

# Projekt H3Top

## Abschlussbericht

Zuwendungsempfänger: RWTH Aachen University Templergraben 55 52062 Aachen	Förderkennzeichen: 16EMO0176
Vorhabenbezeichnung: Verbundprojekt: Hocheffiziente 3-Level Inverter Topologie für Hochspannungsantriebe mit kostengünstigen Halbleitern – H3Top – Teilvorhaben: Ganzheitlicher Vergleich von 2 und 3-Level-Umrichterkonfigurationen für Traktionsantriebe großer Leistung hinsichtlich Effizienz und EMV	
Laufzeit des Vorhabens: 01.02.2016 bis 31.01.2019	
Berichtszeitraum 01.02.2016 bis 31.12.2016	
Berichtsdatum 17. Juni 2019	
Vorgelegt beim Projektträger: VDI/VDE Innovation + Technik GmbH Steinplatz 1 10623 Berlin	
Ansprechpartner: Frau Jenny Borning	
Vorgelegt durch: Herr Andreas Bubert ISEA-LEA Jägerstr. 17/19 52066 Aachen Telefon: +49 241 80-99612 E-Mail: abu@isea.rwth-aachen.de	Herr Karl Oberdieck ISEA-LEA Jägerstr. 17/19 52066 Aachen Telefon: +49 241 80-96939 E-Mail: post@isea.rwth-aachen.de

# Inhaltsverzeichnis

I.	Kurze Darstellung der Aufgabenstellung, der Voraussetzungen, der Planung und des Ablaufs des Vorhabens .....	3
1.	Aufgabenstellung.....	3
2.	Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde .....	3
3.	Planung und Ablauf des Vorhabens .....	4
4.	Stand der Technik, an den angeknüpft wurde .....	5
5.	Zusammenarbeit mit anderen Stellen.....	9
II.	Eingehende Darstellung .....	10
1.	Verwendung der Zuwendung und des erzielten Ergebnisses im Einzelnen, mit Gegenüberstellung der vorgegebenen Ziele .....	10
AP 1 –	Spezifikation der Anforderungen .....	10
AP 2.1 –	Entwicklung eines Simulationsmodells der Leistungselektronik.....	12
AP 2.2 –	Entwicklung eines Simulationsmodells der elektrischen Maschine.....	17
AP 2.3 –	Entwicklung eines Regelungsmodells des Antriebs .....	21
AP 2.4 –	Entwicklung einer Fahrzeugsimulation .....	22
AP 3.1 –	Aufbau und Entwicklung von NPC-Forschungsmuster 1 .....	23
AP 3.2 –	Aufbau von Benchmark-Systemen .....	24
AP 3.4 –	Entwicklung des 800 V E-Maschinen-Forschungsmusters .....	31
AP 4.1 –	Simulative Optimierung der Ansteuerungsverfahren und Maschinenregelung .....	35
AP 4.2 –	Entwicklung der Umrichtersteuerung .....	54
AP 5.1 –	Applikation der Ansteuerungsverfahren und Maschinenregelung.....	56
AP 5.2 –	Inbetriebnahme NPC-Forschungsmuster 1 und Si-Benchmarksysteme .....	59
AP 5.3 –	Inbetriebnahme und Validierung Demonstratorgeneration.....	62
AP 5.5 –	Inbetriebnahme und Validierung des 800 V 2-Level SiC-Wechselrichters (13 PM) .....	81
2.	Wichtigste Position des zahlenmäßigen Nachweises.....	85
3.	Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit.....	85
4.	Voraussichtliches Nutzen, insbesondere der Verwertbarkeit des Ergebnisses im Sinne des fortgeschriebenen Verwertungsplans.....	86
5.	Während der Durchführung des Vorhabens dem ZE bekannt gewordenen Fortschritts auf dem Gebiet des Vorhabens bei anderen Stellen.....	87
6.	Erfolgte oder geplante Veröffentlichungen des Ergebnisses .....	87
III.	Anhang.....	88
1.	Tabellenverzeichnis .....	88
2.	Abbildungsverzeichnis .....	88
3.	Literaturverzeichnis .....	92

# **I. Kurze Darstellung der Aufgabenstellung, der Voraussetzungen, der Planung und des Ablaufs des Vorhabens**

## **1. Aufgabenstellung**

Bei Elektrofahrzeugen mit Traktionsleistungen jenseits von 150 kW wird aus Effizienzgründen der Einsatz von Hochvoltzwischenkreisen (800 V) diskutiert. In diesem Spannungsbereich ist die aus Industrieanwendungen bekannte 3-Level-NPC-Topologie von Nutzen, da sie den Einsatz von 650-V-Leistungshalbleitern ermöglicht.

Hier setzt das vom BMBF geförderte Projekt „Hocheffiziente 3-Level Inverter Topologie für Hochspannungsantriebe mit kostengünstigen Halbleitern“ (H3Top) an. An diesem Forschungsvorhaben sind neben dem ISEA auch die Unternehmen Bosch, Infineon, Daimler und FTCAP beteiligt.

Das ISEA hat in diesem Projekt die Aufgabe übernommen, unterschiedliche Antriebsstrangkonzepte als vergleichbare Prototypen aufzubauen sowie diese ganzheitlich zu untersuchen und zu bewerten. Der Fokus liegt dabei auf dem Einfluss der höheren Zwischenkreisspannung und der 3-Level-Topologie auf das gesamte Antriebssystem aus Inverter und Maschine.

Weiterhin werden Auswirkungen bei der Verwendung schnellschaltender Halbleitertechnologien (SiC) erforscht. Verglichen werden dabei Konfigurationen aus vier verschiedenen Invertern und zwei Asynchronmaschinen (400 V und 800 V). Neben dem Wirkungsgrad fließen in die Gesamtbeurteilung auch Aspekte wie Bauraum, Aufwand von Maßnahmen gegen hochfrequente Störungen, Lagerstrombelastung der Maschine und Geräuschemissionen ein.

## **2. Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde**

Von der Spezifikation der Anforderungen und der Entwicklung der Modelle bis zum Aufbau von Benchmark-Systemen und Inbetriebnahme und Validierung der Umrichtersysteme ist eine enge Zusammenarbeit verschiedener Partner und Organisationseinheiten vonnöten. Zu Projektbeginn wurden die erforderlichen Aktivitäten geplant und mit den Beteiligten (Ministerium, Projektträger, Partnern) abgestimmt. Während der Projektdurchführung wurde der Fortschritt überprüft, bei Abweichungen wurden Korrekturmaßnahmen ergriffen und die Arbeitsergebnisse wurden aktualisiert. Zum Projektabschluss wurden die Arbeitsergebnisse evaluiert und dokumentiert, Ergebnisse und Dokumentation wurden in geeigneter Form den Empfängern übergeben. Im Einzelnen sind folgende Schritte zu berücksichtigen:

- Definition und Verifikation der Projektziele
- Strukturierung des Gesamtprojekts in Arbeitspakete
- Gliederung in definierte Phasen mit Dauer, Anfangs- und Endtermin, Aufwänden, Abhängigkeiten der Arbeitspakete, Verantwortlichen und Meilensteinen
- Planung und Verfolgung der Aktivitäten zum Projektmanagement

- Einbindung aller betroffenen Personen und Gruppen (Stakeholder)
- Regelmäßiger Vergleich des Projektstatus mit den Projektplänen, bei Bedarf Analyse von Abweichungen
- Festlegung von Korrekturmaßnahmen bei Abweichungen des Projektstatus von den Projektplänen, Verfolgung der Abarbeitung bis zum Abschluss
- Kommunikation von Änderungen und Korrekturen der Projektpläne sowie des Projektstatus an die Stakeholder
- Projektadministration (Kosten, Sachmittel)

### 3. Planung und Ablauf des Vorhabens

Das Projekt wird insgesamt in 5 Arbeitspakete unterteilt die Abbildung 1 entnommen werden können. Jeweils in Arbeitspaket 3 und 5 sind Meilensteine geplant, anhand derer der Fortschritt des Vorhabens gemessen wird.

H3Top - ISEA				1				2				3					
AP	Beschreibung	Pers. (M)	Mat. (K€)	Quartal				Quartal				Quartal					
				I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV		
<b>1</b>	<b>Spezifikation der Anforderungen</b>	2	0	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	Spezifikation der Anforderungen	2		2													
<b>2</b>	<b>Entwicklung einer Simulationsumgebung für den Antriebsstrang</b>	14	0	2	2	2	3	1	1	1	1	0	0	0	1	0	
2.1	Entwicklung eines Simulationsmodells der Leistungselektronik	4		1	1	1	1										
2.2	Entwicklung eines Simulationsmodells der elektrischen Maschine	5		1	1			1	1	1							
2.3	Entwicklung des Regelungsmodells des Antriebs	4				1	2	1									
2.4	Entwicklung einer Fahrzeugsimulation	1													1		
<b>3</b>	<b>Entwicklung der Forschungsmuster und Demonstratoren</b>	15	45	1	4	4	2	2	2	0	0	0	0	0	0	0	
3.1	Aufbau und Entwicklung von NPC-Forschungsmuster 1	2	4		1	1											
3.2	Aufbau von Benchmark-Systemen	11	41	1	2	2	2	2	2								
3.3	Entwicklung von Demonstratorgeneration 2 in zwei Leistungsklassen	0															
3.4	Entwicklung des 800 V E-Maschinen-Forschungsmusters	2			1	1											
<b>4</b>	<b>Entwicklung von Ansteuerverfahren und Maschinenregelung</b>	24	1	0	0	0	2	3	3	4	4	4	4	0	0	0	
4.1	Simulative Optimierung der Ansteuerungsverfahren und Maschinenregelung	16	1				2	3	3	3	3	2					
4.2	Entwicklung der Umrichtersteuerung	8							1	1	2	4					
<b>5</b>	<b>Inbetriebnahme, Vermessung und Bewertung der Demonstratoren</b>	33	191	2	1	2	1	1	1	3	3	3	3	6	7		
5.1	Applikation der Ansteuerungsverfahren und Maschinenregelung	3											1	1	1		
5.2	Inbetriebnahme NPC-Forschungsmuster 1 und Si-Benchmarksysteme	8	184	2	1	2	1	1									
5.3	Inbetriebnahme und Validierung Demonstratorgeneration 2	9	4						1	1	1	1	2	3			
5.4	Inbetriebnahme und Validierung des 800V 2-Level Wechselrichters	0															
5.5	Inbetriebnahme und Validierung des 800V 2-Level SiC-Wechselrichters	13	4						2	2	1	1	3	4			
<b>Meilensteine</b>																	
M1	Entwicklung der Si-Benchmarksysteme ist abgeschlossen und Systeme sind aufgebaut																
M2	Demonstratorgeneration 1 ist in Betrieb genommen und messtechnisch evaluiert																
M3	Entwicklung der Demonstratorgeneration 2 ist abgeschlossen und Systeme sind aufgebaut																
<b>Σ</b>	<b>Summe der Gesamtaufwände ISEA</b>	<b>88</b>	<b>236</b>	<b>7</b>	<b>7</b>	<b>8</b>	<b>8</b>	<b>7</b>	<b>7</b>	<b>8</b>	<b>8</b>	<b>7</b>	<b>7</b>	<b>7</b>	<b>7</b>		

Abbildung 1: Überblick der Arbeitspakete im Rahmen des Gesamtprojekts inklusive Meilensteinen

Die Systemsimulation, bestehend aus Umrichter- und Maschinenmodell, wird zunächst anhand der in AP 1 definierten Spezifikationen parametrisiert. Mit Hilfe des Simulationsmodells können im Laufe des Projekts verschiedene Ansteuer- und Regelungsverfahren in Abhängigkeit der Systemkonfiguration, d.h. der Zwischenkreisspannung und der Umrichtertopologie, simulativ erprobt und evaluiert werden. Darüber hinaus werden die Ergebnisse der Simulation bereits in einem frühen Projektstadium zur Auslegung der Demonstratorsysteme herangezogen. Im Gegenzug dienen die aufgebauten

Demonstratorsysteme zur Parametrierung der Simulationsmodelle, insbesondere hinsichtlich der parasitären Eigenschaften. Für den gesamtheitlichen Vergleich zwischen unterschiedlichen Antriebskonfigurationen werden im Rahmen des Projekts insgesamt vier verschiedene Demonstratorsysteme entwickelt: Ein 3-Level-NPC-System mit einer Zwischenkreisspannung von 800 V (zwei Entwicklungsstufen) sowie drei unterschiedliche 2-Level-B6C-Umrichter als Benchmark. Die Benchmarksysteme werden für eine Zwischenkreisspannung von 800 V (zwei Systeme, mit SiC-MOSFETs und IGBTs) und für eine Zwischenkreisspannung von 400 V (IGBTs) aufgebaut. Im Anschluss werden die simulativ entwickelten Ansteuerungs- und Regelungsverfahren anhand der Demonstratoren verifiziert und evaluiert. Durch den stetig iterativen Prozess zwischen der System- und der Demonstrateurebene in Verbindung mit der ausführlichen Vermessung und Bewertung der Demonstratoren wird ein gesamtheitlicher Vergleich zwischen den unterschiedlichen Systemkonfigurationen ermöglicht.

#### **4. Stand der Technik, an den angeknüpft wurde**

Die Energiewandlung zwischen der Antriebsbatterie und der elektrischen Maschine wird in drehzahlvariablen Antrieben durch einen Wechselrichter ermöglicht. Dieser wandelt die Gleichspannung der Batterie in eine dreiphasige Wechselspannung zur Erzeugung des angeforderten Drehmoments in der Maschine um. In aktuellen Elektro- und Plug-In-Hybridfahrzeugen kommt dazu standardmäßig die 2-Level-B6C-Schaltung zum Einsatz. Die maximale Antriebsleistung kann durch die Erhöhung des Stroms oder der Spannung skaliert werden.

Bei der Stromskalierung wird durch Parallelisierung der Leistungsschalter bei gleicher Batteriespannung der Phasenstrom in der Maschine erhöht. Der Vorteil ist hier, dass auf bestehende 650V-Halbleitertechnologie aufgebaut werden kann. Erkauft wird dieser Vorteil durch die sehr hohen resultierenden Ströme, die in der Aufbau- in Verbindungstechnik zusätzliche Verluste verursachen und aufgrund großer benötigter Leiterquerschnitte nachteilig bezüglich Bauraum und Gewicht sind. Stromskalierung wird aktuell in Elektro-PKWs mit einer Leistung von bis zu 350kW eingesetzt.

Bei der Spannungsskalierung wird zur Leistungssteigerung die Batteriespannung erhöht, was insbesondere die Verwendung von IGBT-Schaltern mit höherer Spannungsfestigkeit (z.B. 1200V) erforderlich macht. Der Vorteil der geringeren Ströme wird dabei durch zusätzliche Schaltverluste in den Halbleitern erkaufte. Diese skalieren quadratisch mit der Erhöhung der Sperrspannung. Eingesetzt wird die Spannungsskalierung aktuell in Elektrobussen.

Der sogenannte 3-Level-NPC-Wechselrichter ist derzeit überwiegend in der Photovoltaik und in Windkraftanlagen als DC/AC-Wandler zur Netzeinspeisung zu finden. Anstelle eines IGBT-Schalters in der B6C-Schaltung werden hier zwei IGBT-Schalter in Serie geschaltet deren Mittelpunkt über eine Diode mit dem Mittenabgriff des Zwischenkreiskondensators verbunden ist. Die beiden Schalter werden dabei nicht gemeinsam geschaltet. Es wird immer nur der Schaltzustand eines Schalters verändert. So können drei Spannungslevel an die Phasenausgänge geschaltet werden, wobei jeder Schalter maximal die halbe Zwischenkreisspannung sperren muss.

Ein Anwendungsbeispiel ist der G7 Drive von Yaskawa. Die Veröffentlichung [1] von Yaskawa zeigt das Potential dieser Topologie als Wechselrichter für stationäre drehzahlvariable Antriebe auf. Sowohl hinsichtlich Akustik als auch Lebensdauer und EMV sind hier Vorteile erkennbar.

### Forschungstätigkeiten für Automobilanwendungen

Wechselrichter in Windkraftanlagen und Solaranlagen wandeln die durch Wind und Sonne generierte Energie zur Speisung in das Stromnetz. Im Fall der Windenergie (Abbildung 2) wird zuerst gleichgerichtet, um danach die Gleichspannung zur Speisung in das Netz in eine Wechselspannung zu wandeln während man in Solaranlagen (Abbildung 3) Gleichspannung erhält, die teilweise vor der Wandlung in Netzspannung noch einmal auf einen andere Zwischenkreisspannung gesetzt wird.



Abbildung 2: Topologie Windkraftanlage



Abbildung 3: Topologie Zentralinverter für Photovoltaik

Bei der Wandlung der Gleichspannung in Netzspannung (DC/AC) werden sowohl klassische Zweilevel-Invertertopologien eingesetzt (wie z.B. auch in den Infineon ModSTACK™ Produkten im Megawatt-Bereich) wie auch Dreilevel- / NPCx-Topologien. Diese finden sich beispielsweise in Photovoltaik-Zentralwechselrichtern mit Ausgangsleistungen von einigen kVA bis in den MVA Bereich und bilden hier den Ausgangspunkt zur Speisung in das Versorgungsnetz. Beim Einsatz einer NPCx-Topologie bieten sich in diesen unidirektionalen Systemen Vorteile für die Dimensionierung der Ausgangsfilter. Bei kleinerem Aufwand in den passiven Komponenten (im Vergleich zu Zweilevel-Topologien) können z.B. die Anforderungen an die resultierende harmonische Verzerrung weiterhin erreicht werden.

Eine Anforderung für die Auslegung des Systems für die Speisung in das Versorgungsnetz ist unter anderem das Verhalten des Wechselrichters bei Spannungseinbrüchen. Hier

müssen im Fall von Spannungseinbrüchen hohe Kurzschlussströme in das Netz eingespeist werden, um in kritischen Zuständen des Netzes die Wahrscheinlichkeit eines Blackouts zu verringern.

Im Folgenden sind wesentliche Unterschiede zwischen Photovoltaik-/Windkraftanlagen und der Automobilanwendung von H3Top aufgelistet:

#### Regelung/Ansteuerung:

Bei Photovoltaik-/Windkraftanlagen kommt ein statisches System zum Einsatz. Spannung und Frequenz werden auf einen festem Wert geregelt (z.B. 10kV@50Hz)

H3Top: Für den Einsatz der 3-Level-NPC-Schaltung in Automobil-Bereich werden neue Ansteuer-/Regelverfahren erforscht, die den dynamischen Betrieb über einen großen Drehzahlbereich (z.B. 0...15.000 1/min) und einen weiten Spannungsbereich (z.B. 400...800V) ermöglichen.

#### Spannungsquellen

Photovoltaik-/Windkraft: Die Spannungsquellen haben gleiche Spannungslage.

H3Top: Bei unterschiedlicher Spannungslage der Quellen müssen neue Berechnungsformeln der Schaltzeiten für die Raumzeigermodulation erstellt werden: die Formeln der Photovoltaik und der anderen Anwendungen sind nicht mehr gültig

#### Zwischenkreiskondensator

Photovoltaik-/Windkraft: Elektrolytkondensatoren - H3Top: Folienkondensatoren

#### Anforderungen im Automobilbereich:

Im Projekt H3Top wird auf vorhandene Erkenntnisse aus dem Bereich der Photovoltaik aufgesetzt, allerdings erfordert die Übertragung in die Automobil-Domäne zusätzliche Forschungsaktivitäten, da sich die Anforderungen in wesentlichen Punkten unterscheiden:

- Bauraum: während bei der Photovoltaik wenige Restriktionen bezüglich des Bauraumes bestehen, ist dieser Punkt elementar für den Automobilbereich. Insbesondere die Wärmeableitung stellt eine Herausforderung dar. Forschungsbedarf besteht u.a. hinsichtlich der Skalierbarkeit von Kühlkörpern und die Handhabung von Temperaturgefällen innerhalb des Kühlkörpers. Das Projekt H3Top zielt bezüglich der Leistungsdichte auf die Erfüllung der aktuellen Anforderungen im Automobilbereich. Zum Erreichen dieses Ziels müssen aufgrund der erhöhten Komplexität des 3-Level-NPC-Wechselrichters (z.B. doppelte Anzahl an Halbleiterschaltern und Gatetreibern, aufgeteilter Zwischenkreiskondensator) neue AVT-Konzepte erforscht werden.
- Schüttelbeanspruchung: Diese ist bei Photovoltaik vernachlässigbar und bei Windkraftanlagen (der Mast kann als langes Pendel betrachtet werden, das entsprechend niederfrequent schwingt) vorhanden, aber weitgehend unkritisch. Bei Automobilanwendungen hingegen muss diese Art der mechanischen Beanspruchung berücksichtigt werden, um die Lebensdauer der Komponenten garantieren zu können.

Hier sind Forschungsaktivitäten erforderlich, um Einflüsse durch Schüttelbeanspruchung modellieren und damit simulieren zu können.

- Kosten: Der Automobil-Markt ist massiv kostengetrieben. Daher ist das Ziel, die Systemkosten zu minimieren. Dabei können sich Lösungen ergeben, die einen höheren Halbleiternaufwand erfordern.
- Komfort und Sicherheit: Im Automobil spielt Komfort eine wesentliche Rolle, d.h. Geräuschentwicklung und Drehmomentschwankungen müssen weitgehend vermieden werden. Überdies können Drehmomentsprünge (z.B. im Fehlerfall) zu unsicheren Fahrzuständen führen, was besondere Maßnahmen bzgl. der Auslegung erfordert (Konformität mit ISO26262)
- Traktionsanwendung: Im Gegensatz zum Netzbetrieb bei weitgehend konstanter Netzfrequenz werden in Traktionsanwendungen drehzahlvariable Antriebe benötigt. Die erreichbare elektrische Grundfrequenz aber auch die ggf. einzuprägenden Harmonischen können dabei ein Vielfaches der Netzfrequenz von 50 Hz erreichen. Aus diesem Grund kommen bei Antriebssystemen in der Regel keine Sinusfilter zum Einsatz. Dies verspricht bei Anwendung der 3-level-Topologie ein erheblichen Vorteil gegenüber konventionellen B6C Antrieben und muss quantitativ und qualitativ analysiert werden.
- Temperaturzyklen: Die Lebensdauer der Leistungselektronik wird maßgeblich durch die Anzahl der thermischen Zyklen bestimmt. Dabei spielen sowohl der relative Temperaturhub als auch die absolute Temperatur eine große Rolle. Gleichzeitig sind die thermischen Zeitkonstanten der Leistungselektronik sehr klein ( $< 1$  sec). In Hinblick auf die stark schwankenden Lastprofile in der Elektromobilität, wie z.B. beim Stillstand und dem anschließenden Beschleunigen an einer Ampel, ist die Leistungselektronik in automobilen Anwendungen im Gegensatz zur Photovoltaik/Windkraft wesentlich höheren thermischen Zyklen ausgesetzt. Um dennoch eine hohe Ausfallsicherheit zu gewährleisten sind tiefgehende Forschungsaktivitäten zur Optimierung der AVT oder zur Implementierung einer thermischen Regelung erforderlich.

## Status Silizium-Carbid Technologie

Die Silizium-Carbid Technologie ist für viele ein großer Hoffnungsträger die Leistungselektronikwelt deutlich zu verbessern. Für industrielle Anwendungen im Bereich hochfrequenter DC/DC Wandler sowie kleinerer Wechselrichter gibt es bereits erste Applikationen. Jedoch ist die Verfügbarkeit der Bauteile schlecht und im direkten Preisvergleich liegen die Kosten um den Faktor 5 über einem IGBT neuester Technologie (Herangezogener Vergleich von einem ST SiC-MOSFET und einem Infineon Highspeed IGBT3 im gleichen Gehäuse bei ungefähr gleicher Stromtragfähigkeit, Distributor Mouser). Im Vergleich der Datenblätter zeigen sich Vorteile für den IGBT. (bei 40A: SiC-MOSFET:  $R_{ds(on)}=80\text{m}\Omega$ , IGBT:  $V_{ce}=2,5\text{V}$ ). Es bestehen wenig Felderfahrungen sowie Lebensdauerkenntnisse dieser Technologie. Diverse Veröffentlichungen versuchen die Vorteile der Technologie aufzuzeigen, jedoch sind die Leistungen oft gering (3kW). Auf Problematiken wie Lebensdauer, EMV und Akustik wird nicht eingegangen, so dass an dieser Stelle noch Potenziale vorhanden sind die es zu untersuchen gilt. Auch in Verbindung mit elektrischen Maschinen sind bislang wenige Erkenntnisse vorhanden. Insbesondere sind keine Aussagen über das EMV Verhalten und negative Einflüsse auf Isolations- und Lagerlebensdauer möglich, welche durch die stärkere Belastung durch steilere Spannungs- und Stromflanken zu erwarten sind.



## 5. Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Zur Realisierung der definierten Arbeitsziele wurde das Vorhaben vom ISEA RWTH zusammen mit der Infineon Technologies AG, Robert Bosch GmbH, FTCAP GmbH und Daimler AG durchgeführt. Die skalierbare IGBT-Module wurden von der Infineon Technologies AG aufgebaut. Die ASM, die Systemintegration und Ansteuerverfahren wurden zusammen mit der Robert Bosch GmbH entwickelt. Die Zwischenkreiskondensatoren wurden von der FTCAP GmbH entwickelt. Die Daimler AG definierte die Anforderungen und bewertete die Ergebnisse. Die Modulationsverfahren und die SiC-Umrichter wurden vom ISEA RWTH entwickelt. Weiterhin wurden die Lagerströme, die EMV, die Verluste, etc. untersucht.

## **II. Eingehende Darstellung**

### **1. Verwendung der Zuwendung und des erzielten Ergebnisses im Einzelnen, mit Gegenüberstellung der vorgegebenen Ziele**

#### **AP 1 – Spezifikation der Anforderungen**

In AP 1 wurden die Parameter für die Lastenhefte des Antriebsstrangs sowie der Leistungsmodule bestimmt und spezifiziert.

Dabei wurden mit Hilfe der in AP 2 aufgebauten Simulationsumgebung und der vom Partner Bosch bereitgestellten Maschinenkennlinie die thermischen und elektrischen Anforderungen an die jeweiligen Komponenten (u. a. Größe des Kondensators, Stromtragfähigkeit der Leistungsmodule) identifiziert.

Weiterhin wurden Parameter für verschiedene Leistungsklassen aufgrund unterschiedlicher Fahrzeugtypen (PKW, LKW/Kleinbusse) festgelegt. Tabelle 1 zeigt die entwickelte Anforderungsmatrix für die verschiedenen Fahrzeugklassen.

Tabelle 1 - Anforderungsmatrix für die verschiedenen Fahrzeugklassen

	Nummer	Randbedingung	Abkürzung	PKW		Bus	Einheit
				klein/SMART EV	kompakt/B-Klasse		
				Wertebereich			
Randbedingungen	2.1	Leergewicht DIN	mLeer	1150	1350	10000	kg
	2.2	Fahrzeugmasse (zGg)	m_Kfz_zGg			18000	kg
	2.3	Übersetzungsverhältnis Getriebe	ü_G				-
	2.4	obere Umgebungstemperatur		85	85	85	°C
	2.5	untere Umgebungstemperatur		-40	-40	-40	°C
	2.6	Achslastverteilung VA/HA		x	x	x	x/y % VA/HA
	2.11	Rad Radius VA	r <sub>RadVA</sub>	0,295	0,31	0,48	m
	2.12	Rad Radius HA	r <sub>RadHA</sub>	0,295	0,31	0,48	m
		Radstand	l_achse	1,9	2,8	4,4	m
	2.13	Luftwiderstandreibwert	cw	0,27	0,25	0,55	-
	2.14	Stirnfläche, Frontalfläche	A	2,1	2,2	7,7	m <sup>2</sup>
	2.15	Rollwiderstandreibwert, Rollreibungskoeffizient	fr	0,0055	0,0045	0,0045	[-]
	2.16	Lebensdauer		8.000	8.000	20.000 ?	h
	2.17	Lebensdauer		300.000	300000	1000000	km
	2.20	Trägheitsmoment Maschine	J_EM	0,03	0,05	0,09	kg*m <sup>2</sup>
		Trägheitsmoment Getriebe	J_G	0,0016	0,0016	0,002	kg*m <sup>2</sup>
		Kapazität Batterie		15	30	300	kWh
		Leitungslänge Inverter zu Batterie		1 (2x1)	1,5 (2x1,5)	5 (2x5)	m

## AP 2.1 – Entwicklung eines Simulationsmodells der Leistungselektronik

### MATLAB/Simulink-Modell zur Untersuchung der Systemeigenschaften

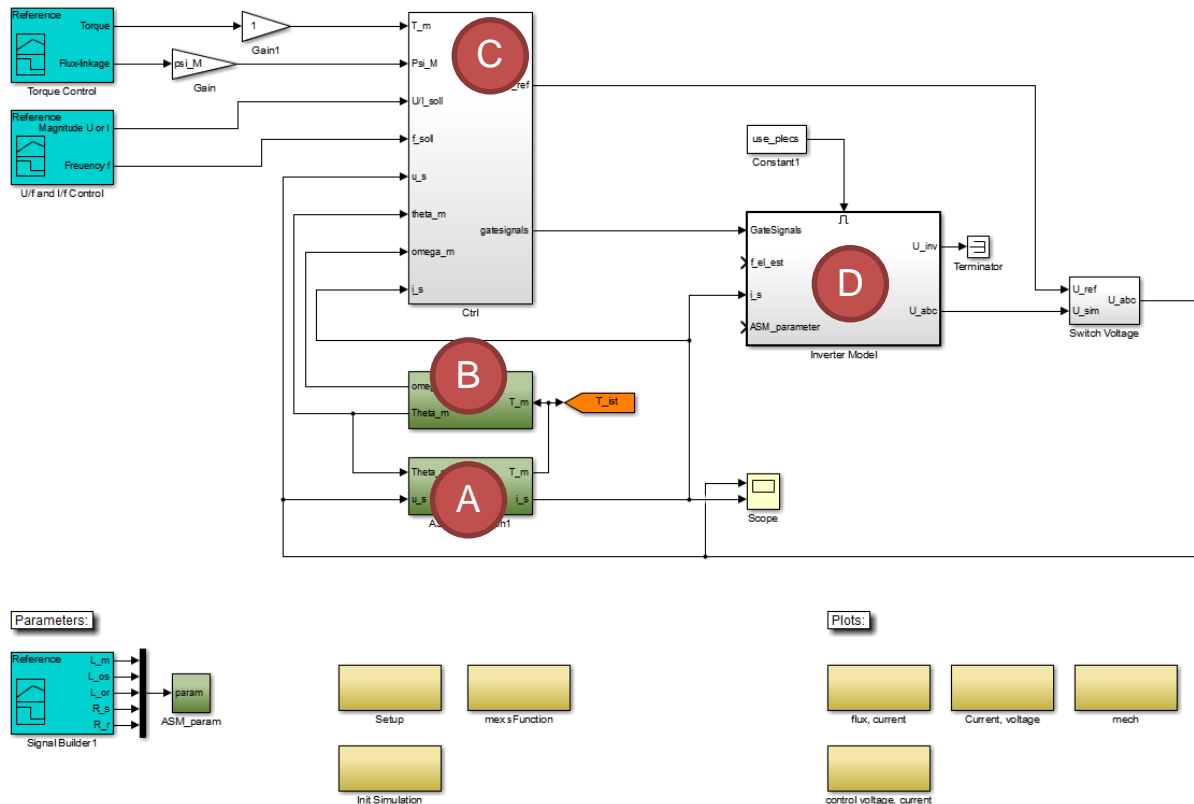


Abbildung 4: Simulink Antriebsstrangmodell

Für die simulative Erprobung und Entwicklung der Umrichtersteuerung wurde am ISEA zunächst eine Simulationsumgebung in Matlab/Simulink aufgebaut. Wie in Abbildung 4 zu erkennen, wurden dazu dynamische parametrierbare Teilmodelle für alle Antriebskomponenten entwickelt, die im Folgenden kurz beschrieben werden:

- **(A) Dynamisches Asynchronmaschinenmodell**  
Die Asynchronmaschine wurde in Simulink durch ein dynamisches IRTF-Modell (Idealer rotierender Transformator) modelliert. Darüber hinaus wurden die charakteristischen nichtlinearen Effekte wie Eisensättigung, Stromverdrängung in den Rotorstäben und Hysterese- und Wirbelstromverluste nachgebildet.
- **(B) Mechanisches Lastmodell**  
Das mechanische Lastmodell enthält die Massenträgheit des Maschinenrotors und kann flexibel durch weitere Antriebskomponenten bis hin zum Gesamtfahrzeug erweitert werden. Eine genaue Modellierung der Fahrzeugcharakteristik steht nicht im Fokus der Arbeiten in H3Top.
- **(C) Regelungsmodell mit DSP und FPGA-Nachbildung**  
Die Messwerterfassung mit Abtastung und Filterung der Messgrößen wird in H3Top hardwareseitig auf einem FPGA realisiert. Dadurch können Ströme und Spannungen mit 1 MHz abgetastet und digital gefiltert werden. Für das Simulinkmodell wurde eine funktionelle Nachbildung entwickelt welche der Messwerterfassung des

Hardwaresystems bestmöglich entspricht um Einflüsse auf die Regelung zu untersuchen.

Die Maschinenregelung wird über ein getriggertes Subsystem als C++ Quellcode in die Simulation eingebunden. So ist eine direkte Regelungsentwicklung innerhalb der Simulationsumgebung möglich um eine effiziente Regelungsentwicklung zu gewährleisten.

- (D) Universelles Umrichtermodell

Die im Regelungsmodell erzeugten Schaltsignale werden an ein Umrichtermodell weitergegeben. Dieses wurde in PLECS universell für B6C- und NPC-Topologie aufgebaut. Das Umrichtermodell wurde entsprechend der in H3Top aufgebauten Umrichterschemen parametrisiert. Dadurch ist eine genaue Bestimmung der Inverterverluste und thermischen Eigenschaften gegeben. Für die Regelungsentwicklung wurde ein weiteres funktionales Umrichtermodell in Simulink entwickelt, welches Vorteile bzgl. der Ausführungsgeschwindigkeit bietet. Auch hier werden wesentliche Charakteristiken wie Totzeit und der Spannungsabfall über den Halbleitern korrekt abgebildet um bei der Entwicklung von Modulations- sowie Regelungsalgorithmen berücksichtigt werden zu können.

Die genaue Modellierung der Inverter- und Maschinenkomponenten erlaubt nicht nur eine sehr genaue Simulation von Effizienz, sondern ermöglicht auch eine sehr hardwarenahe Entwicklung der Regelung- und Ansteuerungsverfahren. So können in AP 4 in der Simulationsumgebung verschiedene Modulationsverfahren für die Zielplattform implementiert, getestet und verglichen werden. Die Umrichterteilmodelle wurden zunächst gemäß ihrer Datenblattwerte parametrisiert, das Maschinenmodell gemäß der vom Projektpartner Bosch zur Verfügung gestellter FEM-Daten.

### **SIMetrix-Modell zur Vorhersage der Störaussendung**

Zur Untersuchung und Vorhersage elektromagnetischer Emissionen wurde ein Modell mit parasitäreren kapazitiven und induktiven Elementen in der Software SIMetrix erstellt. Das Modell umfasst die Nachbildungen des Wechselrichters (Abbildung 5), der Kühlanbindung und der Bezugsmasse (Abbildung 6), der Netznachbildung (Abbildung 7) und einer synthetischen Maschinenlast (Abbildung 8).

Anstelle eines getrennten Gleich- und Gegentaktmodells wird ein gemeinsames Modell verwendet. Damit kann die Parametrierung direkt aus Abschätzungen, Charakterisierung sowie Messungen erfolgen. Eine Umrechnung in die getrennten Modelle entfällt. Wichtiger noch, es werden auch Kopplungseffekte zwischen beiden Störungsarten abgebildet. Eine getrennte Modellierung von Gleich- und Gegentakt setzt ein symmetrisches System über den gesamten Frequenzbereich voraus, was im Falle leistungselektronischer Systeme in der Regel nicht zutrifft. Am Ausgang der Netznachbildung müssen die Störungsarten in Gleich- und Gegentakt getrennt werden. Erst mit der Trennung kann eine zielgerichtete Entstörung des Systems erfolgen. Deshalb wurde eine detaillierte Untersuchung möglicher Separationsverfahren zwischen Gleich- und Gegentakt durchgeführt. Darauf aufbauend wurde ein Gleichtakt-Gegentakt-Separator entwickelt, welcher den UKW-Bereich bis 110 MHz einschließt. Aus der Literatur sind bisher ausschließlich Aufbauten bis 30 MHz bekannt. Die Arbeit wurde für die PCIM 2018 veröffentlicht.

