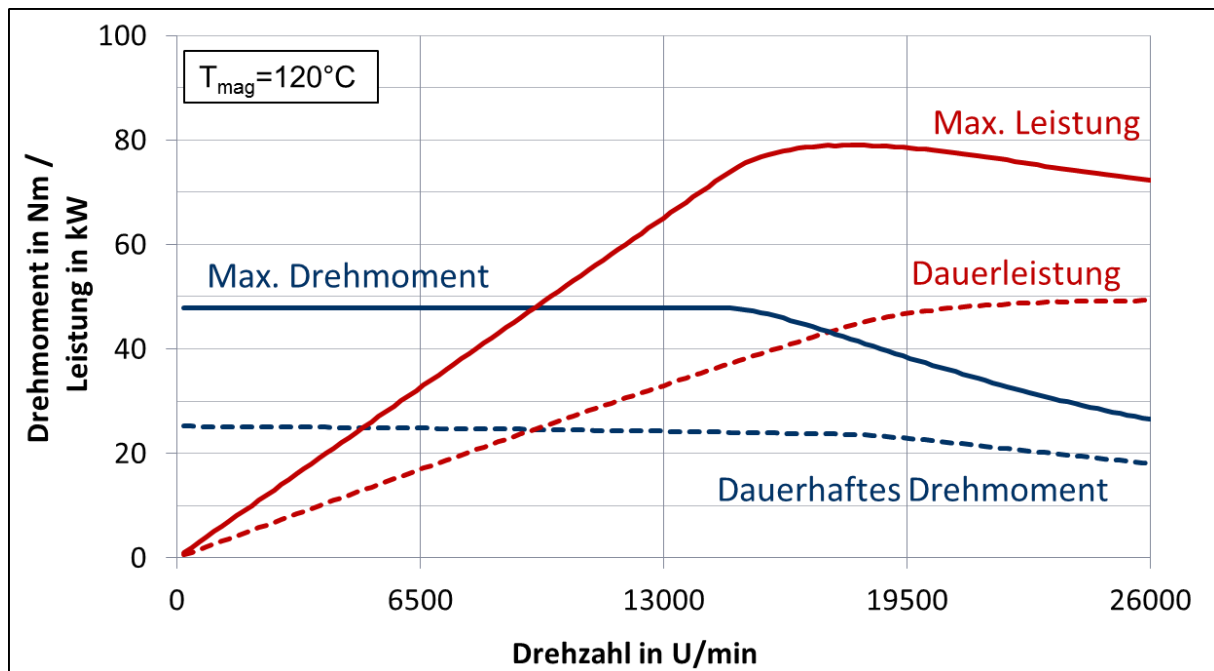


Abbildung 15: Drehmoment/Drehzahl Verläufe der elektrischen Maschine sowie Abmessungen und die sich daraus ergebende Leistungsdichte der EM

Die Konstruktion der Demonstratormaschine ist in Abbildung 16 dargestellt. Ein in das Gehäuse integrierter Wasserkühlmantel nimmt die Aktivteile der PMSM auf. Die Kühlwasseranschlüsse sind radial angeordnet und für den Demonstrator für E-Maschine und Leistungselektronik separiert. Am Wellenabgang befindet sich eine geeignete Adaptierung für den später verwendeten Prüfstand.

Das konstruierte Lagerschild der PMSM wurde in enger Zusammenarbeit mit den Projektpartnern ausgeführt und bildet das zentrale Integrationselement von Leistungselektronik und E-Maschine. Es umfasst die Aufnahme des Lagers, des Winkelgebers, die Phasenaufnahme und Kontaktierung mittels eines Klemmbretts und wird durch den anzuschraubenden Deckel der Endstufe abgeschlossen. Die Kontaktierung der 3 Phasen ist separat in Abbildung 17 dargestellt. Die aus dem Wickelkopf ausgeführten Phasenanschlüsse werden mittels Kabelschuh auf das Klemmbrett geführt und dort mit den axial aus der Endstufe herausragenden Stromschienen der Leistungsmodule über Öffnungen am Lagerschild radial am Klemmbrett verschraubt. Um mechanische Belastungen der starren Phasenkontakte der Endstufe durch thermische Längenausdehnungen zu verhindern, ist das Klemmbrett am Lagerschild der E-Maschine schwimmend gelagert.

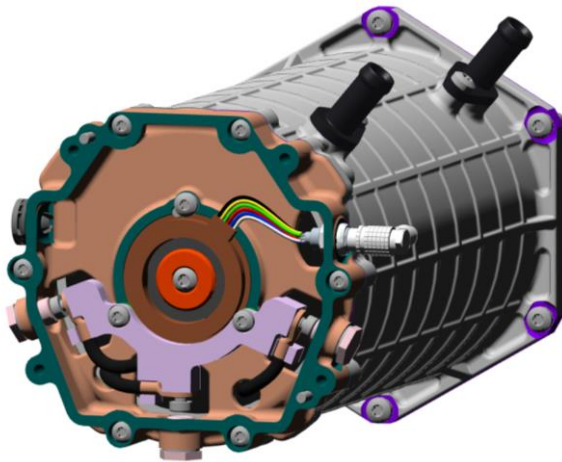


Abbildung 16: Konstruktion elektrische Maschine

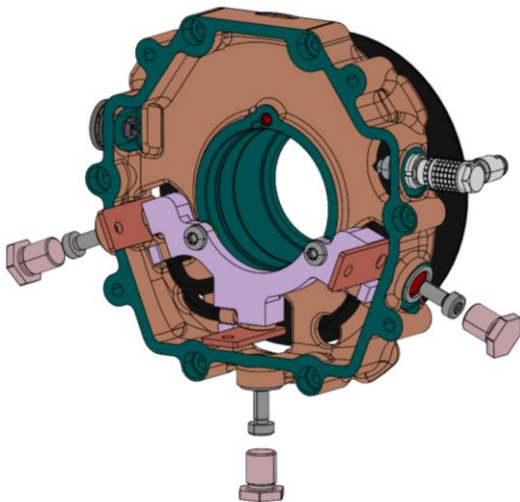


Abbildung 17: Phasenkontaktierung durch radiale Verschraubung auf Klemmbrett im Lagerschild

System- und Schnittstellenspezifikationen

Die getroffenen Systemspezifikationen und Schnittstellenvereinbarungen für die Endstufe sind in Tabelle 5 aufgelistet und leiten sich weiter aus den Projektzielen und in Verbindung mit den Randbedingungen der E-Maschinenauslegung ab. Der Aufbau der gesamten Antriebskomponente ist damit gekennzeichnet durch die formschlüssig axial am Lagerschild der elektrischen Maschine integrierte Endstufe. Die drei Phasen werden innerhalb der Schnittstelle zwischen Maschine und Endstufe übergeben (s. Abbildung 17). Kühlmiteleinlauf und Kühlmittelauslauf sind für beide Komponenten separat am Umfang angeordnet und können so beliebig verschaltet werden. Die elektrischen Signale der E-Maschine, bestehend aus Temperatursensor und Lagegeber werden für den Demonstrator über einen separaten Stecker am Umfang der elektrischen Maschine ausgeführt. Die Schnittstellen zum Treiber sowie der DC-Anschluss der Endstufe werden ebenfalls am Umfang der Endstufe herausgeführt. Die genannten am Umfang ausgeführten Schnittstellen sind dabei auf einen Teilbereich des Umfangs der Antriebseinheit konzentriert, um eine modulare Systemintegration zu gewährleisten.

Tabelle 5: Systemspezifikation Endstufe

Leistungsdaten LE			
Phasenstrom		140	A_{rms}
DC-Spannungsbereich		560 - 800	V
Nennspannung (Halbleiter, EM)		650	V
Schaltfrequenz		13.500	Hz
Leistungsdichte		100	kW/l
Geometriedaten			
Bauraumabmessungen LE-Gehäuse	Durchmesser	108	mm
	Länge	90	mm
Bauraumabmessungen LE-Innen	Durchmesser	100	mm
	Länge	80	mm
Kühlung			
Kühlmediumtemperatur		90	°C
Kühlmedium		Wasser / Glycol	50 / 50
Durchflussmenge		6	Ltr./min
Druckabfall in LE (bei 20°C)		150	mbar
Umgebungsbedingung			
Umgebungstemperatur	Betrieb	-10 bis 125	°C
	Nachheizphase	140	
	Bewertung	-40	
Schutzklasse		IP6k8	
Einbaulage		Getriebeanbau	
Mechanische Befestigung		Getriebefest oder Karosserieanbindung über Gummilager	

Die bei Systemspannungslage für Siliziumbauelemente recht hohe Schaltfrequenz von 13,5 kHz ergab sich als Optimum aus einer Verlustbetrachtung aller betroffenen Baugruppen sowie der Regelbarkeitsansprüche des Antriebs.

Die Abmessungen der Endstufe sowie die zur Erreichung der Formschlüssigkeit der beiden Komponenten analog dazu getroffenen Abmessungen der elektrischen Maschine in Tabelle 4 basieren auf oben formulierten Ansatz des modularen Aufbaus sowie aus dem allgemeinen Ansatz schnelldrehender Maschinen. Der kleine und kompakte Aufbau der einzelnen Antriebseinheit ermöglicht so durch die damit gewonnenen zusätzlichen Freiheitsgrade im Bauraum sehr kompakte Antriebstopologien.

Die Kühlungs- und Umgebungsbedingungen wurden so spezifiziert, dass ein verbrennungsmotornaher Einbau sowie die gemeinsame Nutzung nur eines Kühlkreislaufs ermöglicht werden.

Mission Profile

Für die Bewertung der erreichten Lebensdauer der Komponenten innerhalb der Leistungselektronik wurde seitens Volkswagen ein künstliches Missionprofile erstellt. Hier bestand der Anspruch, ein für die Komponenten möglichst lebensdauerrelevantes Belastungsprofil bereitzustellen. Das Missionprofile setzt sich hierzu aus einem Mix verschiedener charakteristischer Teilzyklen, die ihrerseits z.T. dem ARTEMIS-Projekt [24] entnommen sind, und berücksichtigt insbesondere auch Anteile mit Maximalbelastung des Antriebs. Die Fahrleistungen wurden für einen virtuell mit **InMOVE**-Antrieben motorisierten e-Golf der ersten Generation berechnet. Der sich ergebende Zyklus wird nun entsprechend einer maximal geforderten Laufleistung respektive Betriebszeit wiederholt und stellt damit das zur Lebensdauerbewertung herangezogene Belastungsprofil dar (s. Abbildung 18).

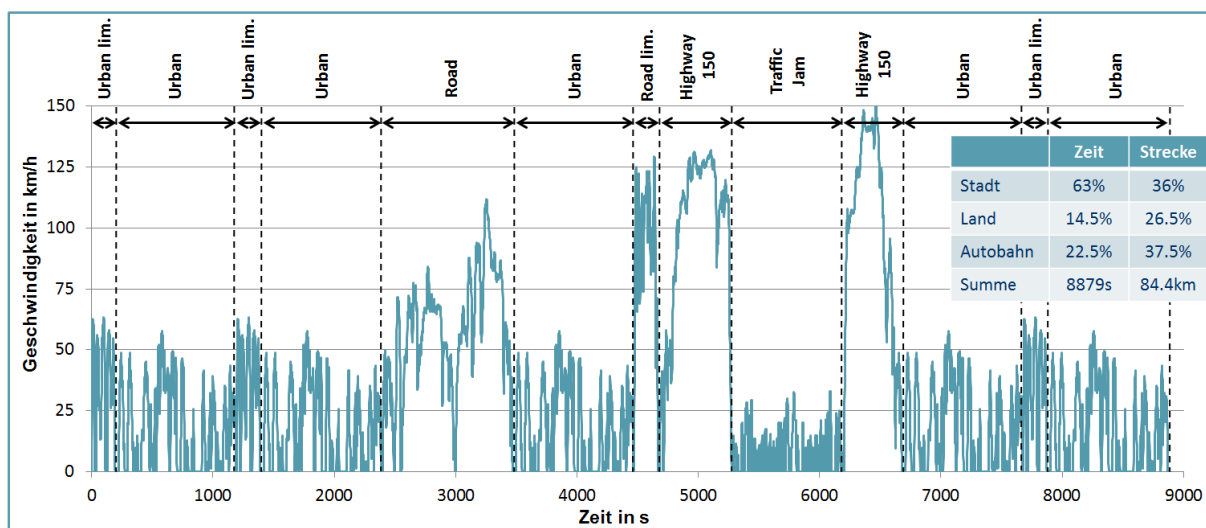


Abbildung 18: Fahrzyklus mit Maximalbelastungsanteil

Demonstrator und Versuch

Für die Verifikation und Systemuntersuchung wurde die elektrische Maschine entsprechend der beschriebenen Auslegung aufgebaut (s. Abbildung 19) und zusammen mit der integrierten Umrichterkomponente im Prüfstandsversuch als Antrieb betrieben.

Im Rahmen dieser Versuche konnte die Funktionsfähigkeit der Demonstrator-Leistungselektronik nachgewiesen werden. Die prognostizierte Wirkungsfähigkeit der Kühlung für Halbleiterbauelemente und Elektrolytkondensatoren konnte bestätigt

werden, damit auch die prognostizierten Verlustleistungsverläufe in den Bauteilen. Lediglich bei maximaler Ripplestrombelastung und Vorlauftemperatur von 90°C erscheint die am Bechermantel

gemessene Kondensatortemperatur grenzwertig, um die zulässige Kerntemperatur von 110°C nicht zu überschreiten.

Die Genauigkeit der hochkompakten Stromsensorik zeigte sich als ausreichend für eine stabile Regelung der Maschine. Die Störanfälligkeit der Signalverbindung vom Umrichter zum zunächst noch extern angeordneten Maschinenregler konnte letztendlich am Prüfstand beherrscht werden, allerdings erscheint die Reglerintegration für eine Fahrzeuganwendung zielführender. Die grundsätzliche Machbarkeit einer Integration der Controllerstruktur auf dem Logikboard des **InMOVE**-Umrichters ließ sich bereits im Projektrahmen zeigen, wie oben bereits erwähnt (vergl. Abschnitt 3.4).

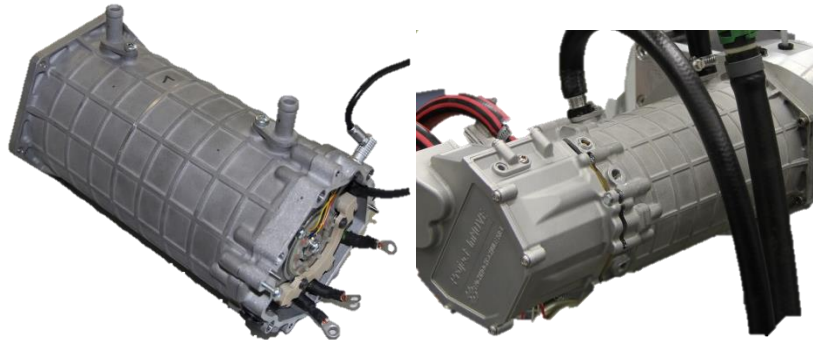


Abbildung 19: Fertige E-Maschine und gesamte am Prüfstandsbock montierte Antriebskomponente,

Die Effizienzbewertung des Antriebs erwies sich aufgrund der Bedingungen des verfügbaren Prüfstands als schwierig. Der notwendige Einsatz eines Getriebes vor der Messwelle und die Dimensionierung der Lastmaschine ließen keine gute Messwertqualität für den Antrieb zu. Trotzdem wurde auf Basis der Messungen und mithilfe der Komponentenmodelle ein systemischer Wirkungsgradbestpunkt von 93% eingeschätzt und ist damit durchaus vergleichbar zum Stand der Technik.

3.7. Abgleich der erreichten Ergebnisse mit den wesentlichen technischen Zielen

Die oben in Tabelle 1 zusammengefassten technischen Projektziele konnten im Demonstrator-Antrieb so, wie in Tabelle 6 angegeben, erreicht werden.

Tatsächlich zeigt das Projektergebnis also, dass sogar in dem ungewöhnlichen zylindrischen Bauraum der angestrebte Sprung in der Leistungsdichte erreichbar ist. Mit rechnerisch 106 kW/Ltr. für die ungehauste Baugruppe ist der Zielwert sogar leicht übertroffen worden. Sogar inklusive der Gehäusewandungen werden noch 80 kW/Ltr. erreicht. Typische Komponenten aus automotiven Serienanwendungen zu Projektbeginn können mit 50-70kW/Ltr. für die vergleichbaren Baugruppen bemessen werden. Damit wird die angestrebte Volumenreduktion von 20-30% sogar übertroffen. Dieser technologische Sprung ist durch die höhere Spannungslage und dem dadurch verminderten Strombedarf, durch das Kühlkonzept, die Reduktion der Halbleiterverluste in der 1200V-Klasse, den Einsatz von Elektrolytkondensatoren statt eines Filmkondensators und nicht zuletzt durch die gute mechatronische Volumenausnutzung zu begründen. Trotz des hohen Integrationsgrades konnte ein Wirkungsgradbestpunkt von 93% für den Antrieb gemessen werden, der damit im typischen

moderner und leistungsdichter Fahrzeugantriebe liegt. Die bauteilbezogenen Zielwerte konnten hinsichtlich der Schaltverlustoptimierung sogar gegenüber Referenzmodulen übererfüllt werden. Für den Kondensator sind materialbedingt nur leicht geringere Hotspot-Temperaturen als angestrebt einzuhalten. Die dargestellte Treiberperformance ist fast vollständig im Ziel, sogar mit höherer Taktfrequenz. Die verbliebene Temperatureinschränkung eines Bauteils wäre bei einem Redesign problemlos behebbar.

Tabelle 6: Bewertung der Komponenten hinsichtlich Zielerreichung

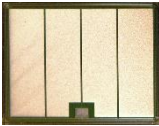
Eigenschaft	Zielwert	Status
Leistungsdichte Endstufe	100 kW/Ltr.	Mit Gehäuse: $L \approx 92$ mm, $D \approx 118$ mm: $V \approx 1.011$ Leistungsdichte ≈ 80 kW/Ltr. (ohne Stecker) Ohne Gehäuse: $L \approx 82$ mm, $D \approx 108$ mm: $V \approx 0.751$ Leistungsdichte ≈ 106 kW/Ltr. (ohne Stecker)
Leistungsdichte E-Maschine	30 kW/Ltr.	Volumen EM: 1,7l (Aktiv) ; 47 kW/l Volumen EM: 2,8l (komplett); 28 kW/l
Volumenreduktion LE (verglichen zu heutigen Serienlösungen)	20-30%	Abgeleitet aus der erreichten Leistungsdichte und dem Integrationsgrad ergibt sich eine deutliche Volumenreduktion gegenüber Serienlösungen
Effizienzsteigerung des Antriebes (Mindestbedingung ist Effizienzerhalt bei gesteigerter Leistungsdichte)	$\approx \pm 0\%$	Wirkungsgradbestpunkt des Antriebs $\approx 93\%$
Reduktion der IGBT Schaltverlustenergie (Nachweis bei $V_{CE} = 600$ V, $I_C = 200$ A, $L = 42$ nH)	20-30%	50% geringere Schaltverluste 34% geringere Gesamtverluste im Vergleich gegenüber Referenzmodul
Kondensatorperformance (uneingeschränkte Funktion bei 800 V)	110 °C (Hotspot)	ESR = 69,7 mΩ @ 105°C, 100 Hz ESR = 18,3 mΩ @ 105°C, 10 kHz PV = 89,7 W @ 105°C, 10 kHz
Treiberperformance (uneingeschränkte Funktion bei 800 V)	16 kHz 125 °C	25 kHz, 120°C erreicht (Ausfall eines Bauteils bei 125°C -> keine technologische Hürde)

4. Wesentliche Ergebnisse des Teilprojektes und Zielerreichung (Fraunhofer ISIT)

4.1. Systemspezifikation, AP1

Die zu entwickelnden Trench Feldstopp IGBTs wurden entsprechend den Anforderungen an einen Umrichter für modular verteilte Elektroantriebe mit einer Ladeschlussspannung oberhalb 800 V ausgelegt. Aufgrund des Betriebs des Umrichters bei einer Frequenz von 13,5 kHz sollte der IGBT möglichst geringe Schaltverluste aufweisen und eine maximale Junction-Temperatur von $T_{j,max} = 175^{\circ}\text{C}$ erlauben. Die Spannung und Stromtragfähigkeit des IGBTs wurde auf 1200 V / 200 A festgelegt. Die Tabelle 7 fasst die Spezifikationen des zu entwickelnden IGBTs zusammen.

Tabelle 7: Spezifikation des IGBT

Parameter		Zielwert				Layout
Temperatur			25°C	125°C	150°C	175°C
Spannung	[V]	1200				
Nennstrom I_{nom}	[A]	200				
Frequenz f	[kHz]	13,5	Modul-Grobspezifikation			
V_{CESat} (Trade-Off abhängig, $R_G = 1 \Omega$)	[V]		1,95	2,2	2,24	x IE-IGBT
Vorwiderstand R_G	[Ω]	1				
Mechanische -Abmessungen:						
Chip-Abmessungen	[mm ²]	15,92 x 12,01				
Gate-Pad Position		Rand-Mitte				
Chip-Fläche (PAD) (ohne Gate)	[mm ²]	153				
Chip-Dicke	[μm]	120 -140				
¹⁾ Verlustleistung: aus Datenblatt Referenzmodul, internal $R_G = 4,7 \Omega$, $R_{Goff} = 0,91 \Omega$, 30 nH, 25°C)						
E_{on} (1200 V, 200 A)	[mJ]		10,5	¹⁾		
E_{of} (1200 V, 200 A)	[mJ]		11	¹⁾		
$E_{tot} = E_{on} + E_{off}$	[mJ]		21,5	¹⁾		
Kurzschlusszeit, t_{sc}			mit IE: 7,5 μs (150°C, 800 V) ohne IE: max 7 μs (25°C, 900 V)			IE-IGBT
Metallisierungsaufbau:						
Vorderseite	[μm]	tbd.	Sinterfähig: Ni-Au oder Ni-Pd-Au elektroless			
Rückseite	[μm]		Ti 50 / Ni 100 / Ag 1000			

Aufgrund der Durchführung einer Marktanalyse bezüglich geeigneter soft schaltender Dioden entschied sich das Konsortium für den Dioden-Typ SKCD 81 C120 I4F [25], für den noch eine Junction Temperature von $T_{j \text{ von } 175^\circ\text{C}}$ zulässig ist. Die Fa. Semikron Elektronik GmbH & Co. KG hat durch die Bereitstellung von ungesägten Wafern des o.g. Typs einen wichtigen Beitrag zum Gelingen des **InMOVE** Projekts geleistet.

4.2. Systemauslegung des modularen Antriebsumrichters, AP2

Die IGBT Spezifikation wurde unter Berücksichtigung der Ergebnisse einer Systemsimulation festgelegt. Dazu wurde unter Nutzung von Matlab/Simulink und PLECS-Blocksets ein Systemmodell des gesamten Antriebsumrichters erarbeitet. Die wesentlichen Bestandteile des Systemmodells werden in der Abbildung 20 skizziert, die wesentlichen Komponenten wurden hervorgehoben.

Im Zwischenkreis sind zwei große Elektrolytkondensatoren in Reihe verschaltet, die somit einen Betriebsbereich von 560 V bis 850 V ermöglichen. Ein Kondensator wird durch eine ideale Kapazität mit einem kleinen Serienwiderstand modelliert.

