

## **Wirkungsgradoptimale Regelung eines elektrischen Fahrtriebes mit variabler Zwischenkreisspannung**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik  
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Daniel Pohlenz

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker  
Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt

Tag der mündlichen Prüfung: 29.06.2012

Paderborn 2012

Diss. EIM-E/284



# Danksagung

Auf meinem Weg vom Start bis zum Ziel der Dissertation haben mich einige Menschen begleitet, denen ich hiermit von ganzen Herzen danken möchte.

Ohne meinen Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker und Betreuer Dr.-Ing. Marcus Menne hätte ich meine Arbeit nie anfertigen können. Ihnen danke ich für das entgegengebrachte Vertrauen und das persönliche Engagement für mich. Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt möchte ich für die Übernahme des Koreferats und die Grundsteinlegung meines Fachwissens danken.

Besonders gefreut hat mich die herzliche und freundliche Atmosphäre im Fachgebiet LEA und bei dem Kooperationspartner Daimler AG, in der ich mich immer sehr wohl gefühlt habe. Einigen Kollegen möchte ich besonders danken: Dipl.-Ing. Andreas Specht, Dipl.-Ing. Oliver Raulien, Dipl.-Ing. Walter Stolz und Dr.-Ing. Michael Meyer. Durch den fachlichen Austausch, die Diskussionen und das Bereitstellen der Infrastruktur haben sie mir sehr weiter geholfen.

Noch bevor ich die Dissertation in Angriff genommen habe, standen mir Prof. Dr. Matthias Stiefenhofer, Dipl.-Ing. Matthias Ludwig und Dipl.-Ing. Markus Hanisch beratend zur Seite. Vielen Dank für die Ermutigung zum Beginn der Arbeit.

Mein besonderer Dank gilt den Menschen, die immer für mich da waren, sind und sein werden. Meiner ganzen Familie und meiner liebsten Sandra danke ich für die Unterstützung, die Geduld und das Vertrauen in mich.



# Kurzfassung

Die in dieser Arbeit miteinander verglichenen Topologien unterscheiden sich in der Anzahl der DC/DC-Wandler. In der Ein-Wandler Topologie ist der Antrieb direkt mit der Brennstoffzelle verbunden, während die Batterie über einen DC/DC-Wandler an den gemeinsamen Zwischenkreis angebunden ist. In der Zwei-Wandler Topologie sind sowohl Batterie als auch Brennstoffzelle über je einen DC/DC-Wandler mit dem Zwischenkreis verbunden. Dies ermöglicht die Regelung einer konstanten, an den Arbeitspunkt angepassten Zwischenkreisspannung und es sind erhebliche Kosteneinsparungen bei der Fertigung der Brennstoffzelle prognostiziert. Es müssen dafür aber ein erhöhter leistungselektronischer Aufwand und zusätzliche Verluste im Brennstoffzellenwandler in Kauf genommen werden.

Ungeachtet der Fahrzeugkosten wird die Fragestellung in dieser Arbeit beantwortet, wie sich der Wirkungsgrad des elektrischen Antriebsstranges durch eine gezielte Variation der Zwischenkreisspannung maximieren lässt und mit welcher Topologie der elektrische Antriebsstrang einen geringeren Energieverbrauch im Fahrzyklus erreicht. Jede Komponente des Antriebsstranges hat einen, von der Zwischenkreisspannung abhängigen, Wirkungsgrad.

Für jede Drehzahl-Drehmoment-Kombination existiert eine verlustoptimale Zwischenkreisspannung des Antriebsstranges, die in einem Kennfeld hinterlegt ist. Durch eine Variation der Zwischenkreisspannung ist, je nach Arbeitspunkt, eine Veränderung dessen Wirkungsgrades zwischen 2 % bis maximal 5 % möglich. Für jedes der unterschiedlichen, untersuchten Fahrprofile ergibt sich eine eigene, optimale Zwischenkreisspannung, sofern diese konstant gehalten wird. Mit der lastpunktabhängigen Variation der Zwischenkreisspannung wird, im Gegensatz zur konstanten Zwischenkreisspannung, ein optimaler Verbrauch erreicht. Die lastpunktabhängige Anpassung der Zwischenkreisspannung ist deshalb eine Voraussetzung für den wirkungsgradoptimalen Betrieb des Antriebsstranges.

In Simulationen von Fahrzyklen mit überwiegend geringen Antriebsleistungen und optimierter Betriebsstrategie ergibt sich ein Verbrauchsvorteil des Antriebsstranges der Zwei-Wandler Topologie von 5-6 % gegenüber der Ein-Wandler Topologie. Im hochdynamischen Fahrzyklus, mit hohen Antriebsleistungen, sind die Energieverbräuche in der Ein-Wandler Topologie sowie in der Zwei-Wandler Topologie nahezu identisch. Trotz des zusätzlichen Brennstoffzellenwandlers tritt keine Verschlechterung im Wirkungsgrad des Antriebsstranges auf. Der Einsatz der Zwei-Wandler Topologie ist demzufolge, sowohl aus Kosten als auch aus Verbrauchsgründen, zu empfehlen.



# Abstract

The topologies that are compared in this paper vary in the number of DC/DC-converters. In the single-converter topology, the traction drive is directly connected to the fuel cell whereas the battery is connected to the common link by a DC/DC-converter. In the dual-converter topology, the battery as well as the fuel cell is both connected to the DC-link by a DC/DC-converter. This permits the control of a constant, to the operating point adjusted, DC-link voltage and considerable cost savings are predicted for the manufacturing of the fuel cell stack. To attain this feature, a higher power electronic complexity and additional losses in the fuel cell converter have to be accepted.

Despite the vehicle costs, the questions will be answered in this paper how the efficiency of the electrical drive train will be influenced by a variable DC-link voltage and with which topology the maximum efficiency can be reached in a drive cycle.

For every torque-speed combination an efficiency optimal DC-link voltage of the drive train can be found which is stored in a characteristic diagram. Depending on the operating point, the efficiency can be changed between 2 % and 5 % by changing the DC-link voltage. Looking at different drive cycles, for every cycle a separate optimal DC-link voltage can be found if the DC-link voltage is held constant. The use of an operating point controlled DC-link voltage is a premise to realize minimal energy consumption.

In simulations of driving cycles with predominantly low drive power and optimal operating strategy the vehicle with dual-converter topology will have a 5-6 % lower energy consumption as with the single-converter topology. In highly dynamic drive cycles with high drive power, the energy consumption between the two topologies nearly equals. There is no efficiency drop in the drive train despite the additional fuel cell converter. Therefore the use the dual-converter topology is recommended due to lower costs as well as lower energy consumption.





# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Fahrzeugkonzept</b>	<b>7</b>
2.1	Fahrzeugdaten . . . . .	7
2.2	Topologie . . . . .	8
2.2.1	Topologie ohne DC/DC-Wandler . . . . .	10
2.2.2	Topologien mit einem DC/DC-Wandler . . . . .	11
2.2.3	Topologie mit zwei DC/DC-Wandlern . . . . .	13
2.3	Einfluss der Zwischenkreisspannung auf das System . . . . .	14
<b>3</b>	<b>Verlustberechnung und Modellierung der Komponenten des Antriebsstranges</b>	<b>19</b>
3.1	Brennstoffzelle . . . . .	19
3.1.1	Aufbau und Funktionsweise der Brennstoffzelle . . . . .	20
3.1.2	Nebenaggregate des Brennstoffzellensystems . . . . .	24
3.1.3	Wirkungsgrad und Modellierung der Brennstoffzelle . . . . .	27
3.2	Batterie . . . . .	30
3.2.1	Aufbau und Funktionsweise der Lithium-Ionen Batterie . . . . .	30
3.2.2	Modellierung und Wirkungsgrad der Batterie . . . . .	32
3.3	DC/DC-Wandler . . . . .	34
3.3.1	Aufbau und Funktionsweise der DC/DC-Wandler . . . . .	34
3.3.2	Wirkungsgrad und Modellierung der DC/DC-Wandler . . . . .	44
3.4	Umrichter . . . . .	51
3.4.1	Aufbau und Funktionsweise des Umrichters . . . . .	51
3.4.2	Wirkungsgrad und Modellierung des Umrichters . . . . .	54
3.5	Traktionsmaschine . . . . .	58
3.5.1	Aufbau und Funktionsweise der Traktionsmaschine . . . . .	58
3.5.2	Maschinenverluste . . . . .	61
<b>4</b>	<b>Regelung des Systems</b>	<b>71</b>
4.1	Regelung der Zwischenkreisspannung . . . . .	71
4.2	Regelung der Leistungsaufteilung . . . . .	74
4.2.1	Leistungsaufteilung in der Ein-Wandler Topologie . . . . .	74
4.2.2	Leistungsaufteilung in der Zwei-Wandler Topologie . . . . .	75
4.3	Spezielle Regelstrategien zur Reduzierung der Antriebsverluste . . . . .	77
4.3.1	Verluste im Antrieb . . . . .	78
4.3.2	Vergleich zwischen MTPC und ME . . . . .	78
4.3.3	Regelungsstruktur . . . . .	82
4.3.4	Zusammenfassung zur Optimierung der Maschinenregelung . . . . .	82

<b>5</b>	<b>Wirkungsgradoptimale Vorgabe der Zwischenkreisspannung</b>	<b>85</b>
5.1	Abhängigkeit der DC/DC-Wandlerverluste von der Zwischenkreisspannung . . . . .	85
5.2	Spannungsabhängigkeit der Umrichterverluste . . . . .	88
5.3	Einfluss der Zwischenkreisspannung auf die Maschinenverluste . . . . .	92
5.4	Berechnung der verlustoptimalen Zwischenkreisspannung . . . . .	98
5.5	Messung der optimalen Zwischenkreisspannung am Prototyp . . . . .	102
5.6	Zwischenkreisspannungsabhängigkeit des Energieverbrauches im Fahrzyklus . . . . .	105
<b>6</b>	<b>Optimierung des Energiemanagements</b>	<b>109</b>
6.1	Möglichkeiten zum Aufstellen und Optimieren der Betriebsstrategie . . . . .	109
6.1.1	Expertenbasierte Betriebsstrategie . . . . .	110
6.1.2	Automatische Parametrierung der Betriebsstrategie . . . . .	110
6.1.3	Probabilistische Betriebsstrategien . . . . .	112
6.1.4	Vergleich der Optimierungsstrategien . . . . .	113
6.2	Definition der Betriebsstrategie . . . . .	115
6.3	Optimierung der Betriebsstrategie . . . . .	119
6.3.1	Optimierung mit der Simplex-Methode . . . . .	121
6.3.2	Optimierung mit der Particle Swarm Optimisation . . . . .	124
<b>7</b>	<b>Energieverbrauch des Fahrzeuges</b>	<b>129</b>
7.1	Methode zur Berechnung des Energieverbrauches . . . . .	129
7.2	Energieverbrauch des Fahrzeuges mit Zwei-Wandler Topologie . . . . .	130
7.2.1	Verbrauch abhängig von den Optimierungsmethoden . . . . .	131
7.2.2	Global bester Parametervektor . . . . .	132
7.3	Energieverbrauch des Fahrzeuges mit Ein-Wandler Topologie . . . . .	133
7.4	Vergleich des Energieverbrauches zwischen Ein- und Zwei-Wandler Topologie . . . . .	134
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>139</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>141</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>149</b>
A.1	Abkürzungen und Formelzeichen . . . . .	149

# 1 Einleitung

Das chemische Element Wasserstoff wurde vom Schweizer Naturforscher Paracelsus (1493-1541) bei Experimenten mit Säure und Metallen entdeckt, aber noch nicht als eigenes Element klassifiziert [Eichlseder 10]. Erst in den Jahren 1779 bis 1787 wurde die Bezeichnung „hydrogène“ (Wasser-Bildner, Hydrogenium, Wasserstoff) für die bis dahin geltende Bezeichnung „brennbare Luft“ vorgeschlagen. Nach der Erfindung der Brennstoffzelle von Grove [Grove 39] und Schönbein [Schönbein 39] im Jahr 1839 dauerte es bis ins Jahr 1959, dass Francis T. Bacon die erste praxistaugliche Brennstoffzelle mit einer Leistung von 6 kW vorstellte. Das erste Auto mit Brennstoffzellenantrieb war 1966 ein Elektrovan von GM mit alkalischer Brennstoffzelle und Kryospeichern für flüssigen Sauerstoff und Wasserstoff. Seitdem wurden die Brennstoffzellenfahrzeuge stetig weiterentwickelt. Die Praxistauglichkeit des Brennstoffzellenfahrzeuges „B-Klasse F-Cell“ der Daimler AG [Daimler 10] wurde zuletzt durch den „F-Cell World Drive“ - einer Weltumrundung mit drei Brennstoffzellenfahrzeugen - demonstriert.

Der Vorteil von Brennstoffzellenfahrzeugen besteht darin, dass mit ihnen eine lokal emissionsfreie Mobilität möglich ist. Wenn die Energie in Zukunft regenerativ erzeugt wird, ist sogar eine komplett emissionsfreie Mobilität erreichbar. Weiterhin lassen sich Brennstoffzellenfahrzeuge einfach und schnell betanken und ermöglichen dem Fahrer, im Gegensatz zu Batteriefahrzeugen, eine große Reichweite. Im Vergleich zu einem konventionellen Dieselfahrzeug mit 22 % Wirkungsgrad vom Tank zum Rad, erreicht das baugleiche Brennstoffzellenfahrzeug einen Wirkungsgrad von 36 % [Léon 08], [Eichlseder 10]. Der wesentliche Grund, warum sich Brennstoffzellenfahrzeuge derzeit noch nicht gegen verbrennungsmotorisch betriebene Fahrzeuge durchsetzen können, ist der hohe Preis des Antriebssystems. Durch die Entwicklungen im Bereich Elektro- und Hybridfahrzeuge wurden insbesondere die Elektromotoren und die Leistungselektronik für den Serieneinsatz im Fahrzeug wesentlich verbessert und deren Kosten reduziert. Eine Kostenreduktion des Brennstoffzellensystems lässt sich durch die Verringerung der Zahl von Einzelzellen und verbesserte Produktionsprozesse erreichen [IPHE 10], [James 09]. Diese Verringerung der Zellanzahl hat allerdings auch eine Verringerung der Spannung des Brennstoffzellenstacks zur Folge. Um dennoch die Beschleunigungswerte und die Höchstgeschwindigkeit des Fahrzeuges zu erhalten, sind zusätzliche leistungselektronische Steller notwendig.

In dieser Arbeit soll die Frage beantwortet werden, inwieweit sich die Änderung der Brennstoffzellenspannung auf den Wirkungsgrad des elektrischen Antriebs auswirkt. Des Weiteren wird geklärt, ob der Wirkungsgrad des Antriebs durch eine geschickte Nutzung eines zusätzlichen DC/DC-Stellers erhöht werden kann. Der zusätzliche Freiheitsgrad, der durch den zusätzlichen Steller zur Verfügung steht, ist eine variable Systemspannung.

In der Arbeit werden verschiedene Antriebstopologien untersucht und gegenübergestellt. Die Wirkungsgrade der einzelnen Antriebsstrangkomponenten werden berechnet. Besonders der Einfluss der Zwischenkreisspannung auf die Wirkungsgrade wird analysiert. Schließlich werden die Gesamtwirkungsgrade des Antriebsstrangs für die verschiedenen Topologien unter Anwendung einer optimalen Betriebsstrategie ermittelt und verglichen.

## Überblick aus Wissenschaft und Technik

Die Möglichkeit der direkten Umwandlung von chemischer in elektrische Energie ist immer wieder ein Grund für Ingenieure und Wissenschaftler den Einsatz einer Brennstoffzelle in einer stationären oder mobilen Anwendung zu untersuchen. Der Vorteil für die Anwendung ist die direkte Verstromung eines Brennmaterials, z.B. Erdgas oder Wasserstoff, das durch eine geeignete Infrastruktur permanent bereitgestellt werden kann. Damit eliminiert die Brennstoffzelle den Nachteil einer Batterie, die nur eine sehr begrenzte Energiemenge speichern kann. In einigen Bereichen ist die Brennstoffzellentechnik bereits etabliert. Brennstoffzellen werden in der Raumfahrt, in U-Booten, als tragbare 12 V-Versorgungseinheiten und als Blockheizkraftwerke verwendet [Kurzweil 03]. Bestrebungen, Brennstoffzellensysteme einzusetzen, gibt es auch in der Luftfahrt [DLR 11]. Von der DLR wurde ein elektrisches Bugfahrwerk vorgestellt, das durch eine Brennstoffzelle mit Energie versorgt wird. Dieses Fahrwerk ermöglicht es dem Flugzeug, ohne den Einsatz der Turbinen, auf die Startbahn zu rollen. Dadurch kann sowohl Kerosin eingespart als auch das Wartungsintervall für die Triebwerke verlängert werden. Weitere Anwendungen in der Luftfahrt sind die Elektrifizierung der „Auxillary Power Unit“, die das Flugzeug mit elektrischer Energie versorgt. Für kleinere Flugzeuge ist sogar der Hauptantrieb durch ein Brennstoffzellensystem realisierbar.

Für den Fährantrieb in Fahrzeugen gibt es bisher noch keine Großserienanwendung der Brennstoffzelle. Die Gründe dafür sind vielschichtig, lassen sich aber in zwei wesentlichen Kernpunkten zusammenfassen. Der erste Kernpunkt ist die fehlende Infrastruktur zur Wasserstoffversorgung. Ohne ein flächendeckendes Tankstellennetz wird es für keinen Nutzer attraktiv sein, auf ein Wasserstoff-Fahrzeug umzusteigen. Der zweite Kernpunkt ist der hohe Preis des Brennstoffzellenfahrzeuges, der durch die aufwändige Brennstoffzellentechnik zustande kommt. Neben dem eigentlichen Herzstück des Fahrzeuges, dem Brennstoffzellenstack, werden eine aufwändige Verarbeitung des Prozessgases, ein Wasserstoffspeicher, eine Batterie und ein elektrisches Antriebssystem benötigt. Die Komponenten werden nur in kleinen Stückzahlen produziert und sind dementsprechend teuer. Für diese Komponenten wurde noch nicht der technische Reifegrad erreicht, wie es für den Verbrennungsmotor der Fall ist.

Einige Konzerne, wie Honda und Daimler, planen aktiv die Großserienfertigung von Brennstoffzellenfahrzeugen. Interessant ist, dass auch fast alle anderen namhaften Fahrzeughersteller immer wieder Studien und Prototypen von Brennstoffzellenfahrzeugen vorstellen. Dies deutet darauf hin, dass sie dieser Technologie nicht gänzlich den Rücken kehren und sich ein gewisses Fachwissen auf dem Gebiet der Brennstoffzellentechnik erhalten, um auf einen eventuellen Durchbruch dieser Technologie vorbereitet zu sein.

Der Wirkungsgradoptimierung von Brennstoffzellenfahrzeugen kann man sich über verschiedene Ansätze nähern. Der allgemeinste Ansatz ist, die einzelnen Antriebsstrangkomponenten

so zu dimensionieren, dass ein Optimum des Fahrzeugwirkungsgrades erreicht wird. Dieser Ansatz wird unter anderem von Feroldi und Schaltz verfolgt [Feroldi 09], [Schaltz 10]. Feroldi simulierte ein Brennstoffzellenfahrzeug mit zusätzlichen Superkondensatoren als Energiespeicher. Er optimierte den Verbrauch des Fahrzeuges durch die Veränderung der Leistung von Kondensatorbank und Brennstoffzellensystem. Der optimale Verbrauch des Fahrzeuges wurde mit dem kleinsten der wählbaren Brennstoffzellensysteme und einer hohen Leistung der Superkondensatoren erreicht. Durch diese Konfiguration wurde das Brennstoffzellensystem so dimensioniert, dass es genau den mittleren Leistungsbedarf des Fahrzeuges abdecken konnte. Allerdings konnten die angestrebten Fahrleistungen mit dieser Konfiguration nicht mehr eingehalten werden, weil die Spitzenleistung zu gering war. Die Dimensionierung der Antriebsstrangkomponenten sollte deshalb nicht alleine auf den Gesamtwirkungsgrad reduziert werden.

Von Schaltz wurde die Auslegung eines Transportfahrzeuges mit einer Zuladung von 1000 kg und einer maximalen Geschwindigkeit von  $15 \text{ km/h}$  untersucht. Es sollte durch eine Kombination von einem Brennstoffzellensystem, einer Batterie und Superkondensatoren, die über DC/DC-Wandler miteinander verbunden waren, betrieben werden. Durch eine vollständige analytische Beschreibung konnte Schaltz sowohl die optimale Kombination zwischen den Komponenten als auch deren optimale Dimensionierung berechnen. Er berücksichtigte neben dem Wirkungsgrad auch das Gewicht und Volumen als Optimierungskriterium. Als optimale Lösung stellte sich ein System heraus, dessen Superkondensator direkt mit dem Zwischenkreis und dessen Batterie und Brennstoffzelle über jeweils einen eigenen DC/DC-Wandler mit dem Zwischenkreis verbunden waren. Sowohl Feroldi als auch Schaltz entwickelten eine Betriebsstrategie ihres Brennstoffzellenfahrzeuges, um den Energieverbrauch zu minimieren.

Ein interessanter Überblick über den Aufwand, ein Brennstoffzellensystem in ein Fahrzeug zu integrieren, wird von Berger gegeben [Berger 09]. In seiner Arbeit optimiert er die Kühlung des Brennstoffzellensystems und die Auslegung der Nebenaggregate. Das Kühlsystem wurde mit Hilfe von thermodynamischen Simulationen in verschiedenen Fahrzyklen getestet und optimiert.

Ein tiefer gehender Ansatz zur Wirkungsgradoptimierung des Brennstoffzellenfahrzeuges ist die Optimierung der Einzelkomponenten. Neben den Wirkungsgraden der Brennstoffzelle und der Batterie, die durch elektrochemische Vorgänge bestimmt werden, ist vor allem die Optimierung der DC/DC-Wandler Gegenstand der Forschung. An der ETH Zürich wurde der Einsatz von DC/DC-Wandlern zur Leistungsverteilung in Brennstoffzellen-Fahrzeugen von Garcia untersucht [Garcia 02]. Der Fokus richtete sich auf die optimale Auslegung der DC/DC-Wandler. Eine Hauptidee der Arbeit war, dass der Fahrantrieb seine volle Leistung nur durch den Einsatz von zwei DC/DC-Wandlern an Brennstoffzelle und Batterie entfalten konnte. Ohne zwei DC/DC-Wandler ist eine Stabilisierung der Zwischenkreis-Spannung nicht möglich und die Leistung des Antriebs wird durch den Spannungseinbruch von Batterie oder Brennstoffzelle limitiert. Im Hauptteil der Arbeit wurden ausgewählte Schaltungsanordnungen von DC/DC-Wandlern hinsichtlich Bauvolumen und Wirkungsgrad optimiert. Eine Steigerung des Wirkungsgrades konnte vor allem durch die versetzte Taktung und Parallelschaltung der Wandlerphasen erreicht werden.

Am Fraunhofer Institut IISB wurde von Eckardt und März ebenfalls die Anwendung von

DC/DC-Wandlern im elektrischen Antriebsstrang von Fahrzeugen untersucht. Sie stellten einen 100 kW DC/DC-Wandler mit einer Leistungsdichte von  $25 \text{ kW/dm}^3$  vor [Eckardt 06]. Der Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers wurde durch verschiedene Maßnahmen auf über 97 % erhöht.

Neben der reinen Optimierung der DC/DC-Wandler Schaltung lassen sich der Wirkungsgrad und das Bauvolumen auch über die Systemspannung beeinflussen. Der Einfluss der Spannungslage auf die Auslegung der Leistungselektronik wurde von März beschrieben [März 07]. Es wurde gezeigt, dass das Umrichtervolumen durch die Verwendung einer konstanten Zwischenkreisspannung im Vergleich zu einer variablen Zwischenkreisspannung reduziert werden kann. Im, für eine konstante Zwischenkreisspannung nötigen, DC/DC-Wandler können sowohl die Kosten als auch das Bauvolumen durch eine Erhöhung der Phasenzahl reduziert werden.

Der Einfluss der variablen Zwischenkreisspannung auf den Wirkungsgrad eines Elektrofahrzeuges wurde von Heinrich und Cebulski näher untersucht [Heinrich 10]. In Simulationen zeigten sie, dass sich der Wirkungsgrad des Antriebs, bestehend aus einer Li-Ion Batterie, einem DC/DC-Wandler und einer PMSM durch die Variation der Zwischenkreisspannung beeinflussen lässt. Die Zwischenkreisspannung wurde in jedem Betriebspunkt durch den DC/DC-Wandler auf einem hohen konstanten Level gehalten. Dadurch konnten die Verluste im Feldschwäcbereich der Maschine signifikant gesenkt werden.

Einen Ausblick auf eine zukünftige Brennstoffzellentechnologie geben Wu und Williamson [Wu 08]. Von ihnen wird ein neuartiges Konzept eines Brennstoffzellenfahrzeuges präsentiert, welches auf einem regenerativen Brennstoffzellensystem im Verbund mit einem NiMH-Akku basiert. Das regenerative Brennstoffzellensystem wird ebenfalls zur Elektrolyse verwendet. Beim Aufladen am Stromnetz und bei der Rekuperation wird der für das Fahrzeug benötigte Wasserstoff und Sauerstoff durch das Brennstoffzellensystem selbst erzeugt und beim Fahren wieder verbraucht.

Eine weitere Zukunftstechnologie im Bereich der Wasserstofftechnik ist die Speicherung von Wasserstoff in komplexen Hydriden [Schüth 07]. Der Wasserstoff wird hierbei in einer festen chemischen Verbindung gespeichert. Es werden deutlich höhere Speicherdichten als mit herkömmlichen Speichertechnologien erreicht. Dadurch besteht die Möglichkeit einer deutlichen Gewichts- und Volumenreduktion des Wasserstoffspeichers im Fahrzeug.

Die Auslegung des Gesamtsystems und die richtige Auswahl der Komponenten bzw. deren Dimensionierung bestimmt natürlich ganz maßgeblich den Wirkungsgrad eines Brennstoffzellenfahrzeuges. Je höher der mittlere Wirkungsgrad der Brennstoffzelle und der Nebenggregate im Fahrzyklus ist, umso geringer ist der Verbrauch.

Die hier angefertigte Arbeit setzt nach der Dimensionierung des Systems an. Mit einer gegebenen Brennstoffzellenleistung und Batterieleistung werden die weiteren Möglichkeiten zur Optimierung durch den Einsatz von Spannungswandlern und der Nutzung der variablen Zwischenkreisspannung untersucht. Im verwendeten System wurden optimierte DC/DC-Wandler eingesetzt. Das Hochsetzen der Zwischenkreisspannung wird in dieser Arbeit aufgegriffen und weiterentwickelt, indem die Zwischenkreisspannung arbeitspunktabhängig variiert wird. Das Potential der variablen Zwischenkreisspannung zur Wirkungsgradoptimierung des Antriebsstranges wird durch den Vergleich zweier Systeme ermittelt.

## Aufbau der Arbeit

Kapitel 2 gibt einen Überblick über das Fahrzeugkonzept, die verschiedenen Fahrzeugtopologien und den Einfluss der Zwischenkreisspannung auf das System. Die normierten Kosten und der Bauraum der Leistungselektronik werden in Abhängigkeit der Systemspannung aufgezeigt.

In Kapitel 3 werden die Verluste der verschiedenen Antriebsstrangkomponenten berechnet und deren Modellierung beschrieben. Die Verlustberechnungen der Leistungselektronik und der elektrischen Maschine werden mit Messdaten verifiziert.

Für den Betrieb des Fahrzeuges ist es zum einen nötig die Zwischenkreisspannung zu regeln, zum anderen muss die optimale Verteilung der Leistung zwischen Batterie und Brennstoffzelle geregelt werden. Die Auslegung der Regelungen ist in Kapitel 4 dargestellt.

In Kapitel 5 werden die Verbesserungspotentiale des Wirkungsgrades in der Leistungselektronik und der Maschine berechnet, die durch die Veränderung der Zwischenkreisspannung entstehen. Eine optimale Zwischenkreisspannung wird, abhängig von Drehzahl und Drehmoment der Antriebsmaschine, berechnet. Die Ergebnisse werden mit Prüfstandsmessungen verglichen.

Um für jede untersuchte Fahrzeugtopologie auch die optimale Betriebsstrategie zu finden, werden Optimierungsmethoden angewandt. Verschiedene, zur Verfügung stehende Optimierungsmethoden werden in Kapitel 6 verglichen. Anhand einer Bewertungsmatrix werden die am besten geeigneten Methoden ausgewählt und deren detaillierte Implementierung gezeigt.

Die Optimierungsmethoden werden dann zur Verbesserung der Betriebsstrategie jeder einzelnen Fahrzeugtopologie verwendet. So ist es möglich, für jede Topologie den geringst möglichen Energieverbrauch zu ermitteln. Fehler durch eine suboptimal parametrisierte Betriebsstrategie werden dadurch vermieden. In Kapitel 7 werden die Ergebnisse der Verbrauchssimulationen für die verschiedenen Fahrzeugtopologien präsentiert.

Im letzten Kapitel werden die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick gegeben.





## 2 Fahrzeugkonzept

### 2.1 Fahrzeugdaten

Gegenstand der Untersuchung in dieser Arbeit ist ein PKW mit alternativem Antriebskonzept. Um einen hohen Nutzen für den Fahrer zu bieten, soll dieses Fahrzeug folgende Eigenschaften erfüllen die identisch mit einem vergleichbaren mit verbrennungsmotorisch betriebenen Fahrzeug sind:

Die Beschleunigungszeit von 0 auf 100 km/h ist  $<12\text{s}$  und die Höchstgeschwindigkeit beträgt 170 km/h. Das Fahrzeug besitzt eine Nennleistung von 100 kW und ermöglicht eine Reichweite von 385 km. In Tabelle 2.1 sind die Eckdaten des Fahrzeuges noch einmal aufgelistet.

Höchstgeschwindigkeit (elektr. begrenzt)	170 km/h
Beschleunigung von 0 km/h auf 100 km/h	$<12\text{s}$
Nennleistung der Traktionsmaschine	100 kW
Nenndrehmoment bei 3850 min <sup>-1</sup>	250 Nm
max. Leistung der Brennstoffzelle	80 kW
max. Leistung der Batterie	35 kW
Getriebeübersetzung	8,3 : 1
Raddurchmesser	0,6335 m
Wasserstofftank	Drucktank (700 bar)
Tankinhalt	4,1 kg
Reichweite (NEFZ)	385 km

Tabelle 2.1: Leistungsdaten des Fahrzeuges [Daimler 10]

Das alternative Antriebskonzept des Fahrzeuges besteht aus folgenden Komponenten: Der Antriebsstrang enthält eine Traktionsmaschine, die von einem Umrichter gespeist wird. Der Energielieferant Wasserstoff wird von einem Brennstoffzellensystem in elektrische Energie umgewandelt. Eine Hochvoltbatterie dient als Puffer für schnelle Leistungsanforderungen und zur Speicherung der Energie während der Rekuperation. Die Antriebsstrangkomponenten sind über einen gemeinsamen Zwischenkreis verbunden. Je nach ausgewählter Topologie werden DC/DC-Wandler zwischen einer oder zwei Quellen und dem gemeinsamen Zwischenkreis geschaltet. Detailliertere Topologiebetrachtungen werden in Abschnitt 2.2 durchgeführt. Das Brennstoffzellensystem wird in dieser Arbeit kurz als Brennstoffzelle bezeichnet. Lediglich in Kapitel 3.1 werden die exakten Begriffe benutzt. Ein Fahrzeug mit den Leistungsangaben aus Tabelle 2.1 ist in Abb. 2.1 dargestellt. In der Abbildung ist die Anordnung der Komponenten im Fahrzeugzwischenboden und an der Vorderachse zu erkennen. Der Tank und die Brennstoffzelle sind im Zwischenboden untergebracht und die Batterie

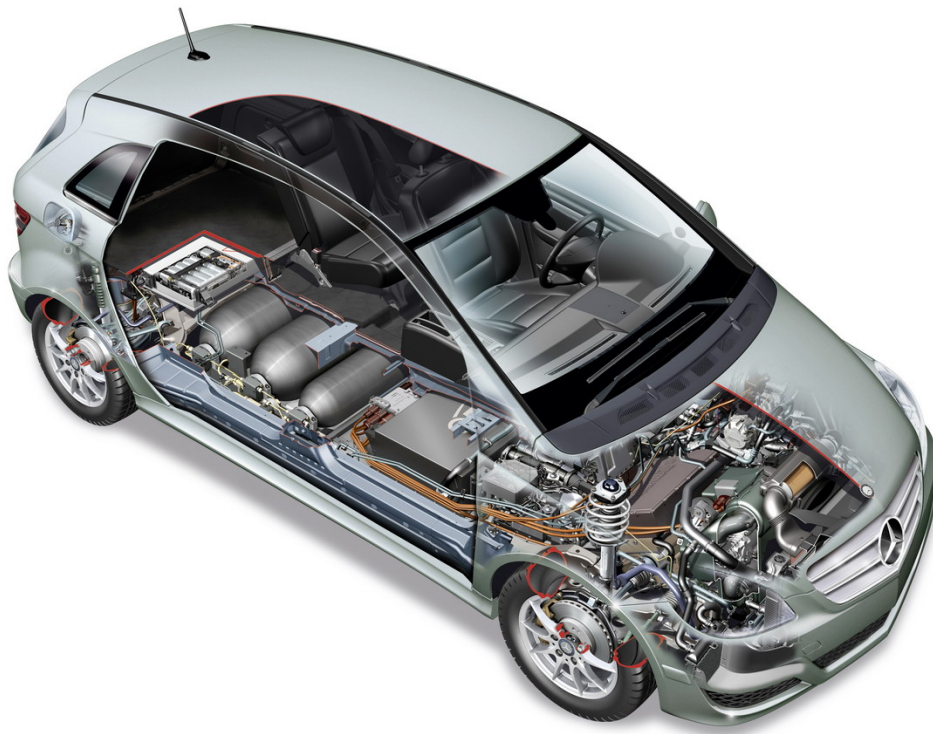


Abbildung 2.1: Mercedes Benz F-Cell Fahrzeug [Daimler 10]

unter dem Kofferraum. Die Traktionsmaschine mit der Leistungselektronik befindet sich als integrierte Einheit an der Vorderachse. Das 12 V Bordnetz des Fahrzeuges wird über einen 12 V DC/DC-Wandler versorgt, der ebenfalls aus der Zwischenkreisspannung gespeist wird. In der Dissertation werden die Leistungselektronik, die Traktionsmaschine, die Batterie und die Brennstoffzelle näher betrachtet, deren Energieverbrauch analysiert und optimiert wird. Die Nebenverbraucher, wie der 12 V DC/DC-Wandler oder die Klimaanlage, werden nicht mit in die Betrachtung der Energiebilanz einbezogen, da deren Energieverbrauch nicht vom Fahrzyklus, sondern von den Umgebungsbedingungen abhängig ist.

## 2.2 Topologie

Für die Topologiebetrachtungen sind folgende Komponenten ausschlaggebend: Brennstoffzellensystem, Batterie, DC/DC-Wandler, Umrichter und Traktionsmaschine. Die Art und Weise, wie die Komponenten zueinander angeordnet werden, ist zunächst frei wählbar. Es gibt dazu viele theoretisch denkbare Varianten, die schon in einigen wissenschaftlichen Veröffentlichungen dargestellt wurden (z.B. in [Garcia 02], [Özbek 10] und [Naylor 06]). Darunter befinden sich serielle und parallele Anordnungen von DC/DC-Wandlern und Energiequellen bzw. Energiespeichern, ebenso wie eine unterschiedliche Anzahl von DC/DC-Wandlern. Als Auszug werden im Folgenden drei Topologien aufgegriffen und deren Eigenschaften sowie Vor- und Nachteile aufgezeigt. Die Analyse beschränkt sich dabei auf technische Aspekte, der

in den jeweiligen Abbildungen dargestellten elektrischen Komponenten. Der exakte Aufbau und die Funktionsweise der einzelnen Komponenten werden in Kapitel 3 beschrieben.

Der Anspruch dieser Arbeit ist nicht, alle möglichen Kombinationsmöglichkeiten der Komponenten gegenüber zu stellen und das, aus Verbrauchssicht, theoretisch beste System zu ermitteln. Es werden lediglich zwei physikalisch vorhandene Konfigurationen eines Brennstoffzellen-Antriebsstranges untersucht und miteinander verglichen. Warum gerade diese zwei Topologien für den Vergleich ausgewählt wurden, soll im Folgenden näher erläutert werden. Die zwei Antriebsstränge haben eine identische Leistung der Elektromaschine und sind somit identisch in den Fahrleistungen. Aus den Randbedingungen, unter denen das zukünftige Brennstoffzellenfahrzeug eingesetzt werden soll, ergeben sich Forderungen an das System. Brennstoffzellenfahrzeuge können ohne eine HV-Batterie betrieben werden, was mit früheren Forschungsfahrzeugen bereits bewiesen wurde. Eine Batterie ist aber für mehrere Eigenschaften des Fahrzeuges notwendig. Durch die schnelle Energiebereitstellung wird eine höhere Fahrdynamik des Fahrzeuges erreicht, die nicht durch die Prozessgasversorgung der Brennstoffzelle limitiert ist. Beim Verzögern des Fahrzeuges kann Energie durch Rekuperation zurück gewonnen werden. Schließlich dient die Batterie als leistungsstarker Energiespeicher, der es ermöglicht, die erforderliche Energie zum Starten des Brennstoffzellensystems zur Verfügung zu stellen. Aus diesem Grund wird in den beiden zu vergleichenden Topologien eine Batterie als Energiespeicher eingesetzt.

In der Norm LV 123 [AUDI 09] sind die Spannungslagen für Elektro- und Hybridfahrzeuge festgelegt. Ziel bei der Entwicklung ist es, die HV-Spannung so klein wie möglich zu halten, um den Aufwand für die Isolierung und die Anforderungen an die Bauelemente zu verringern. Sie muss aber so hoch sein, dass die geforderte Antriebsleistung realisierbar ist. Die angestrebten 120 kW Antriebsleistung können durch eine HV-Spannung von 400 V erreicht werden. Deswegen wurde die Systemspannung auf der Ebene *HV\_2b* festgelegt.

Aus der Namensgebung des Brennstoffzellenfahrzeuges kann die Betriebsweise bereits abgeleitet werden. Die elektrische Energie des Fahrzeuges soll allein von der Brennstoffzelle erzeugt werden. Diese stellt, je nach Anforderung des Fahrers, die zum Fahren benötigte Leistung bereit. Die Batterie ist nicht dafür ausgelegt, um mit ihr große Strecken rein elektrisch fahren zu können, weil mit der Brennstoffzelle bereits ein lokal emissionsfreies Fahren möglich ist. Die Kapazität der Batterie soll lediglich ausreichend groß sein, um die Brennstoffzelle kurzzeitig zu unterstützen und die Rekuperation zu ermöglichen. Eine Konfiguration in der die Batterie die gesamte, vom Antrieb benötigte Leistung aufbringt und ggf. durch eine Brennstoffzelle geladen wird, wird als Elektrofahrzeug mit Reichweitenverlängerer (Range Extender) bezeichnet. Eine solche Konfiguration wird in dieser Arbeit nicht näher untersucht.

Die Spannung der Batterie ergibt sich aus der Anzahl der in Reihe geschalteten Batteriezellen. Bei einer Belastung der Batterie bricht die Spannung der Batterie aufgrund elektrochemischer Prozesse ein. Eine Batterie mit 1,4 kWh Kapazität und 40 kW Spitzenleistung kann derzeit durch 60 in Reihe geschaltete Zellen aufgebaut werden. Die Batterie weist damit eine Klemmenspannung von 217 V bei einem SOC von 50 % auf (Tabelle 3.2). Der Faktor zwischen maximaler und minimaler Batteriespannung beträgt 1,7 (siehe Abschnitt 2.3).

Aufgrund der fortschreitenden Entwicklung ist davon auszugehen, dass sich die Energiedichte der Einzelzellen in Zukunft stark vergrößert. Somit wird die Anzahl der Zellen und die Klemmenspannung bei gleicher Kapazität und Leistung in Zukunft weiter sinken.

Die Klemmenspannung des Brennstoffzellensystems wird durch die Anzahl der in Reihe geschalteten Einzelzellen und den Stromfluss bestimmt. Durch elektrochemische Prozesse verringert sich die Klemmenspannung des Brennstoffzellensystems mit steigendem Stromfluss. Der Quotient zwischen maximaler und minimaler Spannung liegt, je nach verwendetem System, zwischen 1,3 und 1,6. Auch bei der Fertigung des Brennstoffzellensystems wird angestrebt, die Anzahl der Einzelzellen so klein wie möglich zu halten, um den Aufwand in der Fertigung zu minimieren. Die maximale Leistung des Brennstoffzellensystems von 68 kW wird, je nach ausgewählter Variante, mit 175 V oder 252 V Klemmenspannung erreicht.

Aus den Spannungslagen der Quellen ist ersichtlich, dass weder die Brennstoffzelle noch die Batterie die maximale Systemspannung von 400 V erreichen oder sogar überschreiten. Aus diesem Grund werden in den nachfolgenden Betrachtungen lediglich Hochsetzsteller als DC/DC-Wandler untersucht.

### 2.2.1 Topologie ohne DC/DC-Wandler

In der Topologie ohne DC/DC-Wandler wird der Antriebsumrichter direkt mit den beiden Energiequellen verbunden. Je nach Höhe der Belastung und Charakteristik der Quellen teilt sich die Antriebsleistung automatisch zwischen Batterie und Brennstoffzelle auf (Abb. 2.2). Diese Topologie besitzt den geringsten leistungselektronischen Aufwand, hat aber eine Reihe von Nachteilen. Erzeugt die Traktionsmaschine eine höhere Spannung als die Leerlaufspannung der Brennstoffzelle, kommt es in der Brennstoffzelle zur Elektrolyse. Dadurch wird die Brennstoffzelle geschädigt. Schon aufgrund der Eigenschaft, dass die Verteilung der Leistung aus den Quellen nicht geregelt werden kann, scheidet diese Variante für eine Realisierung aus. Diese Variante ist ein Beispiel dafür, dass eine Realisierung vieler theoretisch denkbarer Topologien schon auf den ersten Blick wenig sinnvoll ist. Diese Topologie wird in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet. Im Folgenden werden die Vor- und Nachteile der Topologie

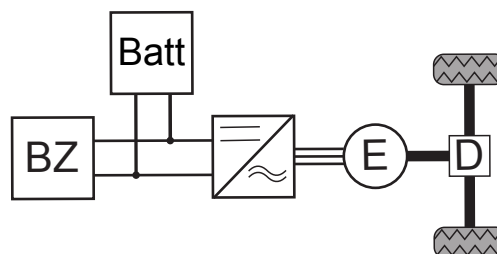


Abbildung 2.2: Topologie ohne DC/DC Wandler

ohne DC/DC-Wandler zusammengefasst.

### Vorteile

- Die Topologie besitzt den geringsten leistungselektronischen Aufwand.
- Es ist keine Zwischenkreisspannungsregelung nötig.

### Nachteile

- Es gibt keinen Schutz der Brennstoffzelle gegen die Elektrolyse.
- Die Spannung im Zwischenkreis sinkt bei höherer Antriebsleistung.
- Brennstoffzellenspannung und Batteriespannung müssen nahezu gleich sein.
- Brennstoffzelle und Batterie benötigen einen ähnlichen Innenwiderstand.
- Eine geregelte Leistungsaufteilung zwischen den Quellen ist nicht möglich.

## 2.2.2 Topologien mit einem DC/DC-Wandler

Als zweite Variante wird eine Topologie betrachtet, mit der entweder die Batterie oder die Brennstoffzelle über einen DC/DC-Wandler mit dem Antrieb verknüpft wird (Abb. 2.3). Zum Anschluss der Brennstoffzelle ist ein unidirektionaler Wandler ausreichend, wohingegen die Batterie mit einem bidirektionalen Wandler angeschlossen werden muss. Durch

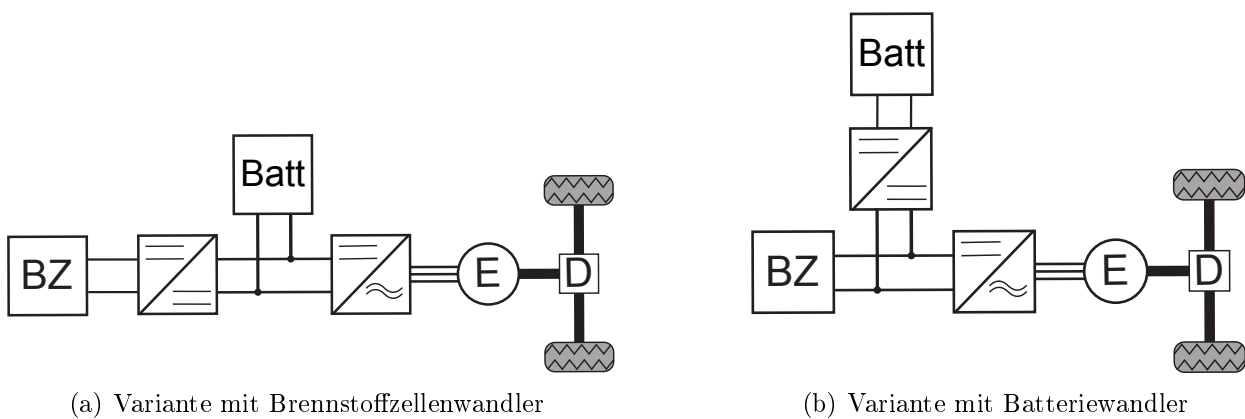


Abbildung 2.3: Topologie mit einem DC/DC Wandler

den DC/DC-Wandler wird eine Quelle spannungs- und leistungsmäßig vom Zwischenkreis getrennt. Man erhält somit einen Freiheitsgrad im System. Die Leistung, der über den DC/DC-Wandler angeschlossenen Quelle, kann direkt geregelt werden. Eine freie Wahl der Zwischenkreisspannung ist aber nicht möglich. Diese wird über die Spannung der direkt mit dem Zwischenkreis verbundenen Quelle bestimmt.

Bei einer Ein-Wandler Topologie stellt sich zunächst die Frage, welche Quelle über den DC/DC-Wandler angeschlossen werden soll. Dazu gibt es im wesentlichen zwei Auswahlkriterien. Das erste Kriterium ist die Leistung der Quelle. Es ist sinnvoll, diejenige Quelle über den DC/DC-Wandler an den Zwischenkreis zu koppeln, die die geringere maximale Leistung aufweist, um die im Wandler installierte Leistung und die Chipkosten so klein wie möglich zu halten. Weiterhin verringert jeder DC/DC-Wandler den Wirkungsgrad des Gesamtsystems. Je höher die über den DC/DC-Wandler übertragene Leistung, um so höher sind auch die Verluste. Das zweite Kriterium ist die Spannung der Quelle. Ist die minimale Quellenspannung niedriger als die minimal vom Antrieb benötigte Spannung, so muss diese über den Wandler angekoppelt werden. Im hier untersuchten Antriebskonzept besitzt die Batterie eine kleinere Leistung als die Brennstoffzelle. Deswegen wird die Batterie über den DC/DC-Wandler an den Zwischenkreis gekoppelt. Diese Topologie (Abb. 2.3(b)) wird als Ein-Wandler Topologie in den weiteren Betrachtungen verfolgt. Die Vor- und Nachteile dieser Topologie sind:

### Vorteile

- Es ist ein mittlerer leistungselektronischer Aufwand nötig.
- Eine geregelte Leistungsaufteilung zwischen den Quellen ist möglich.

### Nachteile

- Die Spannung im Zwischenkreis sinkt bei höherer Antriebsleistung.
- Es ist eine hohe Spannung des BZ-Stacks nötig (Fall: Abb. 2.3(b)).
- Eine große Leistung des Brennstoffzellenwandlers wird benötigt (Fall: Abb. 2.3(a)).

Auf die Randbedingungen der Quellenspannung soll im folgenden kurz eingegangen werden. Die Brennstoffzelle hat die Eigenschaft, dass ihre Spannung mit zunehmender Belastung einbricht, siehe Abschnitt 3.1. Die Traktionsmaschine hat die Eigenschaft, dass sich ihre maximale Leistung mit der Spannung verringert. Das System muss demzufolge so ausgelegt sein, dass die Traktionsmaschine die maximale Leistung bei der minimalen Brennstoffzellenspannung zur Verfügung stellen kann. Die minimale Spannung liegt in diesem Konzept bei etwa 250 V, während die Leerlaufspannung der Brennstoffzelle bei 370 V liegt. Diese hohe Brennstoffzellenspannung kann nur durch die serielle Verschaltung von über 350 Einzelzellen bereitgestellt werden. Die Zellanzahl kann aber in dieser Topologie nicht verringert werden, denn beim Unterschreiten einer minimalen Spannung von 250 V würden im Antrieb sehr hohe Phasenströme von etwa 1000 A benötigt. Das führt zu Problemen im Aufbau des Umrichters und der Traktionsmaschine. Demzufolge ist die Spannungslage der Brennstoffzelle für diese Topologie auf min. 250 V festgelegt.

Bei der Fertigung des Brennstoffzellenstacks bereitet die hohe Spannung bzw. Zellanzahl jedoch große Probleme. Die Zellen können nicht in einem Stack übereinander geschichtet werden, sondern müssen auf zwei nebeneinander liegende Stacks aufgeteilt werden. Diese

Aufbauvariante ist deutlich aufwändiger und mit deutlich höheren Kosten verbunden, als der Aufbau eines einzelnen Stacks.

Blickt man auf andere Fahrzeugkonzepte, können Kombinationen entstehen, in denen es sinnvoll ist, die Brennstoffzelle über den DC/DC-Wandler anzuschließen (Abb. 2.3(a)). Ein Beispiel dafür ist ein Batteriefahrzeug mit Reichweitenverlängerer.

### 2.2.3 Topologie mit zwei DC/DC-Wandlern

Die dritte betrachtete Topologie beinhaltet zwei DC/DC-Wandler, um die Batterie und die Brennstoffzelle mit dem Zwischenkreis zu verbinden. Sie ist in Abb. 2.4 dargestellt. Durch

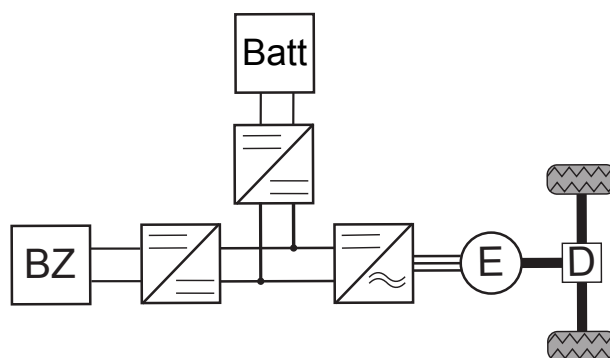


Abbildung 2.4: Topologie mit zwei DC/DC-Wandlern

die zwei DC/DC-Wandler kann die Zwischenkreisspannung frei gewählt und die benötigte Antriebsleistung frei auf die Quellen verteilt werden. Im Vergleich zum Ein-Wandler Konzept wird ein zusätzlicher Freiheitsgrad, die frei einstellbare Zwischenkreisspannung, gewonnen. Mit dem hier gewählten Wandleraufbau kann die Zwischenkreisspannung minimal auf den Wert der höchsten Quellenspannung und maximal auf 420 V eingestellt werden. Die 420 V Grenze wird durch die Wahl von 600 V Bauelementen bestimmt. Beim Aufbau der leistungselektronischen Steller ist es notwendig, einen Sicherheitsabstand von mindestens 150 V zur maximalen Bauteilspannung einzuhalten, um eine Reserve für auftretende Überspannungen während des Schaltens vorzuhalten. Der Einfluss der Zwischenkreisspannung auf das System wird in Abschnitt 2.3 näher erläutert.

Es können beliebige Brennstoffzellen und Batterien als Energiespeicher verwendet werden, ohne den Antrieb speziell auf die Spannungslage einer Quelle auslegen zu müssen. Die freie Wahl der Quellenspannung erweist sich insbesondere bei der Auslegung der Brennstoffzelle als großer Vorteil. Die Brennstoffzelle kann, anders als beim Ein-Wandler Konzept, aus weniger Einzelzellen mit größerer Fläche aufgebaut werden. Dies ermöglicht große Kosteneinsparungen in der Fertigung der Brennstoffzelle. Allerdings ist zur Anbindung der Brennstoffzelle ein zweiter Wandler nötig, der Kosten verursacht und in dem zusätzliche Verluste entstehen. Weiterhin muss durch den zusätzlichen Freiheitsgrad der variablen Zwischenkreisspannung auch ein schneller und zuverlässiger Zwischenkreisspannungsregler implementiert werden. Es hängt von der Betriebsstrategie des Fahrzeuges ab, ob die Zwischenkreisspannung immer

auf einem konstanten Vorgabewert gehalten oder abhängig vom Fahrzustand variiert wird. Die Vor- und Nachteile der Zwei-Wandler Topologie sind im Folgenden zusammengefasst.