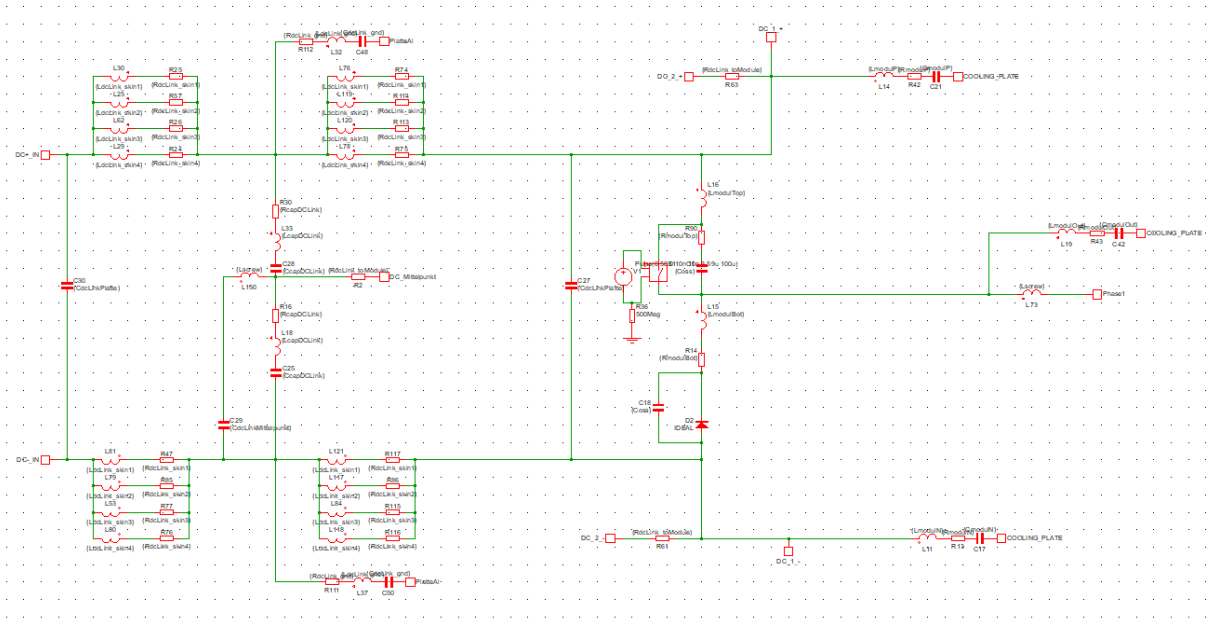


Abbildung 5: Hochfrequenzmodell für den Wechselrichter

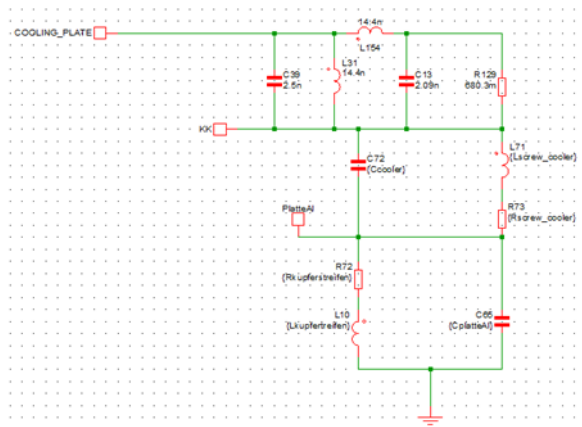


Abbildung 6: Hochfrequenzmodell für Kühlanbindung und Masseplatte

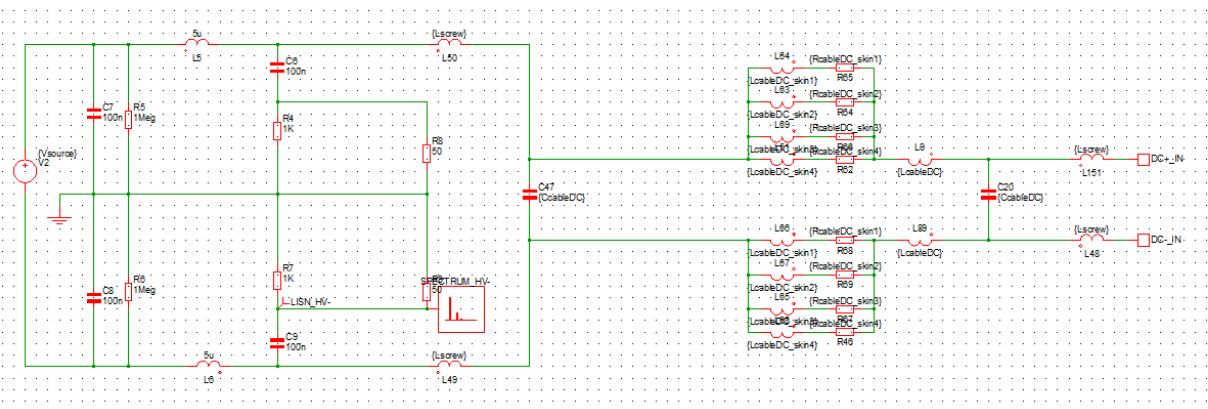


Abbildung 7: Hochfrequenzmodell der Netznachbildung



Das gezeigte Modellierungsverfahren ist durch die gleichzeitige Modellierung aller Störmoden bisherigen Ansätzen aus der Literatur überlegen. Es lassen sich somit die für die von Komponentenqualifizierung notwendigen Störspannungen der einzelnen Phasen (HV+ und HV-) bewerten, sowie die für die Entwicklung von Filtern notwendigen Störmoden (CM und DM) identifizieren.



## AP 2.2 – Entwicklung eines Simulationsmodells der elektrischen Maschine

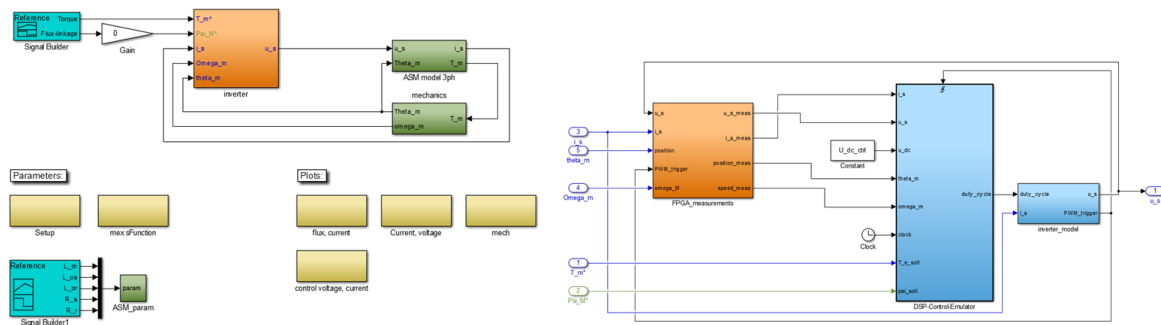


Abbildung 10 links: Gesamt-Antriebsstrangmodell, rechts: Umrichtermodell

Abbildung 10 zeigt links das am ISEA entwickelte vollständige Antriebsstrangmodell bestehend aus dem Umrichtermodell (im Bild links orange dargestellt) und einem am ISEA entwickelten Maschinenmodell (grün), welches der Inbetriebnahme der PWM-Steuerwerke sowie der Regelalgorithmen dient und durch ein FEM-Maschinenmodell und Vermessungen am Prüfstand parametrisiert wurde. Das Maschinenmodell zur Abbildung des elektrischen Verhaltens im Bereich der elektrischen Frequenz der Maschine (bis zu einigen hundert Hertz) basiert auf einem Grundwellenmodell der Asynchronmaschine mit ideal rotierendem Transformator, welches durch zusätzliche Effekte wie Stromverdrängung in den Rotorstäben, stromabhängige Sättigung des Eisenmaterials sowie Eisenverluste erweitert wurde.

Zur Abbildung der parasitären Eigenschaften der Maschine wird, neben dem Grundwellenmodell noch ein weiteres Maschinenmodell benötigt, welches die hochfrequenten Anteile der Maschine modelliert. Dazu müssen in einem ersten Schritt alle kapazitiven Kopplungen innerhalb der Maschine identifiziert werden. Abbildung 13 und Abbildung 14 zeigen die verschiedenen Kapazitäten innerhalb der Maschine und die resultierende Wellenspannung  $v_b$ .

Dabei können folgende Kapazitäten identifiziert werden:

- $C_{ws}$ : Zwischen Stator und Wicklung (Winding)
- $C_{rw}$ : Zwischen Wicklung und Rotor
- $C_{rs}$ : Zwischen Rotor und Stator
- $C_b$ : Zwischen Lageraußen- und Lagerinnenschale

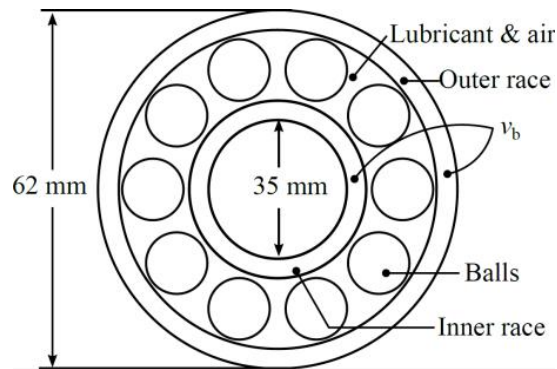


Abbildung 11: Maschinenlager der untersuchten Maschine

Ein spezieller Fokus liegt dabei auf der Modellbildung des Lagers, welches durch Lagerströme geschädigt werden kann. Abbildung 11 zeigt dabei den Aufbau des Lagers mit Außenring (outer race), Innenring (inner race) sowie den Lagerkugeln, welche im Betrieb durch einen dünnen Schmierfilm von den Ringen getrennt sind.

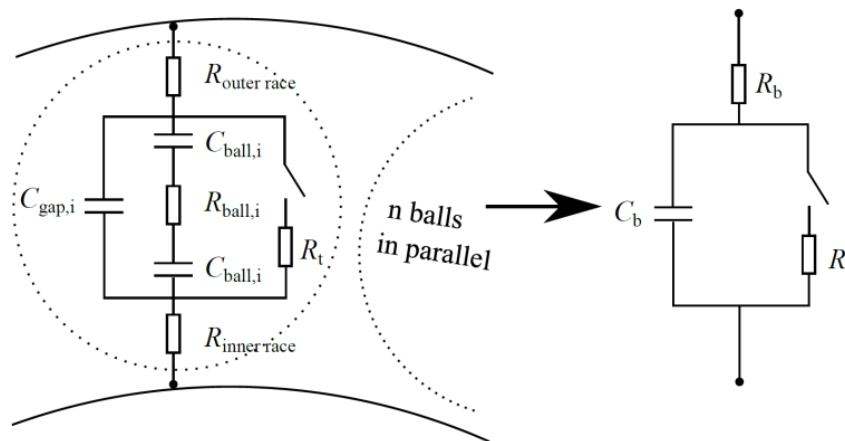


Abbildung 12: Ersatzschaltbild eines Maschinenlagers

Aus dem geometrischen Aufbau des Lagers und dessen Bestandteilen kann ein elektrisches Ersatzschaltbild (ESB) des Lagers identifiziert werden. Abbildung 12 zeigt das verwendete ESB mit Lagerkapazität  $C_b$ . Sobald die Wellenspannung einen kritischen Wert überschreitet kommt es zum Durchbruch (Schalter geschlossen). Der Strom wird dabei durch den Widerstand der Lagerringe und der Lagerkugel begrenzt. Je nach Amplitude der Wellenspannung kann dieser Strom jedoch einige Ampere betragen und das Lager schädigen. Bei der Lagerkapazität  $C_b$  wird zwischen angetriebenem Ende (driven end DE) und nicht angetriebenem Ende (non-driven end NDE) unterschieden.

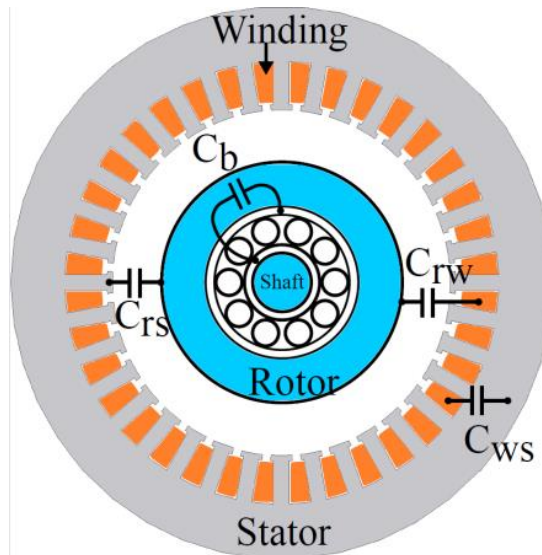


Abbildung 13: Parasitäre Kapazitäten der elektrischen Maschine, Frontalansicht

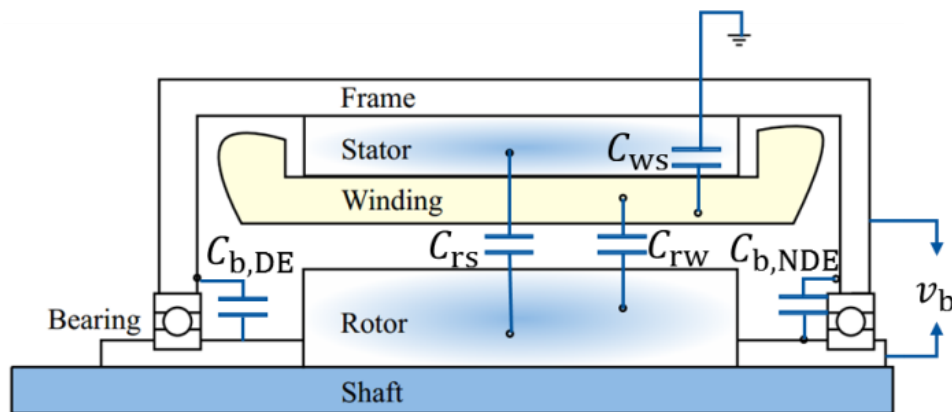


Abbildung 14: Parasitäre Kapazitäten der elektrischen Maschine, Querschnitt

Zur Identifikation der Maschinenparameter wurden zwei Impedanzmessungen an einer Testmaschine durchgeführt (siehe Abbildung 15). Dabei wurden Common-Mode und Differential-Mode getrennt voneinander gemessen. Mit Hilfe dieser Parameter wird das entwickelte Maschinenmodell parametrisiert und das Verhalten der Simulation mit der Messkurve verglichen (siehe Abbildung 16). Bis zu einer Frequenz von 10 MHz zeigt das Modell eine gute Übereinstimmung. Oberhalb von 10 MHz ist eine Abweichung erkennbar. Dies lässt sich auf das Messgerät zurückführen, welches ab 10 MHz signifikante Messabweichungen aufweist. Dies hat sich bereits in anderen Messaufbauten gezeigt. Die Reduktion von Messfehlern über 10 MHz bei Charakterisierung komplexer Strukturen für die Leistungselektronik und elektrischen Maschinen erfordert noch weiteren Forschungsbedarf. Für die Betrachtung der Lagerströme reicht das betrachtete Frequenzspektrum bis 10 Mhz jedoch aus.

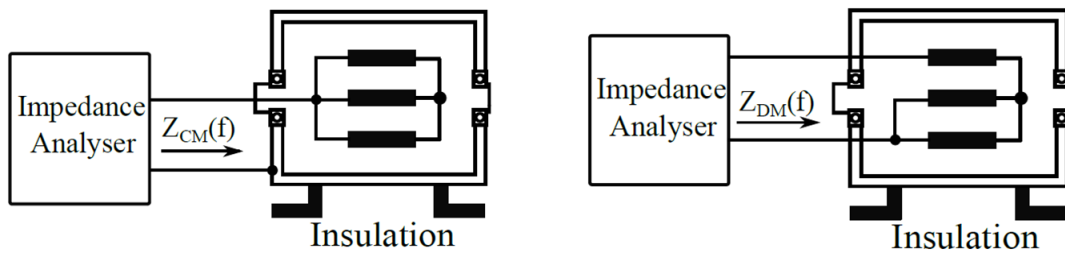


Abbildung 15: Messanordnung zur Charakterisierung der elektrischen Maschine für Common-Mode (links) und Differential-Mode (rechts)

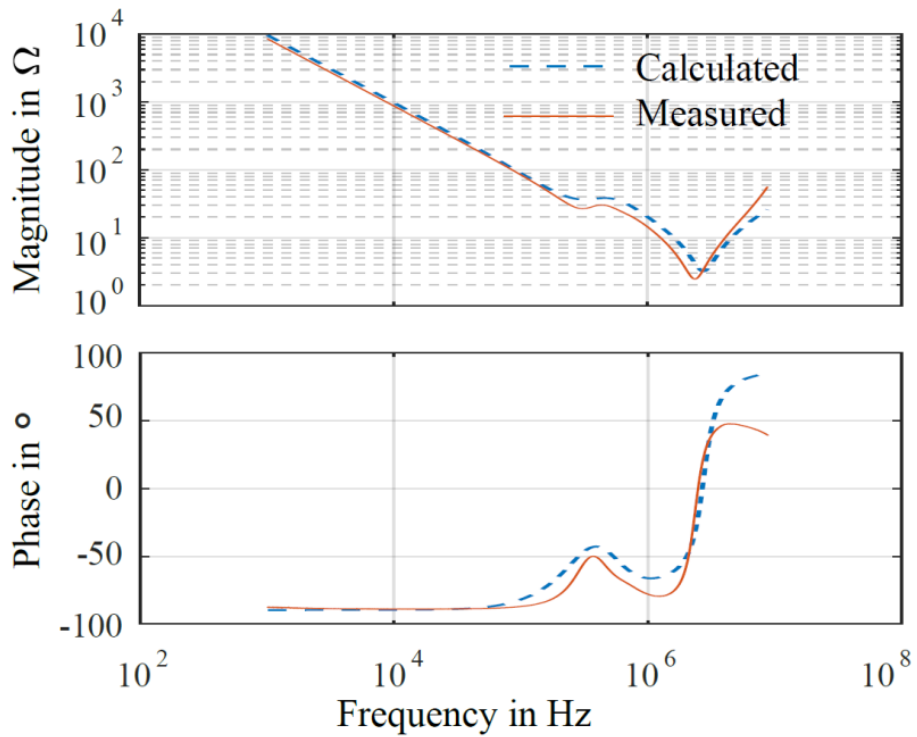


Abbildung 16: Vergleich von Simulation und Messung der Maschinenimpedanz über der Frequenz

### AP 2.3 – Entwicklung eines Regelungsmodells des Antriebs

Das Invertermodell, in Abbildung 10 rechts, ist eine möglichst detaillierte Modellierung der im Rahmen des Projektes aufgebauten Hardwaresystemen. Dazu wurde die im FPGA implementierte Messwerterfassung inklusive Diskretisierung, Quantisierung, Messrauschen, Signallaufzeiten und Tiefpassverhalten exakt nachgebildet. Die Messwerte werden anschließend an den Regelungsblock (blau, groß) übergeben. In diesem wird die für die Hardwaresysteme implementierte Regelung in C++ direkt als S-Function eingebunden. Durch die Einbettung des DSP-Quellcodes in die Simulationsumgebung kann die Regelung des Hardwaresystems sehr komfortabel bereits in der Simulation in Betrieb genommen und getestet werden und eine Vergleichbarkeit von Simulation und Messung ist direkt gegeben. Die im DSP berechneten Pulsweiten werden im Inverter in das FPGA geschrieben. Dort werden entsprechend PWM-Schaltssignale für die Halbleiterschalter erzeugt. In der Simulation wird dies durch einen Halbbrücken-Block (blau, klein) modelliert. Hier werden zunächst Schaltssignale aus den Pulsweiten erzeugt und anschließend an ein Halbleitermodell bestehend aus Leistungsschaltern und Dioden übergeben. Das Ergebnis sind die geschalteten Spannungen, welche Eingangsgröße für das Maschinenmodell sind. Diese umfassen insbesondere auch die nichtlinearen Invertereigenschaften wie Totzeit und Spannungsabfall über den Halbleitern, welche wichtige Störgrößen des Regelungssystems darstellen.

Zur Analyse verschiedener Regelungsalgorithmen verfügt das Umrichtermodell über Plotfunktionen (gelb) für die relevanten Regelungsgrößen, insbesondere der Schätzalgorithmen für Flussverkettung und Hauptinduktivität, gegebenenfalls auch Stator- und Rotorwiderstand. Der Regelungsalgorithmus reagiert auf Parameteränderungen welche über Parametervariationen im Maschinenmodell (türkis) nachgebildet werden können.

Als übergeordnete Regelschleife kann die Flussverkettung in der Maschine variabel angepasst werden, um durch Feldschwächung höhere Drehzahlen zu ermöglichen und im Basis-Drehzahlbereich Wirkungsgradsteigerungen zu erzielen. Die Absenkung der Flussverkettung wirkt sich negativ auf die Dynamik aus, da das Kippmoment reduziert wird und eine Änderung der Flussverkettung durch die Rotorzeitkonstante der Maschine begrenzt ist. Das maximal verfügbare Drehmoment bei Flussabsenkung wird der übergeordneten Fahrdynamikregelung entsprechend zur Verfügung gestellt.

## AP 2.4 – Entwicklung einer Fahrzeugsimulation

Im Rahmen des AP 2.4 wurde in Kooperation mit Bosch das Fahrzeuggesamtmodell entwickelt. Abbildung 17 zeigt den schematischen Aufbau des Simulationsframeworks. Als erstes wird in Simulink das Referenzsignal in alpha-beta Koordinaten umgewandelt und mittels Matlab Funktionen wird daraus das entsprechende Schaltmuster generiert. Die Fahrzeugsimulation wird im Anschluss daran in Simulink/Plecs durchgeführt und die Ergebnisse gespeichert. Dabei gab es einen engen Austausch bezüglich der Simulation des Antriebsumrichters inklusive Regelung.

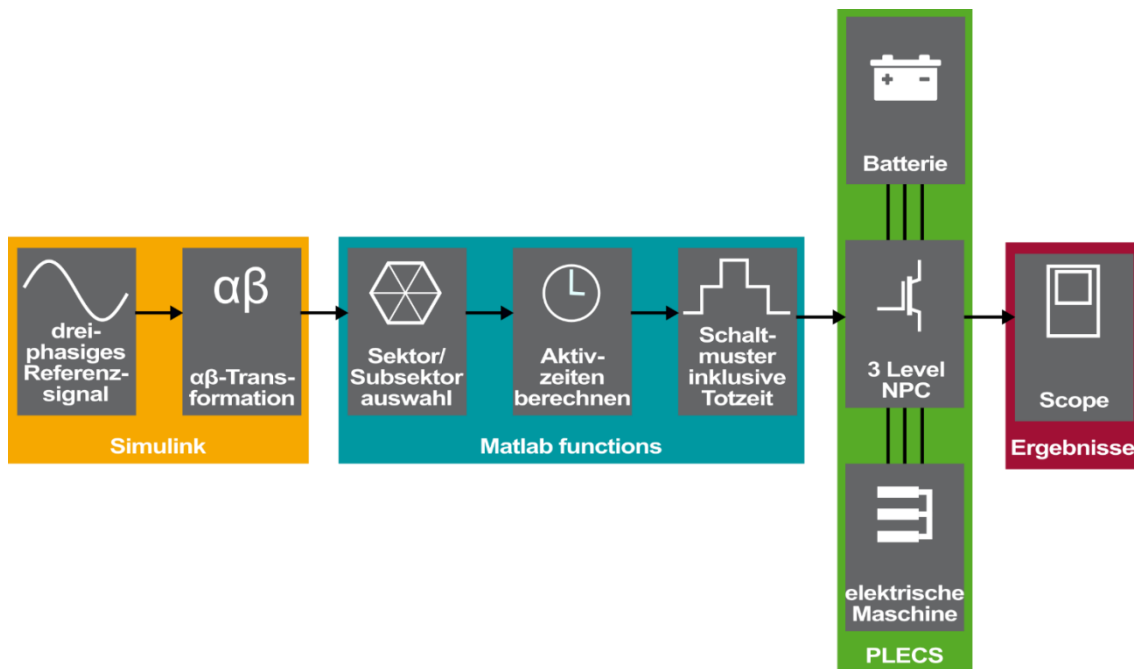


Abbildung 17: Schematische Darstellung des Simulationsframeworks für die Fahrzeugsimulation.

### AP 3.1 – Aufbau und Entwicklung von NPC-Forschungsmuster 1

Zur Entwicklung und ersten Implementierung von neuartigen Regelungs- und Modulationsstrategien wurde ein Low-Voltage-NPC-Umrichter mit einer Zwischenkreis-spannung von max. 100 V und einer Asynchronmaschine aufgebaut. Aufgrund der geringen Spannung und einer deutlich kleineren Leistungsklasse der Maschine wird gewährleistet, dass im Falle von Fehlern der Prüfstand nicht beschädigt wird. Zum ganzheitlichen Vergleich wurde ein weiterer NPC-Umrichter (siehe AP 3.2) mit einer Zwischenkreisspannung von 800 V entwickelt, um diesen mit der vom Projektpartner Bosch bereitgestellten Maschine betreiben zu können. Die für die Umrichter in AP 3.2 eingesetzte Regelungsplattform dient auch zur Steuerung der beiden NPC-Umrichter, sodass hier auf eine gemeinsame Softwarebasis aufgebaut werden kann.

Aufgrund dieser beiden Umrichter war eine Adaption des im Projekt „e-Generation“ entwickelten NPC-Demonstrators nicht notwendig.

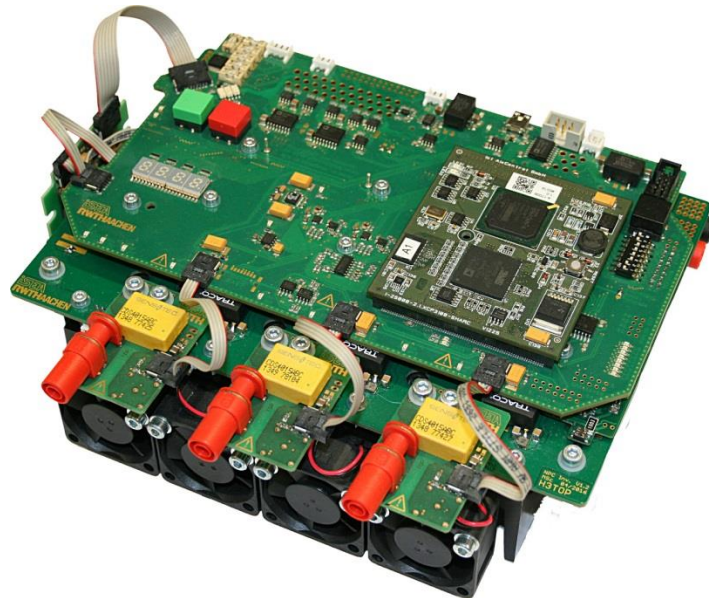


Abbildung 18: Low-Voltage NPC-Umrichter

### AP 3.2 – Aufbau von Benchmark-Systemen

Für den ganzheitlichen Vergleich zwischen der NPC- und B6C-Topologie wurden insgesamt vier verschiedene Umrichter entwickelt:

1. 400 V Si-B6C
2. 800 V Si-B6C
3. 800 V SiC-B6C
4. 800 V Si-NPC

Ein wichtiger Aspekt ist ein Vergleich der leitungsgebundenen EMV der Umrichter, was in AP 4.1 untersucht wird. Aus diesem Grund wurden die Umrichter mit einem geometrisch ähnlichen Aufbau realisiert, um möglichst gleiche Koppelkapazitäten und Kommutierungszellen zu erreichen.

#### Auswahl der Halbleitermodule und der Kühlkörper

Die Verlustbetrachtung ist der Hauptaspekt bei der Auswahl der Halbleitermodule. Ziel ist ein Dauerbetrieb bei voller Ausgangsleistung von 80 kW. Die Verluste werden von einer Vielzahl an Parametern (Topologie, Sperrspannung, Halbleitermaterial, Ansteuerungsverfahren) beeinflusst. Aus diesem Grund wurden unter Zuhilfenahme der in AP 2 entwickelten Simulationsumgebung Verlustsimulationen an der Grenzkennlinie der Motoren (400 V ASM aus „e-Generation“ und 800 V ASM) durchgeführt. Da die Grenzkennlinie die Punkte maximaler Leistung darstellt, ergibt sich daraus ebenfalls die Maximalbelastung der Umrichter.

Um Umrichter mit ähnlichen geometrischen Abmessungen zu entwickeln, wurden Module mit gleichem Package gewählt. Da aktuell keine B6C-Module auf SiC-Technologie mit hoher Leistung erhältlich sind, ist ein Aufbau aus einzelnen Halbbrückenmodulen erforderlich. Aufgrund der hier verwendeten Leistungsklasse wurden Module im 62 mm-Package ausgewählt, andere Packages mit den geforderten Parametern und allen benötigten Technologien und Topologien sind nicht erhältlich.



Abbildung 19: Halbleitermodule (links: B6C, rechts: NPC)

Des Weiteren wurde die gleiche Chiptechnologie für alle verwendeten Halbleiter mit Ausnahme der SiC-MOSFETs verwendet. Dadurch wird eine bessere Vergleichbarkeit gewährleistet, da unterschiedliche Chiptechnologien das Schaltverhalten und somit Parameter wie Effizienz und EMV beeinflussen können.



Zur Auswahl der Module wurde eine Verlustberechnung anhand von Datenblattkurven und der in AP 2 aufgebauten Simulationsumgebung durchgeführt, um eine worst-case-Abschätzung für die Kühlkörper und die Modulverluste zu erhalten. Die ausgewählten Bauteile sind in der nachfolgenden Tabelle für die verschiedenen Laborumrichter aufgeführt.

**Tabelle 2: Ausgewählte Halbleitermodule**

Umrichtertyp	Hersteller	Bezeichnung
<b>400 V Si-B6C</b>	Semikron	SKM600GB066D
<b>800 V Si-B6C</b>	Infineon	FF300R06KE3
<b>800 V Si-NPC</b>	Semikron	SKM300MLI066T
<b>800 V SiC-B6C</b>	Wolfspeed	CAS300M12BM12

Ein Vergleich der Verlustleistungen der verschiedenen Umrichter ist in der Abbildung 20 zu sehen. Die maximal zu erwartende Verlustleistung liegt bei etwa 3800 W für den 400 V bzw. 800 V B6C-Umrichter, beim NPC bei ca. 2600 W. Der Vergleich zeigt, dass der NPC-Inverter, wie im Projektantrag beschrieben, einen deutlich höheren Wirkungsgrad als die Si-B6C-Inverter aufweist. Dabei muss beachtet werden, dass es sich um eine worst-case-Abschätzung für die jeweiligen Module handelt. Weiterhin wurden die Verlustberechnungen anhand der Kurven aus den Datenblättern vorgenommen, welche lediglich für einen festen Gatewiderstand vorliegen. Jedoch muss zum Schutz der Maschine, insbesondere beim SiC-Umrichter, der Schaltvorgang durch die Wahl eines hohen Gate-Widerstandes stark verlangsamt werden. Ansonsten können sehr hohe Spannungsflanken im Schaltvorgang auftreten, was zu einer Beschädigung der Maschinenwicklung aufgrund von Überschlägen führen kann. Somit kann zum aktuellen Zeitpunkt keine genaue Aussage zur Effizienz gemacht werden, dies wird sich erst bei der Wahl verschiedener Gate-Widerstände im Rahmen der Messungen in AP 5 zeigen. Die dort gewonnenen Erkenntnisse können anschließend in die Simulation zurückgespielt werden.

Aufgrund der teilweise hohen Verluste wird eine Kühlung mit Wasser verwendet. So kann ein sicherer Betrieb in jedem Punkt gewährleistet werden. Als Kühlkörper wurde der PTZED1421 des Herstellers *Priatherm* ausgewählt, auf dem die drei für jeden Umrichter benötigten Module festgeschraubt werden können.

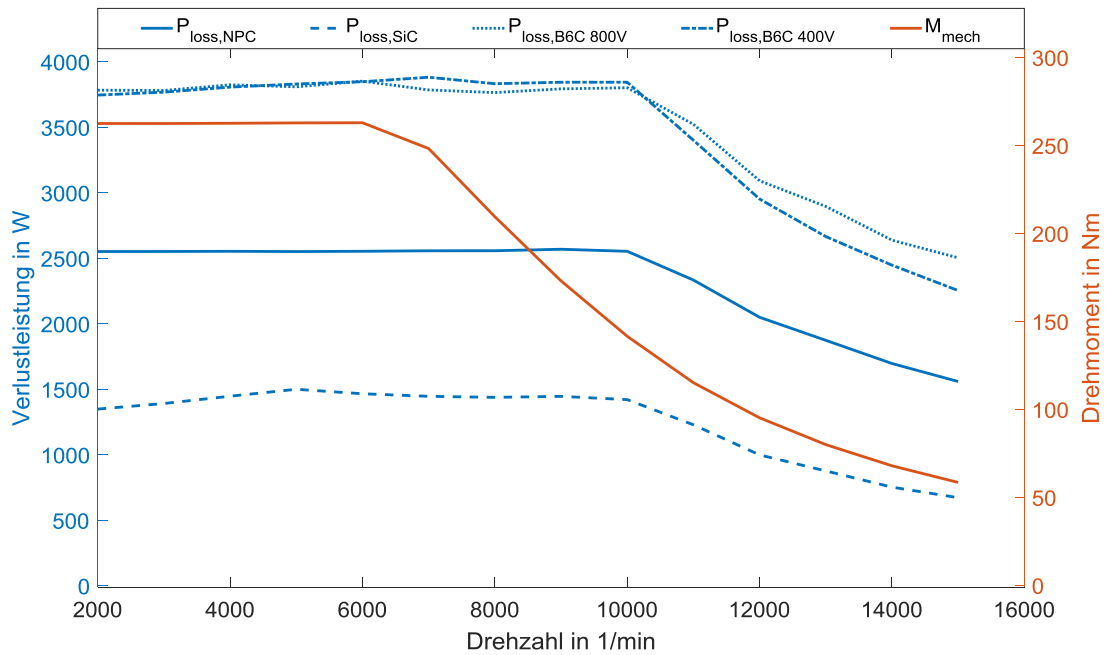


Abbildung 20: Vergleich der Verlustleistungen

### Analyse der Verlustverteilung

Neben der Simulation der Verluste wurde auch die Verlustaufteilung auf die einzelnen Schalter in der NPC-Topologie untersucht, da hier im Vergleich zur B6C-Topologie mehr Freiheitsgrade vorhanden sind, was zu einer nicht homogenen Verlustaufteilung führen kann. Eine Aufschlüsselung nach Schalt- und Leitverlusten zeigt deutliche Unterschiede zwischen den Schaltern. Die insgesamt vier Schalter lassen sich in die Gruppen „innere“ Schalter (S2 und S3) sowie „äußere“ Schalter (S1 und S4) einteilen. Dabei lässt sich festhalten, dass die Schaltverluste  $P_{\text{sw}}$  der äußeren Schalter deutlich höher als die der inneren Schalter ausfallen, dafür zeigt sich bei den Leitverlusten  $P_{\text{cond}}$  ein umgekehrtes Verhältnis. Bei den Dioden ist ein deutlicher Unterscheid zwischen den Clamping-Dioden D5/D6 und den zu den Schaltern antiparallel verschalteten Dioden D1-D4 zu sehen.

Die Simulationsergebnisse wurden mit den Projektpartnern diskutiert, um Optimierungspotentiale für die im Halbleitermodul verbauten Chips der Demonstratoren zu evaluieren. Durch Selektion der Chips lassen sich beispielsweise schaltverlustoptimierte (für S1/S4) oder leitverlustoptimierte Schalter (S2/S3) verwenden. Ebenfalls ist eine Anpassung der Chipfläche der Schalter oder Dioden denkbar.

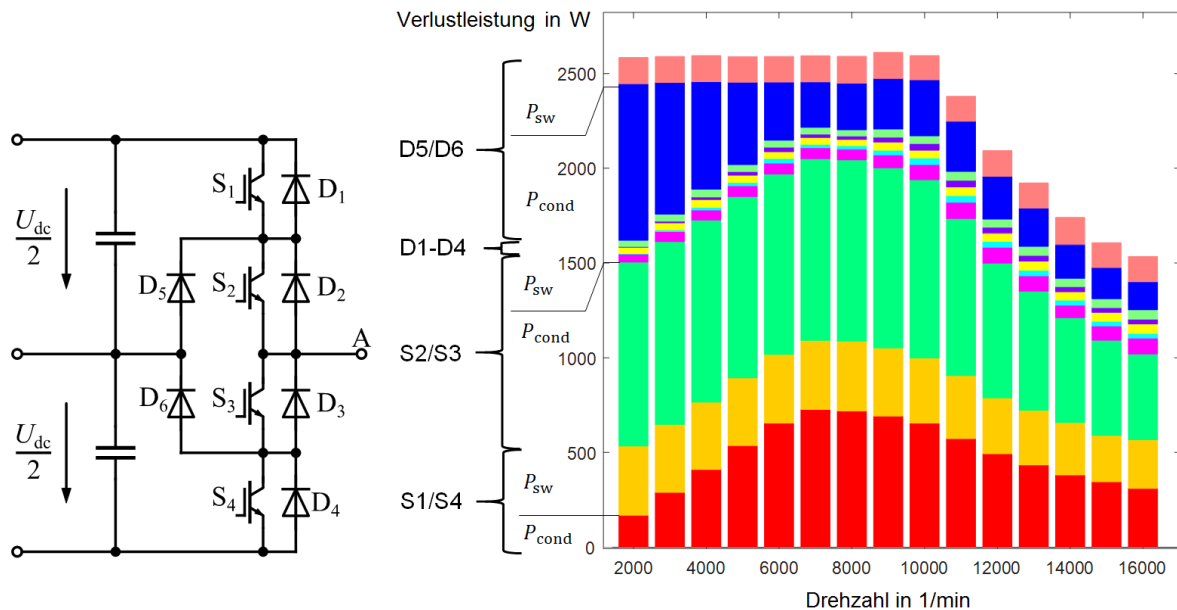


Abbildung 21: Verlustaufteilung beim NPC-Umrichter

### Auslegung des Zwischenkreiskondensators

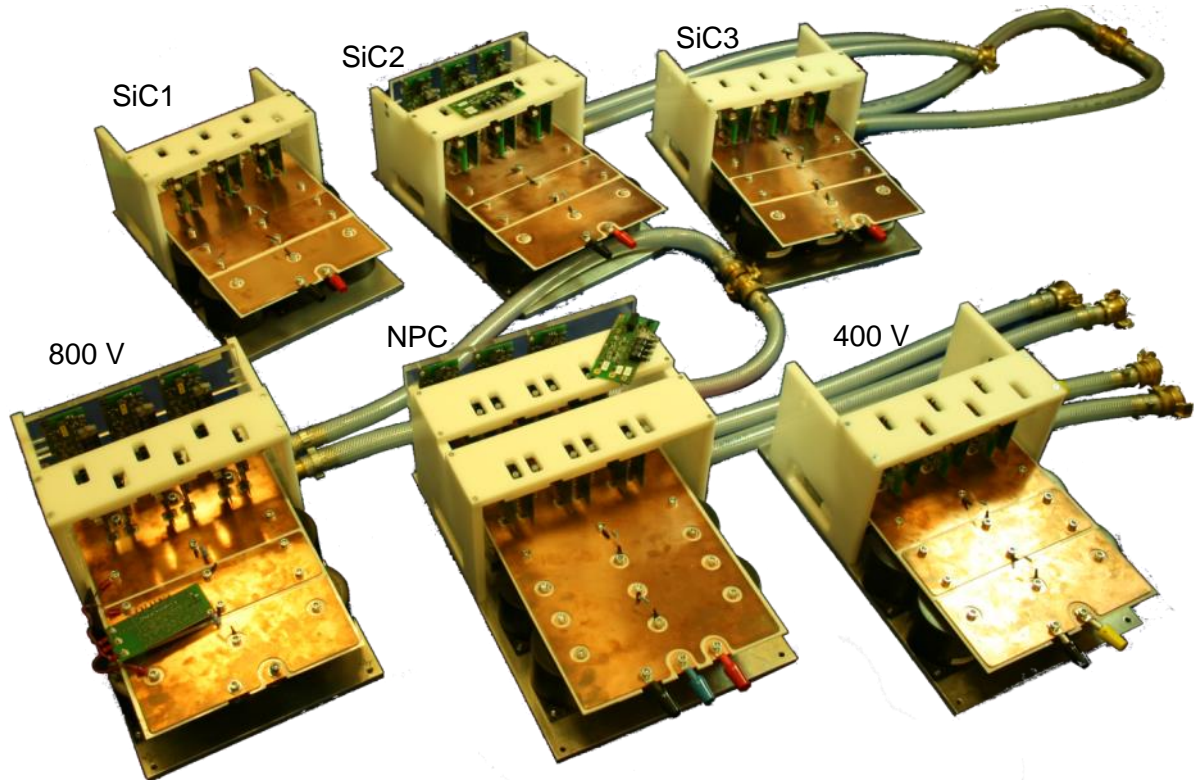
Da die Zwischenkreiskapazität einen Teil der Kommutierungszelle darstellt und somit unmittelbar das Schaltverhalten und die Verluste beeinflusst, muss auch hier auf eine gute Vergleichbarkeit der Systeme geachtet werden. Aus diesem Grund werden sowohl für die Umrichter auf 400-Volt-Ebene als auch für die 800-Volt-Ebene die gleichen Kondensatortypen gewählt. Weiterhin muss ein Mittelabgriff für die NPC-Topologie vorhanden sein. Somit muss der ausgewählte Kondensator sowohl für eine hohe Spannung (800-Volt-Systeme) als auch für einen hohen Ripplestrom (400-Volt-Systeme) ausgelegt sein. Die Zwischenkreiskapazität besteht daher aus einer Reihenschaltung von zwei Kapazitäten zur Erhöhung der Spannungsverträglichkeit als auch eine Parallelschaltung zur Erhöhung der Kapazität und der Stromtragfähigkeit.