Aus dieser Gleichspannung im Zwischenkreis wird mittels drei Halbbrücken, bestehend aus jeweils zwei IGBT und zwei Dioden, eine dreiphasige Wechselspannung erzeugt. Die insgesamt sechs IGBTs werden durch eine Raumzeigermodulation mit einer Schaltfrequenz von 13,5 kHz geschaltet, wobei eine Stromamplitude pro Phase von bis zu 200 A erreicht wird. Für die IGBTs

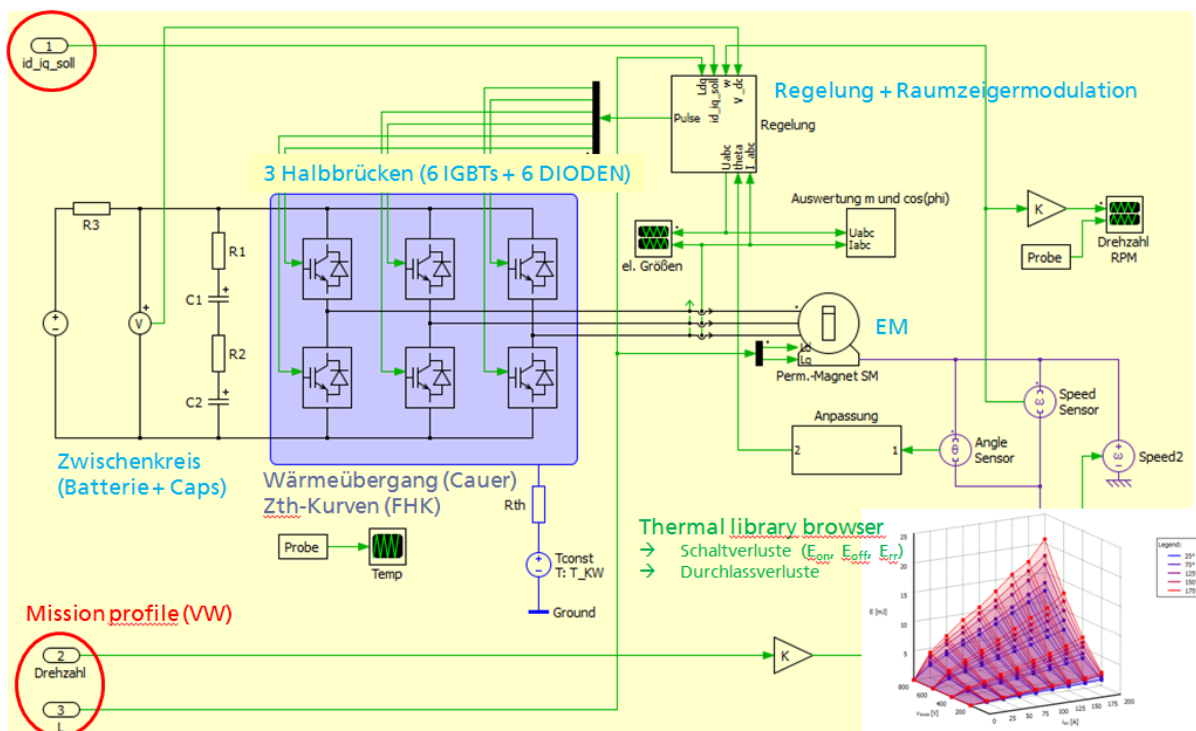


Abbildung 20: Systemmodell in Matlab/Simulink mit PLECS

(s. Abbildung 21)

und Dioden sind die Durchlasskennlinien für verschiedene Temperaturen sowie die Schaltverluste für einen weiten Spannungs-, Strom und Temperaturbereich einprogrammiert. Diese Verluste werden durch ein thermisches Netzwerk auf einen gemeinsamen Kühlkörper geführt, der mit einer Kühlquelle (Wasser-Glykol Gemisch ca. 90°C Vorlauftemperatur) verbunden ist.

Eine permanenterrregte Synchronmaschine mit drei Polpaaren ist an das dreiphasige System angeschlossen. Die E-Maschine wird durch eine feldorientierte Regelung betrieben. Dazu werden

die drei Phasenströme gemessen und durch die Parktransformation in zwei Gleichgrößen des rotierenden Rotorsystems abgebildet. Unter Zuhilfenahme eines Entkopplungsnetzwerks werden diese sog. d- und q-Ströme in zwei separaten Stromreglern geregelt. Für den ersten Schritt wird die Sollgröße des Id-Stroms mit null vorgegeben, wobei die q-Komponente ihren Sollwert von einem außen überlagertem Drehzahlregler erhält.

Später wurde entsprechend der Mission Profiles ein definierter Zyklus für die Sollwerte der Stromregler vorgegeben. Zur Einbindung der Mission Profiles wurde dem Modell schon anfangs eine Inputfunktion implementiert. Damit entsteht ein parametrisiertes Gesamtmodell mit Hilfe dessen Verlustleistungen und Temperaturen für bestimmte Arbeitspunkte simuliert werden können.

Ein wichtiges Ziel dieser Systemsimulation ist auch die Untersuchung der Lebensdauer der IGBTs und Dioden. Dafür bietet Plecs durch seine thermischen Funktionalitäten beste Möglichkeiten, so lässt sich der exakte Temperaturverlauf eines IGBTs bzw. einer Diode während des gesamten Mission Profiles aufzeichnen. Basierend auf diesen Daten kann im Anschluss eine Rainflow-Analyse durchgeführt und darauf basierend eine Abschätzung über die Lebensdauer des jeweiligen Bauteils vorgenommen werden

4.2.1. Parametrisierung Systemmodell

Die Zwischenkreisspannung wird in dem Bereich zwischen 560 V bis 850 V untersucht Die Zwischenkreiskondensatoren sind jeweils mit einer Kapazität von 500 µF und einem ESR von 100 mOhm angenommen. Die permanenterregte Synchronmaschine ist so, wie in Tabelle 8 zusammengefasst, parametrisiert:

Tabelle 8: Verwendete Parameter der PMSM

Komponente	Parameter
Statorwiderstand	70 mOhm
Statorinduktivität (d-Komponente)	300 µH
Statorinduktivität (q-Komponente)	900 µH
Flussverkettung	50 mVs
Massenträgheitsmoment	0,00108 kg m ²
Polpaarzahl	3

In den ersten Simulationen wurde ein handelsübliches Modul als Referenzmodul und Grundlage für die Schalt- und Durchlassverluste der IGBTs und Dioden herangezogen. Im Laufe des Jahres 2016 wurden die Verluste des Referenz-Moduls einerseits durch die Kennlinien aus dem Datenblatt der ausgewählten Semikron-Diode SKCD81C120I4F [25] ersetzt, Andererseits wurden die Messreihen verschiedener IGBTs der eigenen Fertigung implementiert und untersucht. Die Verlustenergien der IGBTs und Dioden wurden für die in Tabelle 9 dargestellten Bereiche implementiert:

Tabelle 9: Messdatenbereich der IGBTs

Größe	min	max
Spannung [V]	200	800
Strom [A]	0	200
Temperatur [°C]	23	175

Die Abbildung 21 zeigt, wie die Ausschaltverluste eines IGBTs für den in Tabelle 9 genannten Messbereich in dem Thermal Library Browser in Plects einprogrammiert sind. Zwischen den Eingabepunkten werden die Werte interpoliert, so dass die Simulation entsprechend des aktuellen Betriebspunktes die dazugehörige Verlustleistung aus dieser Datenbank extrahieren kann. Zur Modellüberprüfung wurden in der Simulation typische IGBT Charakterisierungsdaten benutzt

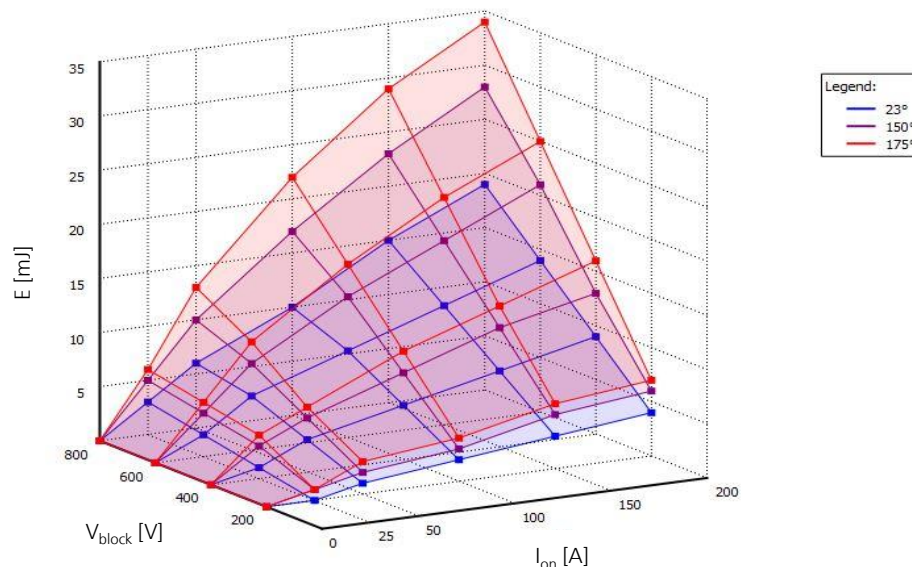


Abbildung 21: Beispiel für die Implementierung der Ausschaltverluste eines IGBTs im Thermal Library Browser in Plects

Die Verlustleistung P_v eines IGBTs bzw. einer Diode wird durch ein thermisches Netzwerk an die Temperatur T des Kühlmediums angeschlossen. Das thermische Verhalten des Moduls zwischen Chipoberfläche zu Kühlmedium wurde von der FH Kiel simuliert. Die so entstandenen Graphen ließen sich durch verschiedene Verfahren mit einem sog. Foster-Netzwerk nachbilden.

Die bereits existierende Systemsimulation wurde durch die Implementierung des Mission Profiles erweitert. Der Fahrzyklus erstreckt sich über eine Zeit von ca. 9000 s, in dem annähernd 85 km zurückgelegt werden. Er setzt sich aus einer Kombination von Stadt-, Überland- und Autobahnverkehr zusammen und beinhaltet neben Volllastbereichen ebenfalls Stillstandphasen im Stau oder an einer roten Ampel. Um dieses Verhalten zu untersuchen, wird der E-Maschine in der Matlab/Simulink-Simulation eine Drehzahl/Drehmoment-Kurve vorgegeben. Analog dazu werden die entsprechenden Sollströme für die d- und q-Komponente an die Regelung übergeben. Da die Induktivitäten der E-Maschine stromabhängig variieren, wird die E-Maschine ebenfalls mit angepassten Induktivitäten aus dem Mission Profile versorgt.

Um die zu erwartenden Temperaturen von den IGBTs und Dioden zu berechnen, wurden in dem sog. „thermal library browser“ (Abbildung 21) die Schalt- und Durchlassverluste für den gesamten Arbeitsbereich hinterlegt.

4.2.2. Temperatur-Rainflow-Matrix

Aus der Systemsimulation ergeben sich für alle Leistungshalbleiter Temperaturkurven für die gesamte Dauer des Mission Profiles. In Abbildung 22 ist exemplarisch die Temperatur eines IGBTs über einen Zeitraum von 140 s dargestellt. Für die Lebensdauer eines IGBTs sind die Anzahl der

Temperaturhübe maßgeblich, wobei die absolute Temperatur nur einen Teileffekt hat. Um aus diesem Temperaturprofil die Anzahl definierter Temperaturhübe zu extrahieren, wird der sog. Rainflow-Algorithmus angewendet. In diesem Fall sind die Temperaturhübe in 2°C -Schritten und die dazugehörige Mittelwerttemperatur in 4°C - Schritten klassifiziert.

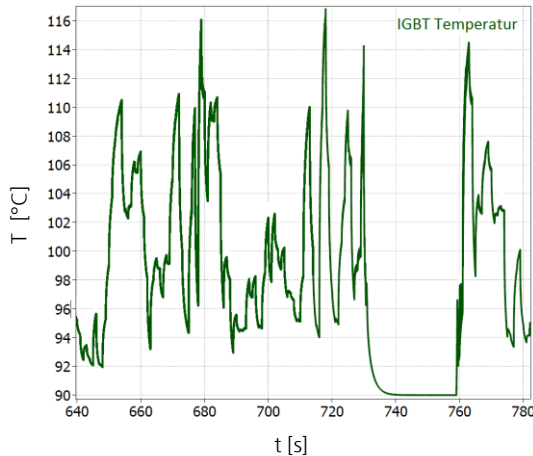


Abbildung 22: Ausschnitt der IGBT Temperatur

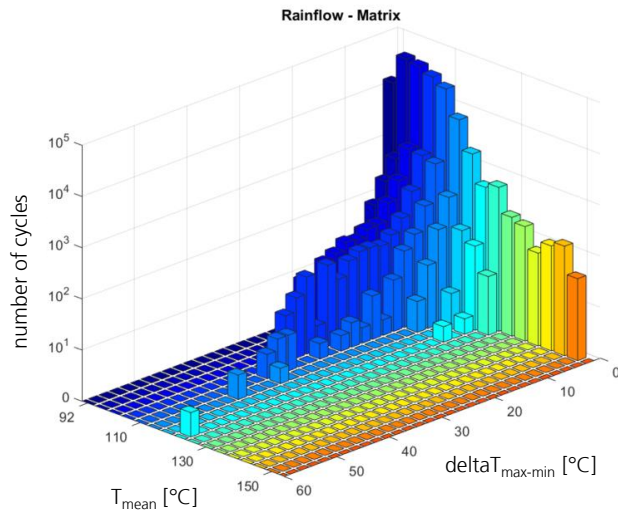


Abbildung 23: Temperatur-Rainflow-Matrix eines IGBTs für das Mission Profile.

Das Ergebnis der Rainflow-Analyse ist in Abbildung 23 als Rainflow Matrix in einer 3D Grafik dargestellt. Bei der Darstellung ist die logarithmische Auftragung der z-Achse zu berücksichtigen. Diese gibt die Anzahl der jeweiligen Zyklen wieder, wobei die xy-Ebene sich aus der Kombination von Temperaturhub und zugehörigem Mittelwert zusammensetzt. Aus Abbildung 23 ist zu erkennen, dass Temperaturhübe von bis zu 2°C am häufigsten sind. Alle weiteren Temperaturhübe treten größtenteils bei einer Mittelwerttemperatur von 120°C und geringer auf.

Um die Lebensdauer eines IGBTs bei dieser Belastung abschätzen zu können, wird zunächst nach dem LESIT-Ansatz [26] die theoretisch maximale Zyklenanzahl bis zum Defekt berechnet. Dieser Ansatz basiert auf Power Cycle Tests und berücksichtigt bond wire lift-offs und solder cracks unterhalb des Chips als Fehlermechanismen. Die folgende Gleichung berechnet die Anzahl der Zyklen bis zum Defekt (N_f : number of cycles to failure):

$$N_f = A \cdot \Delta T^\alpha \cdot e^{\frac{E_\alpha}{k_B \cdot T_m [K]}}$$

Diese Formel wird auf alle Temperaturhübe und Mittelwerttemperaturen der Rainflow-Matrix angewendet. Anschließend wird der Quotient aus der Anzahl der jeweiligen Temperaturhübe im Mission Profile (N) und der Zyklenanzahl bis zum Defekt (N_f) gebildet. Der Quotient gibt somit den Schädigungszustand des IGBTs an. Damit aus den Schädigungsanteilen der verschiedenen Temperaturhübe eine Gesamtschädigung für den Durchlauf eines Mission Profiles ausgegeben werden kann, wird die Palmgren-Miner Regel angewendet

$$\sum_i \frac{N_i}{N_{fi}} \approx 0,186\%$$

Hochgerechnet aus dem Mission Profile ergibt sich somit eine Fahrstrecke von ca. 450.000 km bis ein Defekt des Moduls erwartet wird. Aus [13] ist bekannt, dass die Anwendung des Danfoss Bond Buffers die Lebensdauer des Moduls um den Faktor 10 bis 20 verbessert. Nach diesen

Berechnungen wirkt die abgeschätzte Lebensdauer als völlig ausreichend für die gewünschte Anwendung. Allerdings beinhaltet das Mission Profile auch keine passiven Temperatur-Zyklen, die dem Bauteil durch äußere Einflüsse weiteren Schaden hinzufügen. Ein Kaltstart der Elektronik ist in der aktuellen Untersuchung nicht berücksichtigt, stattdessen wird das Kühlmedium mit mindestens 90°C Vorlauftemperatur angenommen.

In den auf Messdaten basierenden System-Simulationen konnte gezeigt werden, dass die dem Konsortium von ISIT/Vishay bereitgestellten Standard IGBTs, selbst bei höherer Durchlassspannung aber geringen Schaltverlusten, eine Verbesserung des Gesamtwirkungsgrades und der Gesamtleistung erreichen können.

Zum Projektabschluss wurde auf Grundlage der Messergebnisse für das Injection-Enhancement - Modul mit 5 µm Zell Pitch (IEP5) eine abschließende vergleichende Systemsimulation zur Abschätzung der Chip-Temperaturen unter Modul-Volllast durchgeführt. Bei einer Gesamtverlustleistung von 300 W und einem Wärmewiderstand von $R_{th,IGBT} = 0,22 \text{ K/W}$ ($T_{cooler} = 90^\circ\text{C}$) erreicht der IEP5-Chip eine Temperatur von 156°C. Für die Semikron Diode wurde auf Basis von Datenblattangaben und $R_{th,Diode} = 0,8 \text{ K/W}$ in dieser Simulation eine Chip Temperatur von 160 °C berechnet.

Tabelle 10: Chip-Temperaturen aus der Simulation für IEP5 und Semikron-Diode

Gesamtverlustleistung 300 W $T_{cooler} = 90^\circ\text{C}$	IEP5-IGBT	Diode <small>*) Datenblattangaben</small>
Wärmewiderstand	$R_{th,IGBT} = 0,22$	$R_{th,Diode} = 0,8$
Chip-Temperatur	156°C	160°C ^{*)}

4.3. Anwendungsoptimierte schnelle IGBTs für zuverlässige AVT, AP3

Die IGBT-Chips wurden entsprechend der in AP3 vereinbarten Arbeitsschritte entwickelt. Besonders die eng verzahnte Zusammenarbeit zwischen der Vishay Siliconix Itzehoe GmbH und dem Fraunhofer ISIT hat zu einer erfolgreichen Umsetzung der Planung verschiedener IGBT Generationen in funktionstüchtige IGBTs geführt.

Am ISIT wurden auf Grundlage der IGBT Spezifikationen zunächst Prozess- und Bauelement-simulationen hinsichtlich der Ladungsträgerverteilung und dem IGBT-Schaltverhalten durchgeführt. Auf Grundlage dieser Arbeiten konnten die Chip-Layouts und die Maskensätze definiert werden. Für alle Generationen wurde ein gleicher struktureller und geometrischer Aufbau für das Gate-Pad und den Randabschluss festgelegt, wobei für die Aktivgebiete ein Streifendesign als Grundstruktur gewählt wurde. Die Unterschiede zwischen den Chip-Generationen ergeben sich durch Designänderungen im Aufbau der IGBT-Aktivgebiete und den Prozessoptimierungen bezüglich der IGBT-Rückseitenbearbeitung (Kollektor) durch Implantation und Laser-Annealing.

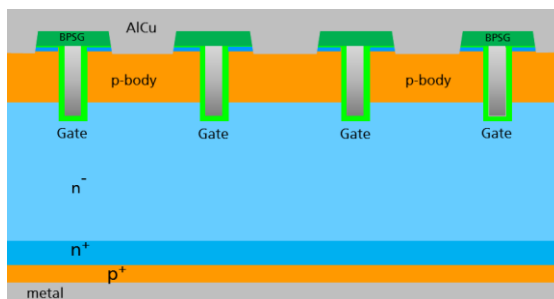
4.3.1. Chip Layout und Maskensatz

Standard (**STD**) IGBTs entsprachen dem Entwicklungsstand der 1200 V IGBT Technologie von Vishay und ISIT zu Projektbeginn. Die IGBT Chip-Größe orientierte sich an marktgängigen IGBTs, ihre Gate-Pad Geometrie wurde entsprechend den Anforderungen des geplanten Modulaufbaus entworfen. Wie in Abbildung 24 dargestellt, hat der STD-IGBT parallelgeführte Gate-Trenches

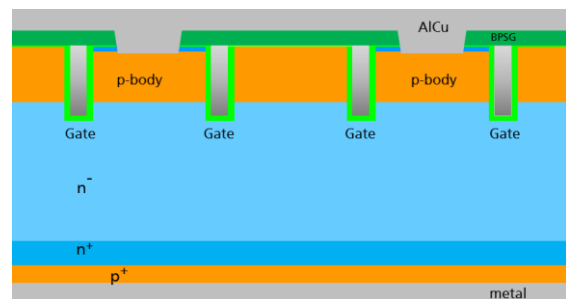
(hellgrün ■) mit einem Grabenabstand (Pitch) von 5 μm . Die poly-Silizium Gate-Elektroden (grau ■) sind über dem Gate-Bus mit dem Gate-Pad verbunden. Zusammen mit der Source-Implantation (n) entsteht an den Trenchkanten eine n-Kanal MOSFET Struktur (n/p-body/n⁻). Durch das Anlegen einer Gatespannung wird ein Elektronenstrom vom Emitter in Richtung des n⁻ dotierten Basisraums des Transistors bewirkt und dort die effektive Ladungsträgerdichte erhöht.

Das ist ebenfalls der Fall für die mit **IE** bezeichnete Injection Enhancement IGBT-Struktur in Abbildung 24(b), deren Layout innerhalb eines Vorläuferprojekts [8] entworfen wurde. Bei dieser Lösung werden p-Body-Gebiete alternierend entweder über die AlCu-Metallisierung elektrisch angeschlossen oder durch eine Oxidschicht isoliert. Im Gegensatz zu den AlCu kontaktierten aktiven p-Body Bereichen verbleiben die isolierten und damit nicht angeschlossenen p-Body Gebiete elektrisch floatend. In dieser Anordnung steigt die Löcherkonzentration (vergl. Simulation in Abbildung 26) innerhalb der aktiven p-Body Bereiche an, wodurch eine insgesamt höheren Elektronenkonzentration bewirkt wird. Zudem sollte sich durch die Einschränkung der Anzahl an aktiven Zellen der Kurzschlußstrom des Bauelements verringern.

Bei der Abbildung 24 (c) dargestellten Querschnittsskizze handelt es sich um die neue innerhalb des **InMOVE** -Projekts erprobt Injection-Enhancement IGBT Architektur, bei der jeweils zwei der Trenchgräben (■) nicht mehr an den Gate-Bus, sondern an das Emitterpotential (V_E) angeschlossen werden. Diese Bauelemente werden im Folgenden als Injection-Enhancement-Passive (**IEP**) IGBTs bezeichnet.



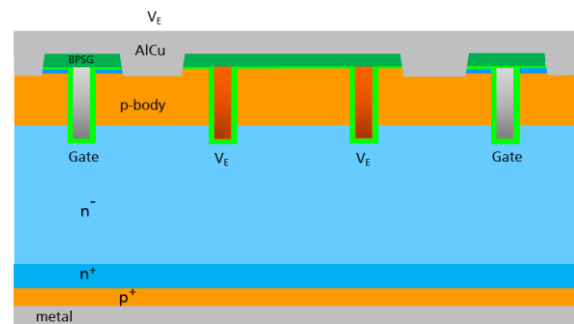
(a) **STD-IGBT**



(b) **IE-IGBT**

Abbildung 24: Querschnittszeichnung verschiedener IGBT-Varianten

- (a) STD-IGBT
- (b) IE-IGBT
- (c) IEP-IGBT



(c) **IEP5-** und **IEP4-** typ IGBT

- die Anordnung erzwingt eine höhere Löcherkonzentration innerhalb der p-Body Bereiche und führt damit auch zu einer insgesamt höheren Elektronenkonzentration (Injection-Enhancement)
- durch den Anschluss der passivierten Gräben an das Emitterpotential wird für diese Trenches ein floatendes Potential verhindert
- Durch die Einschränkung der Anzahl von aktiven Zellen wird für das Bauelement ein verringerter Kurzschlußstrom erwartet
- die aktive Gate-Fläche verringert sich um 2/3. Damit verbunden sinkt auch die Gate-Ladung und damit verbunden werden verringerte Einschaltverluste erwartet

Masken

Der InMOVE Maskensatz für STD-, IEP5- und IEP4-IGBTs besteht insgesamt aus 19 Masken. Wie in Tabelle 11 dargestellt, werden für jeden Transistor 7 identische Maskenebenen benötigt. Weitere vier Maskenebenen pro IGBT-typ bestimmen jeweils die Architektur der aktiven Transistorzellen, so dass schrittweise noch 12 weitere Masken entworfen und bestellt wurden.

