

# Skalierbares Thermomanagement und Antriebsstrang für Brennstoffzellen-Nutzfahrzeuge

## Schlussbericht

Zuwendungsempfänger	RWTH Aachen University Templergraben 55 52062 Aachen
	Ausführende Stelle: Institut für Stromrichtertechnik und elektrische Antriebe (ISEA) Campus-Boulevard 89 52074 Aachen
Förderkennzeichen	19I21037J
Vorhabenbezeichnung	SkalTABS – Skalierbares Thermomanagement und Antriebsstrang für Brennstoffzellen-Nutzfahrzeuge; Teilvorhaben: Erforschung eines skalierbaren Multiport-DC-DC- Wandlers
Laufzeit des Vorhabens	01.08.2021 – 31.10.2024
Teilvorhabenleitung	Univ.-Prof. Dr. ir. Dr. h.c. (RTU) Rik W. De Doncker Institut für Stromrichtertechnik und elektrische Antriebe Campus-Boulevard 89 52074 Aachen  E-Mail: <a href="mailto:post@isea.rwth-aachen.de">post@isea.rwth-aachen.de</a>
Verfasst von	Paul Kowalewski Daniel Rodriguez Pinto Niklas Fritz Duc Pham
Datum	30.04.2025

## Inhaltsverzeichnis

1	Kurze Darstellung .....	3
1.1	Aufgabenstellung .....	3
1.2	Voraussetzungen .....	3
1.3	Planung und Ablauf .....	4
1.4	Wissenschaftlich-technischer Anknüpfungspunkt .....	4
1.5	Zusammenarbeit mit Partnern.....	5
2	Eingehende Darstellung der Ergebnisse .....	5
2.1	AP1: Anforderungen an skalierbares Thermomanagement und Powertrain von Brennstoffzellen-NFZ.....	5
2.1.1	AP1.1: Use Cases und Ableitung Fahrzeuganforderungen .....	5
2.1.2	AP1.2: Anforderungen an das Fahrzeug-Thermomanagement und den Powertrain ..	6
2.1.3	AP1.3: Erarbeitung Skalierungskonzept.....	6
2.1.4	AP1.4: Erstellung von Komponentenspezifikationen .....	6
2.2	AP2: Ganzheitliche Thermomanagement- und Powertrain-Architektur für Brennstoffzellen-NFZ.....	7
2.2.1	AP2.1: Erarbeitung ganzheitlicher skalierbarer Thermomanagement- und Powertrain-Architekturen.....	7
2.2.2	AP2.2: Simulative Bewertung, Konzeptauswahl und Detaillierung Komponentenanforderungen .....	32
2.3	AP3: Erforschung skalierbares Brennstoffzellensystemlayout mit Nebenaggregaten .....	40
2.4	AP4: Komponenten-Erforschung skalierbarer Powertrain .....	40
2.4.1	AP4.1: DC-DC-Brennstoffzellen-Wandler für das Energiemanagement .....	40
2.4.2	AP4.2: Traktionsmotor inklusive Leistungselektronik .....	48
2.4.3	AP4.3: Stützbatterie .....	48
2.4.4	AP4.4: Thermomanagement und Modultechnologie zur Erzielung der geforderten NFZ-Lebensdauer.....	48
2.4.5	AP4.5: Bipolarplatte .....	50
2.5	AP5: Demonstration und Validierung .....	50
2.5.1	AP5.1: Konzeption und Aufbau der Komponenten- und Systemprüfstände.....	50
2.5.2	AP5.2: Durchführung Charakterisierung der Komponenten .....	52
3	Relevante Positionen des zahlenmäßigen Nachweises .....	58
4	Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit.....	58
5	Verwertbarkeit der Ergebnisse mit Bezug zum Verwertungsplan .....	59
6	Fortschritte auf diesem Gebiet bei anderen Stellen/Partnern .....	59
7	Erfolgte und geplante Veröffentlichungen der Ergebnisse.....	59
	Literaturverzeichnis.....	60

## 1 Kurze Darstellung

### 1.1 Aufgabenstellung

Im Projekt SkalTABS wurden skalierbare Powertrain- und Thermomanagement-Architekturen, sowie die zugehörigen Hardware-Komponenten für zukünftige Antriebsstränge von Brennstoffzellen-Nutzfahrzeugen erforscht. Ziel war die Erhöhung der Reichweite und der Effizienz sowie die Senkung der Total-Costs-of-Ownership (TCO) von Nutzfahrzeugen mit Brennstoffzellenantrieb. Im Bereich des Powertrains wurden hier gesamtenergetisch optimale Systemkonfigurationen verglichen und bewertet und die Anforderungen an die skalierbaren Komponenten abgeleitet. Dies gilt beispielsweise für die Brennstoffzelle selbst, den Antriebsstrang bestehend aus Motor und Umrichter, etwaige Stützbatterien sowie für alle Nebenaggregate. Für das Thermomanagement wurden ganzheitliche Architekturen konzipiert, methodisch untersucht und bewertet und hieraus Kühlkonzepte und Komponentenspezifikationen abgeleitet. Ein besonderer Fokus wurde hierbei auf das Thermomanagement der Brennstoffzelle selbst sowie auf die Nutzbarmachung der erzeugten Abwärme, beispielsweise für die Klimatisierung weiterer Komponenten oder der Fahrerkabine, gelegt.

Das ISEA hat einen innovativen Multiport-DC-DC-Wandler entwickelt, eine zentrale Komponente für den gesamten Antriebsstrang, der die Energieflüsse zwischen Brennstoffzelle, Batterie und Antriebsumrichter in einem einzigen Bauteil regelt. Neben einer hohen Effizienz wurden hier insbesondere dynamische Ansteuerungsverfahren für den Wandler erforscht. Außerdem wurde eine Systemuntersuchung durchgeführt, um die Vorteile unterschiedlicher Modulationsstrategien des Umrichters sowie die Auswirkungen eines dynamischen Zwischenkreises, ermöglicht durch den Multiport-Wandler, auf die Verluste in Maschine, Umrichter und DC-DC-Wandler zu analysieren und daraus die Gesamteffizienz des Systems abzuleiten.

### 1.2 Voraussetzungen

Das ISEA der RWTH Aachen ist seit fast 60 Jahren in den Forschungsthemen Leistungselektronik, leistungselektronische Bauelemente, elektrische Antriebe sowie der elektrochemischen Energiewandlung und Speichersystemtechnik tätig. Mit über 100 wissenschaftlichen Mitarbeitern ist das ISEA die deutschlandweit größte universitäre Institution, welche über herausragende Erfahrungen im Bereich der wesentlichen elektrischen Antriebskomponenten für die Elektromobilität verfügt. Zahlreiche Arbeiten in den Gebieten Traktions- und Automobiltechnik, Energieversorgung, Industrietechnik sowie Haushaltstechnik dokumentieren das breit gefächerte Spektrum der Forschung am ISEA.

Die in SkalTABS erarbeiteten Inhalte erforderten Expertenwissen aus unterschiedlichsten technischen Bereichen und Stufen der industriellen Wertschöpfungskette. Das im Projekt vertretene Konsortium deckt daher zentrale Akteure entlang der kompletten Wertschöpfungskette für Brennstoffzellen-Nutzfahrzeuge ab, beispielsweise aus dem Bereich der Brennstoffzellen-Systeme und -Nebenaggregate, der Halbleiter, der Maschinen und Antriebe, des Fahrzeug- und Komponenten-Thermomanagements und des elektrifizierten Antriebsstrangs allgemein. Erst durch dieses breit aufgestellte Konsortium, verstärkt durch die akademischen Partner, konnten ganzheitliche und domänenübergreifende Lösungen entwickelt werden.

### 1.3 Planung und Ablauf

Abbildung 1 zeigt den Projektplan mit den Arbeitspaketen (AP) und der zeitlichen Gliederung. Das Gesamtvorhaben ist in insgesamt fünf Arbeitspakete unterteilt, die über einen Zeitraum von drei Jahren bearbeitet wurden. Aufgrund von Corona-Virus-bedingten Verzögerungen in der frühen Projektphase wurde der Projektzeitraum kostenneutral um 3 Monate verlängert. Während der Bearbeitungsphase der einzelnen AP haben sich alle am jeweiligen AP beteiligten Partner in regelmäßigen Telefonkonferenzen über die relevanten Inhalte abgestimmt und den Arbeitskreis über ihre Arbeitsfortschritte und deren Einordnung in den Arbeitsplan in Kenntnis gesetzt. Zweimal jährlich gab es Konsortialtreffen zur Abstimmung mit dem gesamten Konsortium, die an wechselnden Standorten der einzelnen Partner abgehalten wurden.

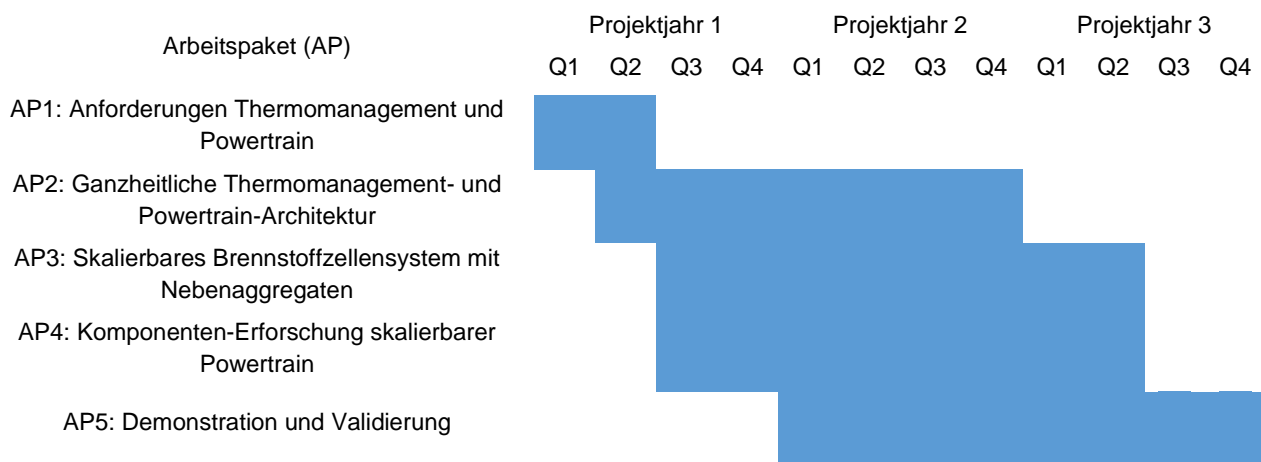


Abbildung 1: Arbeitspakete und Zeitplanung im Projekt SkalTABS

### 1.4 Wissenschaftlich-technischer Anknüpfungspunkt

Brennstoffzellenfahrzeuge sind aus wissenschaftlich-technischer Sicht besonders interessant und bereits seit Jahren Gegenstand der Forschung, da sie die Nachteile von batterieelektrischen Fahrzeugen (Reichweite, Ladezeiten, Batteriealterung, etc.) in Zukunft möglicherweise überwinden können. Einige Fahrzeugmodelle haben sogar schon die Marktreife erreicht und sind kommerziell verfügbar.

Die in SkalTABS durchgeführten Arbeiten grenzen sich allerdings durch die angestrebte Skalierbarkeit des Brennstoffzellen- und Antriebssystems für ein breites Spektrum von Nutzfahrzeugen vom Stand der Technik ab. Durch diesen Ansatz sollen zukünftig vor allem die aktuell hohen Kosten für Brennstoffzellenfahrzeuge gesenkt werden. Darüber hinaus bringt die ganzheitliche systemische Architekturoptimierung des Energie- und Thermomanagements einen klaren Neuheitsgrad mit sich, wodurch im Wesentlichen die Effizienz dieser Systeme gesteigert werden soll.

Im Bereich Multiport-DC-DC-Wandler verfügte das ISEA bereits vor Projektbeginn über einige bedeutende wissenschaftliche Vorarbeiten, vornehmlich jedoch für stationäre Anwendungen im Bereich der DC-Netze, die bisher nicht hinsichtlich ihrer Leistungsdichte und Kompaktheit optimiert wurden. Für mobile Anwendungen mit Brennstoffzelle sind Multiport-Wandler besonders interessant, da sie wesentliche Materialeinsparungen und Gesamteffizienzsteigerungen versprechen. Als Produkt sind solche Wandler für mobile Anwendungen nicht Stand der Technik. Insbesondere eine hohe Leistungsdichte ist hier neben einer hohen Effizienz entscheidend. Durch die Entwicklung

eines Demonstrators konnte das ISEA daher die Potenziale dieser Technologie aufzeigen und weiter sein Profil im Bereich Multiport-DC-DC-Wandler schärfen.

## 1.5 Zusammenarbeit mit Partnern

Im Rahmen des Projekts war das ISEA in die Zusammenarbeit mit verschiedenen Konsortialpartnern eingebunden. Besonders bei der Entwicklung der systemübergreifenden Simulationstoolchain erfolgte ein enger Austausch von Modellen und Daten, um die Teilmodelle sinnvoll aufeinander abzustimmen – insbesondere mit folgenden Partnern:

- AVL, durch die Bereitstellung des allgemeinen Verlustmodells, das anschließend von AVL als Eingangsgröße für das thermische Simulationsmodell verwendet wurde.
- MACCON, die die Charakterisierung sowie Verlusttabellen der elektrischen Maschine für das Antriebsstrangmodell zur Verfügung stellten.
- Infineon, die die Charakterisierung der Halbleiterschalter bereitstellten, die in den Simulationen des Antriebsstrangs verwendet wurden.

Außerdem wurde im Rahmen des Projekts ein neuartiger TMR-Stromsensor in Kooperation mit Infineon untersucht. Dabei wurden durch regelmäßige Absprachen in einem iterativen Prozess geeignete Geometrien eines Kupferprofils zur Stromführung entwickelt. Zur Beurteilung der Geometrien wurden bei Infineon FEM-Simulationen durchgeführt, während das ISEA ein PCB zur Validierung des finalen Sensors entwickelte. Schließlich wurde von Infineon der integrierte Sensorchip zur Verfügung gestellt, womit am ISEA ein Demonstrator aufgebaut und getestet wurde.

## 2 Eingehende Darstellung der Ergebnisse

### 2.1 AP1: Anforderungen an skalierbares Thermomanagement und Powertrain von Brennstoffzellen-NFZ

In AP1 standen die Anforderungen an die betrachteten Nutzfahrzeugklassen im Vordergrund, die mit Unterstützung eines Beraterkreises, bestehend aus Fahrzeugherstellern, definiert wurden. Das ISEA war dabei an den Unterarbeitspaketen 1.1 und 1.4 beteiligt.

#### 2.1.1 AP1.1: Use Cases und Ableitung Fahrzeuganforderungen

In diesem AP unterstützte das ISEA das Konsortium und den Beraterkreis bei der Definition der systemspezifischen Anforderungen. Insbesondere bei der Auswahl der verwendeten Spannungslagen lieferte das ISEA Beiträge mit Bezug zur Realisierbarkeit der leistungselektronischen Komponenten, wie beispielsweise dem Multiport-DC-DC-Wandler und dem Antriebsumrichter.

Für das skalierbare Konzept im Projekt SkalTABS wurden gemeinsam mit den Projektpartnern drei Use Cases für Nutzfahrzeuge mit niedriger, mittlerer und hoher Leistung definiert:

Die Niedrigleistungsvariante ist ein Vorfeldfahrzeug, das für den Gepäcktransport auf einem Flughafengelände zuständig ist. Dieser Use Case wurde für eine mechanische Spitzenleistung von 40 kW und eine Batteriespannung von 400 V ausgelegt.

Die Mittelklasse-Variante ist ein Kommunalfahrzeug (Straßen-Kehrmaschine) mit einer Spitzenleistung von 90 kW und einer Batteriespannung von 800 V.

Die Hochleistungsvariante ist ein leistungsstarkes Flughafen-Löschfahrzeug mit großer Tankkapazität und hoher Beschleunigung, um im Ernstfall schnell auf Flugzeugbrände reagieren zu

können. Es verfügt über eine mechanische Spitzenleistung von 750 kW und ebenfalls eine 800-V-Batterie.

### 2.1.2 AP1.2: Anforderungen an das Fahrzeug-Thermomanagement und den Powertrain

Das ISEA war in diesem AP nicht beteiligt.

### 2.1.3 AP1.3: Erarbeitung Skalierungskonzept

Das ISEA war in diesem AP nicht beteiligt.

### 2.1.4 AP1.4: Erstellung von Komponentenspezifikationen

In diesem AP wurden die abzubildenden Leistungsstufen des skalierbaren Multiport-DC-DC-Wandlers definiert und auf 50 kW, 100 kW und 200 kW festgelegt. Um die entsprechende Skalierung zu erreichen, wurden vom ISEA hierfür verschiedene Konzepte identifiziert:

Zum einen kann eine Skalierung der maximalen Leistung des Wandlers durch die Anpassung der verwendeten Betriebsspannung erfolgen. Bei elektrischen Fahrzeugen dominieren, in Abhängigkeit der Fahrzeugleistung, HV-Bordnetze mit 400 V und 800 V Nennspannung. Mittels geschickter Auslegung kann der Wandler durch geringfügige Anpassungen an beiden Spannungsebenen betrieben werden, wobei die Leistung entsprechend skaliert wird.

Ein weiteres Skalierungskonzept basiert auf der Variation der vom Multiportwandler verwendeten Phasen. Hierbei ist die Topologie des Wandlers modular gestaltet, weshalb durch Hinzufügen von zusätzlichen Phasen die Leistung skalierbar ist. Bei erhöhter Phasenanzahl kann typischerweise durch phasenversetzten Betrieb Bauraum für passive Komponenten gespart werden. Außerdem kann durch sogenanntes Phase Shedding die Effizienz im Teillastbetrieb optimiert werden. Bestimmte Topologiefamilien, wie beispielsweise die Dual-Active-Bridge und viele ihrer Variationen, können in einphasiger und dreiphasiger Ausführung betrieben werden, wodurch verschiedene Leistungsbereiche abgedeckt werden können.

Ein weiteres Skalierungskonzept basiert auf der Verwendung von sogenannten Power-Electronic Building Blocks (PEBBs). Dabei wird ein vollständiger Wandler als Funktionseinheit (PEBB) interpretiert und die Skalierung erfolgt durch Parallelisierung mehrerer PEBBs.

Insbesondere die beiden letzten Skalierungskonzepte bringen automatisch eine Redundanz im System mit sich, welche dazu führt, dass das Fahrzeug auch bei Ausfall eines Teilsystems mit reduzierter Leistung weiter betrieben werden kann. Auf diese Weise wird die Wahrscheinlichkeit eines Totalausfalls erheblich reduziert.

Außerdem wurden in diesem Arbeitspaket relevante Schnittstellen zwischen Multiportwandler und anderen Fahrzeugkomponenten definiert. Neben den elektrischen HV-Anschlüssen für die Leistungsübertragung wurde als elektrische Kommunikationsschnittstelle das für den Automobilbereich typische CAN-Interface ausgewählt. Außerdem wurde festgelegt, dass der Multiportwandler an den Wasserkühlkreislauf des Fahrzeugs angeschlossen wird.

Um eine erhöhte Komponentenlebensdauer durch Reduzierung von Temperaturzyklen zu erreichen, wurde bereits in dieser frühen Entwicklungsphase festgelegt, dass spezielle 3D-gedruckte Hochleistungskühlkörper im Zusammenspiel mit der Wasserkühlung eingesetzt werden. Diese Entscheidung ermöglicht neben der erhöhten Lebensdauer ebenfalls einen sehr kompakten und vergleichsweise leichten Aufbau der leistungselektronischen Baugruppen.

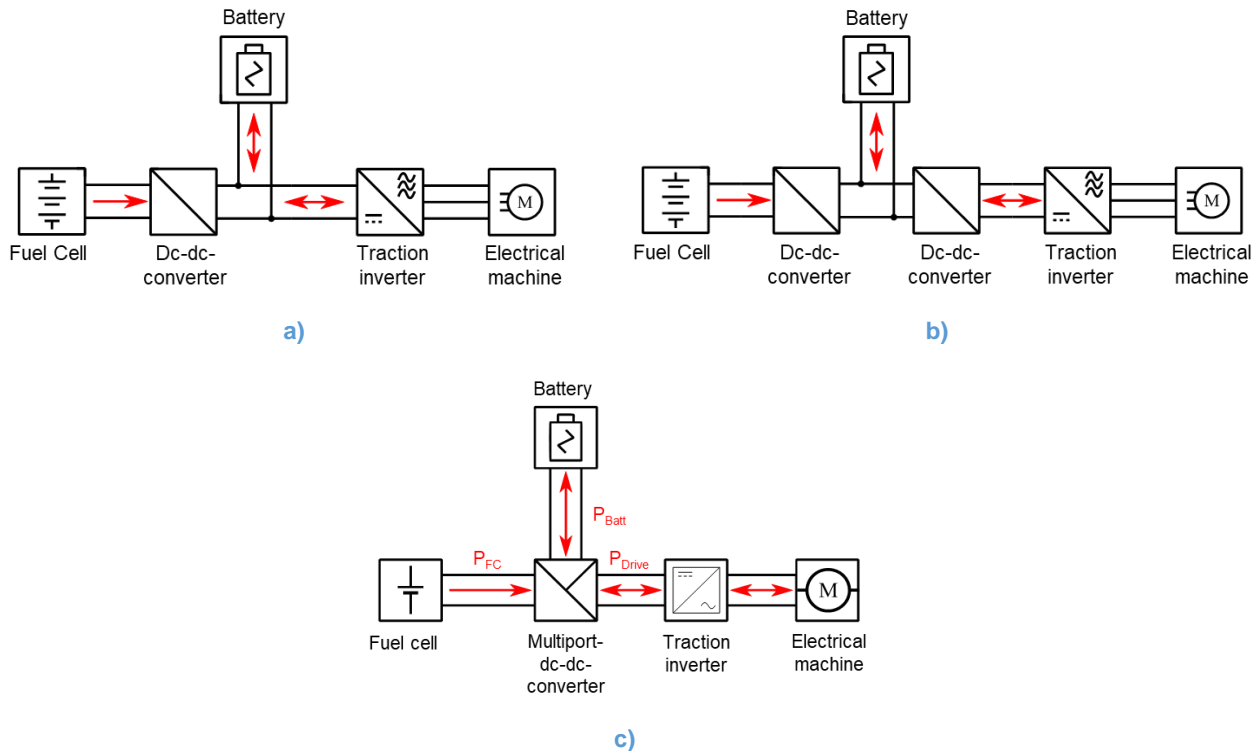
## 2.2 AP2: Ganzheitliche Thermomanagement- und Powertrain-Architektur für Brennstoffzellen-NFZ

In AP2 wurden ganzheitliche und skalierbare Powertrain- und Thermomanagement-Architekturen in Bezug auf gemeinsam definierte Kriterien erarbeitet, analysiert und bewertet.

### 2.2.1 AP2.1: Erarbeitung ganzheitlicher skalierbarer Thermomanagement- und Powertrain-Architekturen

In den Powertrain eines typischen brennstoffzellenelektrischen Fahrzeugs müssen im Wesentlichen drei Komponenten integriert werden. Zum einen braucht es die Brennstoffzelle selbst, die zusammen mit der im Wasserstofftank mitgeführten Energie für die Energieversorgung des Fahrzeugs verantwortlich ist. Des Weiteren gibt es den elektrischen Antrieb, bestehend aus Traktionsumrichter und Elektromotor, der die Umwandlung von elektrischer in mechanische Energie realisiert und somit erst das Fahren des Gesamtsystems ermöglicht. Außerdem kommt ein Hilfsenergiespeicher zum Einsatz, der das Rückspeisen der Bremsenergie ermöglicht und Leistungsspitzen sowie schnelle Lastwechsel übernimmt, wodurch die Brennstoffzelle entlastet wird und weniger schnell altert. Typischerweise kommt als Hilfsenergiespeicher eine Lithium-Ionen-Batterie zum Einsatz, die im Verhältnis zu einem batterieelektrischen Fahrzeug relativ klein, leicht und günstig dimensioniert ist. Alternativ kommen für einige Anwendungen mit kleinerer Leistung auch Superkondensatoren in Frage. Für die in SkalTABS adressierten Nutzfahrzeuge wurde sich allerdings vom Konsortium für die Batterielösung entschieden.

Als Powertrain-Architektur eines Brennstoffzellenfahrzeugs kommen verschiedene Konzepte in Frage, wie in Abbildung 2 dargestellt. Die Variante aus Abbildung 2a) benötigt nur einen DC-DC-Wandler zwischen Brennstoffzelle und Batterie, um die Spannungen dieser beiden Komponenten anzupassen. Der Traktionsumrichter wird dabei direkt an der Batterie betrieben. Diese Variante ist relativ günstig, führt aber dazu, dass die Spannung am Antrieb vom Ladezustand und Arbeitspunkt der Batterie abhängt, was möglicherweise zu unvorteilhaften Betriebsbedingungen und einem reduzierten Wirkungsgrad im Antriebsstrang führt.



**Abbildung 2: Powertrain-Architekturen für ein Brennstoffzellenfahrzeug: a) mit nur einem DC-DC-Wandler zwischen Brennstoffzelle und Batterie; b) mit zwei separaten DC-DC-Wandlern zwischen Brennstoffzelle, Batterie und Antriebsstrang; c) mit einem Multiport-DC-DC-Wandler zwischen Brennstoffzelle, Batterie und Antriebsstrang**

Die Architektur aus Abbildung 2b) verwendet einen zusätzlichen DC-DC-Wandler zwischen Batterie und Antrieb. Diese Variante ermöglicht es nun, die Spannung am Antrieb unabhängig vom Arbeitspunkt zu stabilisieren oder, falls gewünscht, auf einen beliebigen Wert einzustellen, um somit zusammen mit einer geeigneten Betriebs- und Modulationsstrategie Effizienzvorteile zu erzielen. Allerdings werden nun zwei separate DC-DC-Wandler benötigt und der Leistungsfluss von der Brennstoffzelle zum Antrieb erfolgt durch zwei seriell verschaltete Wandler, was sich wiederum nachteilig auf die Systemeffizienz auswirkt. Außerdem sind die Kosten für zwei DC-DC-Wandler, die beide Nennleistung übertragen müssen, unwirtschaftlich hoch.

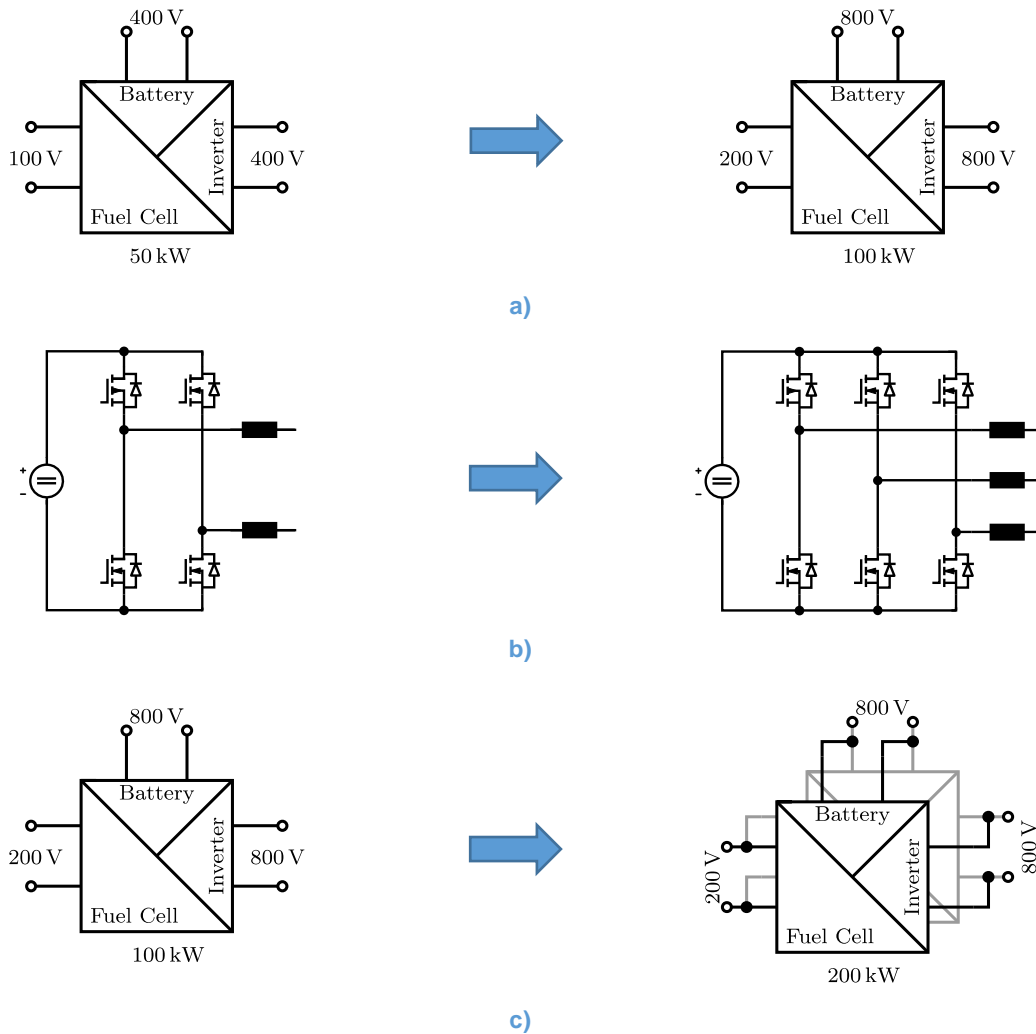
Die Architektur aus Abbildung 2c) verwendet einen Multiport-DC-DC-Wandler anstelle der zwei separaten Wandler, wodurch der Vorteil einer separat einstellbaren Spannung für den Antrieb erhalten bleibt. Der Nachteil, dass die Leistungsübertragung über zwei seriell verschaltete Wandler erfolgt, wird durch diese Variante eliminiert, was potentielle Effizienzvorteile ermöglicht. Ebenso sind die Kosten als deutlich geringer als für zwei separate DC-DC-Wandler anzusehen. Auch aus Sicht der Forschung ist die Untersuchung dieser Architektur und des dafür notwendigen Multiportwandlers besonders interessant, weshalb sich das Konsortium in SkalTABS für dieses Konzept entschied.

Nachdem die Entscheidung für die Powertrain-Architektur entsprechend Abbildung 2c) mit Multiport-DC-DC-Wandler feststand, wurden verschiedene Konzepte zur Skalierbarkeit des Wandlers erarbeitet, die in Abbildung 3 zusammengefasst dargestellt sind. Das erste Skalierungskonzept aus Abbildung 3a) adressiert den Fall, dass ein Fahrzeughersteller Modelle mit unterschiedlichen Leistungsklassen und entsprechend angepassten Spannungspegeln in seiner Flotte vereint. Dabei könnte es sich beispielsweise um Fahrzeuge mit geringer Leistung bei 400 V Betriebsspannung und Fahrzeuge mit höherer Leistung bei 800 V Betriebsspannung handeln. Durch eine entsprechende Auslegung des Multiportwandlers kann dieser mit nur leichten Modifikationen an verschiedenen Betriebsspannungen eingesetzt werden, wodurch die Skalierbarkeit der Leistung

gewährleistet ist. Unter der Annahme, dass sich die Ströme nicht wesentlich in Abhängigkeit der verwendeten Betriebsspannung verändern, skaliert die Leistung in diesem Konzept direkt mit der Spannung.

Abhängig von der verwendeten Multiport-DC-DC-Wandler-Topologie bietet es sich an, die Leistungsskalierung durch eine Variation der Anzahl der verwendeten Phasen zu realisieren. Als Phase ist in diesem Kontext, wie in Abbildung 3b) dargestellt, ein Halbbrückenmodul – bestehend aus Highside- und Lowside-Schalter – gemeint. Bei einigen Topologien, wie beispielsweise beim Synchronous-Buck-Boost-Wandler, kann die Leistung nahezu beliebig über die Anzahl der Phasen skaliert werden. Außerdem können durch den phasenversetzten („interleaved“) Betrieb in der Regel Gewicht und Volumen der passiven Bauteile reduziert werden. Bei anderen Topologien, wie beispielsweise bei der Dual-Active Bridge und ihren Variationen, ist eine beliebige Wahl der Phasenanzahl in der Regel nicht sinnvoll. Dennoch kann auch hier eine Skalierung der Leistung erzielt werden, wenn statt der einphasigen Variante, die dreiphasige Variante verwendet wird. So kann beispielsweise die dreiphasige Dual-Active Bridge für ein Fahrzeug mit höherer Leistung ausgelegt werden und, unter Einsparung der nicht genutzten Hardware, im einphasigen Betrieb ebenfalls in einem Fahrzeug mit reduzierter Leistung eingesetzt werden.