Bei der NPC-Topologie hat sich im Rahmen der Untersuchungen herausgestellt, dass die Topologie in Hinblick auf den Zwischenkreiskondensator nicht optimal ist. Aufgrund des Mittelabgriffs liegt eine Reihenschaltung aus zwei Kapazitäten vor, die alternierend schwingen können. Bei einem zum B6C ähnlichen Spannungsripple über beiden Kapazitäten ist der Spannungsripple am Mittelabgriff deutlich größer. Dies stellt eine starke Belastung der Kondensatoren und der Batterie dar, da diese auch einen Mittelabgriff hat, der direkt mit dem Kondensator verbunden ist. Durch Wahl geeigneter Modulationsverfahren ist es jedoch möglich, den Ripple zu begrenzen und somit die Belastung zu reduzieren.

### Aufbau der Laborumrichter

Die Umrichter bestehen aus den Halbleitermodulen, die über Kupferplatten mit den Zwischenkreiskondensatoren verbunden sind. Aufgrund der flächigen Anbindung ergibt sich ein niederinduktiver Aufbau, der insbesondere für die SiC-Technologie notwendig ist. Je Schalter wird ein separater Treiber verwendet, die über Lichtwellenleiter (LWL) an die Regelungs- und Steuerungshardware angeschlossen werden. Die Sensorik (Strom- und Spannungsmessung) ist ebenfalls über LWL angeschlossen. Dadurch, dass lediglich Verbindungen über LWL zwischen Umrichter und Regelungsplattform vorhanden sind, wird

eine saubere Vermessung der Systeme, insbesondere hinsichtlich EMV, ermöglicht, da Ableitströme nicht über parasitäre Pfade zwischen Umrichter und Regelungsplattform fließen können. Die Einbindung der Regelungsplattform in den Prüfstand erfolgt über eine CAN-Schnittstelle am Steuerungsrechner. Im Rahmen der Arbeiten im Projektjahr zwei wurden die geplanten Forschungsmuster aufgebaut (siehe Abbildung 22).



**Abbildung 22: Entwickelte, aufgebaute und in Betrieb genommene Prototypen**

Im Rendering des Wechselrichters in Abbildung 23 sind die einzelnen Komponenten eines B6C-Prototyps benannt. Die Prototypen stehen den Projektpartnern für Untersuchungen zur Verfügung. Um die Konzepte vergleichbar zu halten wurden weitgehend Gleichteile verwendet. Im Folgenden werden die einzelnen aufgebauten Umrichterkomponenten vorgestellt.

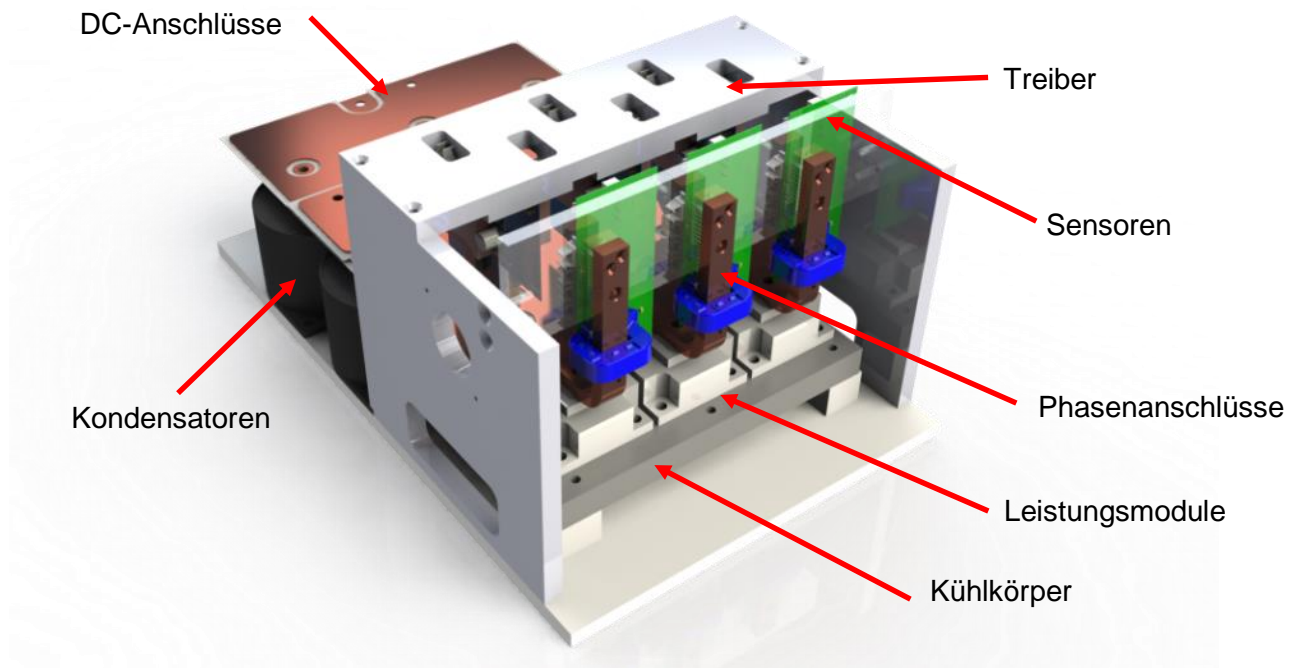


Abbildung 23: Komponenten eines B6C-Prototyps

Aufgrund der verschiedenen Halbleitertechnologien wurde ein konfigurierbarer Treiber (siehe Abbildung 24) entwickelt. Über eine Lötbrücke kann die Gate-Spannung für Silizium-IGBTs von  $U_{GE,Si,on} = +15\text{ V}$  und  $U_{GE,Si,off} = -10\text{ V}$  oder die für Siliziumkarbid-MOSFETs von  $U_{GE,SiC,on} = +20\text{ V}$  und  $U_{GE,SiC,off} = -5\text{ V}$  ausgewählt werden. Die Versorgungsspannung des Treibers wird von einem galvanisch getrennten DC/DC-Wandler mit einer Koppelkapazität von ca.  $10\text{ pF}$  bereitgestellt. Der Treiber besitzt getrennte An- und Ausschaltwiderstände und wird mit  $24\text{ V}$  versorgt. Um die Regelungsplattform vom Umrichter zu trennen, wird das PWM-Signal über Lichtwellenleiter übertragen. Die Treiber werden für die B6C-Prototypen (je 6 Stück) und den NPC-Prototyp (je 12 Stück) eingesetzt.



Abbildung 24: Konfigurierbarer Treiber

Zur Messung der DC-Spannung sowie der AC-Ströme und AC-Spannungen wurden zwei Sensorplatinen entwickelt. Die DC-Messplatine (siehe Abbildung 25) verfügt über zwei Spannungssensoren um die in Serie verschalteten Kondensatoren getrennt vermessen zu können. Der verwendete ADC (ADS7946 von Texas Instruments) mit 12 Bit und einer Sample-Rate von 2 MSPS erreicht eine Auflösung von 80 mV für den Spannungsbereich von -100 V bis 1.200 V. Zur Erhöhung der Störfestigkeit wurden neben einem optimierten elektrischen und geometrischen Design, die Signalübertragung der Sensoren mit Lichtwellenleitern übertragen.

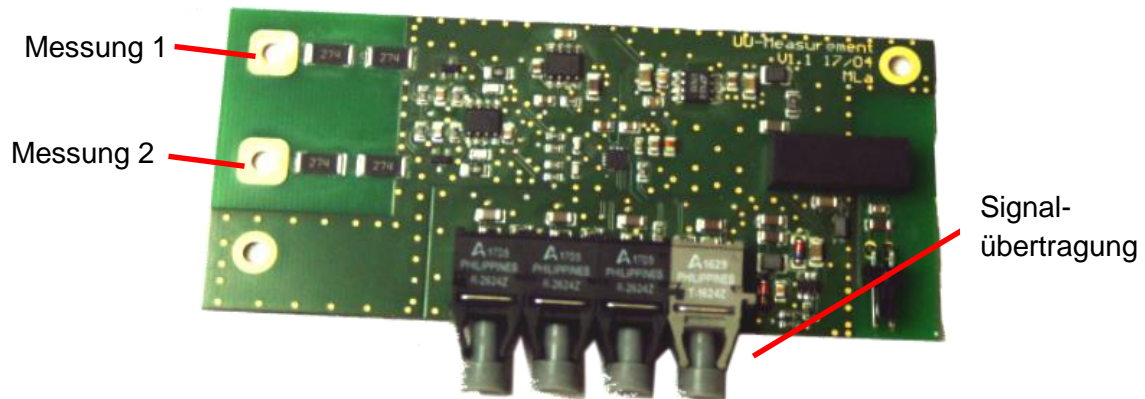


Abbildung 25: DC-Messplatine

Die AC-Messplatine (siehe Abbildung 26) verfügt über eine Strom- und Spannungsmessung. Die Spannungsmessung, sowie der ADC ist identisch mit der Messung der DC-Spannung. Für den AC-Strom wurde ein LEM-Stromsensor mit 250 kHz Bandbreite verwendet. Die Sensorik erreicht nach Vermessung eine Genauigkeit von 500 mA.



Abbildung 26: AC-Messplatine

Für jede Phase wird eine getrennte AC-Sensorplatine verwendet. Die Platinen für B6C- und NPC-Prototypen, sind trotz unterschiedlichen Modulanschlüsse (siehe Zwischenbericht 2016) identisch. Der Anschluss erfolgt über angepasst Verbindungsstücke, wie in Abbildung 27 und Abbildung 28 gezeigt.

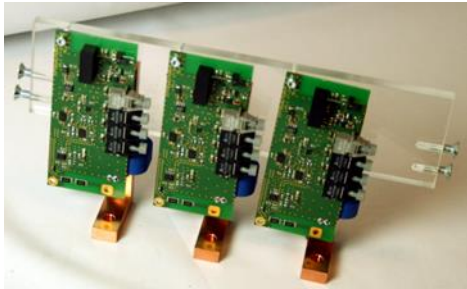


Abbildung 27: AC-Messung für B6C

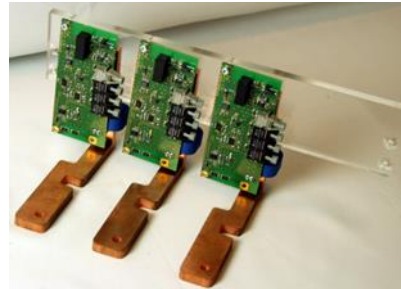


Abbildung 28: AC-Messung für NPC

### AP 3.4 – Entwicklung des 800 V E-Maschinen-Forschungsmusters

Im Rahmen von Arbeitspaket 3.4 wurde in Abstimmung mit Bosch an der Entwicklung der 800 V Maschine gearbeitet. Dabei wurden für die Messungen von Lagerströmen verschiedene Messverfahren untersucht. Das Hauptproblem bei der Messung von Lagerströmen ist, dass der Koppelpfad in der Maschine nicht verändert werden darf um die Messergebnisse nicht zu verfälschen. Dafür wurden im ISEA am Prüfstand einige Verfahren an einer bereits vorhandenen Maschine getestet. Diese Ergebnisse sind dann in den Entwicklungsprozess der Maschine eingeflossen. Abbildung 29 zeigt die Messung der Lagerspannung im Prüfaufbau der ersten Testmaschine.

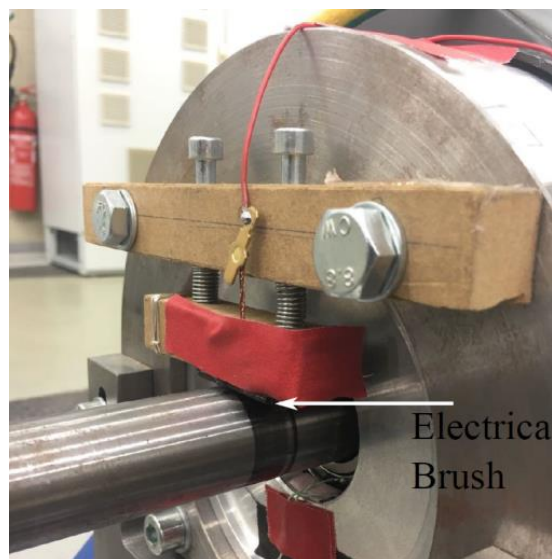
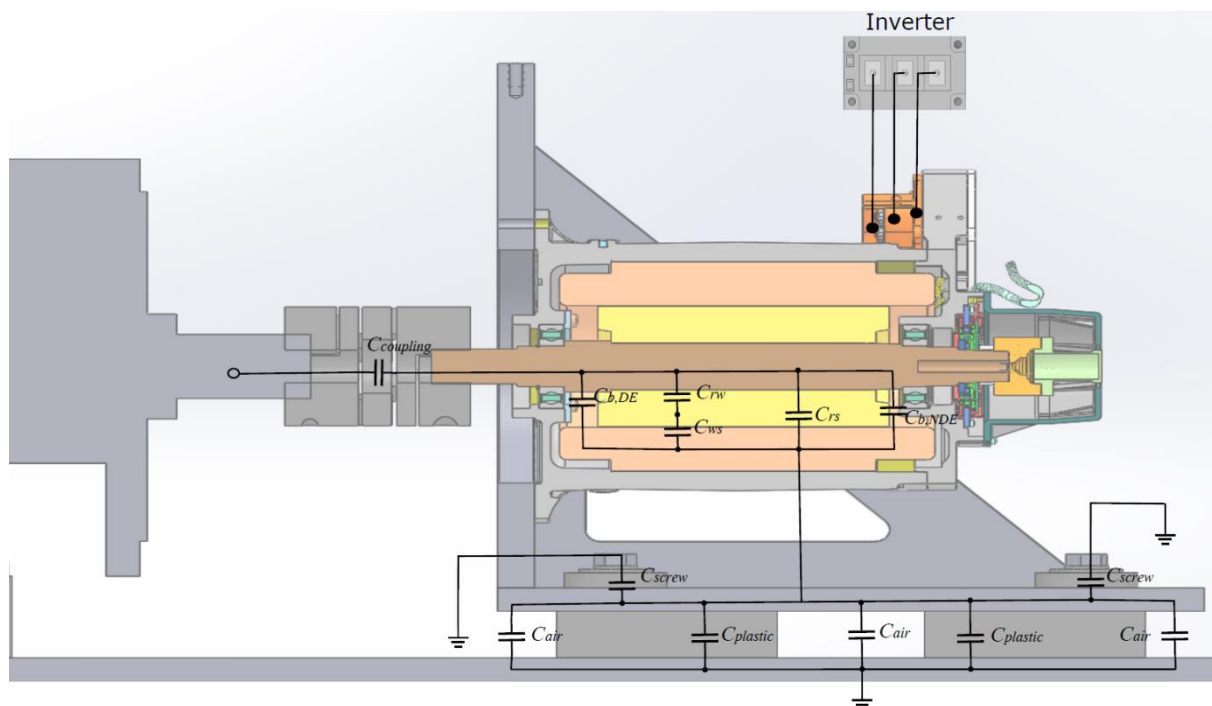


Abbildung 29: Vorrichtung zur Messung der Lagerspannung an Testmaschine 1

Die Messung von Lagerströmen innerhalb der Maschine gestaltet sich schwierig. Zum einen fließen diese Ströme innerhalb des Maschinengehäuses, wodurch aufwändige Modifikationen notwendig werden. Zum anderen darf der Gesamtaufbau durch die Messung nicht verfälscht werden. Im Rahmen der Recherche und einiger erster Probemessungen haben sich zwei Verfahren als vielversprechend herausgestellt:

- Das Lagerschild ist nicht mehr durchgehend, sondern es befinden sich „Speichen“ zur Messung der Ströme im Lagerschild
- Eine Isolationsschicht zwischen Lager und Gehäuse entkoppelt die beiden Komponenten und ein HF-Band wird zur Messung der Ströme zwischen Lager und Gehäuse benutzt.

In Rücksprache mit Bosch wurde das Lagerschild der ersten Maschine gemäß Abbildung 31 modifiziert. Das Lagerschild besitzt jetzt insgesamt 6 Speichen um die direkte Messung der Lagerströme mittels Rogowskispulen zu ermöglichen. Um mögliche Störeinkopplungen der Prüfstandsmaschine auf die modifizierte Maschine zu minimieren, wurde eine Entkopplung entwickelt. Dabei wurden alle Koppelkapazitäten identifiziert und mittels geeigneter Maßnahmen (vergrößerter Abstand, isolierende Materialien) eliminiert oder in Bereiche verschoben, die eine Lagerstrommessung nicht beeinflussen. Abbildung 30 zeigt den schematischen Aufbau des Prüfstandes inklusive der relevanten Koppelkapazitäten. Als Kupplung wurde eine spezielle Plastikkupplung verwendet.



**Abbildung 30: Isolierter Prüfstandsaufbau zur Minimierung von Koppelkapazitäten zwischen Prüfstand und finaler Prüflingsmaschine**

Abbildung 32 zeigt das Lagerschild eines am ISEA ausgerüsteten Prototypen (Testmaschine 2) mit isoliertem Lager. Dabei wurde zwischen dem Lager und dem Lagerschild eine Isolation angebracht. Mittels HF-Band wurden die äußere Lagerschale und das Lagerschild verbunden, um über diese Verbindung die Lagerströme messen zu können. Das Lagerschild besitzt ebenfalls 4 Speichen, über die mittels Rogowskispulen die Ströme durch das Lager gemessen werden können. Abbildung 33 zeigt die gesamte Interimsmaschine mit 5 Rogowskispulen sowie einer Vorrichtung zur Messung der Lagerspannung. Auf Grund von Einschränkungen des Prüfstandes war nur eine Leerlaufmessung möglich.



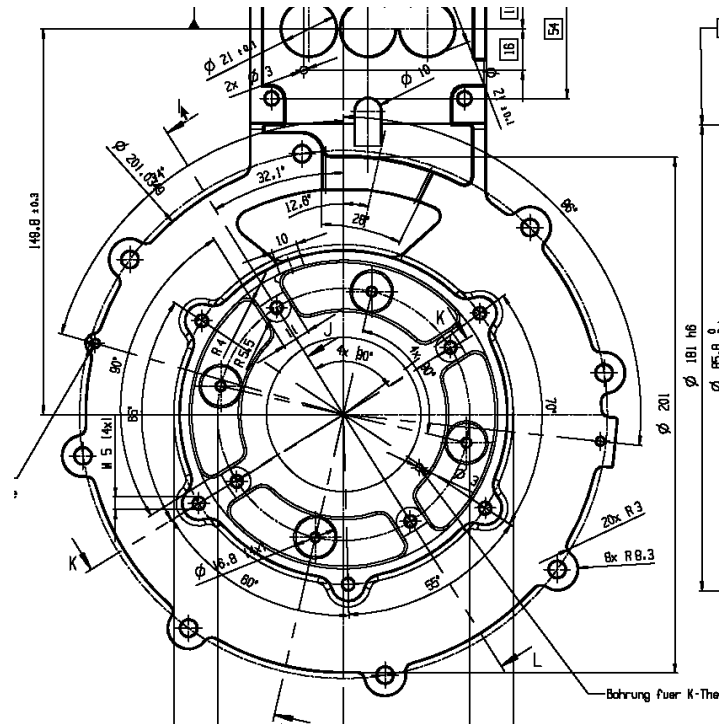


Abbildung 31: Modifiziertes Lagerschild zur direkten Messung von Lagerströmen



Abbildung 32: Testmaschine 2: Isoliertes Lager mit 4 Speichen zur Messung von Lagerströmen



Abbildung 33: Testmaschine 2 mit isoliertem Lager und 4 Speichen zur Messung von Lagerströmen

## AP 4.1 – Simulative Optimierung der Ansteuerungsverfahren und Maschinenregelung

Im Rahmen des AP 4.1 wurden die Untersuchungskriterien zum Vergleich der Topologien analysiert. Für die zu untersuchenden Eigenschaften (Effizienz, Störaussendung oder Akustik) sind dabei messbare Größen ausgewählt worden. Die Störaussendung wird mit der Störspannung an der Bordnetznachbildung bewertet. Die Akustik mit dem THD des Motorstroms und der Wirkungsgrad mit den gemessenen Effizienzwerten. Die verschiedenen Simulationsmodelle wurden dafür um Auswertungen erweitert. Wie bereits bei den ersten Inbetriebnahme-Messungen, wurden die Modelle auf Basis von Messungen um weitere Effekte erweitert.

### Optimierung der System-Effizienz

Dabei ist es nicht möglich, alle Optimierungskriterien gleichzeitig zu verbessern. In einem ersten Schritt wurde die Total Harmonic Distortion (THD) von NPC und B6C verglichen. Abbildung 34 zeigt deutlich, dass der NPC, auf Grund eines dritten Ausgangslevels, einen signifikant reduzierten THD gegenüber der B6C Topologie erreicht. Dieser reduzierte THD macht sich in sinkenden Maschinenverlusten sowie in einem positiven Einfluss auf die Akustik der Maschine bemerkbar.

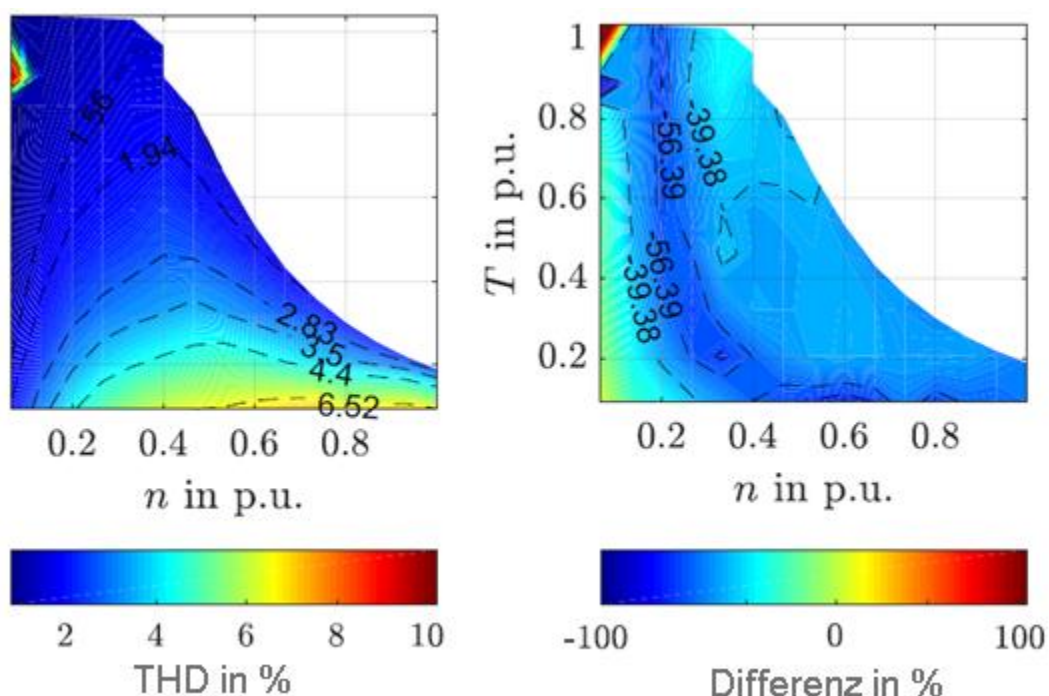


Abbildung 34: Vergleich von THD zwischen B6C und NPC über das gesamte Kennfeld

In einem nächsten Schritt wurde die Effizienz von 800 V NPC und 800 V B6C untersucht. Dabei wurde die Schaltfrequenz auf 10 kHz festgesetzt und beide Topologien mit einer

Standard Space Vector Modulation (SVM) betrieben. Abbildung 35 zeigt die Differenz zwischen NPC und B6C für den Betriebsbereich der elektrischen Maschine gemäß der Formel:

$$P_{\text{Verlustdifferenz}} = \frac{P_{\text{Verluste,NPC}} - P_{\text{Verluste,B6C}}}{P_{\text{Verluste,B6C}}} \cdot 100 \%$$

Wobei  $P_{\text{Verluste,NPC}}$  die Verluste des NPC darstellen und  $P_{\text{Verluste,B6C}}$  die Verluste des B6C. Dabei ist deutlich erkennbar, dass der NPC deutliche Vorteile hat gegenüber B6C.

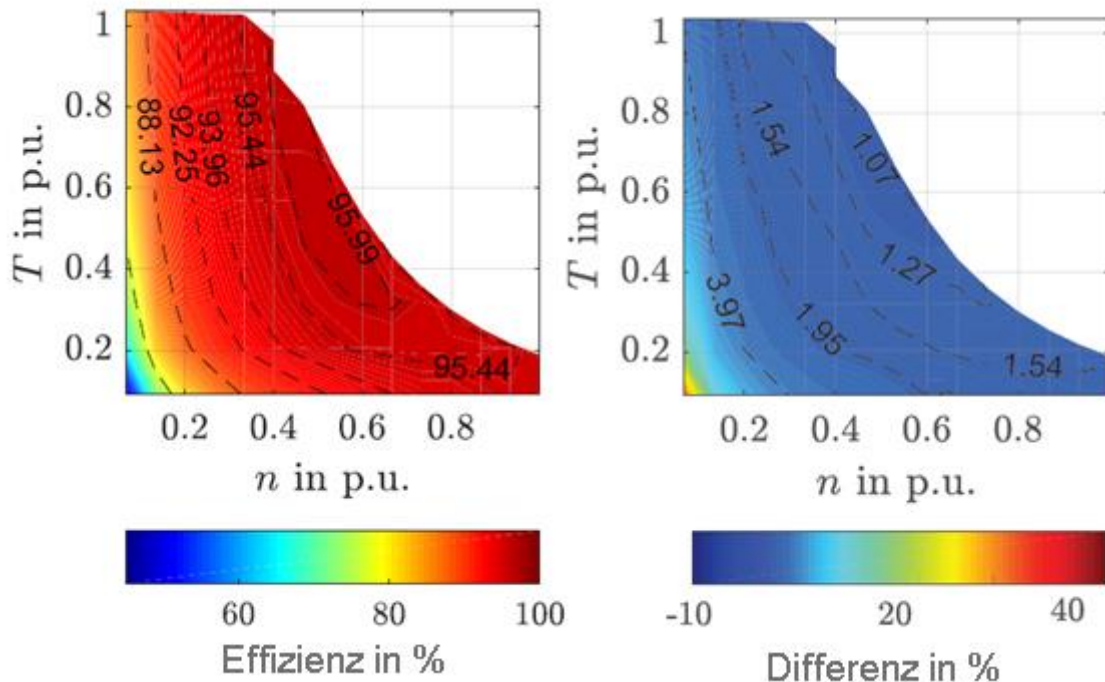


Abbildung 35: Differenz der Umrichterverluste zwischen NPC und B6C (B6C als Referenz)

Da jedoch ein statisches Kennfeld wenig direkte Aussagekraft für spätere Anwendungen hat, wurde in einem letzten Schritt der Einfluss der Schaltfrequenz untersucht. Dabei wurde der Umrichter virtuell in ein am ISEA entwickeltes Fahrzeugmodell eingebaut und für verschiedene Schaltfrequenzen untersucht, wie sich der Energieverlust auf 100 km in kWh entwickelt. Abbildung 36 zeigt das Ergebnis der Verlustdifferenz  $P_{\text{Verlustdifferenz}}$  für einen Mittelklassewagen. Für sehr niedrige Schaltfrequenzen unterhalb von 6 kHz ist die B6C Topologie vorteilhaft. Da jedoch der Trend zu höheren Drehzahlen der E-Maschine geht, erhöht sich auch die elektrische Frequenz der Maschine und miteinhergehend auch die benötigte Schaltfrequenz des Umrichters. Zu erwarten sind Schaltfrequenzen zwischen 10 und 20 kHz, bei denen sich eindeutige Vorteile der NPC-Topologie im Vergleich zur B6C-Topologie zeigen.

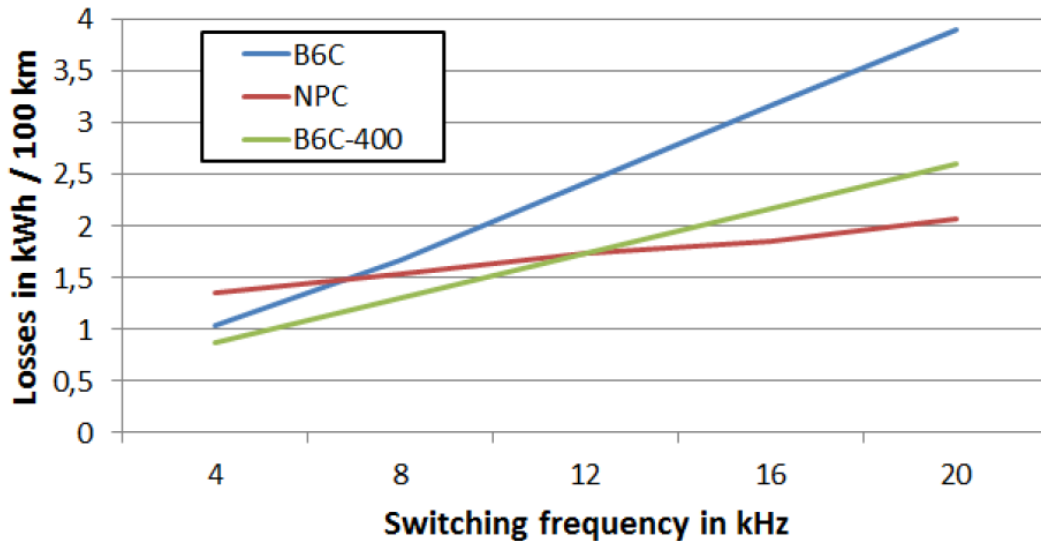


Abbildung 36: Vergleich der Umrichterverluste über den WLTP für 3 verschiedene Umrichtertopologien

Abschließend wurden noch verschiedene Modulationsstrategien untersucht um Lagerströme innerhalb der Maschine zu minimieren. Als besonders vielversprechend hat sich dabei die Zero Common Mode Modulation (ZCMM) herausgestellt, mit Hilfe derer die Gleichtaktspannung eliminiert werden soll. Das Verfahren beruht auf der geschickten Auswahl der Raumzeiger. Dabei werden nur sechs Raumzeiger benutzt (siehe Abbildung 37, schwarze Punkte) um so den Sternpunkt nicht zu bewegen. Dies wird jedoch mit einer reduzierten maximalen Ausgangsspannung des Umrichters erkauft. Im Rahmen der Prüfstandsversuche soll untersucht werden, inwieweit sich dieser theoretische Ansatz in der Praxis umsetzen lässt.

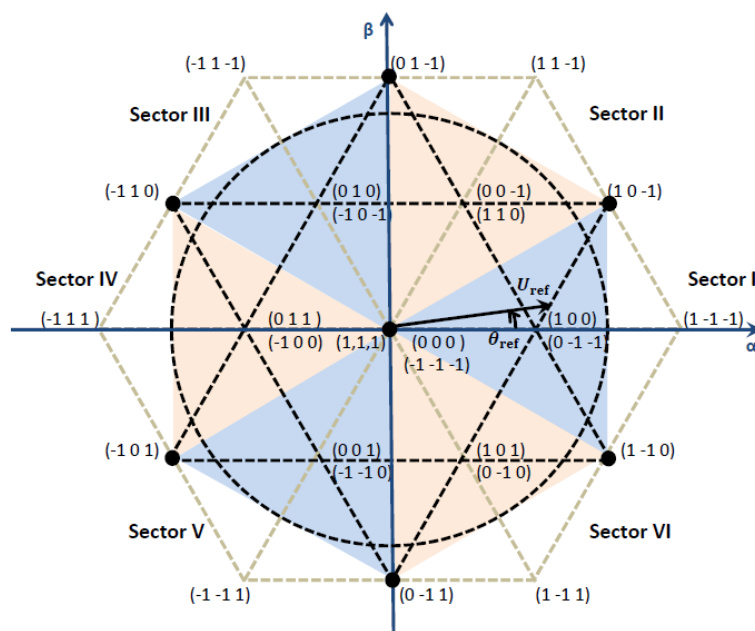


Abbildung 37: ZCMM zur Eliminierung der Gleichtaktspannung

Genauer wurde auch das aktive Zwischenkreis-Balancing der NPC-Topologie untersucht. Durch die geschickte Anwendung verschiedener Modulationsverfahren wird der Strom in den Zwischenkreiskondensator geregelt (siehe  $i_{mid}$  in Abbildung 38).

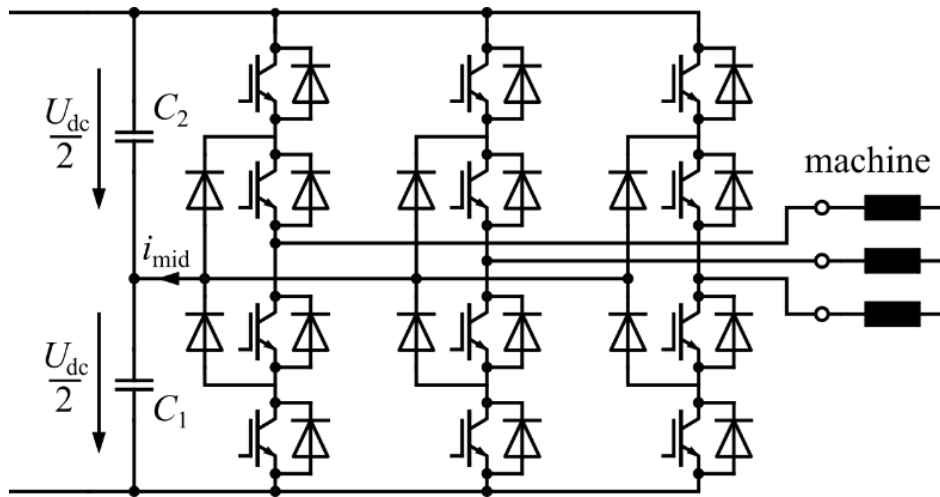


Abbildung 38: NPC-Topologie

Der Einfluss des Zwischenkreis-Rippels wurde für drei bestehende Verfahren untersucht und ein neues kombiniertes Verfahren entwickelt. Untersucht wurde das Nearest-Three-Vector (NTV) (Abbildung 39), das Balanced-NTV sowie das Radial-State-Space (RSS) (Abbildung 40) verfahren. Das neue Verfahren kombiniert die Vorteile beider Verfahren für den gesamten Lastbereich (Abbildung 41). Dafür wird eine prädiktive Berechnung der Mittelpunktspannung verwendet.

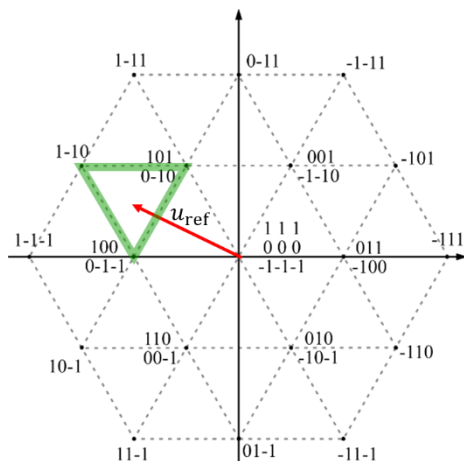


Abbildung 39: Spannungsvektoren der NTV-NPC-Modulation

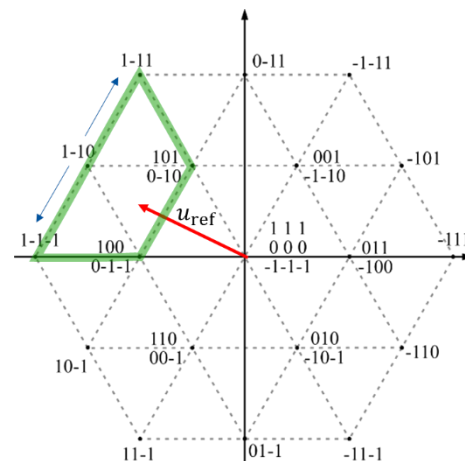


Abbildung 40: Spannungsvektoren der RSS-NPC-Modulation

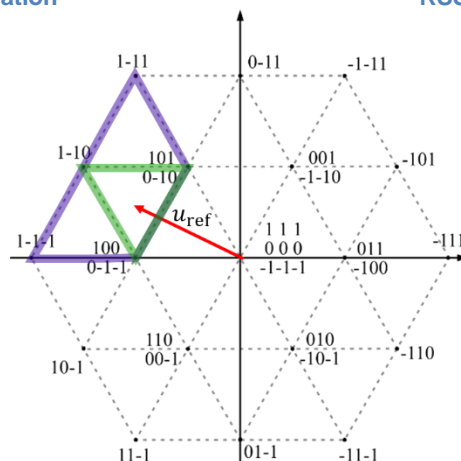


Abbildung 41: Spannungsvektoren der dc-link optimierten SVM

Der Zwischenkreis-Ripple der untersuchten Verfahren ist in Abbildung 42 gezeigt. Das entwickelte Verfahren eliminiert den Zwischenkreis-Rippel über den gesamten Lastbereich fast vollständig. Das Verfahren wurde im Konferenzbeitrag „Optimized Space Vector Modulation for DC-Link Balancing in Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverters for Electrical Drives“ veröffentlicht. Durch dieses Modulationsverfahren entfällt die Notwendigkeit eines aktiven Zwischenkreis-Balancing durch eine zusätzliche Schaltung.