Tabelle 11: Maskensatz für STD-, IEP5 und IEP4- IGBTs

Maske		STD	IEP5	IEP4
Ebene	Nr.	Maskensatz:		
TUB	1	10A0	10A0	10A0
ACTIVE	2	15A0	15A0	15A0
TRENCH	3	20C0	20A0	20B0
POLY	4	30C0	30A0	30B0
PBODY	5	23A0	23A0	23A0
SOURCE	6	35C0	35A0	35B0
CONTACT1	7	40C0	40A0	40B0
METAL	8	50A0	50A0	50A0
AMSI	9	65A0	65A0	65A0
PAD	10	60A0	60A0	60A0
POLYIMIDE	11	70N0	70N0	70N0

4.3.2. Prozess- und Bauelement-Simulationen

Vorversuche und umfangreiche Prozess- und Bauelement-Simulationen liefern die Voraussetzungen für die notwendigen Prozessanpassungen zur Erreichung der in AP1 festgelegten Spezifikationen. Ergebnisse hierzu werden in den folgenden Abschnitten beschrieben.

Für die Bauelement-Simulation werden vier 1200V-IGBT-Typen mit unterschiedlichen Zellstrukturen erstellt (Abbildung 24). Davon besitzen drei der Varianten einen 5 µm Zellpitch (Abstand zweier Gatetrenches): der IGBT mit Standardzelle (STD), der Injection-Enhancement- (IE) IGBT sowie der Injection-Enhancement- IGBT mit passivem Trench (IEP5). Eine vierte Variante entspricht dem IEP5-IGBT mit passivem Trench, hat aber einen verringerten Zellabstand von (4 µm (IEP4). Für die Standardzelle ist jede Halbzelle identisch, so dass die Erstellung einer einzigen Halbzelle die volle Information der Aktivstruktur enthält. Für die IE-Struktur wechseln sich aktive

und passive (Strom führende und keinen Strom führende) Zellen ab, so dass die kleinste Symmetriezelle aus zwei unterschiedlichen Halbzellen besteht. Für die IEP-Strukturen sind drei unterschiedliche Halbzellen für die kleinste Symmetriezelle nötig, von denen zwei Halbzellen einen passiven Gatetrench mit Emitterpotential besitzen.

4.3.2.1 Durchlass- und Ladungsträgerverteilung

Bei der Simulation des statischen Verhaltens der IGBT-Typen wird die jeweilige Einheitszelle mit einem Faktor so skaliert, dass sich die Fläche eines 200 A IGBTs ergibt. Abbildung 25 zeigt die Simulation der Durchlasscharakteristik der vier unterschiedlichen IGBT-Vorderseiten, die zugehörige Löcherverteilung über die Tiefe des IGBTs wird in Abbildung 26 dargestellt. Die niedrigste Durchlassspannung V_{CEsat} mit der höchsten Löcherkonzentration zeigt der IE-IGBT. Um den Gatetrench herum kommt es zu einer Akkumulation von Elektronen, die sich in den passiven p-Body-Gebieten fortsetzt. Dies führt zu einer stärkeren Injektion von Elektronen, wodurch die Plasmakonzentration insgesamt und somit auch die Zahl der Löcher an der Vorderseite angehoben werden.

Die IGBTs IEP5 und IEP4 bewirken an den passiven Gatetrenches, die auf Emitterpotential liegen, keine Akkumulation von Elektronen. Deshalb ist die Durchlassspannung insb. des IEP5-Typs höher und die Plasmakonzentration an diesen Gatetrenches niedriger (nicht gezeigt).

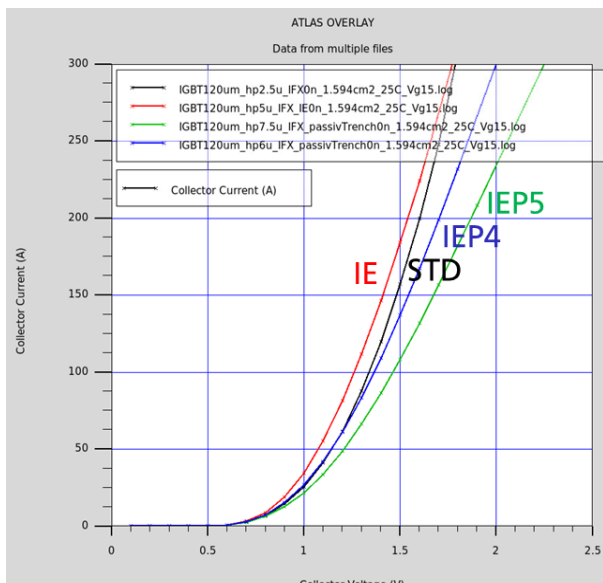


Abbildung 25: Simulierte Ausgangskennlinien der IGBT Typen I_C [A] über V_{CE} [V] bei $V_g = 15$ V

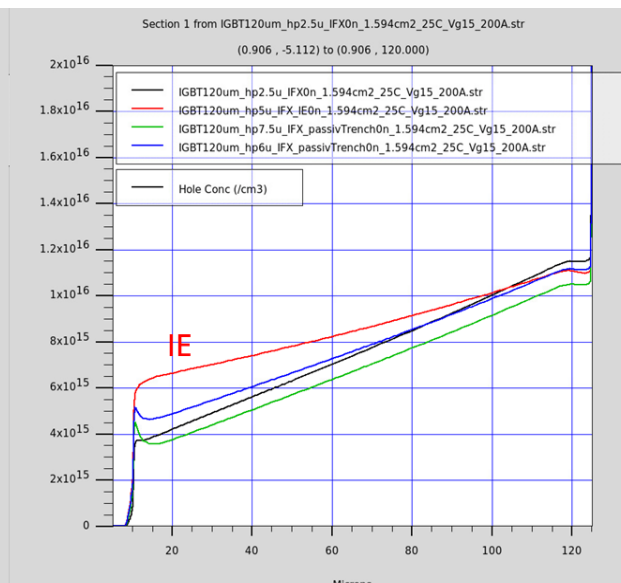


Abbildung 26: Simulierte Löcherverteilung am aktiven Trench bis zur Rückseite des IGBTs, bei Nennstrom

Die niedrigste Durchlassspannung V_{CEsat} mit der höchsten Löcherkonzentration im Emitterbereich zeigt der IE-IGBT. Die IGBT-Typen mit den passiven Gate-Trenches, IEP5 und IEP4, heben in der Simulation die Lochkonzentration nicht an. Abbildung 27 zeigt die Sättigungsströme (Kurzschlussströme) der unterschiedlichen IGBT-Typen. Der Sättigungsstrom ist direkt proportional zur Kanalweite. Da der IE-IGBT im Vergleich mit dem STD-IGBT nur die halbe Kanalweite besitzt,

ist auch der Sättigungsstrom nur halb so groß. Der IEP5 besitzt nur ein Drittel, und der IEP4 nur $1/3 * 5/4 = 5/12$ der STD-Kanalweite. Entsprechend verhalten sich die Sättigungsströme. Die gleiche Proportionalität zur Kanalweite findet sich auch in den Transferkennlinien der Abbildung 28 wieder.

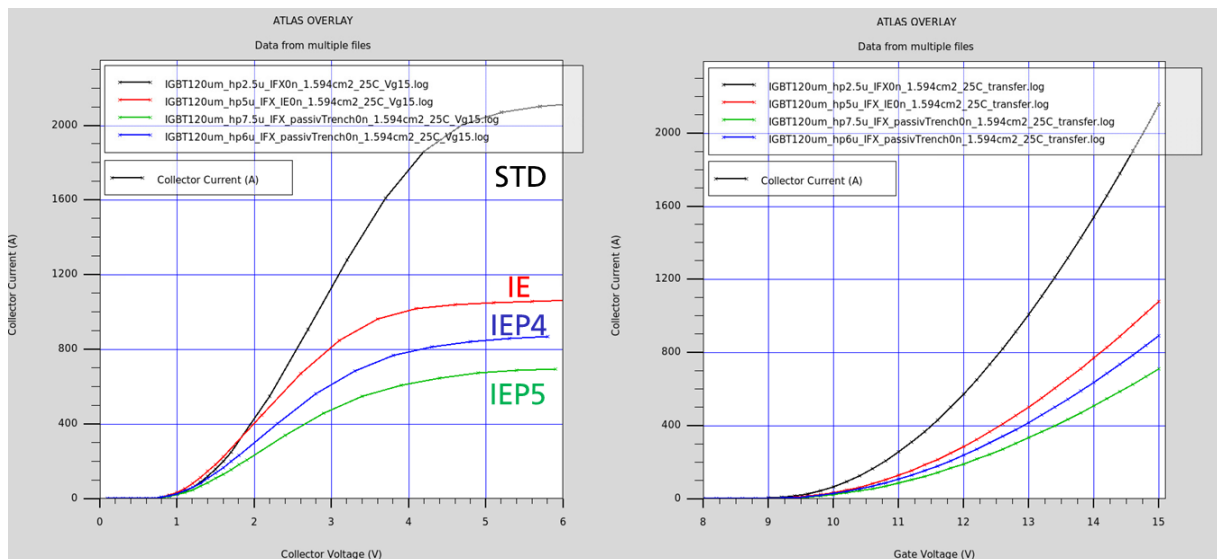


Abbildung 27: Simulierte Sättigungsströme der IGBT-Typen Typen, I_C [A] über V_{CE} [V], (links).

Abbildung 28: Simulierte Transferkennlinien I_C [A] über V_g [V]

4.3.2.2 Absenken der Millerkapazität

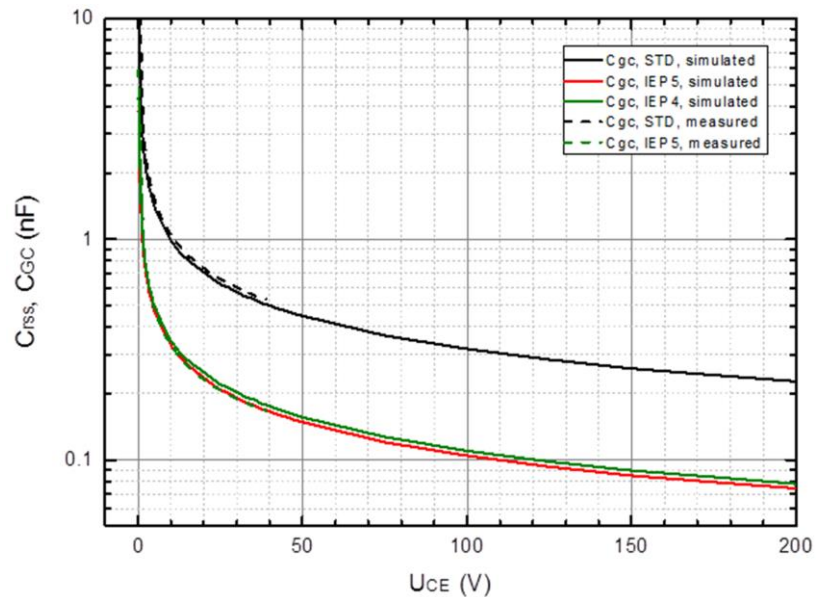
Bei einem Schaltvorgang muss eine Gate-Emitter-Spannung auf- bzw. abgebaut werden, um den IGBT vom Aus- in den Ein-Zustand zu schalten bzw. umgekehrt. Die Dauer dieses Vorgangs ist dabei bestimmt durch den Gate-Emitter-Strom I_{GE} , der die Gate-Emitter-Kapazität C_{GE} umlädt. Dabei ist I_{GE} dadurch begrenzt, dass ein Teil des Gatestroms I_G als Gate-Kollektor-Strom I_{GC} in die Gate-Kollektor-Kapazität (Millerkapazität) abfließt. Neben der Bereitstellung eines großen Gatestroms ist deshalb eine geringe Millerkapazität für schnelle Schaltvorgänge und geringe Schaltverluste anzustreben. Die Gate-Kollektor-Kapazität (Millerkapazität) wurde simuliert, wobei der IGBT immer im ausgeschalteten Zustand bleibt ($U_{GE} = 0$).

Die Abbildung 29 zeigt simulierte Kleinsignal-Millerkapazitäten für die verschiedenen IGBT-Typen. Bei angesteuerten Trench-Gates besteht kein Unterschied zwischen STD- und IE IGBTs.

Bei den IEP5/4-IGBTs hingegen werden zwei von drei Gatetrenches an das Emitterpotential angeschlossen. Hierbei sinkt die Millerkapazität auf etwa ein Drittel des Wertes für STD- und IE-IGBTs. Die Wirkung der passiven Gatetrenches ist also eine Verlagerung eines Teils der Millerkapazität auf die Collector-Emitter-Kapazität, die für den Schaltvorgang nur von geringer Bedeutung ist.

Abbildung 29:

Simulierte und gemessene Kleinsignal-Miller-Kapazität für Standard- und IEP5-IGBTs. Für IEP-IGBTs wurde für C_{GC} nur 1/3 des Wertes eines Standard IGBTs bestimmt.



4.3.2.3 Einschaltverhalten im Doppelpulstest

Die Bestimmung der Schaltverluste eines IGBT erfolgt zumeist in einem Doppelpulstest mit induktiver Last, da dies der Anwendungsschaltung in einem Motorumrichter oder DC-DC-Wandler sehr ähnlich ist. Bei den dynamischen Verlusten des IGBT ist zwischen den Ein- und Ausschaltverlusten zu unterscheiden (E_{on} und E_{off}). Das Einschaltverhalten ist durch die IGBT-Ausgangscharakteristik, die IGBT-Kapazitäten und das Schaltverhalten der Freilaufdiode bestimmt. Hinsichtlich der Ausgangscharakteristik senkt eine niedrige Einsatzspannung und ein steiler Anstieg der Transfercharakteristik die Einschaltverluste E_{on} , weil dann die treibende Spannung ausgehend vom Millerplateau größer ist und ein höherer Gatestrom fließt. Weitere Einflüsse der Schaltung sind der Gatewiderstand R_g und die Streuinduktivitäten im Lastpfad L_s und im gemeinsamen Gate- und Lastpfad L_{ee} . Zur vereinfachten Untersuchung des IGBT-Schaltverhaltens wird im Folgenden eine ideale Diode mit $L_{ee} = 0$ verwendet. Der Gatewiderstand wird zu 4Ω oder 10Ω gewählt und L_s zu 30 nH oder 100 nH .

Die IGBT-Typen mit passivem Trench zeigen gemäß ihrer niedrigen Millerkapazität die steilsten Schaltflanken. Stromänderungen di/dt von über $6000 \text{ A}/\mu\text{s}$ werden bei einem 4Ω Gatewiderstand erzielt. Entsprechend sinken wie in (Abbildung 30) dargestellt die E_{on} -Werte auf etwa zwei Drittel des STD-IGBT. Wie theoretisch zu erwarten, gibt es einen großen Einfluss des Gatewiderstands auf das di/dt und die Einschaltverluste, die beim Übergang von 4Ω auf 10Ω auf etwa das 2,5-Fache ansteigen. Die simulierten Einschaltverluste für den IE-IGBT sind im Vergleich zu den STD-IGBT sehr hoch. Für die IEP5/4-IGBT wurden im Vergleich zum STD-IGBT deutlich geringere Schaltverluste berechnet. Auf Grundlage der Simulation und bezogen auf den STD-IGBT, bei $R_g = 4 \Omega$ und $L_s = 30 \text{ nH}$ wäre somit eine Verringerung der Gesamt-Schaltverluste ($E_{on}+E_{off}$) von z.B. 26% zu erwarten. Das entspricht der Zielvorgabe für das **InMOVE** Projekt IGBTs bereitzustellen, die 20-30% geringere Schaltverluste ($E_{on}+E_{off}$) aufweisen.

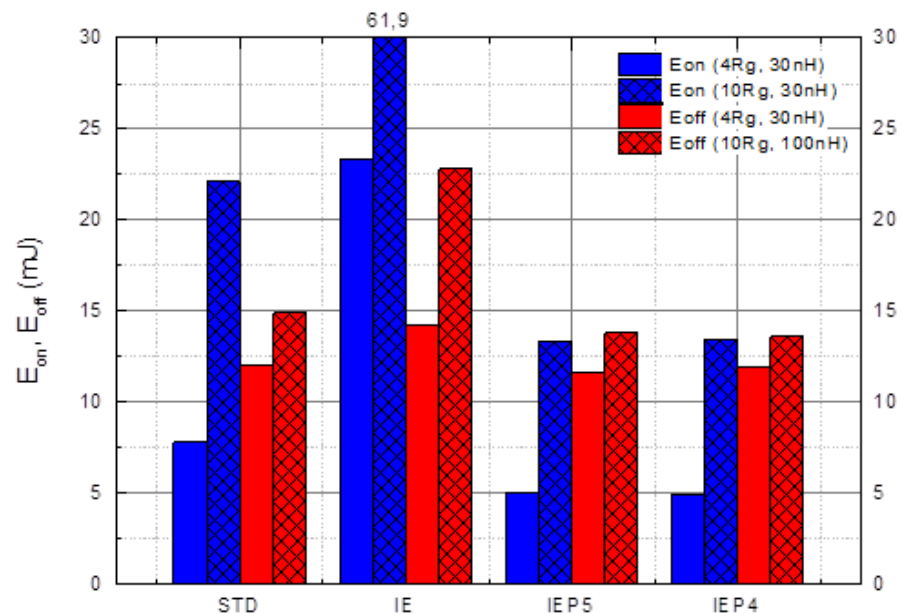


Abbildung 30: Simulierte Schaltverlustenergien der IGBT-Typen.

Mit der Größe des Gate-Vorwiderstands R_G nehmen die Schaltverlustenergien E_{on} und E_{off} zu. Beim Einschalten ist R_G bei allen vier Varianten deutlich wirksam. Beim Ausschalten ist der IE-IGBT am stärksten von R_G abhängig, wohingegen das E_{off} bei IEP- und STD-IGBTs nur leicht mit R_G ansteigt.

4.3.2.4 *Ausschaltverhalten im Doppelpulstest*

Simulierte Schaltkurven zeigen, dass das Ausschaltverhalten vor allem durch die Ausräumung des Ladungsträgerplasmas bestimmt ist und weit weniger durch die IGBT-Ausgangscharakteristik und IGBT-Kapazitäten. Auch die Schaltungseinflüsse Gatewiderstand und die Streuinduktivitäten L_s und L_{ee} wirken sich wesentlich geringer aus als beim Einschaltvorgang.

Dies spiegelt sich in den Ausschaltverlusten anhand des geringen Einflusses des Gatewiderstands und des IGBT-Typs wieder (Abbildung 30). Allein für den IE-IGBT sieht man den Einfluss des Gatewiderstands. Daneben ist die Ausschaltverzugszeit in diesem Fall höher, weil mehr Ladungsträger an der IGBT-Vorderseite ausgeräumt werden müssen, bis sich eine Sperrspannung ausbilden kann.

4.3.3. IGBT-Herstellung und Sonderprozesse

Die Herstellung der IGBTs wurde von der Vishay Siliconix Itzehoe GmbH durchgeführt, wobei entsprechend dem Arbeitsplan in drei Lernzyklen insgesamt drei Chargen prozessiert wurden (STD-IGBT, IEP5, IEP4). Mit dem Ziel einer schnellen Realisierung der Bauelemente wurden die beiden Chargen 1. (STD) und 2. (IEP5) im August 2016 nahezu zeitgleich gestartet, die 3. Charge im Juni 2017.

In der Abbildung 31 ist der jeweilige Beginn und das jeweilige Ende der Fertigung einzelner IGBT-Varianten (STD-IGBT, IEP5-IGBT und IEP4-IGBT) über der Projektlaufzeit dargestellt. Die für den Umrichter benötigten Mold-Module wurden von Danfoss mit der jeweils aktuellen IGBT-Generation aufgebaut, sie wurden mit Mod1 (Modul1) bis Mod4 bezeichnet.

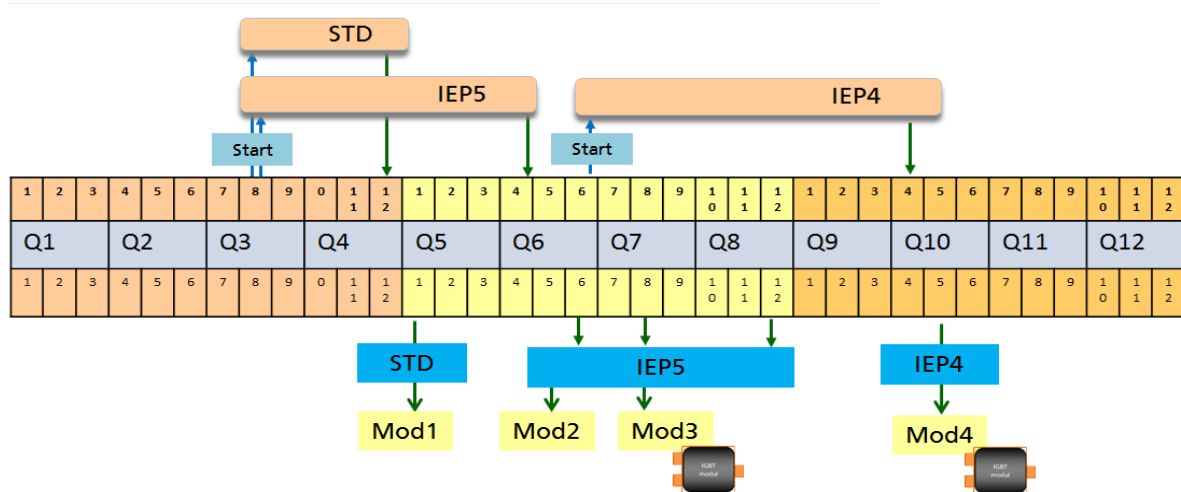


Abbildung 31: Zeitlicher Verlauf der STD-IGBT, IEP5 und IEP4-IGBT Fertigung

Technologieänderungen:

- Anpassung der Implantationsparameter zur Verbesserung der Bauelementeigenschaften. Die Bauelement-Rückseite wurde durch eine geeignete Auswahl der Implantations-Energie und -Dosis von Bor (p⁺-Emitter) und Phosphor (Feldstopp) für den Anwendungszweck optimiert.
- Auswahl von geeigneten Laser-Anneal-Parameter zur Dotierstoff-Aktivierung
- Maskendesign zur Umsetzung der geänderten Trench-Architekturen mit passiven Gräben und Emitteranschluß für das IEP5- und IEP4-IGBTs

4.3.3.1 Freilauf-Dioden

Auch die Freilauf-Dioden der aufzubauenden Module sollten für eine maximale Junction Temperatur $T_{j,max}$ von 175°C ausgelegt sein. Daher wurde eine Marktanalyse bezüglich geeigneter soft schaltender Dioden durchgeführt. Das **InMOVE** Konsortium beschloss die Diode SKCD C120 I4F für die Modulaufbauten zu nutzen.

Für den Modulaufbau erhielt das Konsortium von Semikron ungesägte 6-Zoll Diodenwafer des Typs SKCD C120 I4F [19]. Zur Vorbereitung für die Danfoss Bond-Buffer Technologie wurden die Dioden-Vorderseite noch mit einer sinterfähigen Ni/Au-Oberfläche versehen. Die Ergänzung der

Metallisierung wurde an einem weiteren Vishay Standort durchgeführt, an dem zur-Metallisierung von Aluminium-Oberflächen ein Electroless-Prozess genutzt werden konnte. Die Dioden wurden mit einer 1,5 µm dicken Ni-Schicht versehen und im Anschluss für alle **InMOVE**-Modulaufbauten verwendet.