### Vorteile

- Eine vollständige Regelbarkeit der Zwischenkreisspannung ist möglich.
- Die Zwischenkreisspannung ist unabhängig von der Antriebsleistung.
- Die Leistungsaufteilung zwischen den Quellen ist frei einstellbar.
- Die Quellen können eine niedrigere Spannung als die von der Traktionsmaschine benötigte Spannung aufweisen.

### Nachteile

- Ein hoher leistungselektronischer Aufwand ist nötig.
- In den DC/DC-Wandlern fallen zusätzliche Verluste an.

## 2.3 Einfluss der Zwischenkreisspannung auf das System

Die Zwischenkreisspannung beeinflusst das Antriebssystem in ganz unterschiedlichen Aspekten. Die wesentlichen drei Aspekte sind die Antriebsleistung des Fahrzeuges, die Kosten und das Bauvolumen der Komponenten.

Unabhängig von der Technologie der Traktionsmaschine kann ein einfacher Zusammenhang zwischen der Antriebsleistung und der Zwischenkreisspannung beschrieben werden. Die maximale Leistung der Maschine sinkt bei maximalem Phasenstrom linear mit der Zwischenkreisspannung. Soll die volle Antriebsleistung auch bei niedrigen Spannungen an der Welle anliegen, so bleibt nur die Möglichkeit der Erhöhung des Phasenstromes der Maschine. Dies beeinflusst die Auslegung des Antriebsumrichters und der Maschine, die für einen höheren maximalen Phasenstrom ausgelegt werden müssen. In der Arbeit wurden zwei Traktionsmaschinen mit den dazugehörigen Umrichtern für zwei unterschiedliche Spannungslagen ausgelegt und aufgebaut.

Von März wurde der Einfluss einer variablen Systemspannung auf die Auslegung des Antriebsumrichters und des DC/DC-Wandlers untersucht [März 07]. Die Ergebnisse dieser Arbeit sind auch auf das hier betrachtete System anwendbar. Die Variation der Spannung kann durch den Faktor  $k_u$  als Verhältnis von maximaler zu minimaler Traktionsspannung angegeben werden, Gl. (2.1).

$$k_u = \frac{U_{DC,max}}{U_{DC,min}} \quad (2.1)$$



Für Lithium-Ionen-Akkus wird ein Zellspannungsbereich von 2,5 V bis 4,2 V genutzt. Wenn die Batterie direkt an den Zwischenkreis angeschlossen ist, beträgt  $k_u$  demzufolge 1,7 - unabhängig von der Anzahl der in Serie geschalteten Zellen. Betrachtet man die Spannungsverhältnisse der Brennstoffzelle, so liegt  $k_u$  je nach verwendetem System zwischen 1,3 und 1,6. Aufgrund des ansteigenden maximalen Maschinenstromes bei sinkender Spannung muss im Antriebsumrichter eine größere Chipfläche installiert sein als bei konstanter Spannung ( $k_u=1$ ). In Abb. 2.5 werden die Chipfläche und das Bauvolumen des Antriebsumrichters für ein 45 kW System dargestellt. Die benötigte Chipfläche lässt sich linear mit der Antriebsleistung skalieren, sodass im hier betrachteten Antriebssystem mit 100 kW die 2,3-fache Chipfläche (als in Abb. 2.5(a) dargestellt) benötigt wird.

Aus Abb. 2.5(a) ist ebenfalls erkennbar, dass IGBTs für die Spannungslage von 200 V bis 400 V die optimalen Leistungsschalter sind. Dies bestätigt sich auch bei den Umrichterverlusten, bei denen ein Antriebsumrichter mit IGBTs ab 200 V die geringsten Verluste im Vergleich zu MOSFETs und SJ-MOSFETs aufweist [März 07]. Auch im Bauvolumen wird

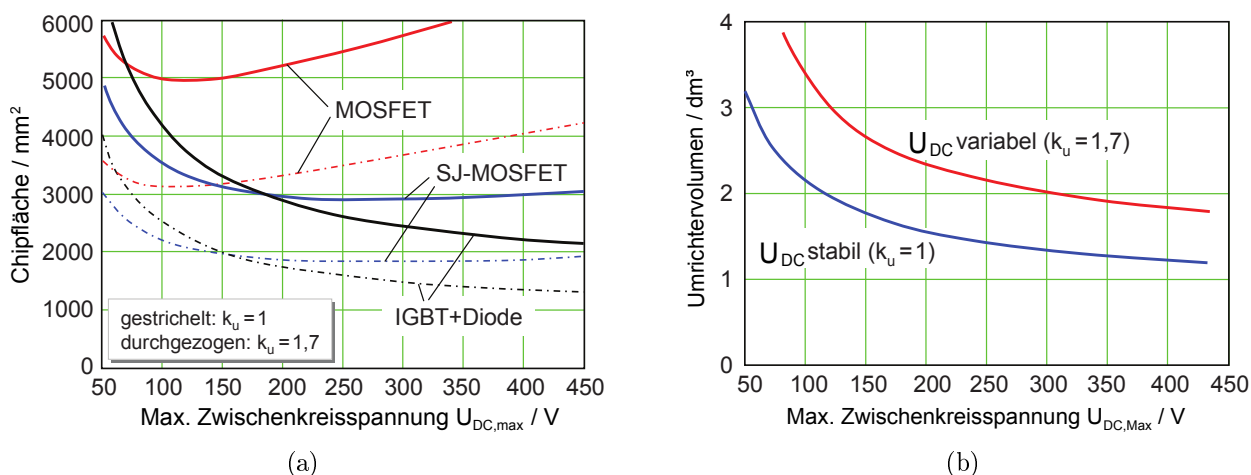


Abbildung 2.5: Erforderliche Chipfläche und Volumen für den Antriebsumrichter als Funktion der max. Zwischenkreisspannung für ein Bordnetz mit und ohne Spannungsstabilisierung mittels DC/DC-Wandler,  $P_{mech}=45$  kW [März 07]

der Einfluss der variablen Spannung sichtbar. Analog zur Chipfläche steigt das Bauvolumen des Antriebsumrichters durch eine variable Zwischenkreisspannung (Abb. 2.5(b)).

Um die Zwischenkreisspannung konstant zu halten, ist in der Zwei-Wandler Topologie der zusätzliche Brennstoffzellenwandler nötig, der die Chipfläche des Gesamtsystems erhöht. Im Beispiel von März reichen die Einsparungen an der Chipfläche und am Bauvolumen beim Antriebsumrichter nicht alleine, um den Mehraufwand eines Brennstoffzellenwandlers zu rechtfertigen [März 07]. Bei  $k_u=1,7$  decken die Einsparungen an der Chipfläche des Umrichters nur etwa 70 % des für den DC/DC-Wandlers anfallenden Chipflächenbedarfes ab. Werden die Kosten betrachtet, so decken die Einsparungen beim Antriebsumrichter etwa 50 % der Mehrkosten für den DC/DC-Wandler ab. Abb. 2.6 zeigt die Kosten der leistungselektronischen Komponenten in Abhängigkeit der Systemspannung, auf eine fiktive Währung normiert.

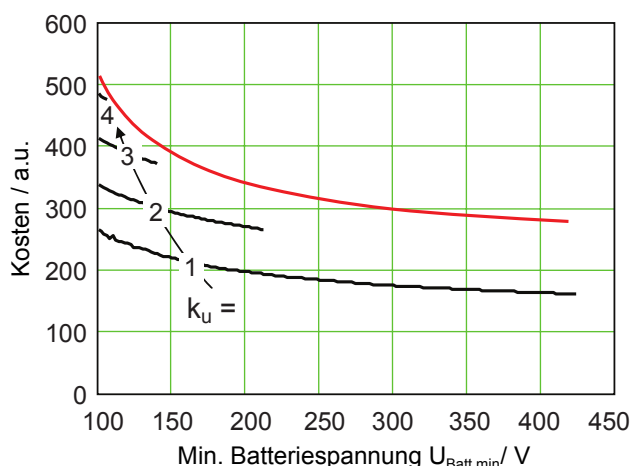


Abbildung 2.6: Kostenvergleich Antriebsumrichter plus DC/DC-Wandler (rot) vs. Weitbereichsumrichter [März 07]

Prozentual können die Werte der Kosten und der Chipfläche auf das in dieser Arbeit untersuchte Brennstoffzellenfahrzeug übertragen werden, sodass sich allein aus den Betrachtungen zur konstanten Zwischenkreisspannung noch nicht der Einsatz eines Brennstoffzellenwandlers rechtfertigen lässt. Allerdings sind der Wandler und der Umrichter nur ein Teil des Fahrzeuges. Eine stabile Systemspannung bringt weitere Kosteneinsparungen mit sich, die durch den Einsatz eines DC/DC-Wandlers erschlossen werden [März 07].

- Die Kosten aller von der Traktionsspannung gespeisten Systemkomponenten können reduziert werden (Antrieb für Klimakompressor, 12 V-Bordnetz-Wandler, Brennstoffzellen-Nebenaggregate etc.).
- Eine Reduzierung des Materialaufwandes für die Verkabelung zwischen Umrichter und Maschine ist möglich.
- Die räumliche Zusammenfassung der leistungselektronischen Systemkomponenten führt zu weiteren Einsparpotentialen.
- Eine niedrigere Brennstoffzellenspannung ermöglicht wesentliche Kosteneinsparungen bei der Fertigung der Brennstoffzelle.

Durch die Einführung des Brennstoffzellenwandlers kann die Brennstoffzellenspannung quasi frei gewählt werden. Im Vergleich zum Ein-Wandler Konzept mit einer Brennstoffzellenspannung von 250 V bis 380 V kann die Spannung mit dem Zwei-Wandler Konzept weiter reduziert werden, beispielsweise auf min. 170 V. Diese Spannungsreduzierung der Brennstoffzelle ermöglicht den Übergang von zwei Brennstoffzellenstacks auf einen Stack und somit Kosteneinsparungen, die die zusätzlichen Kosten des DC/DC-Wandlers deutlich übersteigen.

Als letzte Abhängigkeit wird auch der Wirkungsgrad aller Komponenten von der Zwischenkreisspannung beeinflusst. In den DC/DC-Wandlern wird der Wirkungsgrad mit steigendem Spannungshub schlechter. Im Umrichter sowie in der Maschine ändern sich die Phasenströme und damit ebenfalls der Wirkungsgrad mit der Zwischenkreisspannung. In Abschnitt 2.2.3

wurde erläutert, dass die Zwischenkreisspannung abhängig vom Fahrzustand variiert werden kann. Somit wird im Zwei-Wandler Konzept durch eine Veränderung der Zwischenkreisspannung auch direkt Einfluss auf den Wirkungsgrad des Antriebsstranges genommen.

In den Ausführungen des Abschnittes 2.3 wird deutlich, dass sowohl eine Topologie mit einem als auch mit zwei DC/DC-Wandlern technisch und wirtschaftlich sinnvoll und realisierbar ist. Je nach technologischem Stand und wirtschaftlichen Rahmenbedingungen können sich Kostenvorteile für Ein-Wandler oder Zwei-Wandler Topologien ergeben. Unabhängig davon müssen noch weiterführende technologische Untersuchungen zum Vergleich der verschiedenen Topologien erfolgen. Durch den zusätzlichen Brennstoffzellenwandler entsteht zusätzliche Verlustleistung im Antriebsstrang. Im Gegenzug erhält man aber einen zusätzlichen Freiheitsgrad der frei wählbaren Zwischenkreisspannung. Gegenstand dieser Arbeit ist es, die Einflüsse der Zwischenkreisspannung auf den Wirkungsgrad zu analysieren und diesen für das Zwei-Wandler Konzept zu optimieren. Abschließend soll die Frage geklärt werden, inwiefern sich die Wirkungsgrade des Ein-Wandler- zum Zwei-Wandler Konzeptes mit optimierter Steuerung der Zwischenkreisspannung unterscheiden.



## 3 Verlustberechnung und Modellierung der Komponenten des Antriebsstranges

Als Komponenten des Antriebsstranges werden hier die leistungselektronischen Steller, die Maschine, die Batterie und die Brennstoffzelle mit Zuluft-Kompressor bezeichnet. Diese Komponenten entscheiden über die Drehmomenterzeugung und den Wirkungsgrad des Antriebsstranges während der Fahrt. Die Brennstoffzelle und Batterie weisen einen von der Zwischenkreisspannung unabhängigen Wirkungsgrad auf. Deswegen wird bei diesen beiden Komponenten auf eine detaillierte theoretische Berechnung des Wirkungsgrades verzichtet. Um allerdings das Gesamtfahrzeug modellieren zu können, müssen sie als verlustbehaftete Komponenten modelliert und ihre U-I-Kennlinie sowie ihr dynamisches Verhalten nachgebildet werden. Der Wirkungsgrad der leistungselektronischen Komponenten und der Traktionsmaschine kann direkt über die Zwischenkreisspannung beeinflusst werden.

Um die Einflüsse der veränderlichen Zwischenkreisspannung auf die Komponenten darzustellen, werden zunächst Wirkungsgradberechnungen der Komponenten durchgeführt. Anhand dieser Berechnungen können die Einflussfaktoren der Zwischenkreisspannung bestimmt und dementsprechend Handlungsstrategien zur Optimierung des Gesamtwirkungsgrades entwickelt werden. Um die Genauigkeit der Berechnungen zu erhöhen, werden für die Modellierung gemessene bzw. mit Messdaten abgeglichenen, spannungsabhängigen Wirkungsgradkennfelder verwendet. Die Betrachtungen zum Wirkungsgrad und die Modellierung der einzelnen Komponenten sind in den nachfolgenden Unterkapiteln dargestellt.

### 3.1 Brennstoffzelle

Die Entwicklungsgeschichte von Brennstoffzellen begann bereits weit vor jener der Verbrennungsmotoren. Der Begriff Brennstoffzelle bezeichnet in diesem Kapitel die Einzelzelle. Beinahe gleichzeitig führten sowohl C.F. Schönbein als auch W.R. Grove die ersten reproduzierbaren Versuche durch, in denen 1838/39 die gezielte Umkehr der  $H_2/O_2$ -Elektrolyse gelang [Schönbein 39], [Grove 39]. Aufgrund des hohen Anteils von Edelmetallen in der Brennstoffzelle setzte sich die Stromerzeugung mit der 1866 von Werner von Siemens erfundenen Dynamomaschine durch und die industriellen Arbeiten an der Brennstoffzelle wurden weitgehend eingestellt. Erst die Anforderungen aus der Raumfahrtindustrie belebten die Forschungen zu Brennstoffzellen wieder. Ab dem Jahr 1963 wurden Brennstoffzellen bei den Gemini- und Apollo-Raumkapseln sowie im Spaceshuttle eingesetzt [Zahoransky 09], [Eichseder 10]. In der Fahrzeugtechnik wurde 1966 das erste Fahrzeug mit Brennstoffzelle von GM als Elektrovan aufgebaut. Im Jahr 1994 baute der Daimler Konzern ebenfalls einen

Brennstoffzellen-Van im „Necar 1“ Projekt und startete damit die Entwicklung einer Reihe von Brennstoffzellenfahrzeugen.

### 3.1.1 Aufbau und Funktionsweise der Brennstoffzelle

In der Brennstoffzelle wird die im Brennstoff gespeicherte Energie direkt in elektrische Energie umgewandelt. Dies geschieht, indem der Brennstoff an den Elektroden mit oder ohne Zusatz eines Katalysators in Ionen umgewandelt wird, die den dazwischen liegenden Elektrolyt durchdringen (Abb. 3.1). Die Elektronen werden über die Elektroden ab- bzw. zugeführt und können, wegen der bei der Ionisation entstehenden Spannungsdifferenz, einen elektrischen Verbraucher antreiben. Die Elektroden müssen porös und elektrisch leitend sein damit die Reaktionsgase freien Zugang zu den Reaktionsflächen haben und die Elektronen transportiert werden können. Je poröser die Elektroden, desto größer ist auch die Reaktionsoberfläche. Der Elektrolyt muss gasdicht sein und kann aus einer Flüssigkeit, einer Schmelze

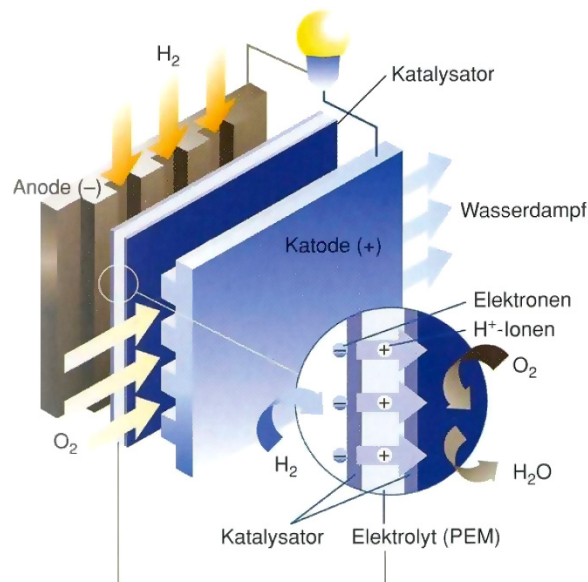


Abbildung 3.1: Aufbau und Funktionsweise einer PEM-Brennstoffzelle [Gerl 02]

oder einem Festkörper bestehen. Anhand des Elektrolyts und der erforderlichen spezifischen Zelltemperatur lassen sich Brennstoffzellen klassifizieren in:

- Niedertemperaturbrennstoffzellen bis ca. 100 °C
- Mitteltemperaturbrennstoffzellen um ca. 200 °C
- Hochtemperaturbrennstoffzellen oberhalb ca. 600 °C

Innerhalb dieser Klassifizierung lassen sich die Brennstoffzellen weiterhin nach den Brennstoffen unterscheiden. Als Brennstoffe sind beispielsweise Wasserstoff, Methan oder Methanol möglich. Nach Versuchen mit Methanol hat sich heute Wasserstoff als Brennstoff im Fahrzeug durchgesetzt. Der Umgang mit Methanol birgt wesentlich höhere Umwelt und

Gesundheitsrisiken als der mit Wasserstoff. Dieser wird hier von einer *Proton-Exchange-Membran* (PEM) Brennstoffzelle aus der Klasse der Niedertemperaturbrennstoffzellen in elektrische Energie umgewandelt. Mithilfe eines Platinkatalysators findet folgende Anodenreaktion statt:



Die  $\text{H}^+$ -Ionen diffundieren durch den Elektrolyt zur Kathode und die Elektronen nehmen den Weg über den äußeren Stromkreis. In der Kathode reagieren  $\text{H}^+$ -Ionen mit den Elektronen und Sauerstoff zu Wasser.



In der hier verwendeten Niedertemperaturbrennstoffzelle werden die Edukte Wasserstoff und Sauerstoff gasförmig zugeführt. Das Reaktionsprodukt, Wasser, liegt flüssig vor. Somit wird bei diesem Zweiphasensystem die Reaktionsenthalpie  $\Delta H_O = -285,9 \text{ kJ/Mol}$  umgesetzt [Böcker 09a]. Die reversible Zellspannung  $U_{th}$  bzw. Leerlaufspannung entspricht der freien Reaktionsenthalpie  $\Delta G$  der Zellreaktion und ist aus thermodynamischen Daten der Zellreaktion berechenbar [Kurzweil 03].

$$\Delta G = -z \cdot F \cdot U_{th} \quad (3.3)$$

Die Zahl  $z$  bezeichnet dabei die Zahl der ausgetauschten Elektronen in der Redoxgleichung und  $F$  die Faraday-Konstante ( $96485 \text{ C/Mol}$ ). Mit der Reaktionsentropie  $\Delta S$  Gl. (3.4) und Gl. (3.5) wird die reversible Zellspannung bestimmt.

$$\begin{aligned} \Delta S &= S(\text{H}_2\text{O}) - S(\text{H}_2) - \frac{1}{2}S(\text{O}_2) \\ &= 69,91 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{Mol}} - 130,7 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{Mol}} - \frac{1}{2} \cdot 205,1 \frac{\text{J}}{\text{K} \cdot \text{Mol}} \\ &= -0,1614 \frac{\text{kJ}}{\text{K} \cdot \text{Mol}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\Delta G = \Delta H_O - T\Delta S \quad (3.5)$$

Bei einer Temperatur von  $T = 300 \text{ K}$  beträgt die reversible Zellspannung  $U_{th} = 1,23 \text{ V}$ . Der thermodynamische Wirkungsgrad wird mit Gl. (3.6) berechnet und liegt bei 83 %.

$$\eta_{rev} = \frac{\Delta G}{\Delta H_O} \quad (3.6)$$

Der thermodynamische Wirkungsgrad kann allerdings in einer realen Brennstoffzelle nicht erreicht werden. Durch das Aktivierungspotential, Spannungsabfälle am Innenwiderstand und Strömungs- bzw. Diffusionsverluste bricht die Spannung an den Klemmen der Brennstoffzelle mit zunehmender Strombelastung ein, wie in Abb. 3.2 dargestellt ist. Der Arbeitsbereich der Brennstoffzelle bewegt sich bei Spannungen von 0,7 V bis 0,95 V. Der Spannungswirkungsgrad  $\eta_u = U_{zelle}/U_{th}$  wird aus dem Verhältnis der Klemmenspannung und Leerlaufspannung berechnet. Der reale chemische Wirkungsgrad  $\eta_{ch}$  berechnet sich dann zu

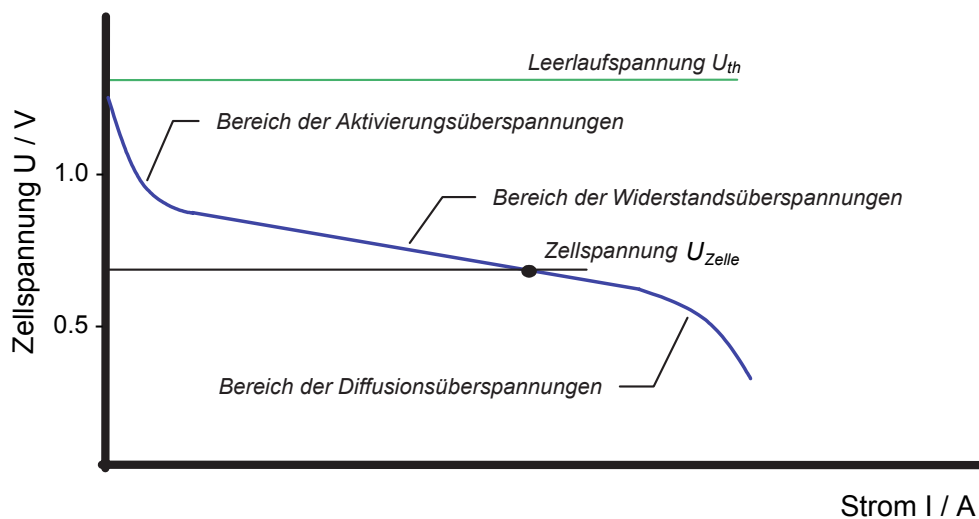


Abbildung 3.2: U-I-Kennlinie für eine einzelne Brennstoffzelle [Gerl 02]

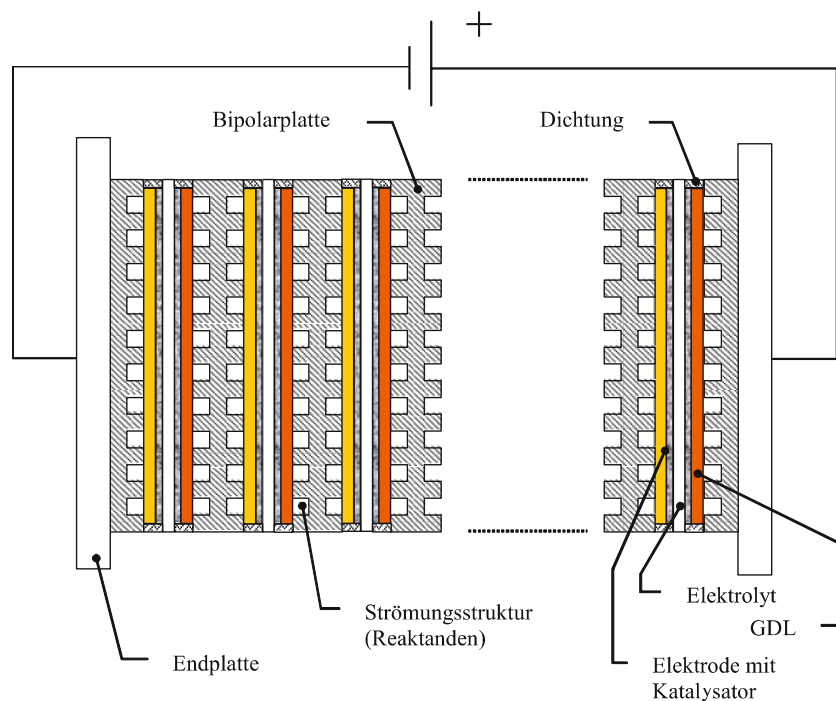


Abbildung 3.3: Aufbau eines Brennstoffzellenstacks [Eichseder 10]



Gl. (3.7) und bewegt sich im Bereich von 50-70 %.

$$\eta_{ch} = \eta_{rev} \cdot \eta_u \quad (3.7)$$

Um ein nutzbares Spannungsniveau zu erhalten, müssen mehrere Einzelzellen in Reihe geschaltet werden. Diese werden in einem *Stack* angeordnet, der gleichzeitig eine kompakte Bauweise und eine hohe Leistungsdichte ermöglicht (Abb. 3.3). Die einzelnen Brennstoffzellen mit *Kathode*, *Anode*, *Gasdiffusionsschicht* (GDL) und *Ionenleiter* sind zwischen *Bipolarplatten* platziert. Sie haben die wichtige Aufgabe, die Zellen gleichmäßig mit den erforderlichen Medien zu versorgen. Sie besitzen eingeprägte Strömungsstrukturen und weisen eine gute Strom- und Temperaturleitfähigkeit auf.

Insgesamt ist eine sehr komplexe Steuerung Zufuhr der Prozessgase nötig, um eine optimale Leistungsabgabe zu ermöglichen und eine Schädigung der Zellen zu verhindern. Nur unter folgenden Randbedingungen kann die Brennstoffzelle optimal arbeiten:

- Der Wasserstoff muss überstöchiometrisch (es wird mehr  $H_2$  zugeführt als für die Reaktion notwendig ist) zugeführt werden.
- Die Temperatur befindet sich im optimalen Arbeitsbereich.
- Der Elektrolyt weist eine bestimmte Feuchtigkeit auf.

Um diese Anforderungen erfüllen zu können, sind weitere Nebenaggregate nötig. Der Brennstoffzellenstack mit den Nebenaggregaten lässt sich zum Brennstoffzellensystem zusammenfassen (Abb. 3.4). Es sind drei Kreisläufe nötig, um die Brennstoffzelle zu regeln. In grün

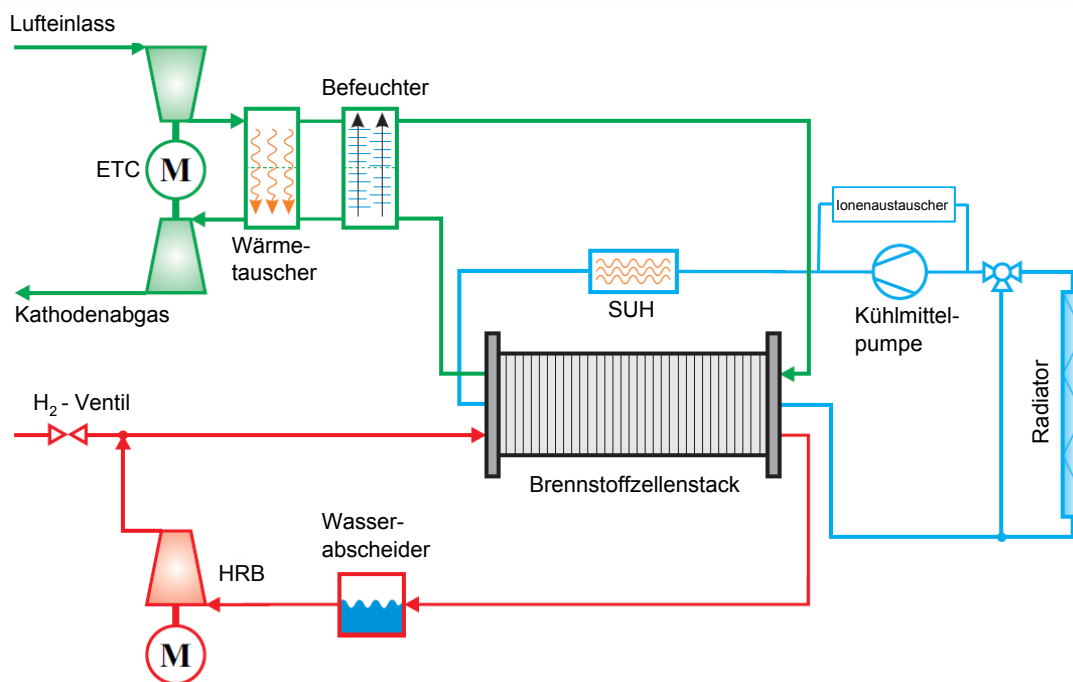


Abbildung 3.4: Kreisläufe des Brennstoffzellensystems

ist der Kathodenkreislauf eingezeichnet. Er dient der Versorgung des Brennstoffzellenstacks mit Sauerstoff bzw. Luft. In ihm wird die aufbereitete Umgebungsluft durch den *elektrischen Turbolader* (ETC) komprimiert, anschließend abgekühlt und vom Befeuchter auf eine relative Luftfeuchte von 70 - 80 % geregelt. Die sehr nasse Kathodenabluft der Brennstoffzelle gibt im Befeuchtermodul Feuchtigkeit an die Zuluft ab. Danach wird sie im *Intercooler* nochmals erwärmt und über den ETC entspannt, bevor sie an die Umgebung abgegeben wird. Auf die Funktionsweise des ETC wird in Abschnitt 3.1.2 noch einmal gesondert eingegangen.

Der Wasserstoff zirkuliert im Anodenkreislauf (rot). Vom 700 bar Drucktank wird der Wasserstoff über ein Druckminderungsventil direkt in den Brennstoffzellenstack geleitet. Da er überstöchiometrisch betrieben wird, bleibt ein Teil des Wasserstoffs ungenutzt. Dieser wird mit Hilfe des *Wasserstoffrezirkulationsgebläses* (HRB) zurück in den Stack geleitet.

Im Kühlmittelkreislauf (blau) zirkuliert ein Wasser-Glykol-Gemisch, um den Stack auf seine Arbeitstemperatur von 85 °C zu kühlen. Bei niedrigen Temperaturen kann das Kühlmittel über eine 10 kW *Kühlmittelheizung* (SUH) erwärmt werden, um den Stack schneller auf seine Arbeitstemperatur zu bringen. Eine Auslegung und Analyse der Kühlkreisläufe eines Brennstoffzellensystems ist in [Berger 09] zu finden. Die Tabelle 3.1 fasst einige Kenndaten, der zur Simulation verwendeten Brennstoffzellensysteme, zusammen.

Fahrzeugtopologie	Ein-Wandler	Zwei-Wandler
Anzahl der Zellen	350	240
Zellspannungen $U_{Zelle}$	0,72 V-0,95 V	0,72 V-0,95 V
Spannung $U_{BZ}$	252 V-330 V	175 V-228 V
max. Strom $I_{BZ,max}$	300 A	430 A
max. Nettoleistung $P_{BZ,max}$	$\approx 68$ kW	$\approx 68$ kW

Tabelle 3.1: Kenngrößen der Brennstoffzellensysteme

### 3.1.2 Nebenaggregate des Brennstoffzellensystems

Wie in Abb. 3.4 zu sehen ist, beinhalten die Nebenaggregate drei Einzelantriebe: den ETC, den HRB und die Kühlwasserpumpe. Der HRB und die Kühlwasserpumpe sind Antriebe kleiner Leistung ( $<2$  kW), die last- bzw. temperaturabhängig geregelt werden. Sie nehmen keinen Einfluss auf das dynamische Verhalten der Brennstoffzelle. Anders verhält es sich beim ETC, der max. 12 kW Leistungsaufnahme aufweist. Die Dynamik des ETC bestimmt die gesamte Dynamik des Brennstoffzellensystems. Je höher der Druck bzw. die Drehzahl ist, die vom ETC aufgebaut wird, um so höher ist auch die Leistung der Brennstoffzelle. Unter dem bisher verwendeten Begriff ETC verbirgt sich ein vollwertiger Antrieb aus Umrichter, elektrischer Maschine und einem Kompressorrad (Abb. 3.5). Er wird durch eine Drehzahlregelung mit unterlagerter Stromregelung geregelt. Aufgrund des Einsatzes als Kompressor weist der ETC eine kubische Lastkennlinie auf und benötigt zum Druckaufbau eine sehr hohe Drehzahl von max.  $92000 \text{ min}^{-1}$ . Die Leistungsaufnahme wird zum einen durch den jeweiligen Drehzahl-Drehmoment Arbeitspunkt bestimmt (Gl. (3.8)), zum anderen ist für

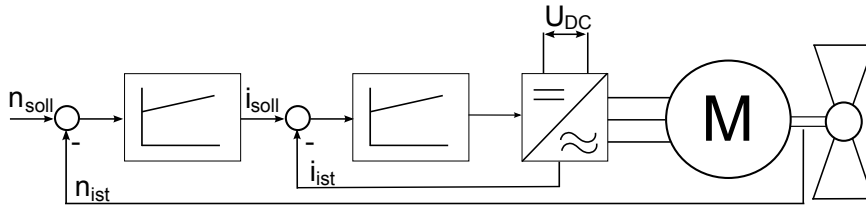


Abbildung 3.5: Schematische Abbildung des ETC mit Reglern

Drehzahlsteigerungen eine zusätzliche Beschleunigungsleistung erforderlich (Gl. (3.10)). Zur Reduzierung der Drehzahl wird der ETC nicht aktiv gebremst. Um einen schnellen Druckabbau in der Brennstoffzelle zu ermöglichen, existiert ein Bypass-Ventil, welches die Luft an der Brennstoffzelle vorbei leitet und bei transienten Lastabwürfen geöffnet wird. Der ETC trudelt dann langsam aus, bis erneut eine Drehzahlanforderung gesendet wird. Für den Betrieb des ETC gelten folgende Randbedingungen:

- Die maximale Leistung wird nur bei maximaler Zwischenkreisspannung erreicht (Zwei-Wandler Konzept).
- Die minimale Drehzahl beträgt  $10000 \text{ min}^{-1}$ .
- Beim Anlauf aus dem Stillstand tritt eine erhöhte Anlaufzeit auf.

Die Lastkennlinie wurde von Messungen der Eingangsleistung bei konstanten Geschwindigkeiten am Prototyp ermittelt. Das Drehmoment der Lastkennlinie wurde nach Gleichung (3.8) berechnet und ist in Abb. 3.6 dargestellt. Die Lastkennlinie spiegelt deswegen nicht nur das Drehmoment am Kompressorrad wieder, sondern enthält auch noch einen Drehmomentanteil, der die Verlustleistungen im Umrichter und der Maschine abbildet. Somit ist es in der Simulation möglich, die Aufnahmeleistung des ETC mit dieser Kennlinie abzubilden, ohne eine zusätzliche detaillierte Wirkungsgradberechnung durchzuführen. Transiente Abweichungen im Wirkungsgrad während der Beschleunigung des ETC werden dabei vernachlässigt.

$$M_{Last} = \frac{P_{ETC,stat}}{\omega_{ETC}} \quad (3.8)$$

Das Beschleunigungsmoment ergibt sich aus dem Massenträgheitsmoment  $J_{ETC}$  und der Winkelbeschleunigung  $\alpha$ .

$$M_{Beschl} = J_{ETC} \cdot \alpha \quad (3.9)$$

Mit Hilfe der Rotationsenergie kann dann der Anteil der dynamischen Leistung  $P_{ETC,dyn}$  berechnet werden

$$P_{ETC,dyn} = \frac{d\left(\frac{1}{2}J_{ETC} \cdot \omega_{ETC}^2\right)}{dt} \quad (3.10)$$

In Abbildung 3.7 ist ein Drehzahlsprung von  $0 \text{ min}^{-1}$  auf  $92000 \text{ min}^{-1}$  und die dazugehörige Leistungsaufnahme des ETC simuliert worden. Während der Beschleunigungsphase steigt die Leistungsaufnahme des ETC von  $122 \text{ W}$  auf maximal  $13,8 \text{ kW}$ , bevor sie sich im neuen Arbeitspunkt bei  $10 \text{ kW}$  einpendelt. Die Ausgangsleistung des Brennstoffzellensystems steigt während dieses Sprungs auf  $75 \text{ kW}$  an. Dabei beträgt die Leistungsaufnahme des ETC im ersten Moment des Sprungs mit  $2,7 \text{ kW}$  über  $80 \%$  der Abgabeleistung der Brennstoffzelle.

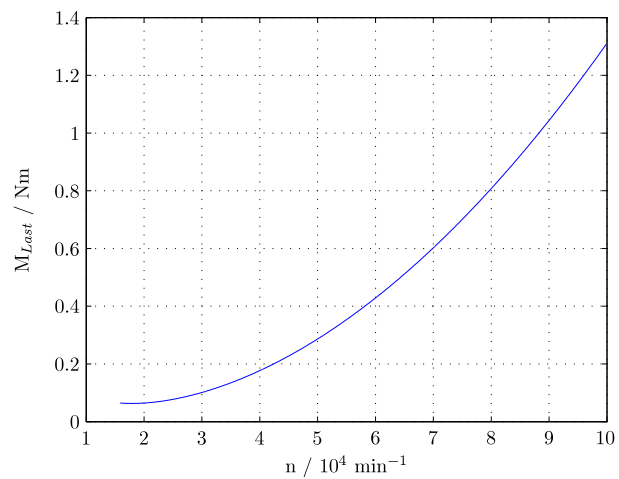
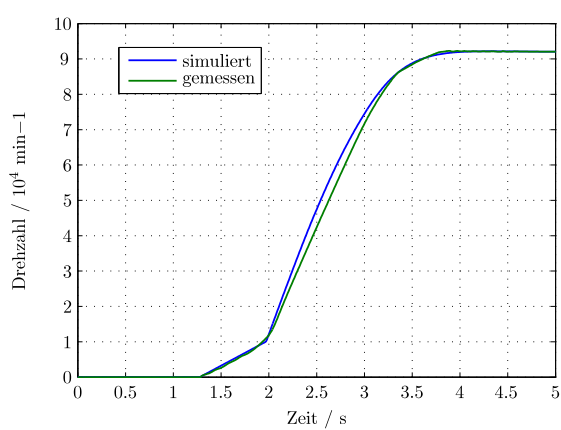
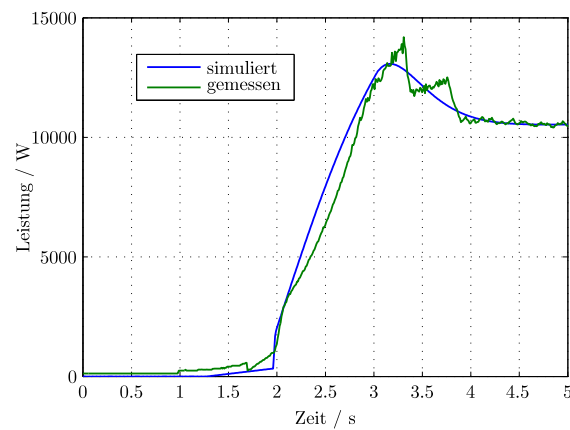


Abbildung 3.6: Lastkennlinie des ETC



(a) Drehzahl



(b) Leistungsaufnahme

Abbildung 3.7: Simulierte und gemessene Daten des ETC bei einer Sprungantwort auf maximale Drehzahl

Der Wirkungsgrad des Brennstoffzellensystems wird also während dynamischer Leistungsanforderungen durch den ETC erheblich verschlechtert.

Weiterhin kann aus Abbildung 3.7(a) die Anstiegszeit der Drehzahl ermittelt werden. Zunächst ist das Anlaufverhalten des ETC erkennbar, dass bei einem komplett ausgeschalteten System und Drehzahlen zwischen  $0 \text{ min}^{-1}$  und  $10000 \text{ min}^{-1}$  auftritt, hier im Zeitraum zwischen 1,3 s und 2 s erkennbar. Um diese Verzögerung zu vermeiden wird der ETC immer mit einer minimalen Drehzahl von  $16000 \text{ min}^{-1}$  betrieben, auch wenn keine Leistung vom Brennstoffzellensystem angefordert wird. Nach dem Anlauf steigt die Drehzahl mit einer deutlich höheren Dynamik an. Der Sprung von minimaler auf maximale Drehzahl des ETC bzw. Maximalleistung des Brennstoffzellensystems dauert 1,5 s. Für einen schnelleren Leistungsanstieg müsste auch ein leistungsstärkerer ETC verwendet werden. Damit weist das Brennstoffzellensystem die größte Zeitkonstante aller elektrischen Antriebsstrangkomponenten auf.

### 3.1.3 Wirkungsgrad und Modellierung der Brennstoffzelle

#### Wirkungsgrad des Brennstoffzellensystems

Im Brennstoffzellensystem gibt es mehrere Verlustquellen, die im Folgenden kurz erläutert werden. Eine Brennstoffzelle mit  $\text{H}_2/\text{O}_2$ -Reaktion kann theoretisch einen maximalen thermodynamischen Wirkungsgrad von 82,9 % (bei  $25^\circ\text{C}$ ) erreichen [Gerl 02]. In der realen Brennstoffzelle geht aber immer ein Teil der Energie in Form von Wärme verloren. Dieser Wärmeverlust kann durch die Konstruktion und Fertigungstechnik der Brennstoffzelle beeinflusst werden. Momentan ist ein elektrochemischer Wirkungsgrad  $\eta_{ch}$  von ca. 50-70 % realisierbar. Weitere Verluste entstehen in den Nebenaggregaten, die im Abschnitt 3.1.2 beschrieben wurden. Durch die Leistungsaufnahme der Nebenaggregate, insbesondere des ETC, wird der Wirkungsgrad des Brennstoffzellensystems weiter verringert. Der sich daraus ergebende Systemwirkungsgrad wird mit Gl. (3.11) berechnet.

$$\eta_{System} = \frac{P_{Netto}}{P_{Brutto}} \approx \frac{P_{BZ} - P_{Nebenaggregate}}{P_{BZ}} \quad (3.11)$$

Die Leistung der Nebenaggregate  $P_{Nebenaggregate}$  wird vor allem vom ETC und zu einem kleinen Teil vom HRB bestimmt.

Der letzte Einflussfaktor, der den Wirkungsgrad der Brennstoffzelle verringert, ist der Brennstoffnutzungsgrad. Ein kleiner Teil des Wasserstoffs nimmt nicht an der Reaktion teil. Der Wasserstoff wird auf der Anodenseite in einem geschlossenen Kreislauf geführt, der vom HRB betrieben wird. Aus dem Wasserstofftank wird nur so viel Wasserstoff über das Ventil in den Kreislauf entlassen, wie momentan von der Brennstoffzelle verbraucht wird. Aufgrund des hohen Partialdrucks des Stickstoffs auf der Kathodenseite diffundiert Stickstoff durch die Membran auf die Anodenseite und reichert sich im geschlossenen Kreislauf an, [Beckhaus 10]. Um die Konzentration gering zu halten, wird periodisch ein Ventil geöffnet und das stickstoffreiche Gas aus dem Kreislauf entlassen. Dieses wird durch nachströmenden

Wasserstoff ersetzt. Der Brennstoffnutzungsgrad  $\eta_{H_2}$  (umgesetzter zu eingespeister Wasserstoff) ist etwa konstant und liegt bei 98 %.

Der Gesamtwirkungsgrad des Brennstoffzellensystems  $\eta_{BZ}$  berechnet sich nach Gl. (3.12) und ist in Abb. 3.8 dargestellt:

$$\eta_{BZ} = \eta_{ch} \cdot \eta_{System} \cdot \eta_{H_2} \quad (3.12)$$

In der blauen Kurve ist dabei der Gesamtwirkungsgrad des Brennstoffzellensystems dar-

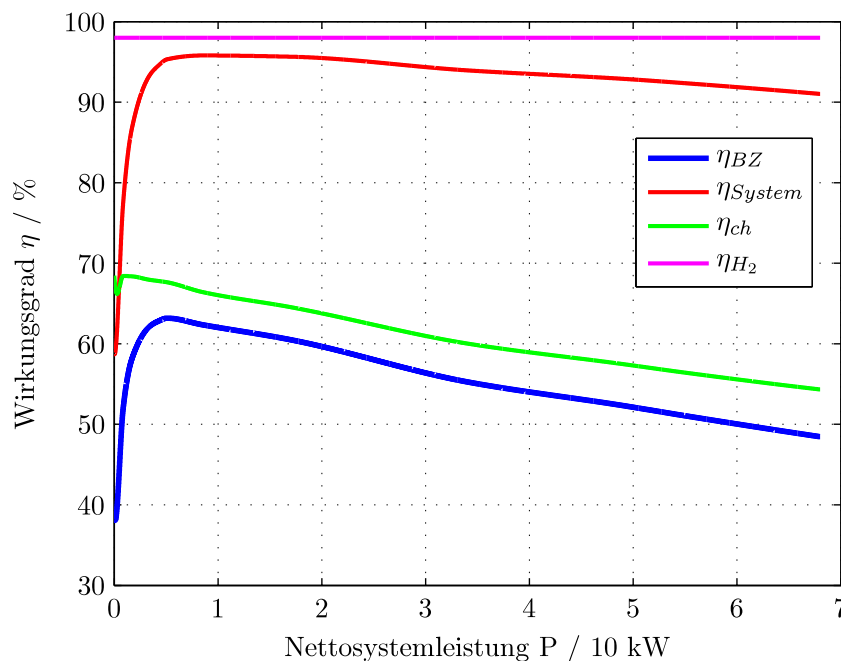


Abbildung 3.8: Wirkungsgrade des Brennstoffzellensystems

gestellt. Er liegt zwischen 40 % und 63 % und erreicht sein Optimum bei einer Leistung zwischen 5 und 10 kW. Mit steigender Leistung nimmt der Systemwirkungsgrad des Brennstoffzellensystems aufgrund der höheren Stromdichte und der höheren Verluste der Nebaggregate ab. Die in der Darstellung verwendeten Werte sind Zielwerte des Wirkungsgrades für das im Fahrzeug verbaute Brennstoffzellensystem. In den bisherigen Prototypen konnten die geplanten Wirkungsgrade noch nicht ganz erreicht werden.

### Modellierung des Brennstoffzellensystems

An die Modellierung des Brennstoffzellensystems werden zwei Anforderungen gestellt. Zum einen muss, abhängig vom Brennstoffzellenstrom, eine Spannung ausgegeben werden, damit diese als  $U_{DC}$  oder Eingangsspannung für den Brennstoffzellenwandler zur Verfügung steht. Zum anderen muss das dynamische Verhalten des Brennstoffzellensystems exakt nachgebildet werden. Mit dem in Abb. 3.9 dargestellten Schema lassen sich diese Anforderungen erfüllen. Der Sollstrom  $I_{BZ,soll}$  wird in eine Drehzahlanforderung für den ETC umgerechnet. Aus dessen dynamischer Simulation (Abb. 3.5) wird dann der aktuelle Brennstoffzellenstrom

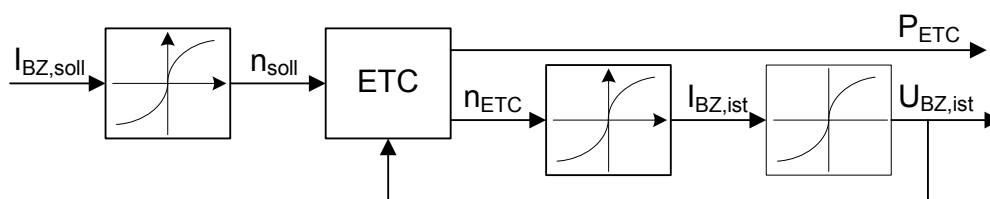


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der Modellierung des Brennstoffzellensystems

und die ETC Leistung ermittelt. Die ETC Leistung wird im Zwischenkreis wieder von der gesamten Systemleistung abgezogen. Mit Hilfe der U-I-Kennlinie der Brennstoffzelle, wie sie exemplarisch für eine Zelle in Abb. 3.2 dargestellt ist, lässt sich durch Multiplikation mit der Zellanzahl die Spannung des Brennstoffzellensystems ermitteln.

Der Unterschied in der Modellierung zwischen den zwei betrachteten Topologien beschränkt sich auf die Anpassung der Brennstoffzellenspannung (Tab. 3.1). Die Brennstoffzellenspannung bestimmt bei der Ein-Wandler Topologie direkt die Zwischenkreisspannung und bei der Zwei-Wandler Topologie die Eingangsspannung des Brennstoffzellenwandlers. Da der Fokus der Arbeit darauf liegt, den Einfluss der Zwischenkreisspannung auf das System zu untersuchen, wurde bei beiden Brennstoffzellensystemen der gleiche Wirkungsgrad (in Abhängigkeit der Ausgangsleistung) gewählt. Im Gegensatz zum realen System wurde auch der gleiche ETC eingesetzt. Dies ermöglicht die größtmögliche Vergleichbarkeit der Topologien hinsichtlich Energie- und Wasserstoffverbrauch, ohne dass die Brennstoffzelle die Ergebnisse verfälscht.

## 3.2 Batterie

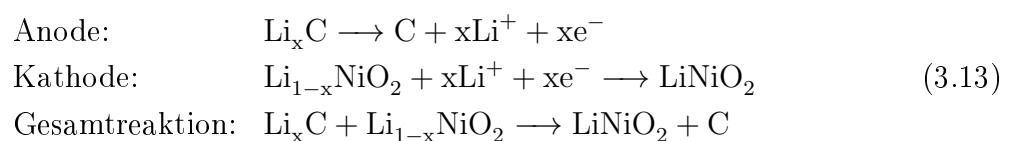
Die Batterie ist der dynamische Energiespeicher im Fahrzeug. Im Gegensatz zur Brennstoffzelle kann sie unmittelbar die gewünschte Leistung bereitstellen. Die Batterie wird in zwei Fällen geladen. Zum einen wenn die Brennstoffzelle Energie liefert, die die Maschine nicht umsetzen kann und zum anderen während der Rekuperation. Entladen wird die Batterie bei Beschleunigungsvorgängen und wenn die Antriebsleistung über die maximale Brennstoffzellenleistung hinaus ansteigt. In den beschriebenen Fahrzeugen werden Lithium-Ionen Batterien eingesetzt. Im Vergleich zu anderen Akkumulatortypen haben sie eine hohe Energiedichte von 60 - 200  $Wh/kg$  und keinen Memory-Effekt. Der geringe Innenwiderstand ermöglicht Leistungsdichten von 300 - 3000  $W/kg$ . Eine hohe Lebensdauer und Zyklenfestigkeit wird zum einen dadurch erreicht, dass nur ein Teil der Kapazität (ca. 40-80 %) ausgeschöpft wird. Zum anderen wird die Batterie möglichst auf einem konstanten *Ladelevel* (SOC) von 60 % gehalten. Der Aufbau und die Funktionsweise sind im folgenden Abschnitt beschrieben.

### 3.2.1 Aufbau und Funktionsweise der Lithium-Ionen Batterie

Die Lithium-Ionen Batterie gehört zu den sogenannten Sekundärbatterien. Das bedeutet, dass die in ihr verlaufenden elektrochemischen Prozesse prinzipiell vollständig reversibel sind und die Zelle somit wiederaufladbar ist. Die Lithium-Ionen Zelle ist aus vier, von der Umgebung isolierten Elementen aufgebaut.

- Die Anode (Minuspol): Sie besteht aus Kohlenstoff, welcher in der Form von synthetischem- oder Naturgraphit auf einer Kupferfolie aufgebracht wird. Je poröser das Graphit, desto besser ist die Aufnahmefähigkeit von Lithium-Ionen und damit die Leistungs- und Energiedichte der Zelle.
- Die Kathode (Pluspol): Sie besteht aus Lithium-Metall-Oxid, dass auf einer Aluminiumfolie aufgebracht ist. Durch die Wahl des Oxids (z.B.  $LiCoO_2$ ,  $LiNiO_2$ ,  $LiMn_2O_4$ ) wird die Kapazität und Spannung der Zelle maßgeblich bestimmt.
- Der Elektrolyt: In ihm bewegen sich die Lithium-Ionen  $Li^+$ . Er besteht aus einem Leitsalz und einem organischen Lösungsmittel.
- Der Separator: Er trennt die Anode und Kathode voneinander und verhindert so einen Kurzschluss. Für den  $Li^+$ -haltigen Elektrolyt ist er durchlässig.