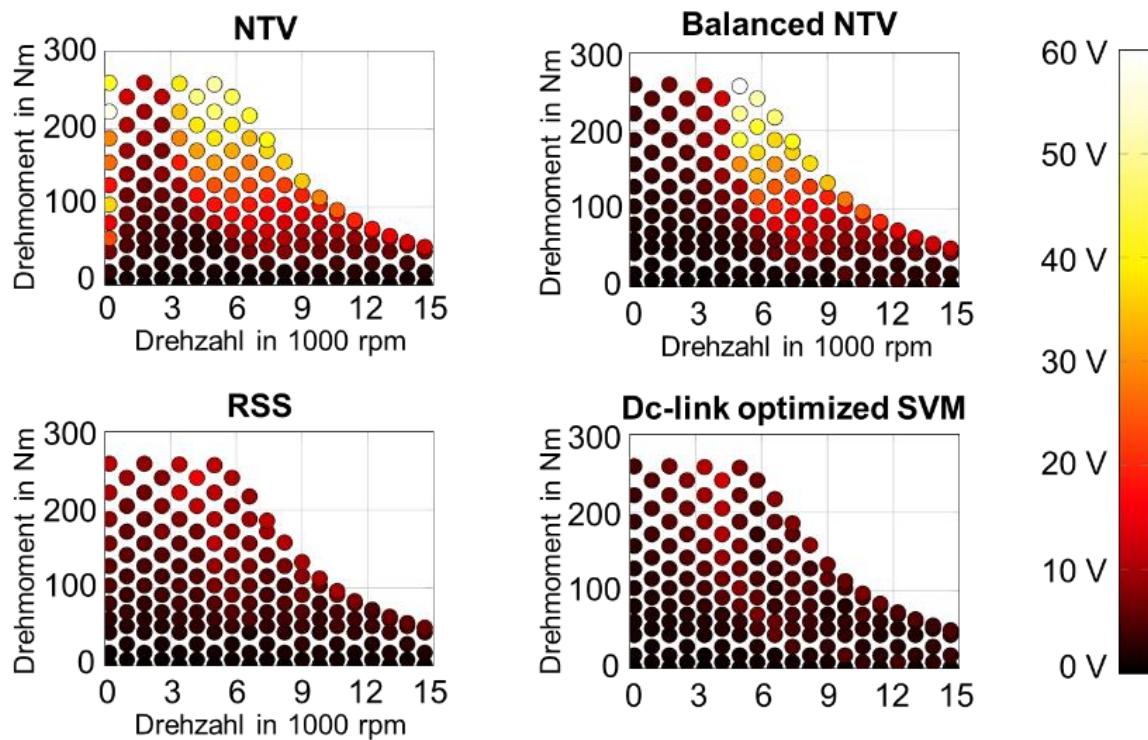


Abbildung 42: Zwischenkreis-Ripple verschiedener NPC-Modulationsverfahren

### Optimierung der akustischen Eigenschaften

Zur Beurteilung der akustischen Eigenschaften der elektrischen Maschine am Wandler wurde der Strom-THD als Bewertungskriterium identifiziert. Laut [2] ist der THD ein zuverlässiger Indikator bei der Bewertung des akustischen Verhaltens der elektrischen Maschine. Um diese Annahme zu verifizieren wurde ebenfalls im Rahmen der akustischen Untersuchung die elektrische Maschine mit piezoelektrischer IEPE Beschleunigungssensoren KS95B der Firma MMF ausgestattet. Diese erlauben eine Aufzeichnung von Frequenzen zwischen 0,5 Hz und 30 kHz. Da auf Grund der Maschinenkonfiguration mit Vibrationen der Mode 0, 1 und 4 auszugehen ist, wurden insgesamt 7 Beschleunigungssensoren auf die Maschine aufgeklebt (siehe Abbildung 45). Damit ist es möglich, die drei dominanten Moden zu messen. Die Aufzeichnung und Speicherung der Beschleunigungswerte wurde mittels National Instruments NI-DAQmx durchgeführt.

Zum Vergleich der einzelnen Umrichter bezüglich des akustischen Verhaltens wurde wie folgt vorgegangen:

1. Auszeichnung der Oberflächenbeschleunigung mittels Sensoren und NI-DAQmx
2. Integration der gemessenen Beschleunigung über die Frequenz zur Berechnung der Oberflächenschnelle bzw. -geschwindigkeit ( $\mu\text{m/s}$ )
3. Umrechnung der Oberflächenschnelle  $v$  in Pascal unter der Annahme, dass der Schalldruck  $p$  auf der Oberfläche wie in einer ebenen Welle aus der Schallkennimpedanz  $Z_0$  und der Schallschnelle  $v$  entspricht:

$$\Rightarrow p = v * Z_0$$

Dies entspricht der „Lautheit“ der elektrischen Maschine.

4. Mittelung über die 7 Sensoren
5. Normierung des Schalldruckpegels auf den maximalen Schalldruckpegel im Messbereich

Abbildung 43 zeigt das Beschleunigungs- bzw. Oberflächenschnellespektrogramm der elektrischen Maschine beim Betrieb mit dem 800 V 2-Level Si Wandlers (@3000 rpm, 50 Nm). Die Anregung bei 10 kHz resultiert aus der Schaltfrequenz von 10 kHz inklusive der Seitenbandharmonischen. Im Gegensatz dazu ist die mechanische Grundfrequenz kaum sichtbar.

Abbildung 44 zeigt beispielhaft die akustische Messung der elektrischen Maschine beim Betrieb mit dem 800 V 2-Level Si Wandlers.

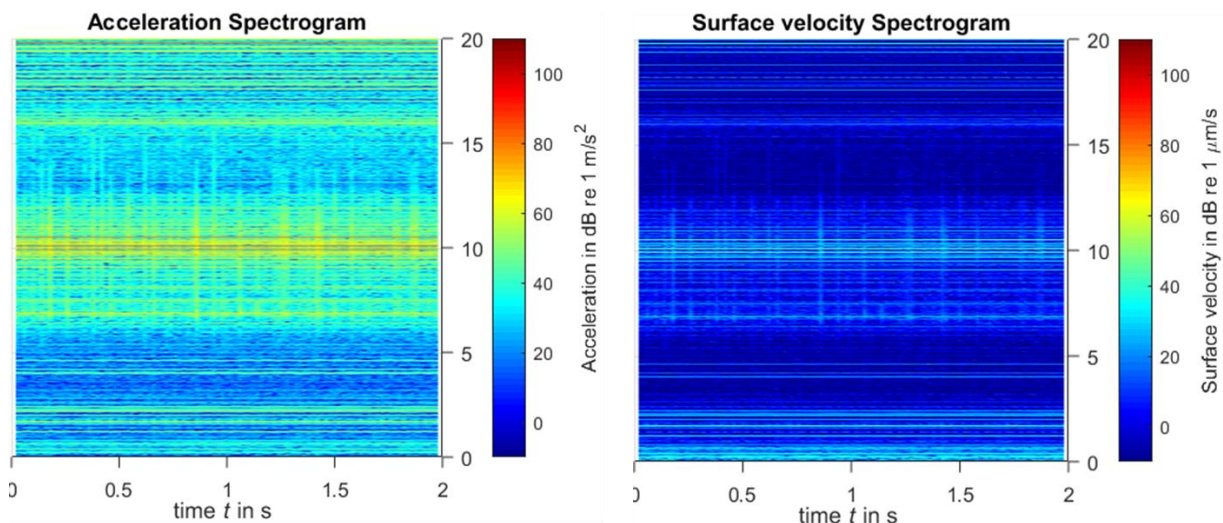
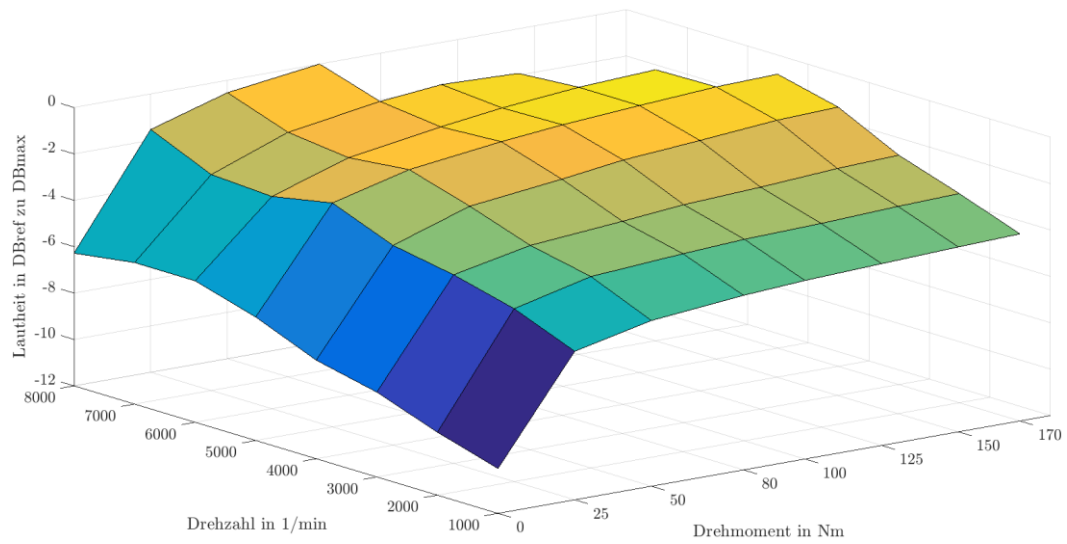
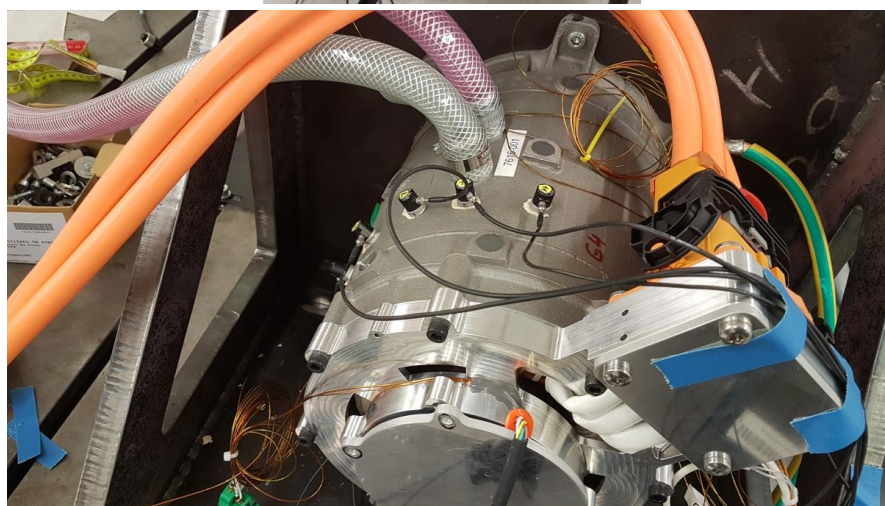


Abbildung 43: Spektrogramm der Oberflächenbeschleunigung (links) und Oberflächengeschwindigkeit (rechts) der Maschine beim Betrieb mit B6C





**Abbildung 44: Schalldruckpegel bzw. Lautheit der elektrischen Maschine beim Einsatz des 800 V 2-Level Si Umrichters**



**Abbildung 45: Beschleunigungssensoren inklusive Auswerteeinheit**

## Optimierung des thermischen Verhaltens

Im Folgenden wird die Entwicklung eines 3-dimensionalen thermischen Modells des SKM300MLI066TAT 3-Level NPC Halbrückenleistungsmoduls von Semikron beschrieben. Das entwickelte thermische Modell kann die Sperrschichttemperaturen der einzelnen Leistungshalbleiter sowie anderer Temperaturpunkte und Temperaturgradienten innerhalb des Leistungsmoduls auf Basis der Halbleiterverluste bestimmen. Mit Hilfe von mathematischen Modellreduktionsverfahren kann das thermische Modells so stark reduziert werden, dass es sowohl für zeiteffiziente hochdetaillierte Simulationen als auch für Echtzeit-Temperaturschätzer genutzt werden kann.

### - Aufbau des thermischen Modells

Die thermische Modellierung wird mittels eines Software-Tools durchgeführt das am Institut für Stromrichtertechnik und elektrische Antriebe (ISEA) zur Modellierung von Leistungsmodulen entwickelt wurde. Das Software-Tool erlaubt die Eingabe von Modulgeometrien und berechnet daraus Matrizen welche die statischen und dynamischen Modellparameter des Leistungsmoduls enthalten. Für die Erstellung des Modells wird das Modul zunächst in flächige Makrozellen zerlegt werden, welche in ihrer Größe die Geometrielemente des thermischen Modells abbilden können. Die Bestimmung der Makrozellen auf Grund eines Fotos des Moduls ist in Abbildung 46 (oben) dargestellt.

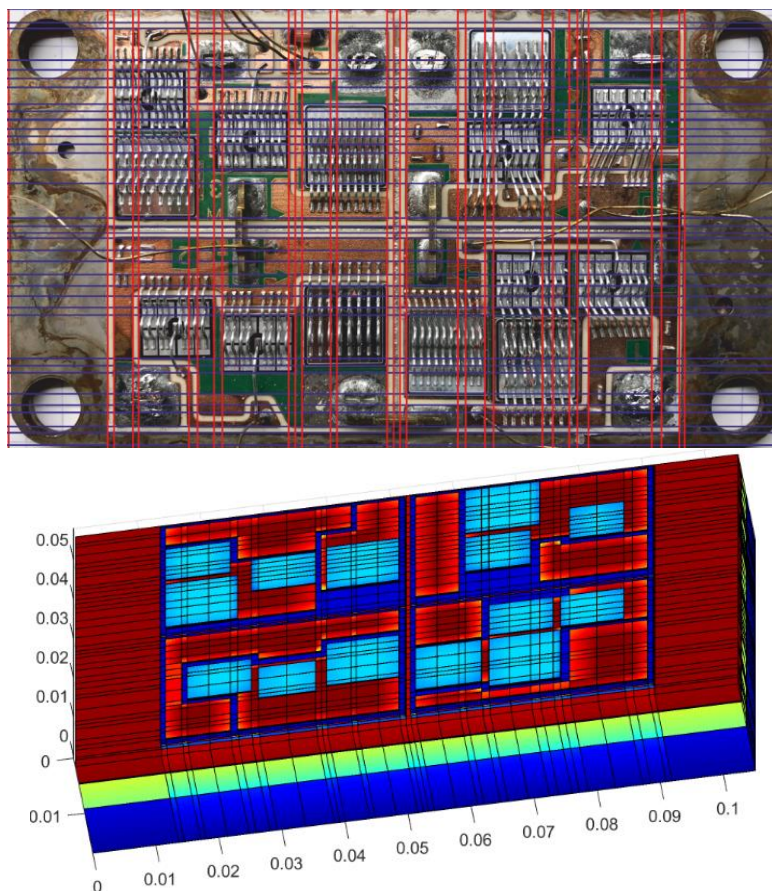


Abbildung 46: Aufteilung des Leistungsmoduls in Makrozellen zur Definition der thermischen Materialeigenschaften (oben) - 3D Struktur des thermischen Finite-Volumen Modells mit 15500 Temperaturknoten (unten)

Darüber hinaus müssen die Schichtfolgen und Materialdicken des Modullateralaufbaus angegeben werden. Diese sind in Tab. I aufgelistet.

Tab. I Schichtfolgen und Dicken des Leistungsmoduls

Material	Schnittdicke in $\mu\text{m}$
Silizium	70
Lot Sn965Ag35	70
Kupfer	250
Aluminiumoxid ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )	380
Kupfer	250
Lot Sn965Ag35	500
Kupfer	3000
WLPK Fischer	200
Aluminium	4500
Wasser	8000

Aus diesen Geometrie- und Materialinformationen und dem normalisierten Konvektionswiderstand des Kühlkörpers, welche für das gegebene Modul  $8 \text{ W}/(\text{Kcm}^2)$  beträgt, erstellt das Software Tools ein 3-D thermisches Modells mittels der Finite-Volumen Methode.

- **Ableitung eines Zustandsraummodells**

Die resultierende Struktur des Modells ist in Abbildung 46 (unten) gezeigt. Die unterschiedlichen Einfärbungen reflektieren die Materialschichtfolgen im Modulaufbau. Die thermische Charakteristik eines kleinen Ausschnittes des Leistungsmoduls bestehend aus 9 finite Volumen ist in Abbildung 47 als thermisches Ersatzschaltbild abgebildet.

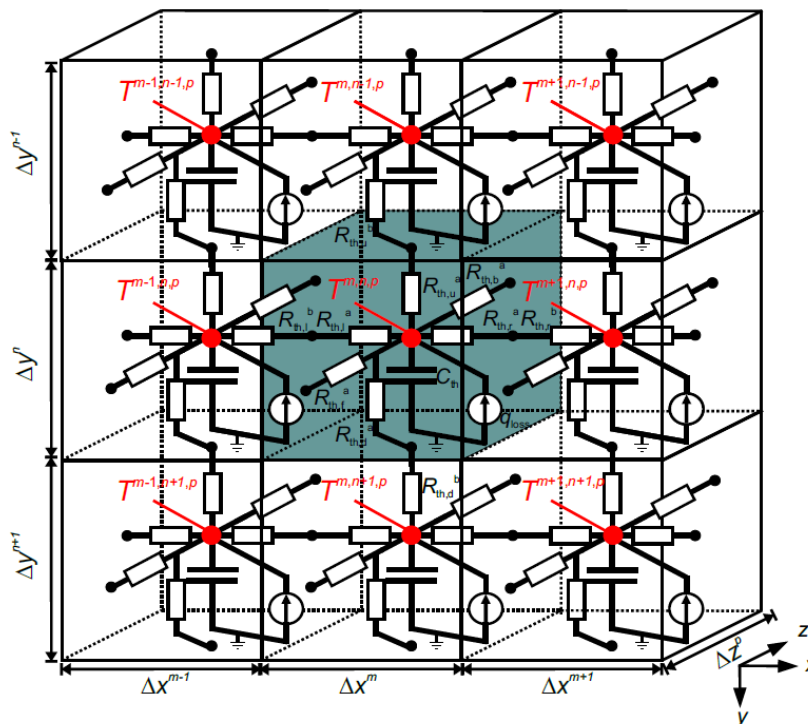


Abbildung 47: Thermisches Ersatzschaltbild eines Ausschnitts des thermischen 3D Modells

Die thermischen Kapazitäten modellieren die thermische Energie, welche in den jeweiligen Volumen gespeichert ist. Die thermischen Widerstände bilden der Wärmetransfer zwischen den einzelnen Volumenelementen ab. Die Wärmegeneration der Volumina, die Halbleiter Verluste aufweisen, ist durch eine Wärmequelle abgebildet.

Die Wärmeleichungen aller finiter Volumen des Leistungsmoduls kann als Modell im Zustandsraum (1) beschrieben werden.

$$\frac{dT}{dt} = \mathbf{A} \cdot \underline{T} + \mathbf{B} \cdot \underline{P}_{loss} \quad (1)$$

Es beschreibt die Änderung der Temperatur jedes Volumenelementes  $\underline{T}$  als Funktion aller Temperaturen  $\underline{T}$  und der Verlustleistung  $\underline{P}_{loss}$  in den Leistungshalbleitern mit Hilfe der Übertragungsmatrix  $\mathbf{A}$  und der Eingangsmatrix  $\mathbf{B}$ . Diese beiden Matrizen des Zustandsraummodells  $\mathbf{A}$  und  $\mathbf{B}$  werden mit Hilfe des entwickelten Software Tools für das Leistungsmodul aus den thermischen Widerständen und Kapazitäten bestimmt.

#### - Stationäre Thermische Simulation

Mit Hilfe des Zustandsraummodells kann zunächst die stationäre Temperaturverteilung des Leistungsmoduls für eine gegebene Verlustleistung der einzelnen Chips bestimmt werden. Zur Bestimmung der stationären Temperaturverteilung wird die Temperaturänderung zu Null angenommen und das resultierende Gleichungssystem (2) gelöst.

$$\frac{dT}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad \mathbf{A} \cdot \underline{T} + \mathbf{B} \cdot \underline{P}_{loss} = 0 \quad (2)$$

Die Temperaturverteilung, welche sich damit bestimmen lässt, ist in Abbildung 3 für beispielhafte Halbleiterverluste abgebildet. Einen detaillierten Einblick in die Temperaturgradienten des Leistungsmoduls erhält man in Abbildung 49 und Abbildung 50, welche die Temperaturverteilung eines Querschnittes des Moduls und der Moduloberfläche zeigen.

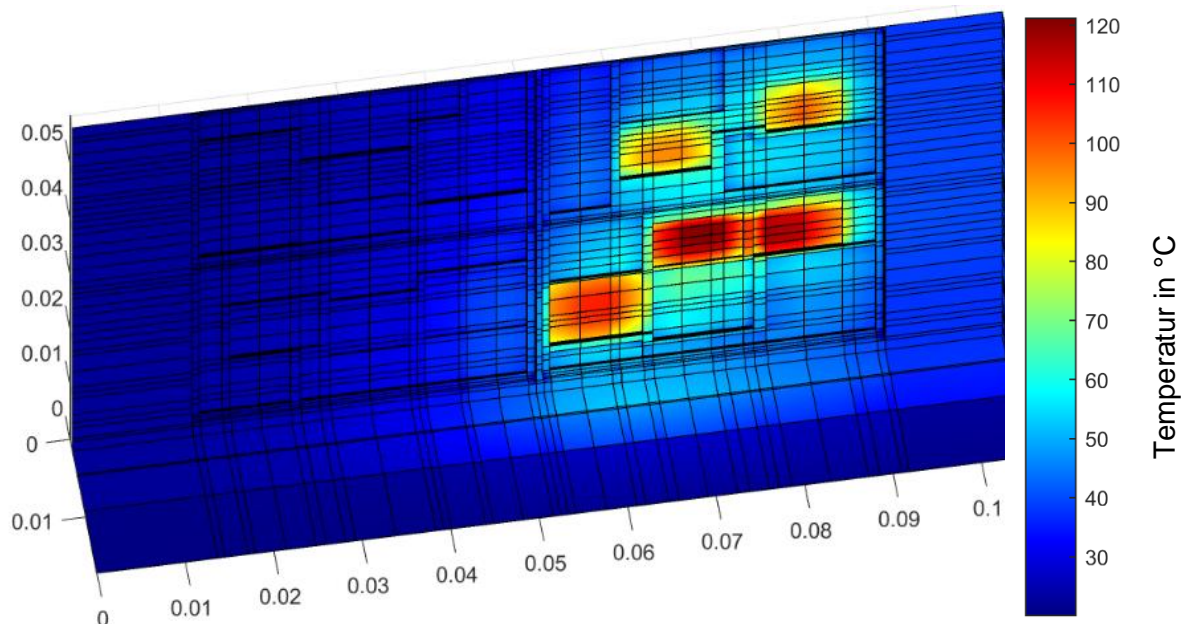


Abbildung 48: Simulation des statischen thermischen Verhalten des Leistungsmoduls für einen Betriebspunkt

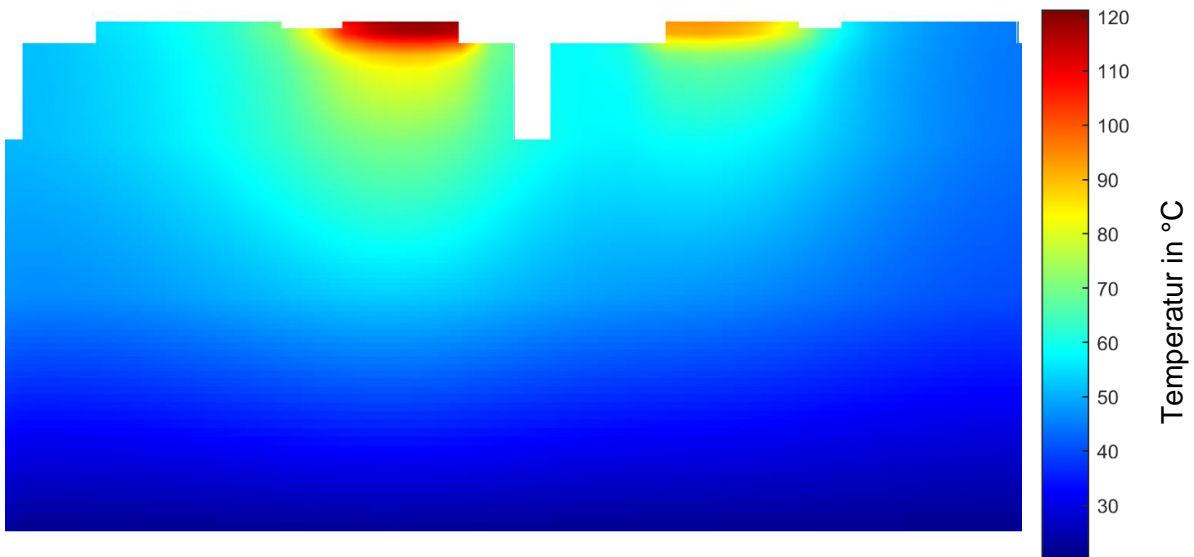


Abbildung 49: Simulation des statischen thermischen Verhalten des Leistungsmoduls für einen Betriebspunkt – 2D Seitenansicht eines Querschnitts

Abb. 4 Simulation des statischen thermischen Verhalten des Leistungsmoduls für einen Betriebspunkt – 2D Seitenansicht eines Querschnitts von Abb.2

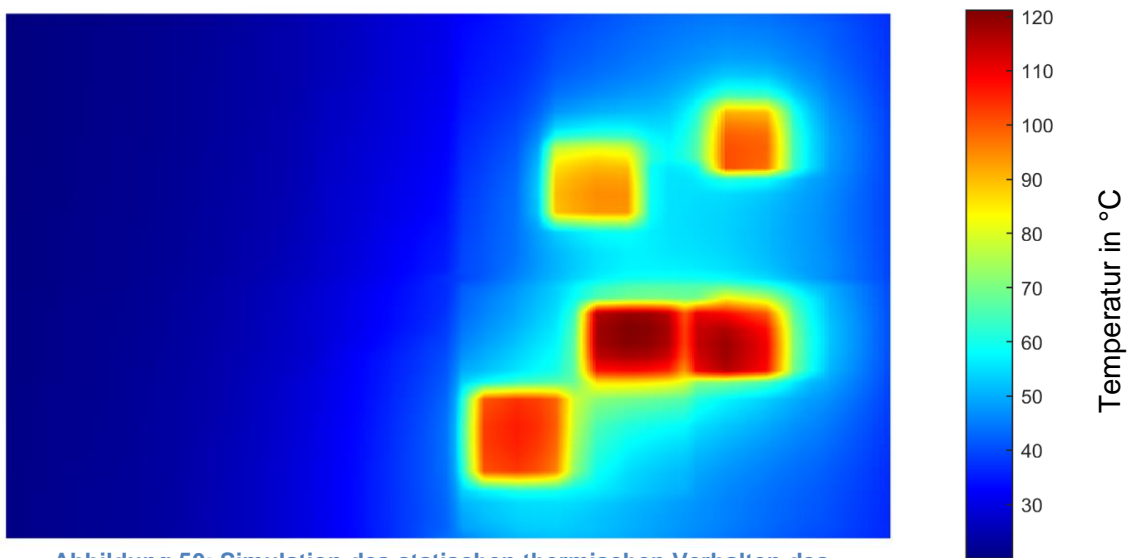


Abbildung 50: Simulation des statischen thermischen Verhalten des Leistungsmoduls für einen Betriebspunkt – 2D Topansicht eines Querschnitts

Die Temperaturverteilung innerhalb des Moduls, welche in Abbildung 49 gezeigt ist, erlaubt es die Wärmespreizung unterhalb der jeweiligen Leistungshalbleiter zu untersuchen. Die hohe thermische Leitfähigkeit der Kupferlagen des DCB Substrats und der Kupferbodenplatte (Tab. I) führen dazu, dass die Wärme unterhalb der Chips nahezu radial abgeführt wird. Die resultierenden thermischen Widerstände  $R_{th}$  der 10 Leistungshalbleiter des Moduls können mit Gleichung (2) ermittelt werden. Diese sind in Abbildung 51 Abbildung 51: Thermische Widerstände der Leistungshalbleiter innerhalb des Moduls abgebildet.

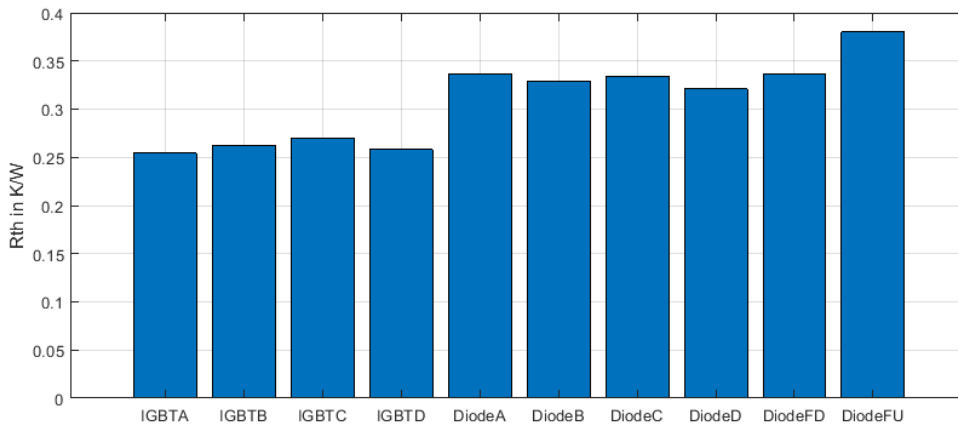


Abbildung 51: Thermische Widerstände der Leistungshalbleiter innerhalb des Moduls

Die thermischen Widerstände der IGBTs sind nahezu gleich groß und betragen ungefähr  $R_{th}^{IGBT} = 0.25 \text{ K/W}$ . Dagegen sind die thermischen Widerstände der zugehörigen antiparallelen Dioden 25 % größer und betragen ungefähr  $R_{th}^{Diode} = 0.325 \text{ K/W}$ . Der größere thermische Widerstand der Dioden im Vergleich zu den IGBTs erklärt sich einerseits aufgrund der kleineren Grundfläche. Darüber hinaus sind die Dioden als einzelne Chips ausgeführt wogegen die IGBTs mit zwei parallel verschalteten Chips realisiert sind. Dadurch ist die Wärmespreizung der IGBTs wesentlich besser als die der Dioden. Eine Besonderheit findet sich bei der Analyse der thermischen Widerstände der Clamping-Dioden. Diese weisen ein erhebliches Ungleichgewicht von ungefähr 20% auf. Dies kann zu einer stark asymmetrischen thermischen Belastung der beiden Leistungshalbleiter im Betrieb führen.

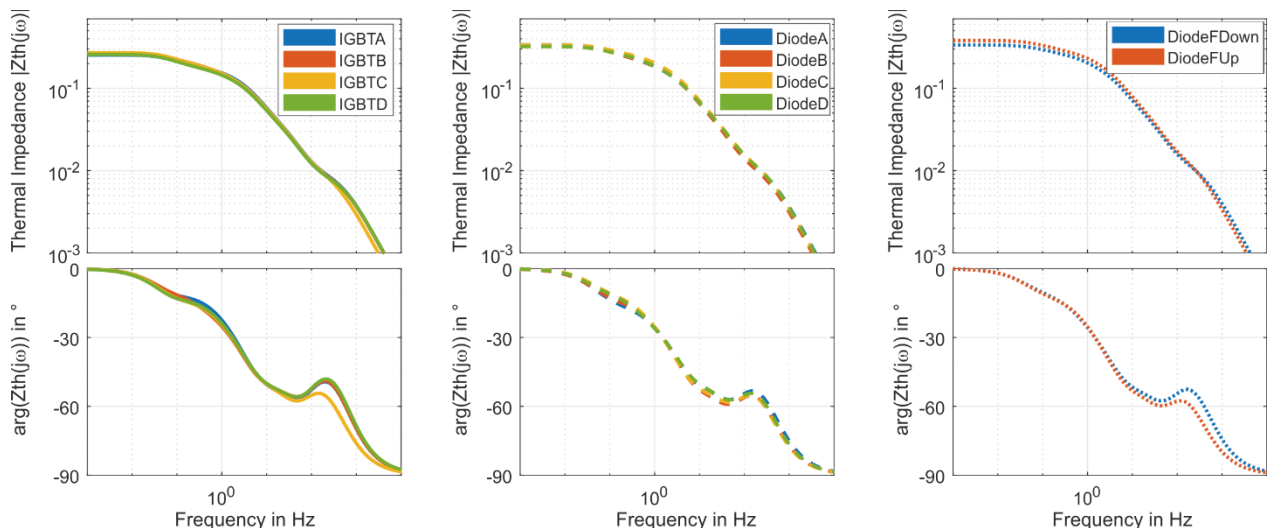


Abbildung 52: Übertragungsfunktion der Thermischer Impedanz  $Z_{th}(j \omega)$

### - Dynamische Thermische Simulation

Das dynamische Zustandsraummodell (1) wurde in einem nächsten Schritt mit Hilfe von Modellreduktionsverfahren so verkleinert, dass es erlaubt die Sperrschichttemperatur aller Leistungshalbleiter in einer thermischen Simulation mit hinreichender Genauigkeit zeiteffizient zu bestimmen. Die aus dem resultierenden Modell ermittelten Übertragungsfunktionen der thermischen Impedanzen von allen Leistungshalbleitern sind in Abbildung 52 in Betrag und

Phase dargestellt. Das abgeleitete thermische Modell berechnet die transienten Sperrschichttemperaturen der 10 Leistungshalbleiter mit einem Zustandsraummodell mit 100 Zuständen. Das erlaubt eine schnelle und präzise thermische Simulation des Leistungsmoduls für verschiedenste Lastszenarien. Darüber hinaus kann das Modell bei kleinen Genauigkeitseinbußen weiter reduziert werden, sodass es als Echtzeitmodell in thermischen Schätzern benutzt werden kann.

### Einfluss auf die Sensorik und Sampling der Strommessung

Die Strommessung ist eine kritische Komponente in der Messkette. Um Messfehler zu minimieren, wurde auf eine am ISEA entwickelte, hochdynamische Strommessung [3] weiterentwickelt und für die Bedürfnisse im Projekt H3Top angepasst. Diese ermöglicht ein Over-Sampling der Strom- und Phasenspannungsmessung mit Mittelung über eine PWM-Periode, um externe und interne Störeinflüsse zu minimieren. Abbildung 53 zeigt schematisch die Strom- und Spannungsmessung. In Rot ist der reale Stromverlauf dargestellt während die gestrichelte rote Linie den mittleren Stromwert eines PWM-Zyklus (Dauer  $T_s$ ) darstellt.

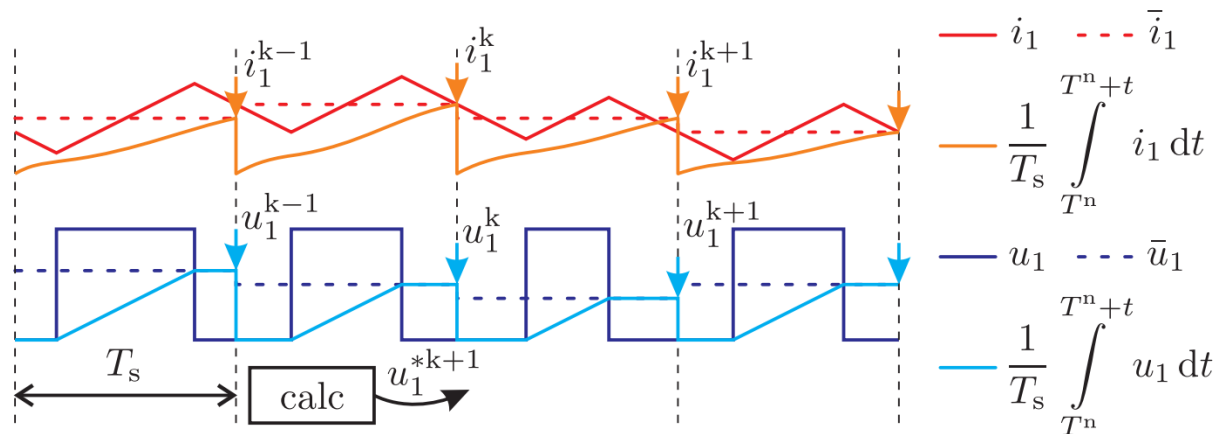


Abbildung 53: Strom- und Spannungsmessung

Ebenso wurden spezielle Verfahren entwickelt, um die Sensoren im Betrieb zu kalibrieren und so einen kontinuierlichen, hochpräzisen Betrieb zu gewährleisten. Nähere Informationen dazu sind in [4] zu finden.

Um diese Effekte und deren Einfluss auf die Regelung auch in der Simulation abbilden zu können, wurde die Sensorik in das Simulinkmodell integriert.

### Doppelpulsmessungen

Um die realen Verhältnisse der aufgebauten Prototypen hinsichtlich Effizienz bestmöglich simulieren zu können, wurden alle verwendeten Leistungshalbleiter auf dem Doppelpulsprüfstand vermessen. Abbildung 54 zeigt die Topologie des Prüfstandes bestehend aus Low-Voltage Quelle zur Magnetisierung, High-Voltage Quelle zum Aufbau der DC-Link Spannung und des zu vermessenden Halbleiters (DUT) inklusive Zwischenkreiskondensator. Während der Messung wird der Low-Side Schalter einmal eingeschaltet und einmal ausgeschaltet um die dazugehörigen Verluste messen zu können. Gemessen wurde dabei die

Spannungen des Low-Side Schalters  $u_{ds}$ , die Ströme durch den Low-Side Schalter  $i_{ds}$  sowie die Spannung über der High-Side Diode  $u_{diode}$  und die Gatespannung  $u_{Gate}$ . Während der Messungen wurden Gate-Widerstand, Chiptemperatur, DUT-Strom und Zwischenkreisspannung variiert. Abbildung 56 zeigt den Aufbau des 800 V B6C Moduls zur Bestimmung der Schaltverluste im Doppelpulsprüfstand. Auf Grund des Shunts musste hier noch ein Adapter für den Gatetreiber entwickelt werden um diesen um  $90^\circ$  zu drehen.