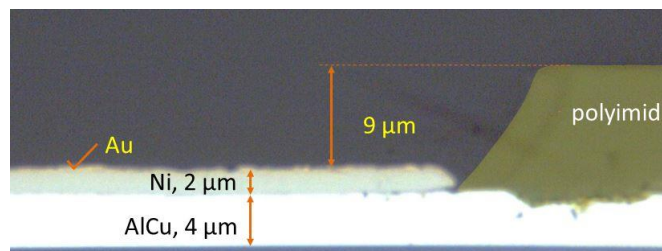
4.3.3.2 Electroless NiAu am ISIT

Als Vorbereitung für den DBB-Prozess wurde die AlCu- und Al-Metallisierung der Bauelement-Vorderseite mit einer 1,5 µm bzw. 2 µm dicken Electroless Ni-Schicht belegt. Der Aufbau und die Verdrahtung der Module erfolgten dann bei Danfoss, mit Cu-Bonddrähten, die auf den aufgesinterten Cu-Plättchen des Buffers aufgebondet werden.

Das in der Abbildung 32 gezeigte Schliffbild eines IGBTs zeigt eine 2 µm dicke Nickelschicht auf der AlCu-Metallisierungsschicht des IGBTs. Zusätzlich ist noch eine sehr dünne Goldschicht (Au mit ca. 60 nm Dicke) und die Polyimidbeschichtung zu erkennen. Das Polyimidbeschichtung im Schliffbild wurde farblich hervorgehoben (Grüntön). Der Abstand des Polyimids zum Aktivgebiet des IGBTs beträgt ca. 9 µm. Im Bereich des Übergangs von AlCu zum Polyimid (rechts) wurden keinerlei Ätزشäden im AlCu beobachtet.

Abbildung 32: Schliffbild am Übergang vom IGBT-Aktivgebiet zum Polyimid.

Das Polyimid wurde farblich hervorgehoben.



4.3.3.3 IGBT Testboard-Aufbau für Temperaturen bis 175°C

Eine umgehende statische und dynamische Charakterisierung der IGBTs macht den Aufbau der Chips auf geeignete Epoxidharz-Platine (PCB) mit Steckkontakten erforderlich. Eine Prinzip-Skizze des Aufbaus wird in Abbildung 33 gezeigt. Das Testboard verfügt, neben dem Gate-Kontakt, auch über einen IGBT Hilfsemmitter-Anschluß (E1).

Abbildung 34 zeigt einen aufgelöteten und mit Al-Draht gebondeten IGBT auf einem PCB-Testboard.

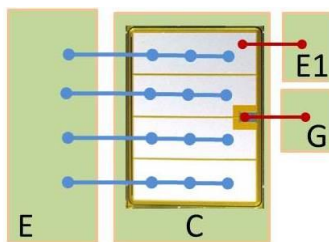


Abbildung 33 Skizze für den IGBT-Chip Testboard-Aufbau auf Epoxidharz Platinen

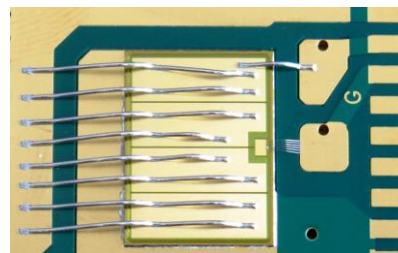


Abbildung 34: Testboard mit aufgelöteten IGBT sowie Al Draht-Bonds

4.3.3.4 Laserannealing

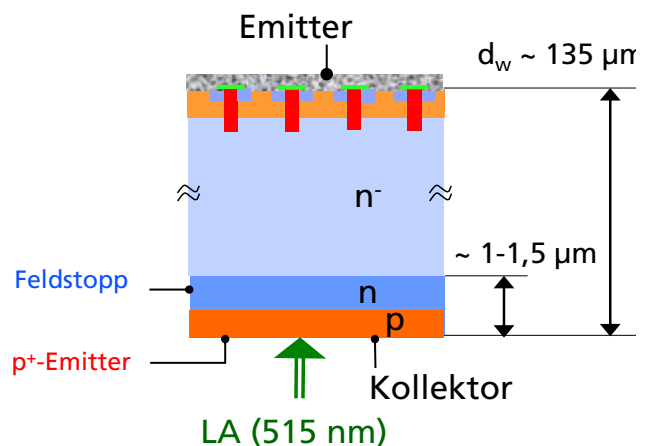
Zur Bearbeitung der Bauelementrückseite wurden die IGBT-Wafer mit ihrer metallisierten Vorderseite temporär auf Trägerwafer gebondet [8]. Nach dem Bonden und dem Dünnschleifen des IGBT-Wafers auf seine Zieldicke erhielt die IGBT-Rückseite

- eine Phosphor-Implantation als Feldstopp-Schicht und
- eine Bor-Implantation als p⁺-Emitter zur Ausbildung des rückseitigen des p/n-Übergangs.

Zur Aktivierung der Dotanten wurde ein spezielles Laser-Anneal (LA) Verfahren benutzt.

Die Zeichnung in Abbildung 35 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines IGBTs im Querschnitt. Die Kollektorrückseite des IGBTs wird durch das Implantieren von B und P und einer anschließenden Dotierstoff-Aktivierung hergestellt.

Abbildung 35: Querschnittszeichnung eines 1200 V IGBTs, dessen Rückseite (Feldstopp u. p⁺-Emitter) nach der Implantation und LA entsteht.



Das Laser-Annealing (LA) wird mit einem frequenzverdoppelten Yb:YAG –Laser (Yttrium-Aluminium-Granat (YAG) Kristall, mit Ytterbium (Yb) dotiert) bei einer Wellenlänge von $\lambda = 515 \text{ nm}$ durchgeführt. Es handelt sich um eine automatisierte Anlage der Fa. Roфин, deren optische Einheit von der Fa. Innovavent GmbH entwickelt und gefertigt wurde, eine genauere Beschreibung des Aufbaus findet sich unter [27].

Der Laser wird mit einer Frequenz von 10 kHz betrieben, die Laserpulsdauer kann zwischen $\tau_p = 300 \text{ ns}$ bis 1200 ns eingestellt werden. Die Nennleistung des Lasers beträgt 80 W, die im Laserspot auf der Waferoberfläche wirksame Energiedichte wird über einen Abschwächer eingestellt.

Die schmale Seite des Strahls (in der Richtung der Tischbewegung) entspricht einem Gaus Profil mit einer Halbwertsbreite von $B = 30 \text{ µm}$. Die nutzbare Breite des Strahlprofils der langen Achse hat ein sog. „Top-Hat“ Profil und beträgt, wie in Abbildung 37 dargestellt, ca. $L = 3,3 \text{ mm}$. Während des Laserprozesses verfährt ein Scantisch den Wafer mit einer festgelegten Geschwindigkeit. Um eine möglichst homogene Bedeckung des Wafers zu erreichen sollen sich die laserbestrahlten Flächen, so wie in Abbildung 37 dargestellt, überlappen. Je nach Einstellung der Energiedichte (ED) erreicht die Si-Oberflächen im Laserspot Temperaturen von über 1400°C. Hierbei wird, ausgehend vom Intensitätsmaximum des Laserspots und der gewählten ED des Lasers, ein Bereich oder die gesamte bestrahlte Si-Oberfläche aufschmelzen. Die Abbildung 36 skizziert die Gebiete auf der Waferoberfläche, die sich aus der Intensitätsverteilung und der gewählten Laser-Leistung für einen Laserpuls ergeben.

- „melt“: Im Schmelzbereich erfolgt die Dotierstoffaktivierung während des Rekristallisierungsvorgangs aus der Silizium-Schmelze. Bei hohen Energiedichten wird mit dem Rofin Laser eine Schmelztiefe von ca. 500 nm erreicht.
- „sub-melt“: In diesem Bereich kommt es durch Lichtabsorption und Wärmediffusion zu einer Dotierstoffaktivierung im ungeschmolzenem Silizium.
- „solid“: Umgebenden Siliziumbereiche, die nur noch eine so niedrige Temperatur haben, dass eine Dotierstoff-Aktivierungen wenig wahrscheinlich ist.

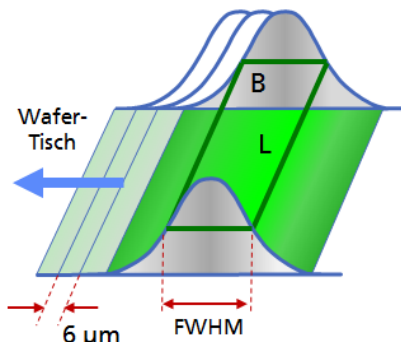


Abbildung 37: Definierte Überlappung der pro Puls bedeckten Flächen (Laserspot) bei gleichzeitigem Verfahren des Scantischs.

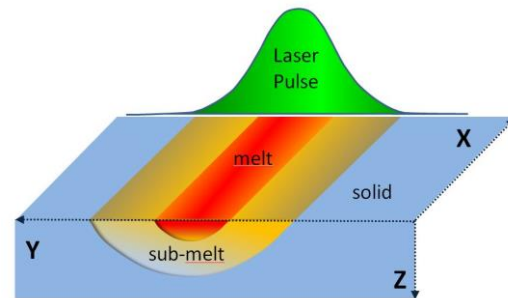


Abbildung 36: Skizze zur Einteilung der Aktivierungs-Zonen auf dem Wafer für einen Laserpuls

Vom Bereich des geschmolzenen Siliziums ausgehend, fällt die Temperatur des Wafers s ab. Während der Laseraktivierung werden an der Vorderseite des Wafers (Emitter) keine Temperaturen $>180^{\circ}\text{C}$ erreicht. Die Wafervorderseite bleibt im Gegensatz zu „Rapid Thermal Annealing“ (RTA)- und „Flash-Light“ (FL) Annealingverfahren insgesamt nahezu auf Raumtemperatur. Die Waferrückseite (Kollektor) kann die Schmelztemperatur des Siliziums erreichen. Die Energiedichte des Lasers ergibt sich aus der Laserleistung $P[\text{W}]$ am Ort des Laserspots, der Frequenz der Pulsfolge ($f = 10 \text{ kHz}$) und der Spot-Fläche $A[\text{cm}^2]$ ($A = B \cdot L$), wobei gilt:

$$ED = P / f \cdot A \text{ [Ws/cm}^2\text{]}$$

4.3.3.5 SIMS- und SRP-Messungen

Auf der Waferrückseite wurde die Aktivierbarkeit der Implantation durch Laser-Annealen mit Hilfe von SRP (Spreading Resistance Probe) und SIMS (Sekundärionen-Massenspektrometrie) analysiert. Die Untersuchungen dienen der Kontrolle der Dotierstoff-Profile, der Aktivierungstiefen und der Aktivierungsrate jeweils für Bor und für Phosphor alleine. Aus den Kurvenverläufen erhält man Kenntnis über den Konzentrationsverlauf im Kristall. Die SIMS-Messungen werden in den Abbildungen mit (SIMS-P) für Phosphor bzw. (SIMS-B) für Bor bezeichnet. Durch eine Integration der SIMS- und SRP- Kurven wird die Dosis berechnen $[\text{At/cm}^2]$. SRP-Kurven zeigen in ihrem Verlauf die durch das Aktivieren der Dotierstoffe bewirkte Ladungsträgerkonzentration $[\text{At./cm}^3]$. Aus dem Verhältnis der implantierten- zur aktivierten- Dosis (SRP) wird die Dosisaktivierung in Prozent [%] berechnet. Die SRP Kurven sind in den Abbildungen als „SRP-P“ für Phosphor bzw. „SRP-B“ für Bor bezeichnet.

Die Überprüfung der Kombination von Implant- und Laser- Parametern erfolgt durch die elektrische Charakterisierung der fertiggestellten IGBTs. Die Variation der Bor-Implantation z.B.

hat einen Einfluss auf die Sättigungsspannung und das Ausschaltverhalten der IGBTs, und lässt so eine Feinabstimmungen der IGBT-Eigenschaften hinsichtlich einer Trade-Off Optimierung zu.

Für die nachfolgenden Untersuchungen wurden Flow-Zone Si-Substrate mit einer Dicke von 135 µm benutzt, die mit einem Kleber temporär [8] auf einen Trägerwafer gebondet wurden. Die Wafer wurden entweder mit einer Phosphor-Dosis („implant-P“) von $1,5 \text{ E}12 \text{ At/cm}^2$, 200 keV, 0° implantiert, oder mit einer Bor-Dosis („implant-B“) von $1 \text{ E}13 \text{ At/cm}^2$, 50 keV, 7° . Auf den Test-Wafern wurden im Weiteren jeweils drei breite Streifen mit unterschiedlichen Energiedichten gelasert. Die Proben wurden später von einem externen Labor analysiert. Die SRP- und den SIMS-Kurven aus der Analyse zeigen die Verteilung und Konzentration der Dotierstoffatome, ausgehend von der Waferoberfläche bis in eine Tiefe von 2 µm. Aus den Ergebniskurven wurde durch Integration die jeweilige Dosis berechnet und in den folgenden Abbildungen dargestellt.

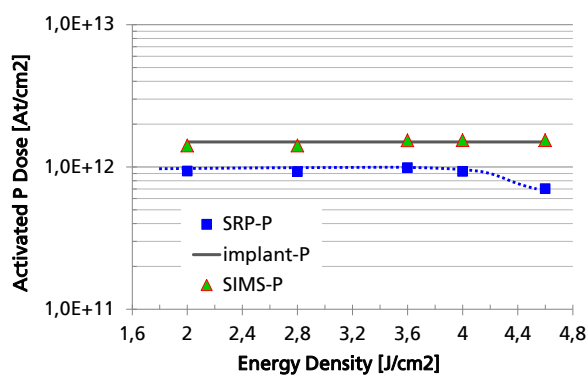


Abbildung 38: Aus SIMS- und SRP-Messungen bestimmte Phosphor-Dosis über der Energie-Dichte

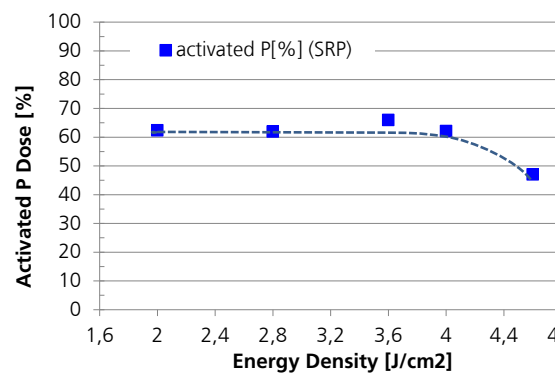


Abbildung 39: Prozentualer Anteil des aktivierten Phosphors über der Energiedichte

Phosphor-Aktivierung

Die Ergebnisse zur Dosis-Berechnungen aus den SIMS- und SRP- Ergebnissen für die Energiedichte (ED) von 2 J/cm^2 (ED2) bis $4,6 \text{ J/cm}^2$ (ED4,6) wurden in der Abbildung 38 zusammengefasst. Zur Orientierung wird dort auch die implantierte Dosis dargestellt. Die aus SIMS Ergebnissen berechnete Dosis stimmt gut

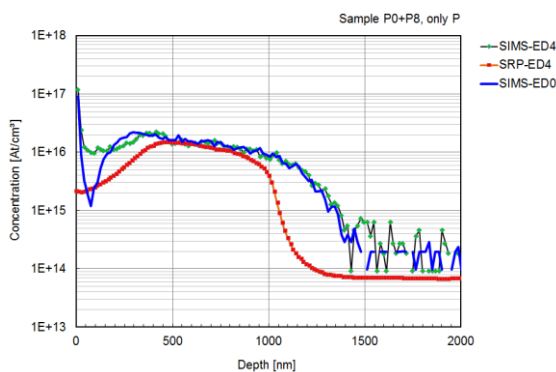


Abbildung 40: SIMS Profil des Phosphors nach der Implantation (SIMS-ED0) und dem LA bei 4 J/cm^2 (SIMS-ED4), sowie SRP Messung (SRP-ED4).

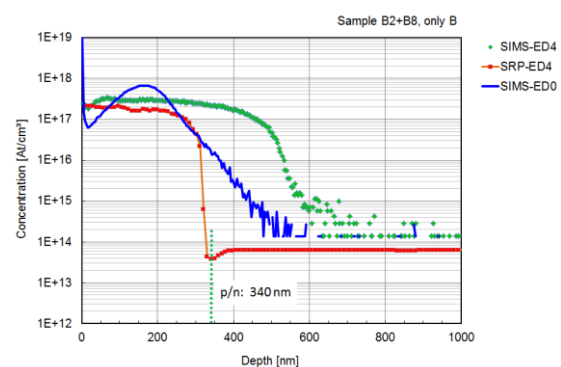


Abbildung 41: SIMS Profil des Bors nach der Implantation (SIMS-ED0) und dem LA bei 4 J/cm^2 (SIMS-ED4), sowie SRP Messung (SRP-ED4).

mit der implantierten Dosis überein. Von der Phosphordosis von ca. $1,5 \cdot 10^{12}$ At/cm² wurden allerdings nur $1 \cdot 10^{12}$ At/cm² elektrisch aktiviert, das entspricht einem Aktivierungsgrad von ca. 62% (Abbildung 39). Für Phosphor wurde ein deutlicher Anstieg der Aktivierung mit der Energiedichte erwartet, das konnte in den Messungen nicht nachgewiesen werden. Der Aktivierungsgrad bleibt gleich und sinkt Oberhalb von 4 J/cm^2 P-Atome wieder auf 47% ab. Der Konzentrations-Verlauf aus den SIMS- und SRP-Messungen nach einer Phosphor Aktivierung mit 4 J/cm^2 (600 ns Pulsdauer) wird in Abbildung 40 wiedergegeben. Besonders im Bereich nahe der Oberfläche gleicht sich die Phosphor-Konzentration durch Diffusionsprozesse an. Die SRP-Kurve zeigt, dass es sowohl im oberflächennahen Bereich (0 bis 200 nm) als auch in der Tiefe von 1000 nm nur zu einer unvollständigen P-Aktivierung kommt. In der Literatur wird bezüglich der Implantations-Aktivierung mit einem YAG-Laser (515 nm) eine Phosphor Dosis-Aktivierung im Bereich von 50% bis 100% und einer Aktivierungstiefe von $1 \mu\text{m}$ bis $2,5 \mu\text{m}$ [28] [29] berichtet. Die im diesem Aktivierungstest bestimmte Aktivierung von 62% liegt zwar im Bereich der Literaturangaben, ist aber deutlich niedriger als erwartet.

Bor-Aktivierung

Den Verlauf der SIMS und SRP-Kurven nach einer Bor-Aktivierung bei 4 J/cm^2 (600 ns Pulsdauer) zeigt Abbildung 41. Deutlich erkennbar ist das, für Bor typische, sog. Kastenprofil (box shaped profile) der SRP-Kurve, mit einem deutlichen p/n-Übergang zum n-dotierten Wafersubstrat bei 340 nm . Das SIMS-Profil der gelaserten Proben (SIMS-ED4) zeigt ebenfalls ein kastenförmiges Profil, wobei es erst in einer Tiefe von ca. 500 nm abfällt. Aufgrund des Laserprozesses diffundiert das Bor offensichtlich tiefer ein, elektrisch aktiviert wurde es aber nur bis in eine Tiefe von ca. 300 nm .

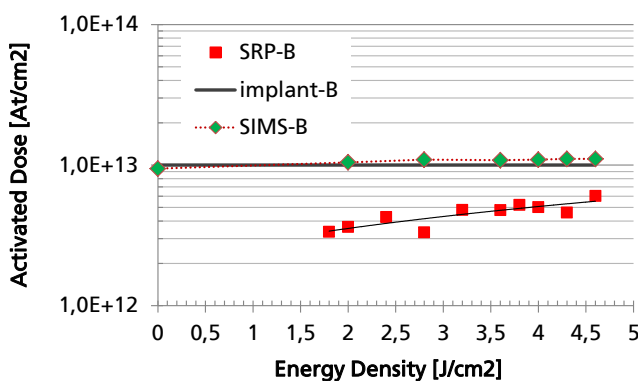


Abbildung 42: Aus SIMS- und SRP-Messungen bestimmte Bor-Dosis über der Energiedichte

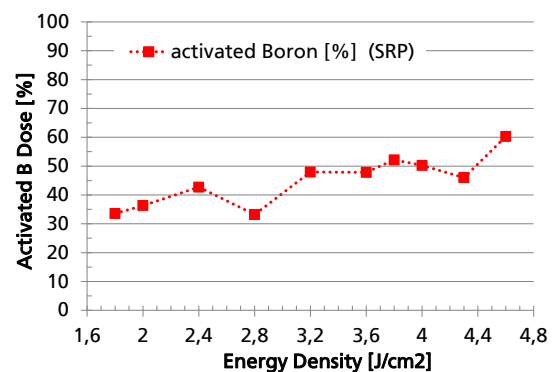


Abbildung 43: Prozentualer Anteil des aktivierten Bors über der Energiedichte

Die Abbildung 42 liefert einen Überblick zu der aus SIMS (SIMS-B) und SRP Daten (SRP-B) berechneten Bor-Dosis in Abhängigkeit von der der Energiedichte des Laserstrahl. Zusätzlich wird auch die implantierte Bor-Dosis (implant-B) dargestellt.





Im Vergleich zur implantierten Dosis beträgt die in Abbildung 43 dargestellte Bor-Aktivierung für $ED = 1,8 \text{ J/cm}^2$ nur ca. 35%, bzw. 60% für höhere Energiedichten ($ED = 4,6 \text{ J/cm}^2$), und bleibt damit gegenüber den Erwartungen einer hohen Bor-Aktivierung ebenfalls deutlich zurück.

Da in [29] die Aktivierungsrate in Abhängigkeit von der Dosis und der gewählten Laserpulsdauer (900 ns und 1200 ns) ansteigt, wären weitergehende Untersuchungen mit den Parametern: Implantationsdosis, Laserpulslänge, Energiedichte und Substratdicke sinnvoll.

4.3.4. Modulaufbauten der bereitgestellten IGBTs

In Tabelle 12 wird in zeitlicher Reihenfolge, ausgehend von der 1. Modulserie bis zur 4. Modulserie, eine Übersicht über die technische Details der benötigten Halbleiter (IGBT und Dioden) und der von Danfoss durchgeführten DCB-Aufbauten gegeben. Die Vorderseiten der 1. und 2. Modulserie wurden mit Standard Aluminium Drahtbonds versehen. Für den Aufbau der 3. und 4. Mold-Modulserie wurde von Danfoss die spezielle Bond-Buffer (DBB®) Aufbautechnik eingesetzt [10], bei der auf die Aktivfläche der Bauelement-Vorderseiten jeweils ein Cu-Plättchen gesintert wird. Die Verdrahtung konnte anschließend mit Bonddrähten aus Cu durchgeführt

Tabelle 12: Technische Details zu den Modulaufbauten

Technologie	STD	IEP5	IEP5	IEP4
Modulaufbau:	Lead-Frame  5 µm Pitch offenes Modul	Lead-Frame  5 µm Pitch offenes Modul	„Moldmodul“  5 µm Pitch	„Moldmodul“  4 µm Pitch
	1. Modulserie (Mod1)	2. Modulserie (Mod2)	3. Modulserie (Mod3)	4. Modulserie (Mod4)
Aufbautechnik, Vorderseite:	Alu Drahtbond auf Ni/Au bzw. Al	Alu Drahtbond auf Ni/Au bzw. Al	DBB auf Ni/Au Cu Drahtbond auf DBB	DBB auf Ni/Au Cu Drahtbond auf DBB
Aufbautechnik, Rückseite:	Ti/Ni/Ag + Sintern auf DCB	Ti/Ni/Ag + Sintern auf DCB	Ti/Ni/Ag + Sintern auf DCB	Ti/Ni/Ag + Sintern auf DCB
IGBT	STD 1.Generation	IEP5 2.Generation	IEP5 3.Generation	IEP4 5.Generation
$R_{g,IGBT_intern}$	0,7 Ω	0,7 Ω	0,7 Ω	0,7 Ω
Metall: Emitter	Ni/Au	Ni/Au	Ni/Au	Ni/Au
Metall: Kollektor	Ti/Ni/Ag	Ti/Ni/Ag	Ti/Ni/Ag	Ti/Ni/Ag
Diode:	SEMIKRON, SKCD_81_C_120_I4F			
Metall: Anode	Al	Al	Ni/Au	Ni/Au
Metall: Kathode	lötbar, Ni/Ag	lötbar, Ni/Ag	lötbar, Ni/Ag	lötbar, Ni/Ag

werden, wodurch nicht nur eine sehr gute und zuverlässige elektrische Anbindung entsteht, sondern auch eine exzellente thermische Anbindung der Chips zur Wärmeabfuhr erreicht wird. Zur Verkapselung der IGBT Moldmodule wurde ein Injection-Molding Prozess durchgeführt. Die Mold-Module der 3. Und 4. Modulserie wurden für den Aufbau der Umrichter benutzt.