Ein weiteres Skalierungskonzept basiert auf der Verwendung von sogenannten Power-Electronic Building Blocks (PEBBs), wie in Abbildung 3c) dargestellt. Dabei wird ein ganzer Wandler als PEBB aufgefasst und die Leistungsskalierung erfolgt durch die Verschaltung mehrerer modularer PEBBs. Verschiedene Konfigurationen sind dabei möglich. So können die PEBBs sowohl parallel als auch seriell verschaltet werden. Außerdem können auch einzelne Ports seriell und andere Ports wiederum parallel verschaltet werden, wodurch ein breites Spektrum an Kombinations- und Anwendungsmöglichkeiten ermöglicht wird. Eine Herausforderung dieses Ansatzes besteht in der kooperativen Regelung der verschalteten Ports.



**Abbildung 3: Verschiedene Leistungsskalierungskonzepte für den Multiport-DC-DC-Wandler: a) Skalierung durch Variation der Betriebsspannung; b) Skalierung durch Variation der verwendeten Phasen; c) Skalierung durch Verschaltung mehrere PEBBs**

Nachdem die verschiedenen Skalierungskonzepte erarbeitet wurden, erfolgte die Untersuchung von konkreten Topologien für den Multiport-DC-DC-Wandler. Eine vielversprechende Topologie für den Automobilbereich ist die Dual-Active Bridge, da sie einige Vorteile kombiniert. Die Topologie ist bidirektional, bietet eine galvanische Trennung, erreicht durch weiches Schalten typischerweise eine hohe Effizienz und kann durch geschicktes Design eine hohe Leistungsdichte erzielen. Aufgrund dieser Eigenschaften, die insbesondere vorteilhaft für den untersuchten Multiportwandler sind, werden drei Variationen der Dual-Active Bridge verglichen. Da für die gewählte Powertrain-Architektur drei Ports verbunden werden müssen, handelt es sich präzise formuliert um Variationen der Triple-Active Bridge mit drei aktiven leistungselektronischen Ports. Die Schaltpläne der Topologien sind in Abbildung 4 dargestellt.

Die einphasige Current-Fed Triple-Active Bridge (CFTAB1), dargestellt in Abbildung 4a), besteht aus einem Multiport-Transformator mit drei magnetisch gekoppelten Wicklungen. An jede Wicklung ist eine leistungselektronische H-Brücke angeschlossen, die in zwei von drei Ports direkt die DC-Klemmen zum Anschluss von Batterie und Traktionsumrichter zur Verfügung stellt. Im dritten Port, dem Current-Fed-Port, erfolgt der Anschluss der Brennstoffzelle nicht an den DC-Klemmen der H-Brücke, wo stattdessen ein Kondensator angeschlossen ist. Die Brennstoffzelle ist über zwei Induktivitäten mit den Mittelabgriffen der beiden Halbbrücken verbunden. Der Wandler wird mit

Single-Phase-Shift (SPS) Modulation betrieben. Dabei erzeugt jede H-Brücke eine Rechteckspannung an der jeweiligen Transformatorwicklung. Durch Variation des Phasenwinkels zwischen den Rechteckspannungen der einzelnen Ports kann die Spannungszeitfläche über den Streuinduktivitäten des Transformators beeinflusst werden. Auf diese Weise lassen sich die Ströme und somit auch die Leistungsflüsse zwischen den Ports gezielt steuern. Dieses Prinzip ist im Ersatzschildbild in Abbildung 5a) visualisiert, welches die Rechteckspannungen und die physikalischen Streuinduktivitäten des Transformators darstellt. Für die analytische Berechnung der einzelnen Portleistungen bietet es sich an, das Sternersatzschaltbild aus Abbildung 5a) mittels Stern-Dreieck-Transformation in das Dreieckersatzschaltbild aus Abbildung 5b) zu überführen, welches die virtuellen Koppelinduktivitäten zwischen den einzelnen Ports darstellt. So können die Portleistungen unabhängig voneinander analysiert werden. Im Current-Fed-Port ergeben sich zudem weitere Besonderheiten dieser Topologie. Durch die Verschaltung der Induktivitäten mit der H-Brücke und dem Kondensator ergibt sich ein phasensversetzt („interleaved“) taktender Synchronous-Buck-Boost Wandler, der durch die SPS-Modulation zu einer Spannungsverdopplung am Kondensator führt. Dies ist besonders vorteilhaft im Zusammenspiel mit einer Brennstoffzelle, da Brennstoffzellen typischerweise relativ hohe Ströme bei vergleichsweise geringen Spannungen zur Verfügung stellen. Durch den Spannungsverdopplungseffekt am Kondensator wird der Windungsstrom im Transformator bei gleicher Leistung halbiert, was in erster Näherung eine Reduzierung der Leitverluste um den Faktor vier mit sich bringt. Ein weiterer Vorteil des Current-Fed-Ports liegt in der Auslöschung des Stromrippels mit dem die Brennstoffzelle beaufschlagt wird. Durch den Interleaving-Betrieb des Synchronous-Buck-Boost Wandlers kommt es am gemeinsamen Knoten der Induktivitäten zu einer vollständigen Auslöschung des Stromrippels, was dazu führt, dass die Brennstoffzelle mit einem reinen DC-Strom belastet wird. Dies ist ebenfalls vorteilhaft, da Brennstoffzellen im Verdacht stehen, durch die Belastung mit hochfrequentem Stromripple schneller zu altern und vorzeitig auszufallen.

Eine weitere untersuchte Topologie ist die dreiphasige Triple-Active Bridge (TAB3), die in Abbildung 4b) dargestellt ist. Diese Topologie besteht aus einem Multiport-Transformator, der drei dreiphasige Wicklungssysteme magnetisch koppelt. An jedem Wicklungssystem ist eine B6C-Brücke angeschlossen, die jeweils die DC-Klemmen für die Anschlüsse von Batterie, Antriebsumrichter und Brennstoffzelle zur Verfügung stellt. Durch die SPS-Modulation im Dreiphasenbetrieb wird zwischen Phasenausgang der Halbbrücken und dem Sternpunkt des Transformators die charakteristische Six-Step-Rechteckspannung erzeugt. Auch bei dieser Topologie erfolgt die Steuerung der Leistungsflüsse durch die Variation der Phasenwinkel zwischen den einzelnen Ports. Analog zur einphasigen Variante sind die Ersatzschaltbilder mit den physikalischen Streuinduktivitäten und den virtuellen Koppelinduktivitäten in Abbildung 5c) und Abbildung 5d) entsprechend dargestellt. Durch die Erweiterung auf drei Phasen bietet diese Topologie eine bessere Stromverteilung auf die Phasen, wodurch eine Effizienzsteigerung ermöglicht wird. Außerdem führt der Dreiphasenbetrieb zu reduziertem Stromripple verglichen mit der einphasigen Variante, wodurch die passiven DC-Link-Kondensatoren kleiner dimensioniert werden können. Eine vollständige Auslöschung des Stromrippels, wie im Current-Fed-Port der CFTAB1, wird allerdings nicht erreicht.

Die letzte untersuchte Topologie ist die dreiphasige Current-Fed Triple-Active Bridge (CFTAB3), die in Abbildung 4c) dargestellt ist. Diese Topologie erweitert die zuvor beschriebene TAB3 um einen dreiphasigen Current-Fed-Port zum Anschluss der Brennstoffzelle. Der Vorteil der Spannungsverdopplung und die damit verbundene Einsparung von Leitverlusten bleibt, wie bei der CFTAB1 beschrieben, erhalten. Außerdem kommt es zu einer teilweisen Stromripple Auslöschung durch die Überlagerung der Induktivitätsströme am gemeinsamen Knoten, wodurch der Ripple im Vergleich zur TAB3 weiter reduziert wird. Eine vollständige Auslöschung des Stromrippels wie bei

der CFTAB1 ergibt sich allerdings nicht. Als Hauptnachteil dieser Topologie ist vor allem der hohe Bauteilbedarf zu nennen.

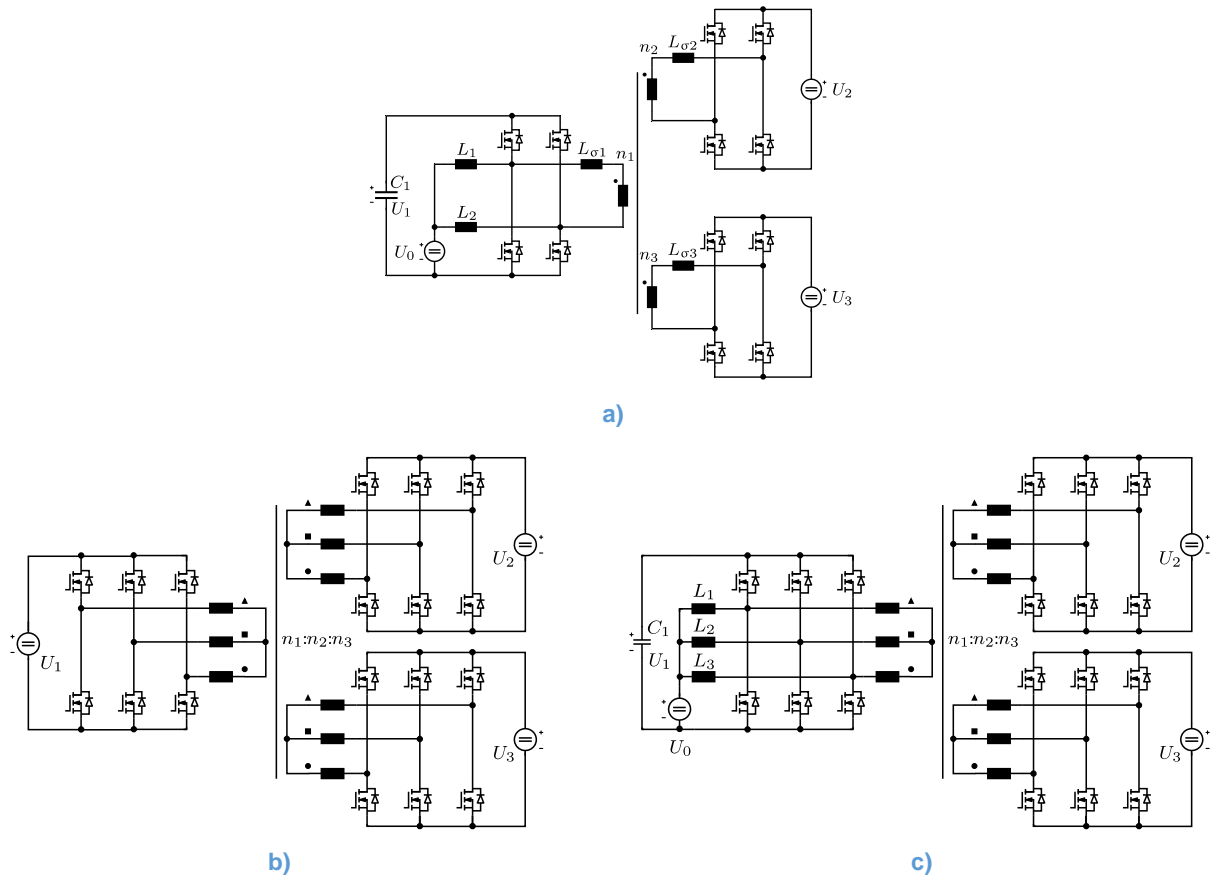


Abbildung 4: Untersuchte Multiportwandler Topologien: a) Einphasige Current-Fed Triple-Active Bridge (CFTAB1); b) Dreiphasige Triple-Active Bridge (TAB3); c) Dreiphasige Current-Fed Triple-Active Bridge (CFTAB3)

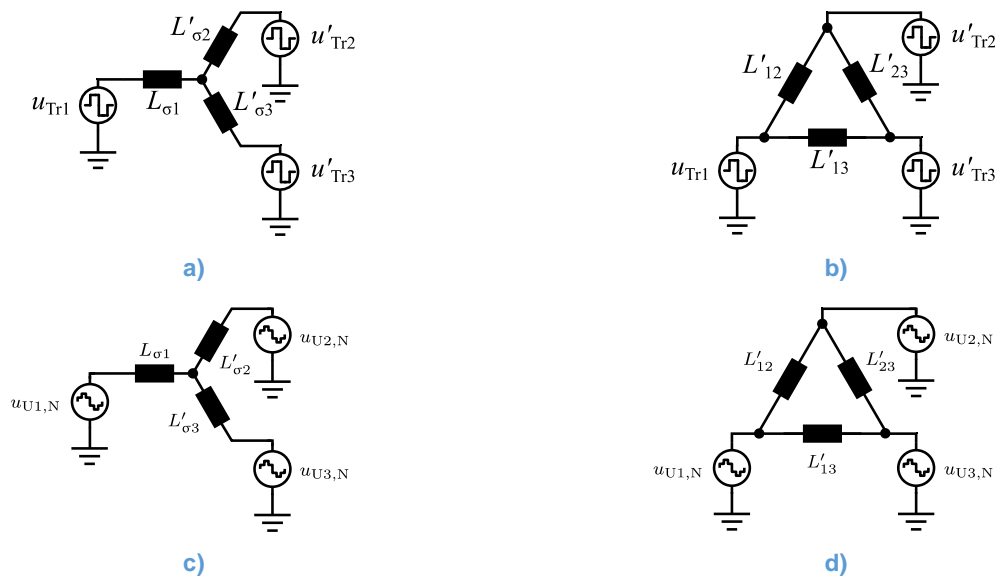


Abbildung 5: Ersatzschaltbilder der Triple-Active Bridge: a) einphasig mit physikalischen Streuinduktivitäten; b) einphasig mit virtuellen Koppelinduktivitäten c) dreiphasig mit physikalischen Streuinduktivitäten; d) dreiphasig mit virtuellen Koppelinduktivitäten

Um eine erste Grobauslegung der untersuchten Wandlertopologien zu finden, um damit im nächsten Schritt einen simulativen Vergleich durchführen zu können, wurde der in AP 1 definierte Use Case eines Kommunalfahrzeugs mit mittlerer Leistungsklasse herangezogen. Dabei handelt es sich beispielsweise um ein größeres Kehrfahrzeug auf LKW-Basis. Bei diesem Fahrzeugtyp wurde für die Brennstoffzelle eine Ausgangsspannung von etwa 200 V definiert, während für Batterie und Antriebsumrichter die Betriebsspannung von 800 V festgelegt wurde. Außerdem wurden drei relevante Arbeitspunkte dieses Fahrzeugtypen identifiziert. Dabei handelt es sich zum einen um die maximale Leistung, die der Powertrain für die Dauer von einigen Sekunden zur Verfügung stellen muss. Des Weiteren wurden die Leistungen für eine typische Transportfahrt zum Einsatzort des Fahrzeugs, sowie für eine typische Arbeitsfahrt unter Verwendung des Kehrwerks definiert. Die entsprechend benötigten Leistungen sind in Tabelle 1 zusammengefasst.

**Tabelle 1: Relevante Arbeitspunkte eines Kehrfahrzeugs auf LKW-Basis**

<b>Arbeitspunkt</b>	<b>Leistung: Brennstoffzelle (197 V – 323 V)</b>	<b>Leistung: Batterie (800 V)</b>	<b>Leistung: Fahrtrieb (800 V)</b>
Maximale Leistung	76 kW	14 kW	-90 kW
Transportfahrt	34 kW	0 kW	-34 kW
Arbeitsfahrt	13 kW	0 kW	-13 kW

Um bei der Grobauslegung der Topologien eine faire Vergleichbarkeit herzustellen, wurden bei der Auslegung der Parameter einige Kriterien bei allen Varianten eingehalten. Diese Kriterien sind in Tabelle 2 zusammengefasst.

Im Allgemeinen besteht bei den untersuchten Variationen der Triple-Active Bridge die Möglichkeit, die übertragene Leistung bis zu einem Phasenwinkel von 90° zu erhöhen. Größere Phasenwinkel führen zu einer Leistungsabnahme und sind daher nicht sinnvoll. Da aber der Anteil der Blindleistung mit steigendem Lastwinkel zunimmt und somit den Leistungsfaktor der Topologie zunehmend verschlechtert, wird in der Praxis der maximale Phasenwinkel häufig bereits auf 60° limitiert. Insbesondere bei dreiphasigen Varianten ist dies sinnvoll, da die Schaltung dann in einen anderen Betriebsmodus wechselt. Für die Grobauslegung der Topologien wurde hier für alle Varianten ein Limit von 60° für den Phasenwinkel definiert.

Die Streuinduktivitäten des Transformators beeinflussen – zusammen mit den Betriebsspannungen, der Schaltfrequenz und dem Phasenwinkel – die Leistungsübertragung zwischen den Ports. Außerdem limitieren sie, bei fester Spannung und Schaltfrequenz, die maximal übertragbare Leistung. Für die Grobauslegung wurde definiert, dass die Streuinduktivitäten den maximal möglichen Wert annehmen, mit dem bei maximalem Phasenwinkel die Spitzenleistung noch gerade erreicht wird. Dies ist sinnvoll, um eine gute Steuerbarkeit des Wandlers zu gewährleisten, da bei zu geringen Streuinduktivitäten schon kleine Abweichungen im Phasenwinkel große Sprünge in der übertragenen Leistung verursachen.

Bei den Topologien mit Current-Fed-Port (CFTAB1 und CFTAB3) wurden die Induktivitäten derart ausgelegt, dass der Stromrippel 10 % des DC-Stroms bei Vollast beträgt. Außerdem wurde für die Spannung am Kondensator in diesen Ports ein Rippel von 5 % relativ zur DC-Spannung definiert und die Kapazität entsprechend dimensioniert.

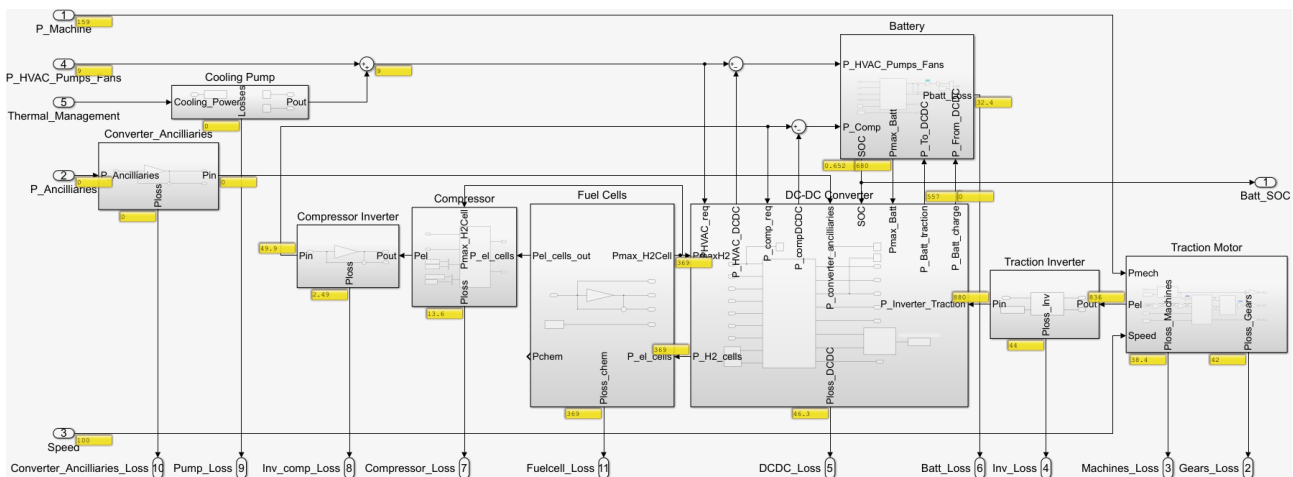
Die simulative Bewertung der untersuchten Topologien unter Verwendung der Grobauslegung und der hier definierten Auslegungskriterien erfolgt in Arbeitspakt 2.2

**Tabelle 2: Auslegungskriterien zur Grobauslegung der Topologien**

Parameter	Kriterium
Maximaler Phasenwinkel	$\varphi_{\max} = 60^\circ$
Streuinduktivität	$L_\sigma = L_{\sigma,\max}$
Stromrippel	$\Delta I = 10\% \cdot I_{DC,\max}$
Spannungsrippel	$\Delta U = 5\% \cdot U_{DC,\max}$

### 2.2.1.1 Überblicksmodell der Powertrain-Architektur

Mithilfe der Anforderungen aus AP1 wurde ein vollständiges Modell der Powertrain-Architektur in Simulink entwickelt. In diesem Modell dienen die Lastprofile der jeweiligen Use Cases als Eingänge, während die Verlustleistungen der einzelnen Systemkomponenten als Ausgänge bereitgestellt werden. Diese Ausgangsgrößen wurden anschließend an AVL übergeben und dienen dort als Eingangsgrößen für die Auslegung des Kühlsystems. Abbildung 6 zeigt das entwickelte Simulink-Modell. Als Rückmeldung vom Thermomanagementsystem soll die benötigte Kühlleistung berechnet werden, die von der Kühlpumpe erbracht werden muss. Das Modell ermöglicht adaptierbare Parameter, die für alle Use Cases verwendet werden können. Für das Kommunalfahrzeug (Use Case 2) müssen jedoch ebenfalls Änderungen am Modell vorgenommen werden. Dies liegt daran, dass für das Kommunalfahrzeug der Kompressor und die Nebenaggregate vom Umrichterport des DC-DC-Wandlers versorgt werden, während diese für die anderen beiden Use Cases auf der Batterieseite definiert sind.



**Abbildung 6: Powertrain-Architektur**

Die Lastprofile wurden in AP1 definiert (geliefert von GreenING) als mechanische Leistung des Fahrzeugs sowie Geschwindigkeit in km/h für jedes Use Case. Abbildung 7 zeigt exemplarisch das verwendete Lastprofil des Löschfahrzeugs eines Flughafens (Use Case 3). Für dieses Lastprofil wurde angenommen, dass das Fahrzeug zunächst mit voller Beschleunigung (maximalem Drehmoment) bis zur Nenngeschwindigkeit fährt. Anschließend bremst das Fahrzeug ab (unter Nutzung der elektrischen Maschine als Generator), bevor die Löschpumpe am Flugzeug eingesetzt

wird. Danach kehrt das Fahrzeug zurück, um Wasser bzw. Löschmittel nachzufüllen, und fährt anschließend erneut zum brennenden Flugzeug – jeweils mit dem gleichen Fahrverhalten.

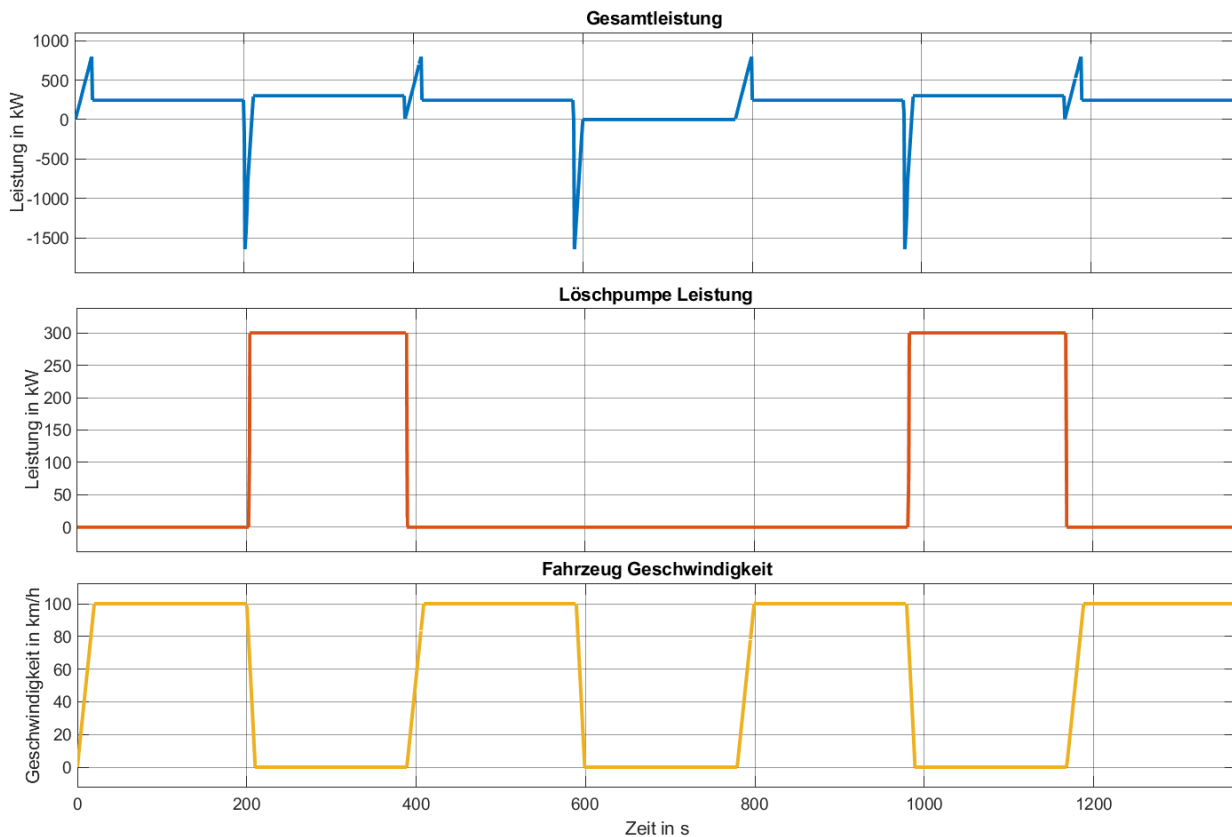


Abbildung 7: Lastprofil des Löschfahrzeugs (Use Case 3) bei einem Flugzeugbrand

Mit dem in AP1 definierten Übersetzungsverhältnis des Getriebes wurden Drehzahl und Drehmoment an den elektrischen Maschinen ermittelt. Auf Basis der mechanischen Leistung und Geschwindigkeit des Fahrzeugs, die für jeden Zeitschritt der Simulation vorgegeben sind, werden diese Größen im Modell dynamisch berechnet. Zusammen mit den von MACCON gelieferten Verlustkennfeldern als Funktion von Drehzahl und Drehmoment wurden sowohl die Verluste an der Maschine als auch die erforderliche Leistung des Umrichters bestimmt. Abbildung 8 zeigt exemplarisch das Verlustmodell der elektrischen Maschine. Dabei wird auch das maximale Drehmoment berücksichtigt, da die Bremsleistung teilweise größer als die tatsächliche Leistungsgrenze der Maschine ist. Es wurde angenommen, dass die elektrische Bremse (generatorischer Betrieb der Maschine) priorisiert wird und die mechanischen Bremsen nur dann zum Einsatz kommen, wenn die geforderte Bremsleistung die maximale Rückspeiseleistung der Maschine übersteigt. Zur Vermeidung einer Division durch null bei der Berechnung von Leistung und Drehzahl wird eine MATLAB-Funktion verwendet.

Die übrigen Komponenten im System aus Abbildung 6, benötigen als Eingang die jeweils von der nächsten Komponente geforderte Leistung. Das heißt, der Umrichter erhält als Eingang die benötigte Leistung der elektrischen Maschine. Mithilfe dieser Leistung und dem Wirkungsgrad des Umrichters wird anschließend die erforderliche Leistung für den DC-DC-Wandler bestimmt. Im Wandler-Block wird mithilfe einer MATLAB-Funktion und basierend auf dem Wirkungsgrad des Wandlers aufgeteilt, wie viel Leistung von der Batterie und wie viel von den Brennstoffzellen bereitgestellt wird. Dabei haben die Brennstoffzellen Priorität; nur wenn die geforderte Leistung deren maximale Ausgangsleistung übersteigt, liefert die Batterie die verbleibende Leistung. Die Wirkungsgrade des

Umrichters und des DC-DC-Wandlers wurden zunächst als konstant definiert. In AP2 wurde dann ein detaillierteres Modell mit Lookup-Tabellen (LUTs) entwickelt. Die Verluste der Batterie und der Brennstoffzellen werden mit einem konstanten Wirkungsgrad berechnet.

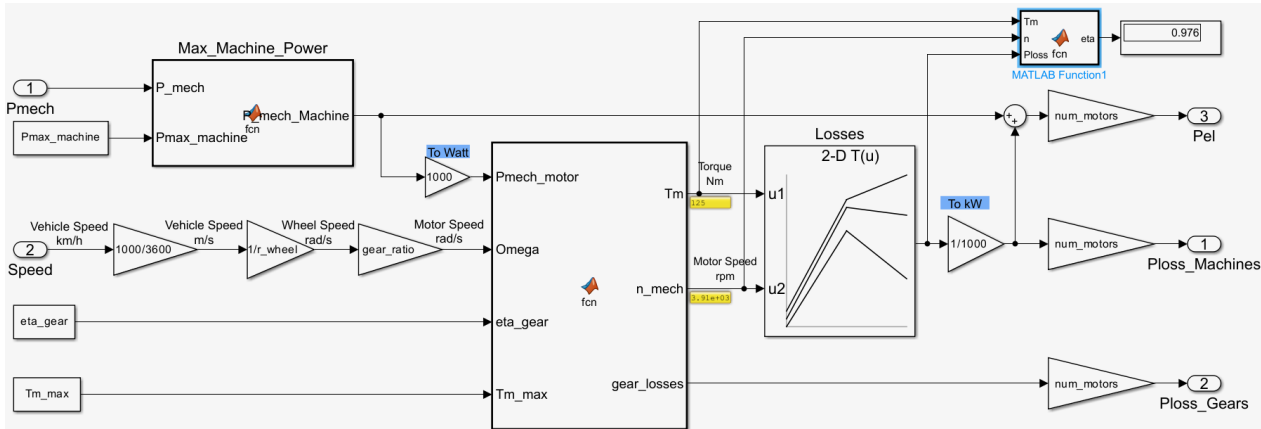
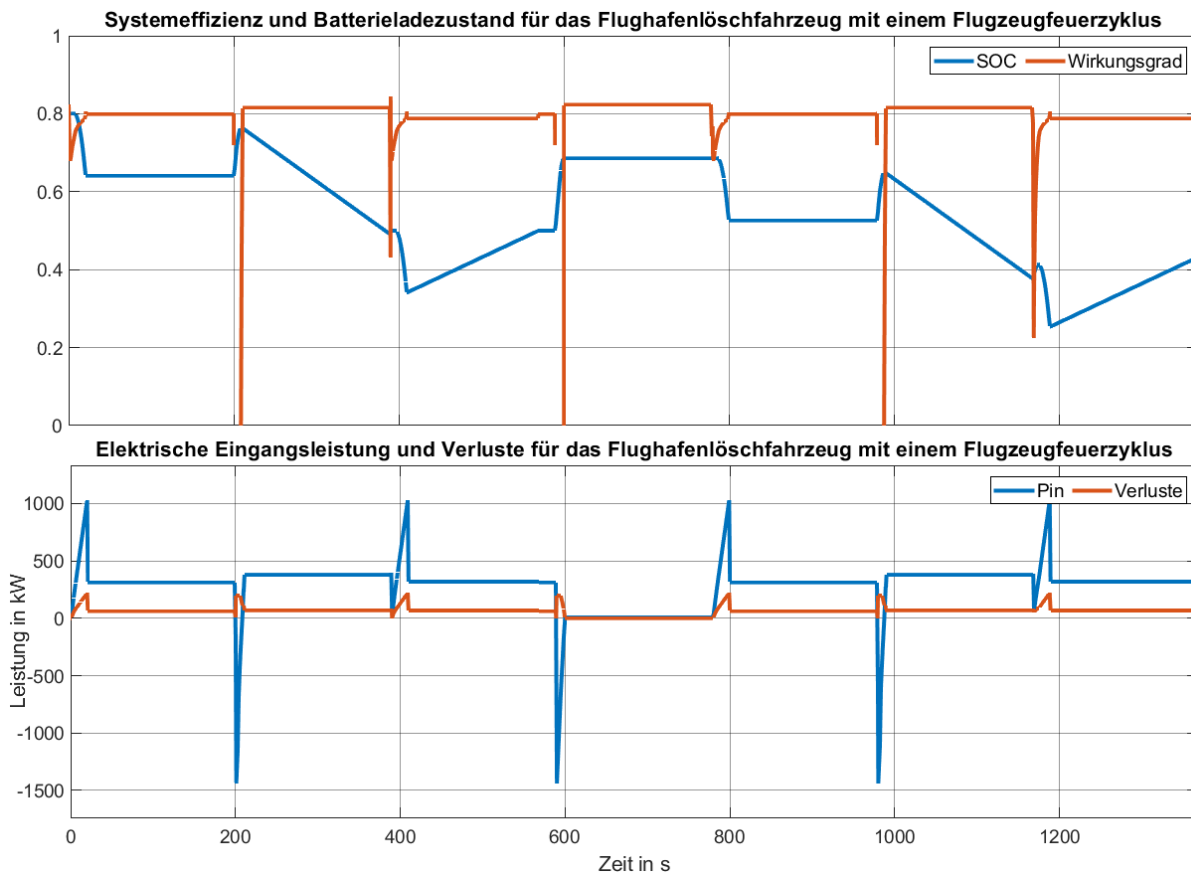


Abbildung 8: Verlustmodell der elektrischen Maschine

Für den Kompressor wurde die erforderliche Leistung durch ein lineares Näherungsmodell bestimmt, basierend auf der Leistung im Leerlaufbetrieb der Brennstoffzellen bis hin zur maximalen Leistung der Brennstoffzellen (entsprechend der Nennkompressorleistung). Der Wirkungsgrad des Kompressors wurde in diesem Modell als konstant angenommen. Die Wirkungsgrade der anderen Komponenten – nämlich des Kompressormotors, des Umrichters, der Kühlpumpe und der Nebenaggregate (wie der Löschpumpe, Kehrmaschine etc.) – werden ebenfalls als konstant angenommen.