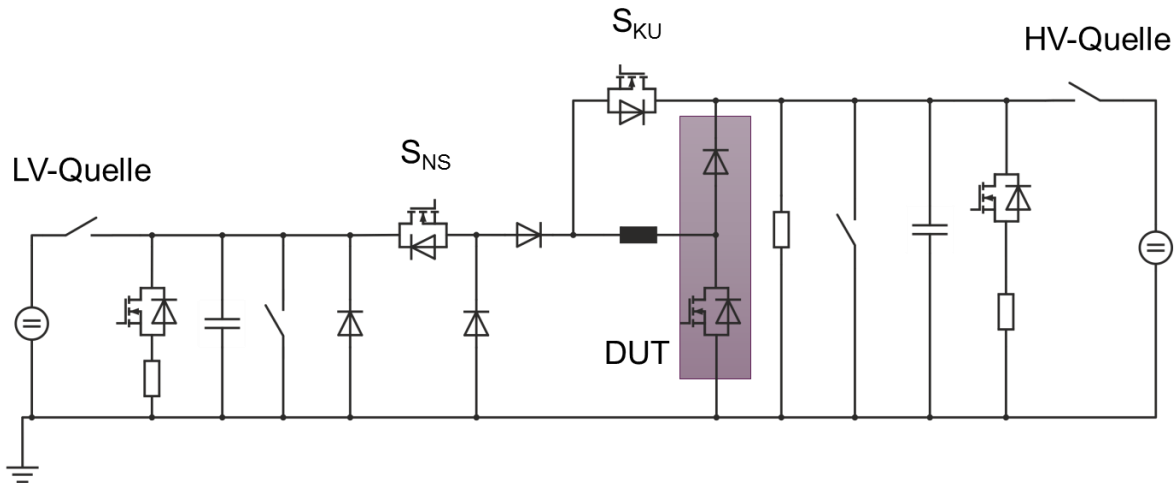


Abbildung 54: Topologie des Doppelpulsprüfstandes

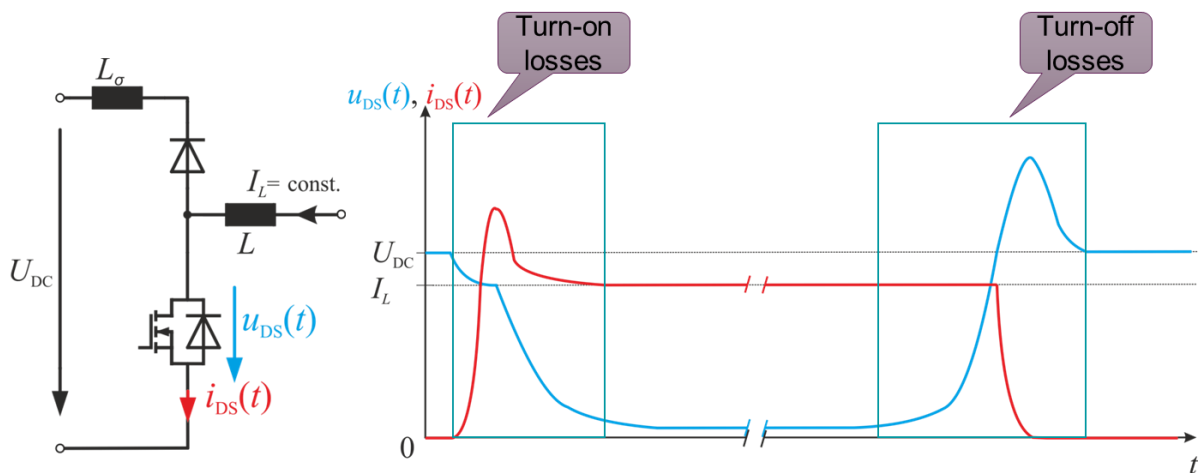
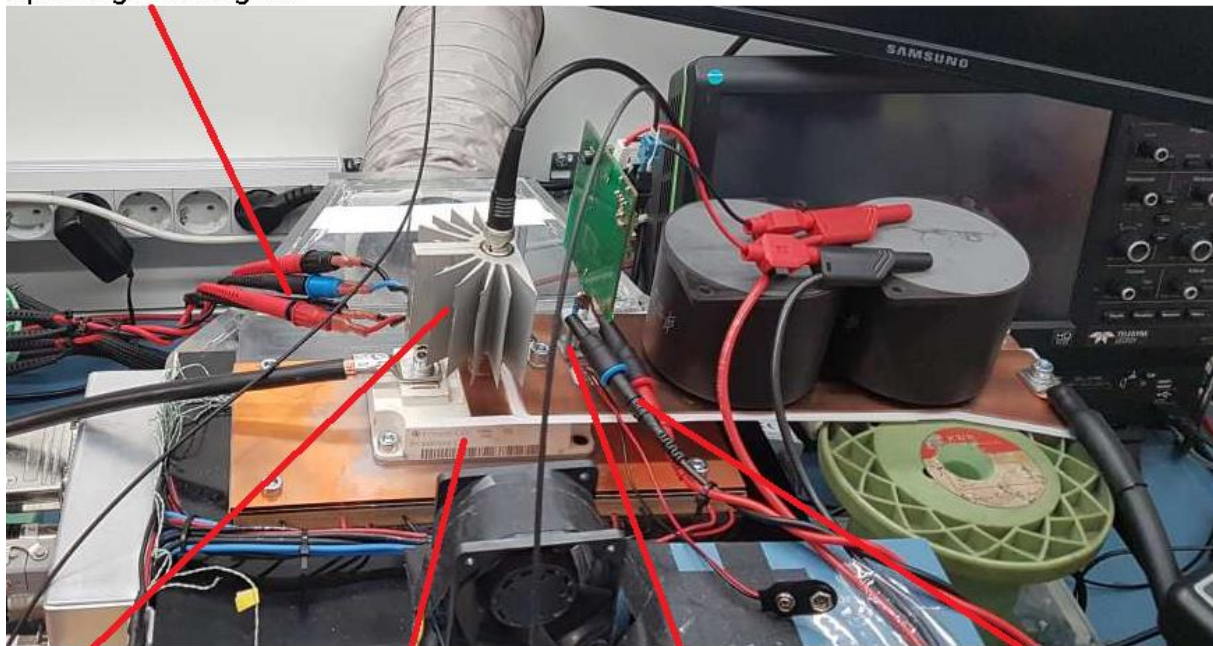


Abbildung 55: Schematischer Verlauf von  $u_{ds}$  und  $i_{ds}$  während des Ein- und Ausschaltvorgangs

Abbildung 57 zeigt beispielhaft die gemessenen Ein- und Ausschaltenergien des 800 V 2-Level Si-Moduls über den Modulstrom bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen. In diesem Fall wurde ein Gate-Widerstand von 3.3 Ohm sowohl fürs Einschalten als auch fürs Ausschalten verwendet. Der Chip hatte bei dieser Messung eine Junktions temperatur von  $125^\circ\text{C}$ . Die gewonnenen Messdaten wurden im Anschluss in die Simulation integriert und zur Generierung der Effizienzkennfelder für den Wandlervergleich verwendet.



## Spannungsmessung DUT



Messshunt

Leistungshalbleiter

Gateadapter

Spannungsmessung Gate

Abbildung 56: Doppelpulsmessung des 800 V B6C Moduls

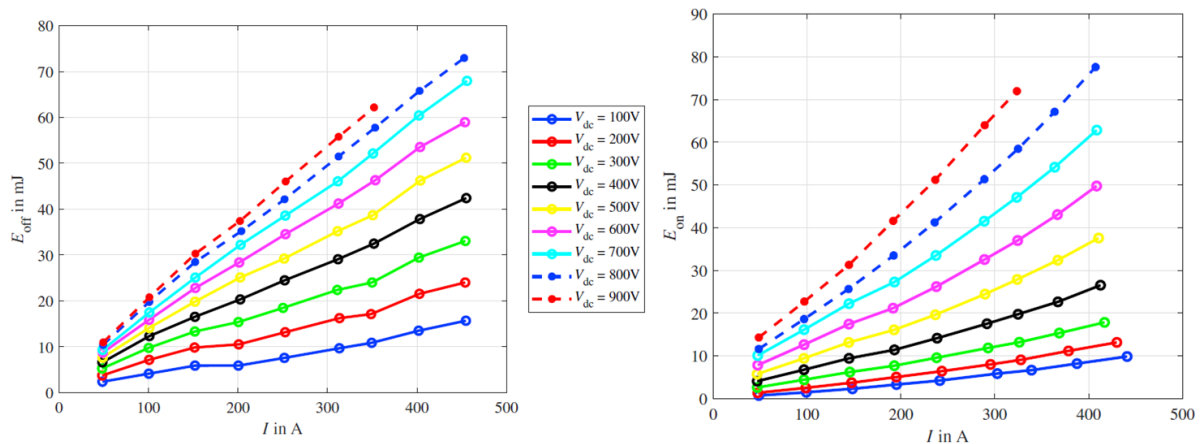


Abbildung 57: Gemessene Ausschaltenergie (links) und Einschaltenergie (rechts) des 800 V 2-Level Si Moduls über Modulstrom bei verschiedenen Zwischenkreisspannung

## Reduktion von Lager- und Ableitströmen in der Maschine und Inverter

Im Rahmen des Projektes wurden sowohl Methoden zur Reduktion der Ableitströme, als auch der Einfluss der Ablösung der Kühlplatte im Leistungsmodul auf die Ableitströme untersucht.

Für die Reduktion der Ableitströme wurde eine optimierte automatisierte Filterauslegung entwickelt, welche mit genormter Impedanz, unter Berücksichtigung der parasitären Filterelemente die Gleich- und Gegentaktstörmoden zeitgleich entstört. Außerdem wurde ein Treiber zur Beeinflussung der Schaltflanke verwendet um auch die Störursache direkt an der Quelle zu manipulieren.

Die Software zur Filteroptimierung basiert auf einer SIMetrix-Simulation im Frequenzbereich (siehe Abbildung 58). Die gemessenen oder simulierten Störströme werden über Stromquellen (siehe Abbildung 59) mit definierter Impedanz eingespeist.

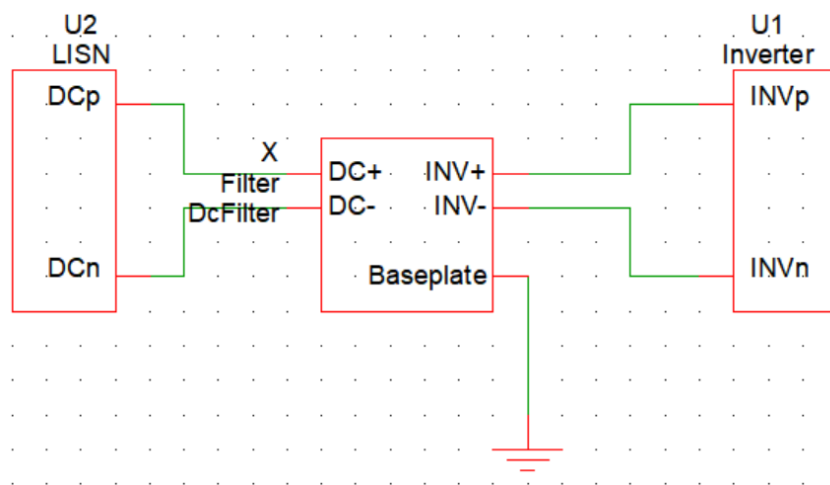


Abbildung 58: AC-Simulation als Basis für die Filteroptimierung

Für die Vorhersage wird eine definierte Inverterimpedanz verwendet. Da bei der Optimierung der Filter für ein Störspektrum die Quellimpedanz des Inverters nicht unbedingt vergleichbar ist, wird auf Basis von CISPR 17, ein 50-Ohm-System verwendet.

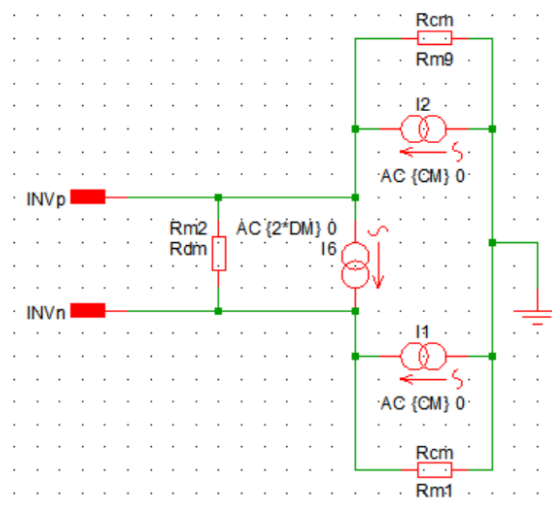


Abbildung 59: Einspeisung der Störströme in der AC-Simulation

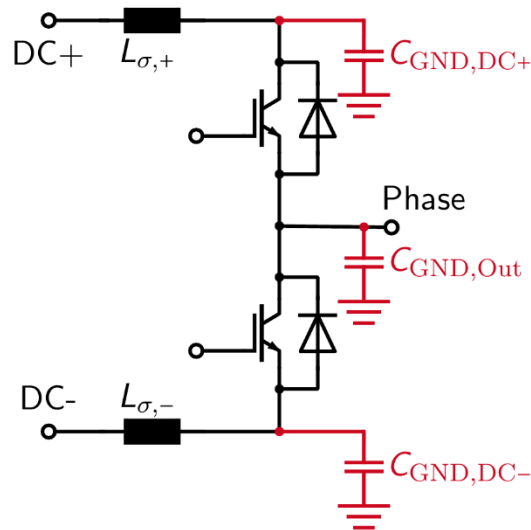


Abbildung 60: Halbbrücke mit parasitären Kapazitäten zum Kühlkörper

Eine mögliche Ursache von Ausfällen ist Delaminierung im Modul oder die Verschlechterung der thermischen Anbindung auf der Kühlplatte. Bei der Delaminierung reduziert sich, abhängig vom betroffenen Bereich die Kapazität an einem Knotenpunkt. In diesem Abschnitt soll simulativ untersucht werden, in wieweit eine Änderung der Ableitströme durch die Änderung der Kapazität in den Kontaktflächen sich auf die Ableitströme auswirkt. Dafür wurde die Störspannung an der Netznachbildung in Abhängigkeit der drei verschiedenen Modulkapazitäten am positiven und negativen DC-Knoten sowie am Ausgangsknoten untersucht. Die Kapazitäten wurden im SIMETRIX-Simulationsmodell mit dem Ausgangswert, 50 % und 10 % des Ausgangswertes variiert, was verschiedene Stufen der Delaminierung nachbildet.

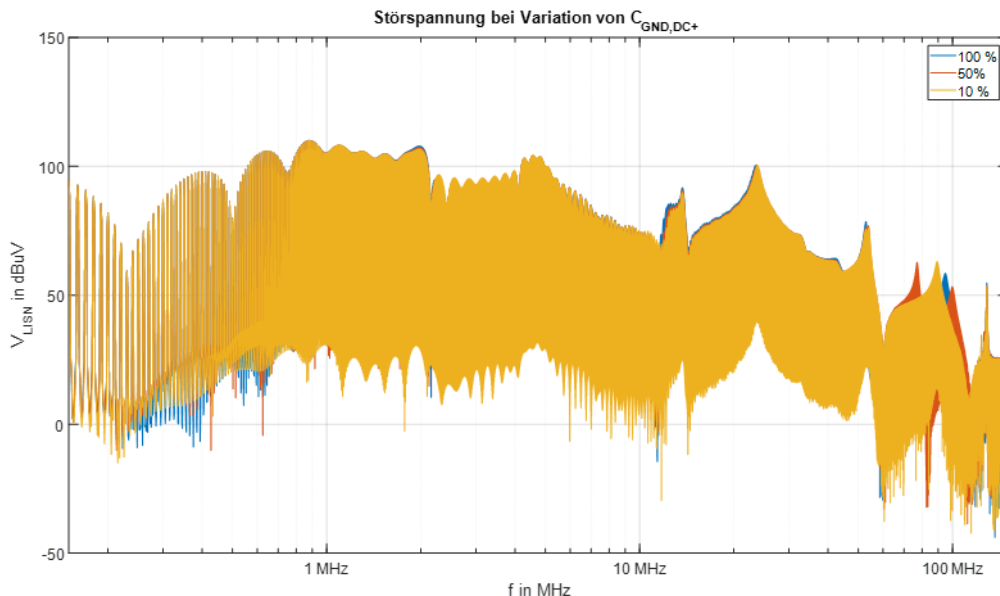


Abbildung 61: Störspannung bei Variation von  $C_{GND,DC+}$

Bei der Variation des positiven Knotens in Abbildung 37 sind die Störspektren im Bereich bis 70 MHz identisch. Erst oberhalb dieser Frequenzen verschieben sich Resonanzen durch die

Variation der Kapazität am positiven Knoten. Ein Unterschied durch die Variation der Kapazität am negativen Knoten ist nicht zu erkennen (siehe Abbildung 38).

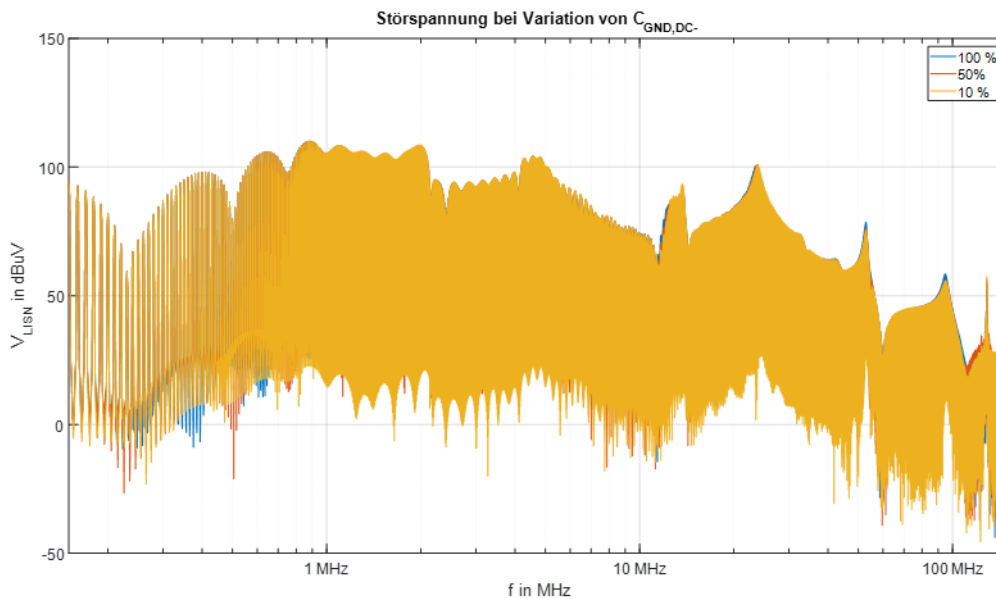


Abbildung 62: Störspannung bei Variation von  $C_{GND,DC-}$

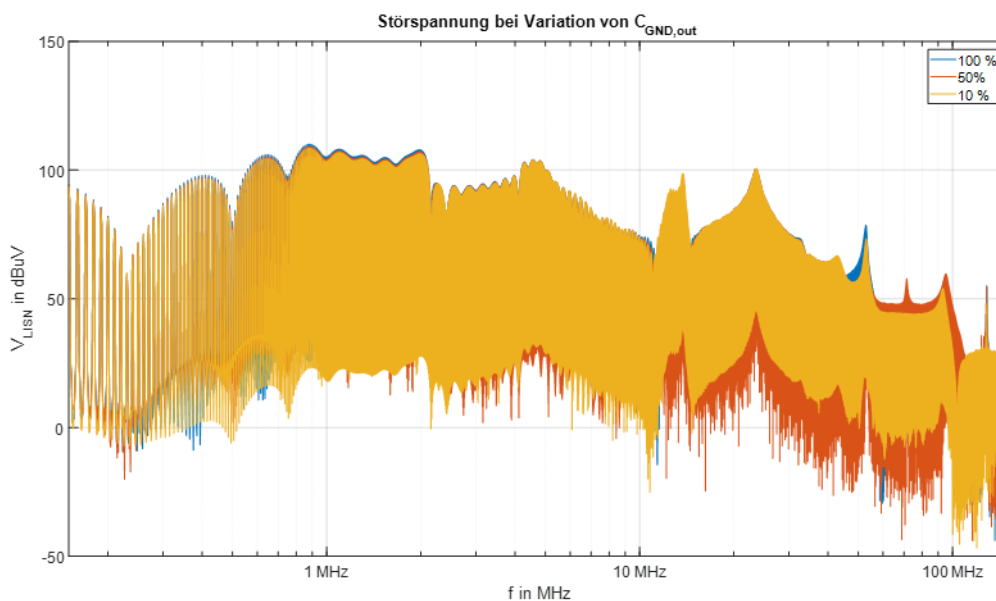


Abbildung 63: Störspannung bei Variation von  $C_{GND,out}$

Bei der Variation der Kapazität am Ausgangsknoten bleiben die Resonanzstellen gleich, dafür reduziert sich das breitbandige Störlevel ab einer Frequenz von 40 MHz leicht. Die Erkennung der Verschiebung einer Resonanzstelle ist einfacher umzusetzen, als das grundsätzliche Störlevel über den gesamten Betriebsbereich stabil zu halten.

Abschließend muss festgestellt werden, dass eine Auswertung der Ableitströme aufwendige Elektronik benötigt. Von einer Implementierung dieser Verfahren während des Betriebs sollte abgesehen werden. Es ließe sich allerdings diskutieren, ob ein solches Testverfahren im Bereich End-Of-Line zur Untersuchung der Produktions-Prozess-Stabilität einen Mehrwert

ermöglicht. Außerdem wäre es ggf. möglich das die Messung des Ableitstromes bei Alterungstests Anwendung findet. Bei End-Of-Line oder zyklischen Alterungstests sind die Produktionskosten nicht ganz so dominant.

## AP 4.2 – Entwicklung der Umrichtersteuerung

Für die Umrichtersteuerung wurde ein Rapid-Control-Prototype-System angepasst. Das System ist in einem 19-Zoll-Rack (siehe Abbildung 64) untergebracht. Die verschiedenen modular einsetzbaren Karten werden über eine Back-Plane verbunden. Gesteuert wird das Rapid-Control-Prototype-System über das System XCP3100, eine FPGA/DSP-Kombination, der Firma AixControl GmbH. Diese ist auf einer Trägerkarte (siehe Abbildung 65) untergebracht. Die Steuersignale für die Treiber werden über ein weiteres Modul auf die Lichtwellenleiter umgesetzt (siehe Abbildung 66). Externe Kommunikation und Spannungsversorgungen wird über das Power-Supply-Modul (siehe Abbildung 67) bereitgestellt. Elektrische Ein- und Ausgänge wie z.B. Notausschalter werden mit dem Elektrischen-IO-PCB (siehe Abbildung 68) verbunden. Die Regelungsplattform verfügt über einen echtzeitfähigen und störsticheren CAN-Bus, sowie über eine RS232-Schnittstelle um die Parametrierung der Sensoren und Regelung durchzuführen.

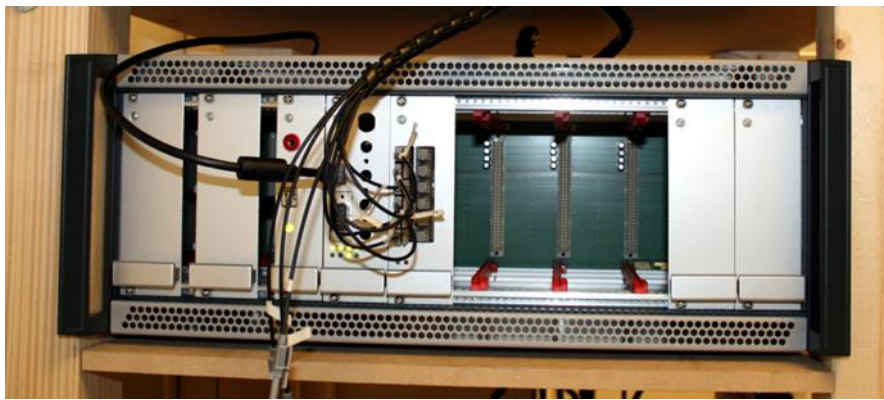


Abbildung 64: Regelungplattform

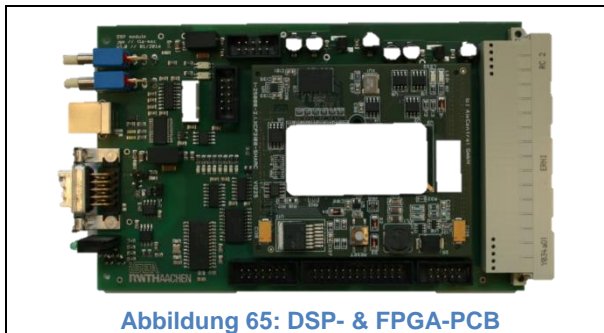


Abbildung 65: DSP- & FPGA-PCB

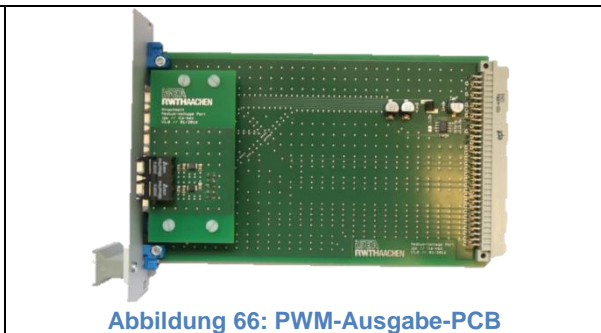


Abbildung 66: PWM-Ausgabe-PCB



Abbildung 67: Power-Supply-PCB



Abbildung 68: Elektrisches-IO-PCB

Die in AP 4.1 entwickelten Ansteuerungsverfahren wurden auf der Umrichtersteuerung implementiert. Durch das optimierte Modulationsverfahren, was in AP 4.1 vorgestellt wurde, entfällt die Notwendigkeit eines aktiven Zwischenkreis-Balancing mit einer externen Schaltung.

Im Rahmen von AP 4.2 wurden die Ansteuerungsverfahren für alle Umrichtersysteme portiert. Da sich beim Betrieb des neuen 800 V Wandlers von AixControl EMV-Probleme ergeben haben wurden zusätzliche Messungen und Anpassungen notwendig um einen sicheren Betrieb des Prüfstandes zu gewährleisten. Nähere Informationen sind im Abschnitt „**Prüfstand auf 800-V-Zwischenkreis umrüsten**“ zu finden.

## AP5.1 – Applikation der Ansteuerungsverfahren und Maschinenregelung

Im Rahmen des AP 5.1 wurden die Ansteuerungsverfahren auf der Umrichtersteuerung untersucht. Ebenso wurden die Limp-Home Fähigkeiten der beiden, im Projekt verwendeten Topologien ( 2-Level B6C und 3-Level NPC) verglichen.

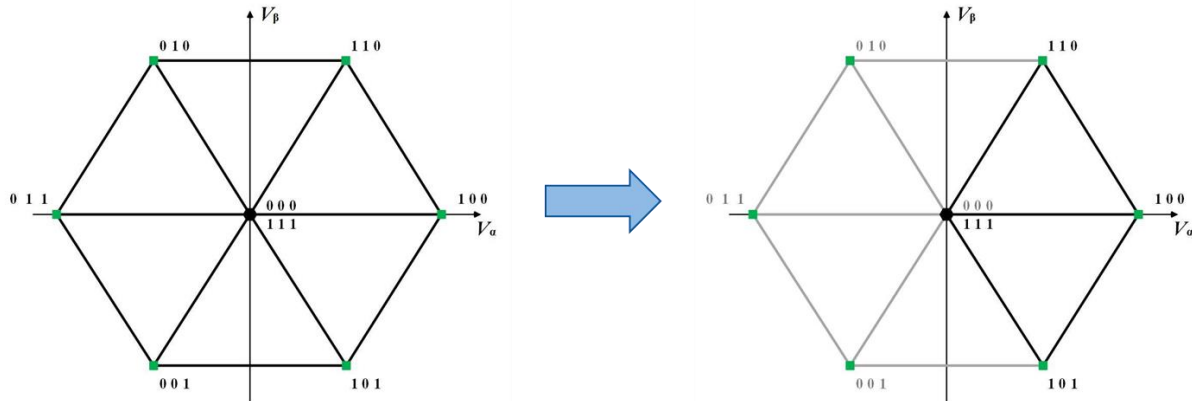


Abbildung 69: Resultierendes B6C-Raumzeigerdiagramm bei Kurzschluss des High-Side Schalters

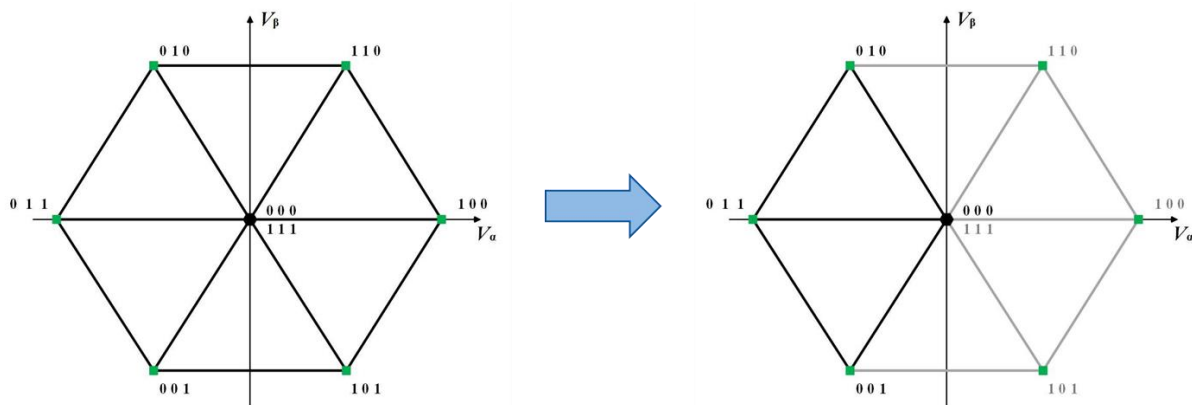


Abbildung 70: Resultierendes B6C-Raumzeigerdiagramm bei offenen Klemmen des High-Side Schalters

Ausgehend vom Raumzeigerdiagramm des 2-Level Umrichters (bei intaktem Umrichter-Leg, Abbildung 69, links) wurde untersucht, welche Auswirkungen ein Kurzschluss des High-Side Schalters (Abbildung 69, rechts) und offene Klemmen des High-Side Schalters (Abbildung 70, rechts Abbildung 69) hat. Für den Low-Side Schalter sind die Überlegungen analog anzunehmen. Die offenen Klemmen können dabei aus einem Fehler des Schalters aber auch durch eine Unterbrechung zwischen Gatetreiber und Schalter oder eines Gatetreiberfehlers resultieren.

Bei einem Kurzschluss des High-Side Schalters ist der Umrichter unkontrollierbar in 4 Sektoren. Eine Parallelisierung von zusätzlichen Legs ist nicht ausreichend um diesen Fehler beheben zu können, eine zusätzliche Schaltung ist notwendig zur Überbrückung des Kurzschlusses.

Im Gegensatz dazu im Fall der offenen Klemmen vom High-Side Schalter ist der Umrichter zwar ebenso unkontrollierbar in 4 Sektoren, eine Parallelisierung von zusätzlichen Legs erzeugt jedoch Redundanz.



Abschließend zeigt sich, dass die 2-Level Umrichtertopologie keine inhärente Redundanz besitzt, sondern diese nur durch Zusatzschaltungen und zusätzliche, parallele Legs erreicht werden kann. Ebenfalls besitzt die Batterie des Elektrofahrzeugs, die am Zwischenkreis angeschlossen keine Redundanz, da beim Ausfall der Batterie keine DC-Link Spannung mehr zur Verfügung steht.

Nachfolgend wurde die Redundanz der NPC-Topologie untersucht. Abbildung 71 zeigt die Topologie und Abbildung 72 das dazugehörige Raumzeigerdiagramm (bei intaktem Wandler).

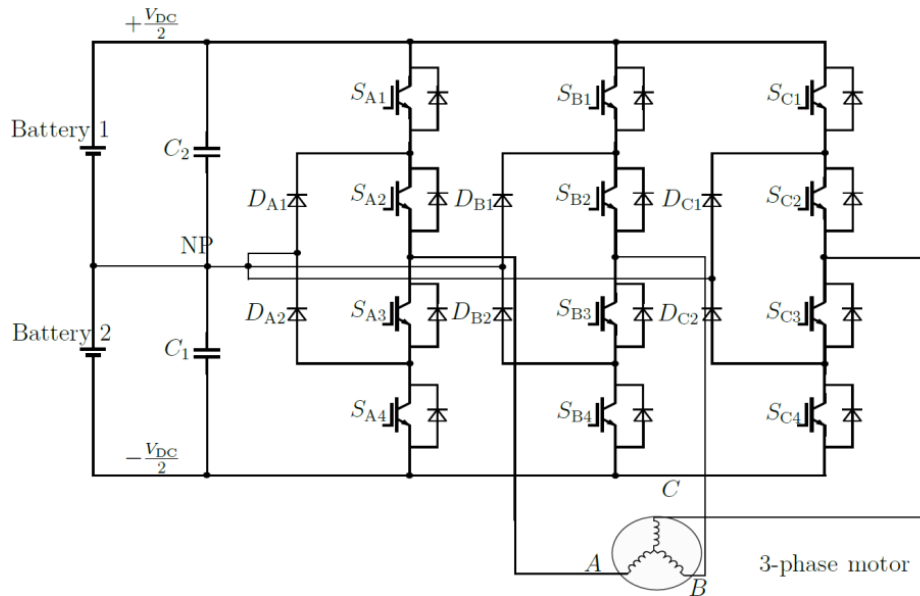


Abbildung 71: NPC-Topologie

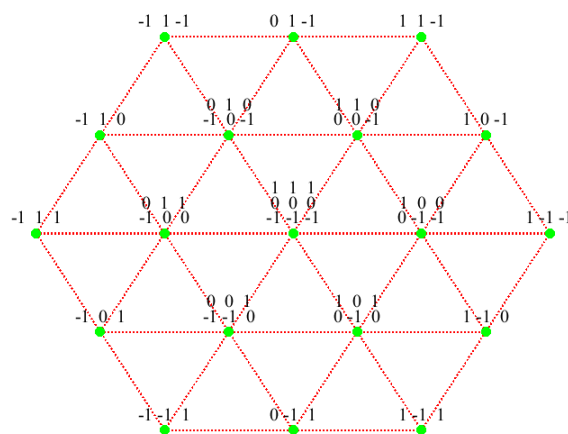


Abbildung 72: NPC-Raumzeigerdiagramm bei intaktem Umrichter

Abbildung 73 zeigt die resultierenden Raumzeigerdiagramme bei Kurzschluss des Schalters Sa1 (links), Sa2 (Mitte) bzw. der Diode Da1 (rechts). Er wird deutlich, dass in allen Fällen der Umrichter weiter betrieben werden kann, wenn auch mit verminderter Leistung bzw. Ausgangsspannung.

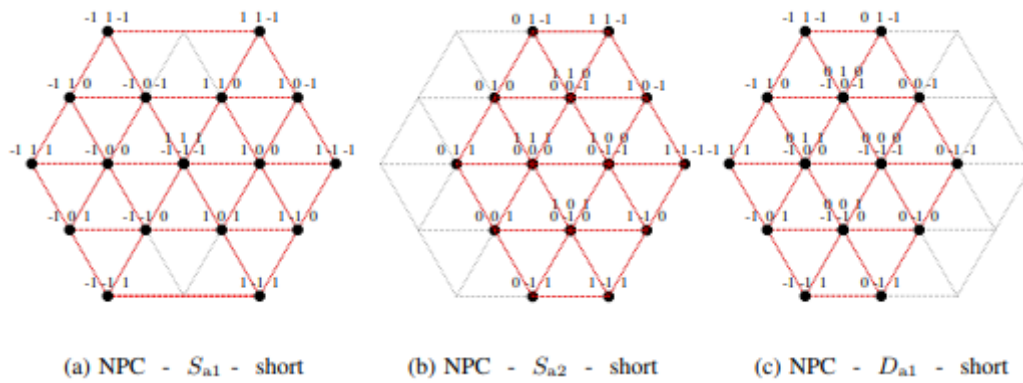


Abbildung 73: Resultierendes NPC-Raumzeigerdiagramm bei Kurzschluss eines Schalters/Diode

Im Gegensatz dazu zeigt Abbildung 74 die resultierenden Raumzeigerdiagramme bei offenen Klemmen des Schalters  $S_{a1}$  (links),  $S_{a2}$  (Mitte) und der Diode  $D_{a1}$  (rechts). Es wird deutlich, dass ein Fehler des inneren Schalters  $S_{a2}$  einen Betrieb des Umrichters unmöglich macht. Daher ist auch der NPC nicht inhärent redundant, es können jedoch deutlich mehr Fehler abgefangen werden als beim 2-Level Umrichter. Betrachtet man den ANPC, wo die Clamping-Dioden durch Schalter ersetzt werden, kann auch bei offene Klemmen des inneren Schalters ein Betrieb des Umrichters gewährleistet werden.

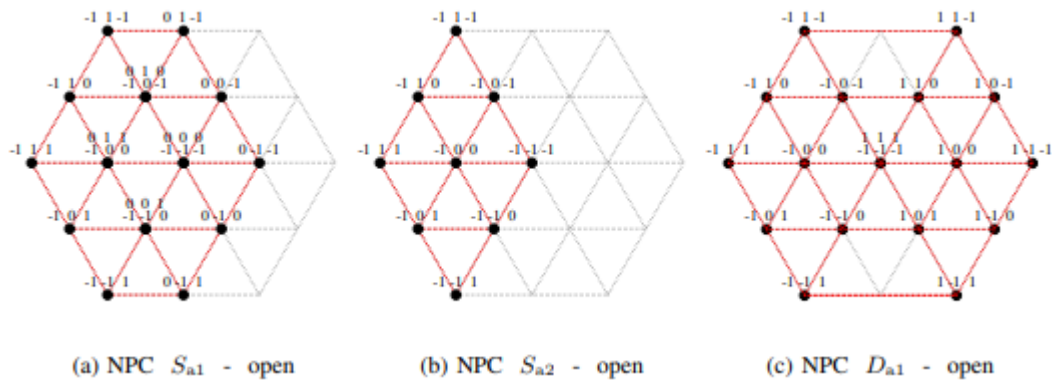


Abbildung 74: Resultierendes NPC-Raumzeigerdiagramm bei offenen Klemmen eines Schalters/Diode

## AP5.2 – Inbetriebnahme NPC-Forschungsmuster 1 und Si-Benchmarksysteme

Der Aufbau der Steuerungshardware ist erfolgt, einzelne Komponenten (Ein-/Ausgabe-baugruppen sowie Spannungsversorgung) wurden bereits erfolgreich getestet.

Der Teilzusammenbau der Umrichter ist erfolgt, die Treiber wurden anhand statischer Schaltversuche bei voller Nennspannung sowohl für NPC als auch für Si-B6C und SiC-B6C erfolgreich verifiziert.



Abbildung 75: NPC- (links) und B6C-Umrichter (rechts)

Zur Vermessung der Umrichtersysteme wurde ein bereits bestehender Prüfstand umgebaut und adaptiert um die benötigten Messungen durchführen zu können. Dazu wurde ein galvanisch getrennter 800 V DC/DC-Wandler der Firma AixControl (siehe Abbildung 76) beschafft und in die vorhandene Prüfstandsstruktur integriert. Um einen sicheren Betrieb der Anlage bei der höheren Spannung weiterhin zu gewährleisten wurden größere Umbauten notwendig. Ebenso kommt es während des Betriebs zu erhöhten Problemen mit Strömen über die Masseleitungen welche zu leichten Verzögerungen bei der Inbetriebnahme geführt haben.



Abbildung 76: Galvanisch getrennter 800 V DC/DC-Wandler

Nach der Inbetriebnahme des 800 V Wandlers (siehe AP 5.3), der zur Bereitstellung der Zwischenkreisspannung der Forschungsmuster benötigt wird, konnten erste Probemessungen des Gesamtsystems durchgeführt werden. Abbildung 77 zeigt den Prüfaufbau bestehend aus Lastmaschine, Prüflingsmaschine und Si-800 -Umrichtersystem. Die elektrischen Größen werden mittels eines Oszilloskops überwacht und mittels eines Leistungsmessgerätes für die Effizienzmessung ausgewertet. Ferner wurden die Sensoren kalibriert und die Maschine vermessen.



Abbildung 77: Prüfstands Aufbau des Si 1200 V Umrichters

Abbildung 78 zeigt dabei der Verlauf der Statorinduktivität als Funktion der Statorflussverkeftung. Dabei wird der stark nichtlineare Verlauf deutlich. Die erfassten Messdaten wurden in die Simulationsumgebung zurückgespiegelt und wurden anhand der Effizienzmessungen verifiziert.