Die Komponenten sind in einem runden Gehäuse untergebracht. Beim Entladen der Zelle läuft folgende Reaktion am Beispiel einer  $LiNiO_2$  Zelle ab [Linzen 06]:





In Abb. 3.10 sind die Prozesse während des Lade- und Entladevorganges noch einmal graphisch dargestellt. Eine einzelne Zelle weist, je nach SOC und Belastung, eine Spannung

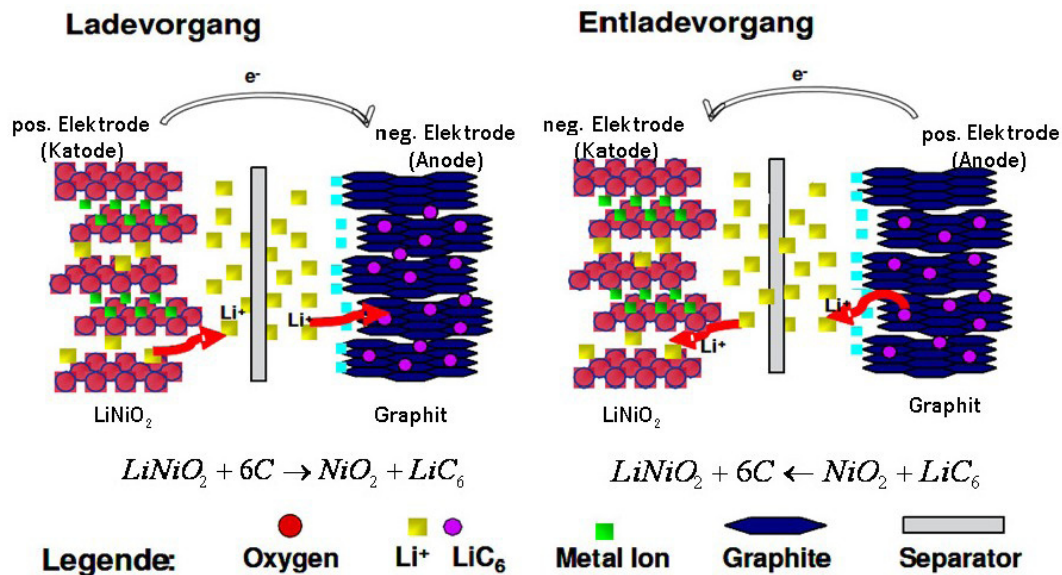


Abbildung 3.10: Zellreaktionen einer  $\text{LiNiO}_2$ -Zelle beim Auf- und Entladevorgang [Neuburger 09]

zwischen 2,5 V und 4,1 V auf. Um eine nutzbare Spannung zu erreichen, müssen mehrere Zellen zu einem Batteriesystem in Reihe geschaltet werden (Tab. 3.2). Das Batteriesystem ist in einem Gehäuse zusammen mit einer Batteriekühlung und Anschlusssteckern untergebracht und wird vom integrierten *Batteriemanagementsystem* (BMS) gesteuert. Dadurch können weitere Funktionen realisiert werden:

- Sicherheits- und Überwachungsfunktionen
- Ladungsausgleichsfunktionen
- Berechnung des SOC
- Kommunikation mit dem Fahrzeugsteuergerät (Vehicle Control Unit)
- Kühlung der Batterie

Für diese Funktionen muss ein nicht unerheblicher Elektronikaufwand im Batteriesystem betrieben werden, der deutlich über die Verschaltung der Einzelzellen hinaus geht. Die Spannung jeder einzelnen Batterie muss gemessen und ggf. durch eine Ladungsausgleichsfunktion an die anderen Zellen angepasst werden. Ist lediglich eine der Zellen defekt, so ist das gesamte Batteriesystem nicht mehr funktionsfähig. Deshalb ist die Qualität der Lithiumzellen von größter Wichtigkeit.

Durch eine Verringerung der Zellanzahl können die Kosten gesenkt und die Zuverlässigkeit erhöht werden. Allerdings wird dadurch auch die Leistung und Kapazität der Batterie sowie

die Reichweite des Fahrzeuges in rein elektrischer Fahrt reduziert. Durch den Einsatz des Batterie DC/DC-Wandlers kann die Anzahl der Zellen prinzipiell frei gewählt werden, wobei der Wirkungsgrad des Wandlers bei größer werdender Differenz zwischen  $U_{DC}$  und  $U_{Bat}$  sinkt.

Hersteller und Bezeichnung der Zellen	SAFT VL7P
Anzahl der Zellen	60
Batteriespannung (bei SOC = 50 %)	$U_{Bat} = 217,2 \text{ V}$
minimale und maximale Zellspannung	$2,5 \text{ V} \leq U \leq 4,1 \text{ V}$
Energie des Batteriesystems	1,4 kWh
Energiedichte	$67 \text{ Wh/kg}$
Leistungsdichte	$1811 \text{ W/kg}$
Innenwiderstand (bei SOC = 50 %, 25 °C)	$R_{i,Zelle} = 1,6 - 2,8 \text{ m}\Omega$
Max. Lade- und Entladeströme	$I_{Zelle,10s} = \pm 250 \text{ A}$

Tabelle 3.2: Kenngrößen des Batteriesystems [SAFT 05]

### 3.2.2 Modellierung und Wirkungsgrad der Batterie

Die Energieabgabe und -aufnahme der Lithium-Ionen Batterie wird durch chemische Prozesse hervorgerufen. Es wurden verschiedene Methoden zur Modellierung des Batterieverhaltens entwickelt, z.B. die impedanzbasierte Modellierung [Linzen 06], [Buller 03] und die energetische Modellierung [Urbain 07]. Sie bilden die elektrochemischen Prozesse in komplexen Ersatzschaltbildern ab. Die Ruhespannung wird mit Hilfe des Standardelektrodenpotentials (*Nernst-Gleichung*) beschrieben. Dynamische Prozesse können durch die *Butler-Volmer-Gleichung*, die die Änderung des elektrochemischen Stromes bei der Änderung des Elektrodenpotentials beschreibt, und Diffusionsgleichungen berechnet werden [Urbain 07]. Die Parametrierung der Gleichungen erfordert eine genaue Kenntnis der chemischen Reaktionen in der Zelle. Durch detaillierte Impedanzmessungen an der Zelle kann auch das dynamische Verhalten ermittelt werden. Um eine U-I Kennlinie und den statischen Wirkungsgrad für die Simulation eines Fahrzykluses abzubilden, genügt aber eine einfache Betrachtungsweise der Zelle. Unter Vernachlässigung dynamischer Vorgänge und der Annahme einer konstanten Zelltemperatur ist es möglich, ein sehr einfaches Modell für die Batterie aufzustellen (Abb. 3.11). Die Verluste entstehen dabei nur am Innenwiderstand der Batterie  $R_{iZelle} = 1,6$  bis  $2,8 \text{ m}\Omega$  pro Zelle (bei 50 % SOC, 25 °C) Gl. (3.14). Für das gesamte Batteriesystem werden  $N = 60$  Zellen in Reihe geschaltet.

$$P_{Ri} = (N \cdot R_{i,Zelle}) \cdot I_{Bat}^2 \quad (3.14)$$

Der Innenwiderstand ist variabel und von folgenden Größen abhängig:

- Ladezustand (SOC) der Batterie
- Lade- bzw. Entladestrom

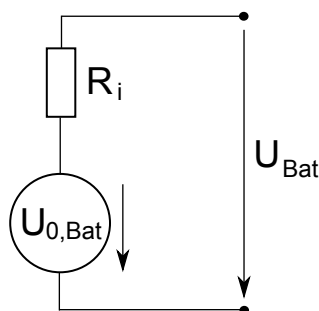


Abbildung 3.11: Ersatzschaltbild einer Batterie

- Temperatur der Batterie
- verschiedene Alterungsmechanismen

Die Betriebsstrategie des Fahrzeuges hält den SOC innerhalb von 40 % bis 80 %. In diesem Bereich ist die SOC abhängige Änderung des Innenwiderstandes kleiner 10 % und wird vernachlässigt. Erst außerhalb dieser Grenzen ändert sich der Innenwiderstand stark mit dem SOC. Alterungsmechanismen und Temperaturänderungen der Batterie werden ebenfalls vernachlässigt. Die Batterie wird im Fahrzeug auf eine konstante Temperatur von 25 °C geregelt. Die Spannung der Batterie wird aus der Ruhespannung  $U_{0,Bat}$  (bei 50 % SOC)

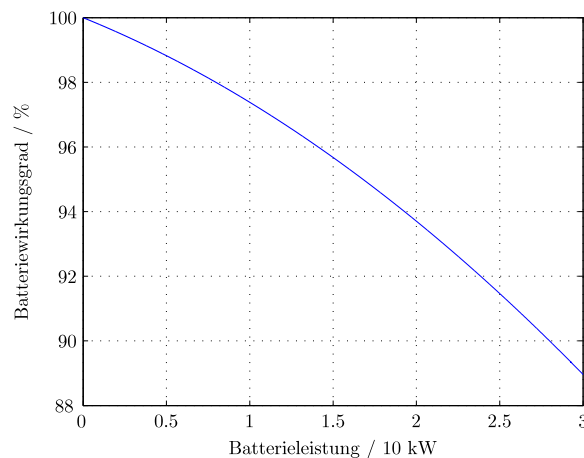


Abbildung 3.12: Batteriegrößen in Abhängigkeit vom Betrag der Batterieleistung

plus einem vom SOC abhängigen Spannungsanteil und dem Spannungsabfall am Innenwiderstand errechnet. Aus Gleichung (3.14) und der tatsächlichen Batterieleistung ergibt sich der Wirkungsgrad, der abhängig von der Batterieleistung in Abb. 3.12 dargestellt ist.

$$\eta_{Bat} = \frac{P_{Bat}}{P_{Bat} + P_{Ri}} \quad (3.15)$$

Der Wirkungsgrad sinkt von 100 % auf unter 90 % bei der maximalen Batterieleistung. Die Verlustleistung  $P_{Ri}$  entsteht direkt im Inneren der gekapselten Zellen. Aufgrund des Aufbaus und dem durch die runde Zellform verursachten schlechten Wärmeübergangs kann

die Verlustwärme nur schlecht abgeführt werden. Das Batteriesystem kann die maximale Leistung deshalb nur für kurze Zeit liefern (einige Sekunden).

### 3.3 DC/DC-Wandler

Die gesamte Leistungselektronik (DC/DC-Wandler, Umrichter) wurde in diesem Projekt in einem gemeinsamen Gehäuse integriert. In Abb. 3.13 ist ein Foto der hier verwendeten „Zentralen Leistungselektronik“ zu sehen. Das Gerät wurde vom Fraunhofer Institut IISB entwickelt und aufgebaut. Die Strom- und Spannungsregler der DC/DC-Wandler wurden ebenfalls vom IISB entwickelt.

Durch den hier verwendeten, integrierten Aufbau konnte der Bauraum minimiert und die Nutzung von gemeinsamen Komponenten optimiert werden. In anderen Konfigurationen sind die DC/DC-Wandler nahe der jeweiligen Quelle und der Umrichter an der Maschine angebracht (Stichwort: *Systempartitionierung* [März 07]). In den folgenden Betrachtungen werden DC/DC-Wandler und Umrichter in ihrer Funktion beschrieben. Danach werden die Wirkungsgrade berechnet. Die Systempartitionierung hat auf diese Punkte keinen Einfluss.

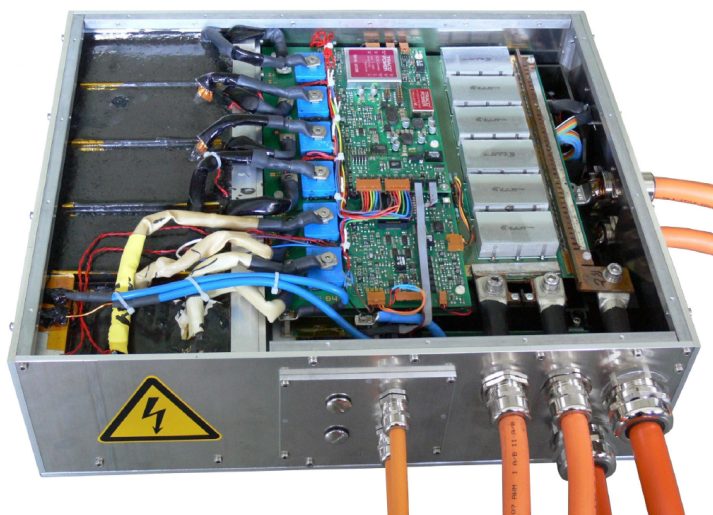


Abbildung 3.13: Die „Zentrale Leistungselektronik“ [IISB 08]

#### 3.3.1 Aufbau und Funktionsweise der DC/DC-Wandler

Der DC/DC-Wandler ist ein leistungselektronisches Stellglied, das die Leistung von einem Spannungsniveau auf ein anderes anhebt oder absenkt. Für DC/DC-Wandler gibt es eine Vielzahl von Topologien, die je nach Anforderungsprofil, Leistungs- und Preisklasse für

das jeweilige Gerät ausgewählt werden. Im hier untersuchten Fahrzeug werden, je nach gewählter Fahrzeugtopologie, ein oder zwei DC/DC-Wandler betrachtet. Der Batteriewandler muss bei einer positiven Spannung den Strom bidirektional wandeln und ist somit ein Zwei-Quadranten Wandler. Der Brennstoffzellenwandler benötigt keine Rückspeisefähigkeit (mit Ausnahme des Vorladens der Brennstoffzellenkapazität) und kann damit als Ein-Quadranten Wandler ausgelegt werden. Eine galvanische Trennung ist nicht nötig, weil die Hochvoltkomponenten potentialgetrennt vom Gehäuse sind und eine Personengefährdung durch den Aufbau ausgeschlossen wird. Als hart schaltende DC/DC-Wandler ohne Potentialtrennung kommen fünf verschiedene Varianten in Frage [Mohan 95].

1. Hochsetzsteller
2. Tiefsetzsteller
3. Hoch-/Tiefsetzsteller
4. Cúc-Wandler
5. Vollbrückenwandler

Hochsetzsteller und Tiefsetzsteller können lediglich eine Ausgangsspannung stellen, die größer bzw. kleiner als die Eingangsspannung ist. Die anderen drei Wandlertypen können die Ausgangsspannung unabhängig von der Eingangsspannung variieren. Mit dem Vollbrückenwandler ist als einziger Typ eine negative Ausgangsspannung möglich. Werden die Wandlertypen miteinander verglichen, so ist der Ausnutzungsfaktor der Leistungsschalter beim Hochsetz- bzw. Tiefsetzsteller deutlich besser als bei den anderen Varianten [Mohan 95]. Sofern die Applikation eine Begrenzung der minimalen Ausgangsspannung auf die Höhe der Eingangsspannung zulässt, ist es deshalb empfehlenswert einen Hochsetzsteller bzw. Tiefsetzsteller zu verwenden. Wie bereits in Kapitel 2.2 erläutert wurde, sind sowohl die Batteriespannung als auch die Brennstoffzellenspannung niedriger als die Zwischenkreisspannung. Aus diesem Grund werden Hochsetzsteller als DC/DC-Wandler für Batterie und Brennstoffzelle ausgewählt.

Die Hochsetzsteller haben einen sehr einfachen Aufbau, ist preiswert und weist einen hohen Wirkungsgrad auf. In Abb. 3.14 ist der Schaltplan der gesamten Leistungselektronik dargestellt. Die DC/DC-Wandler weisen mehrere parallel geschaltete Phasen auf, die zeitlich versetzt angesteuert werden. Im folgenden Abschnitt wird zunächst die Funktion am Beispiel einer Wandlerphase beschrieben.

### Einspeisen in den Zwischenkreis

Während des Einspeisens der Leistung in den Zwischenkreis wird die Spannung durch hochfrequentes Schalten des Transistors  $S_1$  von der Eingangsspannung  $U_1$  auf die Ausgangsspannung  $U_2$  herauf gesetzt (Abb. 3.15). Diese Betriebsart wird als Hochsetzstellerbetrieb bezeichnet. Der Brennstoffzellenwandler arbeitet permanent im Hochsetzstellerbetrieb und der Batteriewandler nur, wenn er die Batterie entlädt. Während der Transistor  $S_1$  eingeschaltet ist, wird die Spule aufmagnetisiert und der Spulenstrom aufgebaut. Nach dem Ausschalten des Transistors wird sich, infolge des Induktionsgesetzes, eine Spulenspannung bilden, die auf die Eingangsspannung addiert wird. Über die Diode  $D_2$  fließt der Spulenstrom auf die

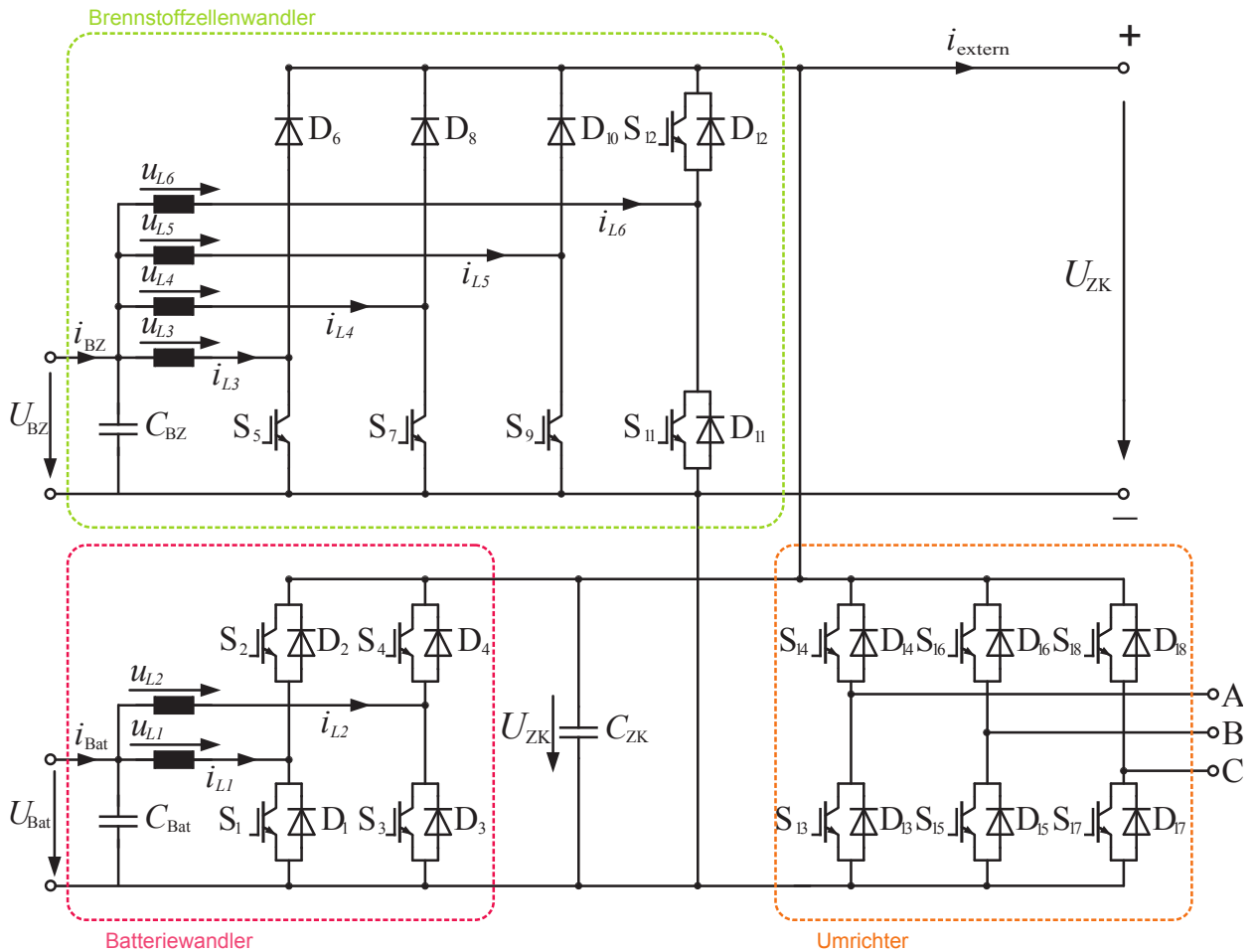


Abbildung 3.14: Schaltplan der gesamten Leistungselektronik

Ausgangsseite. Mit folgenden Definitionen kann dieser Vorgang mathematisch beschrieben werden:

- $T_s = 1/f_s$ : Schaltperiodendauer
- $T_e = a \cdot T_s$ : Die Zeit, in welcher der Transistor  $S_1$  leitet (Schalter geschlossen).
- $T_a = (1 - a) \cdot T_s$ : Die Zeit, in welcher der Transistor  $S_1$  sperrt (Schalter offen).
- $a = T_e/T_s$ : Tastverhältnis zwischen Einschaltdauer und Schaltperiodendauer
- Der Widerstand der Spule und der Spannungsabfall an der Diode sowie am Transistor werden vernachlässigt.

Im kontinuierlichen Betrieb ergibt sich die Spulenspannung  $u_L$  während der Ein- und Ausschaltzeiten zu:

$$u_L(t) = \begin{cases} U_1 & \text{für } 0 \leq t < T_e \\ U_1 - U_2 & \text{für } T_e \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.16)$$

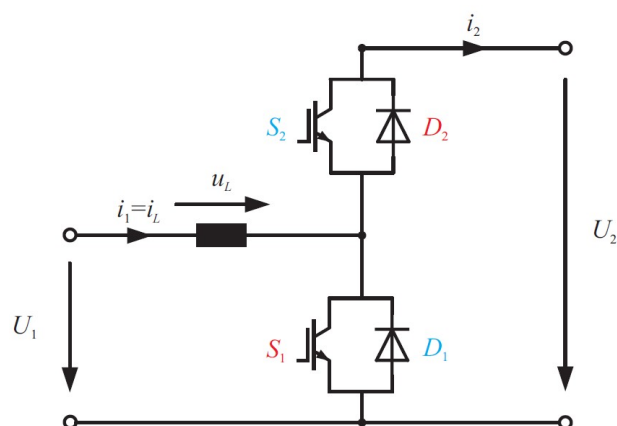


Abbildung 3.15: Der bidirektionale Gleichstromsteller

*rot*: Bauelemente, die nur im *Hochsetzstellerbetrieb* aktiv sind

*blau*: Bauelemente, die nur im *Tiefsetzstellerbetrieb* aktiv sind

Mit der Beziehung  $\frac{di_L}{dt} = u_L(t)/L$  lassen sich die Stromsteilheiten berechnen.

$$\frac{di_L}{dt} = \begin{cases} U_1/L & \text{für } 0 \leq t < T_e \\ (U_1 - U_2)/L & \text{für } T_e \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.17)$$

Während der Einschaltdauer  $t \in [0, T_e)$  des Schalters  $S_1$  steigt der Spulenstrom an:

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{U_L(t)}{L} \cdot t = i_L(0) + \frac{U_1}{L} \cdot t \quad (3.18)$$

Nach dem Ausschalten fällt er in der Zeit  $t \in [T_e, T_s)$  ab Gl. (3.19):

$$i_L(t) = i_L(T_e) + \frac{U_L(t - T_e)}{L} \cdot (t - T_e) = i_L(0) + \frac{U_1}{L} \cdot T_e + \frac{U_1 - U_2}{L} \cdot (t - T_e) \quad (3.19)$$

Im stationären Betrieb ist der Strom zu Beginn und am Ende einer Periode identisch, d.h.

$$i_L(0) = i_L(T_s) \quad (3.20)$$

Die zugehörigen Strom- und Spannungsverläufe sind in Abb. 3.16 dargestellt. Es wird sowohl der zeitliche Verlauf der Ströme als auch deren Mittelwert  $\bar{i}_1$  und  $\bar{i}_2$  dargestellt. Das Spannungs- bzw. Stromverhältnis lässt sich dann mit dem Tastgrad  $a$  nach Gl. (3.21) bestimmen.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\bar{i}_1}{\bar{i}_2} = \frac{1}{1 - a} \quad (3.21)$$

Aufgrund der wechselnden Spulenspannungen während einer Schaltperiode ist der Verlauf des Spulenstromes sägezahnförmig und schwankt zwischen einem Minimal- und Maximalwert. Die Differenz aus diesen Werten  $\Delta i_L$ , der *Ripple*, kann nach Gl. (3.22) berechnet

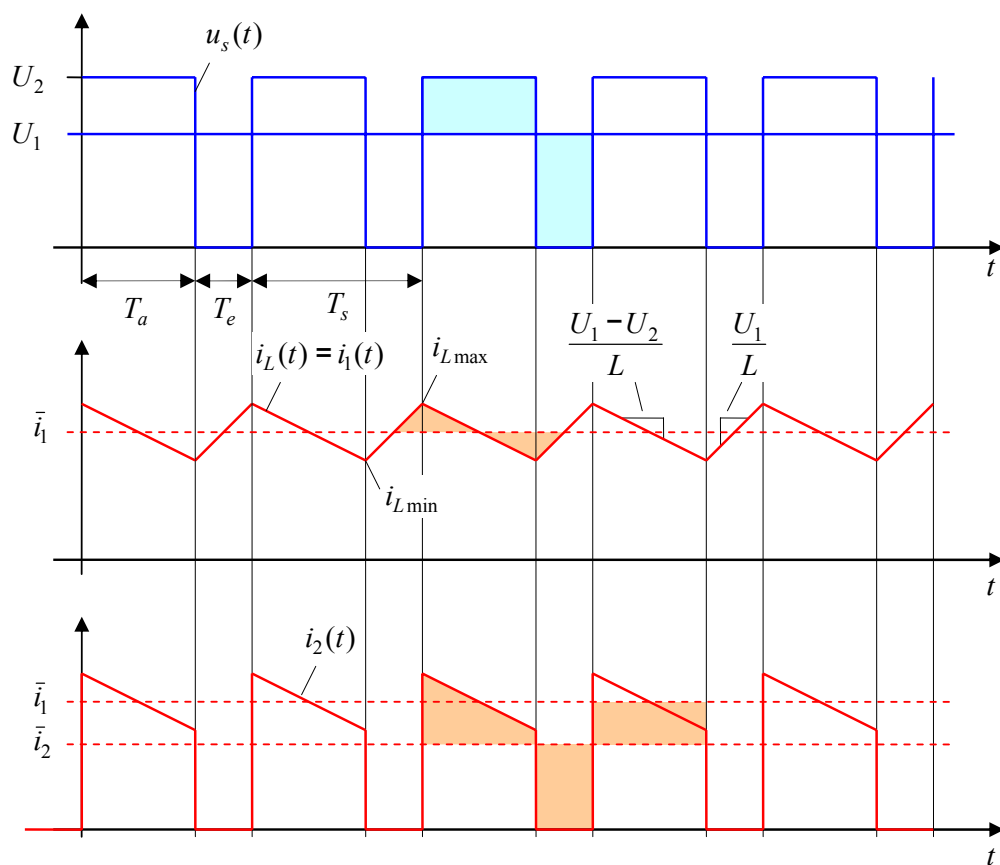


Abbildung 3.16: Zeitliche Verläufe von Strom und Spannung im stationären Betrieb [Böcker 09b]



werden.

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} = i_L(T_e) - i_L(0) = \frac{U_1}{L} \cdot T_e = \frac{U_2}{L} \cdot a \cdot (1 - a) \cdot T_s \quad (3.22)$$

Das Maximum des Ripple wird bei einem Tastverhältnis von  $a = 0,5$  mit  $\Delta i_{Lmax} = U_2 T_s / 4L$  erreicht. Er ist bei einem festen Spannungsverhältnis nur von der Spuleninduktivität und der Schaltfrequenz abhängig. Für die hier eingesetzten Wandler mit Schaltfrequenzen von  $f_s = 17\text{kHz}$  bzw.  $34\text{kHz}$  und einer Spuleninduktivität von  $120\text{ }\mu\text{H}$  ergibt sich bei einer Ausgangsspannung von  $400\text{ V}$  ein maximaler Ripple von  $49\text{ A}$  bzw.  $24,5\text{ A}$  in den Spulen des Wandlers. Durch die Parallelschaltung von Wandlerphasen kann somit ein maximaler Ripple  $<15\text{ A}$  erreicht werden, was die Belastung der Brennstoffzelle und Batterie mit hochfrequenten Wechselströmen minimiert.

Bei kleinen übertragenen Leistungen kann es vorkommen, dass der Spulenstrom bereits vor dem Ende einer Schaltperiode auf  $0\text{ A}$  abfällt. Dieser Betriebsfall wird als *Lückbetrieb* bzw. *diskontinuierlicher Betrieb* bezeichnet. Die Grenze, bei der in den Lückbetrieb übergegangen wird, die *Lückgrenze*, berechnet sich bei fester Ausgangsspannung  $U_2$  aus Gl. (3.22) wie folgt:

$$\bar{i}_1^{LG} = \bar{i}_L^{LG} = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L = \frac{U_2}{2L} \cdot a \cdot (1 - a) \cdot T_s \quad (3.23)$$

Im Lückbetrieb muss die Zeit, in der der Schalter  $S_1$  ausgeschaltet ist, aufgeteilt werden. Während  $T'_a = \varepsilon \cdot T_s$  geht der Strom auf den Wert Null zurück und bleibt danach für den Zeitraum  $T''_a$  bei  $0\text{ A}$ .

$$\varepsilon = \frac{T'_a}{T_s} \quad (3.24)$$

Es gilt also im Lückbetrieb  $T_a = T'_a + T''_a$ . Durch die längere Zeit ohne Stromfluss ist die direkte Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses vom Tastgrad Gl. (3.21) nicht mehr gegeben und muss neu bestimmt werden. Es gilt:

$$\begin{aligned} U_1 \cdot T_e &= (U_2 - U_1) \cdot T'_a \\ U_1 \cdot a \cdot T_s &= (U_2 - U_1) \cdot \varepsilon \cdot T_s \\ \frac{U_2}{U_1} &= \frac{\bar{i}_1}{\bar{i}_2} = \frac{a + \varepsilon}{\varepsilon} = 1 + \frac{a}{\varepsilon} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Das Verhalten der Ströme und Spannungen im Lückbetrieb ist in Abb. 3.17 abgebildet. Neben den Spannungs- und Stromverhältnissen ändert sich auch die Berechnung des Stromripples im Lückbetrieb. Er ist dort nicht nur von der Zwischenkreisspannung abhängig, sondern auch vom Mittelwert des Eingangsstromes Gl. (3.26).

$$\Delta i_L = \sqrt{\frac{2 \cdot U_1 \cdot (U_2 - U_1) \cdot \bar{i}_L}{f_s \cdot L \cdot U_2}} \quad (3.26)$$

Bei der Berechnung des DC/DC-Wandler Verhaltens im gesamten Leistungsbereich tritt sowohl der kontinuierliche als auch der diskontinuierliche Betrieb auf.

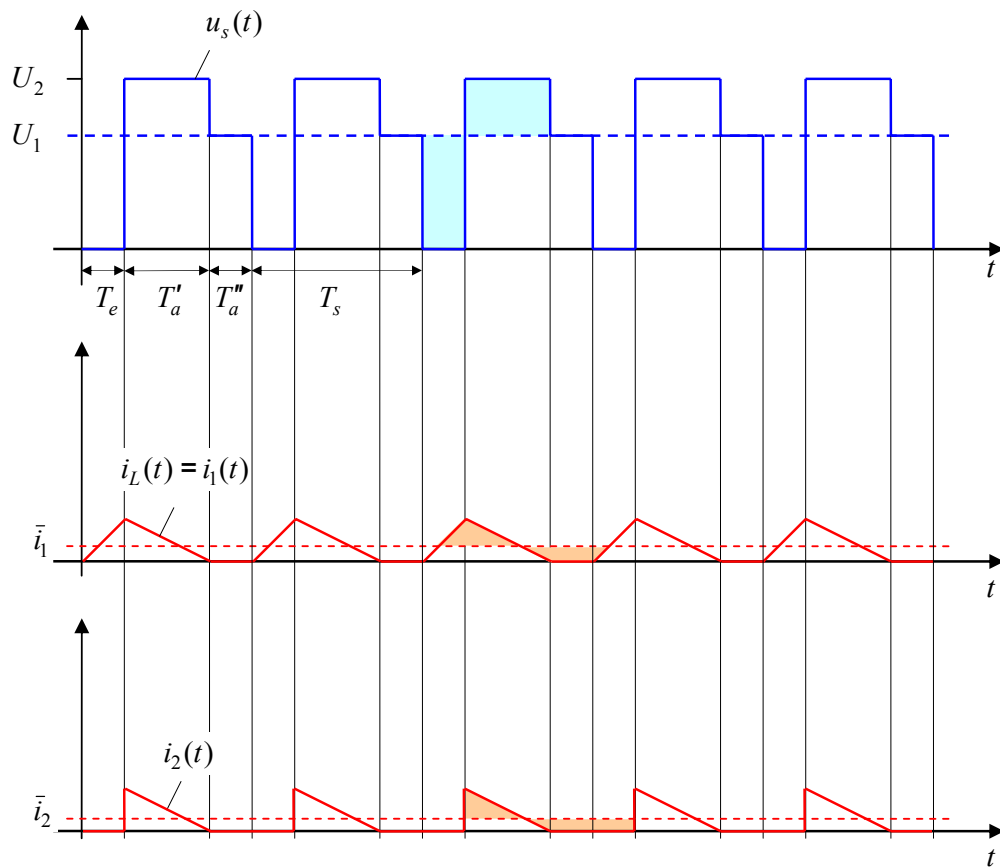


Abbildung 3.17: Zeitliche Verläufe von Strom und Spannung im Lückbetrieb [Böcker 09b]

### Rückspeisen in die Batterie

Während des Rückspeisens der Leistung kehrt sich der Stromfluss im Vergleich zum Hochsetzstellerbetrieb um. Die Eingangsspannung ist jetzt  $U_2$  und wird auf eine niedrigere Ausgangsspannung  $U_1$  herab gesetzt (Abb. 3.15). Dabei taktet der Schalter  $S_2$  und der Freilauf wird über die Diode  $D_1$  realisiert. Der Batteriewandler befindet sich im Tiefsetzstellerbetrieb, wenn die Batterie geladen wird. Die Herleitung der Formeln geschieht beim Tiefsetzsteller analog zum Hochsetzsteller.

Im kontinuierlichen Betrieb liegen folgende Spannungen über der Spule an:

$$u_L(t) = \begin{cases} U_1 - U_2 & \text{für } 0 \leq t < T_e \\ U_1 & \text{für } T_e \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.27)$$

und führen zu den entsprechenden Stromsteilheiten:

$$\frac{di_L}{dt} = \begin{cases} (U_1 - U_2)/L & \text{für } 0 \leq t < T_e \\ U_1/L & \text{für } T_e \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.28)$$

Daraus ergibt sich der zeitliche Stromverlauf in der Spule während einer Schaltperiode fol-

gendermaßen:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(0) + \frac{(U_1 - U_2)}{L} \cdot t & \text{für } 0 \leq t < T_e \\ i_L(0) + \frac{(U_1 - U_2)}{L} \cdot T_e + \frac{U_1}{L} \cdot (t - T_e) & \text{für } T_e \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.29)$$

Im stationären Betrieb bei  $i_L(0) = i_L(T_s)$  haben Spannung und Strommittelwert folgende Beziehung zueinander:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{\bar{i}_2}{\bar{i}_1} = a \quad (3.30)$$

Der Ripple und die Lückgrenze des Spulenstromes können analog zum Hochsetzstellerbetrieb hergeleitet werden. Im Lückbetrieb ändern sich Spannungs- und Strombeziehung zu folgendem Ausdruck:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{\bar{i}_2}{\bar{i}_1} = \frac{a}{a + \varepsilon} \quad (3.31)$$

### Ansteuerung der DC/DC-Wandler

Die Ansteuerung der IGBTs erfolgt mittels Pulsweitenmodulation (PWM). Je nachdem, ob sich der Wandler im Hoch- oder Tiefsetzstellerbetrieb befindet, wird der untere oder obere Schalter der Halbbrücke angesteuert (Abb. 3.15). Es ist theoretisch ein Tastgrad  $a$  zwischen 0 und 1 möglich, der praktisch aber durch auftretende Schaltzeiten leicht reduziert wird. Der Tastgrad wird von einer analogen Stromregelung vorgegeben, welche als *Strom-Spitzenwert-Regelung* ausgeführt ist. Diese Art der Regelung wird im englischen als *Current Programmed Control (CPC)* oder *Peak Current-Mode Control* bezeichnet [Erickson 01]. In Abb. 3.18 ist ein Schema der CPC-Regelung dargestellt. Im oberen Teil ist beispielhaft ein DC/DC-Wandler dargestellt und im Unteren die Regelungslogik. Zur Regelung ist die Messung des Schalterstromes erforderlich, was auch den Vorteil dieser Regelungsmethode erklärt: es können keine Überströme im Schalter auftreten. Zu Beginn der Schaltperiode, die von dem Taktgeber vorgegeben wird, wird der Ausgang Q des SR-Flipflop und damit der IGBT eingeschaltet. Der Schalter bleibt so lange geschlossen, bis der Schalterstrom  $i_s(t) = i_L(t)$  der Summe aus dem Regelstrom  $i_c(t)$  und einem Rampenstrom  $i_{ramp}(t)$  entspricht. Der Vergleich der Ströme wird von einem analogen Komparator ausgeführt und setzt das SR-Flipflop zurück. Der zusätzlich generierte Rampenstrom muss bei einem Tastgrad  $a > 0,5$  eingepreßt werden, um die Stabilität der CPC zu gewährleisten [Erickson 01], [Böcker 09b]. In Abb. 3.19 sind die Stromverläufe der CPC dargestellt, wobei die gestrichelten Verläufe von  $i'_L(t)$  einen nicht-stationären Arbeitspunkt der Regelung zeigt. Neben den Strömen sind auch die Stromsteilheiten  $m_1$  und  $m_2$  eingetragen, die im Tiefsetzstellerbetrieb aus Gl. (3.29) ermittelt werden können. Durch den Anstieg von  $i_{ramp}(t)$  ist die Vorgabe der Regeldynamik möglich. Im Allgemeinen wird von einer übergeordneten Regelung ein Mittelwert des DC/DC-Wandler Stromes als Stromsollwert vorgegeben. Die CPC regelt jedoch auf die Spitzenwerte des Stromes. Deshalb wird der Zusammenhang zwischen Spitzenwert und Mittelwert analytisch berechnet.

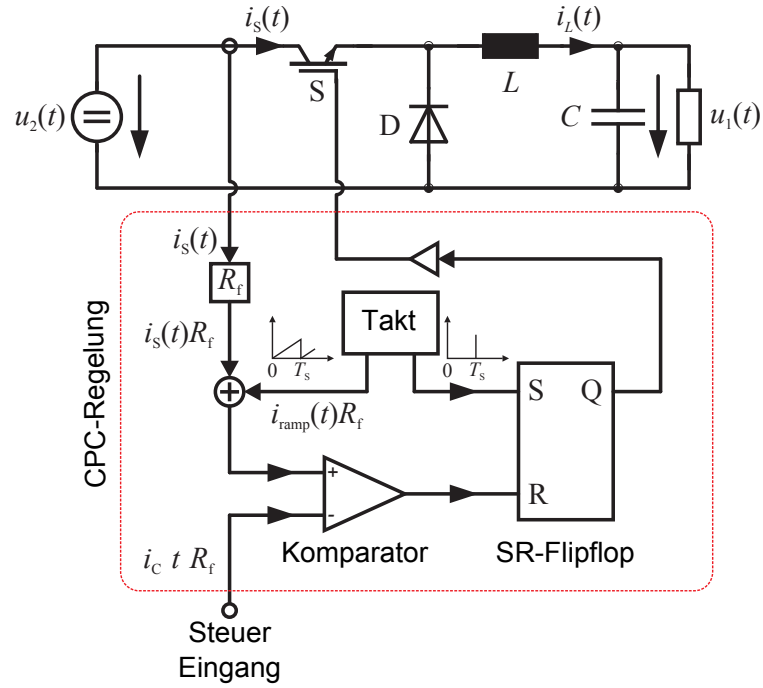


Abbildung 3.18: Schema der Stromregelung durch die CPC [Erickson 01]

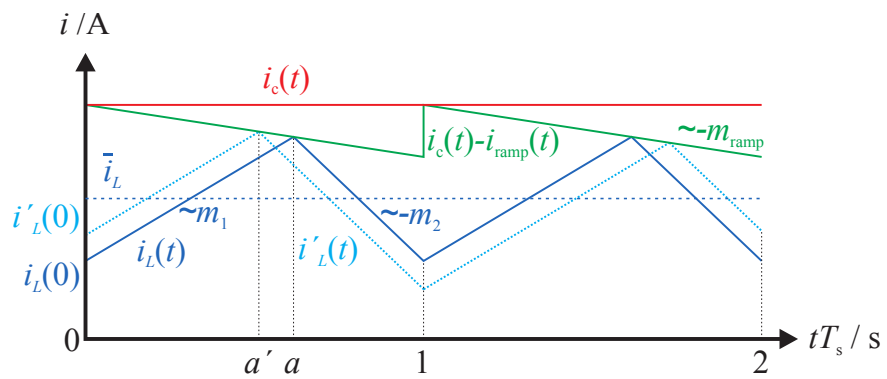


Abbildung 3.19: Stromverläufe bei der CPC

### Parallelschaltung von Wandlerphasen

Wie in Abb. 3.14 zu sehen ist, wurden für die beiden DC/DC-Wandler nicht nur eine Drossel und ein Schalter verwendet, sondern mehrere Wandler (*Wandlerphasen*) parallel geschaltet. Dabei besitzt jede Phase einen eigenen Stromsensor und wird separat geregelt. Die Ansteuerung der Wandlerphasen wird dabei so realisiert, dass sie versetzt getaktet werden. Am Beispiel von zwei Phasen bedeutet dies, dass eine Phase eingeschaltet und nach der Hälfte der Taktzeit die zweite Phase hinzugeschaltet wird. Die Ströme werden dabei gleichmäßig auf die beiden Phasen verteilt. Das Resultat der versetzten Taktung ist zum einen die Frequenzvervielfachung ( $f_{Ripple} = N \cdot f_s$  mit  $N = \text{Anzahl der Zweige}$ ) und Betragsverringern des Ripplestromes am Eingang des Wandlers. Dies kann bei bestimmten Tastgraden zur völligen Auslöschung des Ripple führen (Abb. 3.20). Durch die Verwendung mehrerer

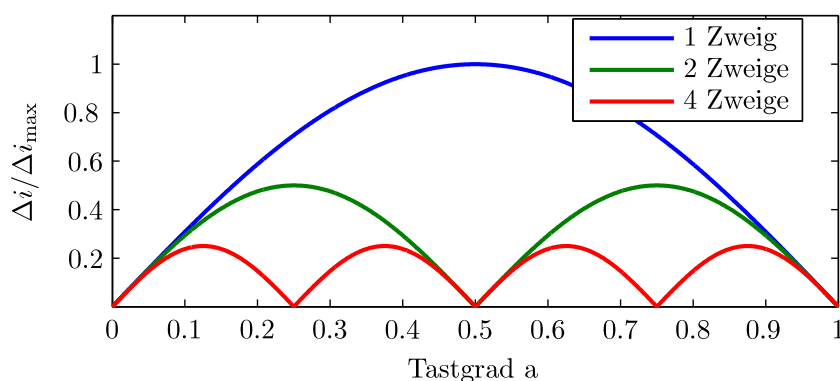


Abbildung 3.20: Einfluss paralleler Wandlerphasen auf den Stromripple  $\Delta i_1$ , am Eingang

Phasen und die versetzte Taktung können Baugröße, Kosten und Wirkungsgrad optimiert werden. Die Verfügbarkeit steigt, denn der Wandler kann mit reduzierter Phasenzahl und Leistung weiterbetrieben werden, wenn eine Phase ausfällt. Schließlich erhöht sich die Dynamik des Wandlers durch den Einsatz kleinerer Induktivitäten. Als Nachteil ist zu sehen, dass durch eine Steigerung der Phasenzahl auch die Komplexität des Wandlers steigt.

Die parallelen Wandlerphasen bieten eine zusätzliche Ansteuermöglichkeit, die im Brennstoffzellenwandler genutzt wird. Bei geringen Leistungen wird nur eine Phase betrieben. Bei zunehmender Leistung werden zwei und bei weiter ansteigender Leistung alle vier Phasen betrieben. Der positive Effekt dieser Phasenabschaltung ist, dass der Wirkungsgrad des Wandlers im Teillastbereich erhöht wird [Waffler 09], [Eckardt 06], [Garcia 02].

Neben diesen grundlegenden Funktionen sind in den Wandlern noch weitere Regler implementiert. Diese verhindern die Überschreitung/Unterschreitung von festgelegten Betriebsgrenzen, z.B. Eingangsleistung, Eingangsspannung, Zwischenkreisspannung, Eingangsstrom und Temperatur. Im Batteriewandler ist zusätzlich noch ein Spannungsregler implementiert, der die Zwischenkreisspannung durch Vorgabe des Wandlerstromes auf dem Sollwert hält. In Tabelle 3.3 und 3.4 sind die Kenngrößen der Wandler noch einmal übersichtlich dargestellt.

Anzahl paralleler Wandlerzweige	4 (inkl. einem bidirektionalem Zweig)
Schaltfrequenz	17 kHz (4 Phasen um je 90° versetzt)
Regelfunktionen	Brennstoffzellenstrom oder -spannung
Spannung Brennstoffzelle	150 - 430 V
Spannung Zwischenkreis	250 - 430 V ( $U_{ZK} > U_{BZ}$ )
Max. Brennstoffzellenstrom	520 A
Max. übertragbare Leistung	112 kW

Tabelle 3.3: Kenngrößen des Brennstoffzellenwandlers

Anzahl paralleler Wandlerzweige	2 (bidirektional)
Schaltfrequenz	34 kHz (zwei Phasen um je 180° versetzt)
Regelfunktionen	Regelung auf Zwischenkreisspannung
Spannung Zwischenkreis	250 - 430 V ( $U_{ZK} > U_{Bat}$ )
Max. Batteriestrom	$\pm 120$ A ( $\pm 225$ A für 20 s)
Max. übertragbare Leistung	24 kW (48 kW 20 s)

Tabelle 3.4: Kenngrößen des Batteriespannungswandlers

### 3.3.2 Wirkungsgrad und Modellierung der DC/DC-Wandler

Nachdem in Abschnitt 3.3.1 die Funktionsweise des DC/DC-Wandlers beschrieben wurde, folgt in diesem Abschnitt die Berechnung des Wirkungsgrades und die Modellierung. Zur Berechnung des Wirkungsgrades ist eine genaue Kenntnis der im DC/DC-Wandler auftretenden Verlustleistungen nötig. Sie fallen im Wesentlichen in den Halbleitern sowie in den Drosseln der Wandler an. Durch die im Folgenden beschriebenen Berechnungsverfahren sollen vor allem die Entstehungsmechanismen und Zusammenhänge der Verlustleistung mit der Zwischenkreisspannung erklärt werden. Für diesen Zweck werden vereinfachte Berechnungsmodelle herangezogen, die eine Abschätzung der Wandlerverluste erlauben.

Die exakte Berechnung der Verluste ist nur nach einer genauen Vermessung der Leistungselektronik und einer detaillierten Berücksichtigung der tatsächlichen Stromverläufe möglich. Aufgrund des hoch integrierten Aufbaus der DC/DC-Wandler war eine Vermessung im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich. Es wurde jedoch vom Fraunhofer Institut IISB, dem Hersteller der Leistungselektronik, ein verifiziertes und parametrisiertes Modell zur exakten Berechnung der Wandlerverluste zur Verfügung gestellt. Die Ergebnisse der Wirkungsgradberechnung in Abschnitt 5.1 wurden mit Hilfe des IISB-Berechnungsprogrammes erstellt.

#### Schalt- und Durchlassverluste

Die Verluste in den Halbleitern lassen sich in Schalt- und Durchlassverluste unterteilen. Sie können über Modelle mit unterschiedlichem Detaillierungsgrad berechnet werden. In der Arbeit von Konrad wurden verschiedene Detaillierungsstufen der Verlustberechnung von leistungselektronischen Bauelementen gegenübergestellt [Konrad 97]. Indem die Bauteilkennlinien über Polynomgleichungen approximiert wurden, konnten die Verluste genau modelliert werden. Die Messdaten zur Bestimmung der Parameter der Gleichung müssen

aber unbedingt an einem real vorhandenen Aufbau ermittelt werden, um richtige Werte zu erhalten. Insbesondere die Schaltverluste sind sehr stark von den parasitären Induktivitäten der Ansteuereinheit abhängig. Mit quadratischen Polynomgleichungen und einer Vernachlässigung der Schaltzeiten und Sperrverluste erreichte Konrad eine Genauigkeit von  $<12\%$  in der Berechnung der Verlustleistungen.

Der Einfluss einer variablen Zwischenkreisspannung wurde von Bierhoff und Mohr untersucht [Bierhoff 04], [Mohr 05]. Sie stellten in ihren Untersuchungen einen linearen Zusammenhang zwischen Zwischenkreisspannung und Schaltverlusten fest. In ihren Betrachtungen setzten sie eine konstante Leistung und eine konstante Eingangsspannung voraus. Folgende Randbedingungen gelten für die Verwendung der Gleichungen:

- Schalt- und Verzögerungszeiten werden vernachlässigt.
- Es werden konstante Sperrschichttemperaturen angenommen.
- Der Stromrippel wird vernachlässigt.

Die Kenngrößen der im DC/DC-Wandler und Umrichter eingesetzten Schalter können aus Tab. 3.5 entnommen werden. Im Folgenden ist die Berechnung der Schalterverluste im konti-

Parameter	Umrichter	Batt-DC/DC	BZ-DC/DC
Schaltfrequenz $f_s$	10 kHz	34 kHz	17 kHz
IGBT Einschaltverluste $E_{ON}$	12 mWs	6,6 mWs	6,6 mWs
IGBT Ausschaltverluste $E_{OFF}$	11 mWs	4,7 mWs	4,7 mWs
IGBT Durchlasswiderstand $r_{CE}$	9 m $\Omega$	2,8 m $\Omega$	2,8 m $\Omega$
IGBT Durchlassspannung ( $I = 0$ A) $u_{CE,0}$	0,9 V	0,85 V	0,85 V
Diode Ausschaltverluste $E_{REC}$	3,5 mWs	1,2 mWs	1,2 mWs
Diode Durchlassspannung ( $I = 0$ A) $u_{F,0}$	0,8 V	0,6 V	0,6 V
Diode Durchlasswiderstand $r_F$	6,7 m $\Omega$	5 m $\Omega$	5 m $\Omega$
Referenzstrom $i_{ref}$	200 A	240 A	240 A
Referenzspannung $u_{ref}$	300 V	400 V	400 V

Tabelle 3.5: IGBT- und Diodenkenngrößen

nuierlichen Betrieb dargestellt. Die Berechnung der Schalterverluste erfolgt mit Mittelwerten der Ströme und Spannungen. Mit dem Tastverhältnis  $a$

$$a = \frac{T_e}{T_s} = 1 - \frac{U_{in}}{U_{ZK}} \quad (3.32)$$

können die Durchlassverluste im IGBT (Gl. (3.33)) und in der Diode (Gl. (3.34)) ermittelt werden.

$$P_{C,IGBT}^{DC/DC} = \bar{i}_L(u_{CE,0} + r_{CE} \cdot \bar{i}_L) \cdot a \quad (3.33)$$

$$P_{C,Diode}^{DC/DC} = \bar{i}_L(u_{F,0} + r_F \cdot \bar{i}_L) \cdot (1 - a) \quad (3.34)$$

Die Durchlassverluste steigen mit dem Quadrat des Eingangsstromes. Außerdem teilt sich die Strombelastung je nach Tastverhältnis  $a$  zwischen IGBT und Diode auf. Mit steigender

Zwischenkreisspannung erhöht sich das Tastverhältnis und die Durchlassverluste im IGBT steigen nach Gl. (3.33), während die Durchlassverluste in den Dioden sinken (Gl. (3.34)).

Die Schaltverluste am IGBT (Gl. (3.35)) und an der Diode (Gl. (3.36)) sind von der Schaltfrequenz und der Zwischenkreisspannung abhängig.

$$P_{S,IGBT}^{DC/DC} = f_S \cdot (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{ref}} \cdot \frac{\bar{i}_L}{I_{ref}} \quad (3.35)$$

$$P_{S,Diode}^{DC/DC} = f_S \cdot (E_{REC}) \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{ref}} \cdot \frac{\bar{i}_L}{I_{ref}} \quad (3.36)$$

Die Gesamtverluste der Schalter einer Wandlerphase ergeben sich dann zu (3.37):

$$P_{Ges, Si}^{DC/DC} = P_{C,IGBT}^{DC/DC} + P_{C,Diode}^{DC/DC} + P_{S,IGBT}^{DC/DC} + P_{S,Diode}^{DC/DC} \quad (3.37)$$

Aus den Formeln können sehr gut die Abhängigkeiten der Schalterverluste entnommen werden. Die Schaltverluste sind abhängig vom Eingangsstrom, der Schaltfrequenz und der Zwischenkreisspannung. Demzufolge erhöhen sich bei steigender Zwischenkreisspannung und gleichbleibender Leistung die Schaltverluste in den IGBTs.