In der ersten Version verwendet das Modell konstante Werte für die Effizienz der verschiedenen Komponenten, die im Arbeitspaket 4 weiter ausgearbeitet werden. Das Modell erlaubt adaptierbare Parameter, die sowohl für das Feuerwehrfahrzeug als auch für das Vorfeldfahrzeug verwendet werden können. Für das Kommunalfahrzeug müssen ebenfalls Änderungen am Modell vorgenommen werden. Dies liegt daran, dass für das Kommunalfahrzeug der Kompressor und die Nebenaggregate am Traktionsport des DC-DC-Wandlers versorgt werden, während diese für die anderen beiden Use Cases auf der Batterieseite definiert werden. Sobald weitere Komponenten definiert sind, werden diese im Modell ebenfalls detailliert berücksichtigt.

Die Ergebnisse unter Berücksichtigung des Lastprofils im Modell des Löschfahrzeugs sind in Abbildung 9 dargestellt. Mithilfe des Modells und des Lastprofils ist es möglich, verschiedene Batteriegrößen zu bewerten. Bei einer Batteriegröße von 8 kWh (in etwa vergleichbar mit der Batterie eines Hybridfahrzeugs) kann ein Ladezustand (SOC) zwischen 20 % und 80 % aufrechterhalten werden, wie im oberen Diagramm in Abbildung 9 gezeigt. Die Ergebnisse aus Abbildung 9 zeigen auch, dass der Gesamtwirkungsgrad des Systems, ohne die Verluste durch die chemische Reaktion in den Brennstoffzellen, also nur unter Berücksichtigung der mechanischen und elektrischen Verluste, bei etwa 80 % liegt. Unter den definierten Anforderungen des Löschfahrzeugs können die Brennstoffzellen die Systemleistung nicht vollständig abdecken, wenn die Löschpumpe mit 300 kW betrieben wird und keine Antriebsleistung erforderlich ist. Unter den gegebenen Annahmen und dem vereinfachten Kompressormodell werden in diesem Fall 40 kW zusätzlich aus der Batterie bezogen. Das bedeutet, dass im Gebäudebrandbetrieb (stundenlanger Einsatz, bei dem das Löschfahrzeug an eine externe Wasserquelle angeschlossen ist) die Leistung der Pumpe um etwa 10 % reduziert werden sollte.



**Abbildung 9: Systemwirkungsgrad, Batterieladezustand, mechanische Leistung und Verluste des Löschfahrzeugs während des Betriebs eines Flugzeugbrandes**

### 2.2.1.2 Detaillierte Modelle der Hauptkomponenten des Antriebsstrangs

Zusätzlich zum Gesamtsystemmodell wurden drei Modelle der Hauptkomponenten des Antriebsstrangs entwickelt, nämlich des DC-DC-Wandlers, des Umrichters und der elektrischen Maschine. Diese Modelle ermöglichen eine detailliertere Untersuchung der Verluste in den genannten Komponenten bei unterschiedlichen Modulationsstrategien und Zwischenkreisspannungen.

Zunächst wurde ein detailliertes, auf Lookup-Tabellen (LUTs) basierendes Modell der elektrischen Maschine mithilfe von Finite-Elemente-Analysen (FEA) entwickelt und einem vereinfachten LUT-basierten Modell gegenübergestellt, das ebenfalls auf FEA-Daten basiert, jedoch mit geringerem Simulationsaufwand auskommt. Anschließend wurde ein Simulink-Modell implementiert, das das LUT-Modell der Maschine sowie den Umrichter umfasst. In diesem Modell wurden zwei Modulationsstrategien umgesetzt: Raumzeiger-Modulation (SVPWM) im geschlossenen Regelkreis als feldorientierte Regelung (FOC) sowie Blocktaktung-Modulation (Six-Step) im offenen Regelkreis, bei der die erforderliche Spannung zur Erzeugung des gewünschten Stroms direkt berechnet wird. In diesem Simulink-Modell, das zusammen mit dem PLECS-Blockset erstellt wurde, wurden die Umrichterverluste bestimmt. Zur Analyse der Verluste im DC-DC-Wandler bei beiden Modulationsstrategien wurde das Wandler-Modell in Simulink von AP2.2 erweitert.

#### 2.2.1.2.1 Modell der elektrischen Maschinen

Die im Projekt SkalTABS verwendete elektrische Maschine ist eine permanenterrregte Synchronmaschine (PMSM). Das elektrische Modell einer PMSM mit gleichmäßig verteilten  $n$ -Phasen kann in der  $\alpha\beta$ -Raumzeigerdarstellung abgebildet werden. Dies erfolgt durch die

Vereinfachung des  $n \times n$ -Gleichungssystems zu einem  $2 \times 2$ -System mittels der Clarke-Transformation:

$$\vec{u}_s^{\alpha\beta} = R_s \vec{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{d\vec{\psi}_s^{\alpha\beta}}{dt} \quad , \quad (1)$$

wobei  $R_s$  für den Statorwiderstand,  $\vec{i}_s^{\alpha\beta}$  für den Statorstrom und  $\vec{\psi}_s^{\alpha\beta}$  für die Statorflussverkettung stehen. Darüber hinaus ergibt sich die Statorflussverkettung einer PMSM wie folgt:

$$\vec{\psi}_s^{\alpha\beta} = \mathbf{L}_s \vec{i}_s^{\alpha\beta} + \vec{\psi}_f^{\alpha\beta} \quad , \quad (2)$$

wobei  $\mathbf{L}_s$  die Matrix der Statorinduktivitäten im  $\alpha\beta$ -Bezugsrahmen darstellt und  $\vec{\psi}_f^{\alpha\beta}$  die Erregerflussverkettung bezeichnet. In einer PMSM entspricht  $\vec{\psi}_f^{\alpha\beta}$  dem von den Rotorpermanentmagneten erzeugten magnetischen Fluss, der mit den Statorwicklungen verkettet ist. Gleichung (2) kann in ihre  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten aufgeteilt und in Matrixform wie folgt dargestellt werden:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s,\alpha} \\ \psi_{s,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,\alpha} \\ i_{s,\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{f,\alpha} \\ \psi_{f,\beta} \end{bmatrix} \quad . \quad (3)$$

Um eine PMSM präzise zu modellieren, müssen die Sättigungseigenschaften der magnetischen Materialien berücksichtigt werden. Das bedeutet, dass sowohl die Flussverkettung als auch die Induktivitäten vom Statorstrom abhängen. Ebenso müssen zur Berücksichtigung der räumlichen Harmonischen die Abhängigkeiten dieser Parameter von der elektrischen Rotorposition einbezogen werden. Somit sind sowohl die Induktivitäten als auch die Erregerflussverkettung Funktionen des Statorstroms und der Rotorposition. Zur Erweiterung der Gleichung (1) müssen daher die entsprechenden partiellen Ableitungen berücksichtigt werden:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{s,\alpha}}{dt} &= \left( \frac{\partial L_{\alpha\alpha}}{\partial i_\alpha} i_\alpha + L_{\alpha\alpha} + \frac{\partial \psi_{f,\alpha}}{\partial i_\alpha} \right) \frac{di_\alpha}{dt} + \left( \frac{\partial L_{\alpha\beta}}{\partial i_\beta} i_\beta + L_{\alpha\beta} + \frac{\partial \psi_{f,\alpha}}{\partial i_\beta} \right) \frac{di_\beta}{dt} + \left( i_\alpha \frac{\partial L_{\alpha\alpha}}{\partial \theta_{el}} + i_\beta \frac{\partial L_{\alpha\beta}}{\partial \theta_{el}} + \frac{\partial \psi_{f,\alpha}}{\partial \theta_{el}} \right) \omega_s \\ \frac{d\psi_{s,\beta}}{dt} &= \left( \frac{\partial L_{\beta\beta}}{\partial i_\beta} i_\beta + L_{\beta\beta} + \frac{\partial \psi_{f,\beta}}{\partial i_\beta} \right) \frac{di_\beta}{dt} + \left( \frac{\partial L_{\beta\alpha}}{\partial i_\alpha} i_\alpha + L_{\beta\alpha} + \frac{\partial \psi_{f,\beta}}{\partial i_\alpha} \right) \frac{di_\alpha}{dt} + \left( i_\alpha \frac{\partial L_{\alpha\alpha}}{\partial \theta_{el}} + i_\beta \frac{\partial L_{\alpha\beta}}{\partial \theta_{el}} + \frac{\partial \psi_{f,\alpha}}{\partial \theta_{el}} \right) \omega_s \end{aligned} \quad . \quad (4)$$

Die partielle Ableitung der Flussverkettung nach dem Strom  $\frac{\partial \psi}{\partial i}$  stellt die sogenannte inkrementelle Induktivität ( $l$ ) dar, da sie der Steigung (bzw. der Tangente) der Flussverkettung-Strom-Kennlinie entspricht, wie in Abbildung 10 dargestellt. Wenn die Quelle des Magnetflusses nur aus einer Spule oder einem Spulensatz besteht, ergibt diese partielle Ableitung:  $\frac{\partial \psi}{\partial i} = \frac{\partial L}{\partial i} i + L = l$ . Mit dem verketteten Feldfluss  $\psi_f$ , der durch die Magneten im Rotor erzeugt wird, und den Nichtlinearitäten der magnetischen Materialien, wird die Flussverkettung des Magnetfelds ebenfalls von den Statorströmen beeinflusst:  $\frac{\partial \psi}{\partial i} = \frac{\partial L}{\partial i} i + L + \frac{\partial \psi_f}{\partial i} = l'$ . Dieser Parameter wurde als „scheinbare inkrementelle Induktivität“  $l'$  bezeichnet, da es sich um die Induktivität handelt, die man berechnen würde, wenn ein rechteckiger Spannungspuls angelegt und der Strom gemessen wird. Sie enthält den Effekt der Flussverkettung des Feldes, der in den Messungen nicht getrennt werden kann. Gleichung (4) kann anschließend in Gleichung (1) eingesetzt und mithilfe des Parameters  $l'$  in Matrixform kompakter geschrieben werden:

$$\begin{bmatrix} u_{s,\alpha} \\ u_{s,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l'_{\alpha\alpha} & l'_{\alpha\beta} \\ l'_{\beta\alpha} & l'_{\beta\beta} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{\alpha\alpha}}{\partial \theta_{el}} & \frac{\partial L_{\alpha\beta}}{\partial \theta_{el}} \\ \frac{\partial L_{\beta\alpha}}{\partial \theta_{el}} & \frac{\partial L_{\beta\beta}}{\partial \theta_{el}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_{f,\alpha}}{\partial \theta_{el}} \\ \frac{\partial \psi_{f,\beta}}{\partial \theta_{el}} \end{bmatrix} \quad . \quad (5)$$

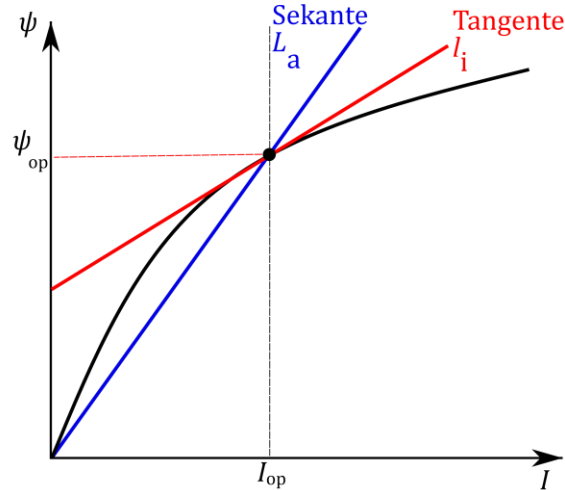


Abbildung 10: Absolute und inkrementelle Induktivität

Um eine PMSM genau zu modellieren, reicht es aus, die Parameter der Matrizen in Gleichung (5) durch FEAs als Funktion von Strom und Position zu bestimmen. Dies wurde in der projektbezogenen Veröffentlichung **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** verifiziert. In **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** wurde dies jedoch in einem rotierenden dq-Bezugsrahmen durchgeführt, was einen Vergleich mit einem vereinfachten Modell einer PMSM ermöglicht. Die Transformation eines beliebigen Raumvektors in den dq-Bezugsrahmen erfordert das Hinzufügen der elektrischen Rotorposition,  $\theta_{el}$ , zu den Vektoren im  $\alpha\beta$ -Rahmen. Dies ist äquivalent dazu, jeden Vektor in der Raumvektornotation mit  $e^{j\theta_{el}}$  zu multiplizieren. So wird Gleichung (1) zu:

$$\vec{u}_s^{dq} e^{j\theta_{el}} = R_s \vec{i}_s^{dq} e^{j\theta_{el}} + \frac{d(\vec{\psi}_s^{dq} \cdot e^{j\theta_{el}})}{dt} \quad (6)$$

Da  $\theta_{el}$  eine Funktion der Zeit ist, entstehen zwei Terme aus der Ableitung der Flussverkeftung. Eine zusätzliche Ableitung von  $\theta_{el}$  ergibt die Winkelgeschwindigkeit des Stators  $\omega_s$ . Da  $e^{j\theta_{el}}$  für alle Terme gemeinsam ist, wird die allgemeine Spannungs-Gleichung im dq-Rahmen zu:

$$\vec{u}_s^{dq} = R_s \vec{i}_s^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_s^{dq}}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} \quad (7)$$

Da (1) und (7) analog zueinander sind, lediglich mit einem zusätzlichen Term in (7), ergibt sich für die Ableitung der Flussverkeftung dieselbe Form der Erweiterung. Dies führt zu:

$$\begin{bmatrix} u_{s,d} \\ u_{s,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l'_{dd} & l'_{dq} \\ l'_{qd} & l'_{qq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{dd}}{\partial \theta_{el}} & \frac{\partial L_{dq}}{\partial \theta_{el}} \\ \frac{\partial L_{qd}}{\partial \theta_{el}} & \frac{\partial L_{qq}}{\partial \theta_{el}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_{f,d}}{\partial \theta_{el}} \\ \frac{\partial \psi_{f,q}}{\partial \theta_{el}} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} -\psi_{s,q} \\ \psi_{s,d} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

wobei die Komponenten der gesamten Statorflussverkeftung analog zu Gleichung (3) definiert sind:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s,d} \\ \psi_{s,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,d} \\ i_{s,q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{f,d} \\ \psi_{f,q} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Die Terme  $\omega_s \begin{bmatrix} -\psi_{s,q} \\ \psi_{s,d} \end{bmatrix}$  von Gleichung (8) enthalten die Grundharmonische der gesamten Statorflussverkeftung, die die dominanten Terme in der Spannungsgleichung für die PMSM sind. Wie in **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** gezeigt, lassen sich die Komponenten der gesamten Flussverkeftung mithilfe von FEAs für diskrete Kombinationen von  $i_d$  und  $i_q$  über eine

elektrische Periode bestimmen:  $\psi_{s,d}(i_d, i_q, \theta_{el})$  und  $\psi_{s,q}(i_d, i_q, \theta_{el})$ . Im vereinfachten Modell werden hauptsächlich diese zwei Parameter berücksichtigt, gemittelt über eine elektrische Periode:  $\bar{\psi}_{s,d}$  und  $\bar{\psi}_{s,q}$ . Die Raumharmonischen – also jene Anteile, die sich aus den partiellen Ableitungen nach der Rotorposition ergeben – werden vernachlässigt. Ebenso werden die scheinbaren inkrementellen Induktivitäten nicht explizit berücksichtigt. Stattdessen werden  $L_d$  und  $L_q$  mithilfe des Ansatzes aus **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** und **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** aus der gesamten Statorflussverkettung angenähert. Dabei werden sowohl die Koppelinduktivitäten  $L_{dq}$  und  $L_{qd}$  in Gleichung (9) als auch die die q-Achse Feldflussverkettung  $\psi_{f,q}$  vernachlässigt:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s,d} \\ \psi_{s,q} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,d} \\ i_{s,q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Mit den vorherigen Annäherungen kann  $L_q$  direkt aus Gleichung (10) berechnet werden:

$$L_q = \frac{\psi_{s,q}}{i_q} \quad (11)$$

Mit dem Ansatz aus **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** und **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** wird die Feldflussverkettung als Funktion von  $i_q$  approximiert:  $\psi_f(i_q)$ , und somit gilt  $\psi_f \cong \bar{\psi}_{s,d}(0, i_q)$ . Diese Annahme ermöglicht die Berechnung der Induktivität  $L_d$  aus der d-Komponente in Gleichung (10) für das vereinfachte Modell:

$$L_d = \frac{\bar{\psi}_{s,d}(i_d, i_q) - \bar{\psi}_{s,d}(0, i_q)}{i_d} \quad (12)$$

Die vorherigen Annäherungen ermöglichen es, die vereinfachte Spannungsgleichung einer PMSM wie folgt zu formulieren:

$$\begin{bmatrix} u_{s,d} \\ u_{s,q} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} -\psi_{s,q} \\ \psi_{s,d} \end{bmatrix} \quad (13)$$

In einer früheren projektbezogenen Veröffentlichung **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.**, wurden die Parameter aus Gleichung (10) – nämlich  $L_d$ ,  $L_q$  und  $\psi_f$  mit bzw.  $L_{dd}$ ,  $L_{qq}$  und  $\psi_{f,d}$  – miteinander verglichen. Dabei wurde gezeigt, dass diese Annäherungen zu relativen Abweichungen von über 30 % führen können. Es wurde ebenfalls gezeigt, dass obwohl  $\psi_{f,q}$ ,  $L_{dq}$  und  $L_{qd}$  kleiner als die anderen Parameter sind, sie nicht zwingend vernachlässigt werden können. In bestimmten Bereichen von  $i_d$  und  $i_q$  können sie bis zu 30% der anderen Parameter betragen.

Da die PMSM durch einen spannungsgeführten Wechselrichter (VSI) angetrieben wird, muss die Stromantwort auf eine vorgegebene Eingangsspannung berechnet werden. Entsprechend müssen die Spannungsgleichungen (8) (detailliert) und (13) (vereinfacht) invertiert werden:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} l'_{dd} & l'_{dq} \\ l'_{qd} & l'_{qq} \end{bmatrix}^{-1} \left( \begin{bmatrix} u_{s,d} \\ u_{s,q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \omega_s \begin{bmatrix} -\psi_{s,q} \\ \psi_{s,d} \end{bmatrix} - \omega_s \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{dd}}{\partial \theta_{el}} & \frac{\partial L_{dq}}{\partial \theta_{el}} \\ \frac{\partial L_{qd}}{\partial \theta_{el}} & \frac{\partial L_{qq}}{\partial \theta_{el}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \omega_s \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_{f,d}}{\partial \theta_{el}} \\ \frac{\partial \psi_{f,q}}{\partial \theta_{el}} \end{bmatrix} \right) \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \approx \frac{1}{s} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \left( \begin{bmatrix} u_{s,d} \\ u_{s,q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \omega_s \begin{bmatrix} -\psi_{s,q} \\ \psi_{s,d} \end{bmatrix} \right) \quad (15)$$

Trotz der relativ großen Unterschiede in den Parametern liefert das vereinfachte Modell dennoch gute Ergebnisse bei der Modellierung der Grundharmonischen der PMSM, wie in Abbildung 11 dargestellt. Die beiden Diagramme von Abbildung 11 zeigen den Vergleich der resultierenden  $i_d$ -

und  $i_q$ -Komponenten (Grundfrequenz), wenn dieselben Spannungsmuster – resultierend aus einer in einem Finite-Elemente-(FE)-Modell implementierten FOC – auf die LUT-basierten Modelle (Gleichungen (14) und (15)) angewendet werden. Diese Untersuchung wurde für zwölf verschiedene Betriebspunkte an einer PMSM durchgeführt, die zum ISEA gehört und deren Geometrie bekannt ist.

Die gleiche Vorgehensweise wurde auch mit Blocktaktung durchgeführt, und auch für Blocktaktung führt sowohl das detaillierte als auch das vereinfachte Modell zu guten Ergebnissen in Bezug auf die Grundkomponente des Stroms, wie in Abbildung 12 gezeigt.

Der Grund für die guten Ergebnisse mit dem Vereinfachtes Modell liegt darin, dass der Term  $\omega_s \begin{bmatrix} -\psi_{s,q} \\ \psi_{s,d} \end{bmatrix}$  den dominierenden Beitrag zur Grundharmonischen darstellt, und dieser sowohl im vereinfachten als auch im detaillierten Modell berücksichtigt wird. Solange die gesamte Statorflussverkettung berücksichtigt wird, werden auch die Nichtlinearitäten der magnetischen Materialien in der Grundkomponente erfasst.

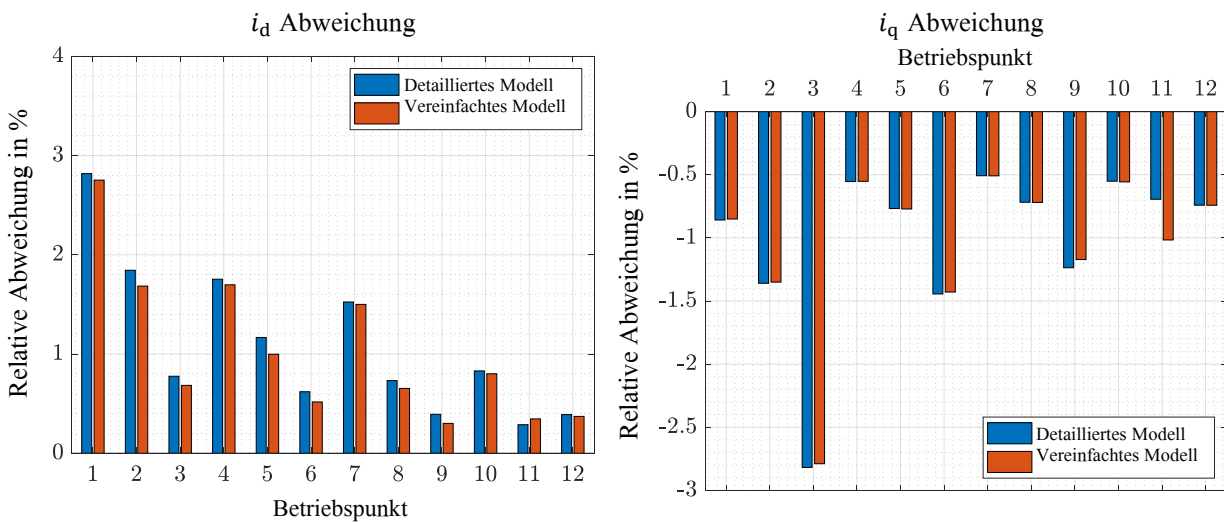
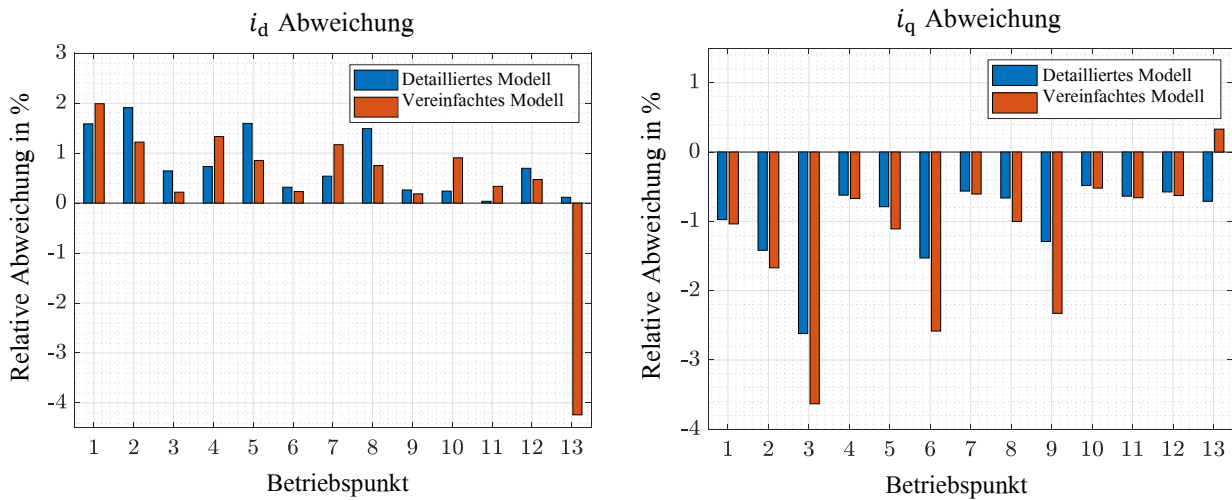
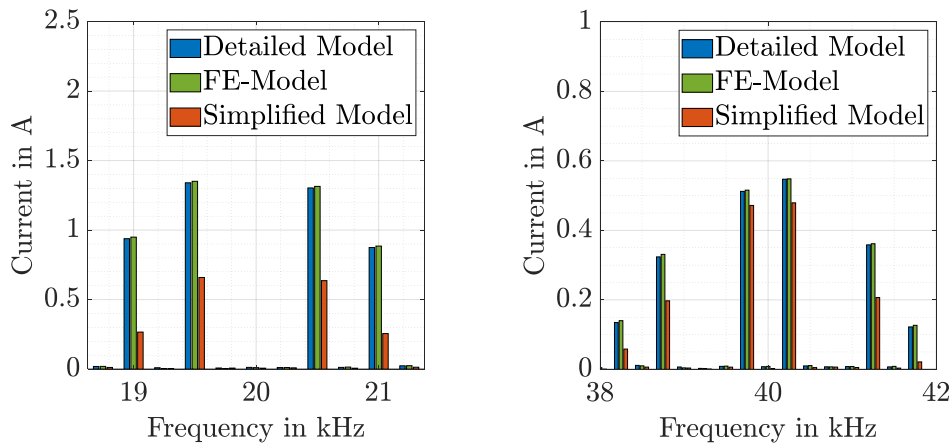


Abbildung 11: Relativer Fehler von  $i_d$  und  $i_q$  im Vergleich zu dem Referenz-FE-Modell für FOC mit SVPWM

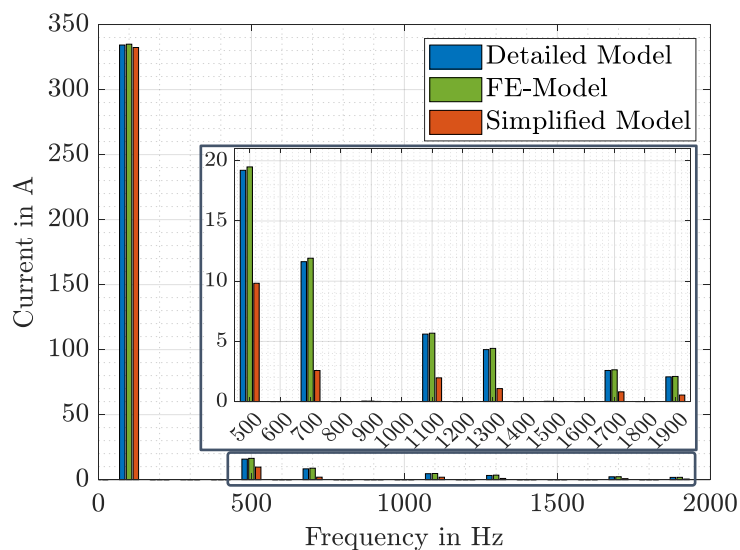


**Abbildung 12: Relativer Fehler von  $i_d$  und  $i_q$  im Vergleich zu dem Referenz-FE-Modell für Blocktaktung**

Das vereinfachte Modell bildet jedoch die Stromüberschwingungen nicht präzise ab, wie in Abbildung 13 für die PWM-bedingten Überschwingungen bei FOC sowie in Abbildung 14 für die dominanten Überschwingungen bei Blocktaktung gezeigt wird.



**Abbildung 13: PWM-Harmonischen bei FOC für einen Beispielbetriebspunkt**

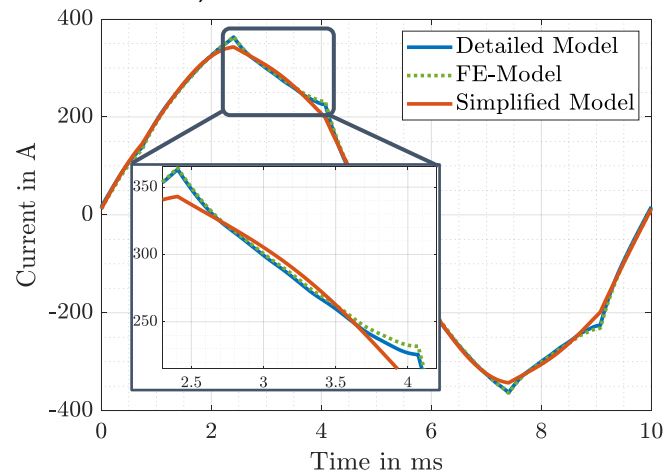


**Abbildung 14: Relevanteren Harmonischen bei Blocktaktung (5., 7., 11., 13., 17., 19.) für einen Beispielbetriebspunkt**

Trotz erheblicher Fehler bei der Berechnung der Stromüberschwingungen mit dem vereinfachten Modell – teils über 50 %, wie in Abbildungen 13 und 14 gezeigt – bleibt die resultierende Stromform dennoch akzeptabel, wie beispielhaft für einen Betriebspunkt mit Blocktaktung in Abbildung 15 dargestellt. Der Grund dafür ist, dass die Grundkomponente sowohl bei SVPWM als auch bei Blocktaktung deutlich größer ist als alle anderen Oberschwingungen. Wenn jedoch eine präzise Verlustanalyse der Oberschwingungen erforderlich ist, sollte die PMSM mit dem detaillierten Modell abgebildet werden.

Es sei auch erwähnt, dass das vereinfachte Modell bei Blocktaktung mit hohen Strömen instabil wurde. Als Gegenmaßnahme wurden die Stromausgaben des Modells auf die maximalen Ströme begrenzt, die bei der Charakterisierung mittels FEM verwendet wurden. Dieser Workaround Modells,

was hier an den höheren Fehlern bei Betriebspunkt 13 in Abbildung 12 (maximales Drehmoment bei der höchsten untersuchten Drehzahl) zu erkennen ist.