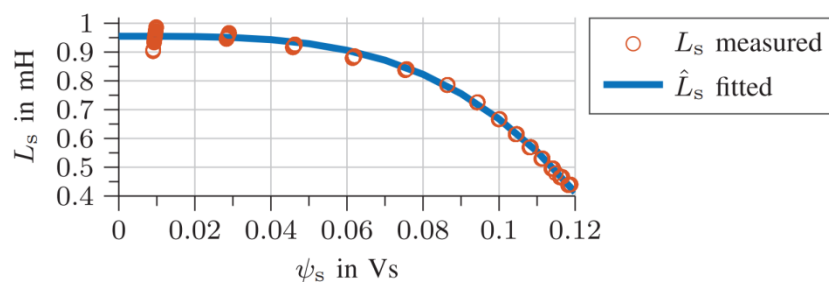
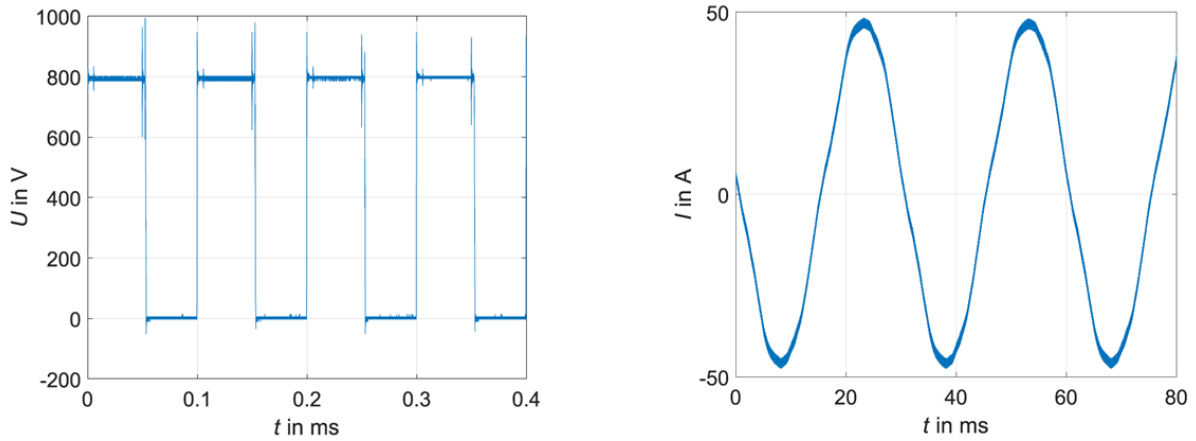


Abbildung 78: Gemessene Statorinduktivität als Funktion der Statorflussverkeftung

Abbildung 79 links zeigt den mittels eines Differenzstastkopfes aufgenommenen Ausgangsspannung des Si-800 V-Umrichters bei einer DC-Link Spannung von 800 V. Um die Spannungsspitzen zu dämpfen wurden Snubber-Kondensatoren am Umrichter angebracht. Abbildung 79 rechts zeigt den Stromverlauf in der Maschine. Gemessen wurde mittels einer Strommesszange und eines Oszilloskops.



**Abbildung 79: Ausgangsspannung des Si 800 V Umrichters bei 800 V DC-Link Spannung (links) und Maschinenstrom (rechts)**

Die Benchmarksysteme wurden wie in diesem Bericht unter AP 3.2 beschrieben aufgebaut. Die Laborprototypen wurden inkl. parasitärer Elemente charakterisiert und in die Daten in die Simulation übernommen.

Das Simulationsmodell in AP 2.1 ist für eine Auswertung im Zeitbereich gültig. Die Informationen über die Kommutierungszelle sind in dieses Modell (inkl. Impedanzverläufe des Folienkondensators) eingeflossen.

### AP 5.3 – Inbetriebnahme und Validierung Demonstratorgeneration

Die Parametrierung der elektrischen, elektromagnetischen sowie parasitären Modelle wird aktuell durch Vermessung der Impedanzen, sowie Schätzung im schaltenden Betrieb durchgeführt. Die Simulationsmodelle werden kontinuierlich während der Entwicklung angepasst. Für eine grundlegende Überarbeitung bestand bisher kein Bedarf.

#### Prüfstand auf 800-V-Zwischenkreis umrüsten

Im Rahmen von AP 5.3 wurde der von AixControl bereitgestellte 800 V Wandler in die Prüfstandsarchitektur integriert. Abbildung 80 zeigt die gesamte Prüfstandsarchitektur inklusive der 800 V Zwischenkreisspannungsversorgung. Der Prüfstand ist dabei mechanisch und elektrische verspannt. Dies hat den Vorteil, dass nur die Verluste der Komponenten (Umrichter, Maschinen, Wandler etc.) über das Versorgungsnetz nachgespeist werden müssen und nicht die gesamte Antriebsleistung des Prüfstandes.

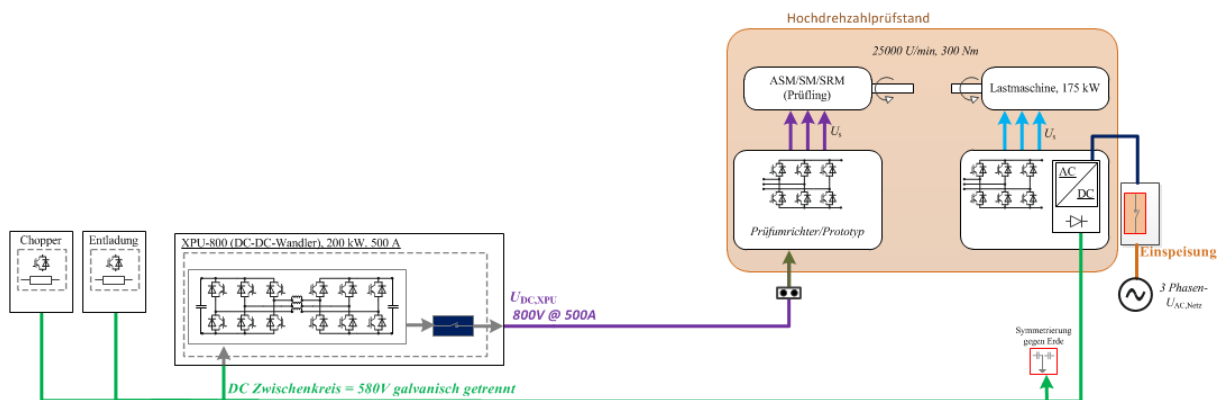


Abbildung 80: Architektur des Prüfstandes mit 800 V DC-DC Wandler

Durch die höhere Zwischenkreisspannung wurde es notwendig, geeignete Filtermaßnahmen zu identifizieren, um einen sicheren Prüfstandsbetrieb zu gewährleisten da andernfalls die Kommunikation zwischen den einzelnen Komponenten gestört wird.

Um die Ausgangssituation zu bewerten wurden verschiedene Messungen durchgeführt und das Störspektrum aufgezeichnet. Abbildung 81 zeigt das gemessene Spektrum mit einem Grundrauschen bei 1 kHz von 180,2 dB $\mu$ A, wobei das Grundrauschen mit 193.2 bei 1 kHz von Lenze u. XPU am größten ist.

- Lenze (Prüfstandsumrichter) alleine:
  - Grundrauschen erhöht sich
  - 190.2 dB $\mu$ A Peak bei 55 kHz
  - Breitbandige Störung von 164.5 dB $\mu$ A bei 650 kHz – 1MHz
- Zusätzlich Aixcontrol XPU:
  - Grundrauschen erhöht sich
  - 205.6 dB $\mu$ A Peak bei 45 kHz und 133 kHz
  - Viele schmalbandige Störer bis 1.6 MHz

- NPC und XPU:
  - Gleiche dominante Stellen wie Aixcontrol alleine

Somit wird deutlich, dass der Aixcontrolwandler die dominante Störquelle ist, da durch den zusätzlichen Betrieb des Prototypwandlers (NPC) keine signifikante Änderung des Spektrums erkennbar ist.

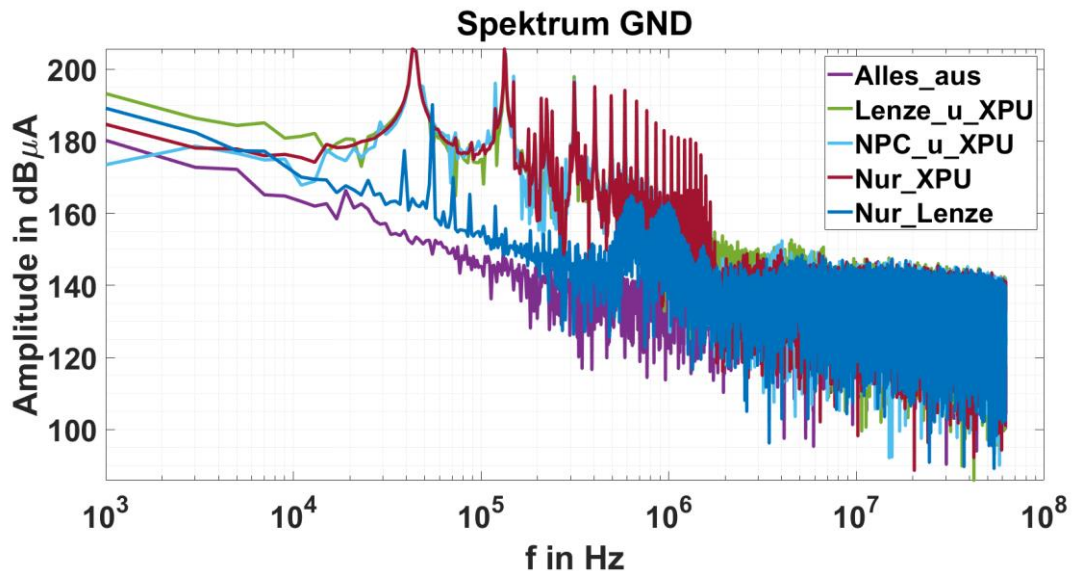


Abbildung 81: Störspektrum bei verschiedenen Konstellationen des Prüfstandes

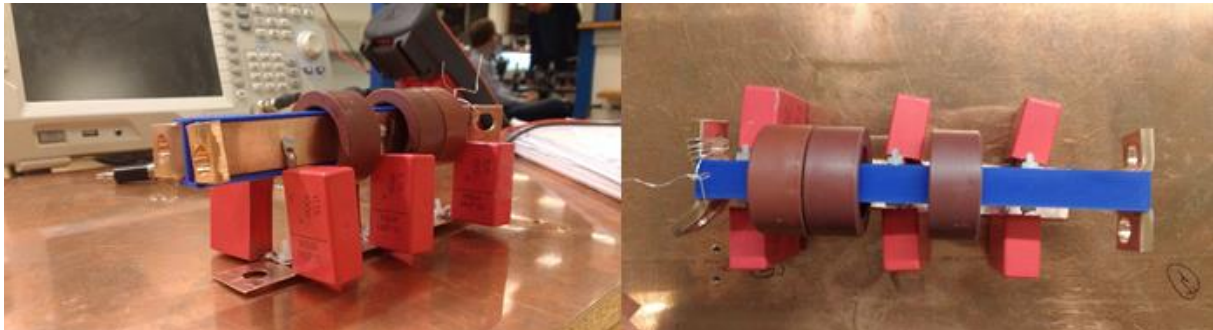


Abbildung 82: CLCLC-Filter zur Minimierung der 45 kHz Störung

Um die dominante Störung bei 45 kHz zu minimieren, wurde ein Filter ausgelegt. Abbildung 82 zeigt den aufgebauten CLCLC-Filter. Da der gesamte DC-Strom durch den Filter fließt wurde eine thermische Untersuchung durchgeführt um auch bei längeren Messungen einen sicheren Betrieb zu gewährleisten. Abbildung 83 zeigt das Wärmebild des Filters bei Maximalstrom. Es ist zu erkennen, dass dieser deutlich unter der Maximaltemperatur von 80 °C liegt.



Abbildung 83: Thermische Messungen des Filters bei Maximalstrom

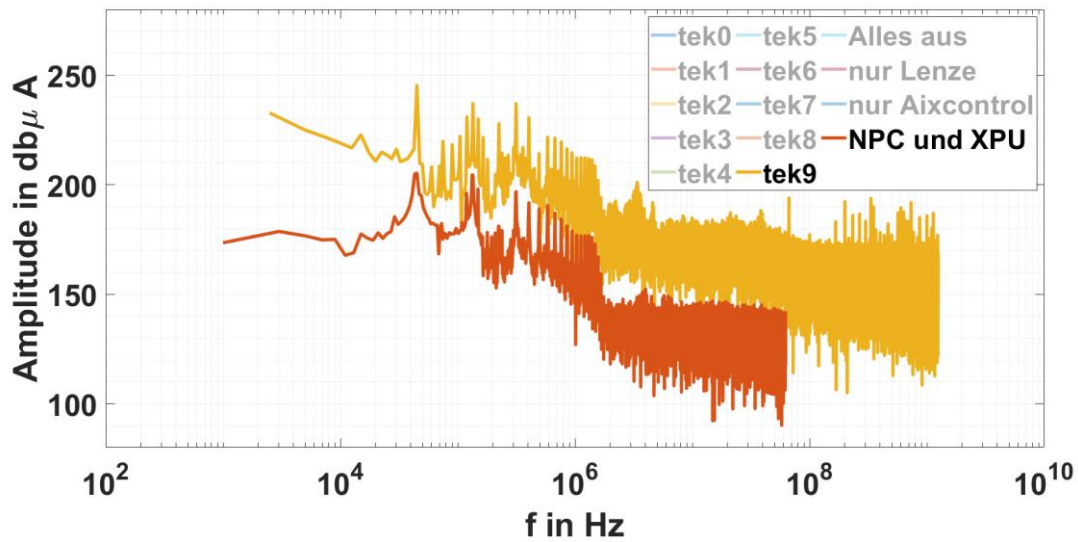


Abbildung 84: Vergleich Störspektrum mit (rot) und ohne (gelb) Filter

Abbildung 84 zeigt den Vergleich der Störspektren mit bzw. ohne Filter. Es ist erkennbar, dass der Filter das Störspektrum deutlich senken konnte. Nach Installation des Filters konnten keine Probleme mit der Kommunikation mehr festgestellt werden. Abbildung 85 zeigt den finalen Aufbau des Wandlers inklusive DC-Filter. Zur niederinduktiven Anbindung an das Ground-Potential wurden flächige Kupferplatten verwendet.



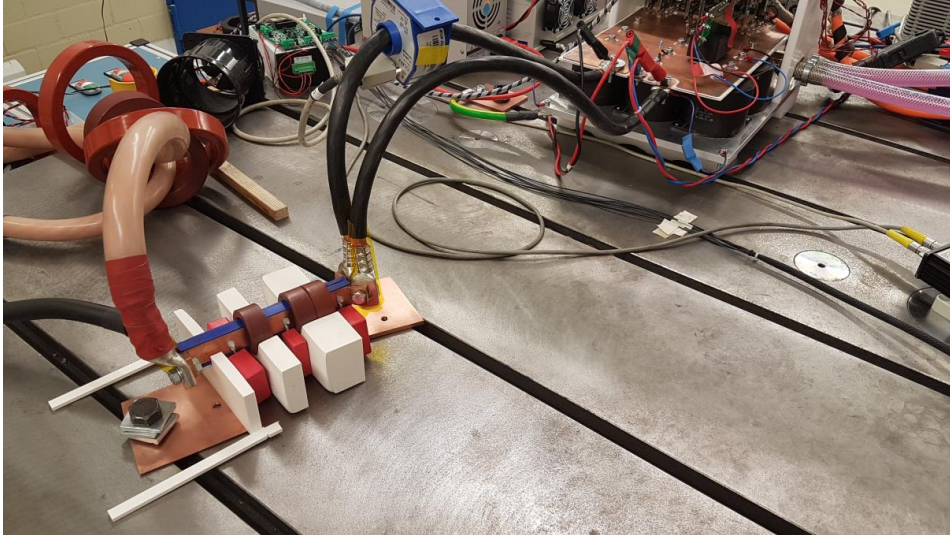


Abbildung 85: Prüfstand inklusive Eingangfilter auf Umrichter DC-Seite

### **Identifikation der Maschinenparameter für die Regelung und Simulationsmodelle**

Die Maschinenparameter wurde bereits identifiziert und in das Kontrollframework integriert. Weitere Informationen siehe Zwischenbericht 2017 AP 5.2.

### **Mechanische Adaption der elektrischen Maschine zur Vermessung der Ableitströme und Vermessung und Quantifizierung parasitären Größen der 800-V-Maschine**

In Rücksprache mit Bosch wurde das Lagerschild der ersten Maschine gemäß Abbildung 31 modifiziert. Das Lagerschild besitzt jetzt insgesamt 6 Speichen um die direkte Messung der Lagerströme mittels Rogowskispulen zu ermöglichen. Um mögliche Störeinkopplungen der Prüfstandsmaschine auf die modifizierte Maschine zu minimieren, wurde eine Entkopplung entwickelt. Dabei wurden alle Koppelkapazitäten identifiziert und mittels geeigneter Maßnahmen (vergrößerter Abstand, isolierende Materialien) eliminiert oder in Bereiche verschoben, die eine Lagerstrommessung nicht beeinflussen. Abbildung 86 zeigt noch einmal den schematischen Aufbau des Prüfstandes inklusive der relevanten Koppelkapazitäten. Als Kupplung wurde eine spezielle Plastikcupplung verwendet.

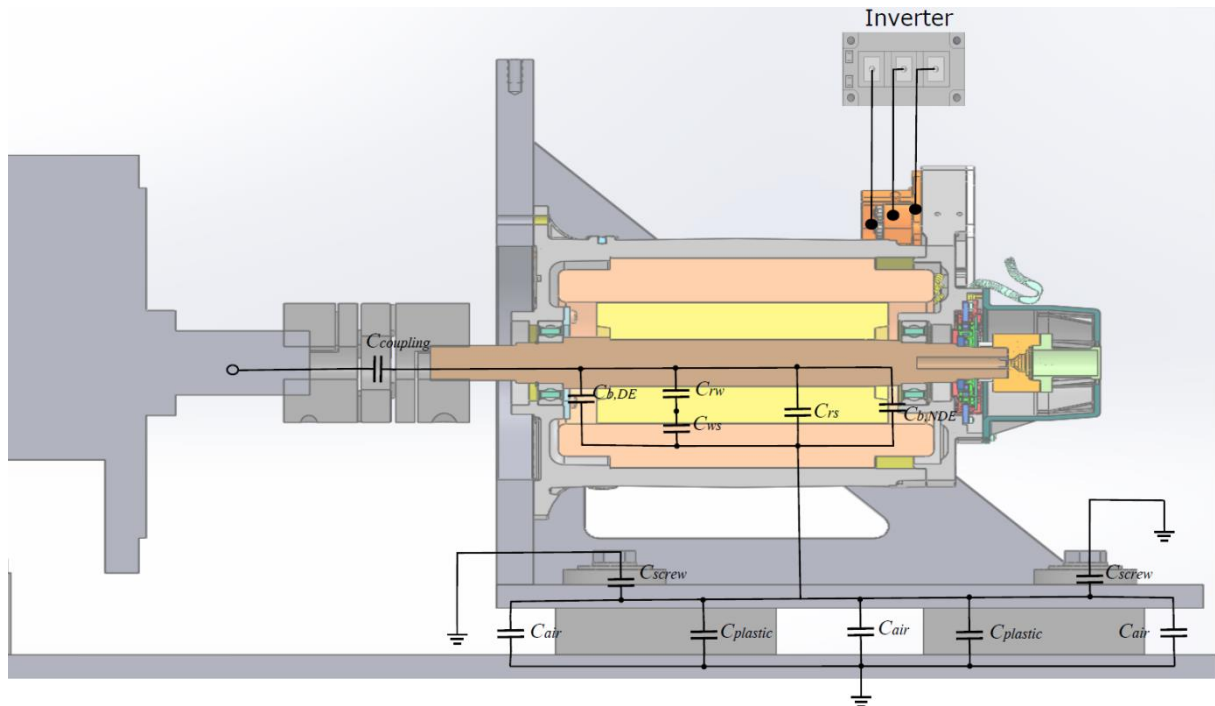


Abbildung 86: Isolierter Prüfstands Aufbau zur Minimierung von Koppelkapazitäten zwischen Prüfstand und Prüflingsmaschine

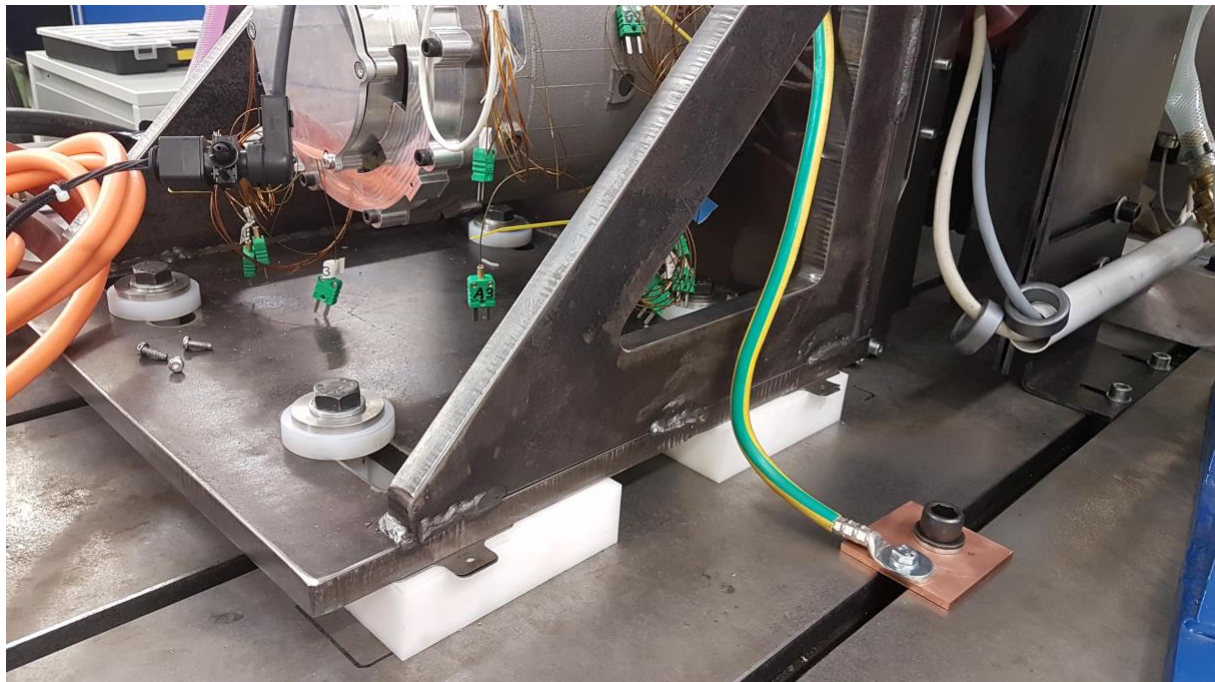


Abbildung 87: Isolierter Prüfstands Aufbau zur Messungen von Lagerströmen

Auf Grund von fehlendem Bauraum konnte die Maschine nicht mit einer Isolationsschicht zwischen Lager und Lagersitz ausgestattet werden.

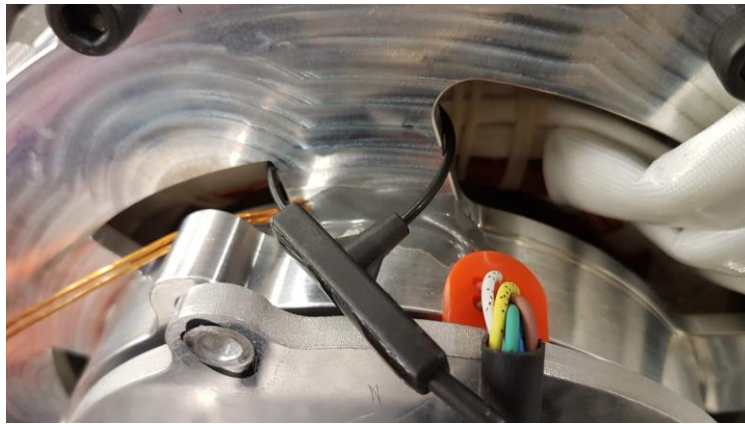


Abbildung 88: Adaptierte Maschine mit Speichen zur Lagerstrommessung über Rogowskispule

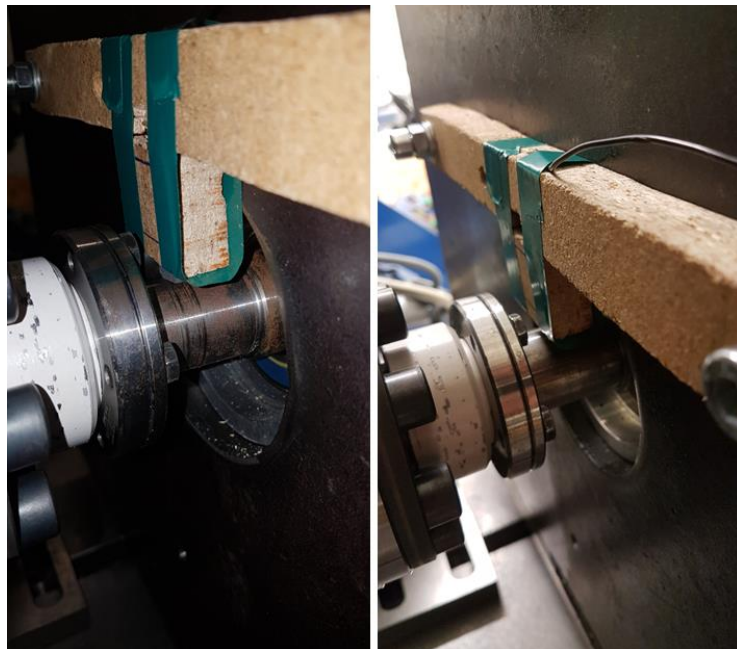


Abbildung 89: Aufbau zur Messung der Wellenspannung

Abbildung 90 zeigt eine exemplarische Messung der Ströme durch Speiche 1 beim Betrieb am 800 V 2-Level Si Wandler mit einer Schaltfrequenz von 10 kHz. Deutlich erkennbar sind die Verschiebungsströme beim Schalten des Umrichters.

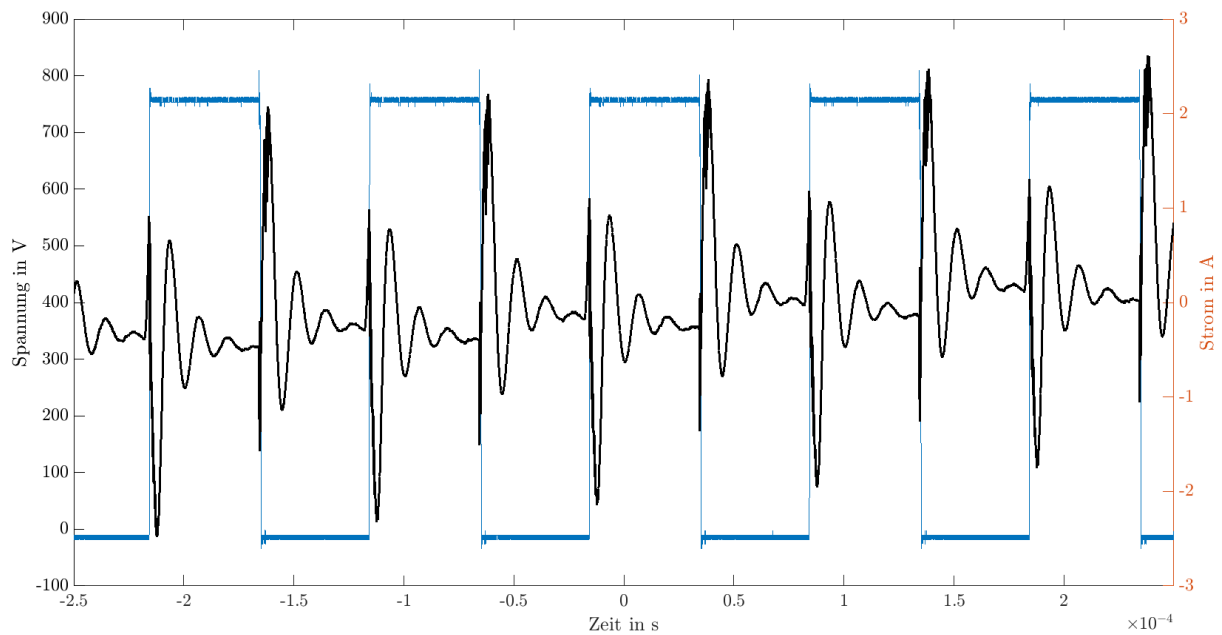


Abbildung 90: Gemessene Lagerströme durch eine Speiche der elektrischen Maschine beim Betrieb des 800 V 2-Level Si Wandlers

Für die elektrische Maschine wurden folgende parasitäre Größen ermittelt:

Parasitäre Größe	Wert	Einheit
$C_{ws}$	4,72	nF
$C_{rw}$	0.96	nF
$C_{rs}$	0.56	nF
$C_b$	8.8	nF
$L_c$	1,7	$\mu$ H
$L_s$	200	$\mu$ H

mit

- $C_{ws}$ : Zwischen Stator und Wicklung (Winding)
- $C_{rw}$ : Zwischen Wicklung und Rotor
- $C_{rs}$ : Zwischen Rotor und Stator
- $C_b$ : Zwischen Lageraußen- und Lagerinnenschale
- $L_c$ : Verbindungsinduktivität
- $L_s$ : Phaseninduktivität

## Gesamtheitlicher Systemvergleich aller IGBT-Wandlersysteme wird durchgeführt (inkl. SiC aus AP 5.5)

In diesem Arbeitspaket wurde ein gesamtheitlicher Vergleich der 4 Wandlersysteme durchgeführt. Tabelle 3 zeigt eine Übersicht der verglichenen Wandlersysteme mit ihren charakteristischen Eigenschaften.

Tabelle 3: Übersicht der Wandlersysteme

Nummer	Name	Topologie	Halbleiter	Blockingvoltage
1	800 V Si	2-level	Si IGBT	1200 V
2	400 V Si	2-level	Si IGBT	600 V
3	800 V SiC	2-level	SiC Mosfet	1200 V
4	800 V NPC	3-level	Si IGBT	600 V

Die Wandlersysteme wurden bezüglich fünf Kriterien untersucht und verglichen: Effizienz, Total Harmonic Distortion (THD), Akustik, Electromagnetic emission (EME) und technologische Einsatzbereitschaft. Im Folgenden werden die Kriterien kurz definiert:

### Effizienz:

Der Wechselrichterwirkungsgrad ist entscheidend, da er den elektrischen Verbrauch des Elektrofahrzeugs direkt beeinflusst und die benötigte Kühlleistung des Leistungshalbleiters bestimmt. Die Effizienz Wechselrichter ist definiert als:

$$\eta_{Wandler} = \frac{P_{out,ac}}{P_{in,dc}} \cdot 100\%$$

wobei  $P_{out,ac}$  die Ausgangsleistung und  $P_{in,dc}$  die Eingangsleistung des Umrichters bezeichnet.

### Total Harmonic Distortion (THD):

Der IEEE-Standard 519 beschreibt die Konzepte und die Grenzwerte für Oberschwingungen in elektrischen Energiesystemen. Bei Verwendung der Pulsbreite Modulation (PWM) zum Erzeugen von Schaltsignalen bei Traktionswechselrichter gibt es, abgesehen von der Grundfrequenzkomponente auch Oberwellen bei Umrichter Ausgang. Diese Oberwellen können durch THD quantisiert werden, welches definiert ist durch

$$THD_{Wandler} = \frac{1}{I_1} \sum_{n \geq 2} \sqrt{I_n^2}$$

wobei  $I_1$  der Stromeffektivwert der Grundfrequenz und  $I_n$  der Effektivwert der n-ten Stromoberschwingung ist. Der THD erlaubt es, akustische Rückschlüsse auf die Maschine zu ziehen und zusätzliche Kernverlusten sowie Überhitzung der elektrischen Maschinen können ebenfalls durch Stromoberschwingungen verursacht werden. Darüber hinaus können Oberwellen die Signalleitungen (z. B. von Sensoren) und Kommunikation stören und sind damit entscheidend für das Hardware-Design. Eine Reduzierung der Oberschwingungen kann durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz erreicht werden oder durch Verwendung von mehrstufigen Wechselrichter-Topologien (z. B. NPC).

### Electromagnetic emission (EME):

Zur Bestimmung des Frequenzverhaltens über 150 kHz (EME) wurde das Interferenzspektrum auf der negativen Ausgangsseite des VLISN- auf dem Prüfstand gemessen und für alle vier Prototypen qualitativ verglichen.

### Technologische Einsatzbereitschaft:

Entscheidungen in der frühen Entwicklungsphase erfordern eine ausreichende Bewertung der Technologiepotenziale. Die Technologiebereitschaft zeigt eine qualitative Abschätzung der vorhandenen Potenziale für die betrachtete Anwendung.

### **Effizienz**

Für den Vergleich der Effizienz wurde die entwickelte Simulationsplattform mit den gemessenen Doppelpulswerten parametrisiert und für alle Umrichter die Effizienzen berechnet. Abbildung 91 zeigt die Effizienz des 800 V B6C Silizium Referenzwandlers (Wandler 1). Eine maximale Effizienz von 96,17 % wird im Nennpunkt erreicht.

Im Vergleich zum Wechselrichterwirkungsgrad bei 10 kHz weisen die Prototypen 2, 3 und 4 einen höheren Wirkungsgrad auf als der Prototyp 1. Insbesondere der 800 V SiC Wandler bei 10 kHz hat einen deutlich verbesserten Wirkungsgrad durch geringere Schaltverluste. Bei Betrieb der Wechselrichter mit höherer Leistung ist der Wirkungsgrad jedoch relativ identisch. Um die Vorteile der SiC-Technologie (schnelleres Schalten) zu nutzen, wurde die Schaltfrequenz auf 100 kHz erhöht, um einen niedrigeren THD zu erhalten. Im Vergleich zum Referenzprototypen ist der Wirkungsgrad nun geringer und im Vergleich zum Betriebsbereich um rund 1% schlechter.

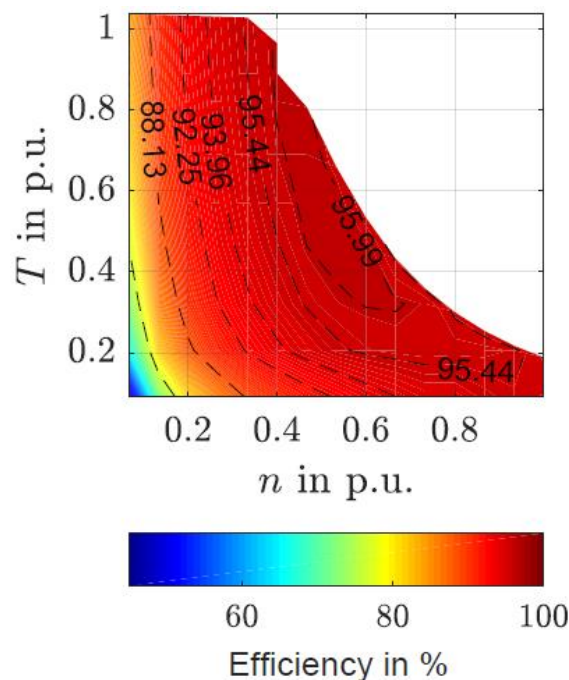


Abbildung 91: Wandlereffizienz des 800 V Si 2-Level [5]

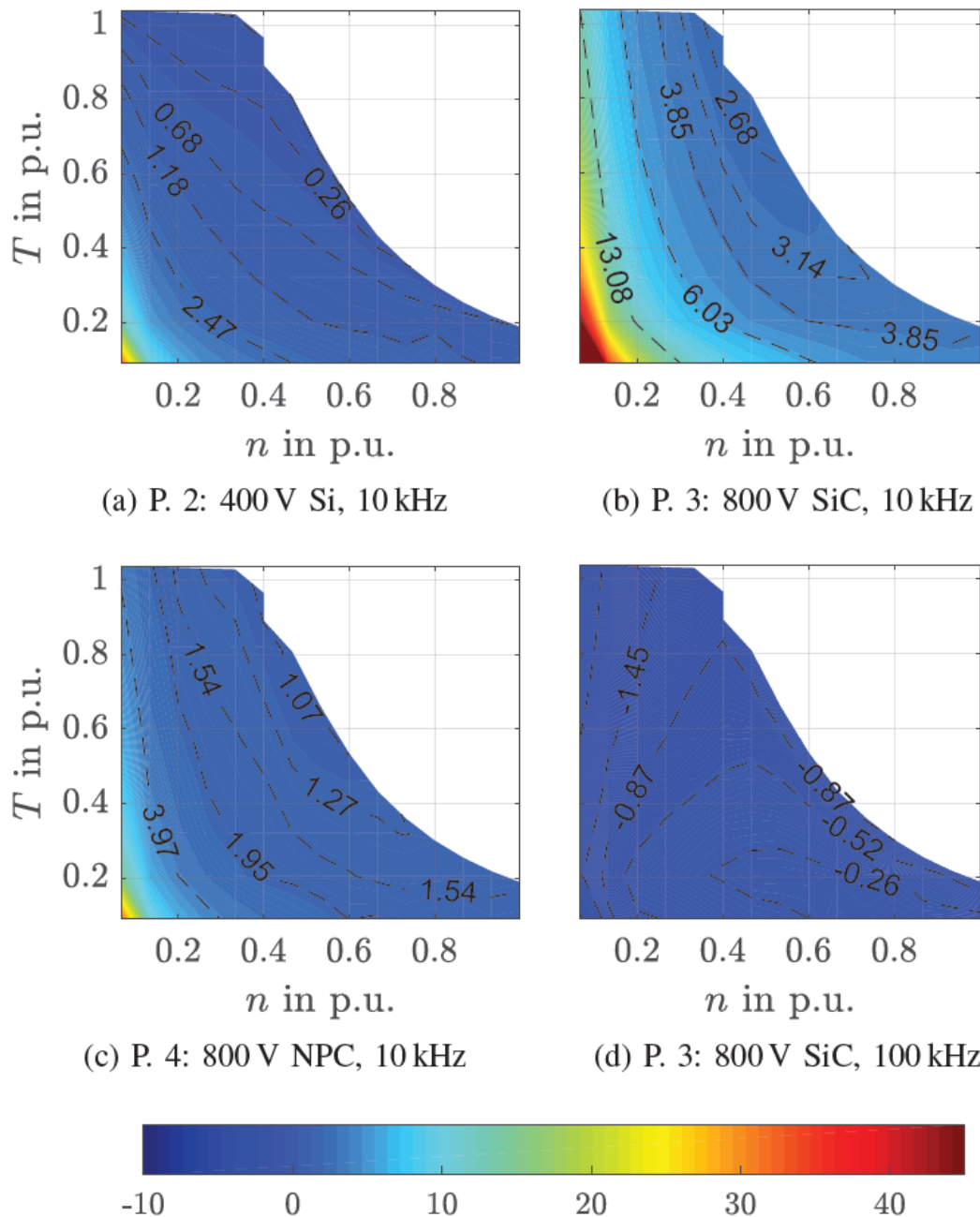


Abbildung 92: Wandlereffizienzen im Vergleich zum Referenzsystem [5]

Zur Validierung der Ergebnisse der Simulationsplattform wurde zur Bestimmung der Effizienz der realen Wandlersysteme der Prüfstand mit speziellem Messequipment ausgestattet. Dazu gehört neben einer hochpräzisen Drehmomentmesswelle (Atesteo FLFM1iS) noch ein Leistungsmessgerät (Zimmer LMG 500 und LEM IT 400 Stromsensoren) mit dem Aus- und Eingangsspannungen ( $V_s$  und  $V_{dc,DUT}$ ) sowie Aus- und Eingangsströme ( $I_s$  und  $I_{DC}$ ) des Wandlers erfasst werden können. Abbildung 93 zeigt die Anpassungen des Prüfstandes zur Messung von THD und Effizienz der Wandlersysteme. Abbildung 94 zeigt den realen Prüfstand inklusive elektrischer Maschine, Wandlersystem, Drehmomentmesswelle und Leistungsmessgerät.