### Drosselverluste

Die Auslegung der Drossel kann in Hinblick auf mehrere Kriterien optimiert werden, die meist konträr zueinander sind. Es ist z.B. möglich, eine Drossel auf einen möglichst kleinen Bauraum zu optimieren, indem die Stromdichte in den Leitern erhöht wird. Dies hat allerdings zur Folge, dass die Verluste der Drossel ansteigen. Wird die Drossel auf einen hohen Wirkungsgrad optimiert, steigt unter Umständen das Volumen oder es müssen teurere Materialien eingesetzt werden. Eine Auslegung ist also immer abhängig von den Randbedingungen und Zielen des jeweiligen Projektes. Die Verluste der Speicherdrossel haben im DC/DC-Wandler einen wesentlichen Anteil an den Gesamtverlusten. Die Wirkmechanismen lassen sich dabei analog zur Antriebsmaschine erklären, siehe Abschnitt 3.5.2.2. Die Verlustleistung entsteht durch den Stromfluss in der Spule und im Kernmaterial durch Hysterese- und Wirbelstromverluste. Als Kernmaterialien stehen für diese Anwendung grundsätzlich zwei Materialtypen zur Auswahl [Mohan 95]. Entweder kann Ferrit, ein Gemisch aus Eisen und anderen Stoffen, verwendet werden. Dieses Material zeichnet sich durch seinen sehr hohen elektrischen Widerstand aus, besitzt jedoch typischerweise nur eine maximale Flussdichte von 0,3 T. Es wird vorwiegend bei hohen Frequenzen von über 10 kHz bis in den MHz-Bereich eingesetzt. Aufgrund der niedrigen Flussdichte und der damit verbundenen niedrigen Energiespeicherkapazität ist Ferrit für diese Anwendung nicht geeignet. Der Zweite zur Verfügung stehende Materialtyp ist Eisenpulver bzw. Eisenband. Dieses Material erreicht Flussdichten von bis zu 1,8 T, besitzt allerdings einen geringeren elektrischen Widerstand als Ferrit. Es wird daher bei niedrigen bis mittleren Frequenzen (unter 100 kHz) eingesetzt. Für die verwendete Drossel wurde ein Eisenpulverkern aus *Metglas Powerlite 2605SA1* [Metglas 09] ausgewählt.

Die Eisenverluste der Drossel werden hauptsächlich durch den Wechselanteil der Flussdichte



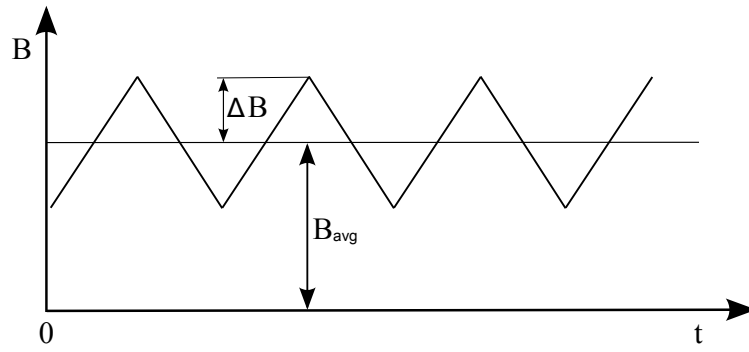


Abbildung 3.21: Flussdichte in der Drossel

$\Delta B$  Gl. (3.38), die durch den Rippelstrom  $\Delta i_L$  Gl. (3.22) verursacht wird, bestimmt. Je nach Betriebsart, lückendem- oder nicht lückendem Betrieb des DC/DC-Wandlers und der Höhe des Eingangsstromes sowie der Eingangsspannungen verändert sich  $\Delta B$ . Dieser wird mit Hilfe der Windungszahl  $N$ , der Induktivitätskonstante  $A_L$ , der Kernfläche  $A_{Kern}$  und dem Rippelstrom berechnet.

$$\Delta B = \frac{N \cdot A_L}{2 \cdot A_{Kern}} \cdot \Delta i_L \quad (3.38)$$

Durch den Mittelwert des Spulenstromes bildet sich auch eine mittlere Flussdichte  $\bar{B}$  (Abb. 3.21). Mit steigendem  $\bar{B}$  und steigender Kerntemperatur erhöhen sich ebenfalls die Verluste im Eisen leicht [Wallmeier 01]. Vom Hersteller des Magnetmaterials wird nur eine sehr einfache Verlustgleichung angegeben, die diese mittlere Flussdichte und Temperatur nicht berücksichtigt Gl. (3.39). Sie gilt lediglich für eine sinusförmige Auslenkung der Flussdichte. Weiterhin muss die Drossel so ausgelegt werden, dass das Magnetmaterial nicht in die Sättigung kommt.

$$\frac{p_{L,Drossel}}{W/kg} = k \cdot \left( \frac{f_{sw}}{kHz} \right)^\alpha \cdot \left( \frac{\Delta B}{T} \right)^\beta \quad (3.39)$$

$$\text{mit } k = 6,5; \alpha = 1,51; \beta = 1,74 \text{ [Metglas 09]} \quad (3.40)$$

Die Gleichung ist eine Zahlenwertgleichung in der  $f_{sw}$  in kHz eingesetzt werden muss, um die spezifischen Verluste in  $W/kg$  zu erhalten. Mit dieser Berechnungsmethode ist aufgrund der Einschränkungen nur eine grobe Abschätzung möglich.

Für eine genauere Berechnung der Kernverluste muss der tatsächliche, zeitliche Flussdichteverlauf mit Vormagnetisierung und eine modifizierte Steinmetzgleichung verwendet werden [Brockmeyer 01], [Wallmeier 01]. Dort wird der tatsächliche Anstieg der Flussdichte  $\frac{dB}{dt}$  berücksichtigt, Gl. (3.41).

$$p_{vFe,MSE} = k f_{eq}^{\alpha-1} \hat{B}^\beta \cdot f_{sw} \quad (3.41)$$

$$\text{mit } f_{eq} = \frac{2}{(B_{max} - B_{min})^2 \pi^2} \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (3.42)$$

Eine dreieckförmige Wechsellagerung ruft nur 81 % der Verluste einer sinusförmigen

Amplitude hervor [Wallmeier 01]. Dieser Unterschied wird in Gl. (3.41), im Gegensatz zu Gl. (3.39) erfasst. Die Gleichungen gelten auch zur Berechnung der Eisenverluste in der Maschine und werden in Kapitel 3.5.2.2 noch einmal aufgegriffen.

Insgesamt lässt sich sagen, dass die Kernverluste mit zunehmendem Spulenstrom und der damit einhergehenden Flussdichteerhöhung steigen. Weil  $\frac{dB}{dt} \sim \frac{di_L}{dt}$ , sind die Kernverluste in zweifacher Hinsicht abhängig von der Zwischenkreisspannung. Zum einen steigen sie durch eine Betragserhöhung von  $\Delta B$ , infolge eines betragsmäßig höheren Stromes  $\Delta i_L$ . Zum anderen steigt, infolge der höheren Stromsteilheit (Gl. (3.17), Gl. (3.28)), der Faktor  $\frac{dB}{dt}$  und erhöht ebenfalls die Verluste. Aufgrund dieser Mechanismen ist die Spannungsabhängigkeit der DC/DC-Wandler Verluste erkennbar: bei konstanter Eingangsspannung steigen die Verluste mit der Zwischenkreisspannung an.

### Modellierung der DC/DC-Wandler

Ein Modell der DC/DC-Wandler muss das dynamische Verhalten und die Berechnung der Wandlerverluste beinhalten. Das dynamische Verhalten kann durch die Implementierung der Spulenstrom-Spitzenwert Regelung aus Abschnitt 3.3.1 abgebildet werden. Auf dieser Simulationsebene wird das Schaltverhalten und der Stromverlauf jeder einzelnen Wandlerphase abgebildet. Dafür ist es notwendig eine sehr kleine Schrittweite in der Simulation zu verwenden. Proportional dazu steigt die Simulationszeit sehr stark an. Weil ein zu simulierender Fahrzyklus einige Minuten dauert, muss ein möglichst einfaches Simulationsmodell aufgebaut werden.

Dies wird dadurch realisiert, dass die Wandlerverluste mit Hilfe von Kennfeldern berechnet werden. Die Kennfelder benötigen die Mittelwerte der Ströme und Spannungen als Eingangsgrößen. Somit ist eine detaillierte Simulation des Spulenstromripples nicht nötig. Die wesentliche Dimension, die über die Simulation der DC/DC-Wandler in die Gesamtsimulation des Antriebstranges einfließen muss, ist die Abbildung der Dynamik der Strommittelwerte.

Der Strom wird über das Regeln der tastgradabhängigen, mittleren Spulenspannung eingestellt. Dabei wird lediglich ein Wandlerzweig simuliert und der Gesamtstrom des Wandlers durch die Multiplikation mit der Anzahl der Wandlerzweige ermittelt. Die Spulenspannung während einer gesamten Schaltperiode  $T_s$  berechnet sich aus den Ein- und Ausgangsspannungen und dem Tastverhältnis. Aus Gl. (3.16) und Gl. (3.27) ergibt sich im kontinuierlichen Betrieb:

$$\bar{u}_L = \begin{cases} \frac{aT_s u_1 + (1-a)T_s(u_1 - u_2)}{T_s} = u_1 - (1-a) \cdot u_2 & \text{im Hochsetzstellerbetrieb} \\ \frac{aT_s(u_1 - u_2) + (1-a)T_s u_1}{T_s} = u_1 - a \cdot u_2 & \text{im Tiefsetzstellerbetrieb} \end{cases} \quad (3.43)$$

Die Spannung  $u_1$  ist konstant und die mittlere Ausgangsspannung  $\bar{u}_2$  berechnet sich im Hochsetzstellerbetrieb zu  $\bar{u}_2 = (1-a) \cdot u_2$ , und im Tiefsetzstellerbetrieb zu  $\bar{u}_2 = a \cdot u_2$ . Der mittlere Spulenstrom steigt an, wenn  $\bar{u}_L > 0$  V und fällt ab, wenn  $\bar{u}_L < 0$  V. Er bleibt konstant, wenn  $\bar{u}_L = 0$  V. In Abb. 3.22 ist der zugrunde liegende Regelkreis schematisch dargestellt. Er besteht aus einem P-Regler mit phasenabsenkendem Korrekturglied, einer dynamischen Stellgrößenbeschränkung und der Regelstrecke. Die Stellgrößenbeschränkung

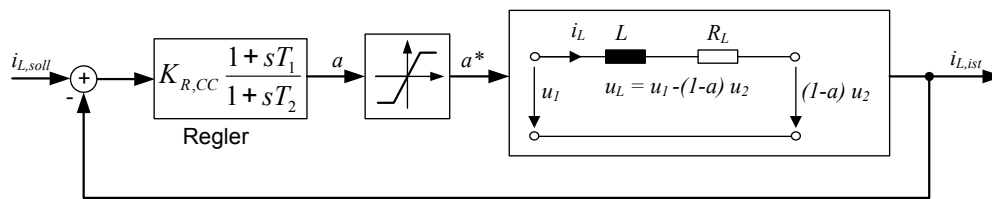


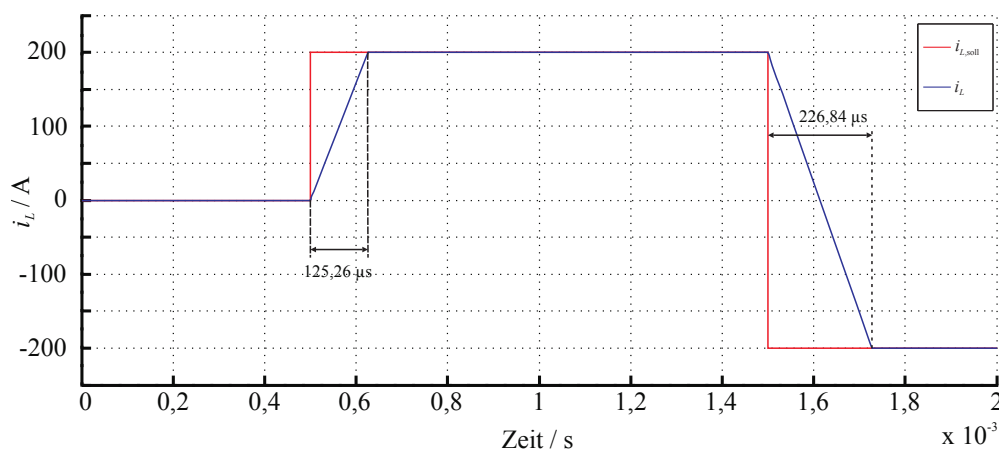
Abbildung 3.22: Stromregelung durch mittlere Spulenspannung

limitiert den maximal erlaubten Tastgrad in einem Bereich von  $0,02 \leq a^* \leq 0,98$ . Zur Vereinfachung wird nicht zwischen Hochsetzsteller- und Tiefsetzstellerbetrieb unterschieden, sondern nur die erste Formel aus Gl. (3.43) angewandt. Im Tiefsetzstellerbetrieb wird lediglich das Vorzeichen getauscht. Die Regelstrecke besteht aus einer Induktivität und einem Widerstand, als einfaches Ersatzschaltbild der Spule. Im Modell wird der ohmsche Anteil allerdings vernachlässigt, sodass die Regelstrecke ein rein integratives Verhalten aufweist Gl. (3.44). Die Vernachlässigung des Widerstandes hat einen minimalen Einfluss auf das Verhalten der Stromregelung.

$$U_L(s) = sL \cdot I_L(s) + R_L \cdot I_L(s) \iff I_L(s) = \frac{1}{sL + R_L} \cdot U_L(s) = \underbrace{\frac{1}{sL}}_{\text{mit } R_L=0} \cdot U_L(s) \quad (3.44)$$

Durch das rein integrale Verhalten der Regelstrecke ist ein P-Regler ausreichend. Er weist einen sehr hohen Verstärkungsfaktor auf, sodass bereits bei sehr kleinen Regelabweichungen der maximale Aussteuergrad erreicht wird. Somit ist die Dynamik der Stromregelung im Wesentlichen von der Induktivität des Wandlerzweiges abhängig. In Abb. 3.23 ist ein Sollgrößensprung und die Sprungantwort des Spulenstromes bei  $u_1 = 200 \text{ V}$  und  $u_2 = 420 \text{ V}$  zu sehen. Das rein integrative Verhalten der Strecke ist deutlich erkennbar.

Der nächste Schritt in der Modellierung der DC/DC-Wandler ist das Einfügen einer Ver-

Abbildung 3.23: Sollgrößensprung von  $i_L$ 

lustberechnung (Abb. 3.24). Aus den analytischen Gleichungen wurde ein dreidimensionales Kennfeld generiert, welches die Verluste in Abhängigkeit vom Quellenstrom, der Quellen-

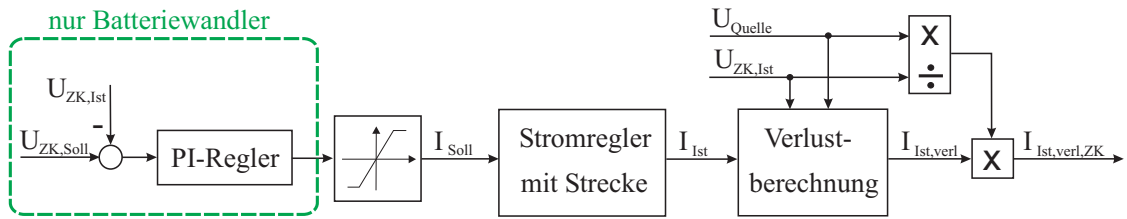


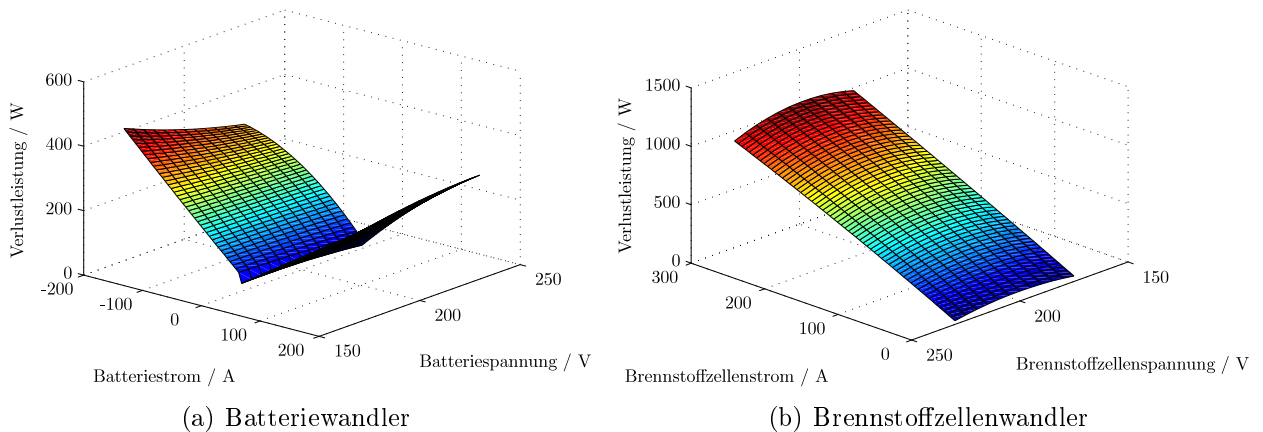
Abbildung 3.24: Schema der DC/DC-Wandler Modellierung

spannung und der Zwischenkreisspannung ausgibt, siehe Abb. 3.25.

$$P_{V,BZ,DCDC} = f(I_{BZ}, U_{BZ}, U_{ZK}) \quad (3.45)$$

$$P_{V,Bat,DCDC} = f(I_{Bat}, U_{Bat}, U_{ZK}) \quad (3.46)$$

Der Betrag des Brennstoffzellen- bzw. Batteriestromes wird vom Stromregler eingeregelt.

Abbildung 3.25: Verlustleistung der DC/DC-Wandler bei  $U_{ZK}=380$  V

Um die Verluste in der Wandlersimulation einzuführen, wird der Ausgang des Stromreglers  $I_{Ist}$  um einen Verlustanteil verringert. Aus dem verlustbehafteten Wandlerstrom  $I_{Ist,verl}$  wird durch Multiplikation mit dem Spannungsverhältnis  $U_{Quelle}/U_{ZK}$  der Zwischenkreisstrom  $I_{Ist,verl,ZK}$  errechnet, der vom DC/DC-Wandler in den Zwischenkreis eingespeist wird. Im Fall des Batteriewandlers wird der Sollstrom von einem überlagerten Spannungsregler vorgegeben. Der Brennstoffzellenwandler erhält die Sollstromvorgabe direkt vom Fahrzeugsteuergerät. Um die Batterie und die Brennstoffzelle zu schützen, ist es nötig, den Sollstrom auf den aktuell maximal erlaubten Strom der Quelle zu limitieren. Dieser Maximalstrom ist z.B. abhängig von der Spannung, der Leistung und der Temperatur der Quelle.

## 3.4 Umrichter

### 3.4.1 Aufbau und Funktionsweise des Umrichters

Der Umrichter besteht aus drei parallelen Halbbrücken zur Ansteuerung der drei Maschinenphasen (Abb. 3.14, orangener Abschnitt). Die Tabelle 3.6 fasst einige Kenngrößen des Umrichters zusammen. Die Umrichter der beiden Topologien besitzen die gleichen Schaltertypen und unterscheiden sich nur in einer Kenngröße. Der Nennstrom des Umrichters  $i_{ph}$  beträgt für die Zwei-Wandler Topologie 360 A und für die Ein-Wandler Topologie 530 A.

Eingangsspannung	250 - 430 V
Schaltfrequenz	8 - 12 kHz
Maximale Leistung	105 kW
Regelfunktion	Regelung auf Soll-Drehmoment

Tabelle 3.6: Kenngrößen des Umrichters

Von der Steuereinheit des Umrichters wird ein Solldrehmoment für den Antrieb vom Fahrzeugsteuergerät empfangen. Von der Maschinenregelung wird daraus eine Steuerspannung errechnet, die über ein PWM-Verfahren von den Schaltern des Umrichters umgesetzt wird. Die gängigsten Verfahren sind die Dreiecksmodulation mit Nullpunktverschiebung und die Vektormodulation. Beide erreichen eine maximale Amplitude der Phasenspannung, an einer in Stern geschalteten Maschine, von  $1/\sqrt{3} \cdot U_{ZK}$  [Böcker 06]. Um die Erzeugung der Steuerspannungen zu erklären, wird im Folgenden auf die Regelung der elektrischen Maschine näher eingegangen.

### Regelung der Traktionsmaschine

Die Steuerspannungen des Umrichters werden im Falle dieses Antriebs von einer Drehmomentsteuerung und einer nachgeschalteten Stromregelung vorgegeben. In der Maschine stellen sich durch die Vorgabe der Spannungen die Ströme ein. Die Basis dafür ist die Spannungsgleichung der Maschine im rotorfesten Koordinatensystem.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_d \\ \dot{\Psi}_q \end{bmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ \Psi_d \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Um die Stranggrößen  $x$  zu ermitteln, müssen die  $d/q$ -Ströme und Spannungen zuerst mit Hilfe einer Transformation in das statorfeste  $\alpha/\beta$ -Koordinatensystem umgerechnet werden (3.48).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Danach kann mit Gl. (3.49) die Umrechnung in das dreiphasige System erfolgen.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Das Drehmoment  $M$  der Maschine bestimmt sich nach Gl. (3.50) aus den Strömen und Flüssen der Maschine.

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (3.50)$$

Die Regelstruktur, die im Umrichter umgesetzt ist, wurde von Meyer vorgestellt und genauestens untersucht (Abb. 3.26) [Meyer 06], [Meyer 10]. Im Block *Reference Current Generation* werden die Sollströme aus dem angeforderten Drehmoment  $M$ , der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  und der aktuellen elektrischen Drehfrequenz  $\omega_{el}$  errechnet. Die Stromregelung arbeitet im  $d/q$ -Koordinatensystem. Nach den Transformationen Gl. (3.48) und Gl. (3.49) werden die Steuerspannungen durch die PWM im Umrichter auf die Maschinenphasen aufgeschaltet. Die Bildung der Referenzströme  $i_{d,q}^*$  kann im Ankerstellbereich durch verschiedene

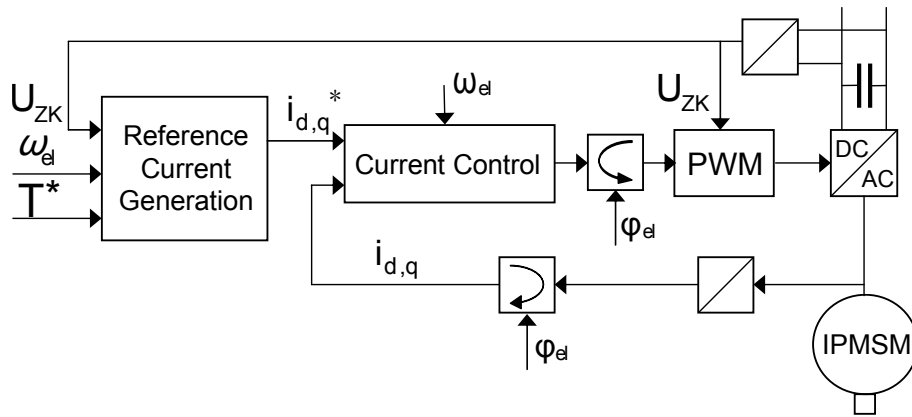


Abbildung 3.26: Regelungsstruktur für die IPMSM

Methoden realisiert werden, auf die in Abschnitt 4.3 noch detailliert eingegangen wird. Die Schwierigkeit dabei ist, dass das angeforderte Drehmoment der Maschine Gl. (3.50) theoretisch aus unendlich vielen Kombination der Flüsse und Ströme generiert werden kann. Die Begrenzungen sind hierbei nur die maximale Stromtragfähigkeit der Schalter und der maximale Flussbetrag, der von der Zwischenkreisspannung und der elektrischen Kreisfrequenz  $\omega_{el}$  abgeleitet wird (3.51).

$$\Psi_{max} = \frac{U_{ZK}}{\omega_{el}\sqrt{3}} \quad (3.51)$$

Die Flusskomponenten  $\Psi_d$  und  $\Psi_q$  ändern sich nichtlinear im Betriebsbereich der Maschine. Deswegen kann der Zusammenhang zwischen  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$  und  $i_d$ ,  $i_q$  nicht mit einer einfachen, analytischen Formel beschrieben werden. Das Maschinenverhalten wird in Kennfeldern gespeichert, die durch eine Vermessung der Maschine parametrisiert werden. Die Kennfelder werden in der Drehmomentsteuerung implementiert. Für jede Kombination von Drehmoment und Flussamplitude wird der entsprechende Sollstrom ( $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ) in einem Kennfeld ( $\tilde{f}_1^{-1}$ )

abgelegt. Die Werte für  $M_{lim}$  und  $\Psi_{lim}$  werden abhängig vom aktuellen Fluss  $\Psi_{max}$  und dem Soll Drehmoment  $M^*$  berechnet (Abb. 3.27).

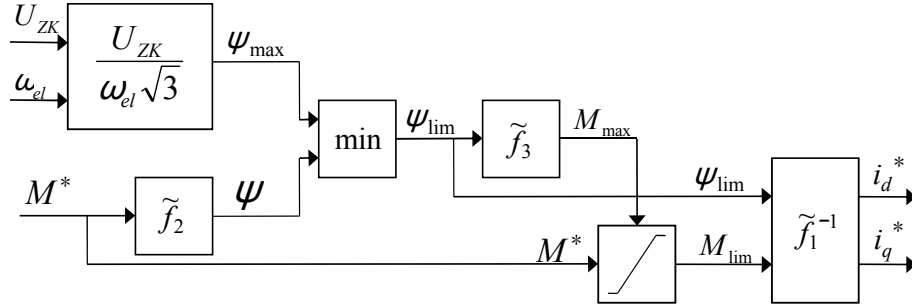


Abbildung 3.27: Berechnung der Sollströme im MTPC Betrieb

$$\begin{aligned} (M, \Psi) &= \tilde{f}_1(i_d^*, i_q^*) \\ (i_d^*, i_q^*) &= \tilde{f}_1^{-1}(M_{lim}, \Psi_{lim}) \end{aligned} \quad (3.52)$$

Zur Realisierung der Fluss- und Drehmomentlimitierung wird zuerst das Minimum aus  $\Psi_{lim}$  und  $\Psi$  bestimmt und dann das maximal stellbare Drehmoment  $M_{max}$  aus Kennlinie  $\tilde{f}_3$  berechnet, Gl. (3.53) und Gl. (3.54).

$$\Psi_{lim} = \min(\Psi, \Psi_{max}) \quad (3.53)$$

$$M_{max} = \tilde{f}_3(\Psi_{lim}) \quad (3.54)$$

Im Ankerstellbereich ist der Fluss nicht limitiert und es gilt:  $M_{lim} = M^*$  sowie  $\Psi_{lim} = \Psi$ . In diesem Fall wird die Beziehung von  $M^*$  und  $\Psi$  direkt durch Kennlinie  $\tilde{f}_2$  Gl. (4.9) hergestellt. Sie sorgt dafür, dass der Strom nach der *Maximum Torque Per Current* (MTPC) Methode vorgegeben wird. Im Feldschwächbereich wird der Fluss durch Gl. (3.51) und das Drehmoment von Kennlinie  $\tilde{f}_3$  limitiert.

### Einfluss der Zwischenkreisspannung auf die Regelung

Für die Problemstellung dieser Arbeit kann aus dem Studium der Maschinengleichung und des Regelalgorithmus eine wichtige Erkenntnis gewonnen werden. Die Zwischenkreisspannung beeinflusst über Gl. (3.51) die Sollstromgenerierung und damit letztendlich die Ströme in der Maschine. Für ein konstantes Drehmoment steigt mit der Zwischenkreisspannung auch die maximal mögliche Drehzahl in der dieses Drehmoment im Ankerstellbereich aufgebracht werden kann. Im Feldschwächbereich der Maschine erhöht sich der maximal mögliche Fluss in der Maschine. Dies hat zur Folge, dass der feldschwächende Strom verringert werden kann.

Mit sinkender Zwischenkreisspannung steigt der Phasenstrombetrag bei konstantem Drehmoment an. Diese Spannungsabhängigkeit der Regelung hat sowohl auf die Berechnung des Umrichterwirkungsgrades als auch auf die Berechnung des Maschinenwirkungsgrades einen größeren Einfluss, der in den Abschnitten 3.4.2 und 3.5.2 deutlich wird.

### 3.4.2 Wirkungsgrad und Modellierung des Umrichters

Die Verlustberechnung wird wie beim DC/DC-Wandler in die Berechnung der Durchlassverluste und Schaltverluste unterteilt. Im Gegensatz zum DC/DC-Wandler stellt der Umrichter sinusförmige Ströme und Spannungen. Das hat zur Folge, dass sich das Tastverhältnis und der Phasenstrom in jedem Schaltimpuls ändern. Um die mittlere Verlustleistung während einer elektrischen Periode zu berechnen müssen die Verluste für jeden Schaltzyklus berechnet und aufaddiert werden. Da dieses Vorgehen sehr komplex ist, wurden alternative, vereinfachte Berechnungsverfahren entwickelt, um die mittleren Verluste zu bestimmen. Folgende Randbedingungen gelten für die Verwendung vereinfachter Berechnungsverfahren:

- Schalt- und Verzögerungszeiten werden vernachlässigt.
- Es werden konstante Sperrschichttemperaturen angenommen.
- Das PWM-Verfahren ist sinusförmig und im linearen Aussteuerbereich.
- Die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter ist um ein Vielfaches größer als die Drehfrequenz des elektrischen Feldes,  $f_s \gg f_{el}$ .
- In der Maschine fließen sinusförmige Ströme ohne Rippel.

Durch die Annahme von sinusförmigen Größen ist eine analytische Berechnung der Schaltverluste mit den Parametern der Leistungsschalter möglich. Die Herleitung der Gleichungen kann aus den Arbeiten von Mestha und Casanelas entnommen werden [Mestha 89], [Casanelas 94]. Sie wurden auch von Konrad und im Semikron Applikationshandbuch bestätigt [Konrad 97], [Nicolai 98]. Der Einfluss der Zwischenkreisspannung wurde von Bierhoff und Mohr genauer untersucht [Bierhoff 04], [Mohr 05]. Mit den Gleichungen können auf einfache Weise die Abhängigkeiten der Umrichterverluste von der Zwischenkreisspannung gezeigt werden.

#### Verlustleistungsberechnung des Umrichters

Für die Bestimmung der Verluste müssen zunächst der Strom und die Spannung bzw. das Tastverhältnis analytisch beschrieben werden. Nach der Randbedingung sinusförmiger Ströme wird der Phasenstrom des Umrichters nach Gleichung (3.55) berechnet.

$$i_{ph} = \hat{i}_{ph} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.55)$$

Das Tastverhältnis eines Transistors lässt sich mit folgender Gleichung für sinusförmige Spannungen beschreiben. Wenn andere Pulsmuster verwendet werden, muss die Funktion des Tastverhältnisses angepasst werden. Der Winkel  $\phi$  beschreibt die Phasenverschiebung des Phasenstromes zur Phasenspannung.

$$a_{IGBT} = \frac{1}{2} (1 + \hat{a} \cdot \sin(\omega t + \phi)) \quad (3.56)$$

$$\text{für } 0 \leq \hat{a} \leq 1 \quad (3.57)$$



Der Spannungsabfall am Transistor lässt sich über eine lineare Approximation nähern.

$$u_{CE} = u_{CE,0} + r_{CE} \cdot i_{ph} \quad (3.58)$$

Die Durchlassverluste können über das Integral, der am Bauelement anliegenden Leistung bestimmt werden, Gl. (3.59). Durch den Vorzeichenwechsel des Stromes ist ein Transistor bzw. eine Diode jeweils nur für die Hälfte einer elektrischen Periode leitend. Um das zu berücksichtigen werden die Durchlassverluste, die über das Integral bestimmt werden, halbiert.

$$P_{C,IGBT}^{Umr} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u_{CE} \cdot i_{ph} \cdot a \, d\omega t \quad (3.59)$$

Die Gleichungen (3.55), (3.56), (3.58) werden jetzt in Gleichung (3.59) eingesetzt.

$$\begin{aligned} P_{C,IGBT}^{Umr} &= \frac{u_{CE,0} \cdot \hat{i}_{ph}}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) \cdot \frac{1 + \hat{a} \cdot \sin(\omega t + \phi)}{2} \, d\omega t + \\ &\quad \frac{r_{CE} \cdot \hat{i}_{ph}^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2(\omega t) \cdot \frac{1 + \hat{a} \cdot \sin(\omega t + \phi)}{2} \, d\omega t \end{aligned} \quad (3.60)$$

Analog dazu ist können die Durchlassverluste der Diode bestimmt werden. Sie sind leitend sobald der entgegengesetzte Transistor ausgeschaltet wird. Ihr Tastverhältnis ergibt sich zu

$$a_{Diode} = \frac{1}{2} (1 - \hat{a} \cdot \sin(\omega t + \phi)) \quad (3.61)$$

Der Spannungsabfall an der Diode ist:

$$u_F = u_{F,0} + r_F \cdot i_{ph} \quad (3.62)$$

Zur Berechnung der Durchlassverluste der Diode gilt:

$$\begin{aligned} P_{C,Diode}^{Umr} &= \frac{u_{F,0} \cdot \hat{i}_{ph}}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) \cdot \frac{1 - \hat{a} \cdot \sin(\omega t + \phi)}{2} \, d\omega t + \\ &\quad \frac{r_F \cdot \hat{i}_{ph}^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2(\omega t) \cdot \frac{1 - \hat{a} \cdot \sin(\omega t + \phi)}{2} \, d\omega t \end{aligned} \quad (3.63)$$

Die Lösung der Integrale ist in den Gleichungen (3.64) und (3.68) dargestellt. Sie bilden die mittlere Verlustleistung während einer elektrischen Periode der Maschine ab. Somit vereinfacht sich die Berechnung der Verluste erheblich im Vergleich zur Berechnung jedes einzelnen Schaltvorganges.

$$P_{C,IGBT}^{Umr} = \frac{u_{CE,0} \cdot \hat{i}_{ph}}{2\pi} \cdot \left( 1 + \frac{\hat{a} \cdot \pi}{4} \cdot \cos(\phi) \right) + \frac{r_{CE} \cdot \hat{i}_{ph}^2}{2\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{4} + \hat{a} \left( \frac{2}{3} \cdot \cos(\phi) \right) \right) \quad (3.64)$$

$$P_{C,Diode}^{Umr} = \frac{u_{F,0} \cdot \hat{i}_{ph}}{2\pi} \cdot \left( 1 - \frac{\hat{a} \cdot \pi}{4} \cdot \cos(\phi) \right) + \frac{r_F \cdot \hat{i}_{ph}^2}{2\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{4} - \hat{a} \left( \frac{2}{3} \cdot \cos(\phi) \right) \right) \quad (3.65)$$

Die Durchlassverluste  $P_C^{Umr}$  hängen dabei vom Spitzenwert des Phasenstromes  $\hat{i}_{ph}$ , dem Modulationsindex  $\hat{a}$ , dem Leistungsfaktor  $\cos(\phi)$  und den IGBT-Kenngrößen (Tab. 3.5) ab.

Die Schaltverluste lassen sich in ähnlicher Weise berechnen, Gl. (3.66). Auch bei den Schaltverlusten gilt, dass ein Schalter nur während der halben elektrischen Periode geschaltet wird. Weil die spezifischen Ein- und Ausschaltverluste ( $E_{ON}, E_{OFF}$  und  $E_{REC}$ ) im Datenblatt nur für einen Referenzstrom und eine Referenzspannung angegeben sind, müssen sie zur Berechnung der Schaltverluste auf die Zwischenkreisspannung und den Spitzenwert des Phasenstromes skaliert werden.

$$P_{S,IGBT}^{Umr} = f_S \cdot (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{ref}} \cdot \frac{\hat{i}_{ph}}{I_{ref}} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) d\omega t \quad (3.66)$$

Die Lösung des Integrals für den IGBT und die Diode ist in Gl. (3.67) und Gl. (3.68) dargestellt. Die Schaltverluste ändern sich sowohl mit den IGBT-Kenngrößen, als auch mit der Zwischenkreisspannung sowie der Schaltfrequenz  $f_S$  und  $\hat{i}_{ph}$ .

$$P_{S,IGBT}^{Umr} = \frac{1}{\pi} \cdot f_S \cdot (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{ref}} \cdot \frac{\hat{i}_{ph}}{I_{ref}} \quad (3.67)$$

$$P_{S,Diode}^{Umr} = \frac{1}{\pi} \cdot f_S \cdot (E_{REC}) \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{ref}} \cdot \frac{\hat{i}_{ph}}{I_{ref}} \quad (3.68)$$

Die Gesamtverluste des Umrichters setzen sich aus allen Einzelverlusten multipliziert mit der Anzahl der Schalter zusammen, Gl (3.69).

$$P_{V,Ges}^{Umr} = 6 \cdot (P_{C,IGBT}^V + P_{C,Diode}^{Umr} + P_{S,IGBT}^{Umr} + P_{S,Diode}^{Umr}) \quad (3.69)$$

Die Verlustberechnung kann unter Berücksichtigung der oben genannten Randbedingungen im gesamten Arbeitsbereich der Maschine angewandt werden. Die Einflussfaktoren auf die Verlustleistungen sind aus den Gleichungen (3.64) bis (3.68) ersichtlich. Sowohl die Schaltverluste als auch die Durchlassverluste steigen mit dem Phasenstrom überproportional an. Jedoch sind lediglich die Schaltverluste direkt von der Zwischenkreisspannung abhängig. Dies ist auf die Verlängerung der Schaltzeit zurückzuführen, die sich bei einer Erhöhung der Spannung ergibt, wenn man eine konstante Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung  $\frac{du}{dt}$  im IGBT voraussetzt.

Einen großen Einfluss auf die Umrichterverluste hat außerdem der Leistungsfaktor  $\cos(\phi)$  der Maschine. Dieser bestimmt die Phasenverschiebung zwischen Phasenstrom und Phasenspannung und variiert zwischen -1 bis 0 im generatorischen Betrieb sowie 0 bis 1 im motorischen Betrieb. Im Umrichter teilen sich die Verluste zwischen den Dioden und den IGBTs abhängig von  $\cos(\phi)$  auf. Er kann nicht vernachlässigt und im Arbeitsbereich auch nicht als konstant angenommen werden.

Um die Gleichungen zur Berechnung der Umrichterverluste zu verifizieren, wurden mit ihnen die Umrichterverluste berechnet. Dazu wurden die IGBT-Daten aus Tabelle 3.5 [Infineon 09]

in die Verlustleistungsgleichungen eingesetzt. Die Größen  $\hat{i}_{ph}$ ,  $U_{ZK}$ ,  $\hat{a}$  und  $\cos(\phi)$  wurden einer Messung am Prüfstand entnommen. Die so berechnete Verlustleistung ist in Abb. 3.28(a) dargestellt. Ihr gegenüber steht die gemessene Verlustleistung aus der gleichen Messung, Abb. 3.28(b). Aus den Abbildungen kann man eine sehr gute Übereinstimmung zwischen

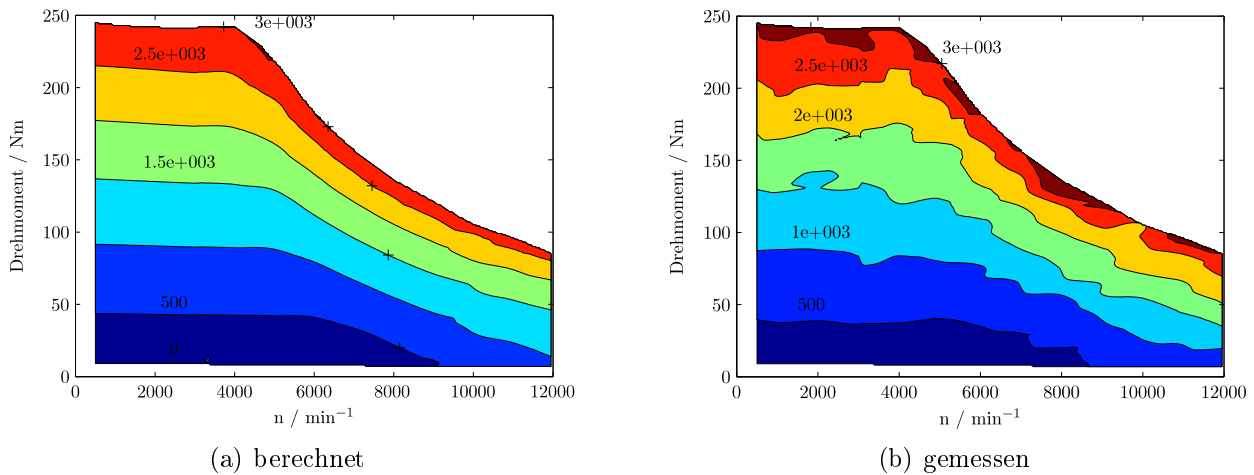


Abbildung 3.28: Verlustleistung des Umrichters bei 380V Zwischenkreisspannung in W

der Berechnung und der Messung feststellen. Die analytische Verlustleistungsberechnung wird in Abschnitt 5.2 zum Vergleich verschiedener Umrichter-Konfigurationen bezüglich Strom- und Spannungslage verwendet.

### Modellierung des Antriebs

Der gesamte Antrieb wird auf einer sehr abstrakten Ebene modelliert. Zur Simulation eines Fahrspiels ist es nicht nötig, die Regelung und jeden Schaltvorgang eines IGBT vollständig abzubilden. Die Drehmomentregelung wird von einem  $PT_1$ -Glied repräsentiert, denn es kann davon ausgegangen werden, dass das angeforderte Drehmoment  $M_{Soll}$  innerhalb einer bestimmten Zeit eingeregelt wird. In der Ein-Wandler Topologie kann der Antrieb die volle

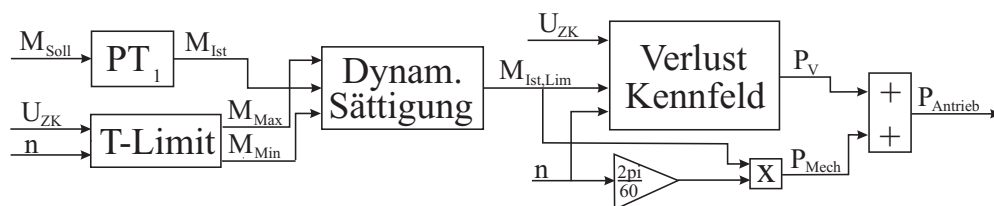


Abbildung 3.29: Schematische Darstellung der Antriebsmodellierung

mechanische Leistung auch bei der minimalen Zwischenkreisspannung erzeugen. Dies ist bei der Zwei-Wandler Topologie nicht der Fall. Hier sinkt das zur Verfügung stehende maximale Drehmoment mit der Zwischenkreisspannung und der Drehzahl. Dazu sind im Block *T-Limit* die Gleichungen (3.51) und (3.54) implementiert, die das motorische und generatorische Maximaldrehmoment der Maschine ermitteln. Das Ist-Drehmoment  $M_{Ist}$  wird im

Block *Dynam. Sättigung* auf die Maximalwerte limitiert. Die Leistung, die der Antrieb aus dem Zwischenkreis benötigt bzw. in ihn einspeist ( $P_{Antrieb}$ ), wird über die einfache Beziehung aus Gl. (3.70) und der Addition mit den Verlusten  $P_V$  berechnet.

$$P_{Mech} = M \cdot \omega \quad (3.70)$$

Die Verluste wurden als Kennfeld, abhängig von der Zwischenkreisspannung, dem Drehmoment und der Drehzahl ( $P_V = f(U_{ZK}, M_{Ist, Lim}, n)$ ) implementiert. Dabei wurden die Verluste des Umrichters und der Maschine in einem Verlustkennfeld zusammengefasst.

## 3.5 Traktionsmaschine

Der Antrieb des Fahrzeuges lässt sich durch ganz verschiedene Anordnungen von Traktionsmaschinen realisieren. Das Spektrum der Möglichkeiten reicht dabei von vier einzelnen Radnabenmaschinen über zwei Maschinen auf einer Achse bis hin zu lediglich einer einzigen Traktionsmaschine, quasi als Ersatz für den Verbrennungsmotor. Im Brennstoffzellenfahrzeug wurde eine zentrale Maschine an der Vorderachse verwendet. Mit der Vorderachse ist sie über ein einstufiges Getriebe und einem Differential verbunden. Diese Variante ist besonders einfach zu realisieren, weil nur eine Maschine und ein Umrichter benötigt werden, die im ehemaligen Bauraum des Verbrennungsmotors untergebracht werden können. Die Teileanzahl, der Verkabelungsaufwand und Regelaufwand zur Drehmomentverteilung sind dabei minimiert. Traktionsmaschinen in Elektrofahrzeugen benötigen vor allem einen hohen Wirkungsgrad und eine hohe Leistungsdichte, bezogen auf Gewicht und Volumen. Als Technologie wurden bereits Gleichstrommaschinen, Asynchron- und Synchronmaschinen sowie geschaltete Reluktanzmaschinen in Fahrzeugen eingesetzt [Babiel 07], [Stan 08]. Momentan werden vor allem permanent erregte Synchronmaschinen mit vergrabenen Magneten (IPMSM) und Asynchronmaschinen verwendet. Sie bieten die höchste Leistungsdichte gepaart mit einem sehr hohen maximalen Drehmoment. Im untersuchten Brennstoffzellenfahrzeug wurde eine IPMSM eingesetzt, die im Folgenden näher erläutert wird.

### 3.5.1 Aufbau und Funktionsweise der Traktionsmaschine

Die IPMSM ist eine Drehfeldmaschine, die über einen Stator mit drei Phasen Wicklung gespeist wird. (Abb. 3.30). Der Rotorfluss wird durch Permanentmagnete erzeugt, die im Rotoreisen eingebettet sind. Die effektive Luftspatllänge über dem Rotorumfang verändert sich, weil die Permanentmagnete eine relative Permeabilität aufweisen, die etwa der von Luft entspricht. Direkt über dem Magneten (d-Achse) ist die effektive Luftspatllänge deutlich größer als zwischen zwei Magneten (q-Achse). Als Folge davon sind die Flussverkettungen und Induktivitäten abhängig vom Rotorwinkel  $\theta$ . In Abschnitt 3.4.1 wurden bereits die

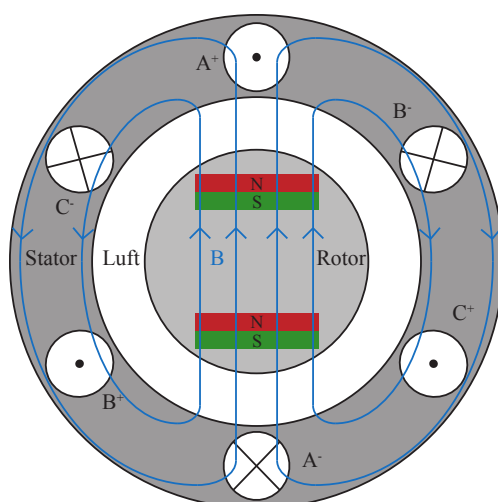


Abbildung 3.30: Schematischer Schnitt durch eine IPMSM [Raulien 08]

Spannungsgleichungen der Maschine, die Transformation von den Stranggrößen in das  $d/q$ -Koordinatensystem und die Drehmomentgleichung der Maschine vorgestellt.

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (3.71)$$

Die Drehmomentgleichung (3.71) kann auch als Kreuzprodukt der Raumzeiger  $\vec{\Psi}$  und  $\vec{i}$  dargestellt werden.

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\vec{\Psi} \times \vec{i}) \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left( \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \right) \times \left( \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3.72)$$

Der Raumzeiger der Flussverkettung  $\vec{\Psi}$  besteht aus zwei Komponenten  $\vec{\Psi}_I$  und  $\vec{\Psi}_P$ , Gl. (3.73). Dabei repräsentiert  $\vec{\Psi}_I$  die durch die Bestromung der Spulen hervorgerufene Flussverkettung und  $\vec{\Psi}_P$  die Flussverkettung der Permanentmagnete.

$$\vec{\Psi} = \vec{\Psi}_I + \vec{\Psi}_P \quad (3.73)$$

Die Drehmomentgleichung kann so weiter in zwei Kreuzprodukte zerlegt werden, das Erste zeigt die Reluktanzkraft, das Zweite die Lorentzkraft, Gl. (3.74).

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot ((\vec{\Psi}_I + \vec{\Psi}_P) \times \vec{i}) \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\vec{\Psi}_I \times \vec{i} + \vec{\Psi}_P \times \vec{i}) \end{aligned} \quad (3.74)$$

Der Stator ist aus geblechtem Eisen-Silizium ( $FeSi$ ) gefertigt und ist mit einer verteilten Wicklung versehen, um eine sinusförmige Durchflutung im Luftspalt zu erreichen. Im Gehäuse ist ein „Kühlmantel“ integriert, durch den zur Wärmeabfuhr Kühlwasser gepumpt

wird. Der Rotor ist ebenfalls aus geblechtem  $FeSi$  gefertigt und mit Magneten aus Neodym-Eisen-Bor ( $NdFeB$ ) bestückt. Zur weiteren Verringerung der Oberwellen in der induzierten Spannung ist der Rotor geschrägt ausgeführt. Die Rotorwelle ist mit einer Innenverzahnung versehen, die den Kraftschluss mit dem Getriebe herstellt. Durch die Getriebeübersetzung (Tab. 3.7) kann bei maximalem Maschinenmoment ein Drehmoment von über 2000 Nm an den Rädern aufgebracht werden.

Maschinentyp	IPMSM
Anzahl der Polpaare	$p = 4$
Maximales Drehmoment	$M_{max} = 250 \text{ Nm}$
Getriebeübersetzung	$\ddot{u} = 8,3 : 1$
Maximale Leistung	$P_{max} = 105 \text{ kW}$

Tabelle 3.7: Kenngrößen der Fahrtriebsmaschine

Die Maschinen der beiden untersuchten Topologien unterscheiden sich nur in der Windungszahl. Während die Maschine der Ein-Wandler Topologie drei Windungen pro Spule besitzt, hat die Zwei-Wandler Maschine vier Windungen. Die induzierte Spannung  $U_{ind,h}$  wird aus der Strangwindungszahl  $\nu$ , dem Hauptwellenwicklungsfaktor  $\xi_p$ , der elektrischen Kreisfrequenz  $\omega_{el}$  und dem Hauptfluss  $\Phi_h$  berechnet [Vogt 08].

$$U_{ind,h} = \frac{\omega_{el}}{\sqrt{2}} (\nu \xi_p) \hat{\Phi}_h \quad (3.75)$$

Die innere Scheinleistung  $S_i$  errechnet sich dann nach Gl. (3.76) mit der Strangzahl  $m$  und dem effektiven Maschinenstrom  $I$ .

$$S_i = m \cdot U_{ind,h} \cdot I \quad (3.76)$$

Über den Wirkungsgrad und den  $\cos(\phi)$  kann aus  $S_i$  dann die mechanische Leistung  $P_{mech}$  bestimmt werden.

$$\begin{aligned} P_{mech} &= \eta \cos(\phi) \frac{U}{U_{ind,h}} S_i && \text{im Motorbetrieb} \\ P_{mech} &= \frac{\cos(\phi)}{\eta} \frac{U}{U_{ind,h}} S_i && \text{im Generatorbetrieb} \end{aligned} \quad (3.77)$$

Der Einfluss einer geänderten Windungszahl auf das Drehmoment, den Strom und die Spannung in der Maschine soll im Folgenden näher erläutert werden. Bei der Veränderung der Windungszahl wird die induzierte Spannung in gleichem Maße verändert, wenn der Hauptfluss konstant bleibt. Zur Feldschwächung muss dann bei einer höheren Windungszahl der Hauptfluss stärker abgesenkt werden, um die gleiche  $U_{ind,h}$  zu erreichen. Der dafür benötigte Feldschwächstrom erhöht den Maschinen- und Umrichterstrom. Dessen Stromgrenze limitiert in diesem Fall die Leistung der Maschine. Weiterhin wirkt sich die Windungszahl auf die Maschinenleistung aus. Durch die niedrige induzierte Spannung in der Maschine der Ein-Wandler Topologie muss für dieselbe  $S_i$  wie in der Zwei-Wandler Topologie ein um

den Faktor  $\frac{4}{3}$  höherer Strom aufgebracht werden. Die mechanische Leistung  $P_{mech}$  kann nach Gl. (3.77) in der Ein-Wandler Topologie ebenfalls nur durch einen höheren Maschinenstrom erreicht werden, wobei hier zu dem Faktor  $\frac{4}{3}$  noch weitere Einflüsse von  $\eta$  und  $\cos(\phi)$  kommen, die sich zwischen den beiden Topologien unterscheiden. Der höhere Maschinenstrom in der Ein-Wandler Topologie muss aber nicht zwangsläufig zu einem starken Anstieg der Wicklungsverluste führen, denn durch die geringere Windungszahl sinkt auch der Phasenwiderstand Gl. (3.79). Auch werden sich die Eisenverluste zwischen den Topologien nicht wesentlich unterscheiden, weil diese von der Geometrie und der maximalen Flussdichte abhängen. Die Drehmomentcharakteristik der Maschinen ist in Abb. 3.31 für eine Zwischenkreisspannung von 250 V dargestellt. Die Maschine der Zwei-Wandler Topologie

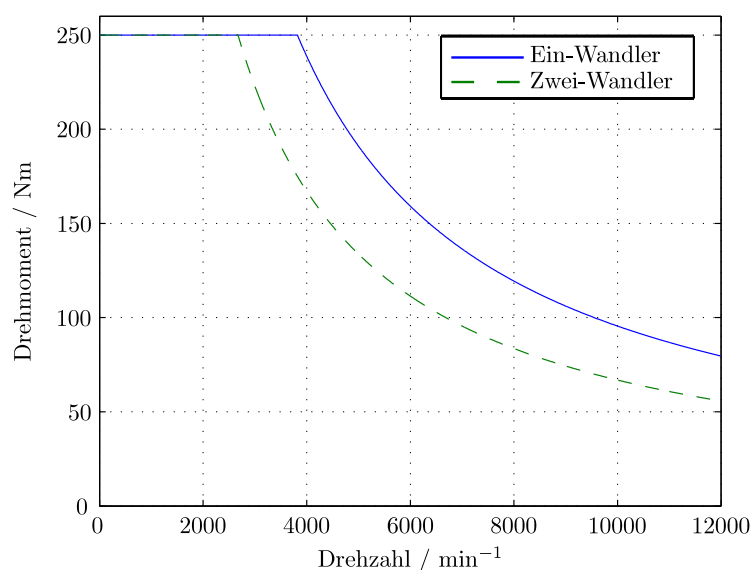


Abbildung 3.31: Drehzahl-Drehmomentcharakteristik der Maschine im motorischen Betrieb bei  $U_{ZK} = 250$  V

erreicht bei dieser Spannung nur noch eine Leistung von 70 kW. Durch eine Erhöhung der Spannung auf 380 V liefert sie die geforderte maximale Antriebsleistung von 105 kW.