**Abbildung 15: Beispielhafte Stromverlaufskurve für einen Betriebspunkt im Blocktaktbetrieb**

Aufgrund von Schutzrechten war es nicht möglich, auf die detaillierte Geometrie der im Projekt SkalTABS verwendeten elektrischen Maschine zuzugreifen, was eine Voraussetzung für die Durchführung der erforderlichen FE-Berechnungen zur Bestimmung der Parameter des detaillierten Modells von Gleichung (14) ist. Diese Parameter setzen zusätzliche Untersuchungen mit der Frozen-Permeability-Methode und mit Strom-Deltas  $\Delta i_d$  und  $\Delta i_q$  voraus, wie in **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.**, **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** und **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** beschrieben. Dennoch stellte MACCON Statorflussverkettungs-LUTs in Abhängigkeit von  $i_d$  und  $i_q$  zur Verfügung, wodurch die Umsetzung des vereinfachten Modells gemäß Gleichung (15) ermöglicht wurde. Aufgrund der Einschränkungen hinsichtlich der Maschinendaten war es ISEA nicht möglich, die Verlustuntersuchungen der elektrischen Maschine durchzuführen. Daher hat MACCON auch die Verlust-LUTs der elektrischen Maschine als Funktion von Drehmoment und Drehzahl zur Verfügung gestellt. Die Implementierung des vereinfachten Modells der elektrischen Maschine (Gleichung (15)) als Blöcke in Simulink ist in Abbildung 16 dargestellt.

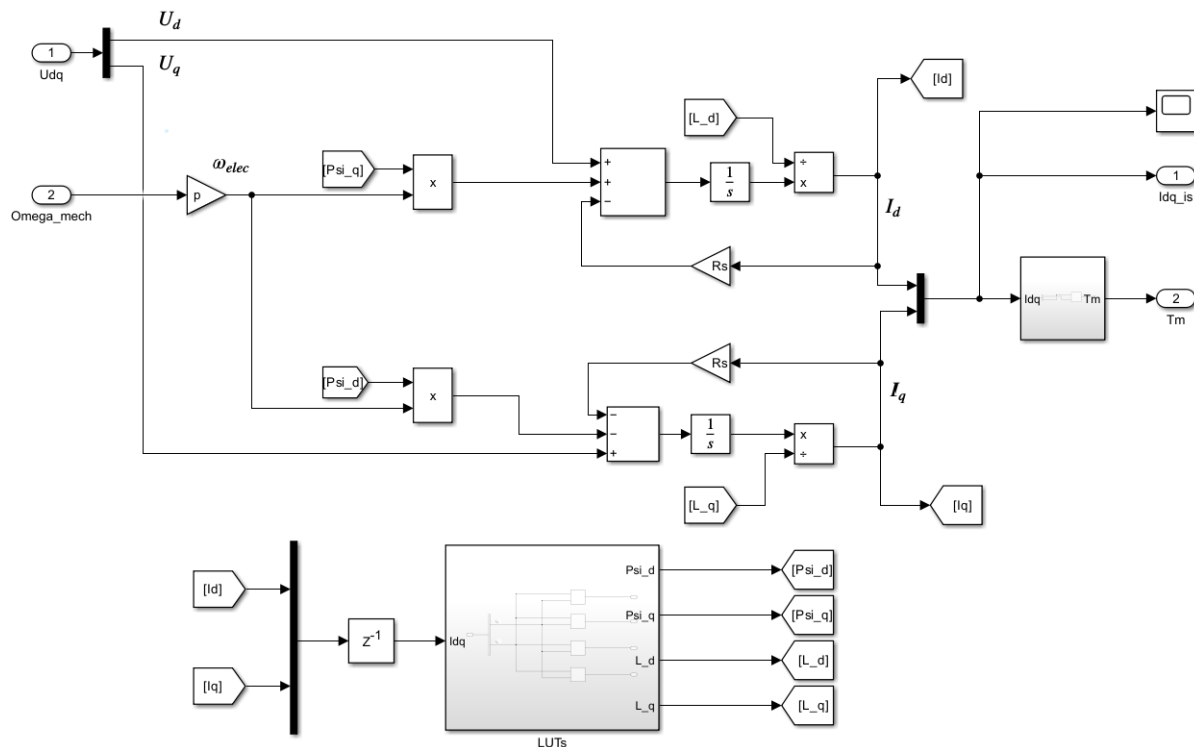


Abbildung 16: Simulink-Blockmodell des vereinfachten elektrischen Maschinenmodells

### 2.2.1.2.2 Modell zur Untersuchung von Ansteuerverfahren des Antriebsumrichters

Die Topologie des Antriebsumrichters ist ein 2-Level-Spannungsquelleumrichter auf SiC-MOSFET-Basis. Ein Modell in PLECS (Abbildung 17) ermöglicht die Untersuchung der Leitungs- und Schaltverluste der Halbleiterschalter sowie der Diodenverluste. Das Modell basiert auf den Verlust-LUTs (Einschaltenergie, Ausschaltenergie, Leitwiderstand), die von den Halbleiterherstellern zur Verfügung gestellt werden.

Das Modell des Umrichters hat als Eingänge die Gate-Signale und die Zwischenkreisspannung, wobei der Multiportwandler eine variable Zwischenkreisspannung ermöglicht. Der Ausgang des Modells ist die dreiphasige Spannung, die an die Maschine angelegt wird. Diese wird später in das dq-Referenzsystem transformiert, das als Eingang für das Modell in Abbildung 16 dient. Der Ausgangsstrom aus Abbildung 16 (im dq-Referenzsystem) dient als Rückkopplungssignal für den Umrichter in den geregelten Stromquellen von Abbildung 17, die vorher in dreiphasige Größen zurücktransformiert wurde. Der Strom in jeder Phase ermöglicht die Berechnung der Verluste jeder Schalterkomponente zu jedem Zeitpunkt der Simulation.

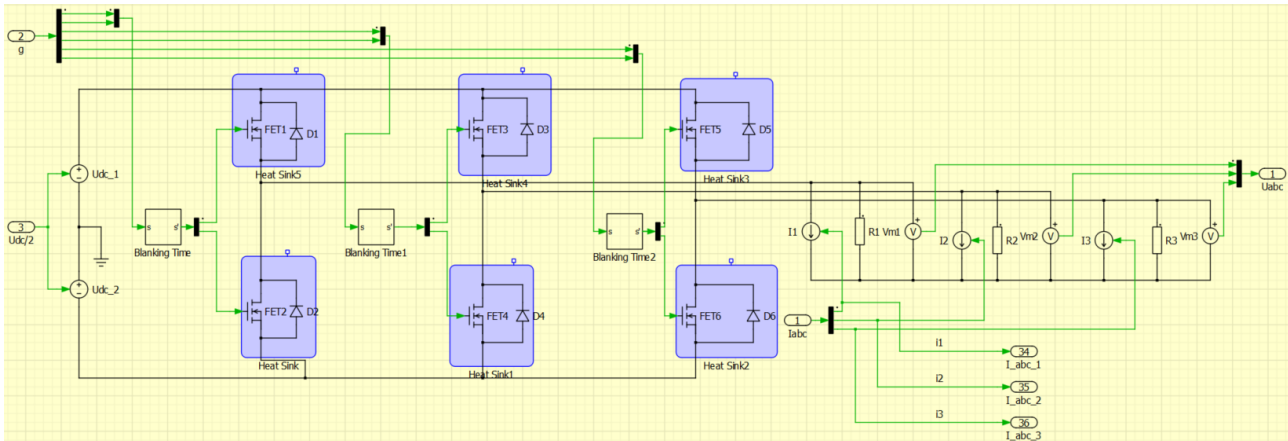
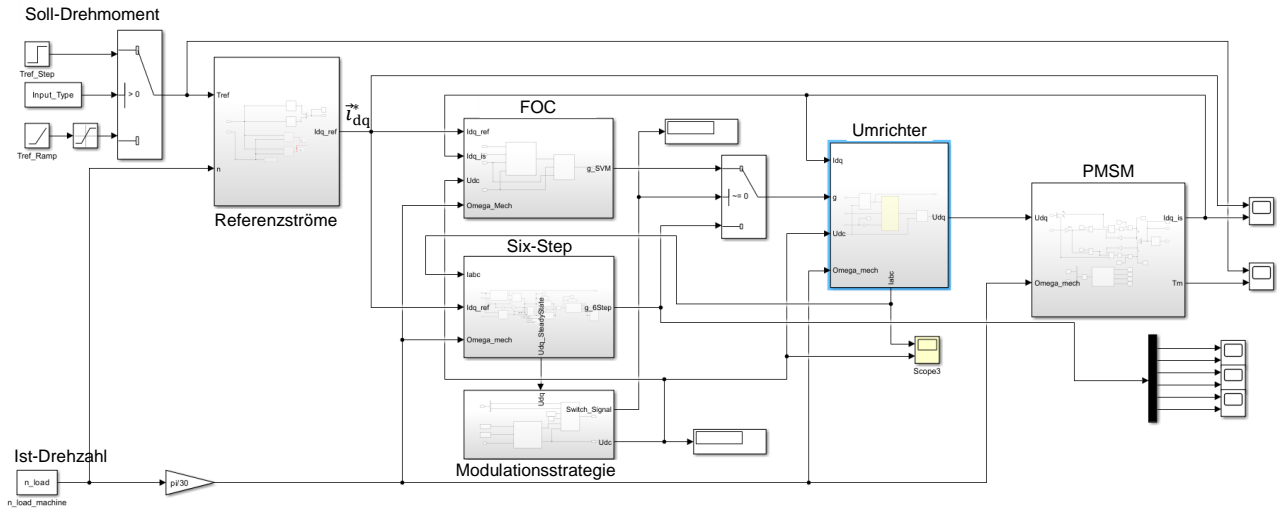


Abbildung 17: Umrichtermodell in PLECS

Im PLECS-Modell sind zusätzlich Widerstände parallel zu den geregelten Stromquellen vorgesehen, wie es für eine stabile Simulation erforderlich ist. Der Wert dieser Widerstände wurde auf Werte im Bereich von Megaohm eingestellt. Die Simulationen haben gezeigt, dass praktisch kein Strom durch diese Widerstände fließt und der Strom ausschließlich zwischen den Phasen (I1, I2 und I3) fließt.

Das Systemmodell mit dem Umrichter und der elektrischen Maschine ist in Abbildung 18 dargestellt. Die Eingänge des Modells sind Drehmoment und Drehzahl, so dass mit diesem Modell sowohl die Transienten der Maschine als auch der Gesamtwirkungsgrad bei unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen und Modulationsstrategien bewertet werden können.

Das FOC-Modul besteht aus einem PI-Stromregler und einem Modulator. Aufgrund der begrenzten Zwischenkreisspannung verfügt der PI-Regler über eine Anti-Windup-Struktur. Die Eingänge des FOC-Blocks sind die Referenz- und Messströme (jeweils im dq-Koordinatensystem) sowie die Drehzahl der Maschine. Aus der Drehzahl und der Polpaarzahl wird durch Integration die elektrische Position bestimmt, wobei die Simulation bei einer Anfangsposition von null startet. Der Ausgang des Reglers ist der Referenzspannungsvektor  $\vec{u}_s^{dq*}$ , der in das Alpha-Beta-Koordinatensystem transformiert wird. Die Referenzspannung in Alpha-Beta  $\vec{u}_s^{\alpha\beta*}$  dient als Eingang für den Modulator, der daraus die Gatesteuersignale für die Halbleiterschalter des Umrichters erzeugt.



**Abbildung 18: Antriebsstrangmodell mit Soll-Drehmoment und Ist-Drehzahl als Eingangssignale**

Im Six-Step-Modul wurde keine Stromregelung implementiert. Stattdessen wurde eine Open-Loop-Strategie verwendet, bei der die erforderliche Spannung  $\vec{u}^{dq*}$  im dq-System durch Einsetzen der Stromsollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  in die stationäre, vereinfachte Spannungsgleichung (aus Gleichung (13) mit Nullsetzung der zeitlichen Ableitungen), unter Berücksichtigung der Statorflussverkettungs-LUTs berechnet wird:

$$\begin{aligned} u_{s,d}^* &= R_s i_d^* - \omega_s \psi_{s,q}(i_d^*, i_q^*) \\ u_{s,q}^* &= R_s i_q^* + \omega_s \psi_{s,d}(i_d^*, i_q^*) \end{aligned} \quad (16)$$

Die erforderliche Spannung im dq-Referenzsystem wird anschließend in das  $\alpha\beta$ -Referenzsystem transformiert, wo die „Nearest Vector“-Strategie angewendet wird, um die Gatesteuersignale für den Umrücher zu bestimmen. Als Beispiel in Abbildung 19 ist der angelegte Spannungsvektor für die gegebene Referenzspannung  $\vec{u}^{dq*}$  zum dargestellten Zeitpunkt  $u_1$ . Wenn sich die Maschine weiter gegen den Uhrzeigersinn dreht, wechselt der angelegte Spannungsvektor bei einem Spannungswinkel  $\vartheta$  von  $30^\circ$  zu  $u_2$ , bei  $90^\circ$  zu  $u_3$  und so weiter; was insgesamt zu sechs Schaltvorgängen pro elektrische Periode führt. Da in Blocktaktung nur die sechs aktiven Spannungsvektoren verwendet werden, muss zur Anpassung der Spannungsamplitude die Zwischenkreisspannung dynamisch angepasst werden (dargestellt durch den variablen Umkreisradius des orangefarbenen Hexagons). Die Grundkomponente einer Blocktakt-Spannungsform beträgt  $U_{dc} \cdot \frac{2}{\pi}$  **Es ist eine ungültige Quelle angegeben..** Dementsprechend lassen sich die erforderliche Zwischenkreisspannung und die dq-Spannungsreferenz wie folgt bestimmen:

$$U_{dc}^{\text{six-step}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{u_{s,d}^{*2} + u_{s,q}^{*2}} \quad (17)$$

$$\vartheta = \arctan\left(\frac{u_{s,q}^*}{u_{s,d}^*}\right) \quad (18)$$

Im Block „Referenzströme“ werden die Stromsollwerte für FOC und Blocktaktung auf Basis von LUTs berechnet. Diese beruhen auf einer von MACCON bereitgestellten Drehmoment-Charakteristik der elektrischen Maschine, welche das Drehmoment  $T_m$  als Funktion der Ströme im rotierenden dq-Referenzrahmen  $T_m(i_d^*, i_q^*)$  beschreibt. Mithilfe eines entwickelten Skripts wurden aus dieser Charakteristik Isolinien des Drehmoments berechnet und daraus der Verlauf des maximalen



Viertelkreis). Die höhere Spannungsausnutzung von Blocktaktung ermöglicht jedoch eine höhere maximale Drehzahl für alle Drehmomentwerte.

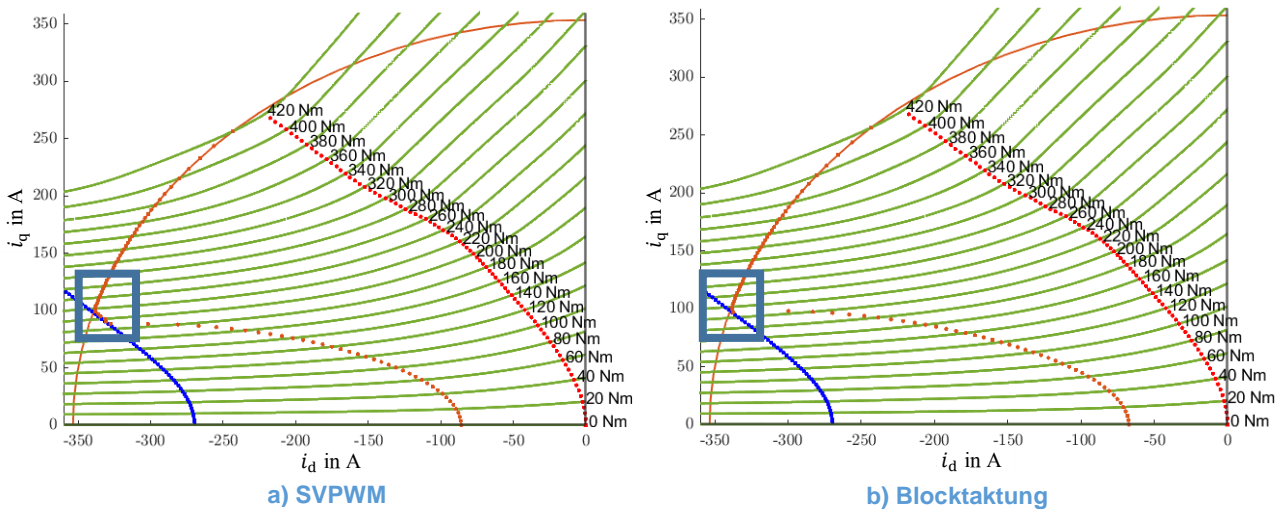


Abbildung 20: Charakterisierung der MACCON-Maschine zur Bestimmung der Stromreferenzen ( $i_d$ ,  $i_q$ ) entlang des gesamten Drehmoment-Drehzahl-Kennfeldes

Abbildung 21 zeigt das resultierende Drehmoment-Drehzahl-Diagramm der elektrischen Maschine sowohl für SVPWM als auch für den Blocktaktungsbetrieb. Es ist zu beobachten, dass bei der Verwendung von Blocktaktung das maximale Drehmoment von 420 Nm bei bis zu 4716 U/min erreicht werden kann, also bei einer um 10,5 % höheren Drehzahl als bei der Verwendung von SVPWM. Insgesamt verschiebt sich die Drehmomentgrenze nach rechts (hin zu höheren Drehzahlen). Hier ist auch zu beobachten, dass das Drehmoment bei der Höchstdrehzahl von 10 000 U/min bei SVPWM auf 185 Nm und bei Blocktaktung auf 205 Nm begrenzt ist (wie bereits in Abbildung 20 gezeigt).

Mit der vorangegangenen Analyse ist es möglich, unter Berücksichtigung aller Grenzwerte, optimale Stromsollwerte für alle Betriebspunkte der Drehmoment-Drehzahl-Kennfelder aus Abbildung 21 zu finden. Die Drehmoment-Drehzahl-Arbeitspunkte dienen als Eingabegröße für das zu entwickelnde Simulink-Modell des Antriebsstrangs.

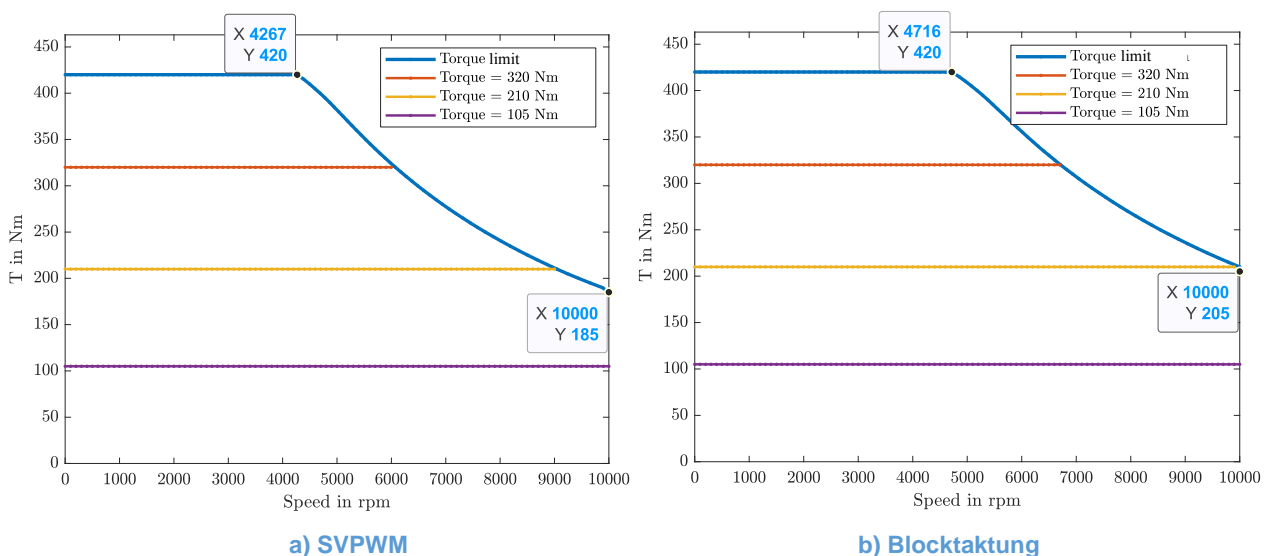
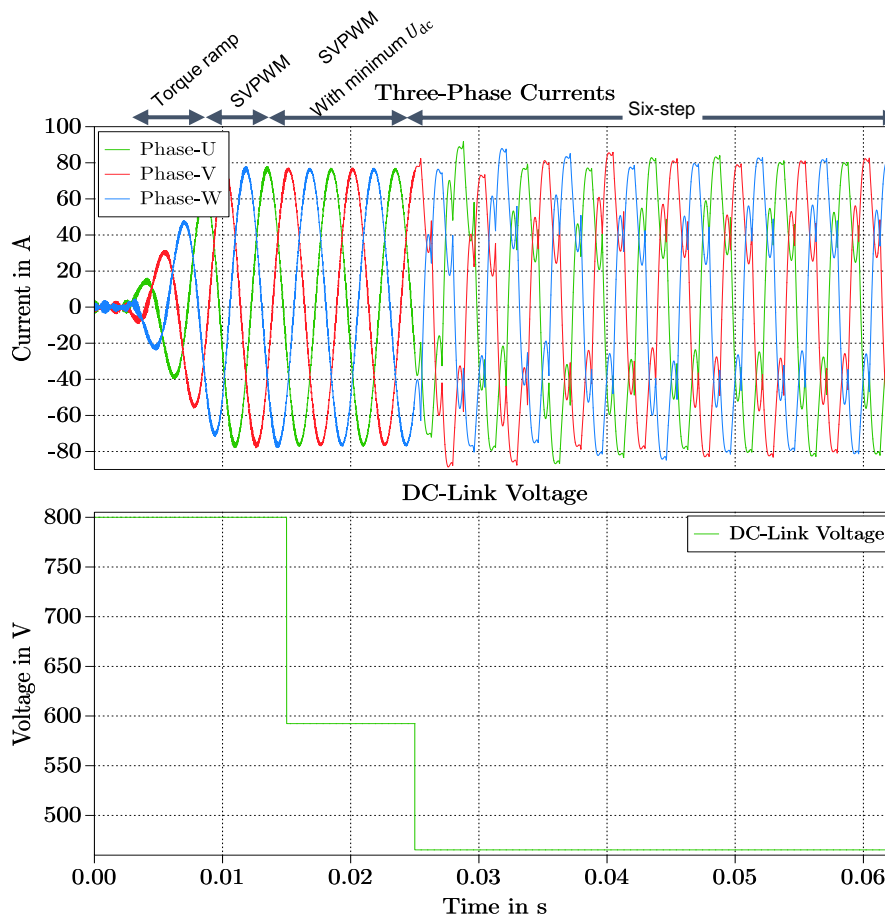


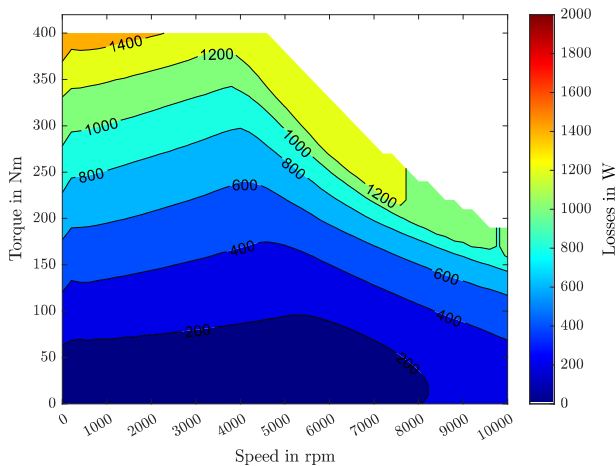
Abbildung 21: Drehmoment-Drehzahl-Diagramm für die MACCON-Maschine von der verarbeiteten Daten

Für die Simulationen von Abbildung 18 wird die elektrische Maschine zunächst mit FOC, die auf SVPWM mit einem PI-Stromregler basiert, bei einer Zwischenkreisspannung von 800 V für mehrere Perioden angetrieben, bis der stationäre Zustand erreicht ist. Zu einem bestimmten Zeitpunkt wird die Zwischenkreisspannung soweit wie möglich abgesenkt ( $|\vec{u}^{dq}|_{\text{SVPWM}}^{\text{max}} = \frac{U_{\text{dc}}}{\sqrt{3}}$ ). Schließlich wird auf Blocktaktung gewechselt und die Spannung erneut abgesenkt  $|\vec{u}^{dq}|_{\text{Six-Step}} = \frac{2}{\pi} U_{\text{dc}}$ . Die Simulation läuft bis zum stationären Zustand der Phasenströme. Für die Umsetzung der Blocktaktung wurde kein Regler implementiert, sondern nur eine Steuerung, in der die erforderlichen Spannungen  $u_d$  und  $u_q$  für den Betriebspunkt berechnet werden und der nächstgelegene Spannungsraumvektor angewendet wird. Abbildung 22 zeigt das implementierte Verfahren in der Simulation. Zur Bewertung der Verluste wurden die Kurvenverläufe der Phasenströme sowie der Leit- und Schaltverluste für eine elektrische Periode nach dem stationären Zustand für jede der drei untersuchten Bedingungen gespeichert. Dies erfolgte in Schritten von 500 U/min und 20 Nm, um die Verluste des Wechselrichters für das gesamte Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld der elektrischen Maschine zu analysieren.

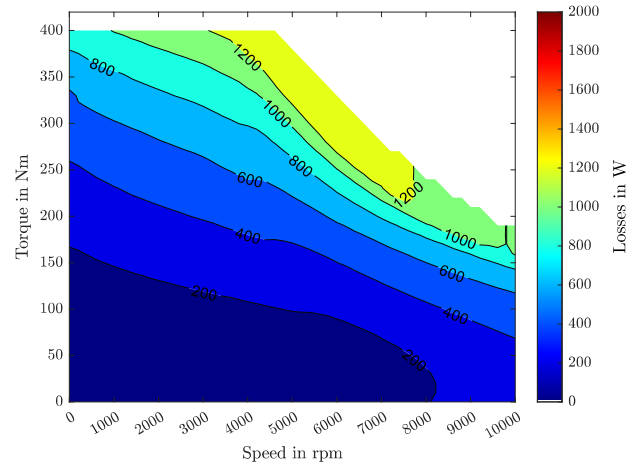


**Abbildung 22: Simulierte Stromkurven mit der Strategie, zur Bewertung des Wirkungsgrads des Umrichters unter den drei Bedingungen: SVPWM mit 800 V, SVPWM mit minimal möglicher Spannung und Blocktaktung**

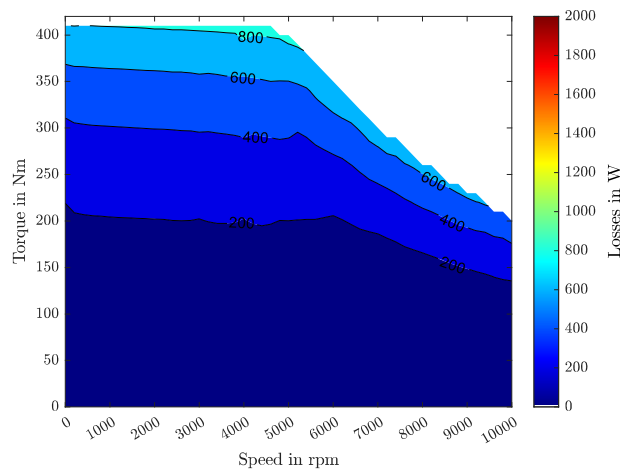
Abbildung 23 zeigt die resultierenden Verluste am Umrichter für das gesamte Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld der PMSM unter den drei untersuchten Bedingungen (SVPWM mit 800 V, SVPWM mit minimal möglicher Spannung und Blocktaktung). Für SVPWM wurde eine Schaltfrequenz von 20 kHz verwendet und die Simulationen wurden mit einer konstanten Sperrschichttemperatur der Halbleiter von 60°C durchgeführt.



a) SVPWM mit 800V Zwischenkreisspannung



b) SVPWM mit minimal möglicher Zwischenkreisspannung



c) Blocktaktung

**Abbildung 23: Simulierte Umrichter-Gesamtverluste für die drei untersuchten Strategien für das vollständige Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld der elektrischen Maschine**

Vergleicht man SVPWM (mit minimal möglicher Zwischenkreisspannung) mit Six-Step, so ist festzustellen, dass unter 2000 U/min die Verluste zwischen den beiden Strategien recht ähnlich sind, insbesondere bei hohen Drehmomentwerten. Bei über 2000 U/min ist die Blocktaktung jedoch eindeutig zur Reduzierung der Verluste überlegen. Insbesondere in Feldschwächung, wo die Verluste bei Blocktaktung im Vergleich zur SVPWM nur etwa halb so hoch sind. Die vernachlässigbaren Schaltverluste von Six-Step in Kombination mit der besseren Spannungsausnutzung führen zu diesem deutlichen Unterschied.

Obwohl Blocktaktung zu einer erheblichen Verlustreduzierung am Umrichter führen kann, muss die Auswirkung der Stromüberschwingungen (vor allem der 5. und 7. Harmonischen) weiter untersucht werden. Da das bereitgestellte Modell der PMSM in dq-Rahmen erstellt wurde, ist es nicht möglich, die Stromreaktion für einen angelegten Spannungsvektor in Blocktaktung mit hoher Genauigkeit zu modellieren. Um die Ergebnisse besser bewerten zu können, werden in AP 5 Messungen an einem Prüfstand mit einer Testmaschine durchgeführt, deren Geometrie bekannt ist.

## 2.2.2 AP2.2: Simulative Bewertung, Konzeptauswahl und Detaillierung Komponentenanforderungen

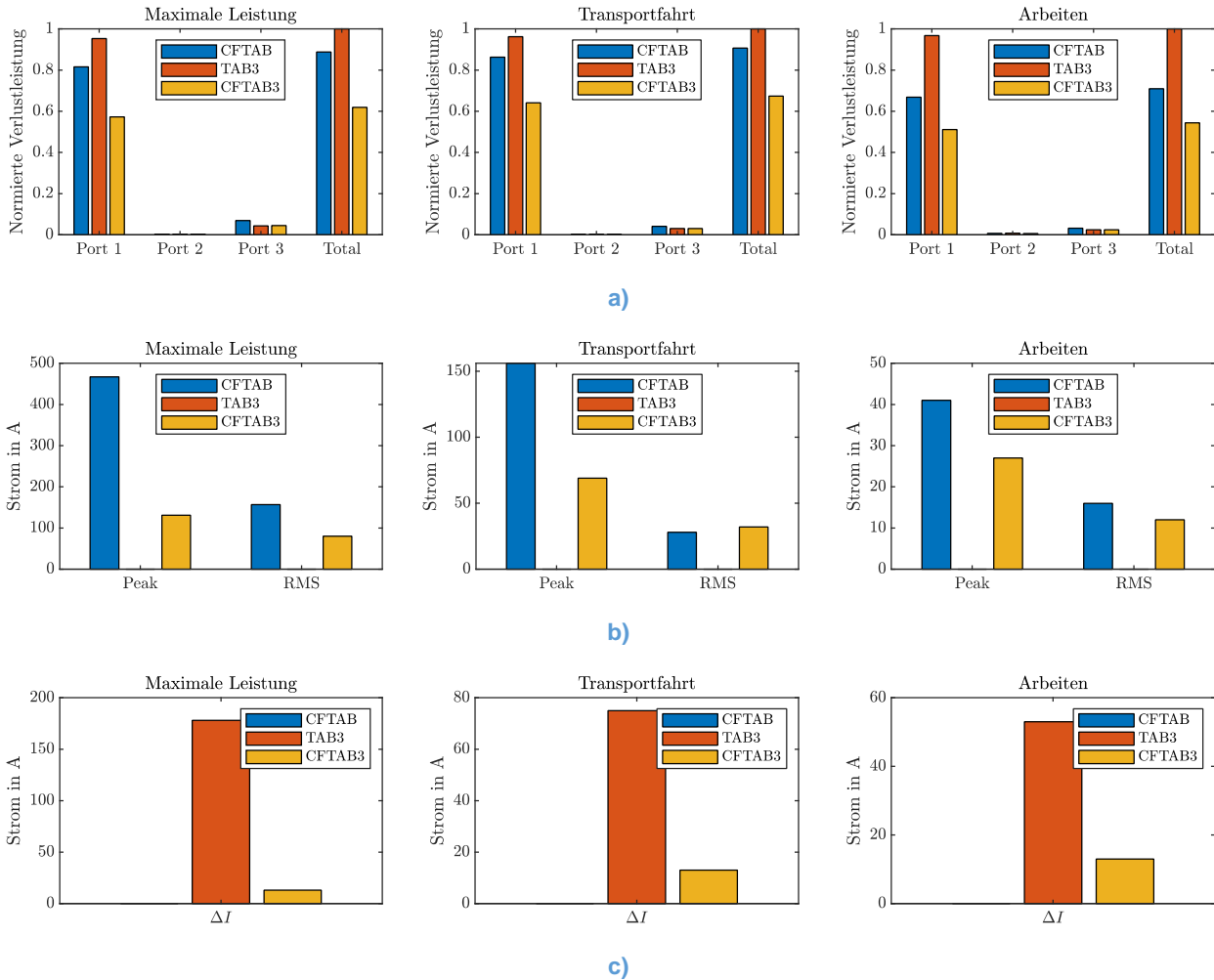
Für die simulative Bewertung der drei untersuchten Topologien des Multiport-DC-DC-Wandlers wird die in AP2.1 beschriebene Grobauslegung auf Basis der erläuterten Auslegungskriterien aus Tabelle 2 herangezogen und ein Vergleich für die drei in Tabelle 1 definierten Arbeitspunkte „maximale Leistung“, „Transportfahrt“ und „Arbeitsfahrt“ durchgeführt. Die Topologien werden dabei, wie in Abbildung 24 dargestellt, mit Blick auf die Verlustleistung, die Strombelastung der Kondensatoren und den Stromrippel in der Brennstoffzelle verglichen.