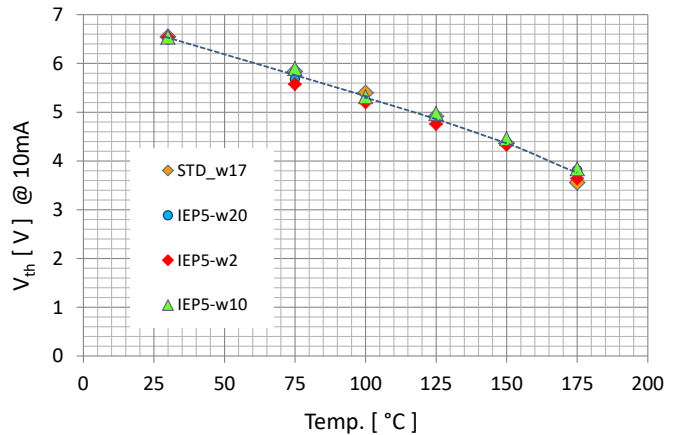
4.3.5. Elektrische Charakterisierung

4.3.5.1 Temperaturabhängigkeit der Schwellspannung

Die Temperaturabhängigkeit der Schwellspannung für IGBTs der 1. bis zur 3. Modulserie wird in Abbildung 44 für Temperaturen von 26°C bis 175°C dargestellt. Die Schwellspannung aller Varianten nimmt mit der Temperaturerhöhung ab, bei 175°C auf $V_{th} \approx 3,6$ V. Aus diesen Ergebnissen wird der Temperaturkoeffizient zu $\Delta V_{th} = 20$ mV/K bestimmt; der IGBT bleibt auch bei 175°C noch steuerbar.

Abbildung 44: Abhängigkeit der Schwellspannung V_{th} von der Chip Temperatur.

- STD-IGBT: w17 & w20 (Mod1)
- IEP5-IGBT: w02 (Mod2)
- IEP5-IGBT: w10 (Mod3)



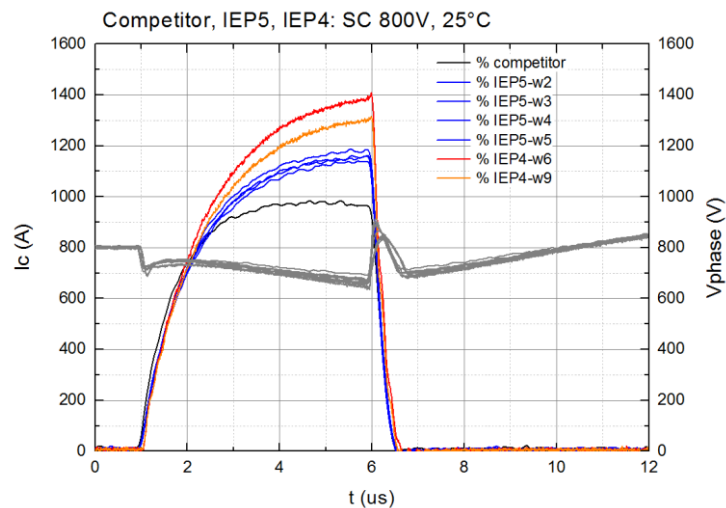
4.3.5.2 Kurzschlußstromfestigkeit

Die Maßnahmen im Zusammenhang mit dem Injection-Enhancement Ansatz führten im Vergleich zum STD-IGBT zu einer deutlichen Verbesserung des Kurzschluß-Sättigungsstroms. In der Abbildung 45 sind die Ergebnisse zum Kurzschlußstrom von IEP5-IGBTs und IEP4-IGBTs zusammen mit den Ergebnissen dargestellt, die an einem Referenz-IGBT unter den gleichen Bedingungen gemessen wurden. Deutlich ist der geringere Kurzschluß-Sättigungsstroms der IEP5 IGBTs gegenüber verschiedenen IEP4-Varianten zu erkennen. Der um 1 µm verringerte Pitch hat eine vergrößerte aktive Emitterfläche zur Folge und bewirkt hierdurch einen höheren Kurzschlusstrom, der in Abhängigkeit von der Implantation einen Kurzschlussstrom von 1300 A bis 1400 A zeigt. Damit erreicht der Kurzschlußstrom wieder den Wert für IE-IGBTs [8]. Der Referenz-IGBT begrenzt den Strom auf max 1000 A. Für den STD-IGBT wurde ein deutlich höherer Strom von ca. 2000 A gemessen (in Abbildung 45 nicht dargestellt).

Abbildung 45:
Kurzschlußmessungen über 5 µs an IEP5-, IEP4- und Referenz IGBTs

mit $U_{max} = 800$ V (25°C).

- $I_{Cmax,IE} \approx 1400$ A
- $I_{Cmax,IEP5} \approx 1200$ A
- $I_{Cmax,IEP4} \approx 1300$ A - 1400 A
- $I_{Cmax,Referenz} \approx 1000$ A



4.3.5.3 Transfercharakteristik

Abbildung 47 und Abbildung 46 zeigen die Transfercharakteristik von STD-IGBTs und IEP5-IGBTs aus dem Split STD- und IEP5-IGBTs. Bei gleichem Pitch ($5\ \mu\text{m}$) wirkt sich, im Vergleich der STD- zu den IEP5-IGBTs, die geringere Zahl an aktiven Gate-Gräben nicht auf die Transfercharakteristik aus. Auch unterschiedliche IGBT-Substratdicken von insg. $10\ \mu\text{m}$ (Abbildung 47) beeinflussen die Transfercharakteristik nicht. Deutlich zu erkennen ist in Abbildung 48, dass die Transferkennlinie für IEP4 Bauelemente steiler verläuft. Den Nennstrom von $I_C = 200\ \text{A}$ erreichen die IEP5- und STD-Bauelemente bei $U_{GE} = 10,8\ \text{V}$, die IEP4-Bauelemente erreichen den Nennstrom schon bei ca. $10,3\ \text{V}$.

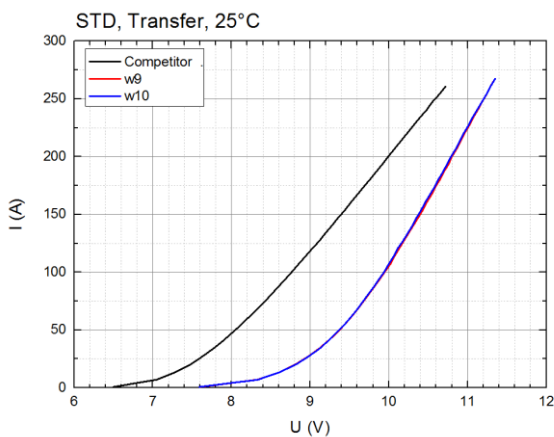


Abbildung 47: Transfercharakteristik der Wafer aus der Teilcharge **STD**, w9 und w10.

Si-Chip-Dicke:

Wafer 9 mit $135\ \mu\text{m}$ (■)

Wafer 10 mit $125\ \mu\text{m}$ (■)

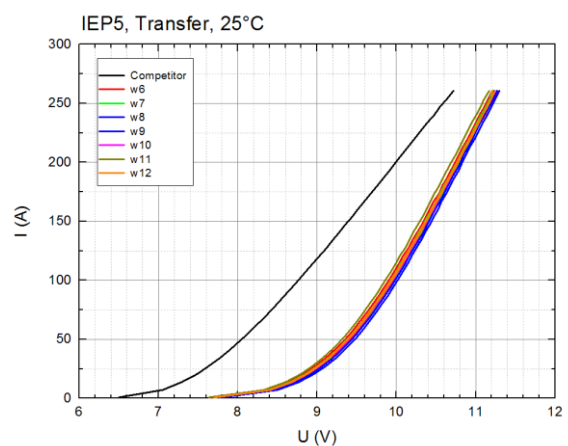


Abbildung 46 Transfercharakteristik der Wafer aus der Teilcharge **IEP5**, w6 bis w12 (Mod3), mit unterschiedlichen p^+ -Emitter-Dotierungen

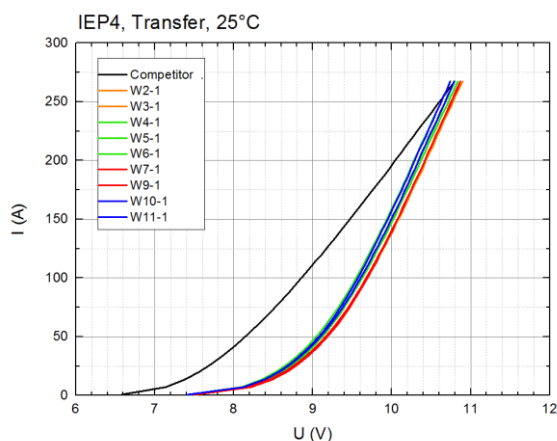


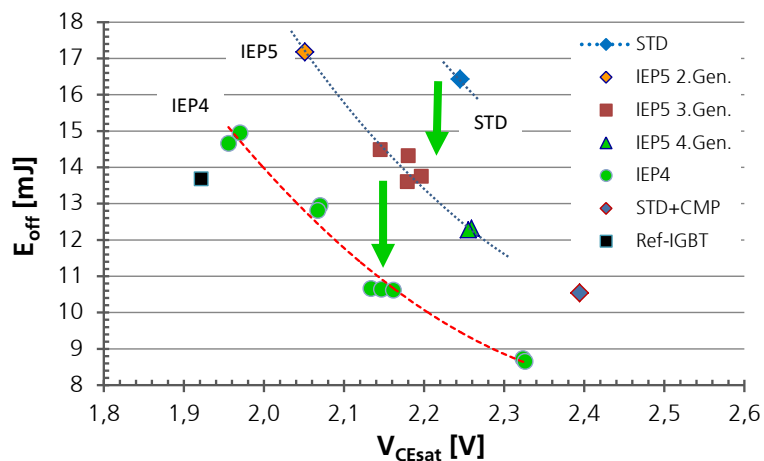
Abbildung 48: Transfercharakteristik der Wafer aus der Teilcharge **IEP4**, w2 bis w11 w10 mit unterschiedlichen p^+ -Emitter-Dotierungen

4.3.5.4 Trade-Off-Kurve für IE-IGBTs

In Abbildung 49 wird der Trade-Off Zusammenhang zwischen der Verlustenergie E_{off} beim Ausschalten des IGBTs und der Sättigungsspannung V_{CEsat} für die verschiedene Bauelement-Generationen (STD, IEP5 und IEP4) dargestellt. Zusätzlich wurde die Messungen an den Referenz-IGBTs berücksichtigt, der gegenüber den IGBTs der 3. Modulserie (3.Gen.) eine geringere Sättigungsspannung aufweist.

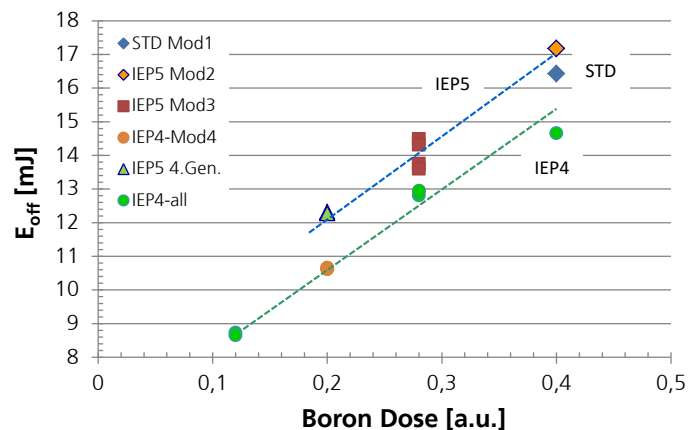
Für die in Abbildung 49 dargestellten IEP5 und IEP4-IGBTs wurde die Bor-Dotierung des p^+ -Emitters schrittweise bis auf 20% des ursprünglichen Wertes zurückgenommen. Die 4. Generation (4. Gen) der IEP5 IGBTs erhielt nur noch einen Bruchteil der anfänglichen Bor-Dosis und konnte so bezüglich ihrer Ausschaltverluste gegenüber den STD-IGBTs verbessert werden. IEP5-IGBTs zeigen noch ein E_{off} von ca. 14 mJ bei einer Sättigungsspannung von $V_{CEsat} = 2,16$ V. Mit der IEP4- Variante (5. Gen) konnte das E_{off} bei gleichem V_{CEsat} um weitere 3,4 mJ auf 10,6 mJ verringert werden (w6).

Abbildung 49: Trade-Off Zusammenhang für die alle drei Modulgenerationen von STD- und IEP- IGBTs (600 V, 200 A und 25°C).



Durch das Absenken der Bor-Konzentration des p^+ -Emitters nimmt auch die Zahl der injizierten Löcher ab. Das ermöglicht ein schnelleres Entfernen des Ladungsträgerplasmas und das Bauelement lässt sich schneller abschalten. Leider steigt hierdurch auch die Sättigungsspannung an und beim Schalten können höhere Stromspitzen (di/dt) auftreten. Im Versuchsaufbau auf PCB-Level (Abbildung 34) wurden höhere Überspannungen gemessen und auch die Schwingneigung der Bauelemente nahm zu.

Abbildung 50: Ausschaltenergie in Abhängigkeit von der Bor-Dosis für STD-, IEP5 und IEP4-Design IGBTs



4.3.6. Dynamische Messergebnisse

Die Charakterisierung des dynamischen Verhaltens der Modulaufbauten erfolgte mit Hilfe von Doppelpuls-Messplätzen. Der Messplatz am FhG-ISIT in Itzehoe ist ausschließlich für Printed Circuit Boards (PCBs, Testboards) nutzbar und ermöglicht es an aufgelöteten IGBTs und Dioden temperaturabhängige Leistungsmessungen (statisch und dynamisch) durchzuführen. Ein zweiter Messplatz des FhG ISIT wird am Anwendungszentrum Leistungselektronik für Regenerative Energiesysteme in Hamburg betrieben. Dieser Messplatz ermöglichte ebenfalls temperaturabhängige Messungen, die sowohl an fertigen Modulaufbauten, als auch an PCB Testaufbauten durchgeführt werden können. Dieser Messplatz wurde innerhalb des **InMOVE**-Projekts mit dem für das Umrichtermodul neu entwickelten Gate-Treiber von Reese+Thies (R+T) betrieben.

4.3.6.1 Abschaltoszillationen am Doppelpuls Messplatz

Standardmäßig wurden hierfür IGBTs auf Testbords (PCB) aufgebaut und mit einem Gate-Vorwiderstand von insgesamt $R_{G_ext.} = 3,6 \Omega$, bei $U_C = 800 \text{ V}$, und $I_C = 200 \text{ A}$ gemessen. Der interne Gatewiderstand des IGBTs beträgt $0,7 \Omega$, so dass sich für diese Messung ein Gesamtwiderstand von $R_{g,ges} = 4,3 \Omega$ ergibt. Die parasitäre Induktivität des Messaufbaus betrug 100 nH , die Phosphor-Dosis $Phos_{0,21} \text{ [a.u.]}$.

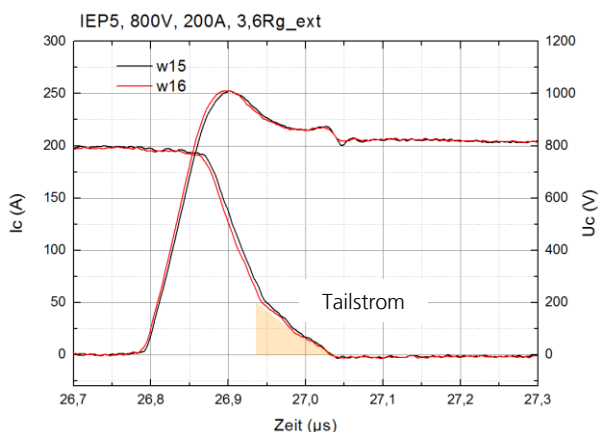


Abbildung 51: Dynamisches Ausschaltverhalten von IEP5 IGBTs bei 800 V , 200 A , $R_{g,ext.} = 3,6 \Omega$, $L = 100 \text{ nH}$
Implantationsparameter: $Bor_{0,2} \text{ [a.u.]}$

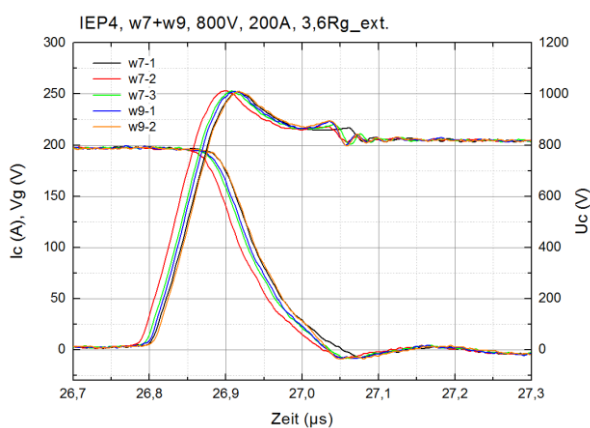


Abbildung 52: Dynamisches Ausschaltverhalten von IEP4 IGBTs bei 800 V , 200 A , $R_{g,ext.} = 3,6 \Omega$, $L = 100 \text{ nH}$
Implantation: $Bor_{0,28} \text{ [a.u.]}$

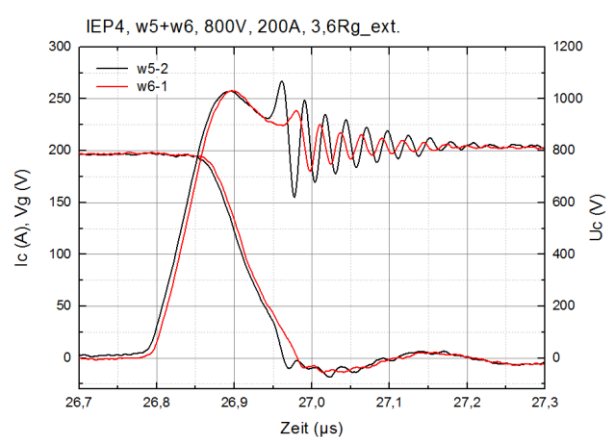


Abbildung 53: Dynamisches Ausschaltverhalten von IEP4 IGBTs bei 800 V , 200 A , $R_{g,ext.} = 3,6 \Omega$, $L = 100 \text{ nH}$
Implantation: $Bor_{0,2} \text{ [a.u.]}$

Die Verläufe des Spannungsanstiegs und des Ausschaltstroms der IEP5-IGBT (Abbildung 51) und IEP4-IGBTs (Abbildung 52) sind annähernd gleich. Allerdings ist die Dotierstoff-Konzentration des Bors im IGBT5-IGBT ($Bor_{0,2}$ [a.u.]) etwas geringer als die des IEP4-IGBTs [$Bor_{0,28}$]. Im Fall gleicher Dotierstoffkonzentration ($Bor_{0,2}$ [a.u.]) treten im Spannungsverlauf die in Abbildung 53 dargestellten Schwingungen auf.

Aufgrund erster Abschätzungen zu Projektbeginn wurde davon ausgegangen, dass die parasitäre Induktivitäten des Umrichter-Aufbaus 116 nH erreichen könnte, später wurde für den tatsächlichen Aufbau ein Wert von 42nH festgelegt. Bei einer parasitären Induktivität von weniger als 100 nH würden die deutlichen Schwingungen der Wafer (w_5 und w_6 in Abbildung 53) erst bei höheren Spannungen auftreten.

Die Wafer w_{15} und w_{16} in Abbildung 51 zeigen einen ausgeprägten Tailstrom-Bereich. Dieser Bereich ist für die IEP4-IGBTs (w_5 und w_6 , Abbildung 53) fast vollständig verschwunden; das ist der geringeren Borkonzentration im p^+ -Emitter geschuldet. IGBTs der Wafer w_5 und w_6 wurden für den Aufbau der IEP4-Moldmodule benutzt.

4.3.6.2 Modulummessungen am Doppelpuls Messplatz

Die Charakterisierung des dynamischen Verhaltens der Modulaufbauten erfolgt mit Hilfe des in Abbildung 54 dargestellten Doppelpuls-Messplatzes. Der verwendete Messplatz wurde speziell für den Arbeitsbereich der entwickelten Module angepasst.

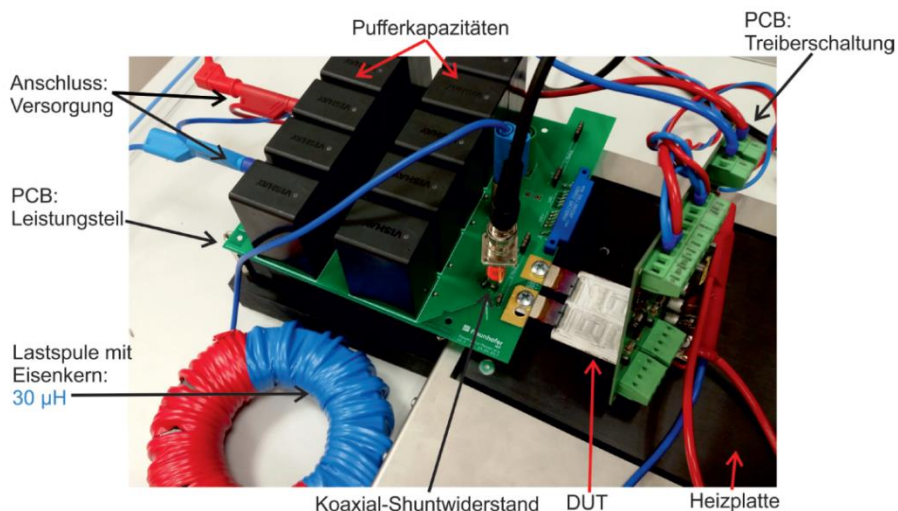


Abbildung 54: Doppelpuls-Messplatz mit einem offenen Halbbrückenmodul (DUT).

Während der definierten Ein- und Ausschaltvorgänge werden folgende Kenngrößen gemessen:

- Kollektor-Emitter-Spannung (V_{CE}) über dem IGBT
- Gate-Emitter-Spannung (V_{GE}) des IGBTs
- Diodenspannung (V_D)
- Strom durch den IGBT bzw. Diode (I_C)
- Chiptemperatur (T_{chip})

Der dargestellte Doppelpuls-Messplatz arbeitet weitestgehend automatisiert, sodass gewünschte Arbeitspunkte in eine Matlab-Benutzeroberfläche ausgewählt werden können. Die Ansteuerung und Kalibrierung der Peripherie und Sensoren sowie die Messdatenaufzeichnung und Auswertung werden durch einen definierten Algorithmus durchgeführt und gewährleisten somit eine Reproduzierbarkeit der Messung an unterschiedlichen Modulen. Das Modul wird durch die Treiberplatine von Reese + Thies angesteuert und bildet somit eine realitätsnahe Anwendung ab. In dem Optimierungsprozess des Schaltverhaltens von IGBTs spielen die Gate-Vorwiderstände eine wesentliche Rolle. Durch Untersuchungen mit variierten Widerständen auf der Treiberplatine wurde ein Optimum zwischen Robustheit des Systems und geringen Schaltverlusten ermittelt. Der Gesamt-Gate-Widerstand $R_{g,ges}$ im Messaufbau errechnet sich wie folgt:

$$R_{g,ges} = R_{g,IGBT_intern} + R_{g,TreiberIC} + R_{g,extern} = 0,7 \Omega + 1,0 \Omega + R_{g,extern}$$

Die auftretenden Kommutierungsinduktivitäten des Umrichters beeinflussen die Schaltverluste und limitieren die Schaltgeschwindigkeiten. Daher wurde mit den Partnern eine Abschätzung der zu erwartenden Induktivitäten des finalen Umrichters mit einem Wert von 42 nH vorgenommen und in den Untersuchungen auf dem Doppelpuls-Messplatz nachgebildet.