## 3.5.2 Maschinenverluste

Im folgenden Kapitel wird ein Überblick über die Maschinenverluste gegeben. Der Ursprung der Verluste sowie die Auswirkungen der  $U_{ZK}$ -Änderungen werden ausgearbeitet.

### 3.5.2.1 Verlustquellen

In der Maschine gibt es drei Verlustarten: die Ohmschen Verluste  $P_{V,res}$ , die Eisenverluste  $P_{V,Fe}$  und die mechanischen Reibungsverluste  $P_{V,mech}$ .

$$P_V^{Masch} = P_{V,Fe} + P_{V,res} + P_{V,mech} \quad (3.78)$$

Die Ohmschen- und Eisenverluste werden im folgenden Abschnitt näher erläutert. Die mechanischen Verluste entstehen durch Lagerreibung und Reibung des Rotors mit dem Medium im Luftspalt. Sie sind von geometrischen Faktoren, dem Medium im Luftspalt, der Güte des Lagers, der Temperatur, der Drehzahl, aber nicht von der Zwischenkreisspannung abhängig. Die Bestimmung der Reibungsverluste erfolgt durch Messungen am Prototyp. In den nachfolgenden Betrachtungen wird diese Verlustart vernachlässigt.

### Ohmsche Verluste

Die Ohmschen Verluste werden durch den Stromfluss in den Wicklungen hervorgerufen. Diese sind aus dem Phasenwiderstand  $R_{ph}$  und der Amplitude des Phasenstromes berechenbar.

$$P_{V,res} = \frac{3}{2} \cdot R_{ph} \cdot \hat{i}_{ph}^2 \quad (3.79)$$

Der Widerstand des Motors verändert sich dabei mit der Temperatur der Wicklung nach Gl. (3.80).

$$R_{ph} = R_{20} \cdot (1 + \alpha_{20} \cdot (\Delta\vartheta)) \quad (3.80)$$

### Eisenverluste

Die Eisenverluste lassen sich weiter in Ummagnetisierungsverluste und Wirbelstromverluste unterteilen.

**Ummagnetisierungsverluste** Der Stator und der Rotor von elektrischen Maschinen bestehen aus ferromagnetischem Material, *FeSi*. In diesem wird der magnetische Fluss, der durch die Wicklung und Magnete hervorgerufen wird, geleitet. Ferromagnetisches Material ist dadurch charakterisiert, dass es durch ein von außen anliegendes Magnetfeld selbst magnetisiert und zu dem äußeren Magnetfeld gezogen wird. Der Vorgang der Magnetisierung wird im Material durch die Ausrichtung magnetischer Dipole, sogenannter Domänen, erreicht. Das Verhalten der ferromagnetischen Materialien soll anhand eines einfachen Beispiels dargestellt werden, siehe Abb. 3.32. Der Aufbau besteht aus einem Ringkern mit einer stromdurchflossenen Spule. Generell gilt der Durchflutungssatz:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I \quad (3.81)$$

Er beschreibt die Bildung der magnetischen Feldstärke durch den Stromfluss im Leiter. Im Beispiel fließt der Strom  $i$  durch  $N$  Windungen der Spule. Dadurch wird ein magnetisches Feld im Kern mit der mittleren Länge  $l$  erzeugt.

$$H = \frac{N \cdot i}{l} \quad (3.82)$$



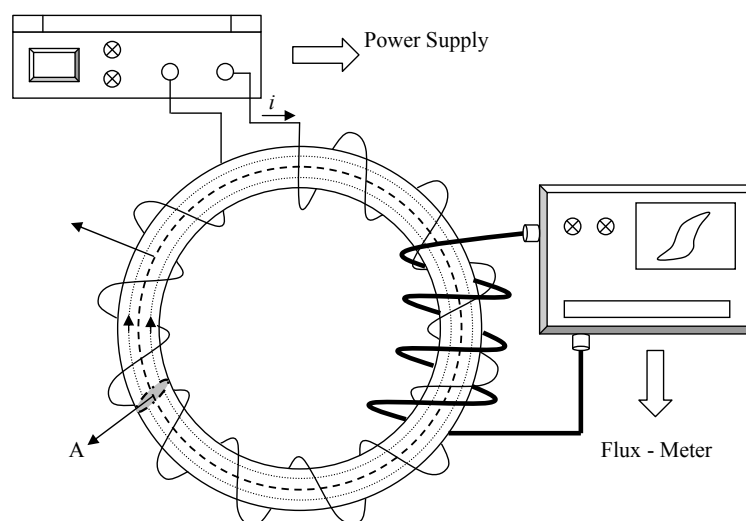


Abbildung 3.32: Transformator-Aufbau

Der Zusammenhang zwischen der magnetischen Induktion  $B$  und  $H$  wird durch (3.83) gegeben. Wobei  $\mu_0$  die magnetische Feldkonstante und  $\mu_r$  die relative Permeabilität ist.

$$B = \mu_0 \mu_r \cdot H \quad (3.83)$$

Die relative Permeabilität ist eine Materialeigenschaft, die bei ferromagnetischen Stoffen, Werte deutlich größer als eins erreicht. Sie ist aber keine Konstante, sondern verändert sich mit der Flussdichte. Ferromagnetische Stoffe sind in räumliche Bezirke unterteilt, die *Weißschen Bezirke*, in denen eine einheitliche Magnetisierungsrichtung vorliegt. Einander benachbarte Weißsche Bezirke sind durch *Blochsche Wände* gegeneinander abgegrenzt. Steigert man ein äußeres Magnetfeld, so kommt es zu reversiblen Wandverschiebungen zwischen den Blochwänden. Bei weiterer Steigerung der Feldstärke kommt es zur Ausrichtung der Dipole innerhalb der Weißschen Bezirke, aus den kristallographisch bevorzugten Lagen in die Feldrichtung. Entgegen der Feldrichtung magnetisierte Weißsche Bezirke klappen bei einer hohen Feldstärke um, was als *Barkhausensprung* bezeichnet wird. Verringert man die Feldstärke wieder auf Null, bleibt die Remanenz  $B_R$  erhalten. Erst durch das Anlegen der Koerzitivfeldstärke  $H_C$  können die letzten irreversiblen Verschiebungen der Weißschen Bezirke wieder rückgängig gemacht werden. Bei einem Durchlauf der Feldstärke vom Maximum zum Minimum und wieder zurück wird ein Hystereseyklus durchlaufen, wie er in Abb. 3.33 dargestellt ist. Das Integral der Hysteresekurvenfläche entspricht der Energie, die im Stoff in Wärme umgewandelt wird. Es handelt sich dabei um Ummagnetisierungsverluste.

$$W_V = \int H dB \quad (3.84)$$

Die Ummagnetisierungsverluste können bei periodischen Vorgängen als mittlere Verlustleistungen ausgedrückt werden, indem sie auf die Periodendauer  $T_p$  eines Umlaufs bezogen werden.

$$P_V = \frac{W_V}{T_p} = f_{el} \cdot W_V \quad (3.85)$$

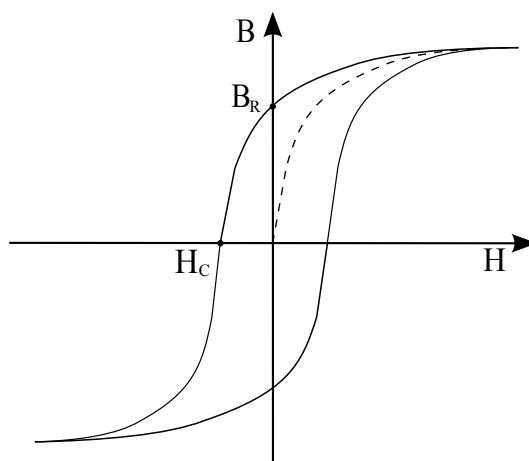


Abbildung 3.33: Hysteresekurve

Weil das Integral in Gl. (3.84) von der Vorgeschichte, der Frequenz und der Art der Ansteuerung abhängt und somit nicht zuverlässig errechenbar ist, kann die Verlustleistung im Material nicht durch Gl. (3.85) berechnet werden. Zur Verlustberechnung werden angepasste Verlustgleichungen verwendet, die im Folgenden vorgestellt werden.

**Wirbelstromverluste** Ein weiterer Verlustanteil, der ebenfalls durch das sich ändernde Feld im ferromagnetischen Material hervorgerufen wird, sind die Wirbelstromverluste. Nach dem Induktionsgesetz wird durch ein sich änderndes Magnetfeld eine Spannung induziert. Da der Widerstand des Eisens nicht unendlich ist, resultiert daraus ein Stromfluss. Er erzeugt über dem Widerstand des Materials die Wirbelstromverluste. Im Wesentlichen wird ihnen durch zwei Maßnahmen entgegengewirkt. Zum einen wird das ferromagnetische Material, z.B. mit *Si*, legiert und zum anderen wird das Material aus zueinander isolierten Blechen aufgebaut, um die Ausbreitung der Ströme zu verhindern.

### 3.5.2.2 Methoden der Verlustberechnung

Die Berechnung der Eisenverluste wird in dieser Arbeit auf Basis von Näherungsgleichungen realisiert. Im folgenden Abschnitt werden die Gleichungen, die zur Verfügung stehen und deren Vor- und Nachteile dargestellt. Die gängigste Gleichung zur Verlustberechnung ist die Steinmetzgleichung, Gl. (3.86). Sie ist aus empirischen Untersuchungen der Eisenverluste hervorgegangen und beinhaltet sowohl die Ummagnetisierungsverluste als auch die Wirbelstromverluste. Mit ihr kann die mittlere spezifische Verlustleistung pro Volumen oder Masse berechnet werden.

$$p_{vFe,SE} = \kappa \cdot f_{el}^{\alpha} \cdot \hat{B}^{\beta} \quad (3.86)$$

Die Berechnungskonstanten  $\kappa$ ,  $\alpha$  und  $\beta$  werden aus den Messdaten der Materiallieferanten ermittelt. Weiterhin benötigt man die Frequenz des elektrischen Feldes  $f_{el}$  und die maximale Flussdichte im Material  $\hat{B}$  zur Berechnung der Verlustleistung. Durch die Einfachheit der

Berechnung ist diese Gleichung sehr verbreitet, stößt aber schnell an die Grenzen ihrer Leistungsfähigkeit. Die Gültigkeit besteht nämlich nur bei einem absolut sinusförmigen Verlauf der Flussdichte. Weiterhin gelten die drei Berechnungsparameter nur in einem engen Frequenzbereich. Außerhalb dieses Bereiches vergrößert sich der Fehler in der Verlustleistungsberechnung relativ schnell. Um die Verluste komplexerer Flussdichteverläufe zu berechnen, muss man die Gleichung weiterentwickeln und andere Lösungsmöglichkeiten finden. Die Flussdichte einer Fourier-Analyse zu unterziehen, die Steinmetzgleichung auf die einzelnen Frequenzanteile anzuwenden und das Ergebnis aus der Superposition der Verlustleistungen zu ermitteln ist aufgrund der nichtlinearen Frequenzabhängigkeit nicht möglich.

Aufgrund der Einschränkung der Steinmetzgleichung auf sinusförmige Größen wurde die Berechnungsmethode in weiteren Forschungsarbeiten weiterentwickelt. Von Brockmeyer und Reinert wurde die *Modifizierte Steinmetzgleichung* (MSE) vorgestellt [Brockmeyer 01]. In ihr wurde eine äquivalente Frequenz  $f_{eq}$  eingeführt, um einen nicht sinusförmigen Flussverlauf berechnen zu können, Gl. (3.87).

$$p_{vFe,MSE} = k f_{eq}^{\alpha-1} \hat{B}^\beta \cdot f_{el} \quad (3.87)$$

$$\text{mit } f_{eq} = \frac{2}{(B_{max} - B_{min})^2 \pi^2} \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (3.88)$$

Die Verlustberechnung wurde mit Messungen verglichen und zeigte eine gute Übereinstimmung bei einem nicht sinusförmigen Flussdichteverlauf. Insbesondere konnte die Verbesserung der Berechnungsergebnisse im Vergleich mit Gl. (3.86) und dem Ansatz der Fourierreihenzerlegung mit Superposition gezeigt werden. Von Li wurde aber gezeigt, dass die Gleichung sich nicht immer in Übereinstimmung mit der Steinmetzgleichung verhält [Li 01]. Insbesondere bei sinusförmiger Anregung der Flussdichte kam er mit Gl. (3.87) zu anderen Ergebnissen als mit Gl. (3.86). Aus diesem Grund wurde die *Generalised Steinmetz Equation* (GSE) zur Verlustberechnung entwickelt Gl. (3.89).

$$p_{vFe,GSE} = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\alpha-\beta} dt \quad (3.89)$$

$$\text{mit } k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha |\sin(\theta)|^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.90)$$

Von Li wurden Messungen durchgeführt und die Ergebnisse mit denen der MSE und GSE verglichen [Li 01]. Die GSE lieferte in den meisten Fällen bessere Ergebnisse. Außerdem wird mit der GSE ein Gleichanteil in der Magnetisierung berücksichtigt. Aus den Messergebnissen geht auch hervor, dass es noch Verbesserungspotential in der Berechnung der Verluste gibt. Dieses wurde von Venkatachalam mit der *Improved Generalised Steinmetz Equation* (iGSE) vorgestellt, mit der die genaueste analytische Berechnung der Eisenverluste möglich ist, Gl. (3.91) [Sullivan 02].

$$p_{vFe,iGSE} = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\alpha-\beta} dt \quad (3.91)$$

$$\text{mit } k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.92)$$

Die Flussdichte wird im gesamten Hysteresesyklus ausgewertet und in Haupt- und Nebenzyklen unterteilt. Für jeden Zyklus werden dann mit Hilfe der Spitze-Spitze Werte der Flussdichte die Verluste berechnet und zusammengefügt. Dadurch können die Verluste mit jedem beliebigen Verlauf der Flussdichte berechnet werden. Auf Basis der iGSE stellt Sullivan ein Matlab Programm zur Verfügung, mit dessen Hilfe die Verluste bei einer vorgegebenen Flussdichteverteilung berechnet werden [Sullivan 05]. Dieses Programm wurde hier zur Berechnung der Eisenverluste verwendet.

Um die Formeln der Verlustberechnung anwenden zu können, ist es zuerst nötig, die Steinmetz-Konstanten aus den Daten der Materialhersteller zu extrahieren. Im Allgemeinen werden vom Hersteller Daten der Verluste in Abhängigkeit der Frequenz und der maximalen Flussdichte angegeben. Um  $\kappa$ ,  $\alpha$  und  $\beta$  zu ermitteln, wird die Steinmetzgleichung (Gl. (3.86)) mit variierenden Parametern solange gelöst, bis die Abweichung der Berechnungsergebnisse zu den Herstellerdaten minimal ist. Das Ergebnis der Berechnung mit den Steinmetz-Konstanten  $\kappa = 0,00062075 \text{ Am}^2/\text{kg}$ ,  $\alpha = 1,70499$  und  $\beta = 2,17326$  ist in Abb. 3.34 zu sehen.

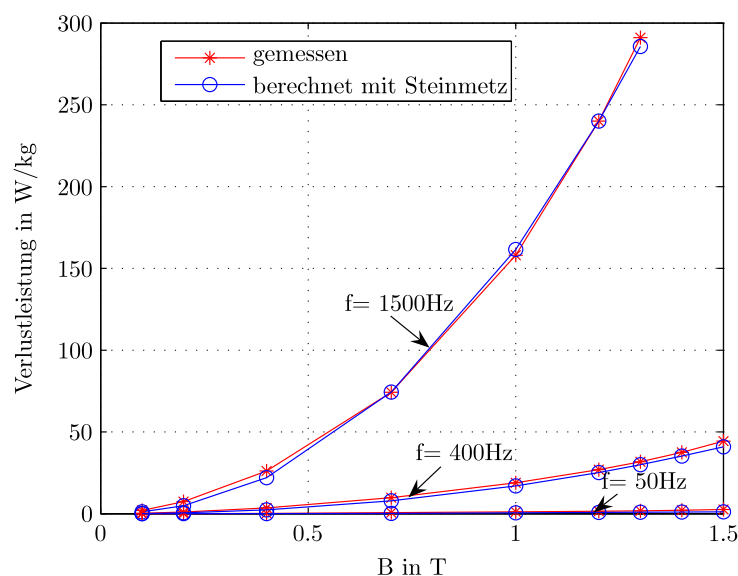


Abbildung 3.34: Vergleich der gemessenen und mit der Steinmetzgleichung berechneten Verlustleistungen

### Grenzen der Verlustberechnung

Mit Hilfe der erweiterten Steinmetzgleichungen können die Verlustleistungen im Ferrit-Material berechnet werden. Das absolute Ergebnis der Verlustleistungen weicht aber in den meisten Fällen von gemessenen Werten der Maschine ab. Die Gründe hierfür liegen in der Anisotropie des Materials. Die Ummagnetisierungsverluste werden beispielsweise durch

den Schnittkanteneinfluss vergrößert. An den Blechkanten hat das Eisen nicht mehr dieselben Eigenschaften wie vom Hersteller angegeben. Die Wirbelstromverluste steigen ebenfalls durch eine fehlerhafte Isolierung zwischen den einzelnen Blechen oder durch Gratbildung an den Schnittkanten der Bleche an. Im Induktionsverlauf können außerdem höhere Harmonische auftreten, z.B. Nutharmonische, die die Verluste weiter vergrößern. Deswegen werden von Vogt Zuschlagfaktoren für die Hystereseverluste und Wirbelstromverluste mit in die Steinmetzgleichung einbezogen [Vogt 08]. Mit Hilfe dieser experimentell ermittelten Zuschlagfaktoren stimmt das Ergebnis der Verlustberechnung mit den Messwerten überein. Die Verwendung von Zuschlagfaktoren ist auch bei der FEM-Berechnung von Maschinen noch gängige Praxis.

### 3.5.2.3 Aufbau eines Motormodells

Im Abschnitt 3.5.2.2 wurden die Grundlagen der Verlustberechnung im Eisen dargelegt. Als Basisgröße benötigt man immer die Flussdichte in der Maschine. Für diese Aufgabe wurde die Software SPEED benutzt, mit der die Flussdichten in einer Motorgeometrie analytisch berechnet und mit Hilfe der FEM verfeinert werden können. Die Erstellung des Berechnungsmodells beinhaltet folgende Schritte:

- Die Erstellung der Maschinengeometrie nach den Zeichnungsmaßen.
- Die Zuordnung der Materialeigenschaften zu den verschiedenen Bereichen, z.B. Stator und Magnete.
- Die Anordnung der Wicklung.
- Die Auswahl des Stromregelungsverfahrens.

Nachdem das Modell erstellt wurde, kann mit der Berechnung der Flussdichten fortgefahren werden. Dazu wird ein Strom in die Wicklung eingepreßt und der Rotor schrittweise gedreht. An jedem Knotenpunkt des Netzes, Abb. 3.35(a), werden die Maxwell-Gleichungen gelöst und der Fluss in der kompletten Maschine berechnet. Die grafische Darstellung der Flussdichten ist in Abb. 3.35(b) erkennbar. Rote Bereiche zeigen hohe Flussdichten an und blaue Bereiche niedrige Flussdichten. Ob die berechneten Daten mit denen der realen Maschine übereinstimmen, lässt sich anhand des Drehmomentes feststellen. In Tabelle 3.8 sind die berechneten und gemessenen Drehmomente verschiedener Arbeitspunkte gegenübergestellt. Die Drehmomentunterschiede zwischen Messung und Simulation in Tabelle 3.8 liegen unter

Methode	$i_d$ in A	$i_q$ in A	Geschwindigkeit in $\text{min}^{-1}$	Drehmoment in Nm	Leistung in kW	Drehmomentunterschied in %
Messung	-199	47.9	6000	50	31.4	-
SPEED	-199	47.9	6000	48.52	30.49	2.96
Messung	-101.3	155.2	4000	101	42.3	-
SPEED	-101.3	155.2	4000	105.1	44.02	3.9
Messung	-260.8	282.4	4000	220	92.15	-
SPEED	-260.8	282.4	4000	228.7	95.79	3.8

Tabelle 3.8: Vergleich der gemessenen mit den berechneten Maschinendaten

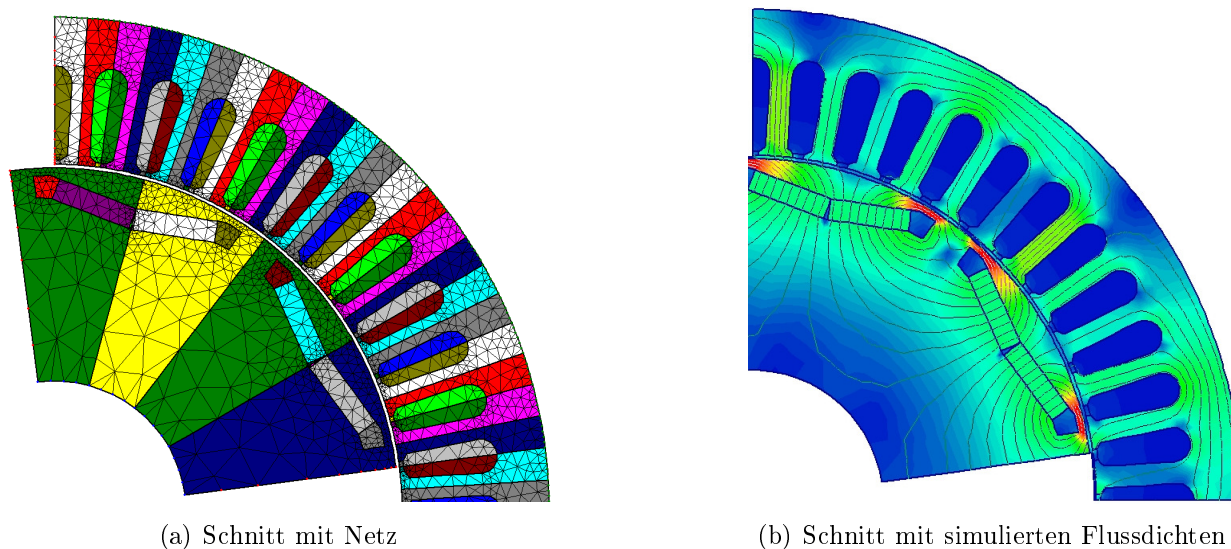


Abbildung 3.35: Darstellung des Maschinenschnitts im FEM Programm

5% und liegen somit in einem akzeptablen Bereich. Um die Verlustberechnung mit dem Matlab Skript von Sullivan [Sullivan 05] durchzuführen, wurden nur die Flussdichteverläufe (in Abhängigkeit des Rotorwinkels) von zwei charakteristischen Regionen im Stator ausgewählt. Zum einen wurde die Flussdichteverteilung zwischen den beiden Schenkeln eines Statorzahnes aufgenommen, zum anderen die des Statorjoches zwischen Außendurchmesser und Nutgrund. Dadurch ist es möglich, die zwei wichtigsten Regionen des Stators zu erfassen und die Verluste in ihnen getrennt zu ermitteln. Dieser Ansatz wird nicht zu absolut genauen Werten für die Maschinenverluste führen, aber es ist dadurch leicht möglich, den Einfluss verschiedener Parameter auf die Eisenverluste zu ermitteln. Exemplarisch ist der Flussdichteverlauf im Arbeitspunkt  $U_{ZK} = 400 \text{ V}$ ,  $n = 2000 \text{ min}^{-1}$  und  $M = 150 \text{ Nm}$  in Abbildung 3.36 über dem elektrischen Winkel aufgetragen.

### Modellierung der Maschine

Für die Maschine wurde kein separates Modell aufgebaut. Aufgrund der starken Verflechtung mit der Regelung wird die Maschine im Umrichtermodell, Abschnitt 3.4.2 (Abb. 3.29), integriert. Im Verlustkennfeld ( $P_V = f(U_{ZK}, M_{Ist, Lim}, n)$ ) sind die Verluste des Umrichters und der Maschine summiert hinterlegt.

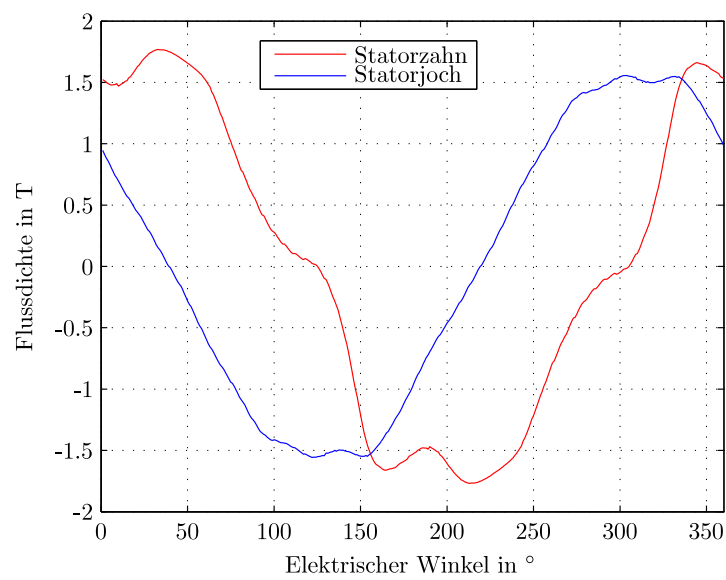


Abbildung 3.36: Flussdichteverlauf in Statorjoch und Statorzahn





## 4 Regelung des Systems

Damit die Systeme im Fahrzeug funktionieren, müssen mehrere Regler implementiert werden. In diesem Kapitel wird der Zwischenkreisspannungsregler der Zwei-Wandler Topologie vorgestellt. Weiterhin wird die Laderegelung der Batterie gezeigt, die es ermöglicht, den Ladezustand der Batterie einzustellen. Im letzten Abschnitt wird noch ein spezielles Regelverfahren vorgestellt, das den Wirkungsgrad des Antriebs im Ankerstellbereich erhöht.

### 4.1 Regelung der Zwischenkreisspannung

Der Regler der Zwischenkreisspannung wird nur in der Zwei-Wandler Topologie benötigt, um die Zwischenkreisspannung auf einem vorgegebenen Wert zu halten. Die Regelung ist im Batteriewandler implementiert, weil die Batterie schnelle Änderungen in der Leistung bewältigen kann. Der Spannungsregler muss bei schnellen Ausgleichsvorgängen aktiv werden, wenn die Leistungsbilanz zwischen Antrieb und Brennstoffzelle nicht ausgeglichen ist. Im motorischen Bereich wird der Strom des Batteriewandlers durch den Regler der Zwischenkreisspannung erhöht, sobald die Leistung der Brennstoffzelle geringer ist als die Antriebsleistung. Beim Erreichen der maximalen Brennstoffzellenleistung kann die Antriebsleistung weiter erhöht werden, weil zusätzliche Leistung aus der Batterie bereitgestellt wird. Dieser Betrieb, in dem die Leistung über die maximale Brennstoffzellenleistung ansteigt, wird als Boost-Betrieb bezeichnet. Im generatorischen Arbeitsbereich des Antriebes verhindert der Spannungsregler den Anstieg der Spannung indem die Energie in die Batterie gespeist wird. Das Blockschaltbild der Zwischenkreisspannungsregelung ist in Abb. 4.1 dargestellt. Es

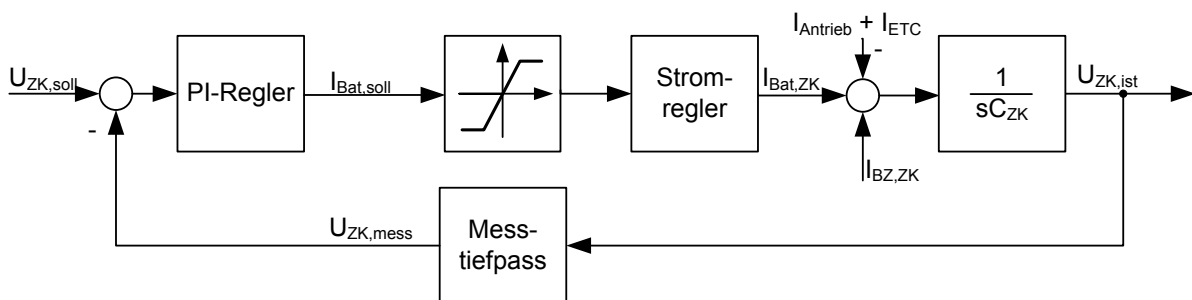


Abbildung 4.1: Blockschaltbild der Zwischenkreisspannungsregelung

zeigt eine Kaskadenregelung des Zwischenkreisspannungsreglers mit unterlagertem Stromregler. Als Stellgröße wird der Batteriestrom genutzt. Hinter dem Regler der Zwischenkreisspannung ist eine dynamische Stellgrößenbeschränkung implementiert. Diese beschränkt den

geforderten Batteriestrom, abhängig vom Betriebszustand der Batterie. Der Sollstrom wird an die Stromregelung weitergegeben, die in Abschnitt 3.3 bereits vorgestellt wurde. Für die Modellierung der Stromregelung wird die Methode der Berechnung der mittleren Spulenspannung benutzt. Auf den Zwischenkreis wirken neben dem sekundärseitigen Batteriestrom  $I_{Bat,ZK}$  noch weitere Ströme: der Strom des Brennstoffzellenwandlers  $I_{BZ,ZK}$ , des ETC  $I_{ETC}$  und der DC-seitige Traktionsantriebsstrom  $I_{Antrieb}$ , die als Störgrößen modelliert werden. Da der Leistungsfluss motorisch, d.h. von den beiden Quellen (Brennstoffzelle und HV-Batterie) zur Senke (Antrieb) angenommen wurde, werden  $I_{Antrieb}$  und  $I_{ETC}$  an diesem Knotenpunkt abgezogen und  $I_{BZ,ZK}$  addiert. Die Summe aus den Strömen fließt in den Zwischenkreiskondensator und ergibt durch Integration die Zwischenkreisspannung.

$$I_{ZK}(t) = I_{Bat,ZK}(t) + I_{BZ,DCDC,ZK}(t) + I_{ETC}(t) + I_{Antrieb}(t) \quad (4.1)$$

$$U_{ZK}(t) = \frac{1}{C_{ZK}} \int_0^t I_{ZK}(\tau) d\tau + U_{ZK}(0) \quad (4.2)$$

Nach der Transformation in den *Laplace-Bereich* folgt:

$$U_{ZK}(s) = \frac{1}{sC_{ZK}} \cdot I_{ZK}(s) \quad (4.3)$$

Die Zwischenkreisspannung wird für den Vergleich mit der Führungsgröße über einen Tiefpassfilter zurückgeführt. Der Tiefpassfilter bildet mit der Zeitkonstanten  $T_{mess} = 30 \mu\text{s}$  die Zeitverzögerung ab, die durch das Messen und Einlesen der Zwischenkreisspannung durch die Elektronik entsteht. Sie entspricht etwa dem Zeittakt des, für diese Aufgabe programmierten FPGA. Im Prototyp wurde die Zwischenkreisspannungsregelung vom Fraunhofer

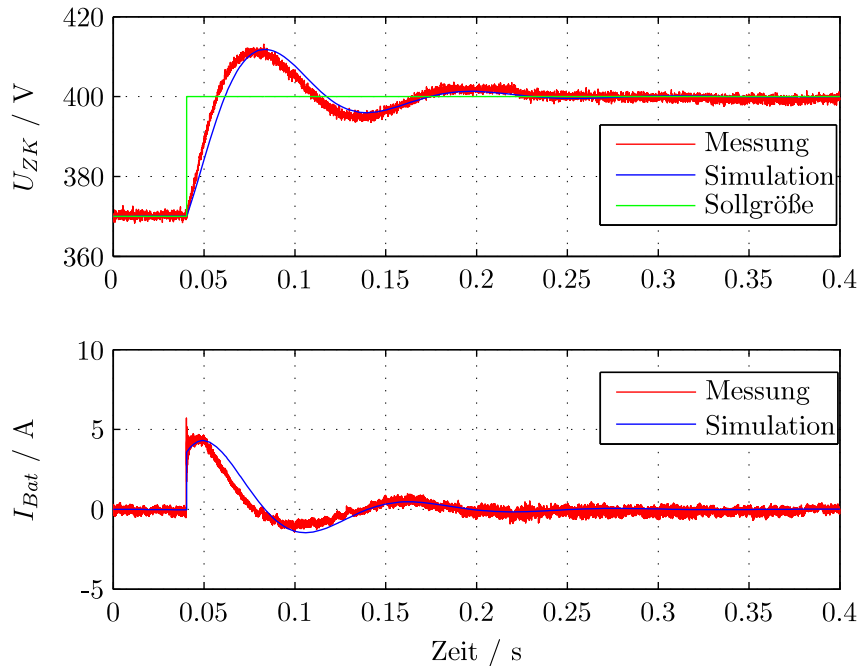


Abbildung 4.2: Führungsgrößensprung der Zwischenkreisspannung von 370 V auf 400 V

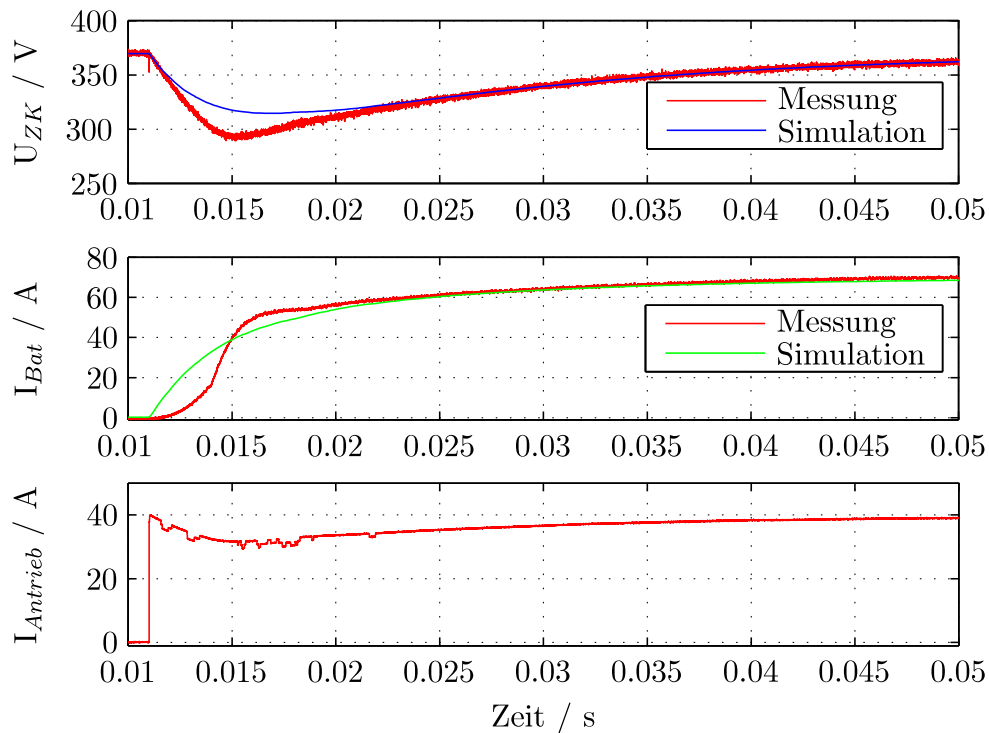


Abbildung 4.3: Störgrößensprung mit ohmscher Last

Institut (IISB) realisiert. In der Messung in Abb. 4.2 ist die Sprungantwort des geregelten Systems dargestellt. Es ergibt sich eine Zeitkonstante von etwa 10 ms und ein Überschwingen von 30 %. Im Störgrößensprung (Abb. 4.3) wurde eine ohmsche Last in den Zwischenkreis geschaltet und der Spannungseinbruch im Zwischenkreis sowie der Batteriestrom wurden gemessen. Die Spannung bricht in der Messung über 70 V ein und der Batteriestrom zeigt nicht das erwartete PT1-Verhalten.

Für die starken Spannungsschwankungen gibt es zwei Ursachen. Die erste Ursache ist, dass der Regler vom IISB bewusst mit einer großen Zeitkonstante ausgelegt wurde, um Schwingungen im Zwischenkreis und Überströme im Wandler zu verhindern. Diese Auslegung kann durch die Wahl der Regelparameter bei Bedarf angepasst werden. Die zweite Ursache ist, dass es bei Vorzeichenwechseln des Batteriestromes zu Umschaltvorgängen und Totzeiten in der Steuerungssoftware kommt. Außerdem regelt die Stromregelung des Prototyps im diskontinuierlichen Betrieb langsamer als im kontinuierlichen Betrieb. Das Versuchsfahrzeug wurde erfolgreich mit diesen Regelparametern und der Vorgabe einer konstanten Zwischenkreisspannung betrieben. Die Nichtlinearitäten können durch den analytischen Ansatz des PI-Reglers in der Simulation nicht erfasst werden.

Für die Ermittlung des Energieverbrauches im Fahrzeug spielt die Zeitkonstante der Regelung keine Rolle. Es muss lediglich sichergestellt werden, dass die Sollspannung ohne bleibende Regelabweichung eingestellt wird und dass keine Über- bzw. Unterspannungen auftreten. Um Über- und Unterspannungen in allen Simulationen zu verhindern, wurde der Spannungsregler anhand des symmetrischen Optimums ausgelegt. Mit den berechneten

Regelparametern wurden dann die Verbrauchssimulationen durchgeführt. Ein Führungsgrößenprung mit diesen Regelparametern ist in Abb. 4.4 dargestellt. Die Zeitkonstante wurde auf 1 ms und die Überschwingweite auf 6 % reduziert.

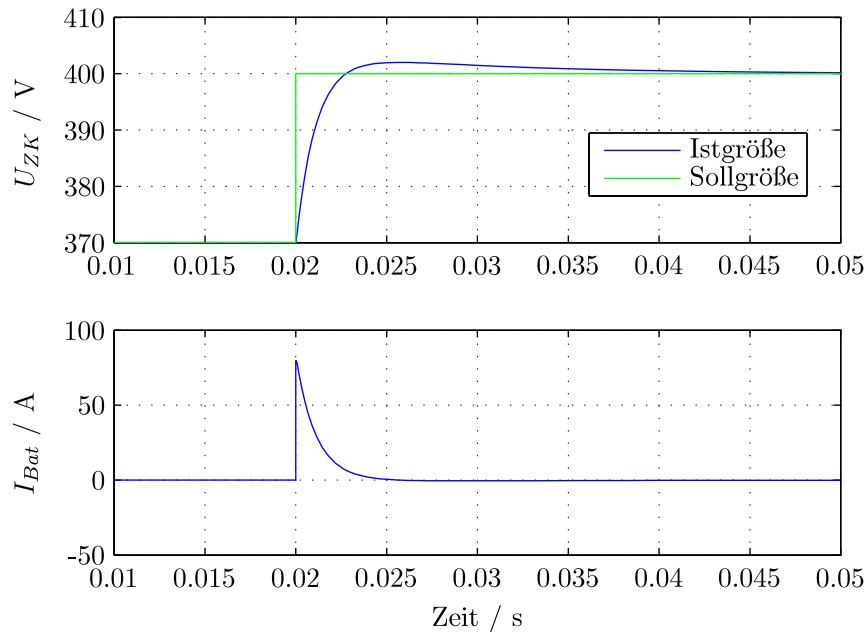


Abbildung 4.4: Führungsgrößenprung mit Regelparametern ausgelegt nach dem symmetrischen Optimum

## 4.2 Regelung der Leistungsaufteilung

Der Antrieb kann aus der Batterie und der Brennstoffzelle gespeist werden. Die Betriebsstrategie, die im Fahrzeugsteuergerät implementiert ist, steuert die Energieflüsse. Für beide Topologien gilt dabei, dass der Summenstrom  $i_{ZK}$  im Zwischenkreis Null sein muss. Ist dies nicht der Fall, unterscheiden sich die Auswirkungen je nach Topologie. In der Ein-Wandler Topologie verlässt die Brennstoffzelle ihren optimalen U/I-Arbeitspunkt, was bei starken Abweichungen zu einer Schädigung der Zellen führen kann. In der Zwei-Wandler Topologie wird der Summenstrom die Spannung am Zwischenkreiskondensator ändern, Gl. (4.2). Die Implementierung der Leistungsaufteilung wird in den folgenden Abschnitten für die beiden Topologien beschrieben.

### 4.2.1 Leistungsaufteilung in der Ein-Wandler Topologie

In der Ein-Wandler Topologie werden sowohl für die Brennstoffzelle als auch für den Batteriewandler Sollströme vorgegeben. Der Batteriewandler reagiert sehr schnell ( $<10$  ms) auf

das Sollsignal, während die Brennstoffzelle den angeforderten Strom nur mit einer wesentlich geringeren Dynamik bereitstellt (3.1). Die Leistungsaufteilung lässt sich durch eine Steuerung realisieren, die in Abb. 4.5 dargestellt ist. Der Fahrer des Fahrzeuges fordert ein

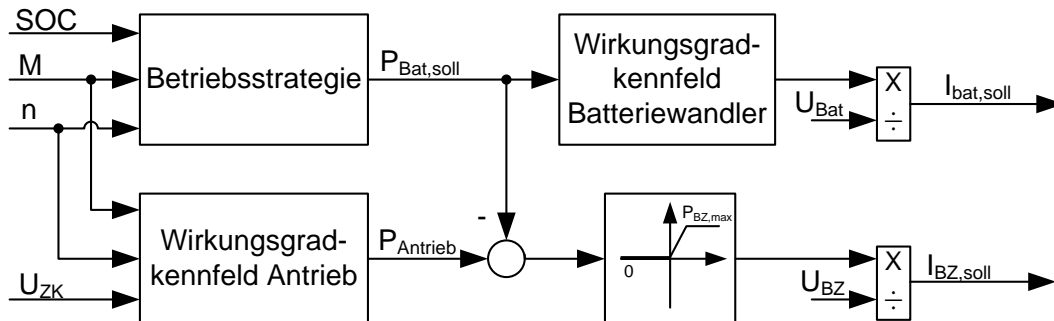


Abbildung 4.5: Schema der Leistungssteuerung in der Ein-Wandler Topologie

Drehmoment von der Antriebsmaschine an. Dieses Drehmoment wird vom Antrieb eingestellt und das aktuelle Drehmoment bzw. die Drehzahl wird an das Fahrzeugsteuergerät zurückgemeldet. Aus der Drehzahl und dem Drehmoment lässt sich mit Hilfe eines Wirkungsgradkennfeldes die Aufnahmeleistung des Antriebes  $P_{Antrieb}$  berechnen. Des Weiteren berechnet die Betriebsstrategie aus Drehzahl, Drehmoment und SOC die gewünschte Batterieleistung. Über das Wirkungsgradkennfeld des Batteriewandlers wird dann der Sollstrom für den Batteriewandler vorgegeben. Die Brennstoffzelle bekommt als Vorgabe die Differenz von Antriebsleistung und Batterieleistung. Diese muss sie als Nettoleistung bereitstellen.

Dieser einfache und übersichtliche Ansatz funktioniert in der Simulation sehr gut, weil alle Wirkungsgradkennfelder der Komponenten bekannt sind und somit keine Abweichungen im Summenstrom entstehen können. In der Realität ist die Implementierung hingegen um einiges schwieriger. Es gibt mehrere Fehlerquellen, die die Steuerung stören: der Antrieb berechnet ein ungenaues Ist-Drehmoment, in den berechneten Wirkungsgradkennfeldern des Antriebs und des Batteriewandlers gibt es Abweichungen und die Brennstoffzelle regelt den Nettostrom nicht genau ein. Daher muss die Betriebsstrategie im Fahrzeug noch um einen Regler ergänzt werden, der diese Abweichungen ausgleicht und die Brennstoffzellenleistung nachregelt.

#### 4.2.2 Leistungsaufteilung in der Zwei-Wandler Topologie

In der Zwei-Wandler Topologie ist im Batteriewandler der Zwischenkreisspannungsregler implementiert. Die Sollgröße ist die Zwischenkreisspannung und nicht der Batteriestrom. Dadurch ist es nicht mehr möglich, den Batteriestrom bzw. die Batterieleistung direkt vorgeben. Der Zwischenkreisspannungsregler gleicht automatisch alle Leistungsdifferenzen im Zwischenkreis aus. Zum Einstellen der Leistungsaufteilung gibt es einen kennfeld- und einen regelungsbasierten Ansatz.

Der kennfeldbasierte Ansatz funktioniert im Wesentlichen genau so wie die Leistungsaufteilung in der Ein-Wandler Topologie (Abb. 4.6). Die Soll-Leistung der Brennstoffzelle bzw.

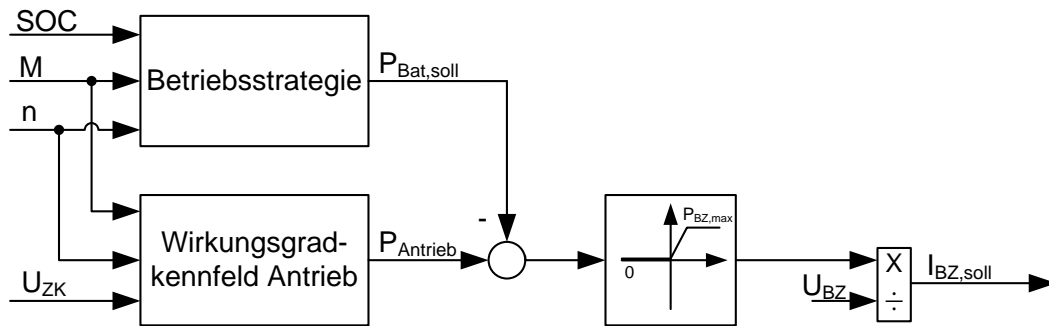


Abbildung 4.6: Schema der Leistungssteuerung in der Zwei-Wandler Topologie

des Brennstoffzellenwandlers wird aus der Differenz zwischen Antriebsleistung und Sollleistung der Batterie ermittelt. Die Vorgabe des Batteriestromes entfällt, weil die Zwischenkreisspannung automatisch den richtigen Batteriestrom einregelt. Durch den Zwischenkreisspannungsregler werden ebenfalls die Fehler in der Berechnung der Antriebsleistung und dem Einstellen der Brennstoffzellenleistung ausgeglichen. Das hat im Gegenzug zur Folge, dass die Batterie anders entladen bzw. geladen wird, als von der Betriebsstrategie vorgesehen. Der SOC verändert sich ungewollt, wird aber durch die in der Betriebsstrategie hinterlegten Regeln langsam wieder ausgeglichen.

Beim regelungsbasierten Ansatz wird die Brennstoffzellenleistung so eingestellt, dass der Batteriestrom einen vorgegebenen Sollwert erreicht. Das Funktionsprinzip der Leistungsregelung ist in Abb. 4.7 dargestellt. Von der Betriebsstrategie wird eine Lade- bzw. Entladeleistung für die Batterie vorgegeben. Anhand der aktuellen Batterieleistung gibt der PI-Regler eine Sollleistung aus, die sowohl positive als auch negative Werte annehmen kann. Wenn eine motorische, mechanische Leistung vom Antrieb gefordert wird, so wird diese vorgesteuert. Aus der Addition von Reglerausgang und Vorsteuerung ergibt sich die Sollleistung der Brennstoffzelle, die auf Null und Maximalleistung limitiert ist. Im Betrieb

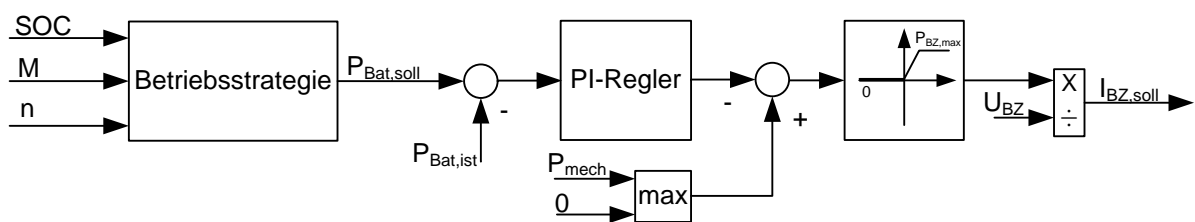


Abbildung 4.7: Schema der Leistungsregelung in der Zwei-Wandler Topologie

des Fahrzeuges funktioniert die Leistungsregelung folgendermaßen: als Beispiel soll die Batterie mit 10 kW entladen werden, während das Fahrzeug aus dem Stand beschleunigt. Bis die Batterieleistung den Wert von 10 kW erreicht, bleibt der Reglerausgang negativ und die Brennstoffzellenleistung wird auf Null gehalten. Erst danach steigt die Brennstoffzellenleistung proportional zur mechanischen Leistung des Antriebs. Im generatorischen Betrieb wird der Reglerausgang ebenfalls negativ und die Brennstoffzellenleistung wird zu Null geregelt. Der Regelkreis muss so eingestellt werden, dass sich die Zwischenkreisspannungsregelung

und die Leistungsregelung nicht gegenseitig beeinflussen. Dies geschieht, indem die Zeitkonstante der Leistungsregelung mindestens zehn mal größer als die in der Zwischenkreisspannungsregelung gewählt wird. Eine sehr hohe Dynamik ist in der Leistungsregelung ohnehin nicht förderlich, da die Brennstoffzellendynamik ebenfalls beschränkt ist und weil durch die Signalübertragung Totzeiten im System vorhanden sind.

Der große Vorteil der Regelung ist, dass im Fahrzeugsteuergerät keine Wirkungsgradkennfelder mehr hinterlegt werden müssen. Es wird immer die richtige Brennstoffzellenleistung angefordert, um die Leistungsbilanz im Zwischenkreis auszugleichen. Weiterhin hält die Batterie ihren SOC auf dem vorgegebenen Wert. Die Batterie wird nur durch hochdynamische Vorgänge geringfügig ungewollt ge- oder entladen. In allen anderen Fällen folgt die Lade- und Entladeleistung exakt der Vorgabe der Betriebsstrategie. Aufgrund des stabilen SOC bei der Verwendung der Leistungsregelung wurde diese im Simulationsmodell implementiert und regelt die Leistungsaufteilung zwischen Batterie und Brennstoffzellen in allen Simulationen der Zwei-Wandler Topologie.

### 4.3 Spezielle Regelstrategien zur Reduzierung der Antriebsverluste

Nicht nur die Eigenschaften der Leistungsschalter und der Maschine bestimmen den Wirkungsgrad der Antriebskomponenten, auch die Regelungsstrategie kann Einfluss auf den Wirkungsgrad nehmen. Im folgenden Abschnitt wird eine Methode vorgestellt, die den Wirkungsgrad der Maschine im Ankerstellbereich erhöht. Dabei ist es wichtig, den gesamten Antrieb, Maschine und Umrichter, im Zusammenspiel zu betrachten. Im Feldschwächbereich liegt das Hauptziel der Regelung im Erreichen der maximalen Maschinenleistung.

Im Ankerstellbereich werden die Sollströme im Allgemeinen mit der *Maximum Torque per Current* (MTPC) Methode eingestellt. Sie stellt den minimalen Strombetrag für ein gegebenes Drehmoment. Darüber hinaus gibt es aber auch noch andere Strategien, um die optimalen  $i_d$ - $i_q$ -Kombinationen einzustellen, z.B. die *Maximum Efficiency* (ME) Methode. Mit der MTPC-Methode wird vorausgesetzt, dass die Verluste lediglich ohmscher Natur sind. Darum wird das Drehmoment mit einem minimalen Strombetrag eingestellt. Eisenverluste werden dabei vernachlässigt, obwohl sie sich mit der Variation der Stromkomponenten ebenfalls ändern (Abschnitt 5.3). Colby erforschte den ME-Betrieb einer PMSM, der zeigte, dass der Wirkungsgrad durch Feldschwächung erhöht werden kann [Colby 87]. Eine verlustminimale Regelung von PMSM wurde von Morimoto und Vollmer untersucht [Morimoto 94], [Vollmer 09]. Kazmierkowski verglich verschiedene Arten der Sollstromgenerierung für IPMSM und deren Einfluss auf den Wirkungsgrad [Krishnan 02].