Der Vergleich der Verlustleistungen ist in Abbildung 24a) dargestellt. Da die Simulationsmodelle der Topologien zu diesem Zeitpunkt die Verlustleistung nur rudimentär abbilden und die Werte daher voraussichtlich signifikant von einer realen Implementierung der Wandler abweichen, werden diese normiert auf die maximal auftretende Verlustleistung dargestellt. Auf diese Weise kann zumindest ein relativer Vergleich zwischen den Topologien durchgeführt werden. Die Abbildung zeigt die Verluste aufgeschlüsselt nach den einzelnen Ports in den verschiedenen Arbeitspunkten. Es ist zu erkennen, dass die CFTAB3 in allen Ports und in jedem Arbeitspunkt mit deutlichem Abstand die geringsten Gesamtverluste verursacht. Außerdem wird deutlich, dass der Großteil der Verluste in Port 1 entsteht, an den die Brennstoffzelle angeschlossen ist. Dies ist auf die geringe Spannung und die hohen Ströme in diesem Port zurückzuführen, da die Leitverluste in Schaltern und Wicklungen quadratisch vom RMS-Strom abhängen. Die größten Verluste entstehen in der TAB3, da diese Topologie über keinen Spannungsverdopplungseffekt am Brennstoffzellen-Port verfügt und daher die resultierenden Ströme im Transformator deutlich erhöht sind.

Der Vergleich der Strombelastung des Kondensators im Current-Fed-Port ist in Abbildung 24b) dargestellt. Dieses Kriterium ermöglicht eine Aussage über die Komplexität der Hardwareimplementierung des Kondensators mit Blick auf Bauteilgüte und Thermik. Dabei wird zwischen Peak- und RMS-Strom unterschieden. Im Vergleich zwischen CFTAB1 und CFTAB3 wird deutlich, dass die Peak-Ströme der CFTAB3 erheblich geringer sind. Die RMS-Ströme liegen näher aneinander mit leichten Vorteilen für die CFTAB3. Die TAB3 verfügt über keinen Current-Fed-Port, weshalb für diese Topologie keine Werte vorliegen. Die Einsparung des Kondensators und der Induktivitäten sind als deutliches Argument für die TAB3 zu interpretieren.

Der Vergleich des Stromrippels in der Brennstoffzelle ist in Abbildung 24c) dargestellt. Wie bereits erläutert kommt es bei der CFTAB1 zur vollständigen Auslöschung des Stromrippels, weshalb die Werte in jedem Arbeitspunkt null sind. Die TAB3 verursacht den mit Abstand größten Stromrippel, da es zu keiner teilweisen Auslöschung kommt. Die CFTAB3 schneidet in allen Arbeitspunkten deutlich besser ab als die TAB3. Außerdem ist festzustellen, dass der Unterschied zwischen CFTAB1 und CFTAB3 vergleichsweise klein ist.

Insgesamt zeigt der simulative Vergleich der Topologien, dass die CFTAB3 in den untersuchten Arbeitspunkten am besten abschneidet, da sie mit Abstand am effizientesten ist und den Stromrippel in der Brennstoffzelle signifikant – wenn auch nicht vollständig – reduziert. Daher wird diese Topologie in SkalTABS für den Multiport-DC-DC-Wandler ausgewählt und tiefergehend untersucht.

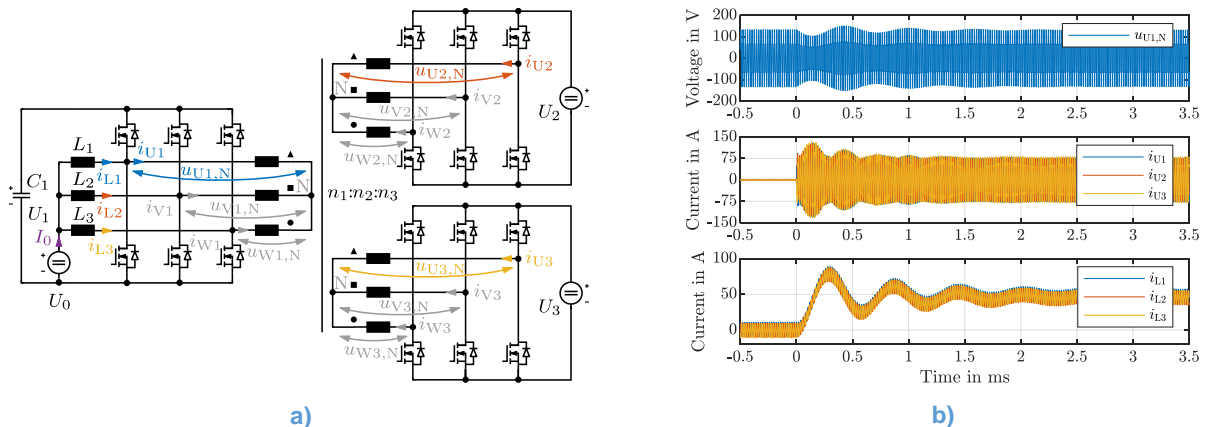


**Abbildung 24: Simulativer Topologievergleich zwischen CFTAB1, TAB3 und CFTAB3 in den Arbeitspunkten maximale Leistung, Transportfahrt und Arbeitsfahrt: a) Verlustleistungsabschätzung; b) Strombelastung im DC-Link Kondensator; c) Stromrippelbelastung der Brennstoffzelle**

Nachdem die Topologie des Multiportwandlers ausgewählt wurde, wird im Folgenden das transiente Verhalten der CFTAB3 genauer untersucht. Der Schaltplan inklusive Spannungs- und Strompfeilen ist in Abbildung 25a) dargestellt. Die simulativen Signalverläufe des Current-Fed-Port bei einem positiven Leistungssprung zeigt Abbildung 25b). Der obere Plot zeigt die Ausgangsspannung der ersten Phase gemessen gegen den Sternpunkt des Transformators. Der mittlere Plot zeigt die Wicklungsströme im Transformator und der untere Plot die Ströme in den Induktivitäten. Alle Signale – insbesondere aber die Induktivitätsströme – zeigen ein deutliches Überschwingen gefolgt von einer schwach gedämpften Oszillation. Der stationäre Zustand wird erst nach etwa 3 ms erreicht. Die Simulation zeigt, dass die CFTAB3 trotz implementierter Instantaneous Current Control (ICC), die die Transformatorströme innerhalb einer Schaltperiode in den stationären Zustand überführt, ohne zusätzliche Maßnahmen nicht für einen Betrieb mit dynamischen Lastwechseln geeignet ist.

Als Ursache für die Oszillationen wurde der aus dem Kondensator  $C_1$  und den Spulen  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  bestehende Schwingkreis identifiziert, der bei einem Lastsprung zum Schwingen angeregt wird. Der Kondensator bildet die Schnittstelle zwischen dem TAB3-Anteil der Topologie und dem Synchronous-Buck-Boost-Anteil im Current-Fed-Port. Bei einem Lastsprung ändert der TAB3-Anteil, insbesondere aufgrund der angewendeten ICC, innerhalb einer Schaltperiode dessen Beitrag des Leistungsflusses in den Kondensator. Der Synchronous-Buck-Boost-Anteil ändert seinen Beitrag des Leistungsflusses in den Kondensator aber durch die Änderung des Lastwinkels zunächst nicht,

was zu einer Veränderung der Spannung am Kondensator und somit zur Anregung des Schwingkreises führt.

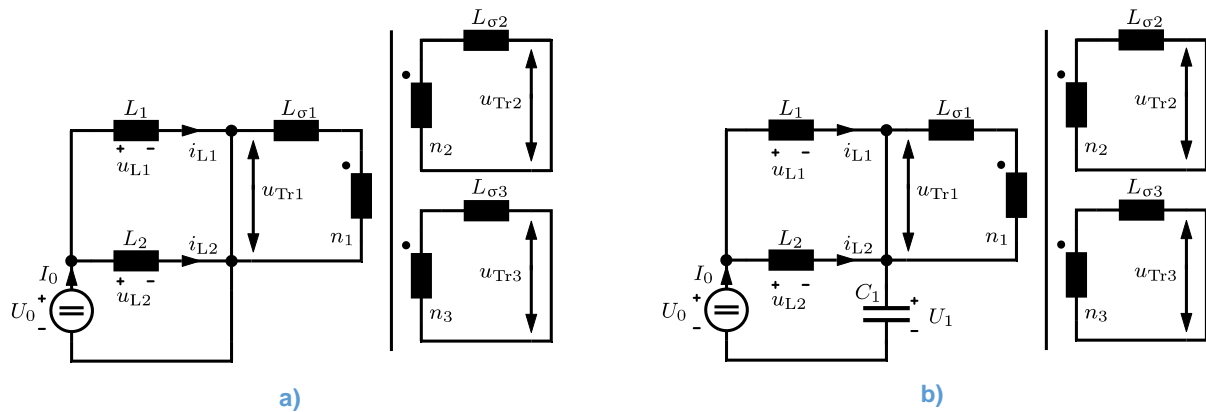


**Abbildung 25: a) Schaltplan der CFTAB3; b) Simulierte Sprungantwort eines positiven Lastsprungs**

Um die Anregung des Schwingkreises und somit die Überschwinger und schwach gedämpften Oszillationen zu minimieren wurde im Rahmen des Arbeitspakets ein Ansteuerverfahren entwickelt, dass die Dynamik von Topologien mit Current-Fed-Ports signifikant erhöht. Zum besseren Verständnis wird die Herleitung des Verfahrens zunächst am Beispiel der einphasigen CFTAB1 aus Abbildung 4a) durchgeführt. Für das Ansteuerverfahren werden ideale Freilaufzustände betrachtet. Dabei wird unterschieden zwischen Highside- und Lowside-Freilauf. Bei einem Highside-Freilauf sind alle Highside-Schalter eines Ports im eingeschalteten Zustand. Bei einem Lowside-Freilauf sind alle Lowside-Schalter eines Ports im eingeschalteten Zustand.

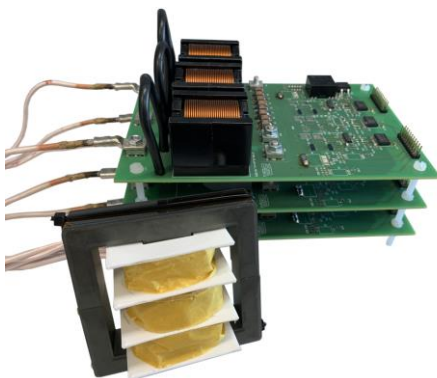
Für die CFTAB1 sind die Ersatzschaltbilder des Highside- und Lowside-Freilaufs in Abbildung 26 dargestellt. Als erstes ist festzuhalten, dass die Transformatorwicklungen in beiden Freilaufzuständen kurzgeschlossen sind, weshalb die Spannung am Transformator 0 V beträgt und sich die Ströme unter idealisierten Bedingungen folglich nicht verändern. Ein Freilaufzustand hat also keinen Einfluss auf die Leistungsübertragung zwischen den Ports.

Die resultierende Spannung an den Induktivitäten ist jedoch ungleich 0 V und hängt vom angewendeten Freilaufzustand ab. Ein Lowside-Freilauf, wie in Abbildung 26a) dargestellt, legt die positive Spannung  $U_0$  an die Spulen an. Bei einem Highside-Freilauf, wie in Abbildung 26b) dargestellt, entspricht die Spannung an den Induktivitäten der Differenz  $U_0 - U_1$ . Aufgrund des oben erläuterten Spannungsverdopplungseffekts ergibt diese Differenz genau die negative Spannung  $-U_0$ . Folglich kann durch die Wahl des Freilaufzustands die Polarität der Spannung an den Induktivitäten nach Belieben umgeschaltet und somit eine Strom- und letztendlich Leistungsanpassung des Synchronous-Buck-Boost Wandlers erreicht werden, ohne dabei die Leistungsübertragung des TAB-Anteils zu beeinflussen. Unter Ausnutzung dieser Eigenschaft kann der TAB-Anteil der Schaltung unter Verwendung der ICC einen Lastsprung ausführen und im Anschluss durch die Ausführung eines Freilaufzustands mit entsprechender Dauer, die Leistung des Synchronous-Buck-Boost Wandlers sehr schnell in den stationären Zustand gebracht werden, wodurch die Anregung des Schwingkreises deutlich minimiert wird. Das hier erläuterte Ansteuerverfahren wird aufgrund seines Funktionsprinzips im Folgenden als Freewheeling State Current Adjustemt (FSCA) Verfahren bezeichnet.



**Abbildung 26: Ersatzschaltbilder der CFTAB1: a) im Lowside-Freilauf; b) im Highside-Freilauf**

Um das FSCA Verfahren zu validieren, wurde bereits in dieser frühen Phase des Projekts ein herunterskalierter Demonstrator der CFTAB1 aufgebaut, der in Abbildung 27a) dargestellt ist. Der Demonstrator verwendet 100 V Gallium-Nitrid (GaN) Transistoren und ist für eine Leistung von 1 kW bei 48 V ausgelegt. Die Eingangsspannung am Current-Fed-Port beträgt entsprechend 24 V. Der Aufbau ist modular gestaltet, sodass jeder Port auf dem gleichen PCB basiert. Die Unterschiede zwischen Current-Fed-Port und den übrigen Ports werden durch Lötjumper und Bestückungsvarianten erreicht. Der einphasige Multiport-Transformator besteht aus zwei E-Kernen mit drei Wicklungen auf dem mittleren Schenkel. Zur vereinfachten Messung der Induktivitätsströme sind Drahtbögen zum Einhängen von Stromzangen vorgesehen. Der vollständige Messaufbau ist in Abbildung 27b) dargestellt.



**a)**

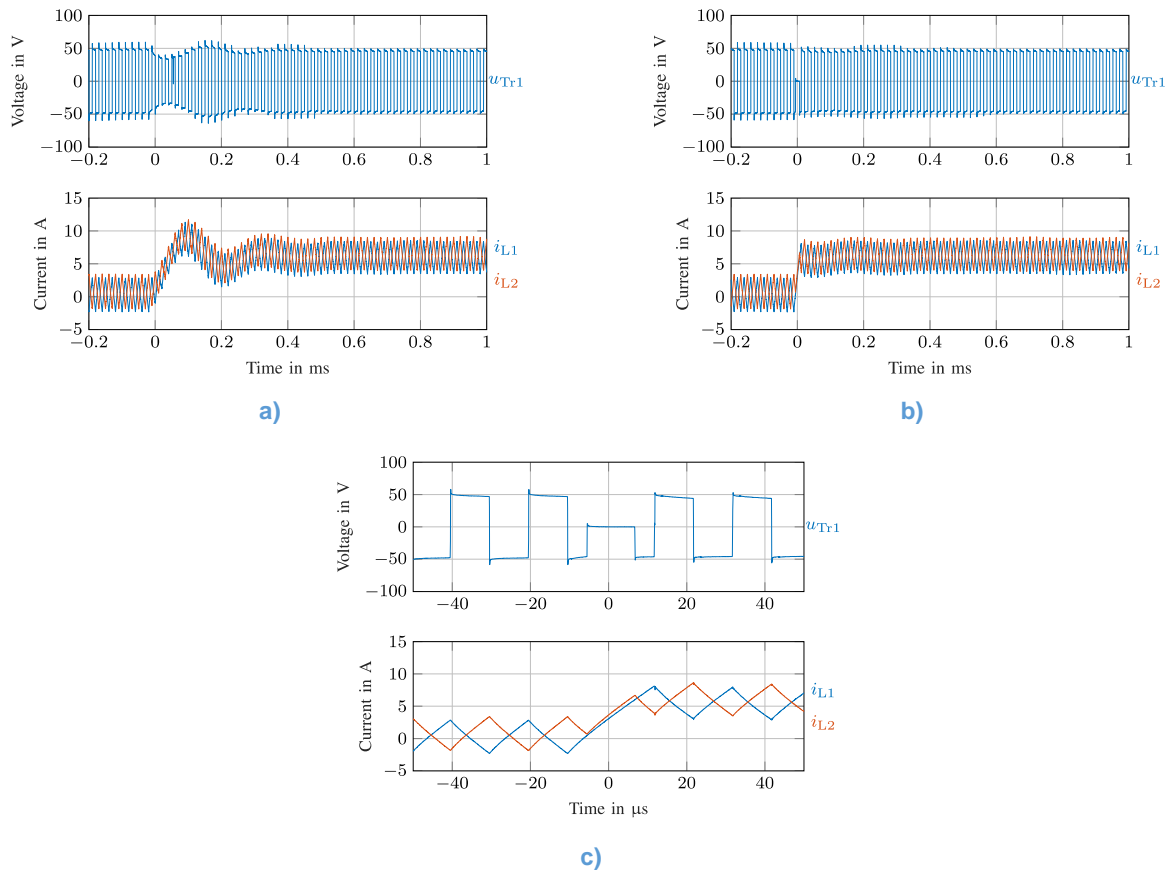


**b)**

**Abbildung 27: Herunterskalierter 1 kW Demonstrator der CFTAB1: a) Modular aufgebauter Wandler; b) Vollständiger Messaufbau zur Validierung des FSCA Verfahrens**

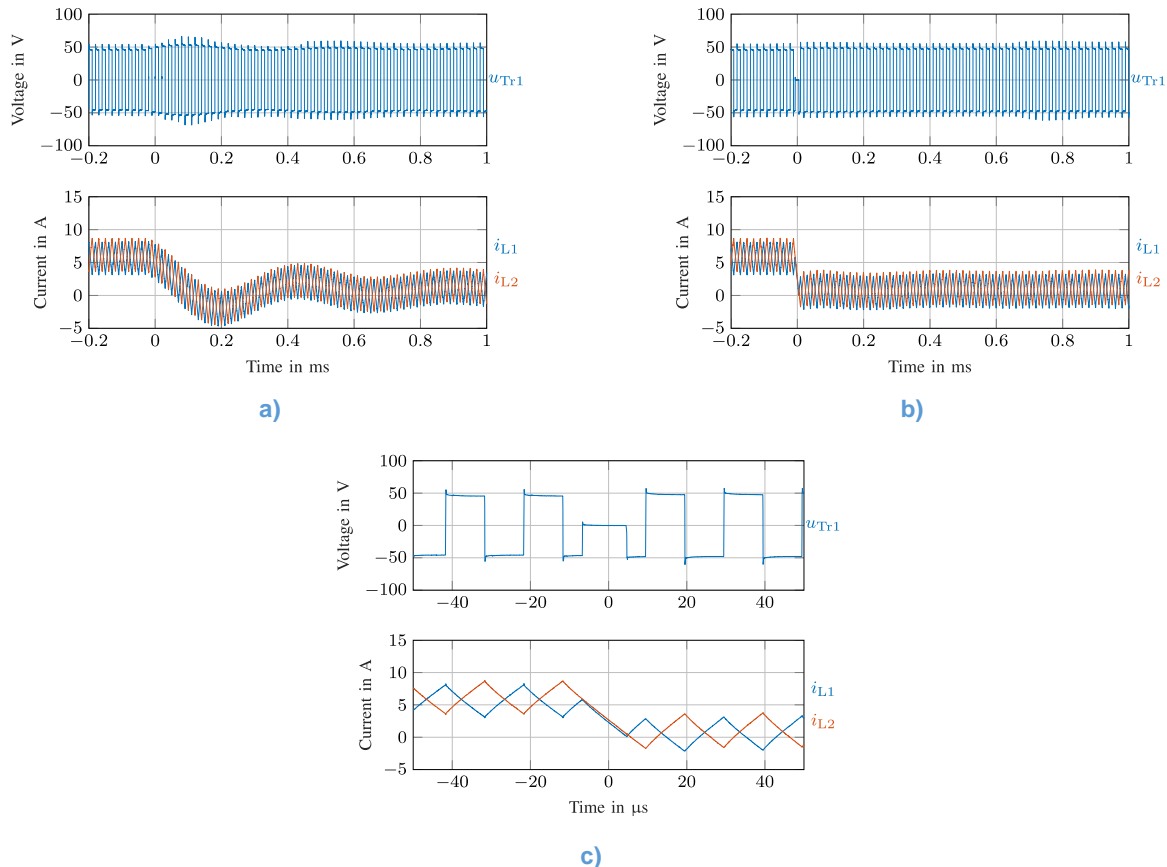
Zur Validierung des FSCA-Verfahrens wurde im ersten Schritt ein positiver Lastsprung von +290 W bei einer Kapazität von  $C_1 = 15 \mu\text{F}$  untersucht. Da die Kapazität des Kondensators – neben den Induktivitäten – eine direkte Auswirkung auf die natürliche Sprungantwort des Wandlers hat, wird diese in einem späteren Experiment variiert. Abbildung 28a) zeigt die Sprungantwort im Current-Fed-Port, wenn FSCA deaktiviert ist. Der obere Plot zeigt die gemessene Transformatorspannung, der untere Plot die Ströme in den Induktivitäten. Wie erwartet, ist ein langsamer Stromanstieg, gefolgt von signifikanten Überschwingern und Oszillationen, zu beobachten. Abbildung 28b) zeigt die Sprungantwort, wenn FSCA aktiviert ist. Der stationäre Zustand wird innerhalb weniger Mikrosekunden erreicht, wobei Überschwinger und Oszillationen beinahe vollständig vermieden werden. Abbildung 28c) zeigt den Zoom auf das Freilaufintervall. Das Intervall indem die Transformatorspannung 0 V beträgt markiert den Freilaufzustand, während dem die

Induktivitätsströme sich erwartungsgemäß linear dem stationären Zustand annähern. Die Messung zeigt, dass das FSCA Verfahren wie erwünscht die Dynamik der Topologie signifikant erhöht.



**Abbildung 28: Positiver Lastsprung von 290 W mit  $C_1 = 15 \mu\text{F}$ : a) ohne FSCA; b) mit FSCA; c) Zoom auf Freilaufintervall mit FSCA**

In einer weiteren Messung wurde ein negativer Lastsprung von -290 W bei einer Kapazität von  $C_1 = 40 \mu\text{F}$  durchgeführt. Abbildung 29a) zeigt die Sprungantwort im Current-Fed-Port, wenn FSCA deaktiviert ist. Erwartungsgemäß verringert sich die Eigenfrequenz des Schwingkreises mit steigender Kapazität, was zu einem noch langsameren Stromanstieg führt. Wieder gibt es Überschwinger, gefolgt von schwach gedämpften Oszillationen. Die Einschwingdauer beträgt etwa 1 ms. Abbildung 29b) zeigt die Sprungantwort, wenn FSCA aktiviert ist. Wieder wird der stationäre Zustand nach wenigen Mikrosekunden erreicht, wobei Überschwinger und Oszillationen vermieden werden. Der Zoom auf das Freilaufintervall, dargestellt in Abbildung 29c), zeigt das lineare Abnehmen der Spulenströme, bis der stationäre Zustand nach etwas mehr als 10  $\mu$ s erreicht ist. Die Sprungantwort wird in diesem Messaufbau etwa um den Faktor 100 beschleunigt, wodurch die Funktionalität des FSCA-Verfahrens hinreichend validiert ist.

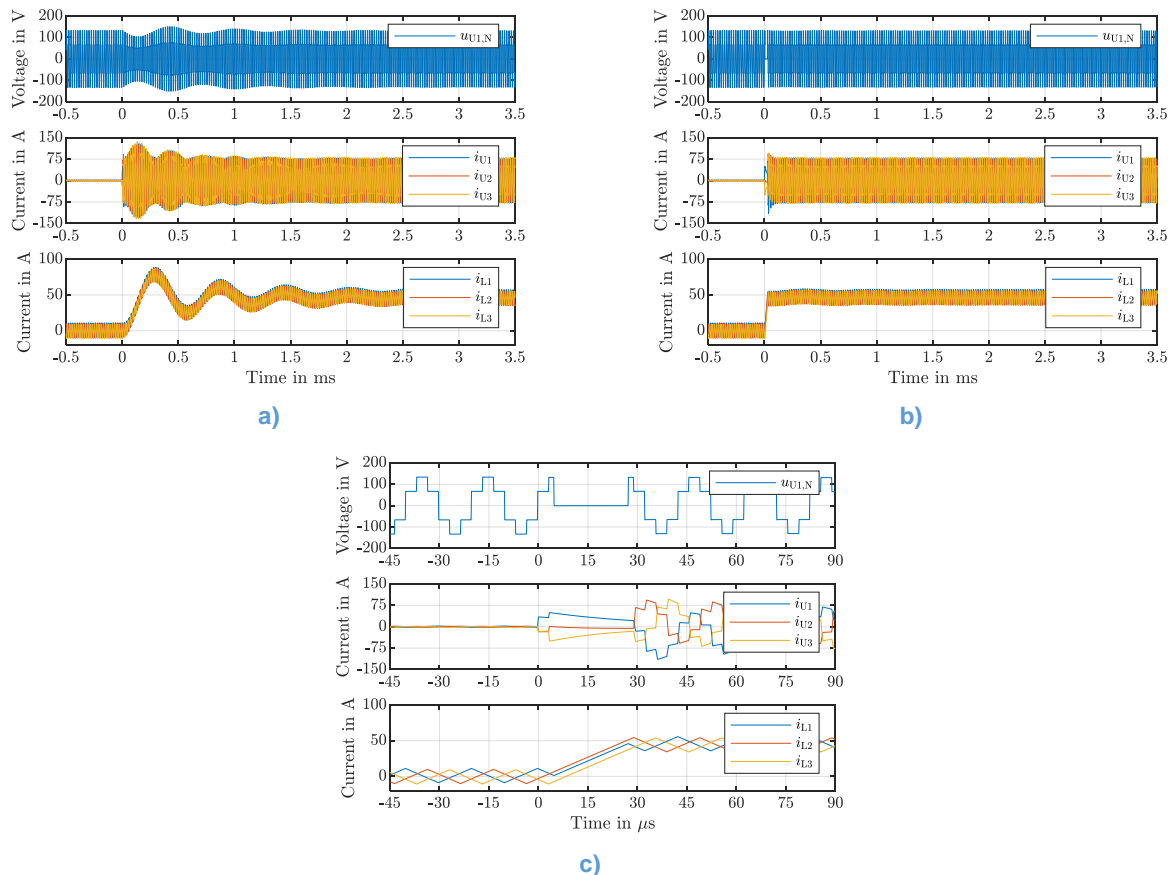


**Abbildung 29: Negativer Lastsprung von  $-290\text{ W}$  mit  $C_1 = 40\ \mu\text{F}$ : a) ohne FSCA; b) mit FSCA; c) Zoom auf Freilaufintervall mit FSCA**

Nach der erfolgreichen experimentellen Validierung des FSCA-Verfahrens an der einphasigen CFTAB1 wird das Konzept im Folgenden auf die dreiphasige CFTAB3 übertragen. Abbildung 30a) zeigt Simulationsergebnisse der natürlichen Sprungantwort mit Überschwingern und Oszillationen bei deaktiviertem FSCA-Verfahren. Auch bei der dreiphasigen Topologie – siehe Abbildung 25a) – kommt es durch einen Lastsprung zu einer Anregung des Schwingkreises bestehend aus der Kapazität  $C_1$  und den Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ . Der Grund dafür ist wieder die Abweichung der Leistungsflüsse des TAB-Anteils und des Synchronous-Buck-Boost-Anteils in den gemeinsamen Kondensator bei einem Lastsprung. Ebenso werden auch hier die Transformatorwicklungen durch Freilaufzustände kurzgeschlossen, wodurch es zu keiner Beeinflussung der Leistungsflüsse zwischen den Ports kommt. Und analog zur einphasigen Topologie kann die Polarität der Spannung an den Induktivitäten durch die Wahl des Freilaufzustandes umgeschaltet werden. In der Folge ist das FSCA-Verfahren direkt auf die CFTAB3 übertragbar.

Abbildung 30b) zeigt die optimierte Sprungantwort mit aktiviertem FSCA. Die Signale nähern sich sehr schnell dem stationären Zustand an, wobei Überschwinger und Oszillationen vermieden werden. Einen Zoom auf das Freilaufintervall zeigt Abbildung 30c). Auch bei der dreiphasigen Topologie beträgt die Transformatorspannung bezogen auf den Sternpunkt während des Freilaufintervalls  $0\text{ V}$ . Dennoch bleiben die Ströme in den Wicklungen währenddessen nicht konstant, da die Simulation ohmsche Widerstände abbildet, weshalb ein abklingender Exponentialverlauf mit  $L/R$ -Zeitkonstante zu erkennen ist. Trotzdem nähern sich die Ströme in den Induktivitäten wie gewünscht dem stationären Zustand in wenigen Mikrosekunden an, wodurch die Sprungantwort insgesamt einen beinahe idealen Verlauf annimmt.