Modul Einschalt- und Ausschaltvorgänge

Basierend auf diesen Annahmen und Optimierungsschritten wurden die Einschalt- und Ausschaltvorgänge der **InMOVE**-Module gemessen.

In Abbildung 55 sind die Messergebnisse von einem Ausschaltvorgang eines IGBTs bei 800 V und dem Nennstrom 200 A dargestellt, mit einem externen Gate-Widerstand von $R_{g,ext} = 0 \Omega$. Gemessen wurden die Wafer 6 und Wafer 9 als PCB-Aufbauten (Abbildung 34) bei 25°C. Beide Wafer zeigen in dieser Testanordnung, bei 800 V Spannung, keine Oszillationen. Der Wafer 6 zeigt im Vergleich zum Wafer 9 einen weniger stark ausgeprägten Tailstrom.

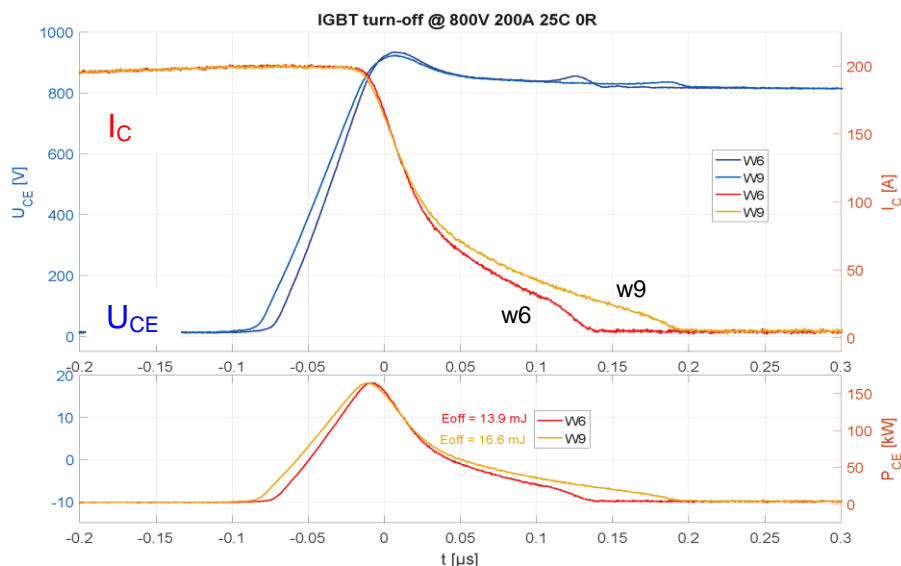


Abbildung 55: Ausschaltvorgang von IEP4-IGBTs bei $U_{CE} = 800 \text{ V}$, $R_{g,extern} = 0 \Omega$ und 25°C mit $E_{off} = 13,9 \text{ mJ}$ für w6 und $E_{off} = 16,6 \text{ mJ}$ für w9

Die Verlustenergien beim Ausschalten berechnen sich nach der Formel:

$$E_{off} = \int_{t_{90\% U_{GE}}}^{t_{1\% I_C}} U_{CE} \cdot I_C dt .$$

Das Integral entspricht somit der Fläche unter der Leistungskurve P_{CE} [kW] (roter Graph unteres Diagramm).

In Abbildung 56 sind für den gleichen Arbeitspunkt (800 V, 200 A, $R_{g,extern} = 0 \Omega$, 25°C) die Schaltkurven der beiden Module für den Einschaltvorgang aufgetragen. Das Ausschaltverhalten der beiden IGBT-Varianten ist annähernd gleich, der Ausschaltstrom zeigt ein Überschwingen von 300 A. Die Einschaltverluste berechnen sich wie folgt:

$$E_{on} = \int_{t_{10\% U_{GE}}}^{t_{3\% U_{ZK}}} U_{CE} \cdot I_C dt .$$

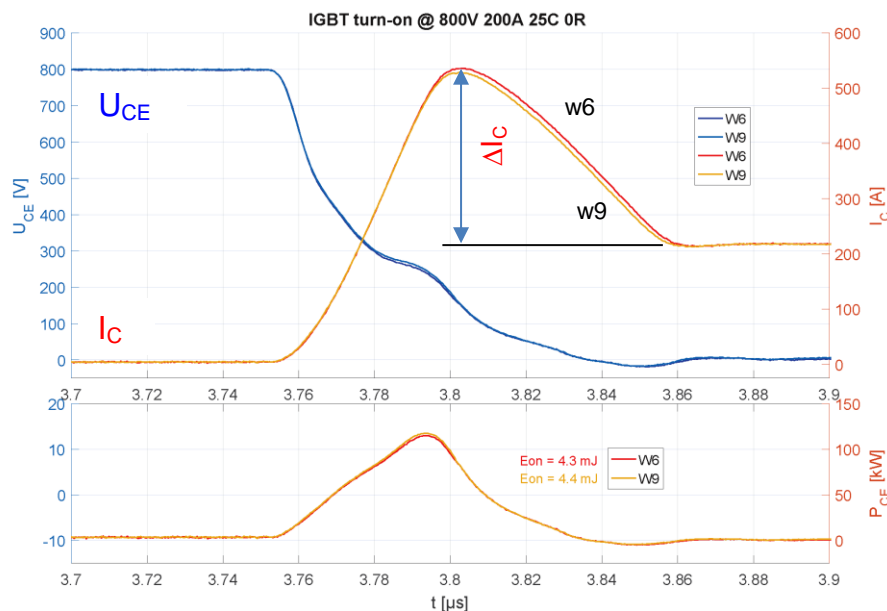


Abbildung 56: Einschaltvorgang von IEP4-IGBTs bei $U_{CE} = 800 \text{ V}$, $R_{g,extern} = 0 \Omega$ und 25°C mit $E_{on} = 4,3 \text{ mJ}$ für w6 und $E_{on} = 4,4 \text{ mJ}$ für w9 und einem ΔI von 300 A

Die Überstromspitzen während des Einschaltvorgangs lassen sich durch eine Erhöhung des Gate-Vorwiderstands verringern. Die Messergebnisse für eine Variation der Gatewiderstände von $R_{g,extern} = 0 \Omega$ bis $4,7 \Omega$ zeigt Abbildung 57 für $U_{CE} = 600 \text{ V}$, 200 A, 42 nH und 25°C. Mit wachsendem Gesamtwiderstand werden die Überstromspitzen kleiner. In Tabelle 13 wurden die Ergebnisse für die Energieverluste zusammengefasst:

- ▶ Die Einschaltverluste E_{on} steigen im untersuchten Bereich von 0Ω bis $4,7 \Omega$ um ca. 10 mJ an.
- ▶ Auf das Ausschalten (E_{off}) hat die Variation des Gate-Widerstands keinen Einfluss.
- ▶ Die IGBTs mit der geringeren Borkonzentration (w6) weisen mit 10,9 mJ die geringsten Ausschaltverluste auf.

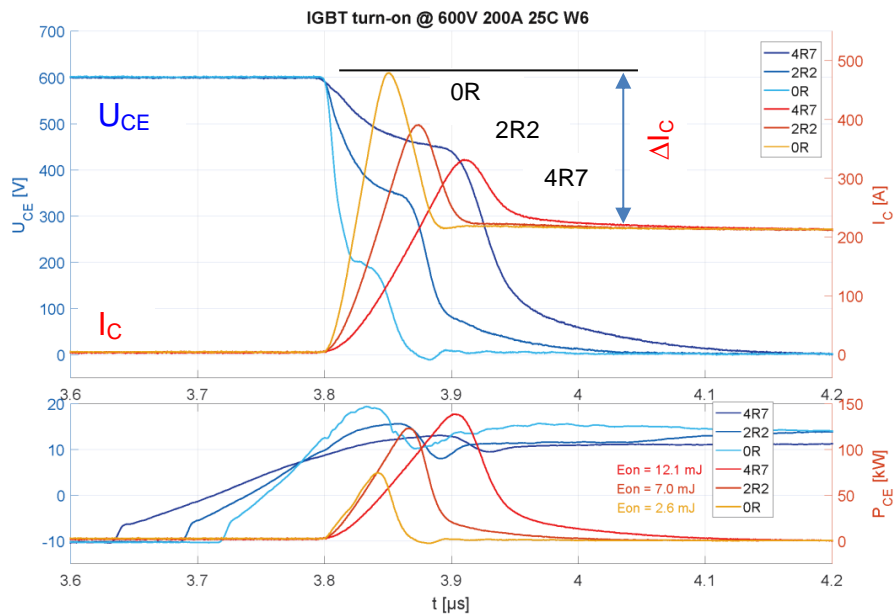


Abbildung 57: Einschaltvorgang von IEP4-IGBTs bei $R_{g,ext.} = 0 \Omega, 2,2 \Omega$ und $4,7 \Omega$.
sowie $U_{CE} = 600 \text{ V}, 200 \text{ A}, 42 \text{ nH}$ und 25°C

Tabelle 13: E_{on} , E_{off} und ΔI für w6 und w9 in Abhängigkeit von den externen Gate-Widerständen $R_{g,ext.}$ von 0R, 2R2 und 4R7.

$R_{g,ext.} =$ $U_{CE} = 600\text{V},$ $200 \text{ A}, 42 \text{ nH}, 25^\circ\text{C}$	4,7 Ω	2,2 Ω	0 Ω
E_{on} (w6) [mJ]	12,1	7,0	2,6
E_{on} (w9) [mJ]	12,7	7,1	2,7
E_{off} (w6) [mJ]	10,9	10,9	10,9
E_{off} (w9) [mJ]	12,7	12,8	12,7
ΔI_c [A]	120	190	290

Abbildung 57 zeigt den Vergleich des Referenz- mit einem IEP5-Moduls für zwei Temperaturen von 25°C und 150°C , wobei die Gate-Vorwiderstände des IEP5-Moduls in drei Schritten von $1,7 \Omega$ bis $6,4 \Omega$ variiert wurden. Aufgrund des integrierten Gatewiderstands von $R_{g,ges.} = 4,8 \Omega$ konnte des Referenzmoduls bei diesem Vergleich nur bei diesem Wert gemessen werden.

► Die Einschaltverluste E_{on} (■) des Referenzmoduls sind bei 25°C höher als die der IEP5-Module, sie steigen mit der Betriebstemperatur deutlich weiter an und übersteigen bei 150°C den doppelten E_{on} -Wert des IEP5-Moduls bei $R_{g,ges.} = 6,4 \Omega$.

► Die Ausschaltverluste E_{off} (■) des Referenzmoduls sind bei 25°C zunächst niedriger als die der IEP5-Module. Bei 150°C hingegen weist das Referenz-Modul annähernd die gleichen Ausschaltverluste wie das IEP5 Modul auf.

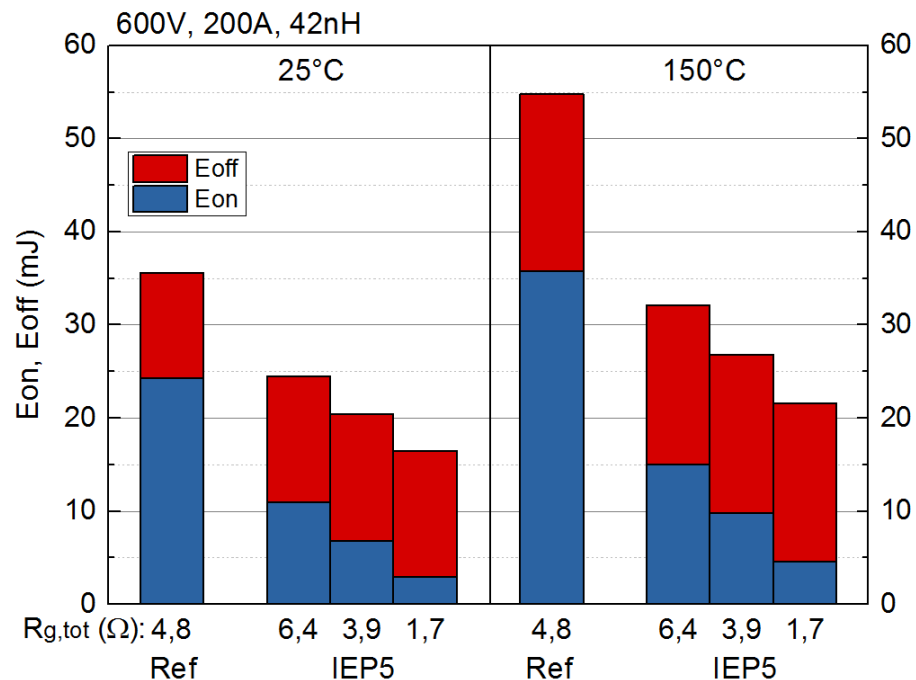


Abbildung 58: Vergleich von E_{on} und E_{off} von Referenz und IEP5- IGBT für 25°C und 150°C [30]

Verlustenergien E_{on} und E_{off} von Modulaufbauten bei Doppelpuls-Messungen

Mit den IGBTs der 1. und 2. Serie wurden offene Direct Copper Bond Module (DCB-Module) aufgebaut, wobei die Verdrahtung mit Aluminium-Drahtbonds erfolgte. Die für den Umrichterbetrieb vorgesehenen Module der 3. und 4. Serie wurden schließlich als DBB-Modmodule ausgeführt, eine Übersicht hierzu wird in Tabelle 12 gegeben.

Ein- und Ausschaltverluste des IGBTs und die Ausschaltverluste der Diode in insgesamt 160 unterschiedlichen Arbeitspunkten aufgezeichnet, dabei wurden alle möglichen Kombinationen aus den folgenden Parametersweeps gemessen:

- Zwischenkreisspannung $U_{\text{DC}} = \{200 \text{ V}, 400 \text{ V}, 600 \text{ V}, 800 \text{ V}\}$
- Kollektorstrom $I_{\text{C}} = \{25 \text{ A}, 50 \text{ A}, 75 \text{ A}, 100 \text{ A}, 125 \text{ A}, 150 \text{ A}, 175 \text{ A}, 200 \text{ A}\}$
- Chiptemperatur $T_{\text{chip}} = \{25^\circ\text{C}, 75^\circ\text{C}, 125^\circ\text{C}, 150^\circ\text{C}, 175^\circ\text{C}\}$

Sämtliche Messungen konnten ohne Ausfall der Leistungshalbleiter durchgeführt werden. Die aus den Messreihen entstandene Datenmatrix dient als Grundlage für die Systemsimulation (siehe „Systemauslegung Antriebsumrichter, AP2“). Aufgrund der nachgewiesenen Tauglichkeit des IEP-Designs, fokussierten sich die elektrischen Messungen auf die finalen Mod-Module.

In Tabelle 14 sind die Messungen an dem Referenzmodul und den einzelnen Projektvarianten (Mod1, Mod2, Mod3 und Mod4) zusammengefasst. Es finden sich dort die Ergebnisse für E_{on} , E_{off} und die Gesamtverlust-Energie E_{tot} sowie die Angabe darüber, um wieviel Prozent sich das jeweilige Modul gegenüber dem Referenzmodul verbessern konnte.

Tabelle 14: Verlustenergien E_{on} und E_{off} bei Doppelpuls-Messungen bei 25°C

Messbedingung: $V_{CE} = 600 \text{ V}$, $I_C = 200 \text{ A}$, $R_G = 4,7 \text{ } \Omega$, $T = 25^\circ$ $L = 42 \text{ nH}$	Referenz Modul	STD-IGBT (Mod1) 1. Gen.	IEP5-IGBT (Mod2) 2. Gen.	IEP5-IGBT (Mod3) 3. Gen.	IEP4-IGBT (Mod4) 5. Gen.
E_{on} [mJ]	37	24,1	10,7	10,8	11,8
E_{off} [mJ]	12,3	12,2	16,4	13,3	10,7
E_{total} [mJ]	49,3	36,3	27,1	24,1	22,5
Verluste, verringert um:	0%	26,4%	45%	51,1%	54,4%

Die Modulverluste wurden mit jeder neuen IGBT Generation weiter reduziert. Im Vergleich zum Referenzmodul konnten, z.B. mit dem IEP4-IGBT Modul, ca. 54% geringere Schaltverluste E_{tot} [mJ] realisiert werden.

Tabelle 15: Verlustleistung von Referenz-, IEP4- und IEP5-Modulen in Doppelpuls Messungen bei 175°C

Modulationsgrad: 0,91 Wirkfaktor: $\cos(\phi)$ 0,85 $V_{DC} = 650 \text{ V}$; $f = 13,5 \text{ kHz}$; $T_{chip} = 175^\circ\text{C}$; $L = 42 \text{ nH}$;	<i>Semikron Diode Datenblatt</i>	<i>Referenz IGBT Datenblatt</i>	Referenz Modul	IEP5-IGBT (Mod3) 3. Gen.	IEP4-IGBT (Mod4) 5. Gen.
	Systemmodell (AP2)		Modul-Messungen (AP3)		
Durchlassverluste [W]	26	107	105	126	121
Schaltverluste [W], Verluste, verringert um:	61	219	330	174 47,3%	164 50,3%
Gesamtverluste [W], Verluste, verringert um:	87	326	435 Referenz	300 31%	285 34,5%

In der Tabelle 15 sind die auf Grundlage von Datenblattangaben für den Referenz IGBT und die Semikron-Diode berechneten Schalt- und Durchlassverluste zusammen mit Modulmessungen bei 175°C dargestellt. Basierend auf diesen Angaben wurden zum Projektbeginn Gesamt-Verluste von $P_{v,IGBT} = 326 \text{ W}$ und $P_{v,DIODE} = 87 \text{ W}$ berechnet. Am Referenzmodul gemessen wurden Schaltverluste von 330 W und Durchlassverluste von 105 W. Bezogen auf das Referenzmodul

konnte die Schaltverlust-Leistung der IEP-Mold-Module um 47% bzw. 50% verringert werden und die Gesamtverlust-Leistung auf 31% bzw. 34%.

4.4. Charakterisierung der Zuverlässigkeit, AP9

4.4.1. Ausfallwahrscheinlichkeit

- Laststrom ca. 300 A
- Pulszeit $t_{ON} = 1$ s
- ΔT_j ca. 130 K, von 20°C bis 150°C), zu Beginn eingestellt
- Konstante Gate-Spannung: $V_G = 12$ V
(Stellgröße, um das gewünschte ΔT_j zu erreichen)
- Kühlmitteltemperatur 19°C, Kühlmitteldurchfluss ca. 4 l/min
- Messstrom 50 mA

Die drei IEP5-Module wurden mit einem Wasserkühler verbunden und gleichzeitig gemessen. Für jeden IGBT-Schalter wird zu Beginn des Tests die Gatespannung für den Lastpuls so eingestellt, dass sich der gewünschte Temperaturhub ergibt (hier 130 K). Für den Verlauf dieses Tests wurden die Gatespannungen konstant belassen. Bei einer Zyklusdauer von ca. 5 s sind ca. 15000 Lastwechsel pro Tag zu erreichen.

Erste Auffälligkeiten im Temperaturverlauf wurden bei ca. 193 kZyklen beobachtet. Neben dem stetigen Temperaturanstieg zeigt sich bei einzelnen Schaltern ein Absinken der Temperatur auf ein niedrigeres Niveau einhergehend mit einem instabilen Verhalten. Nachdem ein dritter Schalter ebendieses Verhalten zeigte, wurde der Test bei ca. 258 kZyklen abgebrochen.

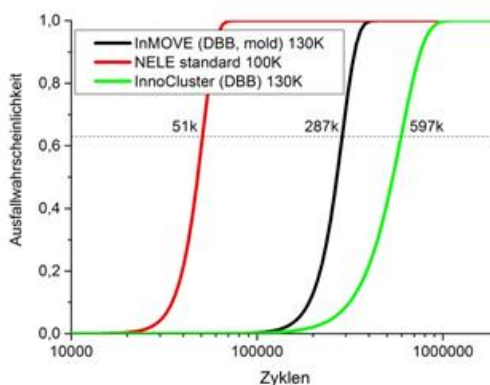


Abbildung 59: Ausfallwahrscheinlichkeit (Weibull-Plot) im Vergleich von NELE-InnoCluster- und **InMOVE** Modulen

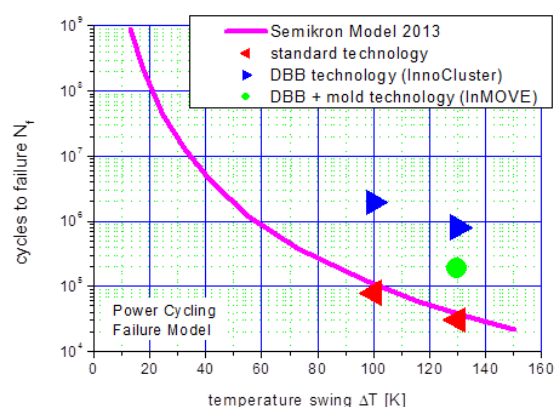


Abbildung 60: Ausfallzyklenzahlen gegen Temperaturhub

Die Ausfallwahrscheinlichkeit über der Zyklenzahl ist in Abbildung 59 dargestellt. Zur Einordnung der Ergebnisse dient der Vergleich mit den Ergebnissen aus Vorgängerprojekten [22]. Die aktuelle DBB® Technologie im Mold-Modul erweist sich als erheblich besser als die konventionelle Aufbautechnologie (Al-Drähte, Lot) mit 54 kZyklen, erreicht jedoch nicht die Zuverlässigkeit der DBB® Technologie des InnoCluster Projekts [8] mit 597 kZyklen, bei der alle Chipanschlüsse mittels

gesinterter DBB-Folie und Cu-Drähten ausgeführt wurden. Untersuchungen bestätigten den Verdacht auf einen Defekt im Gatestrompfad der-Module, der in konventioneller Technologie realisiert wurde (AlCu-Pad und Al-Bonddraht). Das konnte sowohl mit Rg Messungen (Vishay) bestätigt werden, als auch anhand von Schlibfbildern, die Ermüdungsrisse im Bonddraht bzw. im Bondfuß zeigten.

Im Lastwechseltest ist der Al Gate-Draht in Bond-Nähe die Schwachstelle, Schlibfbilder haben das bestätigt. Ein derartiger Ausfall eines Schalters im Umrichterbetrieb hat wahrscheinlich einen Verlust der Steuerbarkeit der betroffenen Halbbrücke zur Folge, was detektierbar ist. Ein unmittelbares Abschalten des Umrichterbetriebs (zumindest der betroffenen Halbbrücke) sollte dann weitere Schäden vermeiden.

In Abbildung 60 wird die Ausfallzyklenzahl der **InMOVE**-Module (Mod3) mit dem Modell einer konventionelle Aufbautechnologie (Semikron 2013) verglichen.