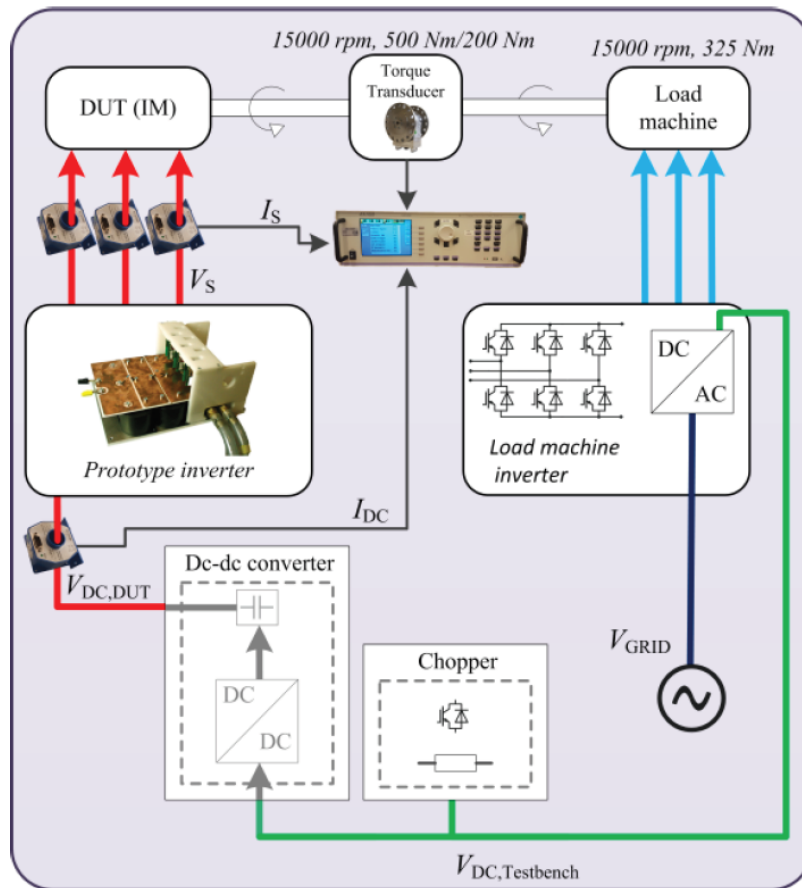


Abbildung 93: Schematische Anpassung des Prüfstandes zur Messung der Wandlereffizienz und des THD [5]

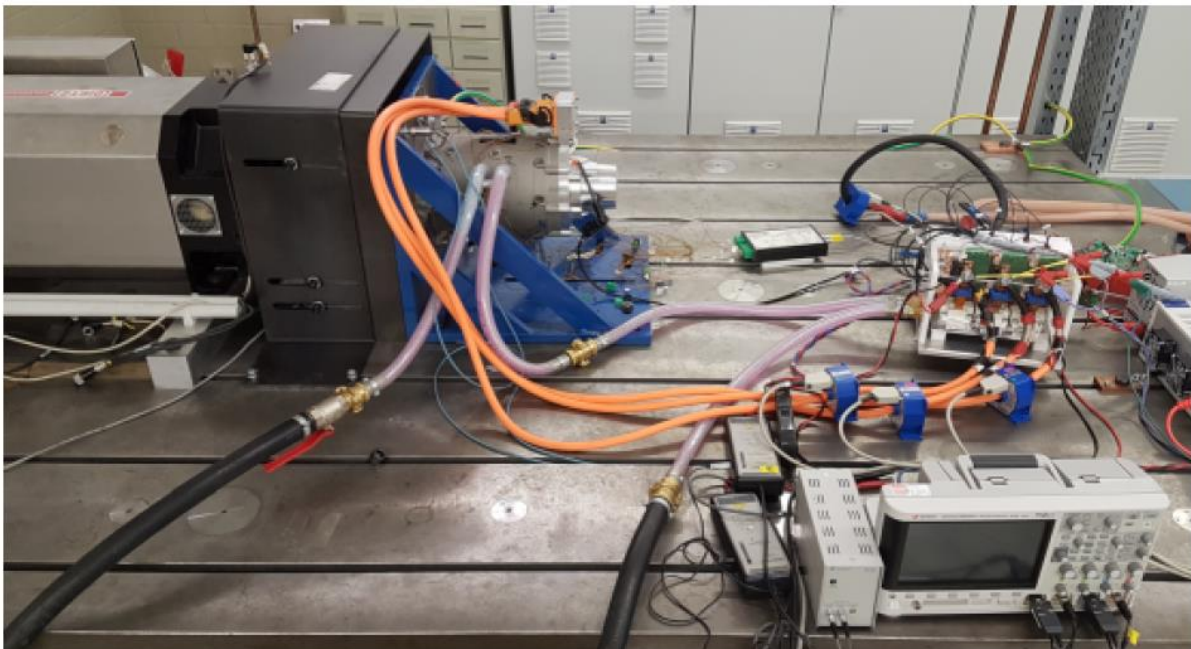


Abbildung 94: Prüfstand zur Messung der Wandlereffizienz, THD und Akustik [5]



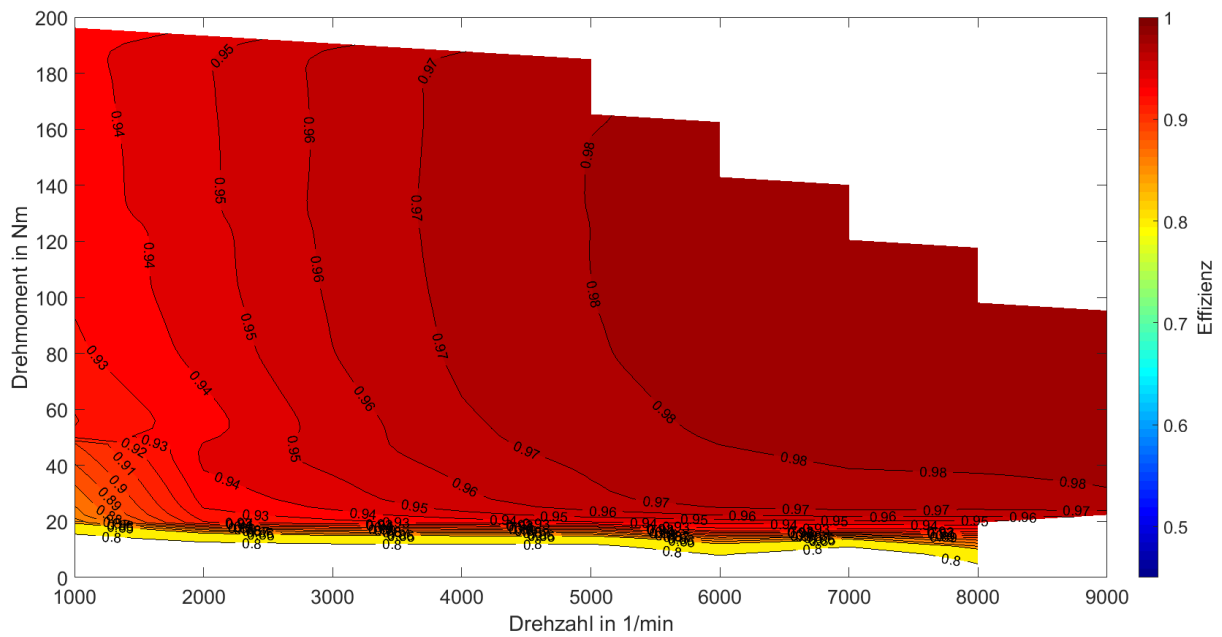


Abbildung 95: Gemessenes Effizienzkennfeld des NPC-Umrichters

Abbildung 95 zeigt die gemessene Effizienz des 800 V 3-Level NPC Wandlers bei einer Schaltfrequenz von 10 kHz. Im Gegensatz dazu hat der 800 V 2-Level Si Wandler (Abbildung 96) eine deutlich geringere Effizienz.

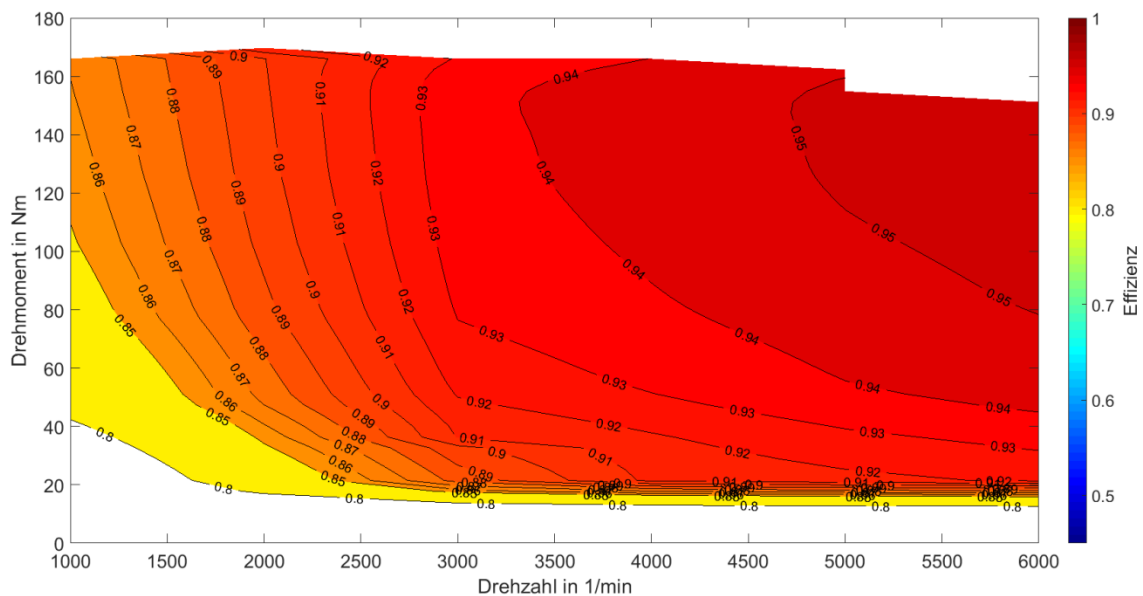


Abbildung 96: Gemessenes Effizienzkennfeld des 800 V B6C Si-Umrichters

Während der Messungen der einzelnen Wandler konnte eine Abweichung im Kennfeld zwischen Messung und Simulation zwischen -1 % bis 1 % festgestellt werden. Mögliche Ursachen sind die Messungenauigkeiten in der Messkette (LMG, Drehmomentsensor), Messungenauigkeiten bei den Doppelpulsmessungen und Zusatzverluste auf Grund von Maschinenharmonischen, die in der Simulation nicht abgebildet werden können. Die Tendenzen der Simulation bleiben davon jedoch quasi unbeeinflusst.

## Total Harmonic Distortion (THD)

Neben der Effizienz ist der THD ein weiteres Bewertungskriterium beim Vergleich der Wandlersysteme. Abbildung 97 zeigt den THD des 800 V Si 2-Level Referenzwandlers (Wandler 1). Der THD des Wandlers liegt unter 8 % im gesamten Betriebsbereich. Der THD ist im niedrigen Drehmomentbereich höher, da der Strom empfindlicher auf die Oberschwingungen im niedrigen Strombereich reagiert. Es kann auch festgestellt werden, dass der THD in einem kleinen Bereich mit niedriger Drehzahl und hohem Drehmoment besonders hoch ist. Dies lässt sich durch die geringe Spannung in diesem Betriebsbereich und die hohe Empfindlichkeit des Motorstroms gegenüber dem hohen Spannungsabfall über Leistungsschaltern aufgrund des hohen Stroms erklären.

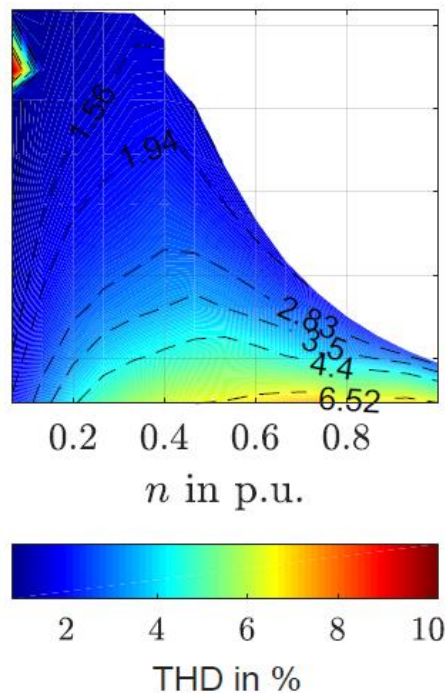
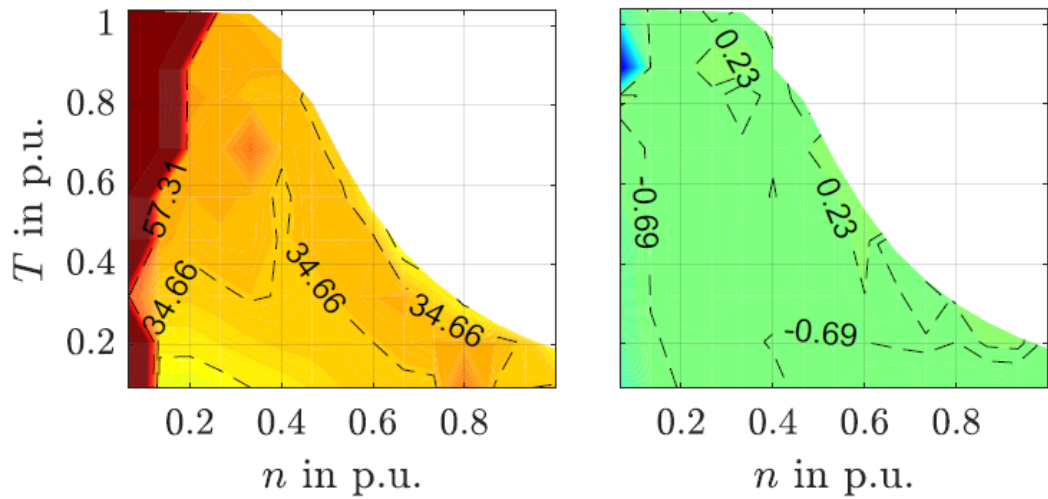


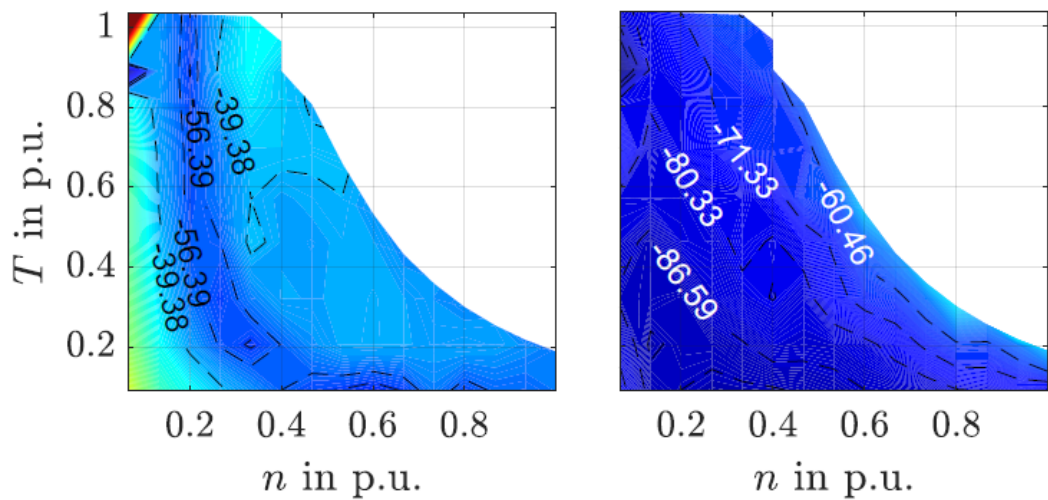
Abbildung 97: THD des 800 V Si 2-Level Referenzwandlers [5]

Wenn die Schaltfrequenz 10 kHz beträgt, weist Prototyp zwei einen um mehr als 20 % erhöhten THD auf. Bei niedrigen Drehzahlen übersteigt die relative THD-Differenz 100 %. Dies Phänomen lässt sich durch den Spannungsabfall über den Leistungsschaltern erklären, da Prototyp 2 für den gleichen Arbeitspunkt eine niedrigere DC-Link-Spannung hat und damit einen höheren Motorstrom und einen höheren Spannungsabfall. Während Prototyp 3 einen vergleichbaren THD wie Prototyp eins ausweist, hat Prototyp 4 einen bis zu 67% geringeren THD. Wenn die Die Schaltfrequenz von Prototyp 3 auf 100 kHz erhöht wird, kann der THD signifikant reduziert werden, aber, wie bereits gezeigt, einhergehend mit einer verminderten Effizienz.



(a) P. 2: 400 V Si, 10 kHz

(b) P. 3: 800 V SiC, 10 kHz



(c) P. 4: 800 V NPC, 10 kHz

(d) P. 3: 800 V SiC, 100 kHz

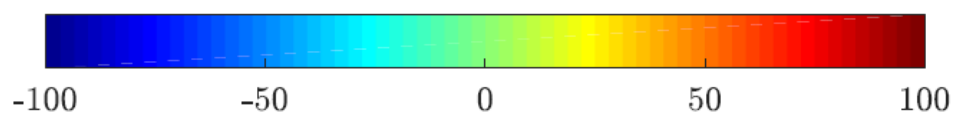
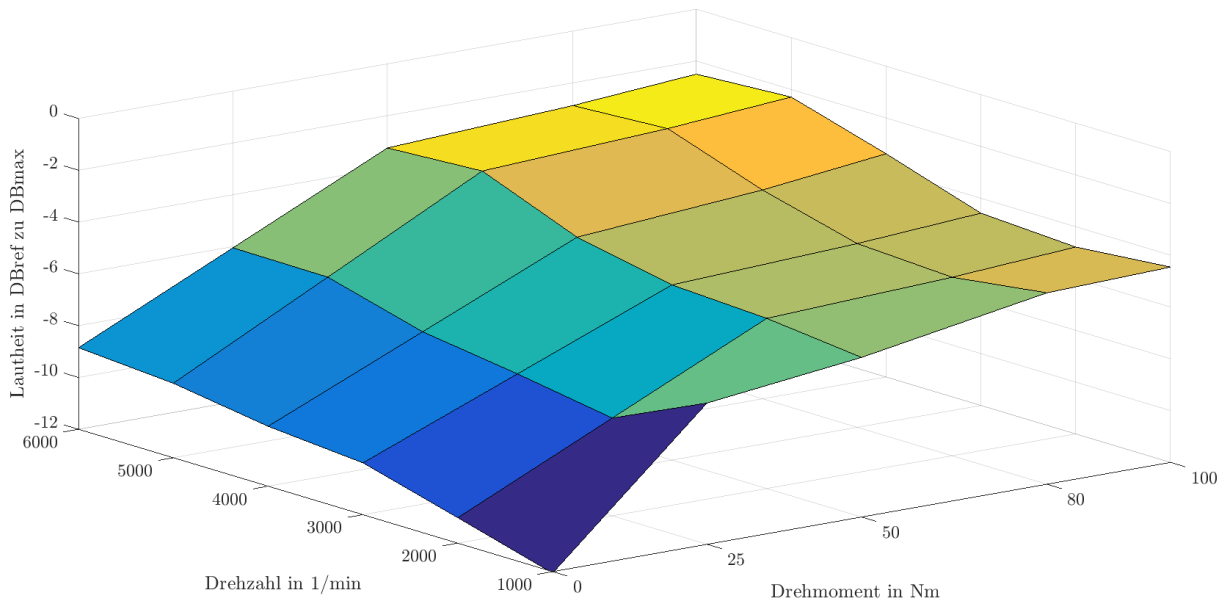
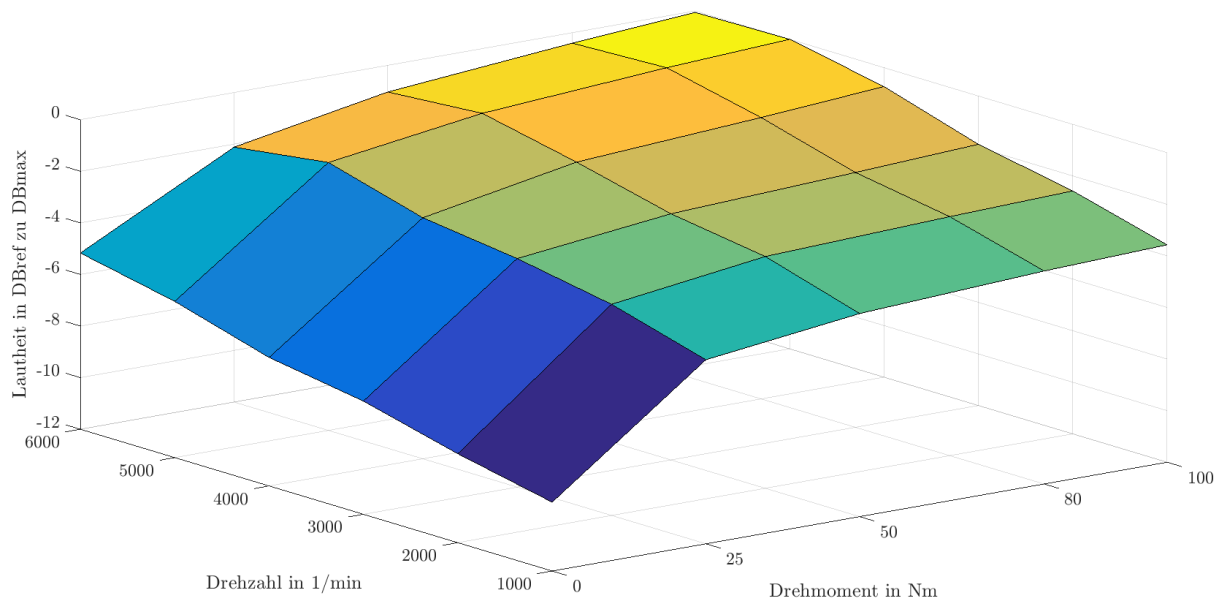


Abbildung 98: THD der Wandler im Vergleich zum Referenzsystem [5]

### Akustik

Zur Verifikation der Korrelation zwischen THD und Akustik wurde exemplarisch beim 800 V 2-Level Si Wandler und beim 3-Level NPC zusätzlich die Akustik aufgezeichnet und verglichen. Dazu wurde analog zu AP 4.1 die elektrische Maschine mit Beschleunigungssensoren ausgestattet und die Lautheit der Maschine berechnet. Dabei wurde für den besseren Vergleich die Schalldruckleistung von beiden Umrichtern auf das Maximum referenziert. Deutlich zu erkennen ist ein Unterschied zwischen 2-Level und 3-Leveln von ca. 3 dB, was einer Halbierung der Schalldruckleistung entspricht. Subjektiv waren ebenfalls deutliche Unterschiede im Prüfstandsbetrieb feststellbar.



**Abbildung 99: Vergleich des Schalldruckpegels der elektrischen Maschine zwischen 800 V 2-Level Si und 3-Level NPC**

## Lagerströme

Zum Vergleich zwischen der einzelnen Prototypen wurden die Lagerströme und die Wellenspannung im Betrieb gemessen (Aufbau siehe AP 5.1 Abschnitt 0). Abbildung 100 zeigt die gemessene Wellenspannung (hellblau) und die gemessenen Ströme durch die Lagerschildspeichen im Vergleich zwischen B6C (links) und NPC (rechts) im gleichen Arbeitspunkt (200 rpm, 0.5 Nm). Deutlich erkennbar ist die signifikant geringere Wellenspannung wie auch die draus resultierenden, geringeren Lagerströme. Die lässt sich durch das zusätzliche Level der Umrichter Ausgangsspannung erklären, wodurch die Common-Mode Spannung deutlich verringert wird. Ebenso ist der Spannungshub an der Maschine halbiert im Gegensatz zum 2-Level B6C.

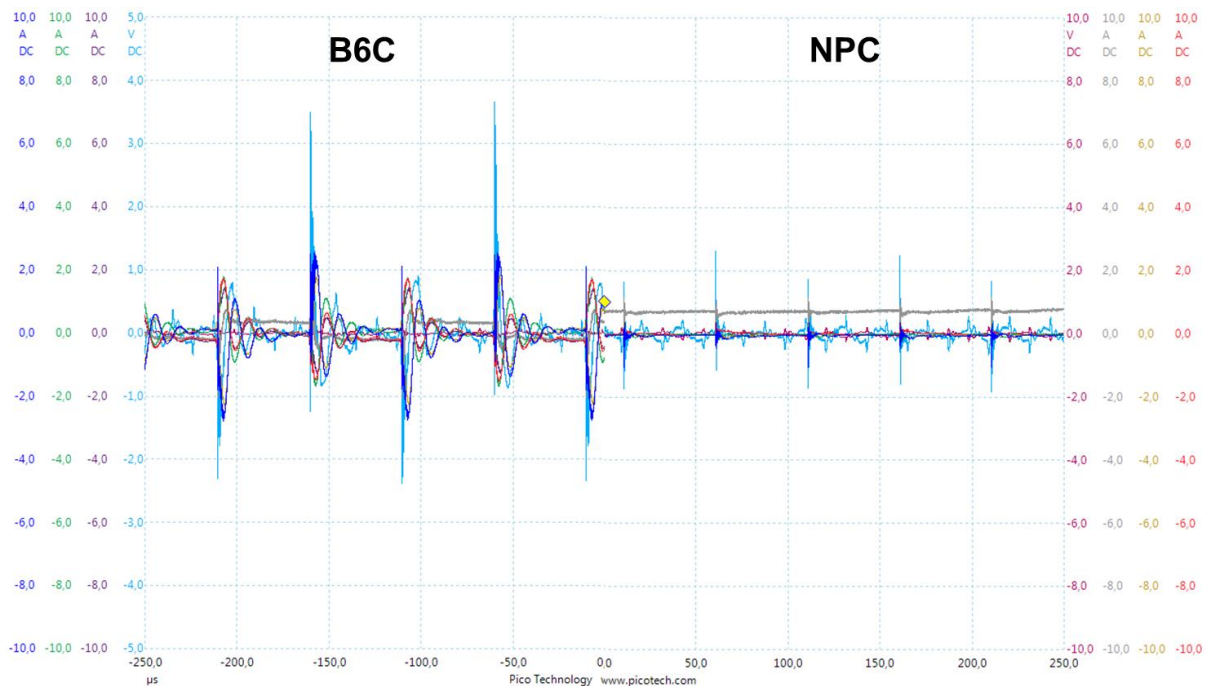


Abbildung 100: Vergleich der Lagerströme zwischen 2-Level (links) und 3-Level (rechts)

Abbildung 101 und Abbildung 102 zeigen die gemessenen Ableitströme der Maschine bzw. des Umrichters jeweils im gleichen Arbeitspunkt beim Betrieb am B6C (blau) und NPC (rot). Der NPC wurde dabei etwas zeitlich versetzt um die korrelierenden Ableitströme besser unterscheiden zu können. Deutlich zu erkennen sind die verringerten Ableitströme bei der Maschine (-30 %) und des Umrichters (-40 %) beim Betrieb des NPC im Vergleich zum B6C. Dies kann durch die unterschiedlichen parasitären Eigenschaften und Impedanzen der verbauten Module erklärt werden und der unterschiedlichen Modulresonanzen (siehe folgendes Kap. EME). Ebenso wurde gezeigt, dass die DC-Link Spannung bzw. die daraus resultierende Klemmenspannung an der Maschine einen deutlichen Einfluss auf das Impedanzverhalten der Wandler haben.

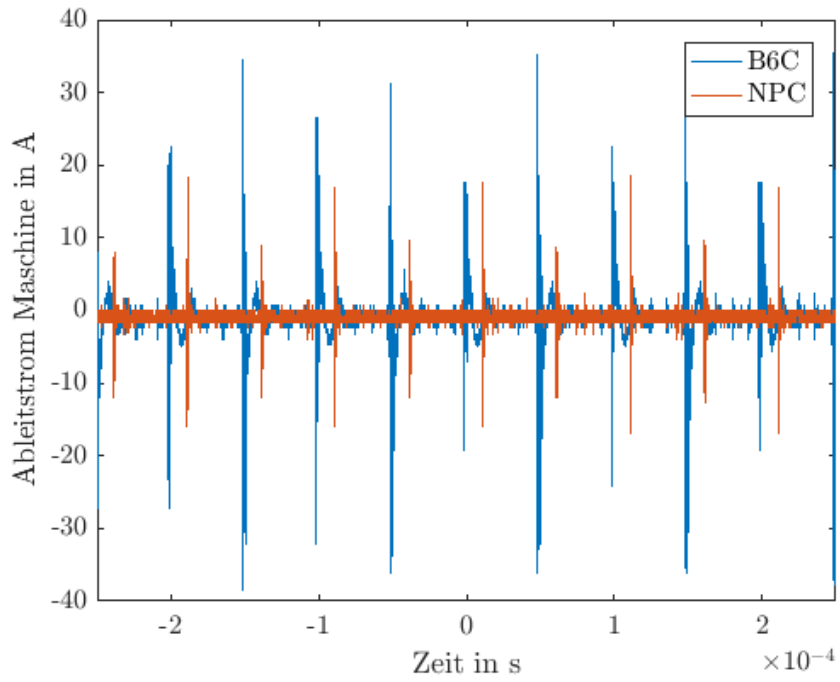


Abbildung 101: Vergleich der Maschinenableitströme 800 V 2-Level vs. 3-Level

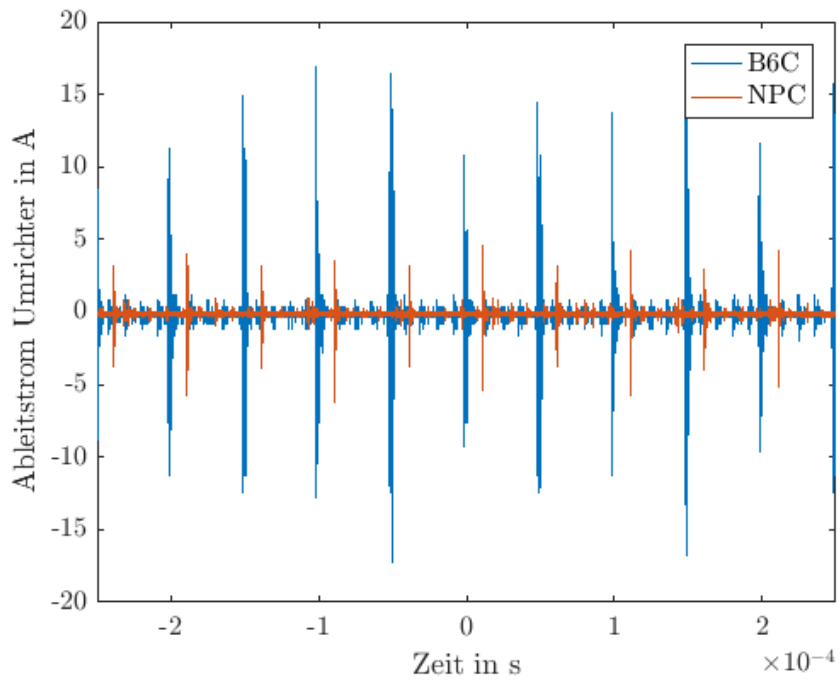


Abbildung 102: Vergleich der Maschinenableitströme 800 V 2-Level vs. 3-Level

## Electromagnetic emission (EME)

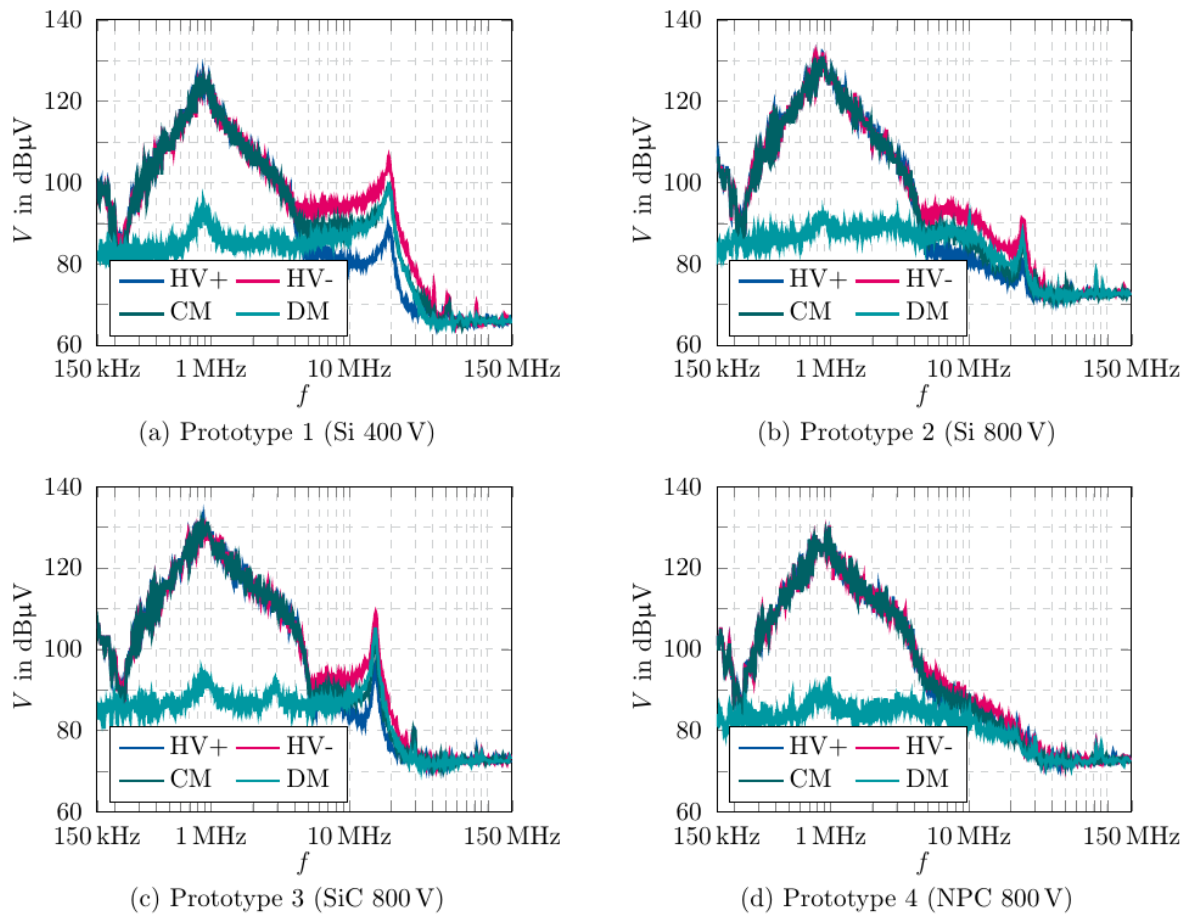


Abbildung 103: Emissionen abhängig vom Störungsmodus für vier Prototypen

Abbildung 103 zeigt nun die Emissionen aller vier Prototypen. Prototyp 1 ist der Si-IGBT-Wechselrichter mit 400-V-Zwischenkreis, Prototyp 2 der Si-IGBT-Wechselrichter mit 800-V-Zwischenkreis, Prototyp 3 der SiC-Wechselrichter und Prototyp 4 der NPC-Wechselrichter. Für alle Umrichter sind die vier relevanten Störungen aufgetragen. Zunächst die Emissionen für HV+ und HV-, sowie Gleich- und Gegentaktstörungen. Ab ca. 30 MHz erreichen alle Messungen ungefähr die Rauschgrenze. Die vertikale Auflösung des Messgerätes wurde erhöht in dem eine zweite Messung mit einem Hochpassfilter für 27,5 MHz durchgeführt wurde. Damit ist die starke Resonanz bei 1 MHz eliminiert, was den Messbereich um ca. 25 dB erhöht hat. Die Ergebnisse dieser Ergänzungsmessung haben gezeigt, dass in diesen Bereichen kaum relevante Emissionen vorhanden sind. Im Vergleich zwischen den Prototypen zeigt sich, dass die Emission bei 1 MHz stark von der DC-Link-Spannung abhängt und besonders vom Motor getrieben wird. Der Bereich von 3 MHz bis 30 MHz wird besonders vom Umrichterdesign (Dc-Link, Erdungskonzept und Kondensatoren) beeinflusst. Ausgenommen ist besonders der Bereich 15-20 MHz in dem die Modulresonanzen existieren. Die Modulresonanz ist eine schmalbandige Störangeregung aus dem Leistungsmodul, welche abhängig vom Schaltvorgang (Geschwindigkeit und Chip-Dämpfung) und Leistungsmodulaufbau unterschiedlich ausgeprägt ist. Der Bereich ab 3 MHz ist stark beeinflusst von der Wandlung von Gleich- und Gegentakt-Störmoden.

Im Vergleich der Umrichter zeigt sich, dass der 400-V-Wechselrichter die eine signifikante Modulresonanz aufweist. Diese ließe sich zu Lasten höherer Schaltverluste reduzieren, dies

schließt allerdings eine detaillierte Untersuchung des Kühlkreislaufes ein. Der SiC-Umrichter, bei 10 kHz-Schaltfrequenz, hat ein ähnliches Spektrum, ausgenommen einer noch stärkeren Modulresonanz, welche auch noch Spannungsabhängig ist. Der 2-Level-Si-800-V-Wechselrichter besitzt deutlich niedrigere Modulresonanz, was vorteilhaft ist. Beim NPC-800-V-Wechselrichter ist keine Modulresonanz mehr sichtbar. Falls, wie häufig gewünscht, beim SiC-800V-Wechselrichter, die Schaltfrequenz erhöht werden soll, erhöht sich auch das gesamte Störspektrum, was gesondert verglichen werden müsste.

Um den Vergleich quantifizieren, wird auf die automatisierte Filterauslegung in AP 4.1 verwiesen. Für zukünftige Weiterentwicklung dieser Untersuchung sollte überlegt werden Maßnahmen zur Impedanzanpassung von Umrichtern zu untersuchen, damit die Entstörung optimiert werden kann.

### **Technologische Einsatzbereitschaft**

Neben den harten Kriterien wie Effizienz oder EME stellt das Kriterium Technologische Einsatzbereitschaft ein weiches Kriterium dar. Der 400 V 2-level Si Wandler (2) erreicht hierbei die höchste Einsatzbereitschaft. Dieser Wandler wird bereits heutzutage in nahezu allen Elektrofahrzeugen eingesetzt und die verbauten Leistungshalbleiter sind technisch sehr ausgereift. Im Gegensatz dazu wird das Referenzsystem (800 V 2-level Si) bisher nur vereinzelt im Automobilbereich eingesetzt. Die vorhandenen Leistungshalbleiter sind derzeit meistens auf stationäre Anwendungen mit geringen Schaltfrequenzen optimiert und zeigen daher relativ hohe Verlust im Automobilbereich. Der 3-level NPC zeigt noch eine etwas geringere technologische Einsatzbereitschaft. Multilevelumrichter sind im Bereich der Mittelspannung sehr weit verbreitet, im Automobilbereich sind sie jedoch noch Gegenstand der Forschung und kommen bisher nur in Prototypen zum Einsatz. Die geringste Einsatzbereitschaft weist der 800 V SiC 2-level Wandler auf. Aufgrund der steilen Spannungsflanken und der damit einhergehenden Problematik der Wicklungsisolierung der elektrischen Maschine [6] [7] sowie der hohen Störaussenden und des damit einhergehenden Filterauswand steht dieser Wandler noch am Anfang der Kommerzialisierung.