Die präsentierte messtechnische und simulative Validierung zeigt, dass das entwickelte FSCA-Verfahren in der Lage ist, die Dynamik von einphasigen und dreiphasigen Topologien mit Current-Fed-Port signifikant zu verbessern. Der neue Sollwert der Leistung wird in Mikrosekunden erreicht, wobei sowohl Überschwinger als auch Oszillationen drastisch reduziert werden. Die Herleitung, Validierung und Analyse des FSCA-Verfahrens wurde in **Es ist eine ungültige Quelle angegeben., Es ist eine ungültige Quelle angegeben. und Es ist eine ungültige Quelle angegeben.veröffentlicht.**

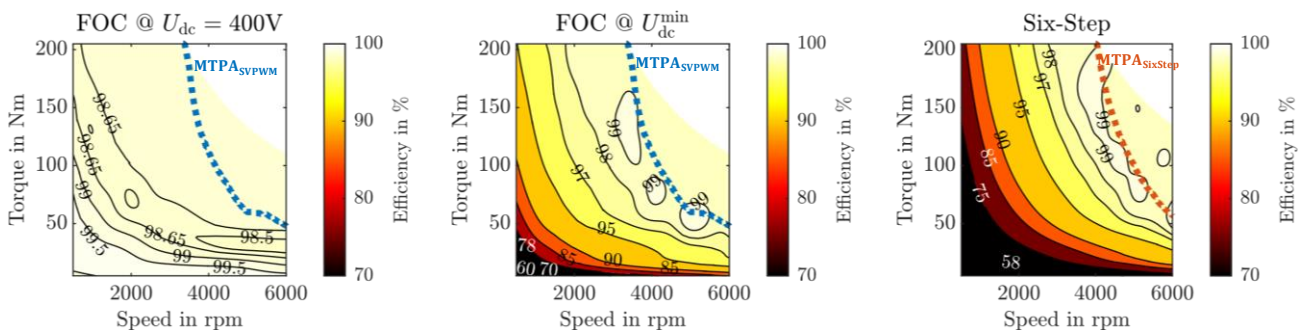


**Abbildung 30: Simulationsergebnisse eines positiven Lastsprungs der CFTAB3: a) ohne FSCA; b) mit FSCA; c) Zoom auf das Freilaufintervall mit FSCA**

Das Simulationsmodell des CF-TAB3 wurde erweitert, um die Verluste an den Halbleitern zu bewerten und die Auswirkungen der Spannungsabsenkung am Umrichterport zu untersuchen. Die untersuchten Betriebspunkte wurden basierend auf den Messungen an AP5.2 ausgewählt. Abbildung 31 zeigt die Effizienzkennfelder, die aus Verlustsimulationen für die drei untersuchten Szenarien (FOC, FOC mit reduzierter Spannung und Blocktaktung) abgeleitet wurden. Sie sind basierend auf den Betriebspunkten der elektrischen Maschine dargestellt, d.h. die x-Achse zeigt die Drehzahl, die y-Achse das Drehmoment und die Farbachse den Wirkungsgrad. Die gemessenen Motor- und Umrichtereffizienzen wurden berücksichtigt, um die benötigte Leistung am Inverter-Gleichspannungsport des CF-TAB3 genauer zu berechnen. Das linke Kennfeld zeigt die Effizienz bei einer Zwischenkreisspannung von 400 V, wenn FOC verwendet wurde. Das mittlere Kennfeld entspricht dem FOC-Betrieb bei der Mindestspannung vor der Sättigung des Stromreglers. Das rechte Kennfeld zeigt die Effizienz mit der erforderlichen Spannung für Blocktaktung.

Die Effizienz für FOC bei 400V bleibt im gesamten untersuchten Betriebsbereich nahezu konstant. Der Wert schwankt zwischen 98,4 % und 99,7 %. Die Analyse dieses Falls ergab, dass bei

Niedrigleistungs-Betriebspunkten die hohe Ausgangsstromspannung zu einem sehr niedrigen DC-Strom führte, was zu geringen Leitungsverlusten in den MOSFETs führte. Diese niedrigen DC-Ströme führten zu einem diskontinuierlichen Betriebsmodus, der das „Zero-Current-Switching“ (ZCS) ermöglichte und die Schaltverluste effektiv minimierte. Mit steigendem Ausgangsleistungsniveau nahmen die Verluste proportional zu, was zu einer relativ konstanten Effizienz für dieses Szenario führte. Es sollte beachtet werden, dass die Spitzen-Effizienz von 99,7% zu optimistisch ist, da Verluste im Transformator, d.h. Kupfer- und Eisenverluste, nicht berücksichtigt wurden. Dennoch zeigt die Studie eine optimale Effizienz des CF-TAB3, wenn alle drei Ports die gleiche Spannung aufweisen, und die Simulationen verdeutlichen eine relativ konstante Effizienz in diesem Fall. Dies korreliert gut mit den Effizienz-Messungen aus AP 5.2 in Abbildung 44b), bei denen die meisten gemessenen Effizienzen sehr nahe bei 97% lagen. Dies bestätigt die Simulationen, da die Transformator-Effizienz bei etwa 98,4% liegen muss, was typischen Werten entspricht, die in **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** und **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.** angegeben sind.



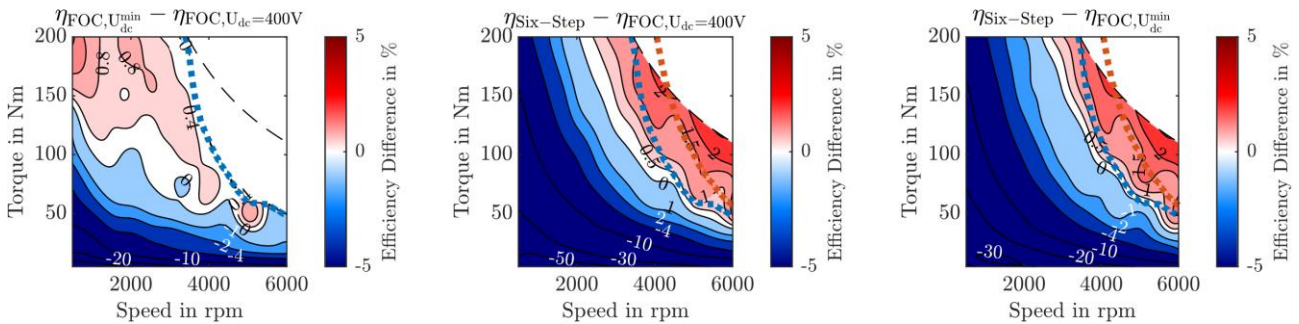
**Abbildung 31: Effizienzkennfelder des CF-TAB3, abgeleitet aus Simulationen für die drei untersuchten Szenarien mit der erforderlichen Leistung für die in AP5.2 durchgeführten Messungen**

Umgekehrt führt die Absenkung der Spannung am Umrichterport auf das Minimum für FOC ohne Regler-Sättigung oder für die Blocktaktung zu einer signifikanten Erhöhung sowohl des Umrichterportstroms als auch des Batterieportstroms. Dies geschieht selbst dann, wenn der Batterieport keine aktive Leistung liefert, da die Natur der SPS-Modulationsstrategie zu zirkulierenden Strömen in den inaktiven Ports (Blindleistung) führt. Der Anstieg des Stroms führt zu einer kontinuierlichen Stromdurchleitung der MOSFETs, was wiederum zu erheblichen Schaltverlusten führt. Daher sinkt die Effizienz des CF-TAB3 deutlich, wenn die Zwischenkreisspannung des Umrichters abnimmt, und erreicht Werte unter 60 %, wenn der Wandler verwendet wird, um die Zwischenkreisspannung für Blocktaktung unter 2000 U/min und bei niedrigen Drehmomentwerten zu liefern, wie im rechts dargestellten Diagramm in Abbildung 31 gezeigt.

Um die potenziellen Vorteile der Spannungsabsenkung zu bewerten, werden die systemweiten Effizienzunterschiede zwischen den drei untersuchten Szenarien in Abbildung 32 dargestellt, wobei Mess- und Simulationsergebnisse kombiniert wurden. Das linke Diagramm zeigt den Systemeffizienzunterschied zwischen FOC mit der minimalen Zwischenkreisspannung und der Systemeffizienz, wenn die Zwischenkreisspannung auf 400 V festgelegt ist. Wie aus den CF-TAB3-Simulationen erwartet, verschlechtert sich die Systemeffizienz bei niedrigem Drehmoment und niedriger Drehzahl, wenn die Umrichterportspannung zu stark abgesenkt wird. Die roten Bereiche des Diagramms zeigen jedoch eine potenzielle Steigerung der Systemeffizienz von bis zu 2 % in den Bereichen mit hohem Drehmoment und niedriger Drehzahl.

Das mittlere Diagramm in Abbildung 32 zeigt, dass der Blocktaktung-Betrieb insgesamt zu einer niedrigeren Systemeffizienz führt, da die niedrige Zwischenkreisspannung am Umrichterport erforderlich ist, was zu einer geringeren CF-TAB3-Effizienz führt. Bei Drehzahlen knapp unter der

FOC-Basisdrehzahl (links von der blauen MTPA gestrichelten Linie) kann jedoch der Wechsel zur Blocktaktung die Systemeffizienz um etwa 1 Prozentpunkt verbessern. Ähnliche Ergebnisse sind im Vergleich zwischen der Systemeffizienz von FOC mit der minimalen Zwischenkreisspannung und der Blocktaktung zu sehen (rechtes Diagramm in Abbildung 32). Da die Isolinie für den Null-Effizienz-Unterschied im Vergleich zum vorherigen Diagramm leicht nach rechts verschoben ist, wäre eine mögliche Strategie, FOC mit einer Zwischenkreisspannung zu verwenden, die für die Gesamt-Systemeffizienz optimiert ist, und vor Erreichen der FOC-Basisdrehzahl auf die Blocktaktung umzuschalten und dann mit Blocktaktung für die Feldschwächung fortzufahren, da hier die Blocktaktung das größte Potenzial zur Verlustreduktion bietet.



**Abbildung 32: Unterschied der Systemeffizienz zwischen den drei untersuchten Szenarien, kombiniert aus Messungen und Simulationen**

Aufgrund des hohen Spannungsunterschieds zwischen den Ports und der damit verbundenen hohen Verluste durch SPS-Modulation sollten alternative Modulationsstrategien zur SPS für das CF-TAB3 in Betracht gezogen werden. Ein solcher Ansatz ist die „asymmetrical Duty-Cycle Control“ (ADCC), die in DAB-Wandlern schon untersucht wurde **Es ist eine ungültige Quelle angegeben.**, um selbst bei erheblichen Spannungsunterschieden zwischen den Ports ein weiches Schalten zu erreichen. Dies wird als zukünftige Arbeit vorgeschlagen, die aus dem Projekt SkalTABS abgeleitet werden kann.

### 2.3 AP3: Erforschung skalierbares Brennstoffzellensystemlayout mit Nebenaggregaten

In AP3 wurde ein skalierbares Brennstoffzellensystemlayout inklusive aller benötigten Nebenaggregate und entsprechender Überwachungselektronik erarbeitet. Dieses Arbeitspaket wurde ohne Beteiligung des ISEA durchgeführt.

### 2.4 AP4: Komponenten-Erforschung skalierbarer Powertrain

In AP4 wurden die Komponenten für den Nutzfahrzeug-Powertrain entwickelt und aufgebaut. Besonderes Augenmerk wurde auf die zuvor definierten Anforderungsprofile und den skalierbaren Ansatz gelegt. Das ISEA war dabei an den Unterarbeitspaketen 4.1 und 4.4 beteiligt.

#### 2.4.1 AP4.1: DC-DC-Brennstoffzellen-Wandler für das Energiemanagement

Für das Energiemanagement des Brennstoffzellenfahrzeugs ist es wichtig, dass der Multiportwandler in der Lage ist, Sollwerte für die Leistung der Brennstoffzelle und die Spannung des Traktionsumrichters zu realisieren. Die Spannungen der Brennstoffzelle und der Batterie sind arbeitspunktabhängig und können nicht frei gewählt werden. Der Leistungsbedarf des Traktionsumrichters ergibt sich aus der entsprechenden Fahrsituation und ist daher aus Sicht des Energiemanagements ebenfalls nicht frei wählbar. Die Leistungsaufteilung zwischen Brennstoffzelle und Batterie erfolgt über den Leistungssollwert der Brennstoffzelle, wobei die Differenz zum Leistungsbedarf am Umrichter automatisch die Batterieleistung ergibt. So kann vom

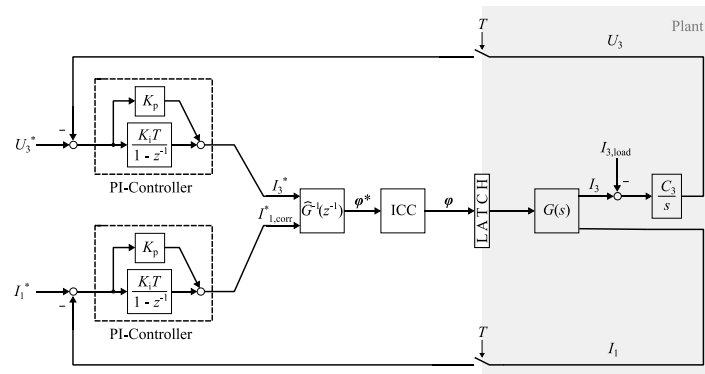
Energiemanagement ein schonender Betrieb der Brennstoffzelle unter Berücksichtigung des State of Charge (SOC) und des State of Health (SOH) der Batterie realisiert werden. Die variable Spannung am Traktionsumrichter ermöglicht die Implementierung von effizienzsteigernden Modulationsstrategien des Umrichters in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt des Motors.

Um die Sollwerte vom Energiemanagement des Fahrzeugs umsetzen zu können, wird ein geschlossener Regelkreis für den Multiport-DC-DC-Wandler benötigt. Abbildung 33a) zeigt das Blockschaltbild des Regelkreises. Die rechte Seite, in grau hinterlegt, zeigt den analogen Teil des Regelkreises. Hier wird das Verhalten des Wandlers durch den Block  $G(s)$  dargestellt. Als Eingang erhält dieser Block die berechneten Phasenwinkel  $\varphi$ . Als Ausgang werden die beiden Ströme  $I_1$  und  $I_3$  herausgeführt. Der Batteriestrom  $I_2$ , und somit die Batterieleistung, ist wie oben erläutert nicht direkt Teil des Regelkreises, sondern ergibt sich aus der Differenz von Brennstoffzellen- und Umrichterleistung und wird daher nicht im Blockschaltbild dargestellt. Zur Modellierung der Spannung am Traktionsumrichter wird der DC-Link-Kondensator  $C_3$  durch einen Integrator-Block repräsentiert. Die resultierende Spannung  $U_3$ , sowie der Brennstoffzellenstrom  $I_1$  werden aus der analogen Domäne zurückgeführt und – repräsentiert durch die beiden Schalter – digital abgetastet mit den Sollwerten  $U_3^*$  und  $I_1^*$  verglichen. Die beiden Regelabweichungen werden an zwei separate PI-Regler übergeben, welche entsprechend ihrer Parametrierung ( $K_p$ ,  $K_i$ ) auf die jeweilige Abweichung reagieren. Der für die Spannung  $U_3$  zuständige Regler erzeugt am Ausgang den Referenzstrom  $I_3^*$ . Der für den Strom  $I_1$  zuständige Regler erzeugt am Ausgang den korrigierten Referenzstrom  $I_{1,corr}^*$ . Beide Ströme werden an das digital invertierte Modell des Multiportwandlers  $G^{-1}(z^{-1})$  übergeben, welches die stationären Phasenwinkel  $\varphi^*$  zur Realisierung dieser Ströme berechnet. Schließlich sorgt der ICC-Block durch die Berechnung eines dynamischen Schaltmusters der Phasenwinkel  $\varphi$  dafür, dass die Transformatorströme den neuen stationären Zustand innerhalb der folgenden Schaltperiode erreichen.

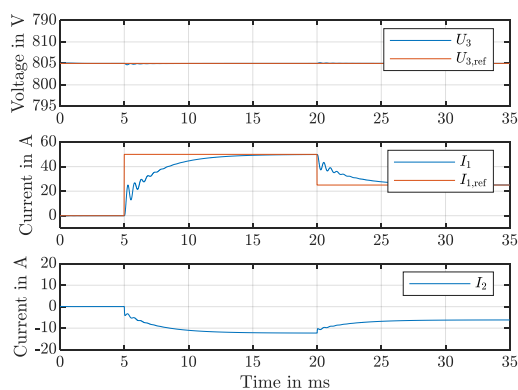
In der Praxis ist aufgrund der Trägheit des Brennstoffzellensystems für den Stromregelkreis eine Ausregelzeit im zweistelligen Sekunden- oder sogar Minutenbereich notwendig. Zur besseren Darstellbarkeit werden für die im Folgenden durchgeführte simulative Validierung des Regelungssystems allerdings deutlich kürzere Zeiten implementiert. Die beiden PI-Regler werden empirisch parametrisiert, wobei für den Spannungsregelkreis eine Ausregelzeit von unter 5 ms und für den Stromregelkreis eine Ausregelzeit von etwa 10 ms angestrebt wird. Abbildung 33b) zeigt die Sprungantwort des Systems nachdem der Leistungsbedarf der Batterie zunächst sprunghaft erhöht und später wieder etwas abgesenkt wurde. Der obere Plot zeigt Soll- und Istwert der DC-Link Spannung  $U_3$  am Umrichter. Der mittlere Plot zeigt Soll- und Istwert des Brennstoffzellenstroms  $I_1$  und der untere Plot zeigt den Batteriestrom  $I_2$ . Die Abbildung zeigt, dass die Spannung am Umrichter sehr präzise eingehalten und durch den Lastsprung quasi nicht beeinflusst wird. Außerdem ist zu erkennen, dass sich der Brennstoffzellenstrom – und entsprechend der Batteriestrom – vergleichsweise langsam über etwa 10 ms an den stationären Wert annähert, was in dieser Situation aufgrund der Trägheit des Brennstoffzellensystems ausdrücklich gewünscht ist.

Abbildung 33c) zeigt die Sprungantwort des Systems nach einem Sollwertsprung der DC-Link-Spannung am Traktionsumrichter. Es ist zu erkennen, dass die Spannung den neuen Sollwert wie gewünscht in unter 5 ms erreicht, was die Funktionalität des Spannungsregelkreises bestätigt. Damit ist es möglich, die Spannung am Umrichter dynamisch an die jeweilige Fahrsituation anzupassen, um so die effizienzsteigernden Modulationsstrategien des Umrichters anzuwenden. Allerdings zeigt die Sprungantwort des Brennstoffzellenstroms ungewünschte Ausschläge, die aufgrund der trägen Auslegung des Stromregelkreises nur langsam abklingen. Diese Simulation zeigt die Notwendigkeit, in zukünftiger Forschung an weiter optimierten Entkopplungsstrategien zwischen den Ports zu

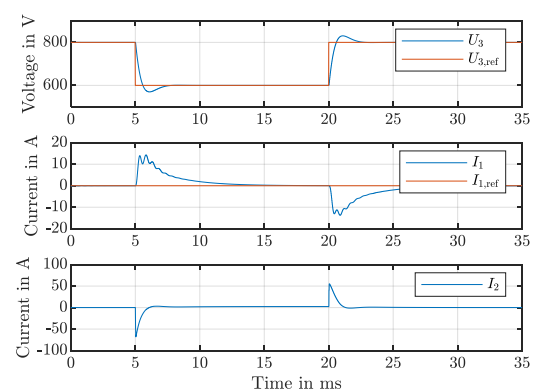
arbeiten, um die initialen Ausschläge des Brennstoffzellenstroms durch verbesserte Feedforward-Strukturen zu verhindern.



a)



b)



c)

**Abbildung 33: Regelung des Multiportwandlers: a) Blockschaubild der Regelkreise; b) Sprungantwort nach Sollwertsprung des Brennstoffzellenstroms; c) Sprungantwort nach Sollwertsprung der DC-Link Spannung am Traktionsumrichter**

Im Folgenden wird die Komponentenauswahl und der Hardwareaufbau des Multiport-DC-DC-Wandlers erläutert. Dabei wird auf die verwendeten leistungselektronischen Schalter, DC-Link-Kondensatoren, Spulen, Transformatoren und die Regelungsplattform eingegangen. Der Aufbau und die Komponenten des Kühlsystems werden in AP4.2 detailliert beschrieben.

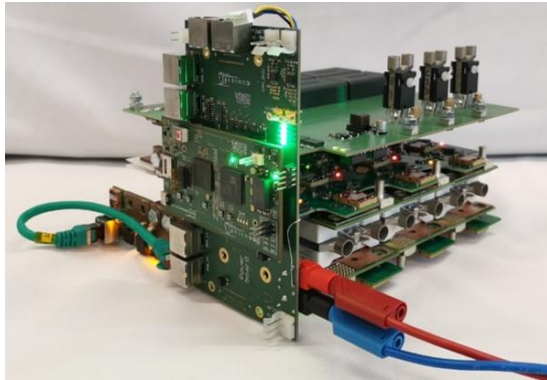
Der Multiportwandler besteht aus zwei Ports mit relativ hoher Leistung – 80 kW Brennstoffzelle und 100 kW Antriebsumrichter - sowie dem Batterieport, der mit 20 kW eine vergleichsweise geringe Leistung zur Verfügung stellt. Brennstoffzelle und Antriebsumrichter haben ähnliche Leistungen, weshalb diese Ports identisch aufgebaut werden. Die B6C-Brücke dieser Ports basiert auf den CAB006A12GM3-Modulen der Firma Wolfspeed. Diese Module verwenden MOSFETs aus Siliziumkarbid (SiC) und sind für 1200 V und 200 A ausgelegt. Durch das kompakte Gehäuse, sowie die für SiC typische hohe Schaltgeschwindigkeit und den geringen Einschaltwiderstand von 6 mΩ eignen sich diese Module für Anwendungen mit Anforderungen an hohe Leistungsdichte und Effizienz. Durch das niederinduktive Design der Schaltzelle, welches durch das Press-Fit-Konzept erreicht wird, können die Vorteile des schnellen Schaltens voll ausgenutzt werden. Neben den vorteilhaften elektrischen Parametern verfügt dieses Bauteil durch die Verwendung einer Aluminiumnitrid-Keramik über einen sehr geringen thermischen Übergangswiderstand von den Chips zur Kühlfläche (0,132 K/W), was die Entwärmung des Moduls begünstigt.

Der Batterieport bekommt aufgrund der deutlich geringeren Leistung eine separate Auslegung. Hier kommen die im TO247-4-Gehäuse verbauten diskreten SiC-MOSFETs SCT4036KR der Firma ROHM Semiconductor zum Einsatz. Diese Bauteile sind für 1200 V und 43 A ausgelegt und haben einen Einschaltwiderstand von 36 m $\Omega$ . Trotz des höheren Widerstands ermöglichen diese SiC-MOSFETs hohe Schaltgeschwindigkeiten und niedrige Schaltverluste, weshalb sie für die moderate Leistung des Batterieports geeignet sind.

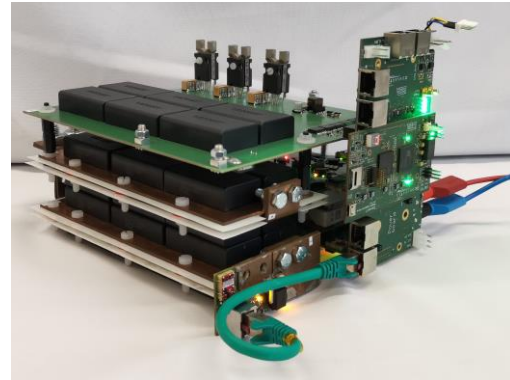
Als DC-Link-Kondensatoren kommen in allen Ports die Folienkondensatoren MKP1848S der Firma Vishay zum Einsatz. Diese Komponenten haben eine flache Bauhöhe, weshalb sie vorteilhaft für einen gestapelten Aufbau sind. Außerdem haben sie eine hohe Lebensdauer in einem weiten Temperaturbereich bis 105°C. Eine weitere vorteilhafte Eigenschaft dieser Bauteile ist der niedrige Serienwiderstand und die niedrige Serieninduktivität, wodurch sie in der Lage sind, hohe Rippelströme auszuhalten ohne zu überhitzen. Zusätzlich zu den Folienkondensatoren, die den globalen DC-Link eines jeden Ports realisieren, kommen in jedem Port Keramikkondensatoren der Serie CeraLink vom Hersteller TDK zum Einsatz, die so nahe wie möglich an den Leistungshalbleitern positioniert werden. Diese Kondensatoren bilden den lokalen DC-Link und haben das Ziel, die parasitäre Induktivität der Kommutierungsschleife einer jeden Schaltzelle zu kompensieren und somit Spannungsüberschwinger im Schaltvorgang zu limitieren. Dadurch wird sichergestellt, dass es durch die hohen Schaltgeschwindigkeiten der SiC-MOSFETs nicht zu kritischen Überspannungen und letztlich zum Ausfall von Komponenten kommt.

Die am ISEA entwickelte Regelungsplattform zur Steuerung und Regelung des Multiportwandlers beinhaltet im Wesentlichen zwei Schlüsselkomponenten. Ein Texas Instruments Dual-Core-Mikrocontroller der C200-Serie implementiert auf einem seiner beiden Rechenkerne die CAN-Kommunikationsschnittstelle mit dem Energiemanagement des Fahrzeugs oder, im Laborbetrieb, mit einem Prüfstands-PC. Auf dem zweiten Rechenkern läuft die Auswertung der zurückgeführten Messsignale, sowie die Berechnung der Steuerungs- und Regelungsalgorithmen des Wandlers, wobei beide Kerne über einen geteilten RAM miteinander kommunizieren. Die Erzeugung der PWM-Signale für die Gate-Treiber der Leistungshalbleiter ist auf einem Artix-7 FPGA der Firma AMD implementiert, der außerdem die SPI-Kommunikation mit der peripheren Sensorik realisiert. Die Kommunikation zwischen Mikrocontroller und FPGA erfolgt über die EMIF-Schnittstelle.

Abbildung 34a) zeigt den gestapelten Aufbau der Leistungselektronik mit Blick auf die Wolfspeed Module unten, sowie den diskreten TO-247-4 MOSFETs oben. Die Konnektoren mit den Außengewinden für den Anschluss des Transformators sind ebenfalls sichtbar. Außerdem ist das Adapterboard mit der Regelungsplattform im Vordergrund zu erkennen. Abbildung 34b) zeigt die gestapelten DC-Link-Kondensatorbänke und Anschlüsse für die DC-Spannungen an der Rückseite des Wandlers.



a)



b)

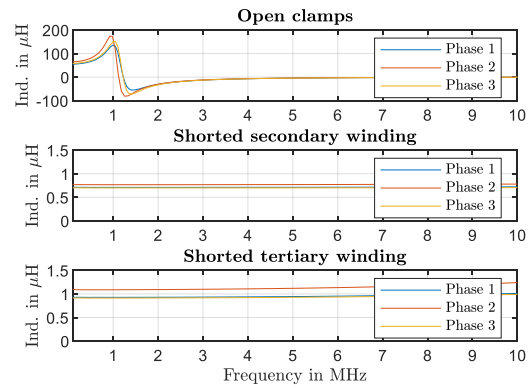
**Abbildung 34: Aufbau des Leistungsteils des Multiportwandlers: a) Vorderseite mit Leistungsmodulen und diskreten MOSFETS, sowie Regelungsplattform im Bild; b) Rückseite mit DC-Link Kondensatorbänken und DC-Anschlüssen im Bild**

Neben den elektronischen Komponenten spielen die magnetischen Bauteile, wie Transformator und Spulen, eine kritische Rolle für den Wandler. Für den dreiphasigen Multiport-Transformator wurde ein Unterauftrag an die Firma BLOCK erteilt. Um auf Erfahrungswerte aus vergangenen Sonderentwicklungen bei BLOCK aufbauen zu können, wurde sich darauf geeinigt, den dreiphasigen Transformator durch die Verschaltung von drei einphasigen Transformatoren zu realisieren. Eine Phase des Transformators zeigt Abbildung 35a). In dem vergossenen Gehäuse befinden sich drei magnetisch gekoppelte Spulen mit unterschiedlichen Kupferquerschnitten und Litzenaufbau entsprechend der erwarteten Strombelastung. Da es sich um ein Muster handelt, wurden mehrere Temperatursensoren an verschiedenen Stellen des Aufbaus platziert und ebenfalls vergossen. Die entsprechenden Anschlüsse sind in grün, zusätzlich zu den Leistungsanschlüssen, herausgeführt. Der Transformator hat ein Übersetzungsverhältnis von 1:2:2, wodurch zusammen mit dem Spannungsverdopplungseffekt im Current-Fed-Port eine hohe Anpassung der Spannungen an allen Ports angestrebt wird.

Vor der Integration in den Multiportwandler wurden alle drei Phasen des Transformators am Impedanzanalysator bis 10 MHz vermessen. Die Messung erfolgte immer an Port 1, wobei die Verschaltung der anderen Ports variiert wurde. Die Ergebnisse zeigt Abbildung 35b). Der obere Plot zeigt den Impedanzverlauf, wenn sich die beiden anderen Ports im Leerlauf befinden. Diese Messung repräsentiert die Hauptinduktivität, die bei der Schaltfrequenz von 50 kHz und weit darüber hinaus konstant bei etwa 70  $\mu\text{H}$  liegt. Eine Resonanz tritt erst bei etwa 1 MHz auf, was weit genug von der Betriebsfrequenz und ihren relevanten Harmonischen entfernt ist. Außerdem ist zu erkennen, dass die Kurven der drei Phasen gerade im niedrigen Frequenzbereich nahe aneinander liegen, wodurch eine hohe Phasensymmetrie gegeben ist. Der mittlere Plot und untere Plot zeigen die Induktivitätsverläufe, bei kurzgeschlossener Sekundär- und Tertiärwicklung. Diese Messungen repräsentieren die Streuinduktivitäten zwischen den Ports, die bei etwa 0,75  $\mu\text{H}$  und 1  $\mu\text{H}$  liegen. Auch diese Verläufe weisen eine hohe Phasensymmetrie auf und zeigen, dass keine Resonanzen in der Nähe der Betriebsfrequenz vorliegen und die Induktivitäten über einen weiten Frequenzbereich konstant sind. Insgesamt zeigt die Vermessung am Impedanzanalysator, dass der Multiport-Transformator aus magnetischer Sicht für den Einsatz im Wandler geeignet ist.



a)



b)

**Abbildung 35: Multiport-Transformator: a) Bild einer vergossenen Phase mit Leistungs- und Temperatursensoranschlüssen; b) Vermessung aller Phasen im Leerlauf- und Kurzschlussversuch am Impedanzanalysator**

Eine weitere relevante magnetische Komponente für den Multiport-DC-DC-Wandler ist die dreiphasige Spule im Current-Fed-Port. Auch für die Spulen wurde ein Unterauftrag an die Firma BLOCK erteilt und auch diese Bauteile wurden einphasig ausgelegt. Außerdem wurden die Spulen auf Wunsch des ISEAs in der gleichen Bauform wie der Transformator aufgebaut, wodurch eine vereinfachte Montage auf der unter AP4.4 beschriebenen Kühlplatte ermöglicht wird. Vor dem Einbau in den Wandler wurden die Spulen ebenfalls auf dem Impedanzanalysator vermessen. Relevante Kennwerte sind in Tabelle 3 zusammengefasst. Der Vergleich zwischen den drei Spulen zeigt, dass die Werte der Parameter sehr nahe aneinander liegen, weshalb auch hier eine hohe Phasensymmetrie erreicht wird. Die Induktivitäten liegen sehr nahe an dem Zielwert von 50  $\mu\text{H}$  und die erste Resonanzfrequenz tritt erst bei über 3,5 MHz auf, was deutlich über der Betriebsfrequenz von 50 kHz und ihren relevanten Harmonischen liegt und somit kein Problem darstellt. Die gelieferten Spulen sind folglich für den Einsatz im Multiportwandler geeignet.