In allen Untersuchungen (außer von Vollmer) wurden die Eisenverluste nur ungenau durch einen Verlustfaktor berücksichtigt. Es ist aber sehr schwierig, mit einem einzigen Faktor die Verluste im gesamten Betriebsbereich genau zu berechnen. In den nachfolgenden Abschnitten wird eine Messung der IPMSM direkt zum Vergleich der MTPC- und ME-Methode

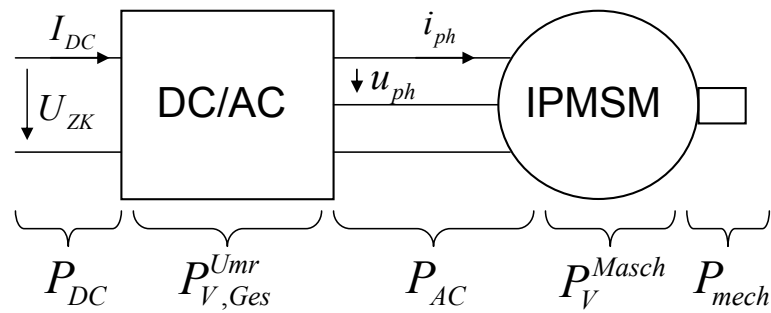


Abbildung 4.8: Leistungen und Verluste im Antrieb

verwendet. Die Unterschiede werden dargestellt sowie eine Implementierungsmöglichkeit in die Regelung aufgezeigt.

### 4.3.1 Verluste im Antrieb

Der Antrieb ist aus Umrichter und Maschine aufgebaut, die beide Verluste produzieren. Die Eingangsleistung  $P_{DC}$  wird in Drehstrom-Leistung  $P_{AC}$  transformiert, um schließlich mechanische Leistung  $P_{mech}$  zu generieren. Für den wirkungsgradoptimalen Betrieb des Antriebs muss der Gesamtwirkungsgrad maximiert werden. Andernfalls kann es sein, dass ein Wirkungsgradoptimum einer Einzelkomponente gefunden wird, aber nicht das Optimum des Gesamtantriebes. Zunächst müssen die Einzelverluste identifiziert werden und ihre Wirkungsweise bekannt sein. Die Verluste von Maschine und Leistungselektronik wurden bereits in den Abschnitten 3.4.2 und 3.5.2.1 näher betrachtet. Eine Übersicht der Antriebsverluste ist in Abb. 4.8 dargestellt.

$$\eta = \frac{P_{DC} - P_V^{Umr} - P_V^{Masch}}{P_{DC}} \quad (4.4)$$

Der Gesamtwirkungsgrad  $\eta$  des Antriebes im Motorbetrieb wird nach Gl. (4.4) mit den Einzelverlusten des Umrichters  $P_V^{Umr}$  und der Maschine  $P_V^{Masch}$  berechnet. Sowohl im Umrichter als auch in der Maschine steigen die Leitverluste mit steigendem Strom an. Aber in der Maschine ändern sich auch die Eisenverluste mit dem Phasenstrom. Der Fluss, und damit die Eisenverluste, können direkt durch die Wahl der Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  beeinflusst werden. Im Feldschwäcbereich, in dem negativer  $i_d$  Strom eingeprägt wird, sinkt die Flussdichte  $\hat{B}$  ab. Nach Gl. (3.86) wird eine reduzierte Flussdichte auch reduzierte Eisenverluste  $P_{V,Fe}$  zur Folge haben. Dadurch kann  $P_{V,Fe}$  direkt durch die richtige Wahl der Stromkomponenten reduziert werden, Abb. 4.12.

### 4.3.2 Vergleich zwischen MTPC und ME

#### Berechnung der MTPC- und ME-Kurven

Im Ankerstellbereich wird ein Betriebspunkt des Drehmomentes  $M$  durch die optimalen Ströme  $i_{d,opt}$  und  $i_{q,opt}$  definiert. Die optimalen Ströme können mit Hilfe von gemessenen



Antriebsdaten ermittelt werden. Für die MTPC geschieht das durch einen Suchalgorithmus, der entlang der Iso-Drehmoment-Kurven  $M = \text{const}$  innerhalb des  $i_d$ - $i_q$ -Bereiches den minimalen Strombetrag für ein gegebenes Drehmoment findet.

$$[i_{d,opt}, i_{q,opt}, M] = \underset{\substack{i_q \in [\min, \max] \\ i_d \in [\min, 0]}}{\text{argmin}} \left( \sqrt{i_d^2(M) + i_q^2(M)} \right) \quad (4.5)$$

Der Suchalgorithmus für die ME-Methode arbeitet ähnlich, nur mit dem Unterschied, dass das Maximum des Gesamtwirkungsgrades des Antriebs gefunden wird.

$$[i_{d,opt}, i_{q,opt}, M] = \underset{\eta \in [0, \max]}{\text{argmax}} (\eta(M)) \quad (4.6)$$

### Wirkungsgrad im Vergleich zwischen MTPC und ME

Zur Analyse der zwei Methoden wurde eine IPMSM mit einem hohen Anteil an Reluktanzmoment gewählt. Sie hat einen optimalen Winkel  $\gamma$  (Gl. (4.7)) um  $50^\circ$ . Er definiert die Aufteilung des Phasenstrom-Vektors  $\hat{i}_{ph}$  auf die  $i_d$ - $i_q$ -Komponenten.

$$\begin{aligned} i_q &= \hat{i}_{ph} \sin(\gamma) \\ i_d &= -\hat{i}_{ph} \cos(\gamma) \end{aligned} \quad (4.7)$$

In Abb. 4.9 ist das Ergebnis der Maschinenvermessung im motorischen Arbeitsbereich bei einer Drehzahl von  $2000 \text{ min}^{-1}$  dargestellt. Während der Messung wurden alle Kombinationen von  $i_d$  und  $i_q$  in einem 40 A Raster eingestellt und  $M$ , die Temperatur  $\vartheta$ ,  $P_{DC}$ ,  $P_{AC}$  sowie  $P_{mech}$  wurden gemessen. Folgende Kurven werden in der  $i_d$ - $i_q$ -Ebene dargestellt:  $\eta$  (durchgezogene Linie),  $M_{iso}$  (gestrichelte Linie),  $\hat{i}_{ph}$  (rote durchgezogene Linie), die MTPC-Kurve (\*) und die ME-Kurve (+). Es ist klar zu erkennen, dass die Stromkomponenten in der ME- und MTPC-Methode voneinander abweichen. Der ME-Vektor weist eine betragsmäßig größere  $i_d$ - und kleinere  $i_q$ -Komponente bei gleichem Drehmoment auf. Dies bedeutet, dass die Feldschwächung mit dem ME-Vektor größer ist. Der Grund für diesen Verlauf wird durch die Betrachtung der Wirkungsgradkurven sichtbar. Der ME-Vektor führt direkt durch das Zentrum der Kurven konstanten Wirkungsgrades, während der MTPC-Vektor leicht über dem Zentrum der Kurve liegt. Beide Suchalgorithmen treffen ihre jeweilige Suchbedingung, minimaler Strom Gl. (4.5) bzw. maximaler Wirkungsgrad Gl. (4.6). Der Antriebswirkungsgrad erreicht maximale Werte über 90 % beim Betrieb mit MTPC und ME (Abb. 4.10). Augenscheinlich ist der Wirkungsgrad mit der ME-Methode besser als mit der MTPC-Methode.

Der Halbkreis des konstanten Strombetrages und die Iso-Drehmoment-Linie berühren sich tangential. Deswegen kann sich  $\gamma$  einige Grad ändern, ohne dass sich der Strombetrag signifikant ändert, Gl. (4.7). Erstaunlich ist der Vergleich der Phasenstrombeträge zwischen MTPC und ME in Abb. 4.11. Der Betragsunterschied ist sehr klein, obwohl sich die  $i_d$ - $i_q$ -Komponenten deutlich unterscheiden. Weil der Betragsunterschied bei gleichem Drehmoment sehr klein ist, sind die Leitverluste im Umrichter und der Maschine nahezu gleich. Deswegen kann der Wirkungsgradunterschied nur von den veränderten Eisenverlusten in

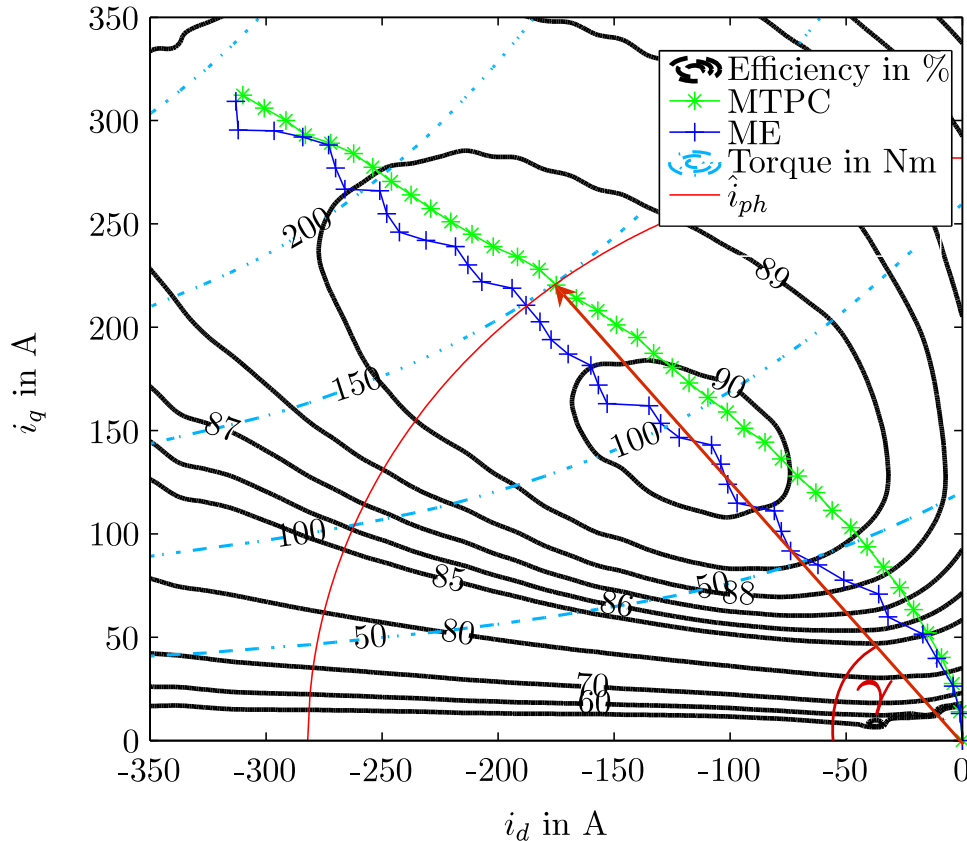


Abbildung 4.9: MTPC und ME in einem Iso-Drehmoment- und Iso-Wirkungsgrad-Diagramm des Antriebs bei  $2000 \text{ min}^{-1}$

der Maschine herrühren. Um den Einfluss der Eisenverluste näher darzustellen, muss die Steinmetzgleichung genauer betrachtet werden, die bereits in Abschnitt 3.5.2.2 vorgestellt wurde.

$$p_{v,Fe,SE} = \kappa \cdot f_{el}^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \quad (4.8)$$

Die erste, wichtige Größe ist  $\hat{B}$ , weil es durch die Feldschwächung reduziert werden kann, Abb. 5.9. Wenn ein negativer  $i_d$  Strom in der Maschine eingepreßt wird, reduzieren sich  $\hat{B}$  und damit  $p_{v,Fe}$ . Dieser Zusammenhang ist in Abb. 4.12, in der die Eisenverluste mit dem Maschinenberechnungstool SPEED berechnet wurden, zu sehen. Die Verluste steigen mit  $i_q$ , können aber durch negativen  $i_d$ -Strom verringert werden, wenn  $i_q$  konstant bleibt. Wenn  $\gamma$  variiert, während der Strombetrag konstant bleibt, werden die Eisenverluste  $p_{v,Fe}$  direkt beeinflusst.

### Drehzahlabhängigkeit der ME-Kurve

Bei einer weiteren Betrachtung von Gl. (4.8) kann man sehen, dass die Eisenverluste zusätzlich von  $f_{el}^\alpha$  abhängig sind. In der Maschine wird Material aus  $FeSi$  mit  $\alpha \approx 1,7$  im Stator und Rotor verwendet, wodurch sich die Eisenverluste überdurchschnittlich mit der elektrischen Drehzahl erhöhen. Mit erhöhter Feldschwächung können die Verluste demzufolge bei

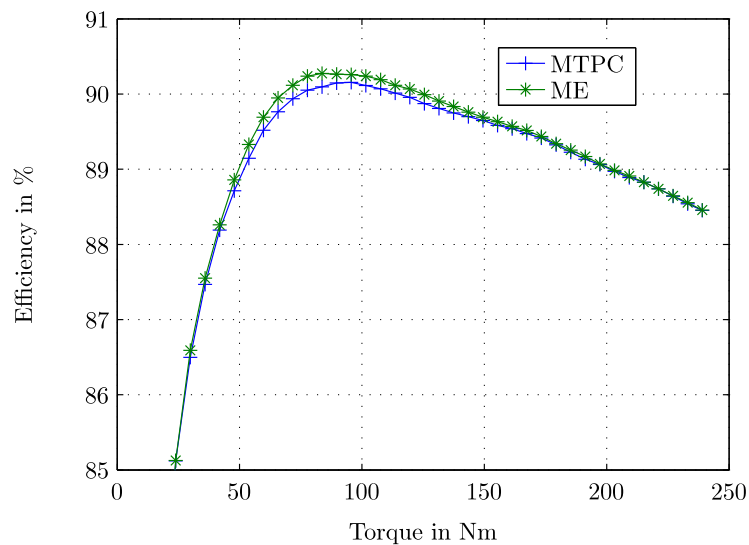
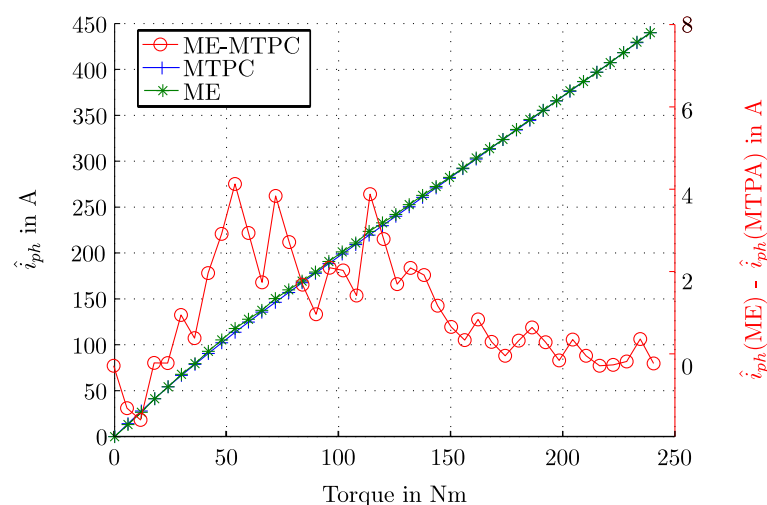


Abbildung 4.10: Wirkungsgrad über Drehmoment für MTPC und ME bei  $2000 \text{ min}^{-1}$

höheren Drehzahlen prozentual stärker gesenkt werden, als bei niedrigen Drehzahlen. Die Kurven konstanter Wirkungsgrade verschieben sich mit der Drehzahl. Also muss auch die ME-Kurve drehzahlabhängig implementiert werden.

In Abb. 4.13 sind die Unterschiede der Wirkungsgrade zwischen ME- und MTPC-Betrieb bei verschiedenen Drehzahlen dargestellt. Eine positive Differenz bedeutet, dass im ME-Betrieb ein höherer Wirkungsgrad erreicht wird. Der Wirkungsgradgewinn bei  $2000 \text{ min}^{-1}$  erreicht maximal  $0,18 \%$ , bei der Eckdrehzahl  $3600 \text{ min}^{-1}$  steigt er auf bis zu  $0,3 \%$  und bei  $500 \text{ min}^{-1}$  tendiert der Unterschied zu Null. Die Kurve für  $2000 \text{ min}^{-1}$  wurde am Prüfstand gemessen und mit SPEED berechnet. Die von SPEED berechneten Werte wurden durch die gemessenen Werte kalibriert. Danach wurden die Kurven für  $500 \text{ min}^{-1}$  und  $3600 \text{ min}^{-1}$  allein durch SPEED berechnet. Die Schwankungen in den Kurven haben ihren Ursprung in numerischen Berechnungsfehlern.

Weil die Leitverluste gleich bleiben, während sich die Eisenverluste verringern, verbessert sich der Wirkungsgrad nicht nur für die Maschine, sondern auch für den gesamten Antrieb. Die Wirkungsgraddifferenz zwischen dem Betrieb mit ME- oder MTPC-Methode ist hochgradig abhängig von der Maschinenauslegung. Die Verteilung der Verluste zwischen Eisenverlusten und Leitverlusten muss so sein, dass durch eine Änderung von  $\gamma$  eine große Änderung der Eisenverluste erreicht wird. Wenn  $\gamma$  sich stärker ändert, ist es nicht länger möglich das Feld zu schwächen und gleichzeitig einen nahezu konstanten Strombetrag beizubehalten. Der Strombetrag wird ansteigen und die dadurch entstehenden zusätzlichen Leitverluste werden den Gewinn durch die ersparten Eisenverluste zunichte machen. Die Wirkungsgradverbesserungen wurden bisher nur im Ankerstellbereich untersucht. Es ist aber naheliegend, dass auch im Feldschwächbereich durch eine höhere Feldschwächung weitere Wirkungsgradverbesserungen erreicht werden können.

Abbildung 4.11:  $\hat{I}$  über Drehmoment für MTPC und ME

### 4.3.3 Regelungsstruktur

Die Regelung der elektrischen Maschine, Abb. 3.26, basiert auf einer FOC, die von Meyer vorgestellt wurde [Meyer 06]. Wie im ersten Teil dieses Abschnittes beschrieben, kann der LUT  $\tilde{f}_2$  entweder mit den Ergebnissen des MTPC-Suchalgorithmus oder mit den Ergebnissen des ME-Suchalgorithmus befüllt werden.

$$\Psi(i_{d,opt}, i_{q,opt}) = \tilde{f}_2(M(i_{d,opt}, i_{q,opt})) \quad (4.9)$$

Wenn die MTPC-Methode zum Betrieb der Maschine eingesetzt wird, dann wird  $\tilde{f}_2$  nach den Gleichungen (4.5) und (4.9) sowie die Regelstruktur aus Abb. 3.27 implementiert. Um den optimalen Wirkungsgrad zu erreichen, ist es aber sinnvoller, die ME-Methode nach Gl. (4.6) und Gl. (4.10), wie in Abb. 4.14 dargestellt, zu implementieren. Der optimale Fluss ist in ihr drehzahlabhängig, Gl. (4.10).

$$\Psi(i_{d,opt}, i_{q,opt}) = \tilde{f}_2(M(i_{d,opt}, i_{q,opt}), f_{el}) \quad (4.10)$$

Wird das Ergebnis des ME-Algorithmus verwendet, muss ein zusätzlicher Eingang für  $\omega_{el}$  an das Kennfeld angelegt werden, um die Drehzahlabhängigkeit der Kennlinie abzudecken. Diese Softwareänderung ist die einzig nötige Maßnahme, um den höheren Antriebswirkungsgrad zu erhalten.

### 4.3.4 Zusammenfassung zur Optimierung der Maschinenregelung

Die IPMSM wird von einer FOC gesteuert. Die Sollströme der Stromregelung werden, abhängig von der Drehzahl, der Zwischenkreisspannung und dem geforderten Drehmoment, vorgegeben. Im Ankerstellbereich wird durch Kennfelder gesteuert, welche  $i_d^*-i_q^*$ -Ströme an die Stromregelung übergeben werden. Diese Kennfelder können entweder über die MTPC-

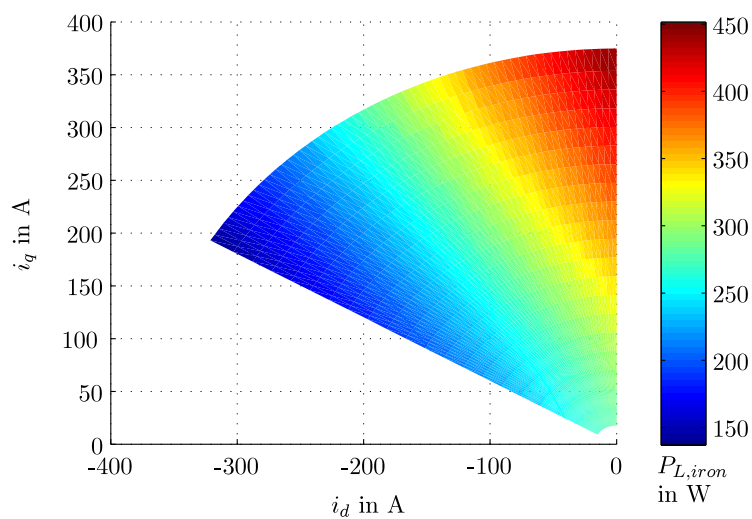
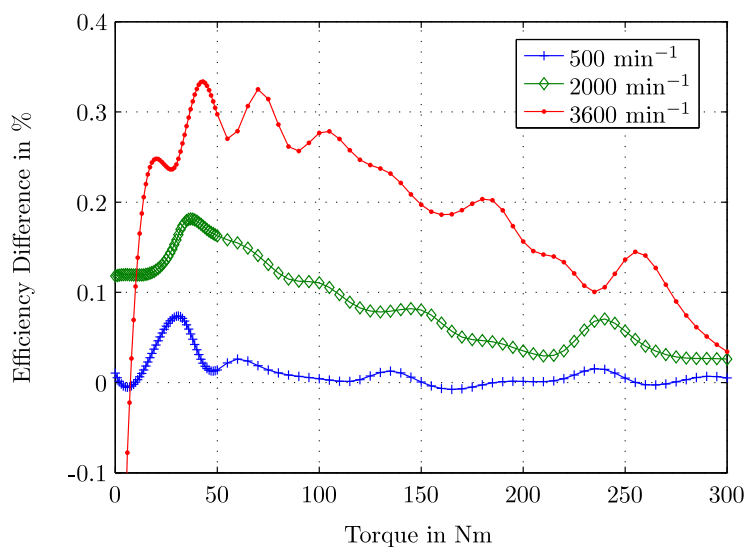
Abbildung 4.12: Eisenverluste in Abhängigkeit von  $i_d$  und  $i_q$  bei  $2000 \text{ min}^{-1}$ 

Abbildung 4.13: Wirkungsgraddifferenz zwischen ME und MTPC bei unterschiedlichen Drehzahlen

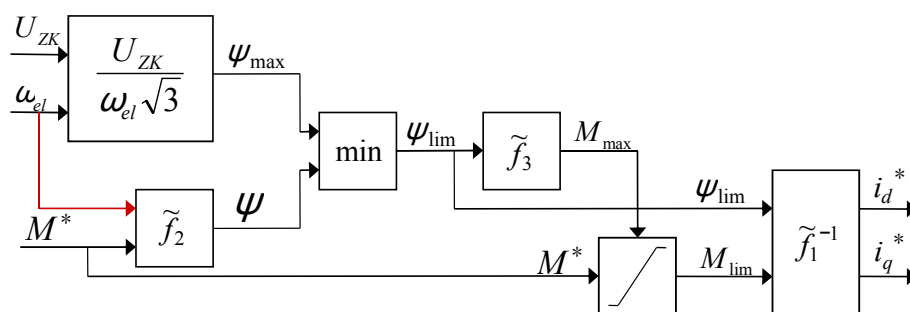


Abbildung 4.14: Berechnung der Sollströme im ME-Betrieb

oder die ME-Methode erzeugt werden. Bei der analysierten Maschine konnten die Eisenverluste durch Erhöhung der Feldschwächung, ohne eine nennenswerte Erhöhung des Phasenstrombetrages, verringert werden. Im Betrieb mit der ME-Methode erreichte der Antrieb einen höheren Wirkungsgrad als mit der MTPC-Methode. Weil die Eisenverluste drehzahlabhängig sind, muss auch das ME-Kennfeld drehzahlabhängig angepasst werden Gl. (4.10). Der Wirkungsgrad des Antriebes konnte um bis zu 0,3 % bei einem absoluten Wirkungsgrad von 90 % erhöht werden. Diese Verbesserung wurde durch eine geringe Änderung einer bekannten Regelstruktur und einen neuen Datensatz für eine Kennlinie erreicht.

## 5 Wirkungsgradoptimale Vorgabe der Zwischenkreisspannung

Im Kapitel 3 wurde die Verlustberechnung der einzelnen Komponenten des Antriebsstrangs vorgestellt. In diesem Kapitel werden diese Berechnungen zunächst für jede einzelne Komponente ausgewertet. Als Ergebnis wird die Abhängigkeit der Verluste von der Zwischenkreisspannung und das Verbesserungspotential im Wirkungsgrad angegeben, das durch die Veränderung der Zwischenkreisspannung entsteht. Von Heinrich wurden die Auswirkungen einer veränderlichen Zwischenkreisspannung auf die Verluste der Komponenten in einem Antriebsstrang mit Hochsetzsteller analysiert [Heinrich 10]. Diese Berechnungen bestätigen die Ergebnisse, die im Folgenden beschrieben werden.

Das Ziel einer Fahrzeugoptimierung ist es, den Wirkungsgrad des gesamten Antriebsstrangs zu maximieren. Dazu ist es notwendig, die einzelnen Wirkungsgrade bzw. Verlustleistungen der Einzelkomponenten zu einem gesamten Verlustleistungskennfeld des Antriebsstrangs zusammenzufassen. Mit den Verlustleistungen, in Abhängigkeit von Drehmoment, Drehzahl und Zwischenkreisspannung, ist es dann möglich, die optimale Zwischenkreisspannung für jede Drehzahl-Drehmoment-Kombination zu berechnen. In den Abschnitten 5.4 bis 5.6 wird die optimale Zwischenkreisspannung berechnet. Die Ergebnisse der Berechnung werden mit gemessenen Daten am Prüfstand verglichen und die Auswirkungen der optimalen Zwischenkreisspannungsvorgabe im Verbrauch des Fahrzeuges ermittelt.

### 5.1 Abhängigkeit der DC/DC-Wandlerverluste von der Zwischenkreisspannung

Im Abschnitt 3.3.2 wurden die Gleichungen zur Verlustleistungsberechnung der DC/DC-Wandler hergeleitet. Nach diesen Gleichungen ist der Wirkungsgrad der Wandler abhängig von der Zwischenkreisspannung. Im Folgenden wird der Einfluss der Zwischenkreisspannung näher untersucht.

Der Wirkungsgrad wurde für verschiedene Zwischenkreisspannungen und eine konstante Eingangsspannung über der Ausgangsleistung aufgetragen (Abb. 5.1). Mit den beiden Wandlern wird ein sehr hoher Wirkungsgrad zwischen 96 % bis 98,5 % erreicht. Spätestens ab 5 kW Leistung erreichen die Wandler 97 % Wirkungsgrad. Der Batteriewandler (Abb. 5.1(b)) weist, aufgrund der doppelt so hohen Schaltfrequenz, einen um 0,7 % geringeren Wirkungsgrad auf als der Brennstoffzellenwandler. Durch die quadratisch mit dem Strom ansteigenden ohmschen Verluste in den Drosseln und Schaltern fällt der Wirkungsgrad mit steigender Leistung leicht ab. Bei konstanter Eingangsspannung beträgt die Wirkungsgraddifferenz, in

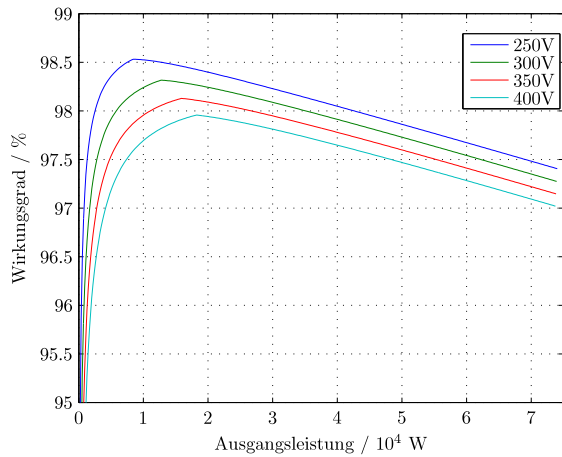
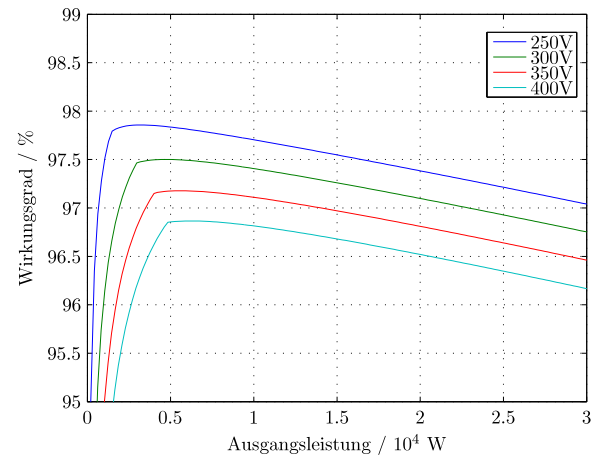
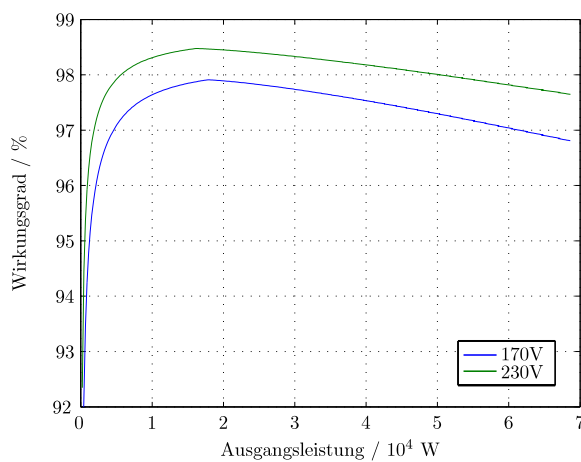
(a) Brennstoffzellenwandler ( $U_{BZ} = 190 \text{ V}$ )(b) Batteriewandler ( $U_{Bat} = 217 \text{ V}$ )

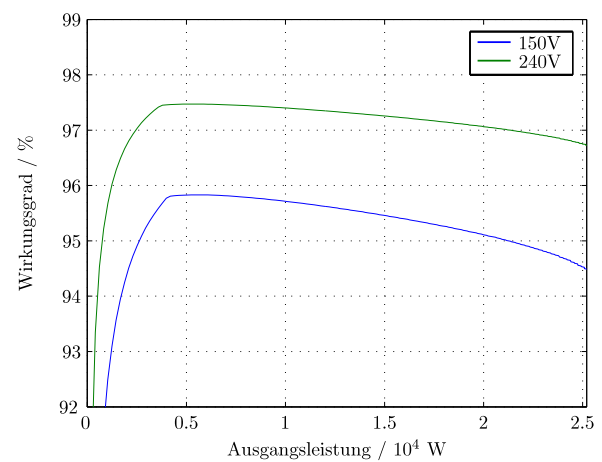
Abbildung 5.1: Wirkungsgrad der Wandler bei konstanter Eingangsspannung und verschiedenen Zwischenkreisspannungen

Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung, beim Brennstoffzellenwandler im größten Teil des Leistungsbereiches 0,5 % und kann bei Ausgangsleistungen kleiner 10 kW auch auf 1 % ansteigen. Die Wirkungsgraddifferenz des Batteriewandlers ist größer und variiert zwischen 0,8 % und maximal 2 % (bei kleinen Ausgangsleistungen).

Weil sich neben der Zwischenkreisspannung auch die Batterie- und Brennstoffzellenspannung ändern, ist deren Einfluss auf den Wirkungsgrad in Abb. 5.2 dargestellt. Hier zeigt sich, wie schon in Abb. 5.1, dass der Wirkungsgrad des Brennstoffzellenwandlers höher als der des Batteriewandlers ist. Durch die Variation der Quellenspannungen entstehen, bei konstanter Zwischenkreisspannung, Wirkungsgraddifferenzen zwischen 0,5 % bis 1,5 %. Im



(a) Brennstoffzellenwandler



(b) Batteriewandler

Abbildung 5.2: Wirkungsgrad der Wandler bei konstanter Zwischenkreisspannung



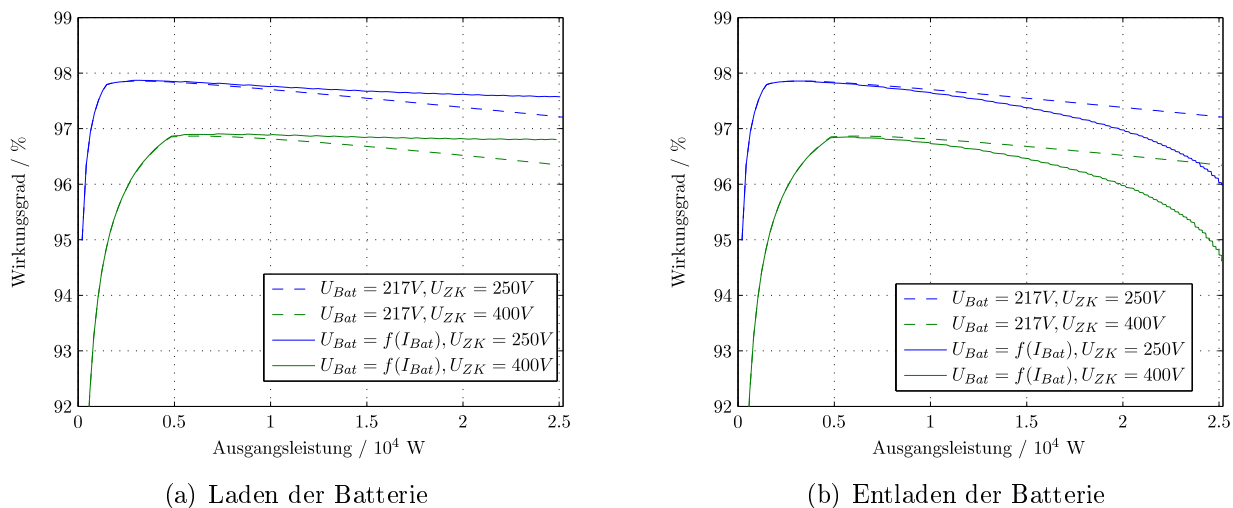


Abbildung 5.3: Wirkungsgrad des Batteriewandlers bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen und lastabhängigen Eingangsspannungen

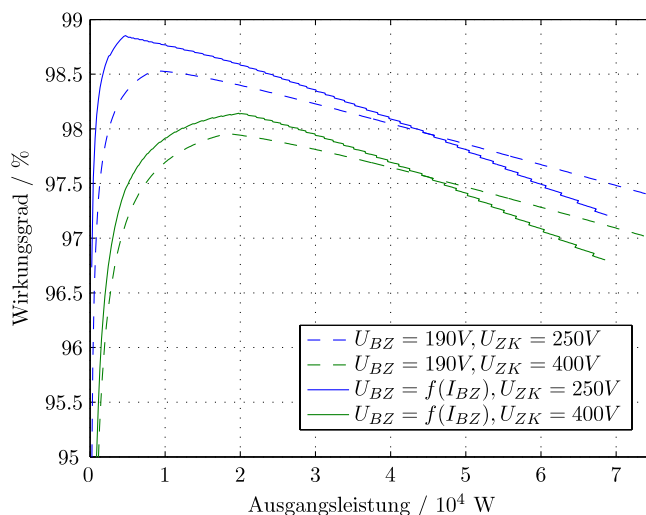


Abbildung 5.4: Wirkungsgrad des Brennstoffzellenwandlers bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen und lastabhängigen Eingangsspannungen

Fahrzeug ist die Quellenspannung lastabhängig: mit höherer Stromabgabe der Quellen sinkt die Quellenspannung. Im Falle des Ladens der Batterie steigt die Quellenspannung mit höherer Stromaufnahme (Kapitel 3.2 und 3.1). Die U-I-Kennlinien der Quellen werden in die Berechnung des Wirkungsgrades in Abb. 5.3 und Abb. 5.4 mit einbezogen. Der Wirkungsgrad des Brennstoffzellenwandlers (Abb. 5.4) steigt durch die hohe Brennstoffzellenspannung bei kleinen Leistungen deutlich an. Im Vergleich zu der konstanten Brennstoffzellenspannung von 190 V, die bei einer Leistung von 45 kW anliegt, steigt der Wirkungsgrad mit variabler Brennstoffzellenspannung bei einer Ausgangsleistung von 5 kW, um noch einmal 0,8 % an. Er verringert sich aber auch bei höheren Leistungen zusätzlich um bis zu 0,3 %. Beim Batteriewandler ist der Einbruch des Wirkungsgrades bei hohen Leistungen noch stärker als beim Brennstoffzellenwandler. Die Ursache dafür ist zum einen der Spannungseinbruch am Innenwiderstand der Batterie und zum anderen der ohnehin schlechtere Wirkungsgrad des Batteriewandlers. Während des Ladens der Batterie, wodurch die Batteriespannung erhöht wird, bleibt der Wirkungsgrad mit steigender Leistung annähernd konstant. (Abb. 5.3(a)).

Abschließend ist zu den Wirkungsgradbetrachtungen des DC/DC-Wandlers zu sagen, dass der Wirkungsgrad des Brennstoffzellenwandlers durch eine lastabhängige Veränderung der Zwischenkreisspannung zwischen 250 V und 400 V um 0,5 % bis 1,5 % (bei kleinen Leistungen) verbessert werden kann. Der Wirkungsgrad des Batteriewandlers lässt sich dadurch um 1 % bis 2 % (bei kleinen Leistungen) verbessern. Insbesondere beim Batteriewandler, im Zusammenspiel mit der Batterie, wirken sich hohe Entladeleistungen negativ auf den Wirkungsgrad aus.

Insgesamt ist der Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler aufgrund des gewählten, hoch integrierten und wirkungsgradoptimalen Aufbaues sehr hoch. Durch Maßnahmen, wie die Verwendung von verlustärmeren IGBTs und eines verbesserten Drosselmaterials lässt sich der Wirkungsgrad, insbesondere im Bereich höherer Leistungen, noch steigern.

Bezüglich der Unterschiede zwischen den betrachteten Topologien wird durch den Brennstoffzellenwandler der Gesamtwirkungsgrad des elektrischen Antriebsstranges um minimal 1,2 % bis maximal 3,2 %, je nach Ausgangsleistung und Zwischenkreisspannung, reduziert. In einer Zwei-Wandler Topologie muss dieser Wirkungsgradverlust im Brennstoffzellenwandler also durch einen verbesserten Wirkungsgrad anderer Antriebsstrangkomponenten kompensiert werden, um den gleichen Energieverbrauch wie mit der Ein-Wandler Topologie zu erreichen.

## 5.2 Spannungsabhängigkeit der Umrichterverluste

Die Gleichungen zur Verlustleistungsberechnung des Umrichters wurden in Abschnitt 3.4.2 vorgestellt. Die weitere Untersuchung der spannungsabhängigen Verluste wird mit dem Umrichter der Zwei-Wandler Topologie durchgeführt. Die offensichtliche Abhängigkeit der Umrichterverluste geht aus Gl. (3.67) und Gl. (3.68) hervor. Durch die lineare Änderung der Schaltverluste mit der Spannung würden sich die Schaltverluste bei einer Erhöhung der Zwischenkreisspannung von 250 V auf 400 V um 60 % erhöhen, wenn alle anderen Parameter gleich blieben. Die Auswirkungen eines solchen Falles sind in Abb. 5.5 dargestellt. Durch

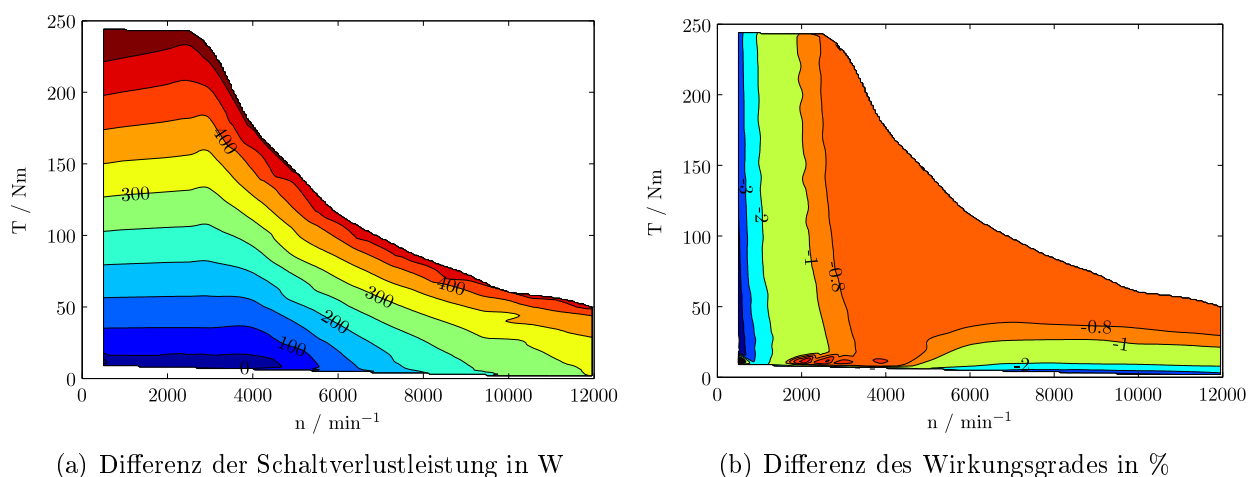


Abbildung 5.5: Differenz der Schaltverlustleistung und des Wirkungsgrades bei einer Zwischenkreisspannungsänderung von 250 V auf 380 V ohne Anpassung der Maschinenströme an die Feldschwächung

den Anstieg der Spannung (Abb. 5.5(a)) kann die Differenz der Verlustleistungen in diesem Fall auf über 500 W bei einem Absolutwert der Verlustleistungen von etwa 3000 W ansteigen. Bezogen auf die Ausgangsleistung des Umrichters bewirkt der Anstieg der Zwischenkreisspannung eine Verringerung des Wirkungsgrades von mindestens 0,8 % (Abb. 5.5(b)). Aus den Verlustgleichungen geht hervor, dass eine Anhebung der Zwischenkreisspannung den Wirkungsgrad immer verschlechtert, wenn alle anderen Parameter konstant bleiben.

Im realen Betrieb der Maschine werden sich mit der Zwischenkreisspannung auch der Modulationsindex, der Leistungsfaktor und die Amplitude des Phasenstromes ändern, denn die höhere, zur Verfügung stehende Zwischenkreisspannung wird in der Maschinenregelung für die Reduzierung der Feldschwächung genutzt. Dies hat insbesondere bei Drehzahlen über  $3000 \text{ min}^{-1}$  eine Verringerung der Amplitude der Phasenströme zur Folge. Die spannungsabhängigen Verluste müssen also unter Einbeziehung der Maschinenregelung betrachtet werden (Abb. 5.6). Im Vergleich zu Abb. 5.5 sind die Verlustleistungsunterschiede unterhalb von  $3000 \text{ min}^{-1}$  nahezu identisch, weil die Ströme identisch durch die MTPC vorgegeben werden. Oberhalb dieser Drehzahl gibt es aber große Unterschiede. Während in Abb. 5.5(b) mit steigender Spannung stets eine Verschlechterung des Wirkungsgrades zu beobachten ist, steigt der Wirkungsgrad unter Berücksichtigung der Regelungseinflüsse in Abb. 5.6(b). Im Feldschwächbereich überwiegt bei steigender Zwischenkreisspannung die Verringerung der Durchlassverluste gegenüber dem Anstieg der Schaltverluste.

Daraus kann die Schlussfolgerung gezogen werden, dass die Verlustbetrachtung des Umrichters immer im Zusammenspiel mit dem entsprechenden Motor geschehen muss. Die Verluste sind abhängig von der Auslegung und der Ansteuerung der Maschine. Durch die Änderung der Zwischenkreisspannung von 250 V auf 400 V lässt sich der Wirkungsgrad des Umrichters mindestens im Bereich von  $\pm 0,8 \%$ , bei einem Umrichterwirkungsgrad von über 95 %, beeinflussen. Der gemessene Umrichterwirkungsgrad ist in Abb. 5.7 dargestellt.

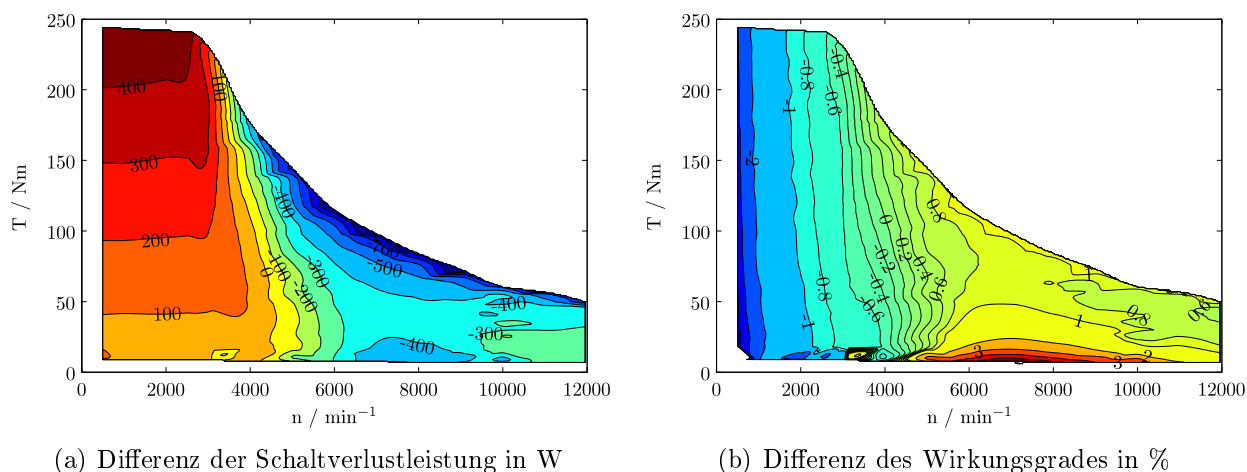


Abbildung 5.6: Differenz der Schaltverlustleistung und des Wirkungsgrades bei einer Änderung der Zwischenkreisspannung von 250 V auf 380 V mit optimaler Feldschwächung in der Maschine

### Wirkungsgradunterschiede zwischen den Topologien

Die Umrichterverluste können für eine einzelne Topologie als dreidimensionales Kennfeld in Abhängigkeit von Drehzahl, Drehmoment und Zwischenkreisspannung dargestellt werden. Bei der Ein-Wandler Topologie ändert sich die Zwischenkreisspannung je nach Arbeitspunkt der Brennstoffzelle. In der Zwei-Wandler Topologie wird sie konstant gehalten oder von der Betriebsstrategie des Fahrzeuges lastpunktabhängig verändert. Aus den Betrachtungen in Abschnitt 2.3 ging bereits hervor, dass die Maschine der Ein-Wandler Topologie zum Erreichen des gleichen Drehmomentes im Ankerstellbereich einen höheren Phasenstrom benötigt als die Maschine der Zwei-Wandler Topologie. Der Einfluss des höheren Phasenstromes zeigt sich in Abb. 5.8, in der die Differenz der Umrichterverlustleistungen dargestellt ist. Bis etwa  $3000 \text{ min}^{-1}$  beträgt die Differenz einige Hundert Watt, was bedeutet, dass im Ein-Wandler Umrichter höhere Verluste entstehen. Unter Berücksichtigung der Arbeitskennlinie der Brennstoffzelle wird die Verlustdifferenz in Abb. 5.8 unterhalb  $3000 \text{ min}^{-1}$  noch höher ausfallen. Mit höheren Drehzahlen nähern sich die Verluste deutlich an, weil die Zwei-Wandler Maschine aufgrund ihrer höheren Leerlaufspannung deutlich stärker in der Feldschwächung betrieben werden muss. Allerdings gibt es im Zwei-Wandler Konzept noch die Einflussmöglichkeit, die Zwischenkreisspannung bei hohen Drehzahlen anzuheben und dadurch die Feldschwächung zu verringern. Eine solche Anpassung hat zur Folge, dass der Zwei-Wandler Umrichter immer einen besseren Wirkungsgrad als der Ein-Wandler Umrichter aufweist.

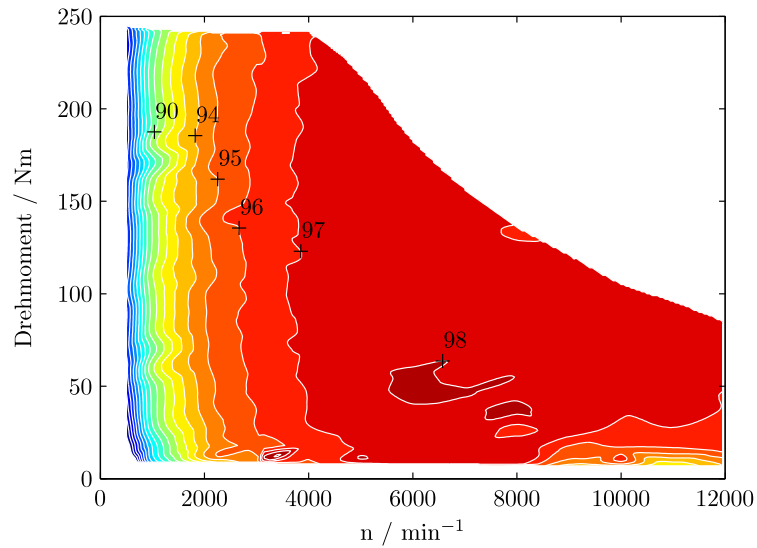


Abbildung 5.7: Wirkungsgrad des Umrichters bei 380 V Zwischenkreisspannung in %

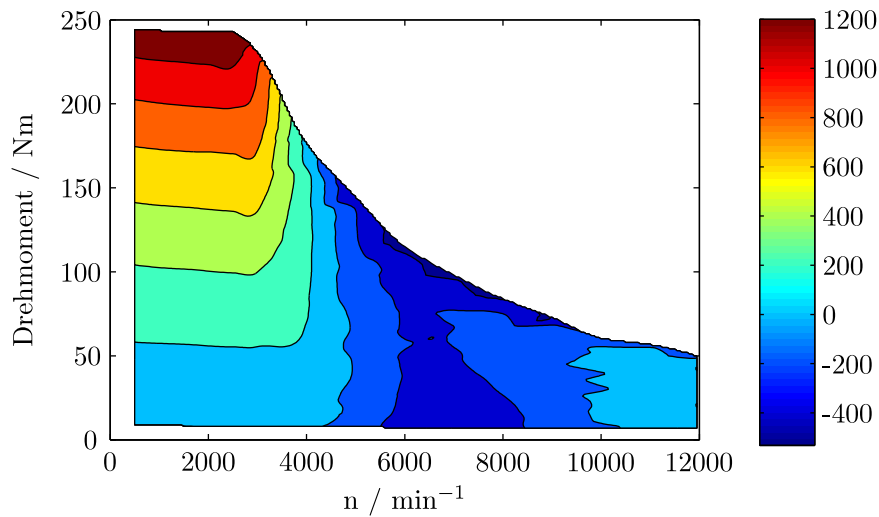


Abbildung 5.8: Differenz der Verlustleistung des Ein-Wandler Umrichters und des Zwei-Wandler Umrichters bei  $U_{ZK} = 250$  V in W

## 5.3 Einfluss der Zwischenkreisspannung auf die Maschinenverluste

Nachdem im Abschnitt 3.5.2.2 die Berechnungsgrundlagen der Eisenverluste erörtert wurden und im Abschnitt 3.5.2.3 der Aufbau des Berechnungsmodells kurz erklärt wurde, folgt in diesem Abschnitt die Anwendung und Auswertung der Berechnungsmethoden. Die Berechnungen werden mit der Maschine der Ein-Wandler Topologie durchgeführt.

Ein Einflussfaktor auf die Eisenverluste ist das PWM-Verfahren. Infolge der Schaltvorgänge tritt mit höherer Zwischenkreisspannung auch ein höherer Stromrippel in den Maschinenphasen auf. Nach Gleichung (3.91) wird durch die im Eisen entstehende höhere Flussdichteänderung die Verlustleistung erhöht. Dieser Effekt ist neben der Höhe der Zwischenkreisspannung noch abhängig von der Schaltfrequenz, der Induktivität der Maschine und der Drehzahl [Mohan 95]. Aufgrund der vielen Einflussgrößen auf den Stromrippel kann der Verlustanteil nur durch ein hoch detailliertes Maschinenmodell, das den schaltenden Umrichter sowie die daraus entstehenden Ströme und Flussdichten in der Maschine abbildet, berechnet werden. Mit dem Modell, das in Abschnitt 3.5.2.3 entwickelt wurde, ist diese Berechnung nicht möglich. Durch die hohe Frequenz der PWM und die große Hauptinduktivität der Maschine sind die aus dem Stromrippel resultierenden Verluste, im Vergleich zu den anderen Verlustarten, gering. Sie werden in den weiteren Berechnungen vernachlässigt.