- ▶ Für die vorliegenden Moldmodule im Umrichterbetrieb kann eine respektable Zuverlässigkeit erwartet werden, deutlich besser als mit konventioneller Aufbautechnik zu erreichen wäre.
- ▶ Im Vergleich zeigt das **InMOVE** -Modul (●) eine um den Faktor sieben höhere Zyklfestigkeit als Modulaufbauten mit der Standard-Technologie (◄). Unter der Annahme von Gate-Pads mit Cu DBB und dem entsprechenden Cu Drahtbond für das Gate-Pad wäre eine Zyklfestigkeit > 20 nicht unrealistisch, dass zeigen die Ergebnisse der DBB® Technologie des Projekts „InnoCluster“ [8] (►).

4.4.2. Metallographische Schliffe

Das Modul wurde sequentiell in mehreren Ebenen präpariert um den Gate-Draht in der Nähe des Bondfußes zu bewerten, die Schlibfbilder sind in Abbildung 61 und als Detailausschnitt Abbildung 62 dargestellt.

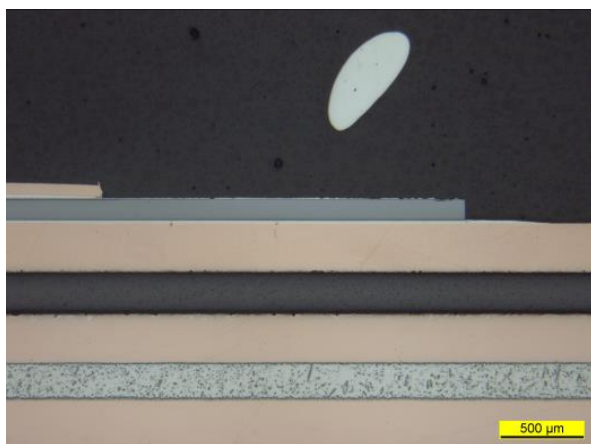


Abbildung 61: Gate-Draht, feine Risse im Draht über der Bondverbindung



Abbildung 62: Gate-Draht nahe dem Gate Pad

Im Al Draht ist oberhalb der Bondverbindung ein Netzwerk von feinen Ermüdungsrissen entstanden. Diese durchgehenden Risse können je nach thermischer Ausdehnung von Mold und Draht zu einer Materialtrennung führen, welche die undefinierten Unterbrechungen des Gate

Kontakts bzw. dessen erhöhten Widerstand erklären. Ein vergleichbares Schadensbild zeigt sich auch in den folgenden Bildern Abbildung 64 und Abbildung 63 vom Bondfuß.



Abbildung 63: Gate-Draht, kurzer Anriss in der „lift-off“ Region

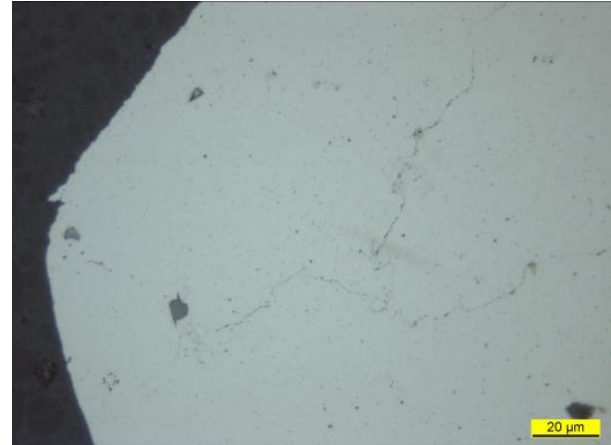


Abbildung 64: Gate-Draht, Risse im Draht über der Bondverbindung

Offensichtlich ist die ohne Mold typische Degradation durch „lift-off“-Anrisse nahe der Grenzfläche deutlich zurückgedrängt und es kommt unter dem Mold zu einem Risswachstum im Draht-Volumen, welches als Mold-Degradationsmechanismus zu betrachten wäre. Es entsteht ein räumliches Netzwerk von Ermüdungsrissen im Al-Draht. Im Vorgängerprojekt NELE [22] wurden derartige Schädigungen bei den Evaluierungs-Moldmodulen beobachtet (Al-Draht auf Si-Chip unter Mold).



Abbildung 65: DCB Lot, Gefüge unter der Diode



Abbildung 66: DCB Lot, Gefüge unter dem IGBT

Während das Lot der Lötverbindung DCB – Kühler unter der Diode wie auch in allen anderen, unbelasteten Regionen der Lotschicht unverändert aussieht (Zustand wie gelötet), ist das Gefüge unter dem IGBT durch Vergrößerung, Abrundung und Einformung der intermetallische Phasen

gekennzeichnet. Diese Auswirkung von lokal verstärkten Diffusionsvorgängen ist eine beginnende Degradation infolge der thermomechanischen Belastung unter den Lastwechsel.

Der Mold-Degradationsmechanismus lässt sich wie folgt verstehen: Über eine gewisse Loop-Länge abhängig von der t_{ON} Zeit erwärmt sich der Bonddraht durch Wärmeleitung vom Chip her, bzw. kühlt in der t_{OFF} Zeit wieder ab. DCB-seitig bleibt der Draht nahezu auf Kühler Temperatur. Das umgebende Material (hier mold-compound, sonst Silikon-Gel) leitet die Wärme ab, ist jedoch wesentlich träger in seinen Temperaturänderungen. Somit ergeben sich zwischen Draht und Mold gegenüber dem Chip kleinere und verzögerte Temperaturwechsel, welche mit den Ausdehnungskoeffizienten von Draht und Mold entsprechende mechanische Wechsellasten verursachen.

Dieser thermische Vorgang schädigt hier den Al Draht. Wahrscheinlich ist dieser thermische Mechanismus auch für die bekannte t_{ON} Abhängigkeit der Lastwechsel-Festigkeit verantwortlich, welcher in konventionellen Aufbauten (Silikon-Gel) die Längenänderung des Loops verursacht und somit den Übergang von „lift-off“-Rissen (mit wachsendem t_{ON} beschleunigt) bis hin zu „heel“-Rissen (großes t_{ON} bzw. passive Temperaturwechsel) zur Folge hat.

Für diesen Mold-Degradationsmechanismus wird sich die t_{ON} Abhängigkeit voraussichtlich weniger deutlich zeigen, da sowohl „lift-off“-Risse als auch „heel“-Risse nicht die primären Schadensursachen sind.

4.4.3. Stromtragfähigkeit der AVT im Moldmodul

Der Laststrom wird über 16 Cu-Drähte mit ca. 400 μm Durchmesser und maximal ca. 18 mm Länge (Drähte ohne Stitch auf Diode) geführt. Als Ergebnis einer Modellrechnung würde sich der Draht in Luft mit 20 A um ca. 50 K erwärmen, somit erscheint eine Stromtragfähigkeit von 320 A (16 Drähte) für den Schalter gewährleistet (thermisches Gleichgewicht, Dauerstrom). Da viele der Drähte durch den Stitch-Bond kürzer sind und der umgebende Moldcompound erheblich zur thermischen Masse des Drahts sowie zur Wärmeableitung beiträgt, ist die Erwärmung geringer und damit die Stromtragfähigkeit noch höher einzuschätzen.

Begrenzend erscheint hier eher der Querschnitt der Kontaktlaschen (hier ca. 14 x 1 mm^2), welche aber hinreichend über das Modul gekühlt werden. Insbesondere muss die Verschraubung an die nur indirekt gekühlte Busbar-Verschienung hinreichend niederohmig erfolgen, um bei hohen Strömen weitere Wärmequellen zu vermeiden.

4.4.4. Belastungstests: Treiberbaugruppen

Mit Reese+Thies wurde abgestimmt, dass Belastungstests im derzeitigen Stadium der Treiberbaugruppe (einzelne funktionierende Prototypen) im Wesentlichen das Ziel eines Qualitätsnachweises haben sollen. Prüfungen zur Zuverlässigkeit erscheinen für die vorliegenden Prototypen noch nicht zielführend.

Für die Darstellung der Qualität (d.h. die Baugruppe entspricht den Anforderungen) könnte mittels Thermographie geprüft werden, ob und ggf. an welchen Stellen der Baugruppe während des Betriebs kritische Temperaturen erreicht werden können. Dies sollte auch im Hinblick auf eine erhöhte Umgebungstemperatur im Gehäuse erfolgen.

4.5. Bewertung der Ergebnisse, AP12

Systemauslegung Antriebsumrichter:

Systemsimulation zur Optimierung der Effizienz und Lebensdauer der integrierten Leistungsendstufe

Ein Systemmodell des gesamten Antriebsumrichters wurde auf Basis von Matlab/Simulink erstellt, wobei Plecs-Blocksets verwendet wurden. Das statische und dynamische Verhalten der Leistungshalbleiter wurde für den gewünschten Arbeitsbereich anhand von Datenblättern und Messungen aus dem Labor in das Systemmodell übertragen.

- ▶ In auf Messdaten basierenden System-Simulationen konnte gezeigt werden, dass die zu entwickelnden IGBTs, mit höherer Durchlassspannung und bei geringen Schaltverlusten, eine Verbesserung des Gesamtwirkungsgrades und der Gesamtpformance erreichen können.
- ▶ Das Systemmodell prognostizierte, dass bei der Maximalbelastung die spezifizierete Bauelementtemperatur von 175°C nicht überschritten werde. Hinsichtlich der Lebensdaueruntersuchungen wurde die Systemsimulation mit dem von Volkswagen bereitgestellte Mission-Profile mit einem Fahrzyklus von 8875 s durchlaufen. Die Simulation lieferte Temperaturhübe bis zu 2°C, die am häufigsten auftreten, größtenteils bei einer Mittelwerttemperatur von 120°C oder kleiner. Die maximalen Temperaturhübe lagen bei knapp 60°C.
- ▶ Eine Lebensdauerabschätzung (Zyklenzahl bis zum Defekt) wurde bei Anwendung auf alle Temperaturhübe und Mittelwerttemperaturen durchgeführt. Bis zum Defekt des Moduls bei einer Standard-Aufbautechnik wird eine Fahrstrecke von 450.000 km erwartet.
- ▶ Auf Grundlage der Erfahrungen mit der Anwendung der Danfoss Bond-Buffer Technologie DBB® und vorheriger Projekte [13], sollte sich die Lebensdauer der Module noch um den Faktor 10 bis 15 verbessern.
- ▶ Zum Projektabschluss wurde auf Grundlage der Messergebnisse für das Injection-Enhancement-Modul mit 5 µm Zell Pitch (IEP5) eine abschließende vergleichende Systemsimulation zur Abschätzung der Chip-Temperaturen unter Modul-Volllast durchgeführt. Bei einer Gesamtverlustleistung von 300 W und einem Wärmewiderstand von $R_{th,IGBT} = 0,22 \text{ K/W}$ ($T_{cooler} = 90^\circ\text{C}$) erreicht der IEP5-Chip eine Temperatur von 156°C. Für die Semikron Diode wurde auf Basis von Datenblattangaben und $R_{th,Diode} = 0,8 \text{ K/W}$ in dieser Simulation eine Chip Temperatur von 160°C berechnet.

Anwendungsoptimierte schnelle IGBTs für zuverlässige AVT:

Bauelementesimulation und Bereitstellung technologischer Sonderprozesse für die Dimensionierung und Herstellung anwendungsspezifischer IGBTs

Die Ziele des **InMOVE** Teilprojekts wurden erreicht. Module mit einer verbesserten Performance konnten hergestellt und im Umrichter erfolgreich getestet werden:

- ▶ Auf Basis von Prozess-Simulationen und einer daraus abgeleiteten neuartigen Bauelement-Architektur des Zellbereichs wurde ein Maskenlayout für innovative und verlustleistungsreduzierte IGBTs erstellt.
- ▶ Mit jeder neuen IGBT Generation (STD-IGBT, IEP5 und IEP4) konnten die Modulverluste weiter verringert werden. Die Charakterisierung des dynamischen Verhaltens der Modulaufbauten wurde mit Hilfe eines Doppelpuls-Messplatzes (ISIT) durchgeführt, als Referenz-Modul wurde ein aktuelles und handelsübliches Modul benutzt.

- ▶ Die Gesamtverluste der Modulmessungen setzen sich aus den Schalt- und Durchlassverlusten zusammen. Die Gesamtverluste konnten für T = 175°C um ca. 34% verbessert werden, während die Schaltverluste über das prognostizierte Maß von 20%-30% hinausgehend, sogar um 50% verringert werden konnte
- ▶ Der Einsatz der IGBTs für erhöhte Taktfrequenzen und Junction Temperaturen wurde bis 175°C erprobt.

Tabelle 16: Teilprojektziele

Ziel des Vorhabens	Ergebnis
<ul style="list-style-type: none"> ▶ 1200 V Feldstopp Trench IGBT für hochgetaktete Endstufe ▶ Optimaler Kompromiss zwischen Schalt- und Durchlassverlusten ▶ Kurzschlussfestigkeit 	erreicht
▶ Verringerung der Schaltverluste um 20% - 30%:	erreicht mit 47% - 50% *)
▶ Verringerung der Gesamtverluste	erreicht mit 31% - 34% *)
▶ Metallisierungssystem für AVT, Lebensdauer > Faktor 10	erreicht

*) gemessen an IEP5 Mold-Modulen bzw IEP4-Mold-Modulen

Charakterisierung der Zuverlässigkeit:

Zuverlässigkeitsuntersuchung und Lebensdauerabschätzung der Leistungsmodule sowie der Treiberbaugruppe

- ▶ Mit dem Lastwechseltest wurde gezeigt, dass die vorliegenden Moldmodule im Umrichterbetrieb eine hohe Zuverlässigkeit erwarten lassen, deutlich besser als mit konventioneller Aufbautechnik zu erreichen wäre.
- ▶ Im Vergleich zeigt das **InMOVE** -Modul eine um den Faktor sieben höhere Zyklenfestigkeit als Modulaufbauten mit der Standard-Technologie. Unter der Annahme von Gate-Pads mit Cu DBB[®] und dem entsprechenden Cu Drahtbond für das Gate-Pad wäre eine Zyklenfestigkeit > 20 nicht unrealistisch, dass zeigen die Ergebnisse der DBB[®] Technologie des Projekts „InnoCluster“ [8].
- ▶ Im Lastwechseltest ist der Al Gate-Draht am Bondfuß die Schwachstelle. Ein derartiger Ausfall eines Schalters im Umrichterbetrieb hat wahrscheinlich den Verlust der Steuerbarkeit der betroffenen Halbbrücke zur Folge, was detektierbar ist. Ein unmittelbares Abschalten des Umrichterbetriebs (zumindest der betroffenen Halbbrücke) sollte dann weitere Schäden vermeiden.

Als Verbesserungspotential wären folgende Optionen denkbar:

- ▶ Ein mit Al ummantelter Cu-Draht (kommerziell verfügbar) lässt insbesondere für diesen Schädigungsmechanismus eine gegenüber Al deutlich bessere Ermüdungsfestigkeit erwarten und könnte mit angepassten Bondparametern direkt eingesetzt werden. In Verbindung mit der hohen Leistungsdichte durch die direkte Wasserkühlung wäre damit ein hoch-belastbares und zuverlässiges System zu erzielen.
- ▶ Ein Gate-Anschluss in einer Chip-Ecke würde gegenüber der Chip-Kante einen geringeren Temperaturhub und damit kleinere Belastungen erfahren, allerdings erfordert dies ein Re-Design des Halbleiters. Ein „Eck-Gate“ hat gewisse Nachteile für das Bondlayout, ein zweites „Eck-Gate“ würde die Halbleiterfläche reduzieren.

4.6. Ergebnisse des Teilprojektes und Zielerreichung

Ausgehend von einer verfügbaren 1200 V Standard IGBT-Technologie wurden Bauelementsimulationen mit dem Ziel durchgeführt, die Schaltverluste der Bauelemente zu reduzieren. Hierzu wurde eine neue Bauelement-Architektur eingeführt, die an der Vorderseite Trenchzellen vorsieht, die mit dem Emitter-Potential verbunden sind. Hierdurch kann die Zahl der elektrisch aktiven Gate-Trenches verringert werden, wobei elektrisch floatende Gate-Trenches entfallen. Mit dieser Maßnahme konnte die Kleinsignal-Miller-Kapazität der gewählten Bauelementstruktur (IEP-IGBT-Varianten in Abbildung 24 (c)), gegenüber dem Standard IGBT (siehe Abbildung 24 (a)), auf 1/3 verringert werden. Da die Millerkapazität auch die Schaltgeschwindigkeit des Bauelements bestimmt, hat sie auch einen erheblichen Einfluss auf die Einschaltverluste E_{on} . Gegenüber den Standardvarianten konnten so die Einschaltverluste für die beiden realisierten IEP-Varianten um 54% abgesenkt werden. Beiträge zur Verringerung der On-Spannung (V_{CEat}) lieferte zusätzlich die Verringerung des Zellabstands von 5 μm auf 4 μm und die Modifikationen der Bauelementrückseite (Implantation und Laser-Annealing). Die Bauelemente sind damit für den Betrieb in hochgetakteten Inverter-Endstufen ausgelegt.

Die IGBT Varianten wurden von Vishay innerhalb ihrer Produktionslinie gefertigt. Das FHG-ISIT hat den Entwicklungs- und Herstellungsprozess begleitet und durch Sonderprozesse ergänzt (Laser-Annealing, temporäres Bonding und Debonding, Metallisierung der Bauelement-Rückseite, Metallisierung der Vorderseite mit elektroless Ni/Au).

Dynamische Messungen an den Modulen zeigen gegenüber dem Referenzmodul, dass die Schaltverluste der IEP-IGBT Mold-Module E_{tot} [mJ] über das prognostizierte Maß von 20%-30% hinausgehend, um 50% verringert werden konnten. Die Gesamtverluste P_{tot} [W] wurden um 34% verringert, wobei das Bauelement mit Junction-Temperaturen bis $T_j = 175^\circ\text{C}$ eingesetzt werden kann. Zuverlässigkeitsuntersuchungen haben gezeigt, dass die Module im Fall eines Aufbaus mit der Danfoss Bond-Buffer (DBB[®]) Technologie zusammen mit Cu-Drahtbonds eine um den Faktor 10 bis 15 erhöhte Lebensdauer erwarten lassen. Das Systemmodell prognostizierte, dass bei der Maximalbelastung die spezifizierete Bauelement-Temperatur von 175°C nicht überschritten wird. Hinsichtlich der Lebensdaueruntersuchungen wurde die Systemsimulation mit dem von Volkswagen bereitgestellte Mission-Profil mit einem Fahrzyklus von 8875 s durchlaufen.

Das Ziel funktionstaugliches IGBT Bauelement mit geringeren Schaltverlusten herzustellen wurde mit Erfolg erreicht.

4.7. Nutzen und Verwertbarkeit

4.7.1. Wirtschaftliche Erfolgsaussichten nach Projektende

Das ISIT stellt sein „know how“ in öffentlich geförderten und industriell finanzierten Projekten als Anbieter von F&E Leistungen bereit. Die im **InMOVE** -Projekt erprobte Chip-Architektur soll am ISIT weiterentwickelt und zur Einwerbung von Folgeprojekten genutzt werden. Hierzu werden die typischen Instrumente der Akquisition durch Öffentlichkeitsarbeit genutzt (Publikationen, Messen, Teilnahme an Ausschreibungen etc.).

Ein Folgeprojekt zum Thema einer umweltbeständigen Auslegung von IGBT-Chips befindet sich in der Beantragungsphase. Im unmittelbaren Anschluss an das **InMOVE**-Projekt konnte ein Industrieauftrag zur Weiterentwicklung von Silizium Leistungsdioden eingeworben werden.

Anfragen deutscher und internationaler Unternehmen werden gegenwärtig bearbeitet, die eine Prozessunterstützung bei der Entwicklung von Leistungsbaulementen (IGBTs) wünschen.

Das technisch-wissenschaftliche Know-How des ISIT wird in bilateralen sowie öffentlich geförderten Projekten deutschen Unternehmen und insbesondere dem Mittelstand zur Verfügung gestellt, wodurch ein erheblicher Beitrag zur Stärkung der Wettbewerbsfähigkeit sowie zur Standortsicherung geleistet wird.

Innerhalb des Konsortiums steht das ISIT den Partnern für weiterführende bilaterale Kooperationen zur Verfügung.

4.7.2. Wissenschaftliche und technische Erfolgsaussichten nach Projektende

Ein wesentlicher Verwertungsaspekt besteht darin, technisch-wissenschaftliche Voraussetzungen zu schaffen, um im F&E-Bereich weiterhin an der Spitze der Entwicklung mitzuwirken, und weiterführende Impulse für zukünftige Forschungsaktivitäten auf diesem Gebiet zu geben.

Das Fraunhofer ISIT verfügt innerhalb der Fraunhofer Gesellschaft über das Alleinstellungsmerkmal komplexe Leistungsbaulemente (IGBTs, Dioden) sowohl entwickeln als auch bereitstellen zu können. Das ermöglicht dem ISIT sich am Aufbau komplexerer Systeme beteiligen zu können, die schon auf der der Komponentenebene Modifikationen erforderlich machen, die anderen Ortes nicht erhältlich oder möglich sind.

4.7.3. Veröffentlichungen der Ergebnisse

Folgende gemeinsame Veröffentlichungen mit Bezug auf das Gesamtprojekt sind erfolgt:

Anwenderkonferenzen

- J. Schnack et al.

Conference on Integrated Power Electronics System, **CIPS 2018**,

„Integration Concept for a Traction Inverter with 3D-Printed Embedded Cooling Technology realizing Highest Power Density“,
Stuttgart, Germany, March (2018)

- **Vortrag und Paper**

(alle Projektpartner und Fraunhofer ISIT)

U. Schümann, J. Schnack, R. Eisele, D. Hilper, C. Mertens, Patrick Heumann,
Malte Päsler, Jörn Hinz, Hans-Jürgen Schliwinski,
Mathias Kamprath, Annika Zastrow, Holger Beer,
Frank Osterwald, Thomas Ebel, Sven Brückner, Hannes, Wolff, Hagen Reese,
Sergej Schikowski,

Conference on Power Conversion and Intelligent Motion, PCIM 2018 [30]

“Highly Integrated Traction Inverter for a Modular Drive Concept”

Conference on Power Conversion and Intelligent Motion Europe,
Nuremberg, Germany, June (2018)

Das Fraunhofer ISIT war inhaltlich signifikant beteiligt.

- **4. Forum Elektromobilität Schleswig-Holstein**

(alle Projektpartner und Fraunhofer ISIT)

Projektvorstellung und Aussteller des **InMOVE** Konsortiums,

Dr. Robert Plikat, Volkswagen AG (Vortrag Volkswagen Konzernforschung)

„Trends in der Elektrotraktion am Beispiel des Projekts **InMOVE**“

„Elektromobilität erobert den Alltag“ 08.12.2016

Wirtschaftsförderung und Technologietransfer

*Schleswig-Holstein GmbH und die IHK Schleswig-Holstein,
in Zusammenarbeit mit dem Ministerium für Energiewende,
Landwirtschaft, Umwelt und ländliche Räume Schleswig-Holstein (MELLUR)
Haus der Wirtschaft, Bergstraße 2, 24103 Kiel, (2016)*

Das Fraunhofer ISIT war inhaltlich signifikant beteiligt.

- **5. Forum Elektromobilität Schleswig-Holstein.**

(alle Projektpartner und Fraunhofer ISIT)

Projektvorstellung und Aussteller des **InMOVE** Konsortiums,

Vortrag auf dem parallel stattgefundenen Science Match, 06.12.2017, Kiel, Germany
„Technologien und Geschäftsmodelle von heute und morgen“

*Wirtschaftsförderung und Technologietransfer Schleswig-Holstein GmbH und die IHK
Schleswig-Holstein, in Zusammenarbeit mit dem Ministerium für Energiewende,
Landwirtschaft, Umwelt, Natur und Digitalisierung des Landes Schleswig-Holstein
Sparkassen-Arena, Europaplatz 1, 24103 Kiel, (2017)*

Das Fraunhofer ISIT war inhaltlich signifikant beteiligt.