**Tabelle 3: Gemessene Parameter der gelieferten Spulen für den Current-Fed-Port**

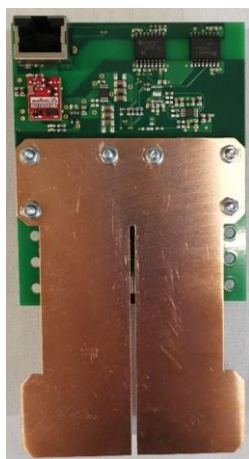
Spule	$L$ @ 50 kHz	$R_{ac}$ @ 50 kHz	$f_{res}$
$L_1$	50,13 $\mu\text{H}$	110 m $\Omega$	3,55 MHz
$L_2$	50,38 $\mu\text{H}$	118 m $\Omega$	3,56 MHz
$L_3$	50,22 $\mu\text{H}$	119 m $\Omega$	3,55 MHz

In Kooperation mit dem Projektpartner Infineon wurde in AP4.1 ein integrierter TMR-Stromsensor für den potentiellen Einsatz im Multiport-DC-DC-Wandler untersucht. Infineon lieferte den in ein PG-SSO-4-1-Gehäuse integrierten Sensor, der einen 5 V single-ended Analogausgang des Messsignals zur Verfügung stellt. Die integrierten Sensorelemente messen den Strom indirekt über das Magnetfeld im Außenbereich des Leiters. Aufgrund des inneren Aufbaus des Sensors ist es vorteilhaft, den Strom in beide Richtungen am Sensor vorbeizuführen, wodurch ein robustes differentielles Messverfahren genutzt werden kann. Damit vom gemessenen Magnetfeld präzise auf den Strom im Leiter zurückgerechnet werden kann, müssen Geometrie des Leiters, sowie Position und Abstand des Sensors bekannt sein. In enger Abstimmung mit Infineon wurden in einem iterativen Prozess unter Verwendung von FEM-Simulationen drei verschiedene Kupferprofile zur

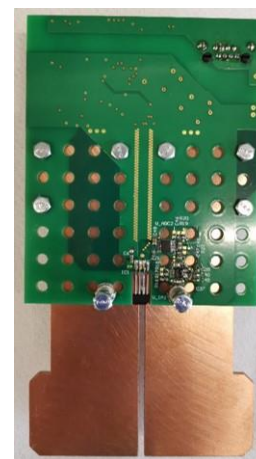
Stromführung entworfen. Die drei Profile wurden für die Implementierung der drei angestrebten Strommessbereiche von  $\pm 50$  A,  $\pm 200$  A und  $\pm 500$  A optimiert und sind in Abbildung 36a) dargestellt. Um den Aufbau des Sensors zu validieren, wurde ein PCB entwickelt, welches durch ein Lochraster die Montage und Vermessung aller drei Kupferprofile ermöglicht. Vor- und Rückseite des PCBs mit montierter 500-A-Kupferschiene sind in Abbildung 36b) und Abbildung 36c) dargestellt. Auf der Vorderseite der Platine oberhalb der Kupferschiene befinden sich Spannungsversorgung, galvanische Trennstrecke und RJ45-Schnittstelle zur Verbindung mit dem Multiportwandler. Auf der Rückseite am unteren Rand der Platine wird das Sensorgehäuse durch eine Aussparung direkt auf das Kupferprofil montiert. Nahe an den Sensorpins befindet sich ein Analog-Digital-Wandler, der das analoge Messsignal digitalisiert und via SPI an die RJ45-Schnittstelle übergibt, wodurch eine hohe Störfestigkeit der Übertragungsstrecke realisiert wird.



a)



b)



c)

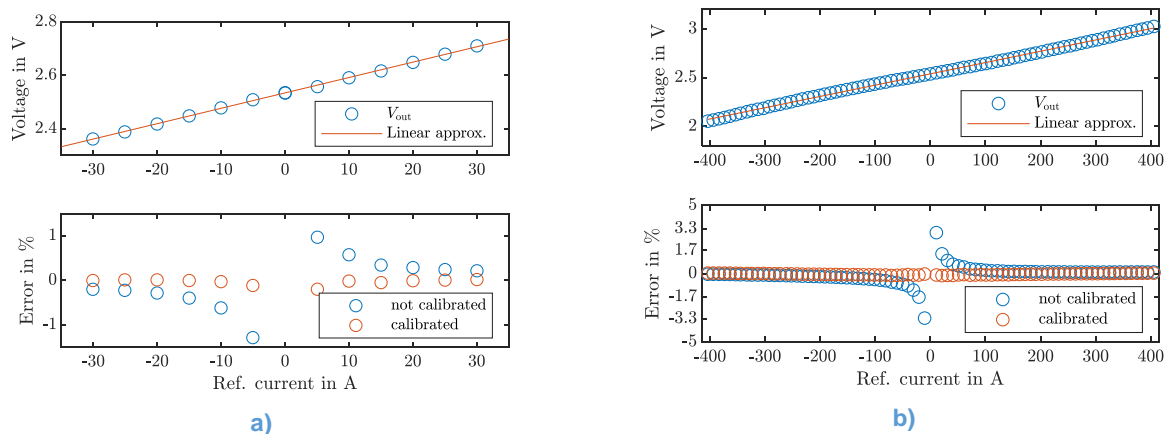
**Abbildung 36: Aufbau des TMR-Stromsensordemonstrators: a) Kupferprofile für die Messbereiche  $\pm 50$  A,  $\pm 200$  A und  $\pm 500$  A; b) Vorderseite des Demonstrators; c) Rückseite des Demonstrators**

Der kleinste und der größte Messbereich wurden experimentell validiert. Die Ergebnisse für den  $\pm 50$  A Messbereich sind in Abbildung 37a) dargestellt. Der obere Plot zeigt die analoge Ausgangsspannung des Sensors und eine gefittete Ausgleichsgerade über dem gemessenen Strom. Die Gerade hat den y-Achsenabschnitt bei 2,534 V, was um 34 mV vom Erwartungswert abweicht. Die Steigung beträgt 5,75 mV/A. Das Fitting der Ausgleichsgeraden ergibt ein Bestimmtheitsmaß von 99,94%, was auf eine gute Linearität des Sensors schließen lässt. Der untere Plot zeigt den relativen Messfehler über dem Strom. Die blauen Datenpunkte zeigen den Fehler

ohne vorausgegangene Kalibrierung. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Ausgangsspannung des Sensors bei 0 A exakt 2,5 V beträgt. In diesem Fall verbleibt der relative Fehler in den Grenzen  $\pm 1,5\%$ . Der relative Fehler nach einer Kalibrierung auf 2,534 V ist in orange dargestellt. In diesem Fall verbleibt die Abweichung in den Grenzen  $\pm 0,2\%$ .

Die Messergebnisse für den  $\pm 500$  A Messbereich sind in Abbildung 37b) dargestellt. In diesem Setup gibt es einen Offset von etwa 39 mV. Die Steigung beträgt 1,16 mV/A, wobei das Bestimmtheitsmaß der Ausgleichsgeraden bei 99,88% liegt. Der relative Messfehler verbleibt im nicht kalibrierten Fall unter 5% und kann durch Offset-Kalibrierung auf deutlich unter 1% reduziert werden.

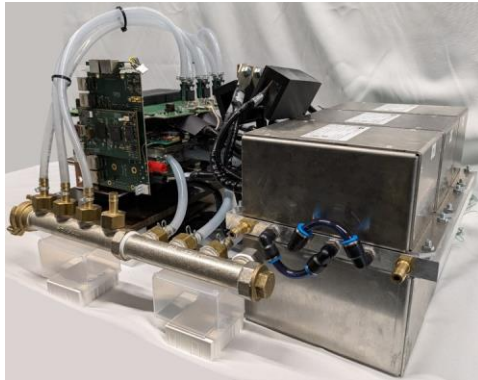
Die experimentelle Validierung der Sensoren zeigt eine hinreichende Genauigkeit beider Messbereiche im stationären Zustand. Bei der dynamischen Untersuchung mit einem Strompulsgenerator traten jedoch signifikante Oszillationen auf, deren Ursache nicht endgültig geklärt werden konnte. Aus diesem Grund wurden für den Labordemonstrator des Multiportwandlers kommerzielle Laborstromsensoren der Firma LEM verwendet.



**Abbildung 37: Stationäre Validierung der TMR-Stromsensoren: a)  $\pm 50$  A Messbereich; b)  $\pm 500$  A Messbereich**

Im nächsten Schritt wurden die beschriebenen Komponenten des Multiport-DC-DC-Wandlers montiert. Den vollständigen Aufbau des Labordemonstrators zeigt Abbildung 38a). Das Bild zeigt den bereits erläuterten gestapelten Aufbau der Elektronik auf der linken Seite. Der Transformator und die Spulen sind rechts im Bild zu sehen. Die externe Verschaltung der einphasigen Transformatoren ist zwischen Elektronik und den magnetischen Bauteilen zu erkennen. Außerdem sind Komponenten der Wasserkühlung, wie Schläuche, Verteilrohre und Kühlplatte zu erkennen. Das Kühlsystem des Multiportwandlers wird in AP4.2 genauer erläutert.

Den Laboraufbau zur Validierung des Wandlers zeigt Abbildung 38b). Besonders die Differentialastköpfe zur Messung der Phasenspannung gegen den Sternpunkt des Transformators auf der linken Seite, sowie das digitale 8-Kanal Oszilloskop im Hintergrund sind deutlich zu sehen. Darüber hinaus sind zwei Stromzangen im Vordergrund und die Leistungsanschlüsse des Wandlers auf der rechten Seite erkennbar. Die zwei zusätzlich angebrachten Rogowski-Spulen sind aufgrund der kompakten Bauform des Wandlers schwer zu erkennen. Die experimentelle Validierung des Wandlers wird in AP5.2 erläutert.



a)



b)

**Abbildung 38: Hardware-Demonstrator des Multiportwandlers: a) Freistehend ohne externe Anschlüsse; b) Laboraufbau mit externen Anschlüssen und Messequipment**

#### 2.4.2 AP4.2: Traktionsmotor inklusive Leistungselektronik

Das ISEA war in diesem AP nicht beteiligt.

#### 2.4.3 AP4.3: Stützbatterie

Das ISEA war in diesem AP nicht beteiligt.

#### 2.4.4 AP4.4: Thermomanagement und Modultechnologie zur Erzielung der geforderten NFZ-Lebensdauer

In AP4.4 wurde vom ISEA das Kühlsystem des Multiport-DC-DC-Wandlers entwickelt und aufgebaut. Zur Erreichung der fahrzeugklassenspezifischen Lebensdauieranforderung müssen die maximal auftretenden Temperaturen, sowie die Amplitude der thermischen Zyklen an den verwendeten Leistungshalbleitern durch das Kühlsystem begrenzt werden. Außerdem dürfen Gewicht und Bauraum des Wandlers nicht übermäßig durch das Kühlsystem vergrößert werden, um eine hohe Leistungsdichte des Gesamtsystems zu gewährleisten.

Da der Wandler für den Einsatz in Brennstoffzellenfahrzeugen vorgesehen ist, kann für die Kühlung der ohnehin vorhandene Wasserkühlkreislauf genutzt werden. Dies ermöglicht die Nutzung von sehr leichten und kompakten 3D-gedruckten Wasserkühlkörpern aus Edelstahl. Im Wandler kommen, wie in AP4.1 erläutert, Leistungshalbleiter in zwei verschiedene Gehäusetypen zum Einsatz. Für die Kühlung der diskreten TO247-4-Gehäuse im Batterieport und der Wolfspeed GM-Modulgehäuse im Umrichter und Brennstoffzellenport werden daher zwei verschiedene Kühlkörper benötigt. Zur Entwicklung und Herstellung der Kühlkörper wurde ein Unterauftrag an die Firma IQ Evolution erteilt. Abbildung 39 zeigt die gelieferten Kühler. Der IQ-Twin zur Kühlung der TO247-4-Gehäuse ist in Abbildung 39a) abgebildet und wiegt 8 Gramm, hat pro Seite eine Kühlfläche von 17x23 mm und kann über Vor- und Rückseite insgesamt 460 W Verlustwärme abführen. Der Kühler erreicht zudem bei einer Durchflussrate von 1 L/min einen geringen Druckverlust von 100 mbar, wodurch er für die Anwendung im Automotive-Bereich geeignet ist.

Der zur Kühlung der Leistungsmodule gelieferte IQ-Big53 ist in Abbildung 39b) dargestellt. Dieser Kühler wiegt 35 Gramm, hat pro Seite eine Kühlfläche von 43x57 mm und kann über Vor- und Rückseite insgesamt 1500 W Verlustwärme abführen. Dieser Kühler erreicht bei einem Druckverlust von 100 mbar eine Durchflussrate von 2,2 L/min.



a)



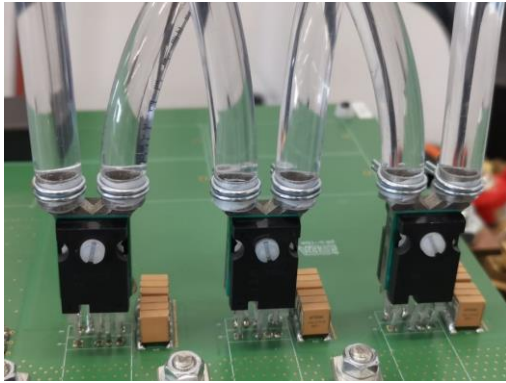
b)

**Abbildung 39: 3D-gedruckte Wasserkühlkörper aus Edelstahl: a) IQ-Twin zur Kühlung der TO-254-4-Gehäuse im Batterieport; b) IQ-Big53 zur Kühlung der Leistungsmodule im Umrichter- und Brennstoffzellenport**

Die Kühler können von beiden Seiten mit Bauteilen bestückt werden. Das führt dazu, dass im Batterieport, wo sich jeder MOSFET in einem separaten Gehäuse befindet, pro Phase ein IQ-Twin Kühlkörper benötigt wird. Insgesamt gibt es in diesem Port also sechs TO247-4-Gehäuse und drei Kühlkörper. Die Kühlkörper mit den montierten MOSFETs im Batterieport zeigt Abbildung 40a). Der Anschluss der Kühlschläuche erfolgt mittels Draht-Spannschelle, wobei die alle Kühler parallel verschaltet sind.

Die im Umrichter- und Brennstoffzellenport genutzten Leistungsmodule enthalten jeweils eine vollständige Halbbrücke, weshalb für die dreiphasigen Ports nur drei Module benötigt werden. Um die IQ-Big53 Kühlkörper dennoch doppelseitig zu bestücken, bietet sich daher ein gestapelter Aufbau an. Dabei werden die drei Leistungsmodule des Brennstoffzellenports nebeneinander von unten auf drei Kühlkörper montiert, während die drei Module des Umrichterports von oben montiert werden. Den resultierenden Aufbau inklusive angeschlossener Kühlschläuche zeigt Abbildung 40b). Ober- und unterhalb der Module sind die Gate-Treiber-Platinen zu erkennen.

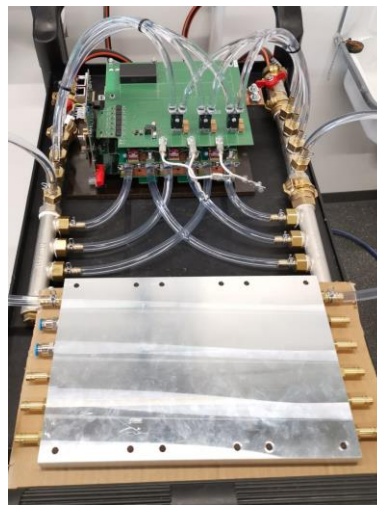
Den Aufbau des gesamten Kühlsystems zeigt Abbildung 40c). Neben den bereits erläuterten 3D-gedruckten Kühlkörpern für die Leistungshalbleiter ist im unteren Bereich des Bildes eine Aluminiumkühlplatte zu erkennen, die ebenfalls an den Kühlkreislauf angeschlossen ist. Die Kühlplatte dient zur Entwärmung des Transformators und der Spulen, welche wie vom ISEA spezifiziert die gleiche Bauform haben und sich daher leicht von oben und von unten auf der Platte montieren lassen. Für den Labordemonstrator wurden alle Kühlkörper parallel verschaltet. Die Verteilung der Kühlkreisläufe wurde durch die links und rechts im Bild erkennbaren Verteilrohre realisiert.



a)



b)



c)

Abbildung 40: Angeschlossener Kühlkreislauf

#### 2.4.5 AP4.5: Bipolarplatte

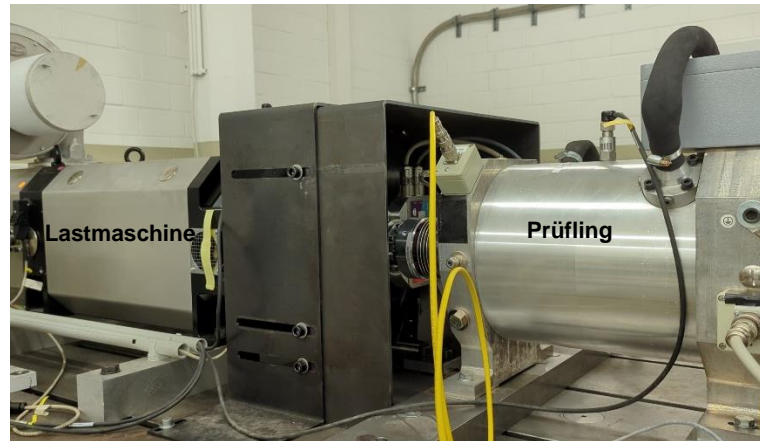
Das ISEA war in diesem AP nicht beteiligt.

### 2.5 AP5: Demonstration und Validierung

In AP5 erfolgte der Test und die Demonstration der erarbeiteten Komponenten und Systemlösungen.

#### 2.5.1 AP5.1: Konzeption und Aufbau der Komponenten- und Systemprüfstände

Ziel dieses Arbeitspakets ist, den Machbarkeitsnachweis zu erbringen, wie die Systemeffizienz durch eine variable Zwischenkreisspannung verbessert werden kann. Zum Nachweis des Konzepts der Modulationsstrategien von AP2.1 wurde eine 110 kW PMSM, die in einem früheren Projekt des ISEAs verwendet wurde, auf einem Prüfstand getestet. Der Aufbau ist in Abbildung 41 dargestellt.



**Abbildung 41: Prüfstand zur Bewertung der Modulationsstrategien**

Der Prüfstand verfügt über einen DC-DC Wandler (Dual-Active-Bridge Topologie), der eine variable Zwischenkreisspannung erzeugen kann. Der Umrichter besteht aus drei FF300R12KE3 IGBT-Halbbrückenmodulen die eine maximale Zwischenkreisspannung von 1200 V zulassen und einen Nennstrom von 440 A haben.

Die Implementierung und Regelung des Umrichters erfolgten mithilfe einer dSPACE MicroLabBox. Eine feldorientierte Regelung (FOC), analog zur Struktur im Simulationsmodell von AP2.1, wurde auf dem Digital Signal Processor (DSP) der MicroLabBox umgesetzt. Diese beinhaltet einen PI-Regler mit Anti-Windup sowie eine Vorsteuerung basierend auf den Flussverkettungs-Look-up-Tabellen (LUTs). Sowohl die Modulation (für SVPWM und Blocktaktung) als auch die Totzeitgenerierung wurden im eingebetteten FPGA der MicroLabBox realisiert.

Zusätzlich wurden im System sicherheitsrelevante Programmieraufgaben umgesetzt, um Überstrom-, Überspannungs-, Übertemperatur- und Überdrehzahlzustände der PMSM zu verhindern. Wird einer dieser Grenzwerte überschritten, reagiert das FPGA unmittelbar und versetzt die PMSM in den aktiven Kurzschluss (AKS). Dieser stellt den sichersten Zustand für eine PMSM dar – vorausgesetzt, der Kurzschlussstrom überschreitet nicht den Nennstrom der Maschine, was beim Prüfling der Fall ist. Ein Öffnen der Klemmen einer PMSM bei hoher Drehzahl (im Feldschwächungsbetrieb) kann zu gefährlichen Überspannungen führen, die die Leistungshalbleiter des Umrichters beschädigen können. Daher wird im Fehlerfall die Lastmaschine gestoppt, während der Prüfling im AKS-Zustand verbleibt.

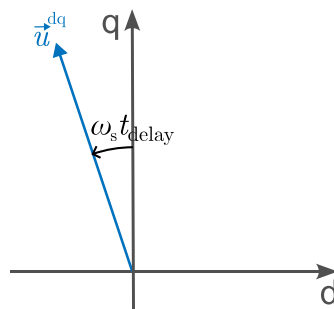
Zu den Hardwareaufgaben gehörte das Löten neuer Strom- und Spannungssensorplatinen, die in einem vorherigen Projekt entwickelt worden waren. Diese wurden anschließend kalibriert, wobei Verstärkung und Offset der Kalibrierung so in die dSPACE-Plattform programmiert wurden, dass eine Anpassung dieser Werte über die Benutzeroberfläche möglich ist. Die Ausgangssignale der Sensorplatinen werden über Lichtwellenleiter (LWL) an die dSPACE MicroLabBox übertragen, um eine galvanische Trennung zwischen dem Umrichter und der MicroLabBox sicherzustellen. Da das FPGA mit einer Taktfrequenz von 100 MHz arbeitet (10 ns Taktperiode), darf die Länge der LWL-Kabel nicht vernachlässigt werden. Aus diesem Grund wurden die Kabel in möglichst passender Länge ausgewählt und die Signallaufzeit bei der Messverzögerung berücksichtigt.

Ein Problem, das bei den ersten Messungen im vorangegangenen Bericht auftrat, war eine Einschränkung beim Resolver. Der implementierte Resolver scheint eine Inkompatibilität mit der dSPACE-MicroLabBox zu haben, die als Plattform für die Steuerung verwendet wird, und ab 3000 U/min ist die digitale Umwandlung des Signals erheblich beeinträchtigt. Um dieses Problem zu

beheben, wurde eine Umwandlung von analog zu digital mit einem Evaluations-Board von Analog Devices implementiert. Auf diese Weise wird das Resolversignal zuvor als Encodersignal mit absoluter Position digitalisiert (da die Logik des Boards in der Lage ist, die Nullposition zu erkennen), und das Signal wird als digitaler Eingang an die dSPACE-MicroLabBox per Serial Peripheral Interface (SPI) mit LWLs gegeben. Für die Dekodierung dieses Signals war eine zusätzliche Programmierung von FPGA-Modulen erforderlich, die anschließend erfolgreich getestet und implementiert wurden.

Vor der Durchführung der Messungen war es notwendig, den Wert des Resolver-Offsets zu bestimmen sowie die Verzögerung der Strommessung und die Verzögerung des Reglers (die Zeit zwischen den Messungen und der tatsächlichen Einprägung der Referenzspannung durch die Gate-Signale) zu berücksichtigen. Dieser Prozess wurde iterativ durchgeführt, beginnend mit einem initialen Resolver-Offset bei einer festen Drehzahl. Bei einer Regelung mit Null-Strom-Sollwert lieferte der Regler in diesem Zustand ausschließlich eine Spannungskomponente auf der q-Achse (nur  $u_q$ ), da bei Nullstrom (Leerlauf) die Spannung ausschließlich auf der q-Achse liegen sollte; vorausgesetzt, die Magnetflussverkettung ist mit der d-Achse ausgerichtet.

Anschließend wurde mit dem initialen Resolver-Offset die Reglerverzögerung bestimmt, indem die Drehzahl erhöht und weiterhin eine Regelung mit Null-Strom-Sollwert beibehalten wurde. Mit zunehmender Drehzahl zeigte die Reglerspannung eine Komponente auf der d-Achse. Aus der Differenz zwischen der elektrischen Drehgeschwindigkeit und dem Spannungswinkel relativ zur q-Achse konnte die Reglerverzögerung ermittelt werden, wie in Abbildung 42 dargestellt.



**Abbildung 42: Darstellung der Reglerverzögerung bei Null-Stromregelung**

Zur Bestimmung der Strommessungsverzögerung wurde eine reine  $i_d$ -Stromregelung verwendet. Der Resolver-Offset wurde zunächst so eingestellt, dass bei einer gegebenen Drehzahl kein Drehmoment erzeugt wurde, sodass der durch den Strom erzeugte Fluss mit dem Permanentmagnetfluss ausgerichtet war. Anschließend wurde die Drehzahl erhöht und die Verzögerung der Strommessung so angepasst, dass erneut kein Drehmoment entstand. Danach wurde die Drehzahl wieder auf den Anfangswert reduziert und der Resolver-Offset entsprechend korrigiert. Dieser iterative Prozess wurde mehrfach wiederholt, bis das erzeugte Drehmoment bei unterschiedlichen Drehzahlen unter reiner  $i_d$ -Einspeisung stets unter 0,1 Nm lag.

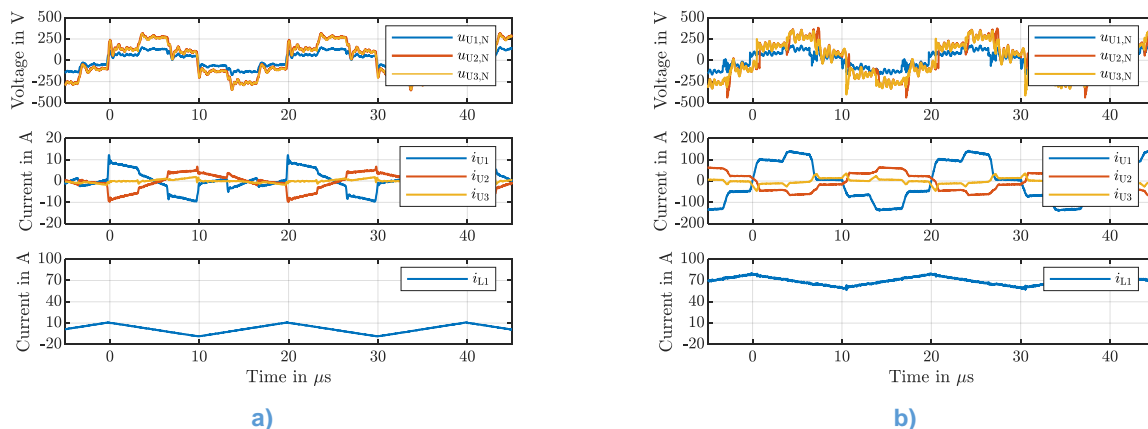
## 2.5.2 AP5.2: Durchführung Charakterisierung der Komponenten

### 2.5.2.1 DC-DC Wandler

In Arbeitspaket 5.2 wurde der aufgebaute Labordemonstrator der CFTAB im Laborbetrieb validiert. Dazu wurde an Batterie- und Umrichterport zunächst eine Spannung von 400 V angelegt, während der Brennstoffzellenport mit 100 V betrieben wurde. Abbildung 43a) zeigt die gemessenen Signalverläufe im Leerlauf. Der obere Plot zeigt die Spannung der ersten Phase aller drei Ports, jeweils gemessen gegen den Sternpunkt des Transformators. Die Verläufe zeigen die

charakteristischen Six-Step-Rechteckverläufe der SPS-Modulation. Die Spannung im Current-Fed-Port hat genau die halbe Amplitude der übrigen Ports, was die korrekte Funktion des Spannungsverdopplungseffekts anzeigt, da die angeschlossene DC-Spannung nur ein Viertel der beiden übrigen Spannungen beträgt. Der mittlere Plot zeigt den Wicklungsstrom der ersten Phase aller drei Ports. Die Stromverläufe weisen eine auffällig asymmetrische Signalform auf, was auf nicht kompensierte Totzeiteffekte des PWM-Betriebs der Halbbrücken zurückzuführen ist.

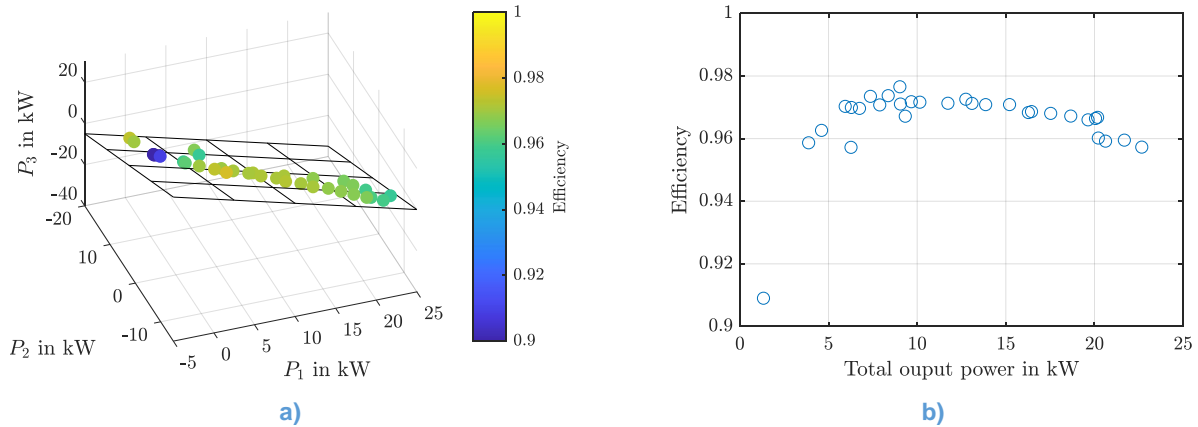
Abbildung 43b) zeigt die gleichen gemessenen Signale unter Last bei etwa 21 kW und 210 A DC-Strom im Current-Fed-Port. In diesem Arbeitspunkt weisen die gemessenen Phasenspannungen im oberen Plot signifikante Überlagerungen mit hochfrequenten Schwingungen auf. Die Phasenströme im mittleren Plot weisen keinerlei Schwingungen auf und erscheinen im ersten Eindruck deutlich symmetrischer als im Leerlauf. Auf den zweiten Blick fällt aber insbesondere im Phasenstrom des Current-Fed-Ports eine weiterhin bestehende Asymmetrie auf. Unter idealisierten Bedingungen haben die Ströme während den Intervallen mit geringer Stromänderung („Plateaus“) annähernd die gleiche Amplitude. Das ist hier nicht der Fall, was erneut auf die nicht kompensierten Totzeiteffekte zurückzuführen ist. Deren Einfluss auf den Induktivitätsstrom im unteren Plot ist marginal und in dieser Messung kaum zu erkennen.



**Abbildung 43: Gemessene Signalverläufe der CFTAB3 bei 100 V am Current-Fed-Port und 400 V an den anderen Ports: a) im Leerlauf; b) unter Last bei 22 kW und 220 A DC-Strom im Current-Fed-Port**

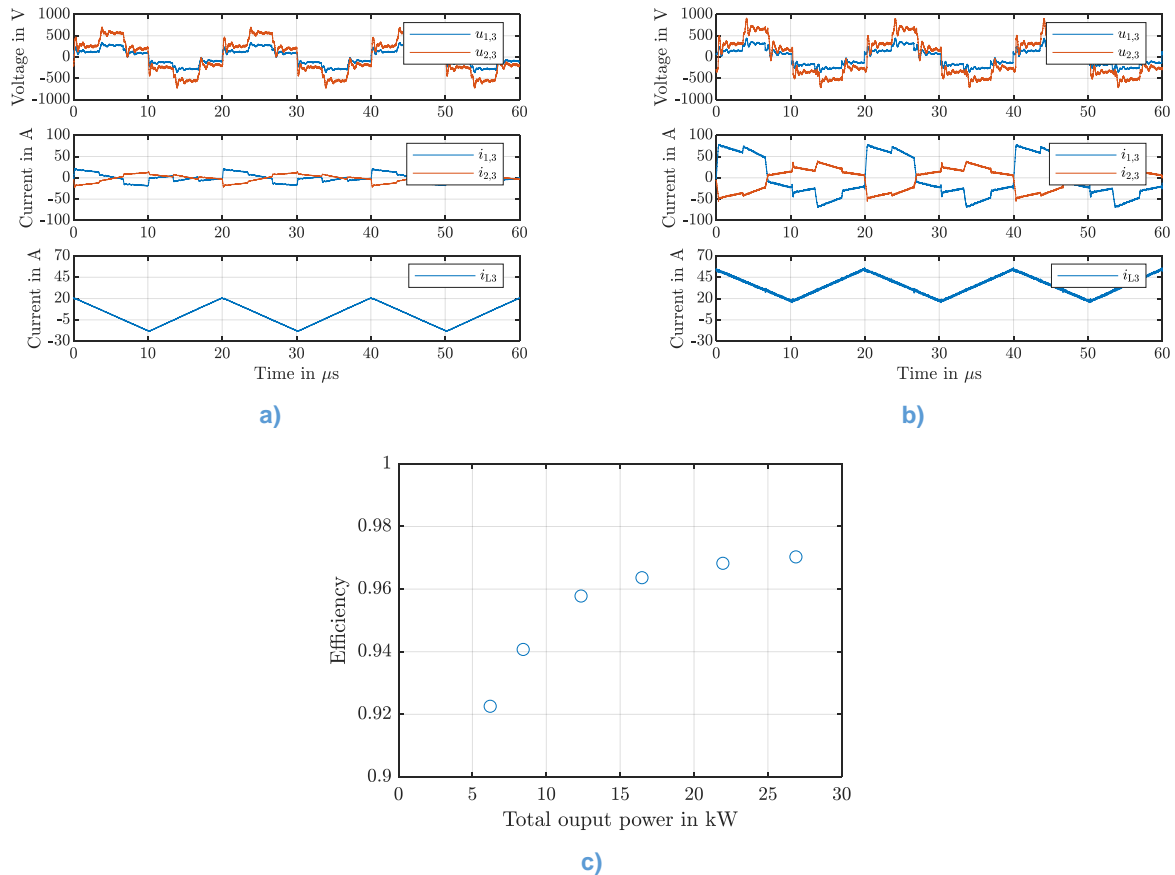
Der Hardware-Demonstrator wurde bei den oben angegebenen Spannungen in verschiedenen Arbeitspunkten vermessen, wobei die Leistungsflüsse zwischen den drei Ports variiert wurden. Die mit einem Präzessionsleistungsmessgerät der Firma Zimmer gemessenen Wirkungsgrade sind in Abbildung 44a) über den drei Portleistungen dargestellt. Da die Summe der Leistungen unter Vernachlässigung der Verluste genau 0 W ergibt, befinden sich die realen Messpunkte ungefähr in einer Ebene. Die Farbkodierung deutet an, dass bei den meisten Arbeitspunkten eine Effizienz von über 95% erreicht wird.