Eine weitere Abhängigkeit von der Spannung entsteht durch die Höhe der Feldschwächung. Es stellt sich die Frage, wie stark und in welchen Arbeitspunkten sie die Verlustleistung in der Maschine beeinflusst. Zur Untersuchung der Feldschwächung wurde die Maschine in verschiedenen Arbeitspunkten des Drehzahl-Drehmoment-Kennfeldes simuliert und nur die Zwischenkreisspannung variiert. Im Ankerstellbereich wurden  $i_d$  und  $i_q$  durch das *Maximum Torque per Current* (MTPC) Verfahren vorgegeben. Im Feldschwächbereich wurde der Aussteuergrad maximiert. Das heißt, dass  $i_d$  und  $i_q$  in Abhängigkeit der Spannung angepasst wurden, um die maximal verfügbare Spannung auszunutzen. Die Verlustleistungen im Eisen **Fe** wurden dann anhand der Flussdichten im Statorjoch und Statorzahn mit der iGSE berechnet, die Verlustleistungen im Kupfer **Cu** mit Gl. (3.79). In Tabelle 5.1 sind die verschiedenen Verlustleistungen im Ankerstellbereich gegenübergestellt. Es wurden Arbeitspunkte mit verschiedenen Drehmoment- und Drehzahlkombinationen für die Zwischenkreisspannungen 400 V und 250 V gegenübergestellt. Zur Berechnung der Kupferverluste wurde ein Widerstand von  $R_{ph} = 7 \text{ m}\Omega$  verwendet. Bei der Drehzahl  $2000 \text{ min}^{-1}$  ist die Maschine bei beiden Spannungen und Drehmomenten im Ankerstellbereich. Weil die d- und q-Ströme im Ankerstellbereich unabhängig von der Spannung sind, unterscheiden sich die Kupferverluste des gleichen Arbeitspunktes nicht. Es gibt ebenfalls keinen Einfluss der Spannung auf die Eisenverluste, weil der Stromrippel nicht im Modell berücksichtigt wird. In der realen Maschine sind die Verluste in den Arbeitspunkten bei 400 V leicht höher als bei 250 V. Bei der Drehzahl  $5000 \text{ min}^{-1}$  befindet sich die Maschine nur noch bei 400 V Spannung im Ankerstellbereich. Bei  $8000 \text{ min}^{-1}$  wird sie immer im Feldschwächbereich betrieben. Die Differenz der Verlustleistungen von 400 V und 250 V ist immer negativ. Die Verluste steigen also immer mit sinkender Zwischenkreisspannung. Die Ursache hierfür liegt in den hohen Kupferverlusten. Sie werden durch den für die Feldschwächung benötigten, höheren Phasenstrom hervor-

$M$	50 Nm				100 Nm			
$U_{ZK}$	250 V		400 V		250 V		400 V	
Material	Cu	Fe	Cu	Fe	Cu	Fe	Cu	Fe
$n$ 2000 min <sup>-1</sup>	103	189	103	189	354	201	354	201
	292		292		555		555	
	$\Delta P_V = 0 \text{ W}$				$\Delta P_V = 0 \text{ W}$			
5000 min <sup>-1</sup>	189	851	103	900	633	876	354	946
	1040		1003		1509		1300	
	$\Delta P_V = -36 \text{ W}$				$\Delta P_V = -209 \text{ W}$			
8000 min <sup>-1</sup>	699	1856	189	1898	1597	1978	633	1952
	2555		2087		3575		2585	
	$\Delta P_V = -468 \text{ W}$				$\Delta P_V = -990 \text{ W}$			

Tabelle 5.1: Verlustleistungen der Maschine in W und Verlustleistungsunterschiede abhängig von der Zwischenkreisspannung

gerufen. Währenddessen steigen die Eisenverluste mit der Zwischenkreisspannung an. Dies lässt sich ebenso durch die Effekte der Feldschwächung erklären. Durch den Feldschwächstrom wird die maximale Flussdichte der Grundwelle in der Maschine abgesenkt, um  $\Phi_h$  und damit  $U_{ind,h}$  in Gl. (3.75) zu verringern (Abb. 5.9). Die Folge der abgesenkten Maximalflussdichte ist prinzipiell eine Verringerung der Eisenverluste, Gl. (3.89). In Abb. 5.9

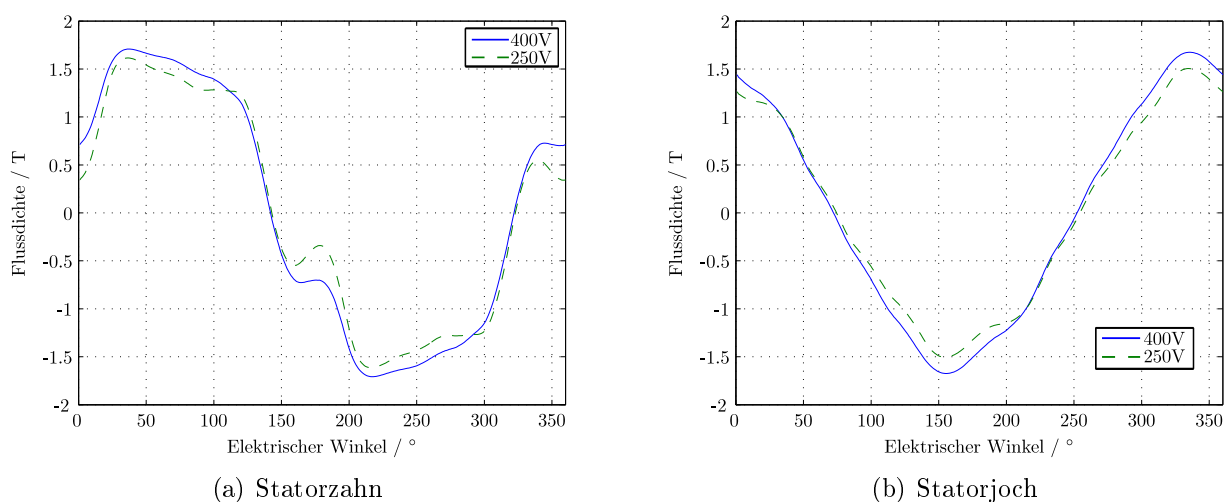


Abbildung 5.9: Flussdichte im Arbeitspunkt 6000 min<sup>-1</sup> und 50 Nm in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung

sind die Flussdichten im Statorzahn und Statorjoch für den Betrieb mit unterschiedlichen Spannungen gegenübergestellt. Während die maximale Flussdichte des Zahnes bei 250 V Zwischenkreisspannung 1,6 T beträgt, steigt sie bei 400 V um 0,1 T auf 1,7 T an. Im Statorjoch beträgt der spannungsabhängige Unterschied 0,2 T. Es ist auch erkennbar, dass der

Flussdichteverlauf in Abb. 5.9(a) und Abb. 5.9(b) keinesfalls ideal sinusförmig ist. Beide Flussdichten sind oberwellenbehaftet. Mit stärkerer Feldschwächung und höherer Drehzahl wird der Anteil der, durch die Oberwellen verursachten, Eisenverluste größer. Dies hat zur Folge, dass die Eisenverluste bei niedrigeren Zwischenkreisspannungen auch größer werden können, obwohl die maximale Flussdichte sinkt. Das kann in Tab. 5.1 ( $8000 \text{ min}^{-1}$ ,  $100 \text{ Nm}$ ) und Abb. 5.10 ( $10000 \text{ min}^{-1}$ ) beobachtet werden. Die deutliche überproportionale Änderung der Kupferverluste führt aber immer dazu, dass  $\Delta P_V$  negativ ist. Somit ist es im Feldschwächbereich günstiger, den Motor mit höherer Spannung zu betreiben. In Abb. 5.10 ist der Anstieg der Verlustleistungen im Eisen über der Drehzahl dargestellt. Wie aus der Steinmetzgleichung (Gl. (3.86)) ersichtlich ist, steigen die Verluste um den Faktor  $f^\alpha$ . Die Berechnung der Verluste wurde mit SPEED und der iGSE durchgeführt.

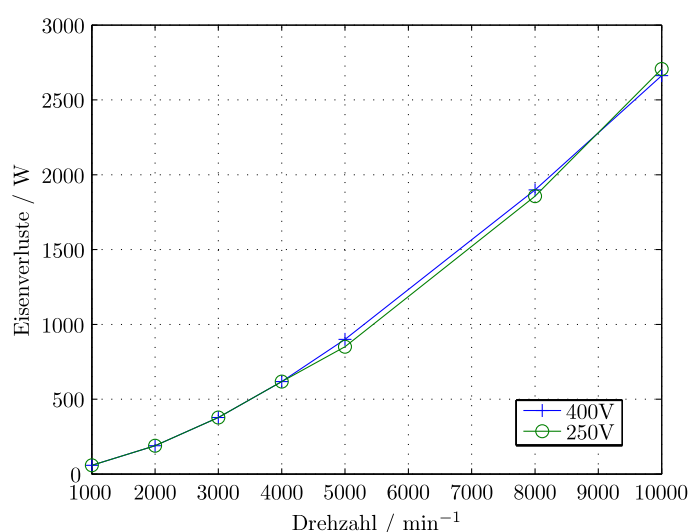


Abbildung 5.10: Eisenverluste bei 50 Nm in Abhängigkeit von Spannung und Drehzahl

In Abb. 5.11 sind die gemessenen Wirkungsgradkennfelder der Zwei-Wandler Maschine bei zwei Spannungen abgebildet. Im Bereich unter  $2000 \text{ min}^{-1}$  fällt der Wirkungsgrad schnell ab. Mit beiden Spannungen erreicht die Maschine maximale Wirkungsgrade von über 96 %. Bei hohen Drehzahlen ist ein deutlich höherer Wirkungsgrad beim Betrieb mit 380 V erkennbar. Die Ein-Wandler Maschine erreicht ebenfalls Spitzenwirkungsgrade von 96 % bzw. 96,5 % bei 250 V Zwischenkreisspannung (Abb. 5.12). Weil sie auf eine niedrigere Zwischenkreisspannung ausgelegt ist, kann sie auch bei 250 V die volle mechanische Leistung zur Verfügung stellen. Wie bei der Zwei-Wandler Maschine steigt der Wirkungsgrad bei hohen Drehzahlen an, allerdings weniger stark.

Die Bereiche der Wirkungsgrade  $>95\%$  umfassen bei der Zwei-Wandler Maschine niedrigere Drehzahlen und Drehmomente. Dies kommt dem Wirkungsgrad des Fahrzeuges entgegen, denn während eines Fahrzyklus werden eher mittlere Drehmomente und Drehzahlen angefordert als Spitzendrehmomente. Der Vergleich der beiden Maschinenwirkungsgrade bei 250 V ist in Abb. 5.13 zu sehen, in dem die Differenz des Zwei-Wandler und des Ein-Wandler Maschinenwirkungsgrades berechnet wurde. Bei negativen Werten weist die Ein-Wandler



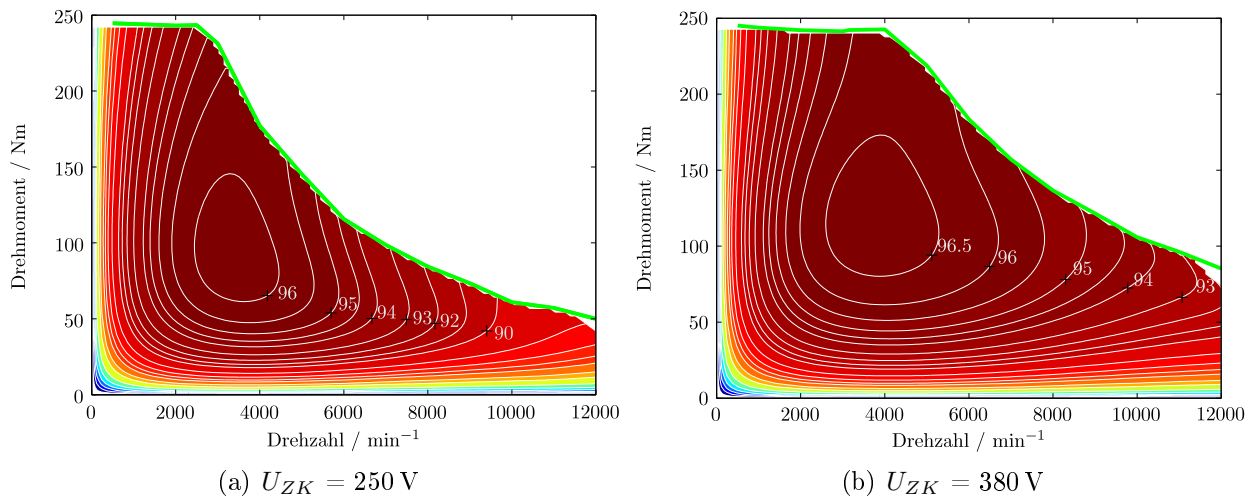


Abbildung 5.11: Wirkungsgradkennfelder der Zwei-Wandler Maschine für verschiedene Zwischenkreisspannungen

Maschine einen höheren Wirkungsgrad auf. In einem weiten Bereich bewegt sich die Differenz zwischen  $\pm 0,5\%$ . Erst bei höheren Drehzahlen und Drehmomenten gibt es einen deutlicheren Vorteil der Ein-Wandler Maschine. In der Abbildung wurden die Maschinen auf Basis einer konstanten Zwischenkreisspannung verglichen. Aufgrund des mit der Spannung ansteigenden Wirkungsgrades ist es sinnvoll, die Zwischenkreisspannung bei höheren Drehzahlen anzuheben. Dies ist in der Zwei-Wandler Topologie möglich. In Abb. 5.14 wurde die Wirkungsgraddifferenz der zwei Maschinen auf Basis unterschiedlicher Spannungen berechnet. Durch die hohe Spannung der Zwei-Wandler Maschine hat diese nahezu im gesamten Betriebsbereich einen besseren Wirkungsgrad, als die Ein-Wandler Maschine. Diese Kenntnisse können beim Entwurf einer Betriebsstrategie genutzt werden.

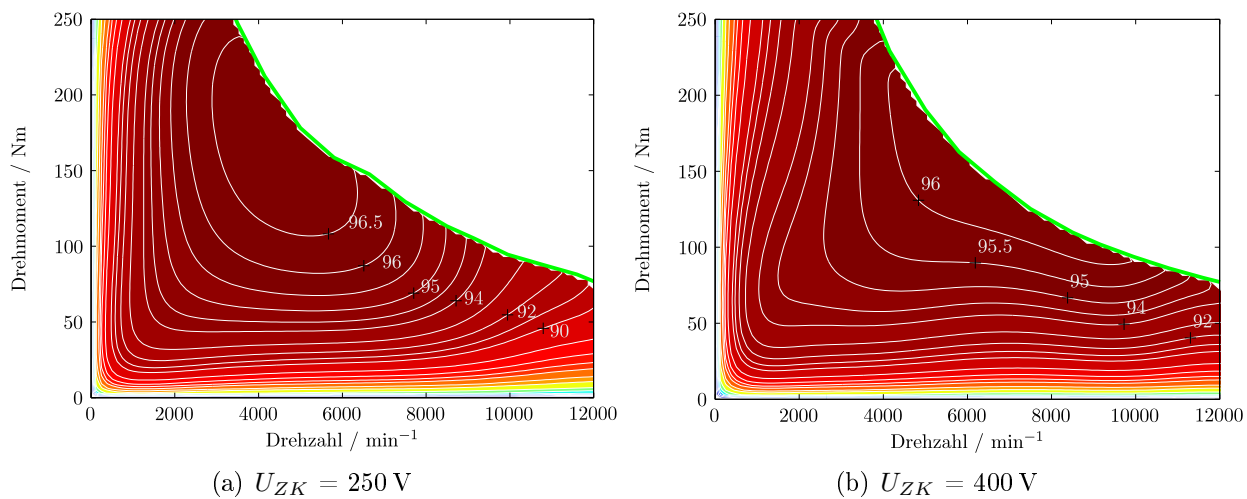


Abbildung 5.12: Wirkungsgradkennfelder der Ein-Wandler Maschine für verschiedene Zwischenkreisspannungen

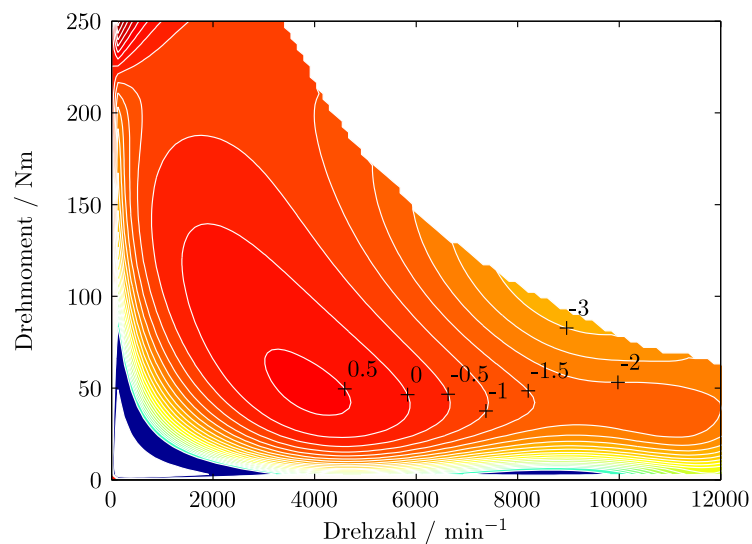


Abbildung 5.13: Differenz der Wirkungsgrade der Zwei-Wandler und Ein-Wandler Maschine bei  $U_{ZK} = 250 \text{ V}$

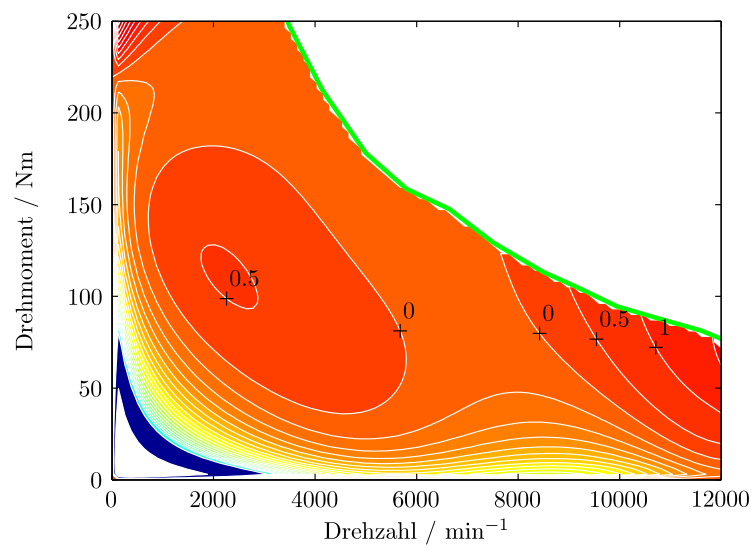


Abbildung 5.14: Differenz der Wirkungsgrade der Zwei-Wandler ( $U_{ZK} = 380 \text{ V}$ ) und Ein-Wandler Maschine ( $U_{ZK} = 250 \text{ V}$ )

## 5.4 Berechnung der verlustoptimalen Zwischenkreisspannung

Die Vorgabe der optimalen Zwischenkreisspannung soll im Steuergerät des Fahrzeuges implementiert werden. Um einen geringen Rechenaufwand zu erreichen ist es sinnvoll, die optimale Spannung in Abhängigkeit des Drehmomentes und der Drehzahl *offline* zu berechnen und das Ergebnis als zweidimensionales Kennfeld zu implementieren. Zur Erstellung des Kennfeldes werden folgende Daten benötigt:

1. Verlustleistungskennfeld des Antriebs (Umrichter und Motor)
2. Verlustleistungskennfeld des Batterie DC/DC-Wandlers
3. Verlustleistungskennfeld des Brennstoffzellen DC/DC-Wandlers

Die Verlustleistungskennlinien der Batterie und der Brennstoffzelle fließen nicht mit in die Berechnung ein, weil sie unabhängig von der Zwischenkreisspannung sind. Die Gesamtverlustleistung  $\underline{P}_{V,Ges}$  kann aus den Verlustleistungen der Einzelkomponenten berechnet werden

$$\begin{aligned} \underline{P}_{V,Ges}(n,M,U_{ZK}) = & \underline{P}_{V,Bat,DCDC}(n,M,U_{ZK}) + \underline{P}_{V,BZ,DCDC}(n,M,U_{ZK}) \\ & + \underline{P}_{V,Antrieb}(n,M,U_{ZK}) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Im motorischen Betrieb sind sowohl der Brennstoffzellen- als auch der Batterie DC/DC-Wandler in Betrieb. Während des generatorischen Betriebes entfällt die Verlustleistung des Brennstoffzellenwandlers, weil dieser nicht aktiv ist. Der Gesamtwirkungsgrad des leistungselektronischen Systems berechnet sich im motorischen Betrieb zu:

$$\underline{\eta}_{System}(n,M,U_{ZK}) = \frac{\underline{P}_{mech}}{\underline{P}_{mech} + \underline{P}_{V,Ges}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot M}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot M + \underline{P}_{V,Ges}(n,M,U_{ZK})} \quad (5.2)$$

Um das Kennfeld der optimalen Zwischenkreisspannung zu berechnen, muss folgende Gleichung angewandt werden:

$$\underline{U}_{ZK,opt}(n,M) = \underset{U_{ZK}}{argmax} \left\{ \underline{\eta}_{System}(n,M,U_{ZK}) \right\} \quad (5.3)$$

Im Gegensatz zum Antriebskennfeld liegen die DC/DC-Wandler Kennfelder nicht in der erforderlichen Abhängigkeit von Drehmoment und Drehzahl. Sie sind abhängig von Eingangsstrom, Eingangsspannung und Zwischenkreisspannung:

$$\underline{P}_{V,Bat,DCDC}(I_{Bat},U_{Bat},U_{ZK}) \text{ bzw. } \underline{P}_{V,BZ,DCDC}(I_{BZ},U_{BZ},U_{ZK})$$

Deshalb wurden alle Kennfelder auf eine gleiche Funktionsform gebracht wie in Gl. (5.4) und Gl. (5.5) dargestellt.

$$\underline{P}_{V,BZ,DCDC}(n,M,U_{ZK}) = \underline{P}_{V,BZ,DCDC}(\underline{I}_{BZ}(n,M,U_{ZK}),\underline{U}_{BZ}(n,M,U_{ZK}),U_{ZK}) \quad (5.4)$$

$$\underline{P}_{V,Bat,DCDC}(n,M,U_{ZK}) = \underline{P}_{V,Bat,DCDC}(\underline{I}_{Bat}(n,M,U_{ZK}),\underline{U}_{Bat}(n,M,U_{ZK}),U_{ZK}) \quad (5.5)$$

Nachdem die einzelnen Verlustkennfelder in eine gleiche Funktionsform gebracht worden sind, ist es jetzt möglich, die Gesamtverlustleistung des Antriebs in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung zu ermitteln. Die Berechnung der Gesamtverlustleistung variiert für verschiedene Betriebsfälle, denn die Antriebsleistung kann unterschiedlich zwischen Brennstoffzelle und Batterie aufgeteilt werden. Es werden folgende Randbedingungen definiert:

1. Im motorischen Betrieb wird die Antriebsleistung immer nur aus der Brennstoffzelle zur Verfügung gestellt (bis zur Maximalleistung  $P_{BZ,max}$ ).
2. Übersteigt die Antriebsleistung  $P_{BZ,max}$ , wird die Leistungsdifferenz von der Batterie zur Verfügung gestellt.
3. Im generatorischen Betrieb ist die Brennstoffzelle inaktiv und nur die Batterie nimmt die Antriebsleistung auf.

$$P_{Antrieb} = \left\{ \begin{array}{l|l} P_{BZ} & 0 \leq P_a \leq P_{BZmax} \\ P_{BZmax} + P_{Bat} & P_{Antrieb} > P_{BZmax} \\ -P_{Bat} & P_{Antrieb} < 0 \end{array} \right.$$

Im realen Fahrbetrieb können die Brennstoffzellen- und Batterieleistungen beliebig kombiniert werden. Um alle Kombinationen abzudecken, müsste das Kennfeld für die aktuelle Situation immer wieder neu berechnet werden. Durch die oben getroffenen Vereinfachungen werden von der Berechnung abweichende Verlustleistungen auftreten, wenn die Batterie bereits Antriebsleistung zur Verfügung stellt, bevor die maximale Brennstoffzellenspannung erreicht ist. Die Abweichung wird durch den Wirkungsgradunterschied zwischen Batterie- und Brennstoffzellenwandler hervorgerufen. Aufgrund des geringen Wirkungsgradunterschiedes zwischen den beiden Wandlern können unter Berücksichtigung der oben genannten Randbedingungen ausreichend genaue Ergebnisse ermittelt werden.

Das Verlustleistungskennfeld der Gesamtverluste (Gl. (5.7)) wird aus einem motorischen und generatorischen Teil zusammengesetzt (Abb. 5.15).

$$\begin{aligned} \underline{P}_{V,DCDC,mot}(n,M,U_{ZK}) &= \underline{P}_{V,BZ,DCDC}(n,M,U_{ZK}) \\ &+ \underline{P}_{V,Bat,DCDC,mot}(n,(M - M_{BZ,max}),U_{ZK}) \end{aligned} \quad (5.6)$$

$$\underline{P}_{V,Ges} = \underline{P}_{V,Bat,DCDC,gen} + \underline{P}_{V,DCDC,mot} + \underline{P}_{V,Antrieb} \quad (5.7)$$

Daraus kann nach Gl. (5.2) zunächst der Systemwirkungsgrad  $\eta$  berechnet werden und danach die optimale Zwischenkreisspannung für jedes  $n/M$ -Verhältnis (Gl. (5.3)). In Abb. 5.16 ist das resultierende Kennfeld der optimalen Zwischenkreisspannung dargestellt. In schwarz sind die Drehmomentgrenzen des Antriebs im motorischen und generatorischen Betrieb eingezeichnet. Die grün gestrichelte Linie kennzeichnet die maximale Leistungsaufnahme der Batterie. Die maximale Leistungsabgabe des Brennstoffzellenwandlers wird durch die rot gestrichelte Linie dargestellt. Bei höheren Drehmomenten wird die fehlende Leistung vom

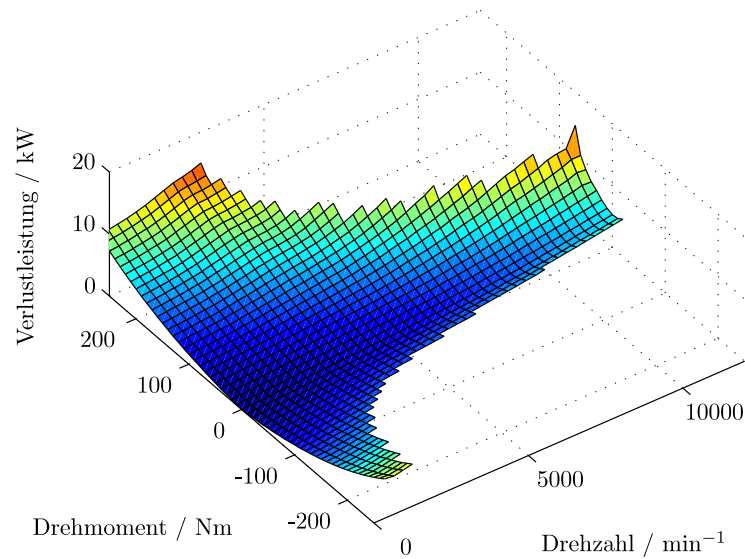


Abbildung 5.15: Gesamtverlustleistung des Antriebs bei  $U_{ZK} = 360 \text{ V}$

Batteriewandler zur Verfügung gestellt. Es ist erkennbar, dass die optimale Zwischenkreisspannung mit der Drehzahl und dem Betrag des Drehmomentes ansteigt. Bei kleinen Drehzahlen sollte eine niedrige Spannung eingestellt werden, die dann mit zunehmender Drehzahl ansteigt. Dieses Verhalten spiegelt den großen Einfluss der Antriebsverluste wieder, deren Änderung deutlich über die DC/DC-Verluste dominiert. Die Zwischenkreisspannung ändert sich so, dass die Maschine leicht im Feldschwächbereich betrieben wird. Bei konstantem Drehmoment ist der Anstieg der Spannung mit der Drehzahl allerdings nicht linear. Zwischen  $0 \text{ min}^{-1}$  und etwa  $3000 \text{ min}^{-1}$  ändert sich die Spannung lediglich um  $50 \text{ V}$ . Über  $3000 \text{ min}^{-1}$  steigt die Zwischenkreisspannung schneller mit der Drehzahl und erreicht bei etwa  $5000 \text{ min}^{-1}$  Werte von  $350 \text{ V}$ . Ab  $5000 \text{ min}^{-1}$  ändert sich die Spannung wieder nur leicht bis zur oberen Grenze von  $400 \text{ V}$ , die bei etwa  $9000 \text{ min}^{-1}$  erreicht wird.

Betrachtet man den Wirkungsgradunterschied zwischen bestmöglicher Spannung und schlechtester Spannung, so ergibt sich das Optimierungspotential  $\eta_{diff}$ , das durch eine Variation der Zwischenkreisspannung möglich ist (Abb. 5.17). Wie aus den Betrachtungen der einzelnen Komponentenwirkungsgrade zu erwarten war, ist das Optimierungspotential bei Drehzahlen unter  $4000 \text{ min}^{-1}$  eher gering und liegt im Bereich von  $0,5 \%$ . Erst bei höheren Drehzahlen steigt es und kann Werte bis  $5 \%$  des Antriebsstrang-Wirkungsgrades erreichen.

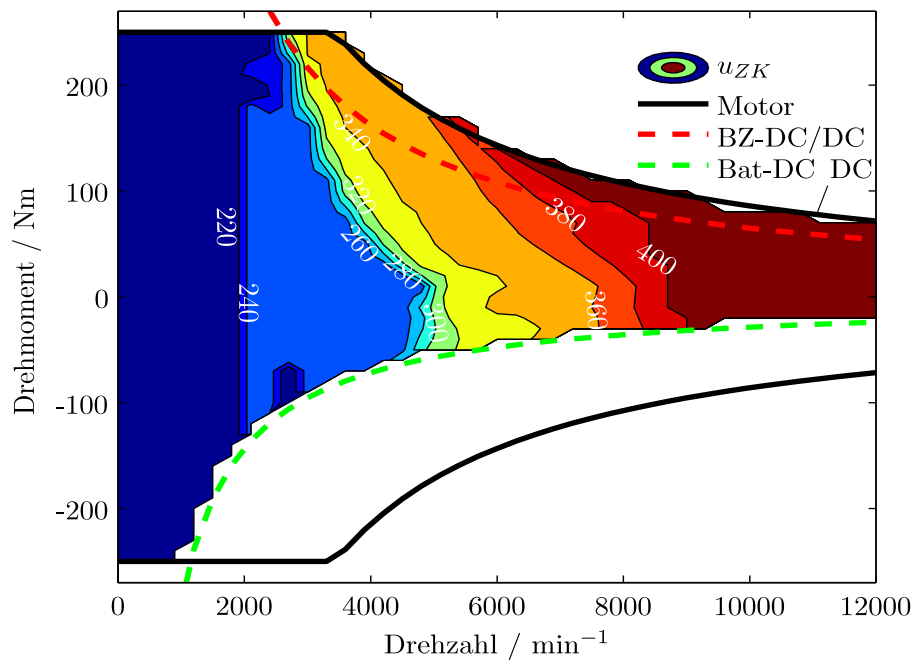


Abbildung 5.16: Kennfeld der optimalen Zwischenkreisspannung in V

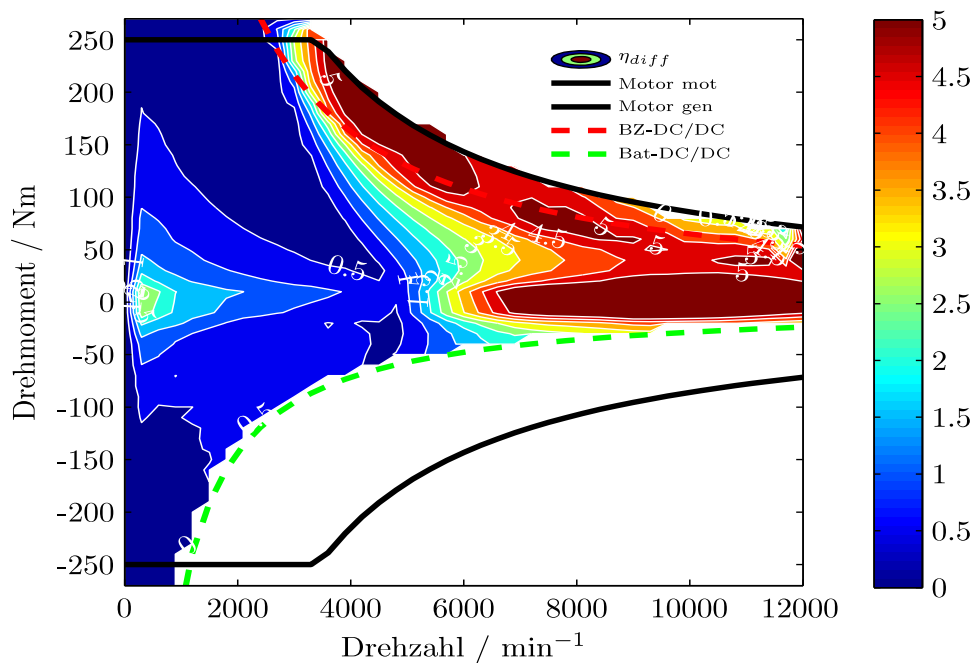


Abbildung 5.17: Optimierungspotential durch die optimale Zwischenkreisspannung in %

## 5.5 Messung der optimalen Zwischenkreisspannung am Prototyp

In Abschnitt 5.4 wurde die optimale Zwischenkreisspannung anhand der analytischen Verlustkennfelder berechnet. Um die Berechnung zu verifizieren, wurden Messungen am Prototyp des Antriebsstrangs durchgeführt. Die Durchführung und Ergebnisse der Messungen werden in diesem Abschnitt erläutert.

Der Wirkungsgrad des Gesamtsystems, bestehend aus DC/DC-Wandler, Umrichter und Maschine, wurde für verschiedene Drehzahl-Drehmoment-Kombinationen gemessen. Im motorischen Betrieb wurde die Leistung über den Brennstoffzellenwandler eingespeist, während der Strom des Batteriewandlers zu null geregelt wurde. Die Rückspeisung der Leistung erfolgte im generatorischen Betrieb durch den Batteriewandler. Um die Spannungsabhängigkeit des Wirkungsgrades zu messen, wurde die Zwischenkreisspannung pro Arbeitspunkt in Schritten von 20 V, im Bereich von 230 V bis 390 V, variiert. Die Brennstoffzellen- und Batteriespannung wurde dabei leistungsabhängig angepasst. Jeder Punkt von Drehzahl, Drehmoment und Zwischenkreisspannung wurde sieben mal mit dem Leistungsmessgerät aufgezeichnet. Der Mittelwert der sieben Leistungsmesswerte wurde zur Berechnung des Wirkungsgrades herangezogen.

Die Ergebnisse der Messungen werden in zwei unterschiedlichen Arten analysiert und in verschiedenen Abbildungen dargestellt. In allen Abbildungen ist der Wirkungsgrad über der Zwischenkreisspannung aufgetragen. Die erste Analyseart zeigt eine Kurvenschar verschiedener Drehzahlen für ein konstantes Drehmoment, Abb. 5.18 und Abb. 5.20(b). Dadurch ist der Zusammenhang der Zwischenkreisspannung mit der Drehzahl gut zu erkennen. In der zweiten Darstellungsart (Abb. 5.19 und Abb. 5.20(a)) sind die Drehzahlen konstant und es ist eine Kurvenschar der Wirkungsgrade bei unterschiedlichen Drehmomenten dargestellt. Dadurch ist die Veränderung des Wirkungsgrades in Abhängigkeit des Drehmomentes und der Zwischenkreisspannung erkennbar.

In allen Abbildungen sind die einzelnen Absolutwerte der Wirkungsgradkurven zueinander versetzt. Der Grund dafür ist, dass der Wirkungsgrad abhängig vom Drehzahl-Drehmoment-Arbeitspunkt ist. Die entscheidende Information ist die Veränderung des Wirkungsgrades mit der Zwischenkreisspannung.

In Abb. 5.18(a) sind die Wirkungsgrade bei 100 Nm und Drehzahlen zwischen  $1000 \text{ min}^{-1}$  bis  $4000 \text{ min}^{-1}$  dargestellt. Bei diesen kleinen Drehzahlen beträgt die optimale Zwischenkreisspannung 230 V. Lediglich bei  $4000 \text{ min}^{-1}$  steigt das Optimum der Zwischenkreisspannung an. Mit steigenden Drehzahlen, wie in Abb. 5.18(b) dargestellt, ändert sich das Optimum der Zwischenkreisspannung weiter. Es steigt von 230 V bei  $4000 \text{ min}^{-1}$ , über 310 V bei  $5000 \text{ min}^{-1}$  bis auf 390 V bei  $7000 \text{ min}^{-1}$  an. Auch im generatorischen Bereich lässt sich der drehzahlproportionale Anstieg der optimalen Zwischenkreisspannung, bei konstantem Drehmoment, messen (Abb. 5.20(b)). Bei konstanter Drehzahl und ansteigendem Drehmoment (Abb. 5.19(a), 5.19(b) und 5.20(a)) erkennt man, dass die optimale Zwischenkreisspannung leicht mit dem Drehmoment ansteigt. Die Änderungen sind hier nicht so stark wie bei einer Erhöhung der Drehzahl. Die gemessene Abhängigkeit des Wirkungsgrades entspricht



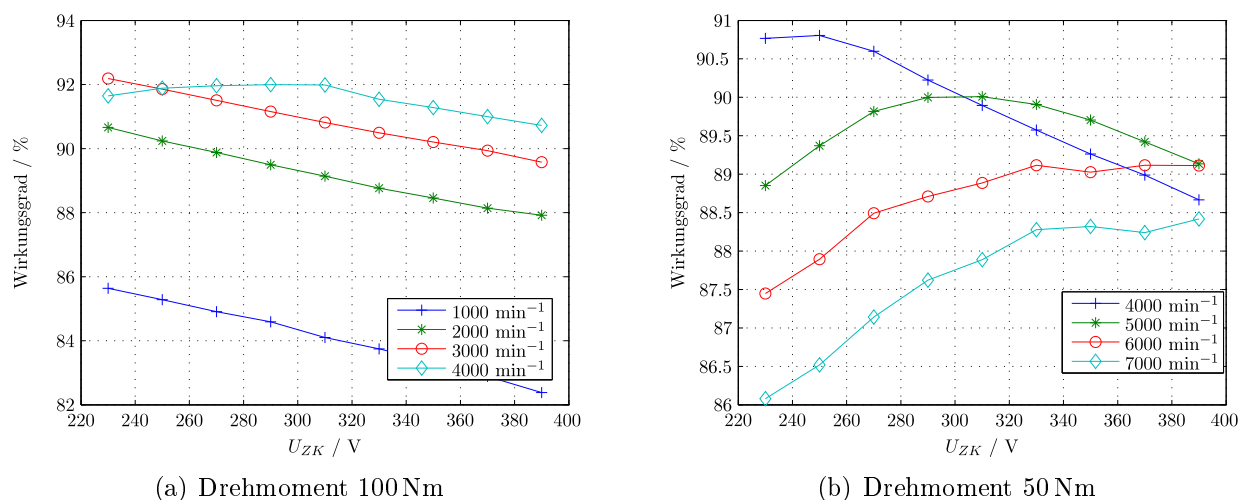


Abbildung 5.18: Wirkungsgrad des Antriebsstranges in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung bei verschiedenen Drehzahlen

dem analytisch berechnetem Kennfeld aus Abb. 5.16. Um eine bessere Vergleichbarkeit zwischen den Messergebnissen und der Berechnung zu ermöglichen, sind in Abb. 5.21 die optimalen Zwischenkreisspannungen der verschiedenen Messpunkte im Drehzahl-Drehmoment-Diagramm aufgetragen. Aufgrund von Sicherheitsaspekten beim Betrieb des Prototypen waren nur motorische mechanische Leistungen bis 50 kW und generatorische Leistungen bis 30 kW möglich. Bereits bei 8000  $\text{min}^{-1}$  war in jedem Arbeitspunkt die optimale Spannung an der maximalen Grenze von 390 V angelangt, sodass eine Messung mit höheren Drehzahlen nicht mehr nötig war.

Vergleicht man die gemessenen Werte mit den analytisch berechneten Werten aus Abb. 5.16, so kann festgestellt werden, dass die gemessenen optimalen Spannungen, speziell im Bereich zwischen 4000  $\text{min}^{-1}$  bis 6000  $\text{min}^{-1}$ , um 20 V bis 40 V niedriger sind als die berechneten Spannungen. Die Abweichung der optimalen Spannung um diesen Wert hat einen absoluten Fehler von 0,2% bis maximal 0,4% im Wirkungsgrad des Antriebsstrangs zur Folge. Dies kann entweder bedeuten, dass der Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers höher ist als berechnet oder dass die Maschine früher in den Feldschwächbereich eintritt. Insgesamt zeigen die Messung aber eine zufriedenstellende Übereinstimmung mit den analytischen Berechnungen und bestätigen diese. Die Zwischenkreisspannung sollte, zum Erreichen des optimalen Antriebstrangwirkungsgrades, mit steigender Drehzahl und steigendem Drehmoment angehoben werden.

Neben den absoluten optimalen Spannungen ist auch noch das Optimierungspotential interessant. Das Optimierungspotential bei niedrigen Drehzahlen von 1000  $\text{min}^{-1}$  bis 3000  $\text{min}^{-1}$  ist mit etwa 2,5% größer als theoretisch berechnet (Abb. 5.17). Dies liegt daran, dass die vom erhöhten Ripplestrom verursachten Verluste in der Maschine im analytischen Modell vernachlässigt werden. In diesem Bereich, kleiner Antriebsleistungen machen sich auch kleine Änderungen des Absolutbetrages der Verlustleistung in einer prozentualen Darstellung

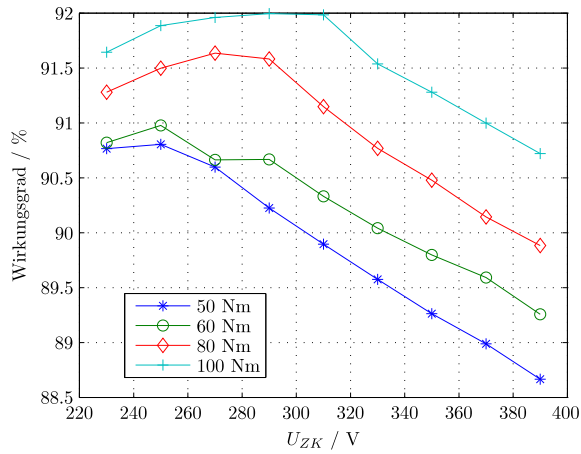
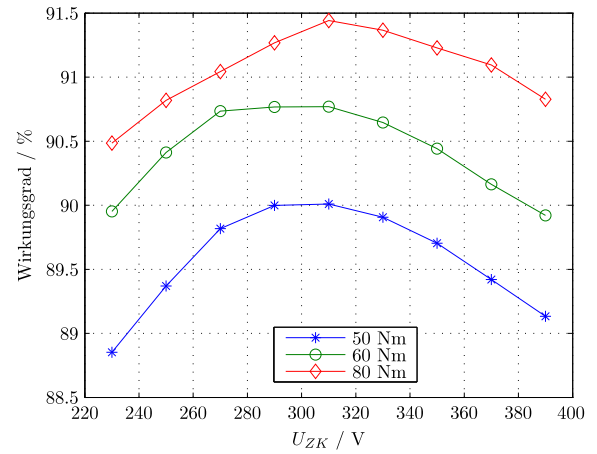
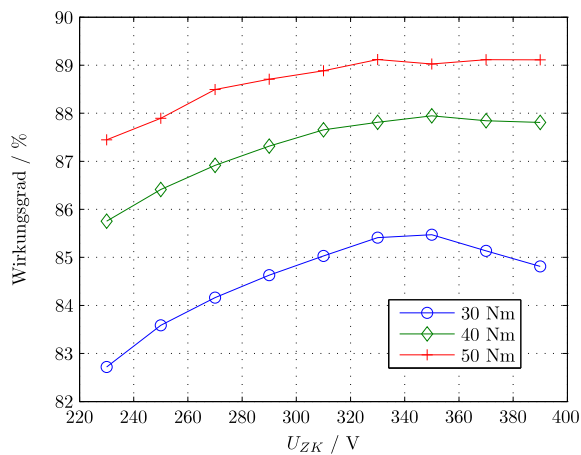
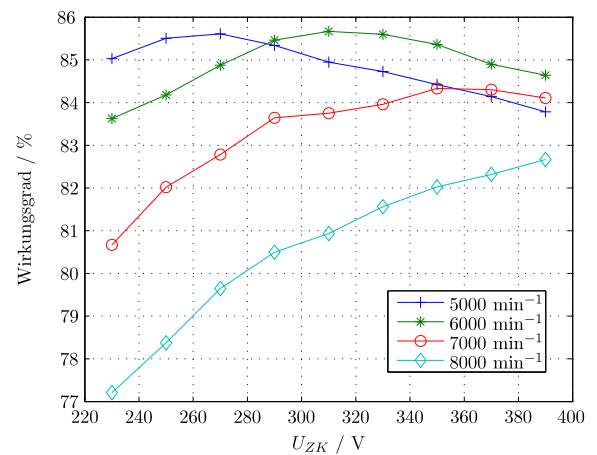
(a) Drehzahl 4000 min<sup>-1</sup>(b) Drehzahl 5000 min<sup>-1</sup>

Abbildung 5.19: Wirkungsgrad des Antriebsstranges in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung bei verschiedenen Drehmomenten

(a) konstante Drehzahl 6000 min<sup>-1</sup>

(b) konstantes Drehmoment -30 Nm

Abbildung 5.20: Wirkungsgrad des Antriebsstranges in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung

deutlich bemerkbar. Die 2,5 % Potential sind in diesem Drehzahlbereich absolut gesehen nur einige Watt Leistungsdifferenz.

Im Bereich von  $5000 \text{ min}^{-1}$  (Abb. 5.19(b)), in dem mittlere Zwischenkreisspannungen um 320 V optimal sind, sinkt das Optimierungspotential auf Werte von 0,7 % bis 1,2 %, was auch den analytisch ermittelten Werten entspricht. Mit steigenden Drehzahlen steigt auch wieder das Optimierungspotential und erreicht bei  $8000 \text{ min}^{-1}$  bereits Werte von 4,5 %, was ebenfalls den analytisch berechneten Werten entspricht.

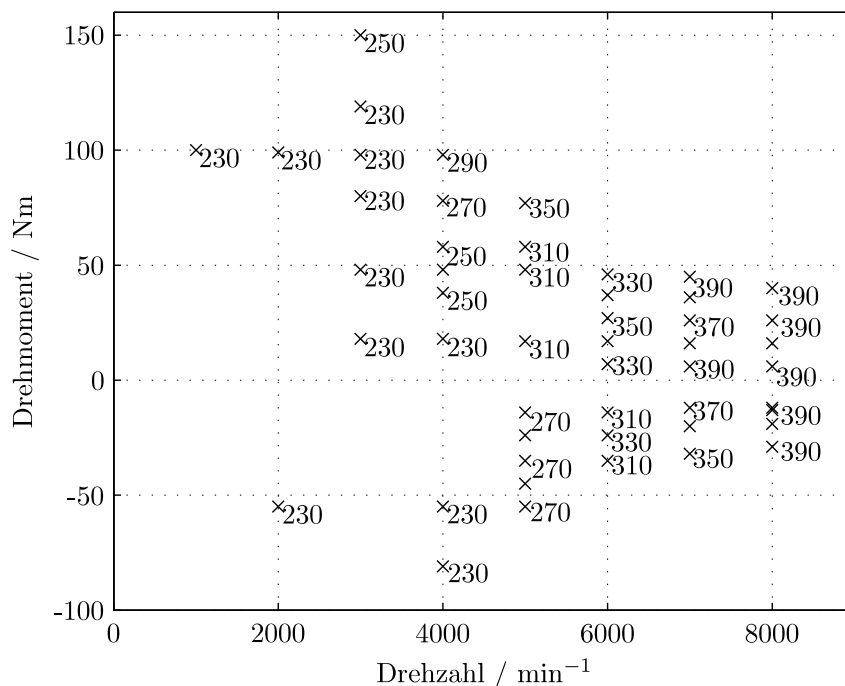


Abbildung 5.21: Kennfeld der gemessenen optimalen Zwischenkreisspannung

## 5.6 Zwischenkreisspannungsabhängigkeit des Energieverbrauches im Fahrzyklus

Aus den berechneten Kennfeldern in Abschnitt 5.4 gehen die optimale Zwischenkreisspannung und das Optimierungspotential hervor. Während einer Fahrt ändern sich die Drehzahlen und Drehmomente permanent. Deshalb soll das Energie-Einsparpotential im Antriebsstrang untersucht werden, wenn anstelle einer konstanten Zwischenkreisspannung, eine variable Zwischenkreisspannung im System verwendet wird. Im folgenden Abschnitt sind die Ergebnisse der simulativen Untersuchungen dargestellt.

Weil nur die Wirkungsgrade der DC/DC-Wandler und des Antriebs durch die Zwischenkreisspannung verändert werden, müssen Einflüsse der Brennstoffzelle und der Batterie auf

den Energieverbrauch ausgeschlossen werden. Deswegen werden folgende Randbedingungen für diese Untersuchung definiert:

- Die Kapazität der Batterie wird auf unendlich gesetzt, um Einflüsse der Laderegulierung oder der SOC abhängigen Klemmspannung der Batterie zu verhindern.
- Die Batterie und das Brennstoffzellensystem werden als verlustlos angenommen.
- Die Messung der Energiedifferenz der Batterie erfolgt durch:

$$\Delta E_{Bat} = \int_0^{\infty} P_{laden} dt - \int_0^{\infty} P_{entladen} dt = E_{laden} - E_{entladen}$$

Um eine zu hohe Dynamik der Sollwertvorgaben der Zwischenkreisspannung zu unterdrücken, wird der Wert für die optimale Zwischenkreisspannung nur alle 500 ms aktualisiert.

Die Verbräuche wurden mit drei verschiedenen Fahrzyklen ermittelt. Der erste Fahrzyklus ist der *NEFZ*, der eine Fahrt in der Stadt mit mehreren Zwischenstopps und ein kurzes Stück Überlandfahrt sowie Autobahn widerspiegelt. Der zweite Fahrzyklus ist der *FTP75*, der eine Fahrt auf amerikanischen Highways mit maximal 90 km/h abbildet. Beide Fahrzyklen stellen nur geringe Leistungsanforderungen an den Antrieb. Im dritten Fahrzyklus, dem *MBVT*, werden schnelle Beschleunigungen und hohe Geschwindigkeiten des Fahrzeuges angefordert und dadurch realistische Verbräuche erzeugt. Der Antrieb wird in diesem Fahrzyklus bis an seine Maximalleistung beansprucht. In Abb. 5.22 sind die Energieverbräuche im NEFZ mit fester Zwischenkreisspannung in der blauen Kurve dargestellt. Für jede Zwischenkreisspannung zwischen 250 V und 400 V wurden in 10 V-Schritten Simulationen mit konstanter Zwischenkreisspannung durchgeführt und der Verbrauch aufgetragen. Als Referenzwert ist in der rot gestrichelten Linie der Verbrauch mit variabler Zwischenkreisspannungsvorgabe eingezeichnet. Der Energieverbrauch mit variabler Zwischenkreisspannung verbessert sich um 0,344 % gegenüber dem Verbrauch mit der besten konstanten Spannung von 340 V. Auch im MBVT kann, gegenüber der optimalen konstanten Spannung von 390 V, eine Verbesserung von 0,16 % erreicht werden. Mit einer variablen Zwischenkreisspannung wird in jedem Fahrzyklus der Energieverbrauch gegenüber einer konstanten Zwischenkreisspannung verbessert. Im FTP75 verbessert sich der Energieverbrauch mit variabler Zwischenkreisspannung um 0,23 % gegenüber dem Verbrauch bei der konstanten Spannung von 320 V.

Aus den Simulationsergebnissen lässt sich eine zweite Erkenntnis ableiten: Wird das Fahrzeug mit einer konstanten Spannung betrieben, so ist die optimale Spannung abhängig vom Fahrzyklus. Diese Abhängigkeit begründet sich aus den verschiedenen Leistungsanforderungen und der daraus folgenden unterschiedlichen, wirkungsgradoptimalen Spannung. In einem ungünstigen Fall der Parametrierung würde für das Fahrzeug z.B. eine konstante Spannung von 320 V vorgegeben, die dem Optimum des FTP75 entspricht. Wenn mit dieser Spannung dann der MBVT gefahren wird, dann verschlechtert sich der Energieverbrauch des Fahrzeuges um 0,9 % gegenüber dem optimalen Energieverbrauch mit variabler Zwischenkreisspannung. Es ist also eine signifikante Energieeinsparung durch den Betrieb des Antriebsstrangs mit variabler Zwischenkreisspannung möglich.