Vorträge

- D. Hilper, Cooling Days, Vortrag „Kühlung eines 80kW Fahrzeugumrichters in einer Suppendose?!“, Würzburg, Germany, 24. Oktober (2018)

- J. Schnack et al.,

Vortrag im Rahmen der Veröffentlichung „Integration Concept for a Traction Inverter with 3D-Printed Embedded Cooling Technology realizing Highest Power Density“,
Conference on Integrated Power Electronics System, **CIPS 2018**,
Stuttgart, Germany, March (2018)

- **Vortrag und Paper**

(alle Projektpartner und Fraunhofer ISIT)

U. Schümann, J. Schnack, R. Eisele, D. Hilper, C. Mertens, Patrick Heumann,
Malte Päsler, Jörn Hinz, Hans-Jürgen Schliwinski,
Mathias Kamprath, Annika Zastrow, Holger Beer,
Frank Osterwald, Thomas Ebel, Sven Brückner, Hannes Wolff, Hagen Reese,
Sergej Schikowski,

Vortrag im Rahmen der Veröffentlichung

(alle Projektpartner und Fraunhofer ISIT)

“Highly Integrated Traction Inverter for a Modular Drive Concept“

Conference on Power Conversion and Intelligent Motion Europe, **PCIM 2018** [30]
Nuremberg, Germany, (2018)

Das Fraunhofer ISIT war inhaltlich signifikant beteiligt.

4.7.4. Fortschritte auf dem Gebiet des Vorhabens bei anderen Stellen

Das vom FVA begleitete Projekt „Speed2E“ [31] („Innovatives Super-Hochdrehzahl-Mehrgang-Konzept für den elektrifizierten automobilen Antriebsstrang für höchste Effizienz und höchsten Komfort“), das ebenfalls vom BMWi gefördert wurde, untersuchte eine Antriebseinheit mit zwei E-Maschinen mit maximal 30.000rpm. Dabei lag ein Schwerpunkt auf der Wirkungsgradoptimierung der mechanischen Lagerung und Getriebe. Die Leistungselektronik war hier nicht als hochintegrierte Komponente umgesetzt. Seit 1.1.2018 läuft das BMWi-geförderte Nachfolgeprojekt „Speed4E“ [32] („Hyper-Hochdrehzahl für den elektrifizierten automobilen Antriebsstrang zur Erzielung maximaler Reichweiten“), das Ultrahochdrehzahlantriebe bis 50.000rpm mit gesteigertem Wirkungsgrad anstrebt.

Im Rahmen des BMBF-geförderten Projektes „LaSiC“ [33] („Elektrische Antriebsmaschine mit in das Lagerschild integrierter SiC Leistungselektronik“) wird seit dem 1.10.2018 auf Basis der Erkenntnisse des **InMOVE**-Projektes eine noch höhere Integrationsform der Leistungselektronik unter Verwendung von Siliziumkarbid-Bauelementen in eine Elektro-maschine erforscht. Projektpartner aus dem InMOVE-Konsortium sind hierbei: Volkswagen, Danfoss, Fachhochschule Kiel, Fraunhofer ISIT)

Auch an anderer Stelle wurden Zellarchitekturen von 1200 V IGBTs erfolgreich weiterentwickelt, z.B. [34] [35] [36]. Der Fokus dieser Entwicklungen lag darauf, für die IGBTs geringe On-Widerstände zu erreichen ohne zu große Verluste in der Dynamik hinnehmen zu müssen. Infineon IGBTs der 7th Generation [36] erlauben einen kontinuierlichen Betrieb bei 150°C, bei kurzzeitigen Überlastungen sind $T_j = 175^\circ\text{C}$ möglich.

4.8. Wichtigste Positionen des zahlenmäßigen Nachweises

Abweichend von der Planung betragen die tatsächlichen Vorhabenskosten des ISIT insgesamt 103,3%. Ursache hierfür sind im Wesentlichen erhöhte Personalaufwände. Alle anderen Kosten bewegen sich im Rahmen der Planungen des Teilvorhabens.

Tabelle 17: Relative zahlenmäßige Betrachtung

Position		Plan	Ist
Material	813	4 %	3,2 %
Fremdleistungen	823	0 %	0 %
Personalkosten	837	93 %	97,6%
Reisen	838	1,3 %	0,4 %
Sonstige unmittelbare Vorhabenskosten	850	1,7 %	2,1 %
Summe Vorhabenskosten	881	100 %	103.3 %

4.9. Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit

Innerhalb des Projektes wurde ein zukunftsweisendes kompaktes Leistungsmodul für die Anwendung in modularen Antriebseinheiten entwickelt. Hierbei wurden modernste Materialien und Aufbau-Techniken für das Leistungsmodul und seine Komponenten eingesetzt, die das Ausfallrisiko von Umrichtern in der Anwendung in E-Mobilen deutlich verringern. Aufgrund verminderter Schaltverluste werden die Verlustleistung und damit die Wärmeentwicklung reduziert, wodurch sich die z.B. effektive Reichweite eines Elektro-Fahrzeugs erhöht. Die neu entwickelten hochintegrierten Umrichter hoher Leistungsdichten sind wegweisend für zukünftige Designs kompakter und modularer Antriebseinheiten im Bereich der Elektromobilität.

Die Tauglichkeit der neu konzipierten IGBT Bauelement-Architektur konnte im Modulaufbau und im Umrichterbetrieb nachgewiesen werden. Die im Rahmen des Projektes entwickelten IGBTs können nach Kundenspezifikationen der jeweiligen Anwendung angepasst werden und bergen damit ein großes Verwertungspotential.

Die geleisteten Arbeiten entsprachen den im Arbeitsplan formulierten Zielen und Aufgaben und waren zum Erreichen der Ergebnisse erforderlich und angemessen.

Zusätzliche Ressourcen waren für die Durchführung des Vorhabens nicht erforderlich.

5. Verzeichnisse

5.1. Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Prinzipskizze eines Antriebs mit zwei modularen Antriebsmotoren	6
Abbildung 2: Arbeitspaketstruktur und Ablaufdiagramm	9
Abbildung 3: Feldstopp Trench IGBT 1200 V / 200 A	17
Abbildung 4: Skizze Poly-Si Rückätzung (links), geätzte Poly-Si-Struktur (rechts).....	18
Abbildung 5: Ausfallwahrscheinlichkeit (Weibull-Plot) im Vergleich.....	20
Abbildung 6: Bild Unterseite Bodenplatte – CAD-Modell	21
Abbildung 7: CAD-Modell Stanzgitter	22
Abbildung 8: CAD-Modell Leistungsmodul	22
Abbildung 9: Finale Version des Einzelkondensators.....	24
Abbildung 10: IGBT-Treiber Blockschaltbild DRV-/LOG-Platine	25
Abbildung 11: IGBT-Treiber DRV-/LOG-Platine	26
Abbildung 12: Entwickelte erste mechatronische Umrichterkonzepte	28
Abbildung 13: Entwicklungsphasen des Umrichters und davon abgeleiteter funktionaler Laborprototyp aus konventionellen Komponenten	28
Abbildung 14: physikalischer Aufbau des finalen Umrichters und Darstellung im Prüfstands Aufbau an der FH-Kiel.....	29
Abbildung 15: Drehmoment/Drehzahl Verläufe der elektrischen Maschine sowie Abmessungen und die sich daraus ergebende Leistungsdichte der EM.....	32
Abbildung 16: Konstruktion elektrische Maschine.....	33
Abbildung 17: Phasenkontaktierung durch radiale Verschraubung auf Klemmbrett im Lagerschild	33
Abbildung 18: Fahrzyklus mit Maximalbelastungsanteil.....	35
Abbildung 19: Fertige E-Maschine und gesamte am Prüfstandsbock.....	36
Abbildung 20: Systemmodell in Matlab/Simulink mit Plecs	39
Abbildung 21: Beispiel für die Implementierung der Ausschaltverluste eines IGBTs im Thermal Library Browser in Plecs.....	41
Abbildung 22: Ausschnitt der IGBT Temperatur	42
Abbildung 23: Temperatur-Rainflow-Matrix eines IGBTs für das Mission Profile.....	42
Abbildung 24: Querschnittzeichnung verschiedener IGBT-Varianten	44
Abbildung 25: Simulierte Ausgangskennlinien der IGBT Typen I_C [A] über V_{CE} [V] bei $V_g = 15$ V....	46
Abbildung 26: Simulierte Löcherverteilung am aktiven Trench bis zur Rückseite des IGBTs, bei Nennstrom	46
Abbildung 27: Simulierte Sättigungsströme der IGBT-Typen Typen, I_C [A] über V_{CE} [V], (links).	47
Abbildung 28: Simulierte Transferkennlinien I_C [A] über V_g [V]	47

Abbildung 29:	48
Abbildung 30: Simulierte Schaltverlustenergien der IGBT-Typen.	49
Abbildung 31: Zeitlicher Verlauf der STD-IGBT, IEP5 und IEP4-IGBT Fertigung	50
Abbildung 32: Schliffbild am Übergang vom IGBT-Aktivgebiet zum Polyimid.	51
Abbildung 33 Skizze für den IGBT-Chip Testboard-Aufbau auf Epoxidharz Platinen	51
Abbildung 34: Testboard mit auf-gelötetem IGBT und Al Draht-Bonds	51
Abbildung 35: Querschnittszeichnung eines 1200 V IGBTs, dessen Rückseite (Feldstopp u. p ⁺ -Emitter) nach der Implantation und LA entsteht.	52
Abbildung 36: Skizze zur Einteilung der Aktivierungs-Zonen auf dem Wafer für einen Laserpuls	53
Abbildung 37: Definierte Überlappung der pro Puls bedeckten Flächen (Laserspot) bei gleichzeitigem Verfahren des Scantischs.	53
Abbildung 38: Aus SIMS- und SRP- Messungen bestimmte Phosphor-Dosis über der Energiedichte	54
Abbildung 39: Prozentualer Anteil des aktivierten Phosphors über der Energiedichte	54
Abbildung 40: SIMS Profil des Phosphors nach der Implantation (SIMS-ED0) und dem LA bei 4 J/cm ² (SIMS-ED4), sowie SRP Messung (SRP-ED4).	54
Abbildung 41: SIMS Profil des Bors nach der Implantation (SIMS-ED0) und dem LA bei 4 J/cm ² (SIMS-ED4), sowie SRP Messung (SRP-ED4).	54
Abbildung 42: Aus SIMS- und SRP- Messungen bestimmte Bor-Dosis über der Energiedichte	55
Abbildung 43: Prozentualer Anteil des aktivierten Bors über der Energiedichte	55
Abbildung 44: Abhängigkeit der Schwellspannung V_{th} von der Chip Temperatur.	57
Abbildung 45: Kurzschlußmessungen über 5 μ s an IEP5-, IEP4- und Referenz IGBTs.....	57
Abbildung 46 Transfercharakteristik der Wafer aus der Teilcharge IEP5 , w6 bis w12 (Mod3), mit unterschiedlichen p ⁺ -Emitter-Dotierungen	58
Abbildung 47: Transfercharakteristik der Wafer aus der Teilcharge STD , w9 und w10.	58
Abbildung 48: Transfercharakteristik der Wafer aus der Teilcharge IEP4 , w2 bis w11 w10 mit unterschiedlichen p ⁺ -Emitter-Dotierungen	58
Abbildung 49: Trade-Off Zusammenhang für die alle drei Modulgenerationen von STD- und IEP-IGBTs (600 V, 200 A und 25°C).	59
Abbildung 50: Ausschaltenergie in Abhängigkeit von der Bor-Dosis für STD-, IEP5 und IEP4-Design IGBTs	59
Abbildung 51: Dynamisches Ausschaltverhalten von IEP5 IGBTs bei 800 V, 200 A,	60
Abbildung 52: Dynamisches Ausschaltverhalten von IEP4 IGBTs bei 800 V, 200 A,	60
Abbildung 53: Dynamisches Ausschaltverhalten von IEP4 IGBTs bei 800 V, 200 A,	60
Abbildung 54: Doppelpuls-Messplatz mit einem offenen Halbbrückenmodul (DUT).....	61
Abbildung 55: Ausschaltvorgang von IEP4-IGBTs bei $U_{CE} = 800$ V, $R_{g,extern} = 0$ Ω und 25°C	62
Abbildung 56: Einschaltvorgang von IEP4-IGBTs bei $U_{CE} = 800$ V, $R_{g,extern} = 0$ Ω und 25°C.....	63

Abbildung 57: Einschaltvorgang von IEP4-IGBTs bei $R_{g,ext.} = 0 \Omega, 2,2 \Omega$ und $4,7 \Omega$. sowie $U_{CE} = 600 V, 200 A, 42 nH$ und $25^\circ C$ 64

Abbildung 58: Vergleich von E_{on} und E_{off} von Referenz und IEP5- IGBT für $25^\circ C$ und $150^\circ C$ [30] 65

Abbildung 59: Ausfallwahrscheinlichkeit (Weibull-Plot) im Vergleich von NELE- InnoCluster- und InMOVE Modulen67

Abbildung 60: Ausfallzyklenzahlen gegen Temperaturhub67

Abbildung 61: Gate-Draht, feine Risse im Draht über der Bondverbindung68

Abbildung 62: Gate-Draht nahe dem Gate Pad.....68

Abbildung 63: Gate-Draht, kurzer Anriss in der „lift-off“ Region.....69

Abbildung 64: Gate-Draht, Risse im Draht über der Bondverbindung.....69

Abbildung 65: DCB Lot, Gefüge unter der Diode69

Abbildung 66: DCB Lot, Gefüge unter dem IGBT69

5.2. Tabellen

Tabelle 1: Technische Projektziele8

Tabelle 2: Schalt- und Gesamt- Verluste von Referenz-, IEP4- und IEP5-Modulen in Doppelpuls-Messungen bei $175^\circ C$ 19

Tabelle 3: mechanische und elektrische Messergebnisse Einzelkondensator.....24

Tabelle 4: Spezifikation elektrische Maschine31

Tabelle 5: Systemspezifikation Endstufe.....34

Tabelle 6: Bewertung der Komponenten hinsichtlich Zielerreichung37

Tabelle 7: Spezifikation des IGBT38

Tabelle 8: Verwendete Parameter der PMSM40

Tabelle 9: Messdatenbereich der IGBTs.....40

Tabelle 10: Chip-Temperaturen aus der Simulation für IEP5 und Semikron-Diode.....43

Tabelle 11: Maskensatz für STD-, IEP5 und IEP4- IGBTs45

Tabelle 12: Technische Details zu den Modulaufbauten56

Tabelle 13: E_{on}, E_{off} und ΔI für w6 und w9 in Abhängigkeit von den externen Gate-Widerständen $R_{g,ext.}$ von 0R, 2R2 und 4R7.64

Tabelle 14: Verlustenergien E_{on} und E_{off} bei Doppelpuls-Messungen bei $25^\circ C$ 66

Tabelle 15: Verlustleistung von Referenz-, IEP4- und IEP5-Modulen in Doppelpuls Messungen bei $175^\circ C$66

Tabelle 16: Teilprojektziele72

Tabelle 17: Relative zahlenmäßige Betrachtung76

5.3. Literaturverzeichnis

- [1] T. Kanata, K. Nishiwaki und K. Hamada, in *(IPEC 2010) Int. Power Electronics Conference*, 2010.
- [2] F. Wolter und et al., „(ISPSD 2015),“ in *IEEE 27th Int. Symp. Power Semiconductor Devices & IC's*, 2015.
- [3] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky und T. Reimann, in *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter, ISLE Verlag 2010.*, 2010.
- [4] Infineon, „Datenblatt IGBT4 Medium Power Chip, Infineon Internetseite.“ [Online].
- [5] W. Robl et al., in *IEEE/SEMI Advanced Semiconductor Manufacturing Conference (ASMC 2007)*, 2007.
- [6] W. Rusche und A. R. Stegner, *Bodo's Power Systems 5*, p. p.30, May 2015.
- [7] H.-J. Schliwinski und D. Friedrich, „(UltiMo), Ultrakompaktes Leistungs-Modul höchster Zuverlässigkeit, TV: Anwendungsspezifische IGBTs für beidseitige löt-/sinterfähige AVT,“ *BMBF Verbundprojekt, Förderkennzeichen: 13N10900*, p. 43, 2014.
- [8] D. Friedrich und R. Dudde, „Innovationscluster Leistungselektronik für Regenerative Energieversorgung,“ *Abschlußbericht: Zukunftsprogramm Wirtschaft mit Mitteln des Europäischen Fonds für regionale Entwicklung (EFRE), Projektnummer: 12212011*, p. 57, 30. November 2015.
- [9] B. M. und J. E. R. Rudzki, „Improved thermo-mechanical properties of a new bonding and joining technology lead to highly reliable modules for advanced power electronic applications,“ in *Proc. of Microtechnology and Thermal Problems in Electronics (MICROTHERM)*, Lodz, 2013.
- [10] G. Mannmeusel, M. Bäßler, H. Ströbel-Maier, M. Becker und F. Osterwald, „(PCIM2014), Influence of Danfoss Bond Buffer and Cu-Wire Bonds on the Electrical Switching Behaviour of IGBTs,“ in *PCIM Europ 2014*, Nuremberg, Germany, 2014.
- [11] J. Rudzki, F. Osterwald, M. Becker und R. Eisele, „(PCIM 2012), Novel Cu-bond contacts on sintered metal buffer for power module with extended capabilities,“ in *Proc. of the International Exhibition and Conference on Power Electronics and Intelligent Motion (PCIM)*, Nürnberg,, 2012.
- [12] G. Mannmeusel, M. Bäßler, H. Ströbel-Maier, M. Becker und F. Osterwald, „„Bond Buffer – Increase Power Density and Lifetime without Changing the System,“ *Bodo's Power Systems*, Oktober 2014.,“ *Bodo's Power Systems*, Oktober 2014.
- [13] J. Rudzki, M. Becker, R. Eisele, M. Poech und F. Osterwald, „(CIPS 2014), Power Modules with Increased Power Density and Reliability Using Cu Wire Bonds on Sintered Metal Buffer Layers“, KLSH Innovation Cluster Schleswig Holstein,“ in *8th*

International Conference on Integrated Power Electronics Systems, 25-27. February, Nuremberg, 2014.

- [14] R. Bredtmann, K. Olesen, J. Rudzki, R. Eisele und M. Becker, „Neue Aufbautechnik für das Hybrid-Fahrvergnügen,“ August 2013. [Online]. Available: <http://www.elektroniknet.de/automotive/infotainment/artikel/1004-24..>
- [15] J. Rudzki, M. Becker, Eisele R, F. M. Poech und F. Osterwald, „Reliability Results of Danfoss Bond BufferTechnology,“ *ECPE workshop Reliability and Intelligent Testing*, 2-3 Dec. 2014.
- [16] K. Olesen, R. Bredtmann und R. Eisele, „ShowerPower New Cooling Concept for Automotive Applications,“ *Automotive Power Electronics – 21-22 June 2006*, p. p. 1/9, 21-22 June 2006.
- [17] K. Olesen, F. Osterwald, M. Bast und R. Eisele, „Thermisches Management und Kühlungskonzepte für die Leistungselektronik in Elektro- und Hybridfahrzeugen“ 20. Oct. 2011,“ München, 2011.
- [18] K. Olesen, „Case Study: Reliability Testing of the ShowerPower® Cooler,“ in *ECPE workshop Reliability and Intelligent Testing – 2-3 Dec 2014 – Düsseldorf*, Düsseldorf, 2014.
- [19] Semikron. [Online]. Available: <http://shop.semikron.com/Produkte-und-Shop/Produktgruppen/Treiber/SKHI-23-12-R.html>.
- [20] Hy-Line. [Online]. Available: <https://www.hy-line.de/produkte/detail/cat130/igbt-treiber-core/2sc0108t/>.
- [21] D. Friedrich, „(Ultra-Le-MOS), Ultradünne PowerMOS Transistoren und IGBTs für fortschrittliche Packaging Verfahren , TV: Prozesse/Verfahren für die Herstellung ultradünner Trench IGBTs auf Sub-100µm-Substraten,“ *BMBF Verbundprojekt, Förderkennzeichen: 01M3131A*, p. 50, 12 Januar 2007.
- [22] D. Friedrich, „(NELE), Kompetenzzentrum Leistungselektronik Schleswig-Holstein“, „Neue Umrichterkonzepte 24/45V 5 bis 25kVA,“ Landesprojekt Schleswig Holstein, 2008-2011.
- [23] R. Plikat, C. Mertens und et al., „Anforderungen und Trends der elektrischen Antriebstechnik im automobilen Umfeld,“ in *7. ETG-Fachtagung: Bauelemente der Leistungselektronik und Ihre Anwendungen 2017, ETG Fachbericht 152*.
- [24] M. ANDRÉ, „Real-world driving cycles for measuring cars pollutant emissions – Part A: The ARTEMIS European driving cycles, Transport and Environment Laboratory,“ in *Report INRETS-LTE 0411*, 2004.
- [25] SEMICRON-Datasheet. [Online]. Available: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skcd-81-c-120-i4f-34727400/>.
- [26] H. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Sacco und M.-H. Poech, „Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application,“ *International Conference on Power*

- Electronics and Drive Systems 1997. Proceedings IEEE Power Electronics Society, pp. 425-430,, pp. pp. 425-430, 26-29 May 1997.*
- [27] P. Oesterlin, Springer Series in Materials Science, Subsecond Annealing of Advanced Materials, 1 ed., vol. 192, W. Skorupa and H. Schmidt, Eds., Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London: Springer, 2014, pp. 155-171.
- [28] D. Friedrich, H. Bernt, H. Hanssen, P. Oesterlin und H. Schmidt, „Laser Annealing of Power Devices,“ in *IEEE International Conference on Advances Thermal Processing of Semiconductors-RTP2007*, 2007.
- [29] Y. Arai, T. Mitsuda, T. Kudo und K. Sano, „Backside-Activation Technique of Power Device IGBTs by a Microsecond-Pulseed Green Laser,“ in *Proceedings of the 17th IEEE International Conference on Advanced Thermal Processing of Semiconductors*, 2009.
- [30] U. Schümann, J. Schnack, , R. Eisele, D. Hilper, C. Mertens, P. Heumann, M. Päsler, J. Hinz, H.-J. Schliwinski, M. Kamprath, A. Zastrow, H. Beer, F. Osterwald, T. Ebel, S. Brückner, H. Wolf, H. Reese und S. Schikowski, „(PCIM2018), Highly integrated Traction Inverter for Modular Drive Concept,“ in *PCIM Europe 2018*, Nuremberg, Germany, 2018.
- [31] [Online]. Available: www.speed2e.de.
- [32] [Online]. Available: <http://www.speed4e.de/Joomla/index.php/de/>.
- [33] [Online]. Available: <https://www.elektronikforschung.de/projekte/lasic>.
- [34] C. Jaeger, A. Philippou, A. Vellei, Laven, J.G. und A. Härtl, „A new sub-micron trench cell concept in ultrathin wafer technology for next Generation 1200 V IGBTs,“ *Proceedings ISPSD, The 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Sapporo*, pp. pp. 69-72, 2017.
- [35] I. Deviny, H. Luo, Q. Xiao, Y. Yao, C. Zhu, L.-K. Ngwendson, H. Xiao, X. Dai und G. Liu, „A Novel 1700 RET-IGBT (Recessed Emitter Trench IGBT) Shows Record Low Vce(on) Enhanced Current Handling Capability ans Short Circuit Robustness,“ *IEEE Proceedings ISPSD, The 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Sapporo*, pp. pp. 147-150, 2017.
- [36] C. Müller, A. Philippou, C. Jaeger, M. Seifert, A. Vellei und M. Fugger, „New 1200 V IGBT and diode technology with improved controllability for superior performance in drives application,“ *PCIM Europe 2018*, pp. pp. 289-296, 7-7 June 2018.
- [37] T. Gutt, F. Umbach, H. P. Felsl, M. Pfaffenlehner, F.-J. Niedernostheide und H. Schilze, „Methode for Manufacturing a Semiconductor Substrate Including Laserannealing“. United States Patent US 2009/027200 A1, 29 October 2008.