## AP 5.5 – Inbetriebnahme und Validierung des 800 V 2-Level SiC-Wechselrichters (13 PM)

In AP 5.5 wurde der SiC-Wandler in Betrieb genommen.

### Vermessung SiC-System und Vergleich mit Si (EMV)

Um während der Inbetriebnahme kostenintensive Schäden an den Maschinen-Forschungsmustern durch die SiC-Wechselrichter zu vermeiden wurde eine synthetische Last aufgebaut. Die synthetische Last wird auch zur vergleichenden Bewertung der Störaussendung verwendet und wurde deshalb für den vollen Lastbereich ausgelegt. Um die nötige Stromtragfähigkeit zu erreichen wird eine aktive Luftkühlung aus der Gebäudetechnik eingesetzt. Die synthetische Last bildet, mit einem stehenden Rotor, den ungünstigsten Fall beim Betrieb einer Asynchronmaschine nach. Durch die nicht vorhandene elektromotorische Kraft ist der Rotor kurzgeschlossen. Dadurch wirkt, wie nachgebildet, nur die Stator-Induktivität (siehe Abbildung 104),. Die parasitäre Wicklungskapazität wird durch den angepassten Wicklungsabstand nachgebildet. Die Einflüsse des Gehäuses werden durch hinzugefügte Kondensatoren gegen das Gehäuse nachgebildet.

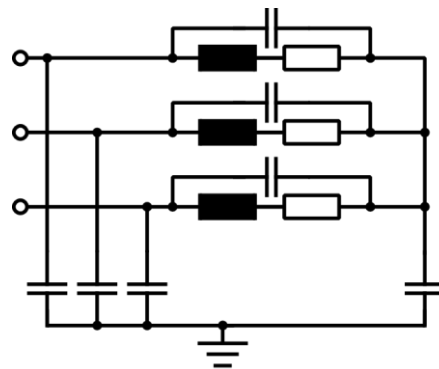
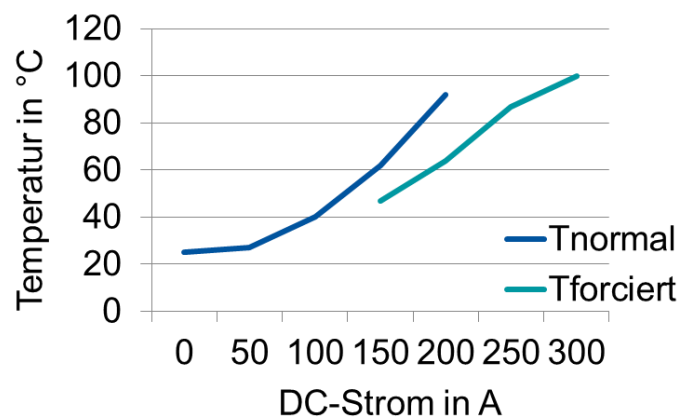
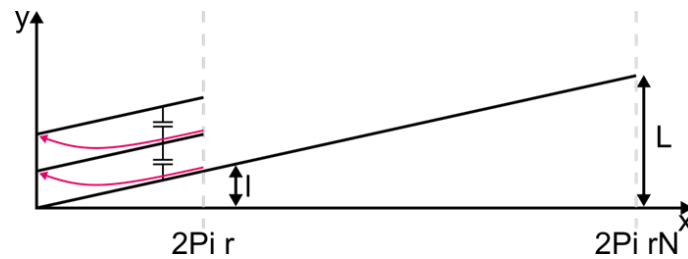


Abbildung 104: Ersatzschaltbild der synthetischen Last

Als erster Test wurde dafür ein Flachackdrahtes mit einem DC-Strom beaufschlagt. Es zeigt sich das durch forcierte Kühlung bis zu 300 A möglich sind. Da der Draht später verbaut wird, wird mit ungefähr der Hälfte der Strombelastbarkeit gerechnet.



Der Kapazitätsbelag der Wicklung soll minimiert werden. Weshalb dieser über ein einfaches geometrisches Modell abgeschätzt wird:



$$C' = \epsilon \cdot \frac{A}{l_{\text{Wicklung}}} \cdot \frac{1}{l_{\text{Spule}}} = \frac{C}{l}$$

Der Querschnitt der Wicklung wird berechnet über:  $A = (2\pi R) \cdot w_{\text{Höhe}}$ . Eingebaut werden die Wicklungen in ein Stahlgehäuse was gleichzeitig als Halterung dient:



Um die Stromtragfähigkeit zu erhöhen, wurde eine Belüftung eingebaut. Ohne aktivierte Lüftung sind ca. 125 Arms und mit 175 Arms möglich. Die Wicklungsinduktivität liegt wie der Referenzmotor bei ca. 200µH. Eine Beschreibung des Gerätes wurde auf der Konferenz ITEC unter dem Titel „Experimental Validation of Design Concepts for Future EV-Traction Inverters“ veröffentlicht.

Mit dieser Artificial-Machine-Load (AML) und einer Netznachbildung für das Hochvoltnetz, wurden zunächst die Umrichterverluste für verschiedene Betriebspunkte, sowie anschließend die Emissionen vermessen. Bei diesem Vergleich wurden die Gate-Widerstände nach den Datenblättern der Halbleiter parametrisiert.

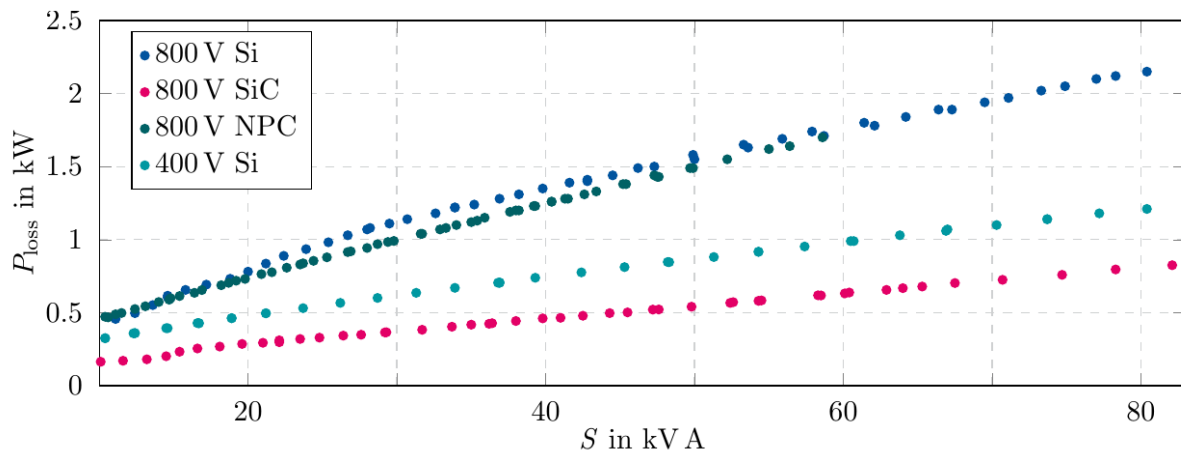


Abbildung 105: Verluste abhängig von Scheinleistung

Abbildung 105 zeigt die Verluste abhängig von der Scheinleistung. Die aktuell verwendete Konfiguration ist ein 400-V-Si-Inverter. Bei einer Erhöhung der DC-Link-Spannung mit gleicher Technologie ergeben sich die Verluste wie bei Si-800-V-Wechselrichter, was ungefähr einer Verdopplung entspricht. Der SiC-Wechselrichter mit 800-V-Zwischenkreis ist eine attraktive Alternative zur Reduktion der Verluste bei höherer Zwischenkreisspannung. Der NPC-Wechselrichter entspricht mit seinen Verlusten in Darstellung den Verlusten des Si-800-V-Wechselrichters. Allerdings muss hierbei berücksichtigt werden, dass ein NPC-Wechselrichter, der wie hier mit niedrigen Modulationsgraden betrieben wird, lange Phasen hat, an denen die Mittelpunktspannung am Ausgang anliegt. Dadurch ergibt sich für die gleiche Scheinleistung ein deutlich höherer Motorstrom. Für einen Vergleich zwischen 2-Level- und 3-Level-Wechselrichtern ist der Vergleich der Scheinleistung also irreführend.

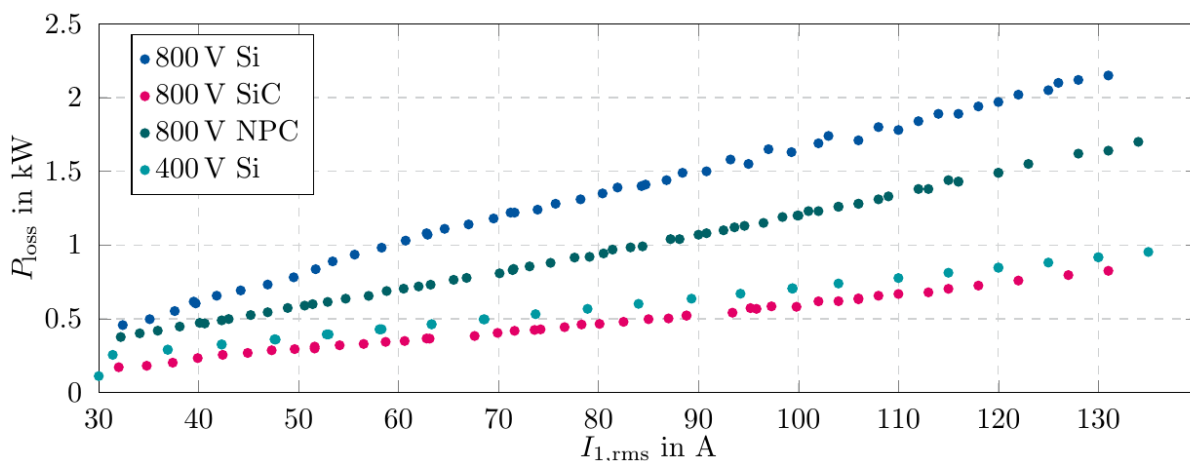


Abbildung 106: Verluste abhängig von AC-Strom

Deshalb wurden in Abbildung 106 dieselben Verluste noch als Funktion des AC-Stroms dargestellt. Ein Vergleich zwischen verschiedenen Zwischenkreisspannungen ist hier nicht ohne weiteres möglich, da bei einem 400-V-Zwischenkreis der doppelte Strom nötig ist. In dem Vergleich zeigt sich nun das der 400-V-Wechselrichter und der SiC-Wechselrichter ähnliche Verluste erzeugen. Allerdings erzeugt der SiC-Wechselrichter die gleichen Verluste beim Schalten der doppelten Spannung. Der Si-IGBT-Wechselrichter mit zwei Ausgangsspannungen und 800-V-Zwischenkreis hat die höchsten Verluste. Der NPC-Wechselrichter ermöglicht bei gleichem Motorstrom eine Reduktion der Verluste um ca. 30 %.

## Holistischer Vergleich

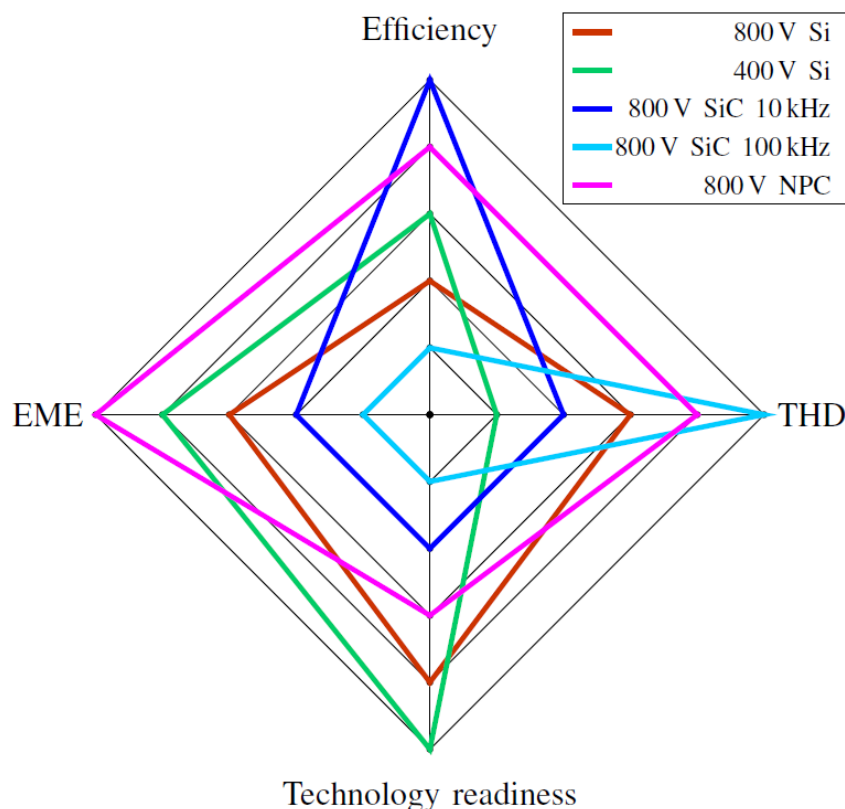


Abbildung 107: Holistischer Vergleich der Wandlerysteme [5]

Die Wandlerysteme wurden unter Berücksichtigung der vier Kriterien Effizienz, EME, THD und technologische Einsatzbereitschaft bewertet (siehe Abbildung 17). Die Ergebnisse von Simulationen und Experimenten zeigen, dass der zweistufige Wechselrichter mit 800V DC-Link-Spannung beim Vergleich der gleichen Leistung gegenüber 400V DC-Link-Spannung negativ ist. Anstatt 650V-IGBTs einfach durch 1,2 kV-IGBTs zu ersetzen, ist somit der Einsatz von Multileveltopologien oder SiC möglich. Der NPC hat einen geringeren Energieverbrauch über einen Fahrzyklus für Schaltfrequenzen über 10 kHz. Darüber hinaus weist SiC das höchste Potenzial für die Energieeffizienz auf, jedoch dominieren die Modulresonanzen, was zu erheblichen Änderungen des Filterdesigns führt. Darüber hinaus können herkömmliche elektrische Maschinenisierungen den hohen  $du/dt$  von SiC nicht bewältigen, was zu Maschinenausfällen führt. Neben Effizienz und EME erlaubt das THD Rückschlüsse auf das akustische Verhalten der Maschine. Betrachtet man THD bei einer Schaltfrequenz von 10 kHz, so zeigt der 400V Si Wandler die schlechteste Leistung, gefolgt vom 800V Si Wandler und dem 800V SiC Wandler, die ein vergleichbares Verhalten aufweisen. Der 800 V NPC verfügt über den niedrigsten THD. Wenn der 800 V SiC Wandler bei 100 kHz betrieben wird, ist die THD-Reduktion signifikant, während der Wirkungsgrad leicht unter dem der anderen Prototypen liegt. Den höchsten Technologiereifegrad besitzt der 400V Si-Wechselrichter. Durch die Erhöhung der Blockierspannung der Halbleiter kann eine höhere DC-Link-Spannung erreicht werden. Der Einsatz von NPCs erfordert eine detaillierte Betrachtung der Hard- und Software. Dazu gehören Modulationsstrategien zur Vermeidung kritischer Zustände sowie der statische und dynamische Spannungsausgleich der seriellen Kondensatoren. Der SiC-Wechselrichter, insbesondere mit höheren Schaltfrequenzen, besitzt noch eine niedrige

technische Einsatzbereitschaft und es sind noch Forschungsarbeiten besonders beim Filterdesign und der Wicklungsisolation notwendig. Generell ist der 800V SiC Wandler vorteilhaft hinsichtlich Effizienz und THD, zeigt aber ein schlechtes EME-Verhalten. Darüber hinaus ist die technologische Einsatzbereitschaft vergleichsweise gering aufgrund der erwähnten ungelösten Probleme. Dennoch, wenn diese Probleme überwunden sind, ist es ein vielversprechendes Konzept für die zukünftigen Antriebsumrichter für Elektrofahrzeuge. Abbildung 107 zeigt das Spiderdiagramm des Wandlervergleichs. Je weiter außen sich die Linie des jeweiligen Wandlers befindet umso besser schneidet dieser in dem Bewertungskriterium ab. THD und Akustik wurden hier in einem Kriterium zusammengefasst.

## 2. Wichtigste Position des zahlenmäßigen Nachweises

Die drei wichtigsten Positionen des zahlenmäßigen Nachweises sind in Tabelle 4 aufgeführt.

Tabelle 4: Drei wichtigsten Positionen des zahlenmäßigen Nachweises

Position	Ausgaben
<b>Personalkosten: wissenschaftliche Mitarbeiter</b>	491.952 €
<b>Personalkosten: studentische Hilfskräfte</b>	41.895 €
<b>Gerät: Gleichspannungswandler, Regelungsplattform, Messgerät, etc.</b>	185.054 €

## 3. Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit

Im Projekt H3Top wurde anstelle der B6C-Schaltung erstmalig in einem Elektrofahrzeug oder Plug-In Fahrzeug ein sogenannter 3-Level NPC Wechselrichter eingesetzt. Die Vorteile und Attraktivität der 3-Level-NPC-Topologie wurde durch die Ergebnisse von Simulationen und Experimenten gezeigt. Die Simulationsmodelle, die Regelung, die Prüfstandsinfrastruktur auf vorhandene Vorarbeiten aufgebaut werden konnte, sind die angefallenen Kosten aus Sicht der Projektpartner absolut angemessen. Insgesamt wurden vier Benchmark-Systeme entwickelt, aufgebaut und experimentell untersucht. Eine Bewertung der Wandlersysteme unter Berücksichtigung der vier Kriterien Effizienz, EME, THD und technologische Einsatzbereitschaft wurde gegeben. Nur durch die messtechnische Validierung der verschiedenen Konfigurationen war ein sinnvoller Vergleich und eine Bewertung der unterschiedlichen Wandlersysteme möglich.

#### **4. Voraussichtliches Nutzen, insbesondere der Verwertbarkeit des Ergebnisses im Sinne des fortgeschriebenen Verwertungsplans**

Mit H3TOP wurde ein neues hocheffizientes Antriebskonzept für hohe Leistungen geschaffen. Durch die Verwendung von 650V Bauteilen wurden Synergien zwischen dem PKW- und dem Nutzfahrzeugbereich geschaffen, die für die Marktdurchdringung der Elektromobilität von essentieller Bedeutung sind. Außerdem wurden durch den modularen Charakter des Vorhabens weitere Skaleneffekte geschaffen, welche die Elektromobilität in Deutschland stärker vorantreiben.

Das Zusammenspiel von OEM und Zulieferer schon in dieser frühen Forschungsphase gewährleistet die Entstehung eines marktfähigen Produktes. Das während der Projektlaufzeit gesammelte Know-How bildet die Basis für eine effiziente Umsetzung in der späteren Produktentwicklung. Zusätzlich wurde die wirtschaftliche Umsetzbarkeit anhand der abschließenden Demonstration der Inverter auf den Prüfständen aufgezeigt.

Die Projektbeteiligten können die gewonnenen Erfahrungen und die im Zuge dessen erarbeiteten Technologien, über einen langfristigen Zeitraum für Fahrzeug- und Komponentenentwicklungen nutzen. Somit ist zusätzlich zum langfristig angelegten Nutzensgewinn des Forschungsvorhabens ein Technologieschub für die nächsten Jahre gegeben.

Die Entwicklung und anschließende Validierung der Demonstratoren an den Prüfständen liefert die Grundlage für den nachgelagerten Aufbau eines Fahrzeug-Prototyps und den Start einer Serienentwicklung zur raschen Markteinführung. Der im Forschungsprojekt aufgebaute Entwicklungsvorsprung stellt damit einen Vorteil für den Standort Deutschland dar.

Darüber hinaus wurden die Inhalte und Ergebnisse von H3-Top in die Lehre einbezogen und finden damit Verwendung bei der Ausbildung künftiger Ingenieure. Dies geschieht sowohl im Rahmen von Vorlesungen als auch von Bachelor-, Master-, Projekt- sowie Doktorarbeiten, wodurch der Forschungsstandort Deutschland nachhaltig gestärkt werden kann.

Das Projekt H3Top beteiligt sich aktiv an internationalen Konferenzen (z.B. SAE, IEEE). Dies erhöht die Sichtbarkeit des Projekts und stellt sich einem internationalen Benchmark.

## 5. Während der Durchführung des Vorhabens dem ZE bekannt gewordenen Fortschritts auf dem Gebiet des Vorhabens bei anderen Stellen

Dem Zuwendungsempfänger sind während der Projektlaufzeit keine Fortschritte auf den vom Zuwendungsempfänger untersuchten Forschungsgebieten durch andere Stellen bekannt geworden.

## 6. Erfolgte oder geplante Veröffentlichungen des Ergebnisses

Paper M. Laumen, M. Schubert, A. Bubert, A. Lamprecht and R. W. D. Doncker, "Optimized space vector modulation for DC-link balancing in three-level neutral-point-clamped inverters for electric drives," in *IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Honolulu, HI, USA, 2017

Paper K. Oberdieck, C. Lüdecke, G. Engelmann und R. W. D. Doncker, „Boost stage for gate current injection during IGBT turn-on event,“ in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Puerto Varas, Chile, 2017

Paper K. Oberdieck, J. Gossmann, A. Bubert und R. W. De Doncker, „Common- and Differential-Mode Separators Including the FM-Broadcasting Band,“ in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management PCIM 2018*, Nürnberg, Deutschland, 2018

Paper A. Bubert, K. Oberdieck, H. Xu and R. W. De Doncker, "Experimental Validation of Design Concepts for Future EV-Traction Inverters," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Long Beach, CA, 2018

Dissertation A. Bubert, „Optimierung des elektrischen Antriebsstrangs von Elektrofahrzeugen mit Betrachtung parasitärer Ströme innerhalb der elektrischen Maschine“, 2019

## III. Anhang

### 1. Tabellenverzeichnis

Tabelle 1 - Anforderungsmatrix für die verschiedenen Fahrzeugklassen.....	11
Tabelle 2: Ausgewählte Halbleitermodule .....	25
Tabelle 3: Übersicht der Wandlersysteme.....	69
Tabelle 4: Drei wichtigsten Positionen des zahlenmäßigen Nachweises .....	85

### 2. Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Überblick der Arbeitspakete im Rahmen des Gesamtprojekts inklusive Meilensteinen .....	4
Abbildung 2: Topologie Windkraftanlage .....	6
Abbildung 3: Topologie Zentralinverter für Photovoltaik .....	6
Abbildung 4: Simulink Antriebsstrangmodell .....	12
Abbildung 5: Hochfrequenzmodell für den Wechselrichter .....	14
Abbildung 6: Hochfrequenzmodell für Kühlanbindung und Masseplatte .....	14
Abbildung 7: Hochfrequenzmodell der Netznachbildung .....	14
Abbildung 8: Hochfrequenzmodell der synthetischen Maschinenlast.....	15
Abbildung 9: Gemessene und simulierte Störemissionen für HV+, HV-, CM und DM mit dem Si400V-IGBT-Wechselrichter .....	15
Abbildung 10 links: Gesamt-Antriebsstrangmodell, rechts: Umrichtermodell.....	17
Abbildung 11: Maschinenlager der untersuchten Maschine .....	18
Abbildung 12: Ersatzschaltbild eines Maschinenlagers .....	18
Abbildung 13: Parasitäre Kapazitäten der elektrischen Maschine, Frontalansicht.....	19
Abbildung 14: Parasitäre Kapazitäten der elektrischen Maschine, Querschnitt .....	19
Abbildung 15: Messanordnung zur Charakterisierung der elektrischen Maschine für Common-Mode (links) und Differential-Mode (rechts) .....	20
Abbildung 16: Vergleich von Simulation und Messung der Maschinenimpedanz über der Frequenz .....	20
Abbildung 17: Schematische Darstellung des Simulationsframeworks für die Fahrzeugsimulation. ....	22
Abbildung 18: Low-Voltage NPC-Umrichter .....	23
Abbildung 19: Halbleitermodule (links: B6C, rechts: NPC) .....	24
Abbildung 20: Vergleich der Verlustleistungen.....	26
Abbildung 21: Verlustaufteilung beim NPC-Umrichter .....	27
Abbildung 22: Entwickelte, aufgebaute und in Betrieb genommene Prototypen.....	28
Abbildung 23: Komponenten eines B6C-Prototyps .....	29
Abbildung 24: Konfigurierbarer Treiber.....	29
Abbildung 25: DC-Messplatine .....	30
Abbildung 26: AC-Messplatine.....	30
Abbildung 27: AC-Messung für B6C.....	31
Abbildung 28: AC-Messung für NPC .....	31
Abbildung 29: Vorrichtung zur Messung der Lagerspannung an Testmaschine 1 .....	31
Abbildung 30: Isolierter Prüfstands Aufbau zur Minimierung von Koppelkapazitäten zwischen Prüfstand und finaler Prüflingsmaschine .....	32
Abbildung 31: Modifiziertes Lagerschild zur direkten Messung von Lagerströmen .....	33



Abbildung 32: Testmaschine 2: Isoliertes Lager mit 4 Speichen zur Messung von Lagerströmen .....	33
Abbildung 33: Testmaschine 2 mit isoliertem Lager und 4 Speichen zur Messung von Lagerströmen .....	34
Abbildung 34: Vergleich von THD zwischen B6C und NPC über das gesamte Kennfeld.....	35
Abbildung 35: Differenz der Umrichterverluste zwischen B6C und B6C (B6C als Referenz)	36
Abbildung 36: Vergleich der Umrichterverluste über den WLTP für 3 verschiedene Umrichtertopologien .....	37
Abbildung 37: ZCMM zur Eliminierung der Gleichtaktspannung .....	37
Abbildung 38: NPC-Topologie .....	38
Abbildung 39: Spannungsvektoren der NTV-NPC-Modulation .....	38
Abbildung 40: Spannungsvektoren der RSS-NPC-Modulation.....	38
Abbildung 41: Spannungsvektoren der dc-link optimierten SVM.....	38
Abbildung 42: Zwischenkreis-Rippel verschiedener NPC-Modulationsverfahren .....	39
Abbildung 43: Spektrogramm der Oberflächenbeschleunigung (links) und Oberflächengeschwindigkeit (rechts) der Maschine beim Betrieb mit B6C .....	40
Abbildung 44: Schalldruckpegel bzw. Lautheit der elektrischen Maschine beim Einsatz des 800 V 2-Level Si Umrichters .....	41
Abbildung 45: Beschleunigungssensoren inklusive Auswerteeinheit .....	41
Abbildung 46: Aufteilung des Leistungsmoduls in Makrozellen zur Definition der thermischen Materialeigenschaften (oben) - 3D Struktur des thermischen Finite-Volumen Modells mit 15500 Temperaturknoten (unten) .....	42
Abbildung 47: Thermisches Ersatzschaltbild eines Ausschnitts des thermischen 3D Modells .....	43
Abbildung 48: Simulation des statischen thermischen Verhalten des Leistungsmoduls für einen Betriebspunkt.....	44
Abbildung 49: Simulation des statischen thermischen Verhalten des Leistungsmoduls für einen Betriebspunkt – 2D Seitenansicht eines Querschnitts .....	45
Abbildung 50: Simulation des statischen thermischen Verhalten des Leistungsmoduls für einen Betriebspunkt – 2D Topansicht eines Querschnitts .....	45
Abbildung 51: Thermische Widerstände der Leistungshalbleiter innerhalb des Moduls .....	46
Abbildung 52: Übertragungsfunktion der Thermischer Impedanz $Z_{th}(j \omega)$ .....	46
Abbildung 53: Strom- und Spannungsmessung .....	47
Abbildung 54: Topologie des Doppelpulsprüfstandes .....	48
Abbildung 55: Schematischer Verlauf von $i_{uds}$ und $i_{ids}$ während des Ein- und Auschaltvorgangs.....	48
Abbildung 56: Doppelpulsmessung des 800 V B6C Moduls.....	49
Abbildung 57: Gemessene Ausschaltenergie (links) und Einschaltenergie (rechts) des 800 V 2-Level Si Moduls über Modulstrom bei verschiedenen Zwischenkreisspannung .....	49
Abbildung 58: AC-Simulation als Basis für die Filteroptimierung .....	50
Abbildung 59: Einspeisung der Störströme in der AC-Simulation.....	50
Abbildung 60: Halbbrücke mit parasitären Kapazitäten zum Kühlkörper.....	51
Abbildung 61: Störspannung bei Variation von $CGND, DC+$ .....	51
Abbildung 62: Störspannung bei Variation von $CGND, DC -$ .....	52
Abbildung 63: Störspannung bei Variation von $CGND, out$ .....	52
Abbildung 64: Regelungsplattform.....	54
Abbildung 65: DSP- & FPGA-PCB .....	54
Abbildung 66: PWM-Ausgabe-PCB .....	54

Abbildung 67: Power-Supply-PCB .....	54
Abbildung 68: Elektrisches-IO-PCB .....	54
Abbildung 69: Resultierendes B6C-Raumzeigerdiagramm bei Kurzschluss des High-Side Schalters.....	56
Abbildung 70: Resultierendes B6C-Raumzeigerdiagramm bei offenen Klemmen des High-Side Schalters .....	56
Abbildung 71: NPC-Topologie .....	57
Abbildung 72: NPC-Raumzeigerdiagramm bei intaktem Umrichter .....	57
Abbildung 73: Resultierendes NPC-Raumzeigerdiagramm bei Kurzschluss eines Schalters/Diode .....	58
Abbildung 74: Resultierendes NPC-Raumzeigerdiagramm bei offenen Klemmen eines Schalters/Diode .....	58
Abbildung 75: NPC- (links) und B6C-Umrichter (rechts).....	59
Abbildung 76: Galvanisch getrennter 800 V DC/DC-Wandler .....	59
Abbildung 77: Prüfstands Aufbau des Si 1200 V Umrichters .....	60
Abbildung 78: Gemessene Statorinduktivität als Funktion der Statorflussverkettung .....	60
Abbildung 79: Ausgangsspannung des Si 800 V Umrichters bei 800 V DC-Link Spannung (links) und Maschinenstrom (rechts).....	61
Abbildung 80: Architektur des Prüfstandes mit 800 V DC-DC Wandler .....	62
Abbildung 81: Störspektrum bei verschiedenen Konstellationen des Prüfstandes .....	63
Abbildung 82: CLCLC-Filter zur Minimierung der 45 kHz Störung .....	63
Abbildung 83: Thermische Messungen des Filters bei Maximalstrom.....	64
Abbildung 84: Vergleich Störspektrum mit (rot) und ohne (gelb) Filter.....	64
Abbildung 85: Prüfstand inklusive Eingangsfilter auf Umrichter DC-Seite.....	65
Abbildung 86: Isolierter Prüfstands Aufbau zur Minimierung von Koppelkapazitäten zwischen Prüfstand und Prüflingsmaschine .....	66
Abbildung 87: Isolierter Prüfstands Aufbau zur Messungen von Lagerströmen .....	66
Abbildung 88: Adaptierte Maschine mit Speichen zur Lagerstrommessung über Rogowskispule .....	67
Abbildung 89: Aufbau zur Messung der Wellenspannung .....	67
Abbildung 90: Gemessene Lagerströme durch eine Speiche der elektrischen Maschine beim Betrieb des 800 V 2-Level Si Wandlers .....	68
Abbildung 91: Wandlereffizienz des 800 V Si 2-Level [5] .....	70
Abbildung 92: Wandlereffizienzen im Vergleich zum Referenzsystem [5].....	71
Abbildung 93: Schematische Anpassung des Prüfstandes zur Messung der Wandlereffizienz und des THD [5] .....	72
Abbildung 94: Prüfstand zur Messung der Wandlereffizienz, THD und Akustik [5].....	72
Abbildung 95: Gemessenes Effizienzkennfeld des NPC-Umrichters.....	73
Abbildung 96: Gemessenes Effizienzkennfeld des 800 V B6C Si-Umrichters .....	73
Abbildung 97: THD des 800 V Si 2-Level Referenzwandlers [5] .....	74
Abbildung 98: THD der Wandler im Vergleich zum Referenzsystem [5] .....	75
Abbildung 99: Vergleich des Schalldruckpegels der elektrischen Maschine zwischen 800 V 2-Level Si und 3-Level NPC.....	76
Abbildung 100: Vergleich der Lagerströme zwischen 2-Level (links) und 3-Level (rechts)....	77
Abbildung 101: Vergleich der Maschinenableitströme 800 V 2-Level vs. 3-Level.....	78
Abbildung 102: Vergleich der Maschinenableitströme 800 V 2-Level vs. 3-Level.....	78
Abbildung 103: Emissionen abhängig vom Störungsmodus für vier Prototypen.....	79
Abbildung 104: Ersatzschaltbild der synthetischen Last .....	81

Abbildung 105: Verluste abhängig von Scheinleistung .....	83
Abbildung 106: Verluste abhängig von AC-Strom .....	83
Abbildung 107: Holistischer Vergleich der Wandlersysteme [5] .....	84

### 3. Literaturverzeichnis

- [1] H.-P. Krug, T. Kume and M. Swamy, "Neutral-Point Clamped Three-Level General Purpose Inverter," *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- [2] V. Wagner, J. Balda, D. Griffith, A. McEachern, T. Barnes, D. Hartmann, D. Phileggi, A. Emmanuel, W. Horton, W. Reid, R. Ferraro and W. Jewell, "Effects of Harmonics on Equipment," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 672 - 680, April 1993.
- [3] M. Schubert, D. Scharfenstein and R. W. De Doncker, "On the torque accuracy of stator flux observer based induction machine control," in *IEEE SLED*, Nadi, Fiji, 2016.
- [4] M. Schubert, L. Jebe, M. Gossen and R. W. D. Doncker, "Online phase current and voltage offset calibration using inverter voltage distortion," in *IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Honolulu, HI, USA, 2017.
- [5] A. Bubert, K. Oberdieck, H. Xu and R. W. de Doncker, "Experimental Validation of Design Concepts for Future EV-Traction Inverters," in *2018 IEEE Transportation and Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Long Beach, California, 2018.
- [6] M. Kaufhold, H. Aninger, M. Berth, J. Speck and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 396 - 402, April 2000.
- [7] M. Kaufhold, "Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse controlled inverters," in *Proceedings of 1995 Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Virginia Beach, VA, USA, 1995.
- [8] K. Oberdieck, J. Gossmann, A. Bubert and R. W. De Doncker, "Common- and Differential-Mode Separators Including the FM-Broadcasting Band," in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management PCIM 2018*, Nürnberg, Deutschland, 2018.
- [9] M. Laumen, M. Schubert, A. Bubert, A. Lamprecht and R. W. D. Doncker, "Optimized space vector modulation for DC-link balancing in three-level neutral-point-clamped inverters for electric drives," in *IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Honolulu, HI, USA, 2017.

## Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN	2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) Abschlussbericht
3. Titel Verbundprojekt: Hocheffiziente 3-Level Inverter Topologie für Hochspannungsantriebe mit kostengünstigen Halbleitern – H3Top – Teilvorhaben: Ganzheitlicher Vergleich von 2 und 3-Level-Umrichterkonfigurationen für Traktionsantriebe großer Leistung hinsichtlich Effizienz und EMV	
4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)] Bubert, Andreas; Oberdieck, Karl, De Doncker, Rik W.	5. Abschlussdatum des Vorhabens 31.01.2019
	6. Veröffentlichungsdatum 02.07.2019
	7. Form der Publikation Schlussbericht – nicht öffentlich
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse)  RWTH Aachen University Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA) Jägerstraße 17-19 52066 Aachen	9. Ber. Nr. Durchführende Institution
	10. Förderkennzeichen 16EMO0176
	11. Seitenzahl 92
12. Fördernde Institution (Name, Adresse)  Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. Literaturangaben 9
	14. Tabellen 4
	15. Abbildungen 107
16. Zusätzliche Angaben Nicht-öffentlicher Abschlussbericht.	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) VDI/VDE Innovation + Technik GmbH, Steinplatz 1, 10623 Berlin, 17.06.2019	
18. Kurzfassung Im Rahmen dieses Projekts wurden unterschiedliche Antriebsstrangkonzeppte als vergleichbare Prototypen aufgebaut sowie diese ganzheitlich untersucht und bewertet. Der Fokus lag dabei auf dem Einfluss der höheren Zwischenkreisspannung und der 3-Level-Topologie auf das gesamte Antriebssystem aus Inverter und Maschine. Weiterhin wurden Auswirkungen bei der Verwendung schnellschaltender Halbleitertechnologien (SiC) erforscht. Verglichen wurden dabei Konfigurationen aus vier verschiedenen Invertern und zwei Asynchronmaschinen (400 V und 800 V). Neben dem Wirkungsgrad fließen in die Gesamtbeurteilung auch Aspekte wie Bauraum, Aufwand von Maßnahmen gegen hochfrequente Störungen, Lagerstrombelastung der Maschine und Geräuschemissionen ein.	
19. Schlagwörter Elektrofahrzeug, Antriebsumrichter, NPC, schnellschaltende Halbleitertechnologie (SiC)	
20. Verlag ----	21. Preis ----

## Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN	2. type of document (e.g. report, publication) Final Report
3. title Joint research project: Hocheffiziente 3-Level Inverter Topologie für Hochspannungsantriebe mit kostengünstigen Halbleitern – H3Top – Subproject: Ganzheitlicher Vergleich von 2 und 3-Level-Umrichterkonfigurationen für Traktionsantriebe großer Leistung hinsichtlich Effizienz und EMV	
4. author(s) (family name, first name(s)) Bubert, Andreas; Oberdieck, Karl, De Doncker, Rik W.	5. end of project 31.01.2019
	6. publication date 02.07.2019
	7. form of publication Final Report – non-public
8. performing organization(s) (name, address)  RWTH Aachen University Institute for Power Electronics and Electrical Drives (ISEA) Jägerstraße 17-19 52066 Aachen	9. originator's report no.
	10. reference no. 16EMO0176
	11. no. of pages 92
12. sponsoring agency (name, address)  Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. no. of references 9
	14. no. of tables 4
	15. no. of figures 107
16. supplementary notes Non-public Final Report	
17. presented at (title, place, date) VDI/VDE Innovation + Technik GmbH, Steinplatz 1, 10623 Berlin, 17.06.2019	
18. abstract In this project, different powertrain concepts were developed, examined and evaluated comprehensively. The main research focus was the influence of a high DC-link voltage and the application of the 3-level-topology on the entire drive system consisting of inverter and machine. Furthermore, this work presents the effects of the usage of fast-switching semiconductor technologies (SiC). Configurations of four different inverters and two asynchronous machines (400 V and 800 V) were compared. The overall evaluation includes efficiency, installation space, cost of emi filters, bearing current load on the machine and noise emissions.	
19. keywords Electrical vehicle, traction inverter, NPC, fast switching semiconductor(SiC)	
20. publisher ----	21. price ----