Zur besseren quantitativen Auswertung der erreichten Wirkungsgrade zeigt Abbildung 44b) die Effizienz geplottet über der Ausgangsleistung des Wandlers. Die Grafik zeigt, dass der Wirkungsgrad über einen weiten Arbeitsbereich nahe an 97% verbleibt. Außerdem wird deutlich, dass sogar Arbeitspunkte mit sehr geringer Ausgangsleistung immer noch einen Wirkungsgrad über 90% erreichen.



**Abbildung 44: Gemessene Effizienz des Multiportwandlers: a) Dargestellt über die Einzelleistungen der drei Ports; b) Dargestellt über die Ausgangsleistung des Wandlers**

Im nächsten Schritt wurde der Wandler im Zweiport-Betrieb validiert, wobei die Spannung am Umrichterport auf 800 V und am Brennstoffzellenport auf 200 V erhöht wurde. Der Batterieport wurde aufgrund technischer Probleme im Betrieb mit höheren Spannungen in dieser Messung deaktiviert. Abbildung 45a) zeigt die Phasenspannungen und -ströme, sowie den Induktivitätsstrom im Leerlauf. Die Spannungs- und Strompegel skalieren entsprechend der erhöhten Spannung, ansonsten ähneln die Kurvenverläufe stark der Messung aus Abbildung 44a). Auch die in Abbildung 45b) gezeigten Kurvenverläufe unter Last bei etwa 24 kW und 120 A DC-Strom im Current-Fed-Port ähneln, abgesehen von der Skalierung durch die erhöhte Spannung, stark der Messung aus Abbildung 44b). Besonders auffällig sind hier wieder die durch Totzeiteffekte verzerrten Phasenströme. Ein genauerer Blick auf die Six-Step-Rechteckspannungen zeigt allerdings, dass es außerdem zu einer Veränderung der Spannungspegel kommt, die nicht länger bei  $\pm 1/3 \cdot U_{dc}$  und  $\pm 2/3 \cdot U_{dc}$  liegen. Dies lässt auf eine beginnende Sättigung des Kernmaterials im Transformator schließen. Die Sättigung des Transformator-kerns ist ebenfalls auf die nicht kompensierten Totzeiteffekte zurückzuführen, da diese die Spannungszeit am Transformator beeinflussen können. Auch bei 800 V wurde die Effizienz des Wandlers in verschiedenen Arbeitspunkten mit dem Leistungsmessgerät aufgezeichnet, die Ergebnisse sind in Abbildung 45c) dargestellt. Die Grafik zeigt, dass der Wirkungsgrad im vermessenen Leistungsbereich stets über 92% liegt und zunächst steil ansteigt. Ab einer Leistung von etwa 15 kW beträgt der Wirkungsgrad 96 % und steigt bis 30 kW noch auf etwa 97% an. Der Trend ist am Ende des Messbereichs immer noch leicht positiv, weshalb extrapoliert werden kann, dass der Wandler bei höheren Leistung eine noch etwas höhere Effizienz erreicht.



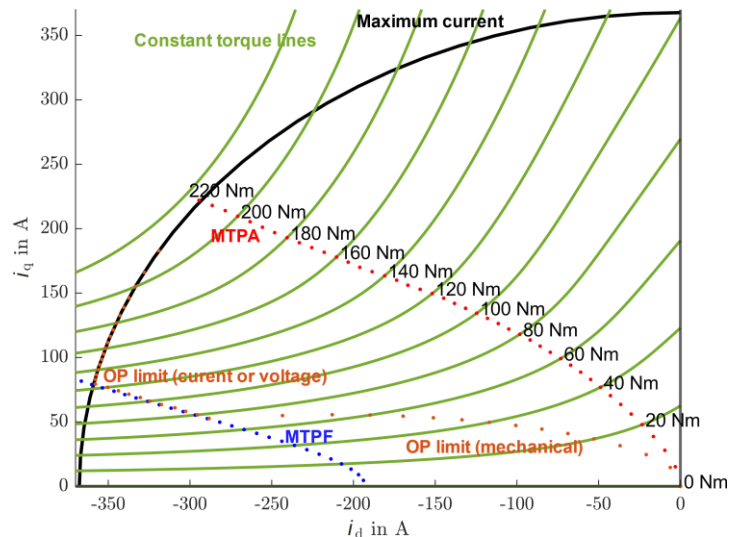
**Abbildung 45: Messungen im Zweiport-Betrieb bei 200 V am Current-Fed-Port und 800 V am Umrichterport: a) im Leerlauf; b) unter Last bei 24 kW und 120 A DC-Strom im Current-Fed-Port; c) Effizienz über Ausgangsleistung**

### 2.5.2.2 Messungen am Prüfstand mit PMSM, Umrichter und variabler Zwischenkreisspannung

Die Betriebspunkte für die PMSM wurden mithilfe derselben Skripte und Strategien unter Verwendung von FEAs berechnet, wie sie in AP2.1 (Abschnitt 2.2.1.2.2) beschrieben sind, mit einer maximalen Zwischenkreisspannung von 400V. Die Betriebsbereiche für die Untersuchte PMSM sind in Abbildung 46 dargestellt. Die untersuchten Betriebspunkte sind in Tabelle 4 dargestellt. Ebenfalls aufgeführt ist exemplarisch die für Blocktaktung erforderliche Zwischenkreisspannung für jeden dieser Punkte.

**Tabelle 4: Zwischenkreisspannung für Blocktaktung an den untersuchten Drehmoment-Drehzahl-Betriebspunkten**

T in Nm \ n in rpm	n in rpm											
	500	1000	1500	2000	2500	3000	3500	4000	4500	5000	5500	6000
5	19.0	35.5	52.2	69.0	85.6	102.1	118.8	135.4	151.8	168.4	184.6	201.5
10	20.9	38.6	56.5	74.4	92.3	110.2	127.8	145.8	163.5	181.1	198.9	216.5
25	26.7	50.0	72.6	95.1	117.9	141.1	163.8	186.7	209.6	231.8	254.7	277.0
50	35.5	65.7	95.9	125.7	156.0	186.9	217.3	247.3	277.9	307.8	337.8	368.2
75	41.8	77.6	113.1	148.1	184.1	220.5	256.3	292.0	327.8	363.0	396.9	395.9
100	47.1	86.2	125.8	165.0	204.6	244.2	283.7	322.8	363.7	399.7	382.4	398.7
125	51.4	92.6	134.7	176.8	219.2	262.0	304.3	345.9	389.6	387.4	389.8	399.5
150	54.3	98.5	142.7	186.8	231.8	275.9	320.5	364.0	390.0	389.5	397.3	
175	57.6	103.6	149.6	195.8	242.7	289.0	335.2	381.1	393.2	387.7		
200	60.3	108.3	156.4	204.2	253.3	301.1	349.1	397.5				



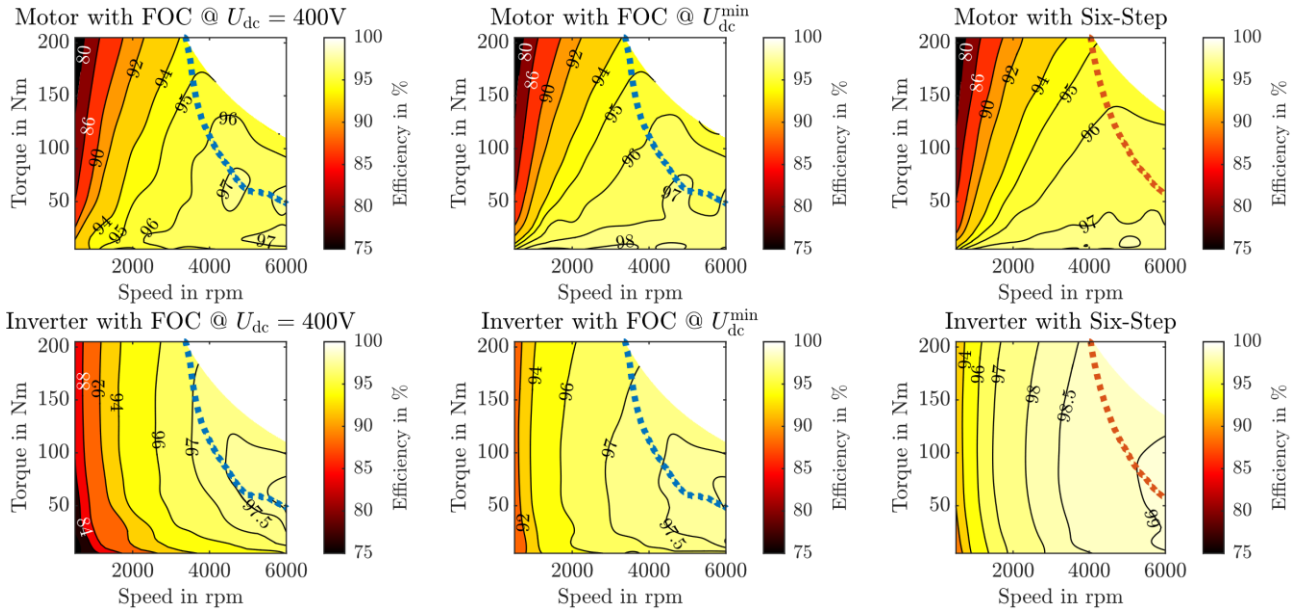
**Abbildung 46: Betriebsbereiche der untersuchten IPMSM**

Die interpolierten Wirkungsgradkennfelder der durchgeführten Messungen sind in Abbildung 47 dargestellt. Die erste Zeile zeigt den Motorwirkungsgrad, während die zweite Zeile den Umrichterwirkungsgrad darstellt – jeweils unter drei verschiedenen Szenarien: Die erste Spalte zeigt den Fall mit konstanter Zwischenkreisspannung von 400 V. Die zweite Spalte stellt das Szenario mit der minimalen Zwischenkreisspannung dar, bei der der PI-Regler mit FOC noch nicht in die Sättigung gerät. Die dritte Spalte zeigt den Betrieb mit Six-Step. Die blau gepunktete Linie kennzeichnet die Basisdrehzahlgrenze im FOC-Betrieb, während die rot gepunktete Linie die entsprechende Grenze bei Blocktaktung darstellt.

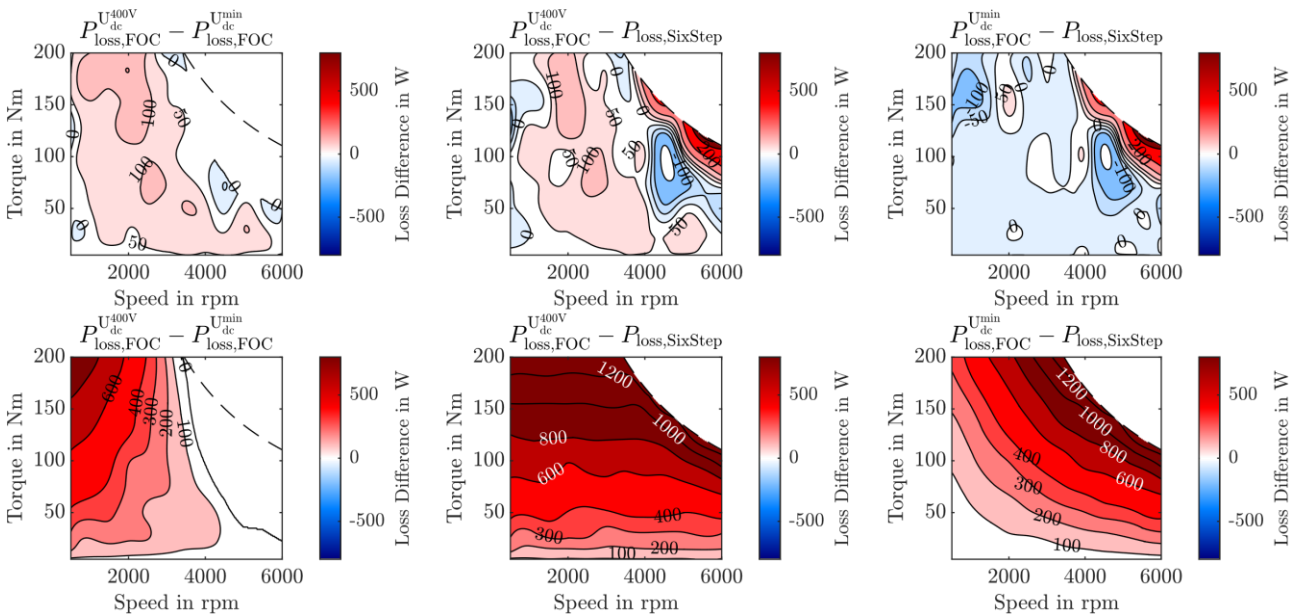
Die Motorwirkungsgradkennfelder zeigen keine signifikanten Unterschiede zwischen den drei Szenarien; lediglich die Steigung der Linien konstanten Wirkungsgrads verändert sich leicht. Um die Verlustunterschiede im Detail zu beurteilen, zeigt Abbildung 48 die Differenzen der Verluste in den drei Szenarien, wobei die erste Zeile den Motorverlusten zugeordnet ist. Das Absenken der Spannung im FOC-Betrieb führt zu einer Verlustreduktion von bis zu 150 W an der Basisdrehzahl.

Entgegen der weit verbreiteten Annahme, dass weniger sinusförmige Ströme bei der Blocktaktung zu höheren Motorverlusten führen, zeigen die Messungen, dass die Blocktaktung tatsächlich zu geringeren Gesamtverlusten führen kann. Ein möglicher Grund hierfür sind die hochfrequenten Spannungsanteile, die bei SVPWM stärker ausgeprägt sind – insbesondere bei niedrigen Drehzahlen, wenn die Differenz zwischen Zwischenkreisspannung und der Gegen-EMK der Maschine groß ist. Da hochfrequente Komponenten einen überproportionalen Einfluss auf die Eisenverluste haben, können diese unter SVPWM höher ausfallen als im Six-Step-Betrieb. Nur bei etwa 5000 rpm und 100 Nm, wo der Unterschied zwischen modulierter Spannung und Gegen-EMK gering ist, zeigt FOC mit 400 V Zwischenkreisspannung eine bessere Leistung.

Obwohl FOC mit reduzierter Spannung im Allgemeinen über große Teile der Drehmoment-Drehzahl-Kennfeldes effizienter arbeitet als Blocktaktung, kann Six-Step im Feldschwächungsbereich höhere Wirkungsgrade erzielen. Grund dafür ist, dass FOC früher in den Feldschwächungsbetrieb übergehen muss, während Six-Step eine Fortsetzung des MTPA-Betriebs bis in höhere Drehzahlen ermöglicht.



**Abbildung 47: Wirkungsgradkennfelder basierend auf Leistungsmessungen für die Maschine (oben) und den Umrichter (unten) mit den drei untersuchten Strategien**



**Abbildung 48: Verlustdifferenz zwischen den drei verschiedenen untersuchten Strategien. Oben: Maschine; unten: Umrichter**

Für den Umrichter zeigt sich aus Abbildung 47 deutlich, dass eine Absenkung der Zwischenkreisspannung die Effizienz bei Betriebspunkten mit niedriger Drehzahl erheblich steigert. Der minimale Wirkungsgrad des Umrichters wurde bei einem Betriebspunkt von 5 Nm und 500 U/min gemessen und betrug für die drei Szenarien 70,6%, 88,7% bzw. 89,8%. Zudem erreichte der Umrichterwirkungsgrad mit Six-Step bei Drehzahlen über 5000 U/min einen Wert von 99%. Diese Verbesserung ist darauf zurückzuführen, dass die Blocktaktung die Schaltverluste nahezu eliminiert – sie erfordert nur sechs Schaltvorgänge pro elektrische Periode, im Gegensatz zur kontinuierlichen Hochfrequenz-Schaltung mit 10 kHz bei SVPWM. Darüber hinaus steigen die Umrichterverluste im Blocktaktbetrieb bei Drehzahlen über 5000 U/min nur langsam mit dem Drehmoment an, während die Ausgangsleistung mit der Drehzahl deutlich zunimmt.

Wie aus der zweiten Zeile der Abbildung 48 hervorgeht, führt die Spannungsreduktion zu den größten Verlustreduktionen beim Umrichter. Im Vergleich zwischen Blocktaktung und FOC bei 400 V können bei hohen Drehmomenten Einsparungen von bis zu 1,3 kW erzielt werden. Die Messergebnisse zeigen das erhebliche Energieeinsparpotenzial am Umrichter sowie leichte Einsparungen an der elektrischen Maschine, die durch eine Absenkung der Zwischenkreisspannung und den Einsatz der Sechsschrittmodulation erreicht werden können.

Jedoch zeigen die Ergebnisse der Verlustsimulation des DC-DC-Wandlers, dass bei einer signifikanten Reduzierung der Spannung erhebliche Verluste bei Verwendung der SPS-Modulation auftreten. Daher sollten alternative Modulationsstrategien für das CF-TAB3, wie die „Asymmetrical Duty-Cycle Control“ (ADCC), in zukünftigen Arbeiten untersucht werden, um ein weiches Schalten bei erheblichen Spannungsunterschieden zwischen den Ports zu gewährleisten. Diese Untersuchung soll klären, ob es tatsächlich möglich ist, eine so hohe Verlustreduktion am Umrichter zu erreichen, ohne den DC-DC-Wandler zu beeinträchtigen, was die Systemeffizienz bei niedrigen Drehzahlen signifikant erhöhen könnte.

### 3 Relevante Positionen des zahlenmäßigen Nachweises

Die wichtigste Position des zahlenmäßigen Nachweises stellen die Personalausgaben i.H.v. 444.000 € (gerundet) dar, die zur Erzielung der Projektergebnisse für wissenschaftliche Mitarbeiter und studentische Hilfskräfte eingesetzt wurden. Weiterhin wurden für die Vergabe von Unteraufträgen zur Entwicklung der magnetischen Komponenten und der 3D-gedruckten Kühlkörper Mittel i.H.v. 68.000 € (gerundet) aufgewendet. Darüber hinaus wurde Verbrauchsmaterial i.H.v. 13.500 € (gerundet) für die Hardwarekomponenten und experimentellen Laborversuche verwendet. Schließlich wurden etwa 11.000 € (gerundet) für Reisen ausgegeben, darunter mit Veröffentlichungen verbundenen Konferenzreisen.

### 4 Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit

Die Brennstoffzellentechnologie ist im Gegensatz zu batterieelektrischen Fahrzeugen auf einem noch vergleichsweise niedrigen TRL-Niveau. Neben der Brennstoffzellentechnologie selbst besteht insbesondere beim Thermomanagement für die Brennstoffzelle, der allgemeinen elektrischen HV-Bordnetzarchitektur, bei der Leistungselektronik und bei der ganzheitlichen Betriebsführung des Systems noch hoher, akademischer Forschungs- und Entwicklungsbedarf. Ansätze aus batterieelektrischen Fahrzeugen lassen sich oft nicht äquivalent auf alternative Antriebskonzepte übertragen. Gerade der Multiport-DC-DC-Wandler ist eine Komponente, die in batterieelektrischen Fahrzeugen nicht notwendig ist und somit erst entwickelt werden muss. Darüber hinaus ergeben sich durch die mehreren Energiequellen und -speicher (Hilfsbatterie) deutlich komplexere Betriebsführungsstrategien, die zunächst akademisch untersucht werden müssen. Das ISEA konnte diese grundsätzlichen Fragen im Projekt SkalTABS gezielt und Dank der Förderung mit hohem Personaleinsatz bearbeiten. Das SkalTABS-Konsortium mit allen relevanten Industriepartnern bot hier das ideale Umfeld, die Forschung des ISEAs eng an den Bedürfnissen der Industrie anzubinden und daran auszurichten.

## 5 Verwertbarkeit der Ergebnisse mit Bezug zum Verwertungsplan

Die in SkalTABS vom ISEA erzielten Ergebnisse lassen sich hervorragend in weiteren Forschungs- und Entwicklungsprojekten verwerten. Die gewonnenen Erkenntnisse im Themengebiet des Multiport-DC-DC-Wandlers und des elektrischen Antriebsstrangs können in einem breiten Anwendungsspektrum genutzt werden.

Wenngleich die Elektrochemie von PEM-Brennstoffzellen und die von PEM-Elektrolyse viele Unterschiede aufweist, trifft das auf die in diesem Kontext verwendete Leistungselektronik weit weniger zu. Die Anforderungen der hohen Stromstärken bei geringen Spannungen in Kombination mit einem geringen Stromrippel existieren für Elektrolyseure zur Herstellung von grünem Wasserstoff in ähnlicher Weise. Daher können die vom ISEA erzielten Ergebnisse mit Bezug zum DC-DC-Wandler ebenfalls auf diesen Wirtschaftszweig erweitert und adaptiert werden. Dies ist ein besonders attraktiver Anwendungsfall, da die Erzeugung von grünem Wasserstoff zur Langzeitspeicherung von Energieüberschüssen aus den erneuerbaren Energien in Zukunft voraussichtlich eine wichtige Stütze des Energiesystems darstellt. Die Erkenntnisse aus SkalTABS können für den effizienten Betrieb der Elektrolyseure der Zukunft einen Beitrag leisten.

Die Analyse der Systemeffizienz zeigt ein erhebliches Potenzial zur Energieeinsparung bei brennstoffzellenbetriebenen Fahrzeugen, bei denen die Kombination aus Brennstoffzelle und Batterie den Einsatz eines DC-DC-Wandlers erforderlich macht. Ebenso könnten Hochleistungsanwendungen wie elektrifizierte Schiffe oder Flugzeuge vielversprechende Kandidaten für die im Projekt SkalTABS vorgeschlagene Konfiguration darstellen.

Die Projektergebnisse fanden weiterhin durch die Betreuung von projektbezogenen Bachelor- und Masterarbeiten, sowie der Anleitung von studentischen Hilfskräften Eingang in die Lehre des Instituts. Durch erfolgte und geplante Veröffentlichung auf internationalen Fachkonferenzen werden die Projektergebnisse zudem einer breiten wissenschaftlichen Community zugänglich gemacht.

## 6 Fortschritte auf diesem Gebiet bei anderen Stellen/Partnern

Im Projektzeitraum sind keine Ergebnisse von dritter Seite bekannt geworden, die für die Durchführung des Vorhabens relevant sind.

## 7 Erfolgte und geplante Veröffentlichungen der Ergebnisse

Die im Rahmen des Projekt SkalTABS erzielten Ergebnisse wurden in folgenden wissenschaftlichen Veröffentlichungen publiziert:

- P. Kowalewski, A. Thönnessen, N. Fritz and R. W. De Doncker, "A Model-Based Control Strategy Enhancing the Dynamic Performance of Current-Fed Triple-Active-Bridge DC-DC Converters," *2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Nadi, Fiji, 2022
- D. C. Rodriguez Pinto, H. Xu und R. W. de Doncker, „Accurate FEA-Based Modeling of IPMSMs Operating Under High Magnetic Utilization,“ in *25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Chiang Mai, Thailand, 2022
- P. Kowalewski, A. Tissen, A. Thönnessen, N. Fritz and R. W. De Doncker, "Experimental Validation of a Control Strategy Enhancing the Dynamic Performance of Current-Fed Triple-Active-Bridge DC-DC Converters," *2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2024
- D. C. Rodriguez Pinto, A. Douiri und R. W. De Doncker, „Implementation and Validation of a LUT-Based Model of an IPMSM Considering Saturation and Spatial Harmonics,“ in *2024 27th*

*International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Fukuoka, Japan, 2024

- P. Kowalewski, A. Tissen, P. Heynmöller, A. Thönnessen, N. Fritz and R. W. De Doncker, "Enhancing the Dynamic Performance of Current-Fed Triple-Active-Bridge DC–DC Converters Utilizing Freewheeling States for Inductor-Current Adjustment," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 6, pp. 7740-7753, June 2025

Darüber hinaus befinden sich folgende geplante Veröffentlichungen aktuell im Peer-Review:

- P. Kowalewski, A. Thönnessen, N. Fritz and R. W. De Doncker, "Design and Validation of a Three-Phase Current-Fed Triple-Active Bridge for Fuel-Cell Electric Vehicles"
- D. C. Rodriguez Pinto, M. Kampshoff, P. Kowalewski, I. Thomidis, R. W. De Doncker "Drivetrain Efficiency Investigation of Fuel-Cell-Powered Vehicles Using a Triple Active Bridge, FOC and Six-Step Operation"

## Literaturverzeichnis

- [1] D. C. Rodriguez Pinto, A. Douiri und R. W. De Doncker, „Implementation and Validation of a LUT-Based Model of an IPMSM Considering Saturation and Spatial Harmonics,“ in *2024 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Fukuoka, Japan, 2024.
- [2] JSOL Corporation, „Inductance Analysis of an IPM Motor, Catalog, J. A. 17,“ Harumi, Chuo-ku, Tokyo, Japan, 2006.
- [3] T. J. E. Miller, M. Popescu, C. Cossar, M. I. McGilp, M. Olaru, A. Davies, J. Sturgess und A. Sitzia, „Embedded Finite-Element Solver for Computation of Brushless Permanent-Magnet Motors,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 44, Nr. 4, pp. 1124-1133, 2008.
- [4] D. C. Rodriguez Pinto, H. Xu und R. W. de Doncker, „Accurate FEA-Based Modeling of IPMSMs Operating Under High Magnetic Utilization,“ in *25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Chiang Mai, Thailand, 2022.
- [5] N. Bianchi und S. Bolognani, „Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis,“ *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, pp. 27-34 vol.1, 1998.
- [6] D. G. Holmes und T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, John Wiley & Sons, 2003.
- [7] P. Kowalewski, A. Thönnessen, N. Fritz und R. W. De Doncker, „A Model-Based Control Strategy Enhancing the Dynamic Performance of Current-Fed Triple-Active-Bridge DC-DC Converters,“ in *IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Denarau Island, Fiji, 2022.
- [8] P. Kowalewski, M. Bragard, F. Hüning und R. W. De Doncker, „An Inexpensive Wiegand-Sensor-Based Rotary Encoder Without Rotating Magnets for Use in Electrical Drives,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Bd. 72, pp. 1-10, 2023.
- [9] P. Kowalewski, A. Tissen, A. Thönnessen, N. Fritz und R. W. De Doncker, „Experimental Validation of a Control Strategy Enhancing the Dynamic Performance of Current-Fed Triple-

Active-Bridge DC-DC Converters," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, California, 2024.

- [10] M. M. Özdemir und Y. E. Akpınar, „Design and analysis of a shelltype high frequency transformer for high power density applications," *Kirklareli University Journal of Engineering and Science*, vol. 8, p. 46–58, 2022.
- [11] T. A. Lipo, F. C. Lee, D. Divan und R. D. Lorenz, „A hightemperature, high-frequency, high-power-density transformer," *NASA Glenn Research Center*, 2003.
- [12] J. Hu, Z. Yang, S. Cui und R. W. De Doncker, „Closed-form asymmetrical duty-cycle control to extend the soft-switching range of three-phase dual-active-bridge converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 9609-9622, 2021.

## Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN geplant	2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) Schlussbericht
3. Titel Skalierbares Thermomanagement und Antriebsstrang für Brennstoffzellen-Nutzfahrzeuge (SkalTABs)  Untertitel Erforschung eines skalierbaren Multiport-DC-DC-Wandlers	
4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)] *Kowalewski, Paul; *Rodriguez Pinto, Daniel Camilo	5. Abschlussdatum des Vorhabens Oktober 2024
	6. Veröffentlichungsdatum April 2025
	7. Form der Publikation Projektbericht
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse) Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA) Campus-Boulevard 89 52074 Aachen	9. Ber. Nr. Durchführende Institution
	10. Förderkennzeichen 19I21037J
	11. Seitenzahl 61
12. Fördernde Institution (Name, Adresse) Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) 53107 Bonn	13. Literaturangaben 12
	14. Tabellen 4
	15. Abbildungen 50
16. Zusätzliche Angaben	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum)	
18. Kurzfassung Das Projekt SkalTABs adressiert skalierbare Antriebsstrang- und Thermomanagement-Architekturen sowie die zugehörigen Hardware-Komponenten für zukünftige Brennstoffzellen-Nutzfahrzeuge. Im Rahmen des Projekts wurde ein Multiport-DC-DC-Wandler entwickelt, der einen Traktionsumrichter, Brennstoffzellen und eine Batterie miteinander verbindet. Die gewählte Topologie, ein „current-fed three-phase Triple Active Bridge“ (CF-TAB3), reduziert die Stromwelligkeit auf der Brennstoffzellen-Seite und trägt so zur Verlängerung der Lebensdauer der Brennstoffzelle bei. Durch die Spannungsflexibilität der Topologie kann die Zwischenkreisspannung des Umrichters reduziert werden, was den Einsatz der Blocktaktung (Six-Step-Modulation) auch bei niedrigen Drehzahlen ermöglicht. Dies führt zu erheblichen Verlustreduktionen im Umrichter und moderaten Einsparungen an der elektrischen Maschine, was durch Simulationen und Messungen validiert wurde. Zwar führt die „Single-Phase-Shift-Modulation“ bei großen Spannungsunterschieden zwischen den Ports zu erhöhten Verlusten im CF-TAB3, jedoch könnten alternative Modulationsstrategien eine hohe Effizienz des Wandlers beibehalten und gleichzeitig die genannten Einsparungen an Umrichter und Maschine ermöglichen.	
19. Schlagwörter Blocktaktung, Multiport Wandler, PMSM, SVPWM, Systemebenewirkungsgrad, Triple-Active-Bridge	
20. Verlag Leibniz-Informationszentrum Technik und Naturwissenschaften Universitätsbibliothek	21. Preis

## Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN planned	2. type of document (e.g. report, publication) Final report
3. Title Scalable Thermal Management and Drivetrain for Fuel Cell Utility Vehicles (SkalTABs)  Subtitle Research of a Scalable Multiport DC-DC Converter	
4. author(s) (family name, first name(s)) *Kowalewski, Paul; *Rodriguez Pinto, Daniel Camilo	5. end of project October 2024
	6. publication date April 2025
	7. form of publication Project report
8. performing organization(s) (name, address) Institute for Power Electronics and Electrical Drives (ISEA) Campus-Boulevard 89 52074 Aachen	9. originator's report no.
	10. reference no. 19I21037J
	11. no. of pages 61
12. sponsoring agency (name, address)  Federal Ministry for Economic Affairs and Climate Action (BMWK) 53107 Bonn	13. no. of references 12
	14. no. of tables 4
	15. no. of figures 50
16. supplementary notes	
17. presented at (title, place, date)	
18. abstract  The project SkalTABs addresses scalable powertrain and thermal management architectures, along with the associated hardware components for future drivetrains of fuel cell utility vehicles. As part of the project, a multiport DC-DC converter was developed to interface a traction inverter, fuel cells, and a battery. The selected topology, a current-fed three-phase Triple Active Bridge (CF-TAB3), reduces current ripple on the fuel cell side, contributing to extended fuel cell lifetime. Its voltage flexibility enables operation at a reduced inverter DC-link voltage, allowing the use of six-step modulation even at low speeds. This leads to substantial loss reductions at the inverter and moderate savings at the machine, which were validated through simulations and measurements. Although single-phase-shift modulation results in increased CF-TAB3 losses when port voltage differences are high, alternative strategies could maintain high converter efficiency while still achieving the noted inverter and machine loss reductions.	
19. keywords Multiport Converter, PMSM, Six-Step, SVPWM, System-Level Efficiency, Triple-Active-Bridge	
20. publisher Leibniz-Informationszentrum Technik und Naturwissenschaften Universitätsbibliothek	21. price