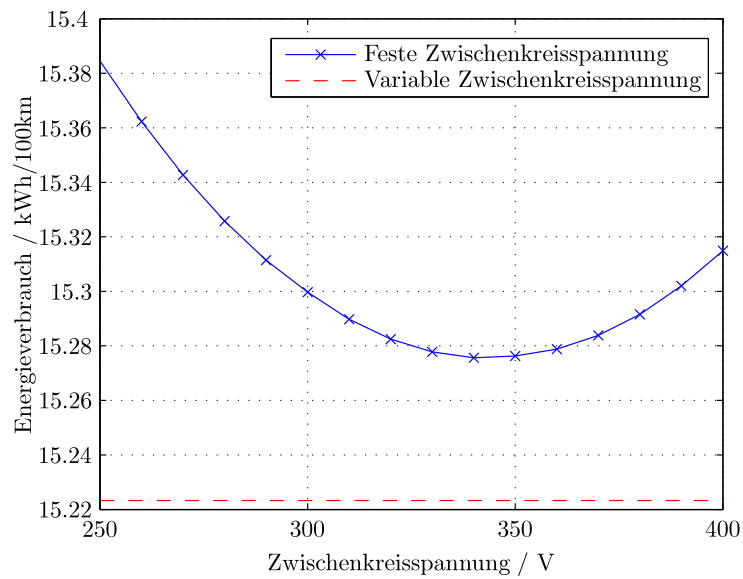
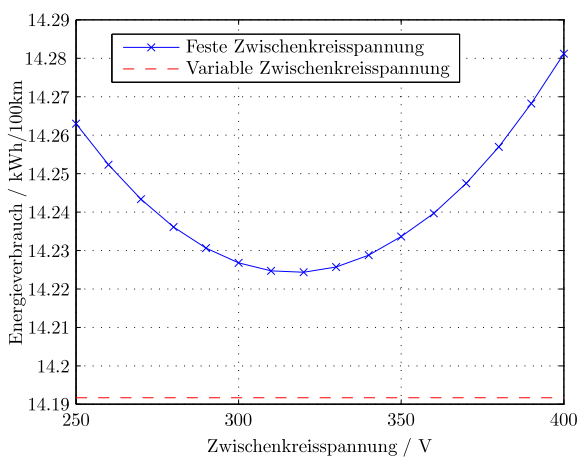
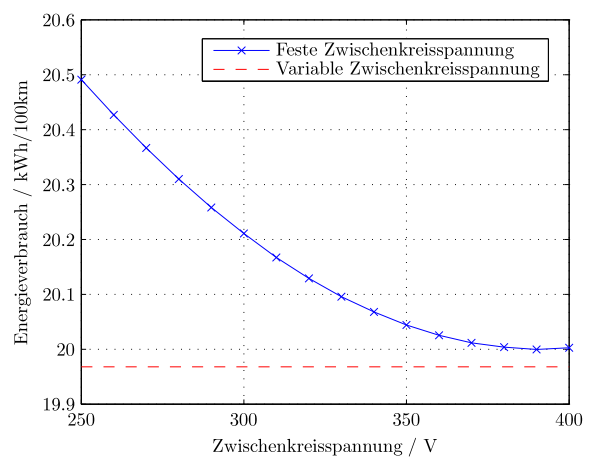


Abbildung 5.22: Energieverbrauch des Fahrzeuges im NEFZ, abhängig von der Zwischenkreisspannung



(a) FTP75



(b) MBVT

Abbildung 5.23: Energieverbrauch des Fahrzeuges abhängig von der Zwischenkreisspannung



## 6 Optimierung des Energiemanagements

Das Fahrzeug wird von einer Brennstoffzelle mit Energie versorgt, die eine geringe Leistungsdynamik hat. Als Puffer kann schnell verfügbare Energie aus der Batterie in den Antrieb geleitet werden, um die Totzeit der Brennstoffzelle zu überbrücken. Für den minimalen Energieverbrauch ist es nicht nur wichtig zu beachten, welche Zwischenkreisspannung eingestellt werden muss, sondern ebenso aus welcher Quelle die Energie im aktuellen Fahrzustand entnommen wird. In der Betriebsstrategie werden die Betriebszustände des Fahrzeuges und deren Umschaltbedingungen festgelegt. Sie wird in diesem Kapitel definiert und optimiert, um einen minimalen Energieverbrauch des Fahrzeuges zu erreichen.

### 6.1 Möglichkeiten zum Aufstellen und Optimieren der Betriebsstrategie

Der Antriebsstrang des Fahrzeuges ist ein komplexes, nichtlineares dynamisches System. Die Wirkungsgrade der einzelnen Komponenten sind als hochgradig nichtlineare Kennfelder vorhanden. Der Energieverbrauch des Antriebsstranges kann durch Simulationen des Gesamtmodells ermittelt werden, aber nicht durch eine mathematisch geschlossene Lösung. Simulationen mit verschiedenen Betriebsstrategien führen zu unterschiedlichen Energieverbräuchen, wobei der Verbrauchswert  $J$  ein Maß für die Güte der Betriebsstrategie ist. Anhand des Zustandsvektors  $\underline{S}$ , der verschiedene Messdaten enthält, führt die Betriebsstrategie  $\pi$  bestimmte Aktionen aus. Die Aktionen sind Änderungen der Stellgrößen, die das System beeinflussen und die im Aktionsvektor  $\underline{A}$  zusammengefasst werden. Das Optimierungsverfahren versucht jetzt die Betriebsstrategie so zu verändern, dass für jeden möglichen Zustand  $\underline{S}$  eine Aktion  $\underline{A}$  vorgegeben wird, die  $J$  minimiert (Gl. (6.1)).

$$\underline{A} = \underset{J \rightarrow \min}{\pi}(\underline{S}) \quad (6.1)$$

Dafür gibt es prinzipiell drei Ansätze, die Betriebsstrategie zu definieren und zu optimieren:

1. Die Betriebsstrategie wird durch einen Experten definiert und optimiert.
2. Eine definierte parametrisierte Grundstrategie wird vorgegeben und mit dem Optimierungsverfahren werden die Parameter optimiert.
3. Durch das Optimierungsverfahren werden die optimale Grundstrategie und die Übergangparameter selbst gefunden (Probabilistische Betriebsstrategie).

Im Folgenden werden die einzelnen Methoden kurz erläutert.

### 6.1.1 Expertenbasierte Betriebsstrategie

Wie der Name schon sagt, wird zum Aufstellen und Optimieren der Betriebsstrategie ein Experte benötigt, der das System gut kennt. Er entwickelt die Betriebsstrategie und passt sie durch Versuche manuell an, bis eine, seiner Meinung nach, optimale Lösung gefunden wurde. Der größte Nachteil ist, dass die Betriebsstrategie immer nur so gut sein kann wie der Experte selbst. Für die Erstellung der Betriebsstrategie durch den Experten gibt es drei Möglichkeiten: die Regelbasierten Strategien, Endliche Automaten und Fuzzy-Steuerung.

**Regelbasierte Strategien:** Der Experte stellt einen Satz von Regeln auf, in der Form: „Wenn“ eine Bedingung eintritt, „Dann“ führe eine bestimmte Aktion aus. Es ist wichtig, dass in jedem Zustand nur eine Regel zutrifft, damit es nicht zu Konflikten bei der Ausführung kommt. Dies kann auch durch Priorisierung oder gegenseitigen Ausschluss der Regeln realisiert werden.

**Endlicher Automat:** Im endlichen Automaten wird das Betriebsverhalten durch eine endliche Anzahl von Zuständen beschrieben. In jedem Zustand werden definierte Aktionen ausgeführt. Für einen Zustandsübergang muss eine logische Bedingung erfüllt sein, die ebenfalls definiert wird. Endliche Automaten sind sehr einfach in die Hardware implementierbar und leicht verständlich. Ein Beispiel ist der *Mealy Automat*, dessen Ausgabe von seinem Zustand und seinen Eingangsgrößen abhängt [Wuttke 03].

**Fuzzy-Steuerung:** Die *Fuzzy-Logik* ist eine Erweiterung der klassischen binären Logik. In ihr gibt es keine harten Grenzen zwischen den Zuständen, sondern fließende Übergänge. Der Eingangsvektor  $\underline{x}$  kann zu einem gewissen Grad eine Zugehörigkeit zum Zustand 1 und Zustand 2 haben. Eine Fuzzysteuerung ähnelt einem regelbasiertem System, das unscharfe Zustandsgrößen, Regeln und Aktionen verwendet. Ein- und Ausgangsgrößen sind allerdings scharf (reell). Am Eingang werden sie fuzzifiziert und am Ausgang wieder defuzzifiziert. Aufgrund der Vielzahl von Kombinationsmöglichkeiten der Fuzzy-Sets, Operatoren und Interferenzmethoden ist der Erfolg des Systems allerdings stark von der Kenntnis des Experten abhängig [Lippe 06].

### 6.1.2 Automatische Parametrierung der Betriebsstrategie

Mit den Methoden zur automatischen Parametrierung der Betriebsstrategie wird das Expertenwissen als Grundlage verwendet und dieses noch weiter optimiert. Damit kann das Problem der expertenbasierten Betriebsstrategie behoben werden, dass der Erfolg der Strategie nur so gut ist wie der Experte. Der Vorteil ist, dass das Expertenwissen trotzdem genutzt wird und so der zusätzliche Rechenaufwand, den die Methoden aufbringen müssen, verringert wird.



Die Wertebereiche von  $n$  festgelegten Parameter lassen sich als Achsen eines  $n$ -dimensionalen Parameterraumes interpretieren. In diesem Parameterraum gibt es einen oder mehrere Punkte (Parametervektoren), die ein besseres Ergebnis des Verbrauchs liefern als andere. Der optimale Parametervektor kann mit verschiedenen Algorithmen gefunden werden, die im Folgenden vorgestellt werden.

**Evolutionäre Algorithmen:** Sie orientieren sich am Vorbild des natürlichen Evolutionsprozesses. Er basiert auf drei einfachen Prinzipien: der Selektion, aufgrund der Lebensfähigkeit, der Mutation von Erbinformationen und der Rekombination von Erbinformationen zwischen Individuen. Die Leistungsfähigkeit der Evolution beruht in der geschickten Kombination von gerichteten und ungerichteten Suchprozessen. Am häufigsten werden *genetische Algorithmen* eingesetzt, die in [Lippe 06] und [Weicker 07] beschrieben werden. Ein Parametersatz wird als Individuum bezeichnet. In jedem Iterationsschritt wird der Fitnesswert  $J$  jedes Individuums einer Population bestimmt. Durch einen Selektionsalgorithmus werden die Individuen mit dem besten Fitnesswert zur Rekombination ausgewählt. Die Parametervektoren zweier Eltern werden mit einem Rekombinationsalgorithmus vermischt und an den Nachfahren weitergegeben. Nach einer bestimmten Wahrscheinlichkeit werden ausgewählte Individuen mutiert und deren Parameter zufällig verändert. Die Evolution endet, wenn die Güterwerte der Individuen ein bestimmtes Abbruchkriterium erfüllen.

**Simplex Suchalgorithmus:** Das Verfahren wurde von den Wissenschaftlern *Nelder* und *Mead* [Nelder 65] entwickelt und zählt zu der Gruppe der Hillclimbing bzw. Downhill-Verfahren. Dabei wird iterativ im Parameterraum das globale Minimum bzw. Maximum gesucht. Eine Ableitung der Zielfunktion ist dafür, im Gegensatz zu anderen Hillclimbing Verfahren, nicht nötig. Im Simplexverfahren wird ein Simplex mit  $n + 1$  Eckpunkten (Parametervektoren), für einen  $n$ -dimensionalen Parameterraum aufgespannt. Mit heuristischen Regeln werden die Eckpunkte so verändert, dass sich der Simplex in Richtung der optimalen Lösung bewegt. Er wird solange modifiziert, bis er sich im globalen Optimum „zusammenzieht“.

**Particle Swarm Optimisation:** Der Particle Swarm Optimisation (PSO) Algorithmus wurde 1995 von *Kennedy* und *Eberhart* entwickelt. Die Idee ist, das Schwarmverhalten von Vögeln hinsichtlich optimaler Futterplätze nachzuahmen. Verbesserungen werden durch Kommunikation mit dem Nachbarn und Adaption des Verhaltens erfolgreicher Partikel erreicht [Weicker 07]. Jedes Partikel des Schwarms ist ein Parametervektor. Es strebt zu seiner persönlich besten Position und orientiert sich an den besten Erfolgen seiner Nachbarn. Um den Parameterraum vollständig zu durchsuchen und nicht in lokalen Minima stecken zu bleiben, werden einige Partikel zufällig abgelenkt, indem die Bedeutung ihrer besten und der besten Position der Nachbarn zur Ermittlung des nächsten Zieles herabgesetzt wird.

### 6.1.3 Probabilistische Betriebsstrategien

Mit probabilistischen Methoden wird die Betriebsstrategie durch einen Algorithmus definiert und es wird kein Expertenwissen benötigt. Die Betriebsstrategie wird so angepasst, dass für jeden Zustand  $S$  eine Aktion  $A$  bekannt ist, bei dem die Güte  $J$  langfristig optimal wird. Repräsentiert  $J$  den Energieverbrauch des Fahrzeuges, so ist das Optimum ein minimaler Energieverbrauch. Die Anpassung geschieht durch Methoden der Neuroinformatik, z.B. der künstlichen Intelligenz oder des maschinellen Lernens. Damit diese Algorithmen anwendbar sind, muss das System die Eigenschaft eines *Markov-Prozesses* erster Ordnung erfüllen: Der Übergang vom aktuellen zum nächsten Zustand ist nur vom aktuellen Zustand und von der aktuellen Aktion abhängig. Die Vergangenheit spielt dabei keine Rolle. Mit Markov-Prozessen können Systeme beschrieben werden, die unterschiedliche Zustände annehmen und deren Zustandsübergänge durch bedingte Wahrscheinlichkeiten angegeben werden können. Durch die Eigenschaften des Markov-Prozesses ist es möglich, aufgrund des aktuellen Zustandes und der aktuellen Aktion Vorhersagen über künftige Zustände und damit über die zu erwartenden Kosten  $J$  zu treffen [Henning 08].

**Reinforcement Learning:** Systeme die selbstständig lernen, autonom Entscheidungen treffen und fortlaufend ihre Verhaltensstrategie (Betriebsstrategie) anpassen, nennt man Agenten. Sie lernen, indem sie die Rückmeldung aus ihrer Umgebung erhalten, ob die letzte ausgeführte Aktion eine positive oder negative Wirkung hatte. Bei einer positiven Wirkung werden die Agenten belohnt und bei einer negativen Wirkung bestraft. Abhängig von der Belohnung bzw. Bestrafung wird die Verhaltensstrategie für den nächsten Iterationsschritt adaptiert. Die Implementierung und das Training des Agenten sind aber sehr zeitaufwändig [Ertel 08], [Kramer 09], [Gross 08].

**Learning Classifier Systems:** Die Learning Classifier Systems (LCS) haben ihren Ursprung in den Expertensystemen, genetischen Algorithmen und dem Reinforcement Learning. Ähnlich wie beim Reinforcement Learning wird eine Belohnung des Systems zur Optimierung der Betriebsstrategie verwendet. Die Betriebsstrategie wird durch ein Regelwerk beschrieben, dass durch verschiedene Mechanismen vom System selbst erstellt und optimiert wird. Der aktuelle Zustand wird von Sensoren erfasst, diskretisiert und binär kodiert. Die daraus entstehende Nachricht wird auf ein Regelwerk angewandt, dass aus einer Menge von Regeln besteht, die „Classifier“. Durch eine Auktion wird eine Regel zur Anwendung ausgewählt. Die Regeln werden, abhängig von der Belohnung, fortlaufend angepasst. Um neue Regeln zu erzeugen wird ein genetischer Algorithmus angewandt [Weicker 07], [Drugowitsch 08].

**Stochastische Dynamische Programmierung:** Der zu optimierende Prozess wird als stochastischer Prozess aufgefasst. Ausgehend von der Wahrscheinlichkeitsverteilung dieses stochastischen Prozesses, kann mit Hilfe der Stochastischen Dynamischen Programmierung (SDP) eine Betriebsstrategie entworfen werden, die den Erwartungswert der betrachteten Zielfunktion minimiert. Dazu werden die Zustandsgrößen diskretisiert und die Übergangswahrscheinlichkeiten zwischen den Zuständen werden ermittelt. Ausgehend von den Übergangswahrscheinlichkeiten kann mit Hilfe der SDP eine

optimale Entscheidungsfolge zur Optimierung der Gesamtkosten  $J$  bestimmt werden [Henning 08], [Knoke 10].

#### 6.1.4 Vergleich der Optimierungsstrategien

Die Auswahl des passenden Optimierungsverfahrens kann anhand von verschiedenen Bewertungskriterien erfolgen. Diese Kriterien sind im Folgenden aufgeführt.

1. **Laufzeit:** Die Simulationszeit des Modells beträgt je nach Fahrzyklus und Betriebsstrategie bis zu 15 Minuten. Ein Optimierungsverfahren mit mehreren tausend Iterationsschritten wäre deshalb unpraktikabel.
2. **Parallelisierbarkeit:** Wenn die Berechnung der Fitnessfunktion parallelisierbar ist, hat das direkte Auswirkungen auf die Laufzeit. Parallelisierbar sind die Programme zum Beispiel durch den Einsatz von Multi-Core-Prozessoren oder einem Rechnerverbund.
3. **Determinismus des Verfahrens:** Gibt an, ob das Verfahren deterministisch oder stochastisch arbeitet.
4. **Erfordert Vorwissen:** Einige Verfahren erfordern Vorwissen, das von einem Experten erstellt werden muss. Dadurch ist die Güte des Verfahrens abhängig von Experten.
5. **Optimierbarkeit:** Gibt an, ob sich das Verfahren selbstständig optimiert oder der Experte für die Optimierung verantwortlich ist.
6. **Konvergenz zu einem globalen Optimum:** Konvergiert das Verfahren immer zu einem globalen Optimum oder neigt es dazu, in einem lokalen Optimum stecken zu bleiben.
7. **Kontinuität des Zustands/Aktionsraums:** Gibt an, ob das Verfahren mit einem kontinuierlichen Wertebereich des Zustands/Aktionsraumes arbeitet oder eine Diskretisierung erforderlich ist.
8. **Implementierungsaufwand des Verfahrens:** Gibt an, wie hoch der Aufwand bei der Implementierung des Verfahrens in Matlab ist.
9. **Hardwareintegration / Implementierung auf Fahrzeugsteuergerät:** Ist es möglich die Betriebsstrategie auf einem Fahrzeugsteuergerät zu implementieren bzw. ist die Funktionsfähigkeit für alle Zustände validierbar?

Die Tabelle 6.1 gibt einen Überblick über die vorgestellten Verfahren und ihre Eigenschaften.

<b>Verfahren</b>	<b>Experten-system</b>	<b>Endlicher Auto-mat</b>	<b>Fuzzy</b>	<b>Genet. Algorith-mus</b>	<b>Simplex Suche</b>	<b>Particle Swarm Optimisa-tion</b>	<b>Reinforce-ment Learning</b>	<b>Learning Classifier System</b>	<b>Stoch. Dynam. Prog.</b>
Laufzeit	< 10 Zyklen	< 10 Zyklen	< 30 Zyklen	400 bis 600 Zyklen	50 bis 150 Zyklen	> 150 Zyklen	> 10000 Zyklen	> 10000 Zyklen	> 10000 Zyklen
Parallelisierbar-keit	Nein	Nein	Nein	Ja	Ja	Ja	Nein	Nein	Ja
Determinismus	determinis-tisch	determinis-tisch	determinis-tisch	stochastisch	determinis-tisch	stochastisch	stochastisch	stochastisch	stochastisch
Vorwissen erforderlich	viel	viel	sehr viel	wenig	wenig	wenig	keins	keins	keins
Optimierbarkeit	manuell	manuell	manuell	automatisch	automatisch	automatisch	automatisch	automatisch	automatisch
Konvergenz zum globalen Optimum	Nein	Nein	Nein	Ja, mit Einschränkungen	Ja	Ja	Ja	Ja	Ja
Wertkontinuität	kontinuierlich	kontinuierlich	kontinuierlich	diskret oder kontinuierlich	kontinuierlich	kontinuierlich	kontinuierlich	diskret	diskret
Implementierungsaufwand	gering	gering	hoch	mittel	mittel	mittel	hoch	sehr hoch	hoch
Hardwareintegration	Ja	Ja	Ja, aber schwer validierbar	Ja	Ja	Ja	Ja, aber schwer validierbar	Ja	Ja

Tabelle 6.1: Entscheidungsmatrix der Optimierungsstrategien

In der Entscheidungsmatrix sind die Vor- und Nachteile der Verfahren ersichtlich. Für dieses Projekt sind vor allem die Simulationszeit und die Möglichkeit der Implementierung in der Hardware entscheidend. Die probabilistischen Methoden werden deshalb nicht weiter verfolgt, weil die Zahl der Zyklen und damit die Laufzeit zu groß ist. Zum Aufstellen der Basis-Betriebsstrategie wird der endliche Automat ausgewählt. Er ist am besten modellierbar und sehr anschaulich. Um die Parameter zu optimieren, werden die Simplex-Methode und die PSO-Methode implementiert. Sie optimieren die Betriebsstrategie mit einer vergleichsweise geringen Anzahl von Zyklen. Die resultierenden, optimalen Parameter können dann sehr unproblematisch auf dem Steuergerät implementiert werden.

## 6.2 Definition der Betriebsstrategie

Nachdem der endliche Automat als Form der Betriebsstrategie ausgewählt wurde, kann dieser jetzt entwickelt werden. Zunächst stellt sich die Frage, welche Freiheitsgrade das System besitzt bzw. wie der Verbrauch beeinflusst werden kann. Der erste Freiheitsgrad ist die Zwischenkreisspannung. Über sie kann direkt der Wirkungsgrad beeinflusst werden. Die fahrzustandsabhängige, optimale Zwischenkreisspannung wurde in Kapitel 5 hergeleitet. Der zweite Freiheitsgrad ist die Leistungsaufteilung der benötigten Antriebsleistung zwischen Batterie und Brennstoffzelle. Bei ausreichendem Ladegrad ist es sinnvoller, die Brennstoffzelle anstatt die in der Batterie gespeicherte Energie zu nutzen. An die Betriebsstrategie stellen sich daher folgende Anforderungen:

1. Die Batterie soll nur durch Rekuperation von Bremsenergie geladen werden. Deshalb soll sie immer eine freie Kapazität besitzen, um Energie aufnehmen zu können.
2. Ist der SOC der Batterie zu niedrig und muss sie mit Energie aus der Brennstoffzelle geladen werden, so soll dies mit einem optimalen Wirkungsgrad geschehen.
3. Batterie und Brennstoffzelle sollen in einem optimalen Gesamtwirkungsgrad arbeiten.
4. Hoch dynamische Anforderungen an die Brennstoffzelle sollen vermieden werden, um die Verlustleistung durch Beschleunigungsarbeit des ETC zu minimieren.

### Definition der Zustände

Unter Berücksichtigung dieser Ziele wurde ein Automatengraph aufgestellt. Die Entwicklung des Automatengraphes war ein iterativer Prozess, bei dem simulativ untersucht wurde, ob zusätzliche oder veränderte Zustände den Verbrauch verbesserten. Die endgültige Betriebsstrategie ist in Abb. 6.1 dargestellt. Eingangsgrößen sind: Drehzahl, Drehmoment, Aufnahmeleistung des Antriebs und Batterieladestatus. Die Ausgangsgrößen bzw. der Aktionsvektor besteht aus der Sollgröße für die Zwischenkreisspannung und der Sollgröße der Batterieleistung. Die Zwischenkreisspannung wird direkt vom Spannungsregler des Batteriewandlers eingeregelt. Die Sollgröße der Batterieleistung ist der Eingang des Batterieleistungsreglers. Dieser regelt die Batterieleistung auf den gewünschten Wert ein, indem er die Brennstoffzellenleistung vorgibt. Wird eine Antriebsleistung angefordert, die niedriger

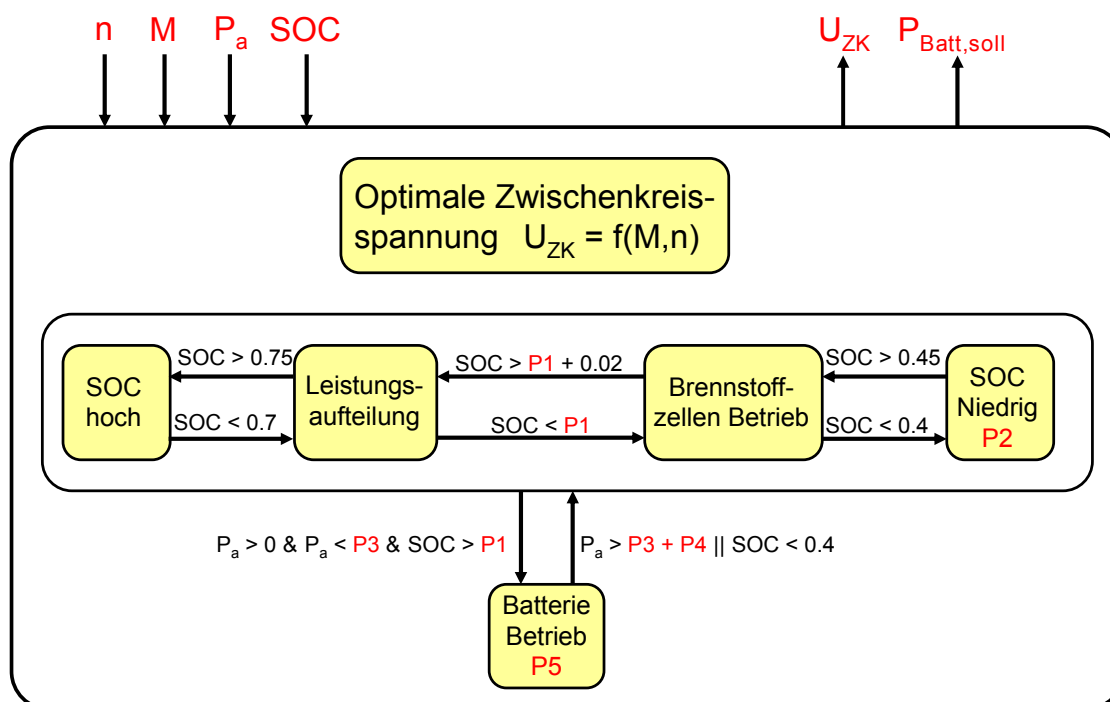


Abbildung 6.1: Automatengraph der zu optimierenden Betriebsstrategie

ist als die Soll-Batterieleistung, so bleibt die Brennstoffzellenleistung auf Null. Steigt die Antriebsleistung, so erhöht sich die Brennstoffzellenleistung um denselben Betrag, um die angeforderte Batterieleistung konstant zu halten. Bei negativen Batterieleistungen (Laden der Batterie) wird die Antriebsleistung und die Ladeleistung der Batterie von der Brennstoffzelle geliefert.

Der Automat besteht aus zwei Teilautomaten. Der erste Teilautomat (oben) berechnet die optimale Zwischenkreisspannung nach dem Kennfeld in Abb. 5.16. Dazu werden die beiden Eingangsgrößen Drehzahl und Drehmoment genutzt. Die Zwischenkreisspannung wird dann vom Automaten als Sollgröße für den Zwischenkreisspannungsregler des Batteriewandlers ausgegeben, der diese einregelt.

Der zweite Teilautomat unterteilt sich in weitere Zustände, die die Leistungsaufteilung, abhängig von der Antriebsleistung und dem SOC, übernehmen. Die Zustände sind wie folgt definiert:

**SOC niedrig:** Der Ladezustand der Batterie droht zu niedrig zu werden. Es muss aktiv durch die Brennstoffzelle nachgeladen werden. Dieser Zustand tritt leistungsunabhängig ab einem  $SOC < 0,4$  ein. Im Bereich des  $SOC \in [0,35; 0,4)$  wird die Ladeleistung der Batterie konstant gehalten. Die Ladeleistung ist ein optimierbarer Parameter, **P2**. Durch die Optimierung dieses Parameters soll das Nachladen der Batterie mit einem optimalen Wirkungsgrad geschehen. Nach dem Unterschreiten der SOC-Schwelle von 0,35 wird die Ladeleistung der Batterie linear gesteigert, bis sie beim SOC von 0,3 eine Leistung von 20 kW erreicht.

**Normalbetrieb:** In diesem Zustand wird die Batterieleistung auf Null gehalten. Das bedeutet, dass die gesamte Antriebsleistung aus der Brennstoffzelle zur Verfügung gestellt wird. Lediglich hoch dynamische Leistungsanforderungen werden aufgrund der geringen Dynamik des Batterieleistungsreglers von der Batterie übernommen. Durch Rekuperation kann der SOC ansteigen. Ab einer, mit **P1** (+0,02) parametrisierten SOC-Schwelle wird in den Zustand Leistungsaufteilung gewechselt. Durch den Parameter **P1** wird der mittlere SOC der Batterie im Fahrzyklus eingestellt.

**Leistungsaufteilung:** Im Zustand Leistungsaufteilung wird die Antriebsleistung zwischen Batterie und Brennstoffzelle so aufgeteilt, dass der Wirkungsgrad des Antriebs optimal wird. Grundlage für die Leistungsaufteilung sind die Verlustleistungen von Batterie und Brennstoffzelle. In Abb. 6.2 sind die Verlustleistungen von Batterie und Brennstoffzelle dargestellt. Es ist erkennbar, dass sich die beiden Verlustleistungen erst bei etwa 15 kW Abgabeleistung schneiden. Demzufolge ist es unterhalb dieser Grenze für den Fahrzeugwirkungsgrad optimal, nur die Batterie zur Speisung des Antriebs zu verwenden. Die optimale Aufteilung

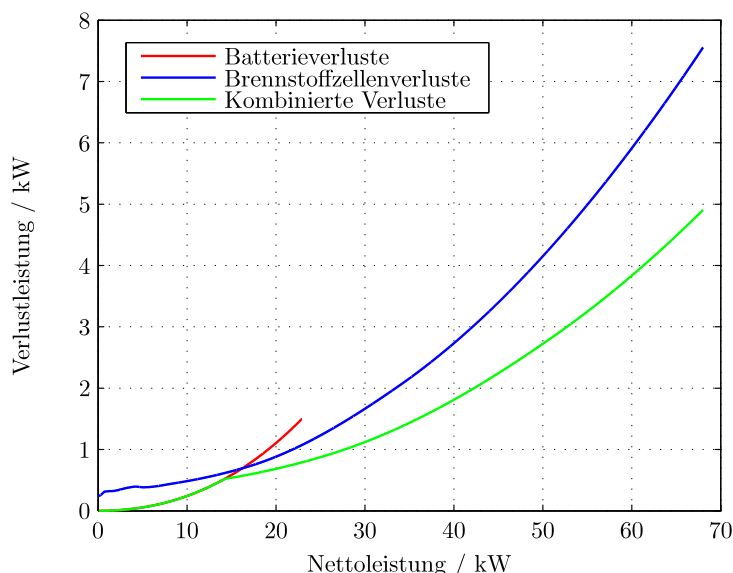


Abbildung 6.2: Verlustleistung der Batterie und Brennstoffzelle sowie kombinierte Verlustleistungen über der Abgabeleistung

zwischen Batterie und Brennstoffzelle lässt sich wie folgt berechnen.

$$P_{Antrieb} = P_{BZ} + P_{Bat} \quad (6.2)$$

$$P_{Antrieb}(\alpha) = \alpha \cdot P_{Antrieb} + (1 - \alpha) \cdot P_{Antrieb} \quad (6.3)$$

$$P_{BZ}(\alpha, P_{Antrieb}) = \alpha \cdot P_{Antrieb} \quad (6.4)$$

$$P_{Bat}(\alpha, P_{Antrieb}) = (1 - \alpha) \cdot P_{Antrieb} \quad (6.5)$$

Da die Verlustkennlinien des Batterie- und Brennstoffzellensystems  $\underline{P}_{V,BZ}$  und  $\underline{P}_{V,Bat}$  aus Abb. 6.2 bekannt sind, kann mit Hilfe der Gleichungen (6.4), (6.5) und (6.6) die optimale

Leistungsaufteilung  $\alpha$  für jede Antriebsleistung  $P_{Antrieb}$  berechnet werden.

$$\underline{P}_V(P_{Antrieb}) = \operatorname{argmin}_{\alpha \in [0,1]} \{ \underline{P}_{V,BZ} [P_{BZ}(\alpha, P_{Antrieb})] + \underline{P}_{V,Bat} [P_{Bat}(\alpha, P_{Antrieb})] \} \quad (6.6)$$

Der resultierende Aufteilungsfaktor und die Batterieleistung sind in Abb. 6.3 dargestellt.

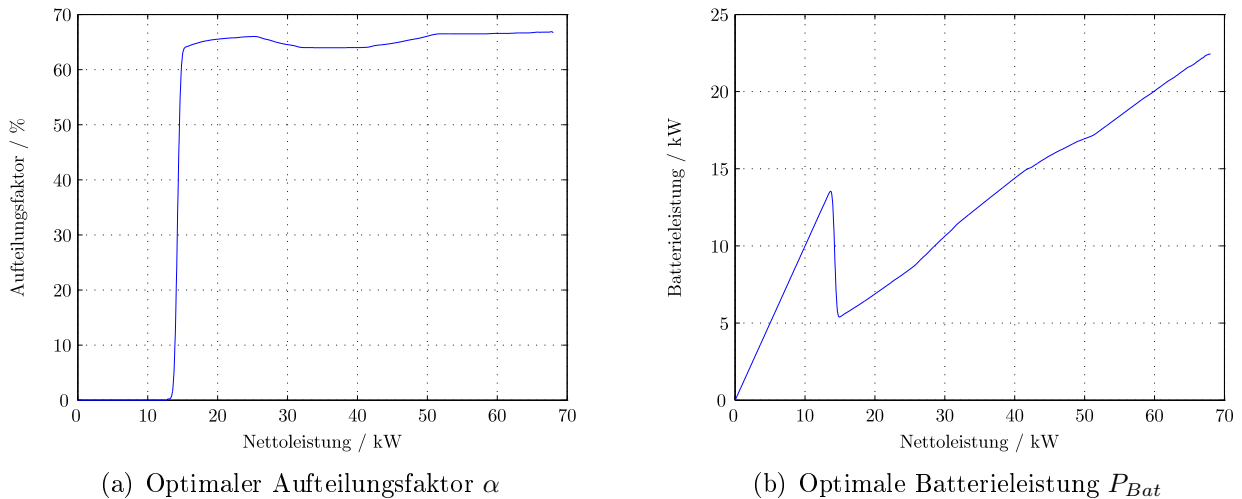


Abbildung 6.3: Optimale Leistungsaufteilung

Durch die Einführung der Leistungsaufteilung, entsprechen die Gesamtverluste bis 15 kW den Batterieverlusten und bei höheren Leistungen sind sie geringer als mit einem reinen Brennstoffzellenbetrieb. In diesem Zustand wird die Batterie kontinuierlich entladen.

**SOC hoch:** In diesem Zustand droht die Batterie überladen zu werden. Deshalb wird die Soll-Batterieleistung auf 25 kW angehoben. Allerdings tritt dieser Zustand im normalen Betrieb so gut wie nie ein. Kann die Batterie keine Leistung mehr aufnehmen so wird das Fahrzeug anstelle der Rekuperation mit der mechanischen Bremse verzögert.

**Batteriebetrieb:** Im Zustand Leistungsaufteilung wurde die optimale stationäre Leistungsaufteilung zwischen Batterie und Brennstoffzelle berechnet. Durch Einflüsse der ETC Dynamik kann es insbesondere bei kleinen Antriebsleistungen sinnvoll sein, die Brennstoffzelle gar nicht einzuschalten. Für diesen Fall kann in den Zustand Batteriebetrieb gewechselt werden. Der Wechsel findet statt, wenn die Antriebsleistung zwischen null und dem Parameter **P3** liegt und der SOC > **P1** ist. Im Batteriebetrieb wird die maximale Batterieleistung durch **P5** angegeben. Rücksprungbedingung ist eine frei parametrierbare Leistung.

In Abb. 6.4 wurde die Lade- und Entladestrategie, in Abhängigkeit des SOC, noch einmal in anderer Form dargestellt. Es ist erkennbar, wie die Parameter **P1** und **P2** Einfluss auf die Ladestrategie nehmen können.



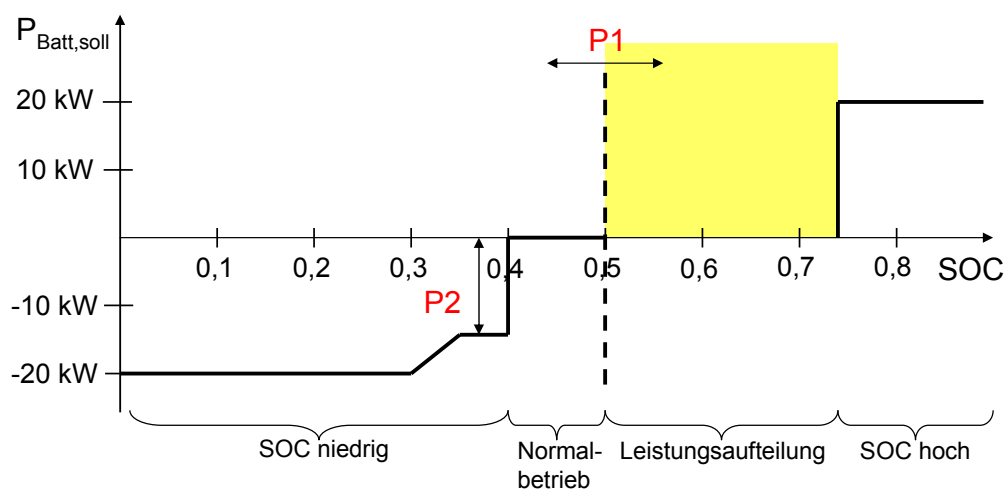


Abbildung 6.4: Lade- und Entladestrategie als Funktion des Ladezustandes

### Unterschiede der Betriebsstrategie für verschiedene Fahrzeugtopologien

Die in diesem Abschnitt vorgestellte Betriebsstrategie (Abb. 6.1) ist in dieser Form nur für die Zwei-Wandler Topologie gültig. Nur die Zwei-Wandler Topologie bietet die Möglichkeit der frei einstellbaren Zwischenkreisspannung. Für die Ein-Wandler Topologie wird die Vorgabe der optimalen Zwischenkreisspannung deaktiviert, da sich diese frei einstellt. Es bleiben aber alle Zustände zur Leistungsaufteilung unverändert bestehen. Demzufolge besteht in der Optimierung der Betriebsstrategie, mit den definierten Optimierungsparametern **P1** bis **P5**, kein Unterschied in den zwei Topologien.

## 6.3 Optimierung der Betriebsstrategie

In Abschnitt 6.1 wurden die PSO- und Simplex-Methode zum Optimieren der Betriebsstrategie ausgewählt. Die Parameter der Basisstrategie, die in Abschnitt 6.2 definiert wurden, sollen in diesem Abschnitt mit Hilfe der Optimierungsstrategien hinsichtlich eines minimalen Energieverbrauches optimiert werden. Als Basis für die Optimierung wird ein Satz von Parametern benutzt, die ein erfahrener Experte bestimmt hat. Die Wertebereiche und Expertenwerte der Optimierungsparameter sind in Tab. 6.2 angegeben. Im folgenden Abschnitt wird die Funktionsweise und der Ablauf der PSO- und Simplex-Methode beschrieben.

### Potential der Verbrauchseinsparung durch die Optimierung der Betriebsstrategie

In Abschnitt 6.1 wurden die Möglichkeiten zur Optimierung der Betriebsstrategie zusammengetragen und miteinander verglichen. Daran anknüpfend wurde in Abschnitt 6.2, mit Hilfe der gewonnenen Erkenntnisse, eine Betriebsstrategie hergeleitet. Die Betriebsstrategie basiert auf einem endlichen Automaten, dessen Umschaltbedingungen mit der PSO- und Simplex-Methode optimiert werden. Der endliche Automat hat den Vorteil, dass ein Großteil an Expertenwissen bereits mit in die Entwicklung des Automaten eingeflossen ist. In

Parameter	Wertebereich	Bedeutung	Experten-schätzung
P1	0,40 bis 0,70	SOC Grenze zwischen Normalbetrieb und Leistungsaufteilung	0,42
P2	-20 bis -1 kW	Ladeleistung	-5 kW
P3	-1 bis 25 kW	Hinsprungbedingung zu Batteriebetrieb	5 kW
P4	0 bis 5 kW	Hysteresebereich für Rücksprungbedingung vom Batteriebetrieb	2 kW
P5	0 bis 20 kW	Entladeleistung im Batteriebetrieb	15 kW

Tabelle 6.2: Wertebereich und Startwerte der Optimierungsparameter

diesem Fall bedeutet dieses Expertenwissen, dass bereits zwei Möglichkeiten einen minimalen Energieverbrauch zu erreichen im Automaten-Design enthalten sind.

Die erste Möglichkeit ist die lastpunktabhängige Änderung der Zwischenkreisspannung. Die optimale Zwischenkreisspannung wird vom Automaten in jedem Fahrzustand so vorgegeben, dass der Verbrauch minimiert wird. Das in Abschnitt 5.4 berechnete Optimierungspotential von 0,5 % bis 5 % des Wirkungsgrades des Antriebsstranges wird in der Basis-Betriebsstrategie bereits genutzt. Es kann durch den Optimierungsalgorithmus nicht weiter verbessert werden.

Die zweite Möglichkeit ist die optimale Entladestrategie der Batterie, siehe Abschnitt 6.2. Im Brennstoffzellenfahrzeug wird zunächst die gesamte Antriebsleistung von der Brennstoffzelle erzeugt. Wird das Fahrzeug im Fahrzyklus abgebremst, so wird die Batterie mit generatorisch erzeugter Antriebsleistung bis zu ihrer Ladeleistungsgrenze geladen. Die dadurch gespeicherte Energie kann jetzt zusätzlich für den Antrieb des Fahrzeuges genutzt werden und entlastet die Brennstoffzelle. Die optimale Leistungsaufteilung zwischen Batterie und Brennstoffzelle minimiert die Gesamtverluste im Antriebsstrang. Durch diese Optimierung werden, je nach aktueller Fahrleistung, zwischen 95 W und 2,6 kW Verluste vermieden, sobald sich die Betriebsstrategie im Zustand „Leistungsaufteilung“ befindet. Auch dieses Einsparpotential kann durch die Optimierung der Betriebsstrategie nicht verbessert werden.

Die Optimierung der Betriebsstrategie kann den Verbrauch im Wesentlichen durch zwei Stellgrößen weiter verringern. Die erste Stellgröße ist die Sprungbedingung in den Zustand „Batteriebetrieb“ bzw. die Rücksprungbedingung. Im Batteriebetrieb wird die Brennstoffzelle abgeschaltet und die Grundverluste der Nebenaggregate von etwa 250 W werden eingespart. In den Fahrzyklen ist ein Wechsel in diesen Zustand vor allem bei niedrigen Geschwindigkeiten bzw. Stillstand des Fahrzeuges möglich. Je nach Fahrzyklus tritt eine Stillstandszeit zwischen einer Minute im MBVT bis zu fünfeinhalb Minuten im FTP-75 auf. Aus den eingesparten Verlusten lässt sich das Optimierungspotential durch die Optimierung der beiden Parameter abschätzen. Es liegt im Bereich von 0,2 - 0,3 kWh/100km.

Die zweite Stellgröße ist die Verschiebung der SOC-Grenze **P1** zwischen den Zuständen „Brennstoffzellenbetrieb“ und „Leistungsaufteilung“. Durch eine optimale Parametrierung kann der maximale SOC-Hub zur Speicherung der rekuperierten Leistung genutzt werden. Je kleiner **P1** umso größer ist die Speicherkapazität der Batterie im Falle der Rekuperation. Es steigt aber auch die Wahrscheinlichkeit, dass dadurch die Batterie im Zustand „SOC niedrig“ über die Brennstoffzelle nachgeladen werden muss. Auch hier hängt das Optimierungspotential wieder vom Fahrzyklus ab. Als Abschätzung dient die Annahme, dass durch die Optimierung ein SOC-Hub von 2% zusätzlich für die Speicherung von Energie genutzt werden kann. Das ist zum Beispiel der Fall, wenn statt der Expertenschätzung von 42% für **P1** der minimale Wert von 40% als Optimum gefunden wird. Bei einem Energieinhalt von 1,4 kWh der Batterie und einmaligem Nutzen des zusätzlichen SOC-Hubes während eines Fahrzykluses lässt sich, je nach Fahrzyklus, eine Verbrauchseinsparung von 0,1 - 0,25 kWh/100km errechnen.

Werden beide Potentiale der Einsparung addiert, so lässt sich das zu erwartende Ergebnis der Optimierung der Betriebsstrategie mit einer Verbrauchseinsparung von bis zu 0,55 kWh/100km beziffern. Aufgrund der Startparameter, die von einem Experten gewählt wurden, ist davon auszugehen, dass die Optimierung nicht im schlechtesten Punkt starten wird. Deshalb wird sich die Verbrauchseinsparung zwischen dem Parametersatz des Experten und dem optimiertem Parametersatz deutlich unter 0,55 kWh/100km bewegen.

### 6.3.1 Optimierung mit der Simplex-Methode

Die Tabelle 6.3 verdeutlicht die Form des Simplex, in Abhängigkeit der Dimension des Parameterraumes. Das Simplexverfahren ist auf beliebig dimensionale Parameterräume an-



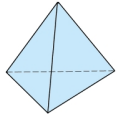
Dimensionen des Parameterraumes	Form des Simplex	Darstellung
1	Gerade	
2	Dreieck	
3	Tetraeder	
4	4-Simplex	

Tabelle 6.3: Simplexformen in Abhängigkeit des Parameterraumes

wendbar. Für die hier zu optimierende Betriebsstrategie mit  $n = 5$  Parametern benötigt, man einen Simplex mit  $n + 1$  Eckpunkten. Die Eckpunkte  $i$  des Simplex entsprechen je einem Parametervektor  $\underline{\theta}_i$ , die durch die Gütefunktion  $J(\underline{\theta}_i)$  bewertet werden. Der Simplex ist nach Gl. (6.7) definiert:

$$S = \{\underline{\theta}_1, \dots, \underline{\theta}_n, \underline{\theta}_{n+1}\} \quad (6.7)$$

Durch heuristische Regeln werden die Eckpunkte des Simplex so verändert, dass sich der Simplex in Richtung der optimalen Lösung bewegt. Der Simplex wird solange modifiziert, bis er sich im globalen Optimum „zusammenzieht“.

### 6.3.1.1 Funktionsweise der Simplex-Methode

Der Ablauf und die Modifikationen des Simplex, bis zum Finden der optimalen Lösung, sind in den folgenden Schritten erklärt.

1. Wahl der Eckpunkte des **Startsimplex**  $S^{(0)}$  (zufällig oder mit Vorwissen).

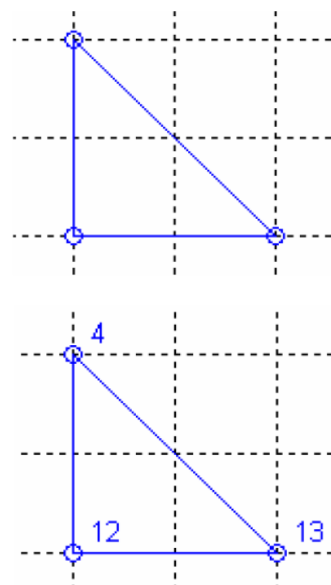
2. Bestimmen der **Gütwerte** aller Eckpunkte  
 $J(\underline{\theta}_1), \dots, J(\underline{\theta}_{n+1})$

3. Bestimmen der **Eckpunkte**  $\underline{\theta}_{max}$  bzw.  $\underline{\theta}_{min}$  mit dem maximalen und minimalen Gütwerten:

$$J_{max} = \max_i J(\underline{\theta}_i) \quad \text{bzw.} \quad J_{min} = \min_i J(\underline{\theta}_i)$$

4. Bestimmen des **Schwerpunktes**  $\underline{\theta}_c$  des Simplex ohne  $\underline{\theta}_{max}$ :

$$\underline{\theta}_c = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1, i \neq max}^{n+1} \underline{\theta}_i$$



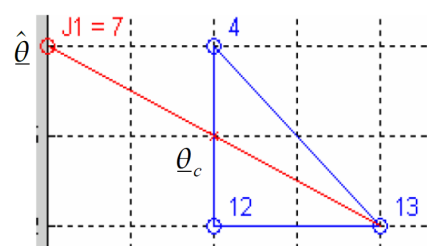
5. **Reflexion** des schlechtesten Punktes ( $\underline{\theta}_{max}$ ) durch Punktspiegelung von  $\underline{\theta}_{max}$  an  $\underline{\theta}_c$ :

$\hat{\theta} = \underline{\theta}_c + \alpha \cdot (\underline{\theta}_c - \underline{\theta}_{max})$  mit  $\alpha = 1$  und bestimme den Gütwert  $J(\hat{\theta})$ .

**Wenn**  $J(\hat{\theta}) < J_{min}$ , dann weiter mit Expansion (6)

**Wenn**  $J(\hat{\theta}) > J_{max}$ , dann weiter mit Kontraktion (7)

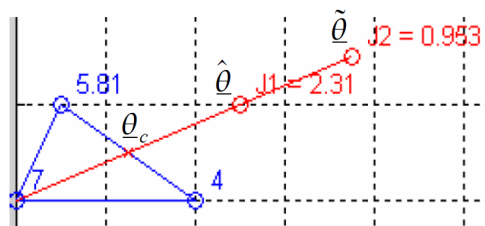
**Sonst** nimm  $\hat{\theta}$ , statt  $\underline{\theta}_{max}$ , als neuen Eckpunkt des Simplex und mache bei (8) weiter.



6. **Expansion**: teste ob eine weitere Verbesserung möglich ist. Erweitere auf neuen Punkt:  $\tilde{\theta} = \underline{\theta}_c + \gamma \cdot (\hat{\theta} - \underline{\theta}_c)$  mit  $\gamma = 2$  und bestimme den Gütwert  $J(\tilde{\theta})$ .

**Wenn**  $J(\tilde{\theta}) < J_{min}$ , dann nimm  $\tilde{\theta}$  statt  $\underline{\theta}_{max}$  als neuen Eckpunkt des Simplex und mache bei (8) weiter.

**Sonst**: nimm  $\hat{\theta}$  statt  $\underline{\theta}_{max}$  als neuen Eckpunkt des Simplex und mache bei (8) weiter.



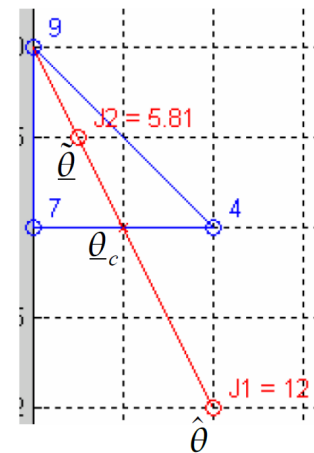
7. **Kontraktion:** teste, ob es eine Verbesserung gibt, wenn sich der Simplex zusammenzieht. Verkürze auf neuen Punkt:

$\tilde{\theta} = \underline{\theta}_c + \beta \cdot (\underline{\theta}_{max} - \underline{\theta}_c)$  mit  $\beta = 0.5$  und bestimme den Güterwert  $J(\tilde{\theta})$ .

**Wenn**  $J(\tilde{\theta}) < \min(J(\hat{\theta}), J_{min})$ , dann nimm  $\tilde{\theta}$  statt  $\underline{\theta}_{max}$  als neuen Eckpunkt des Simplex und mache bei (8) weiter.

**Sonst:** verkleinere den Simplex.

$\underline{\theta}_i = (\underline{\theta}_i - \underline{\theta}_{min})/2 + \underline{\theta}_{min}$  für alle Eckpunkte  $i$  und mache bei (8) weiter.



8. Wenn das **Abbruchkriterium** erfüllt ist, beende den Algorithmus. Der Parametervektor  $\underline{\theta}_{min}$  ist die beste Lösung des Optimierungsproblems. Mögliche Abbruchkriterien sind:

- minimaler euklidischer Abstand zwischen den Punkten des Simplex
- minimale Differenz der Güterwerte zwischen den Punkten des Simplex
- minimales Simplexvolumen

**Sonst:** mache bei (4) weiter.

Die Parameter  $\alpha$ ,  $\beta$  und  $\gamma$  sind frei wählbar und verändern das Verhalten des Algorithmus.

### 6.3.1.2 Ablauf der Optimierung mit der Simplex-Methode

Die Funktionsweise der Simplex-Methode wird am Beispiel der Zwei-Wandler Topologie im FTP75 dargestellt. Durch die fünf Optimierungsparameter hat der Simplex die Form eines 4-Simplex, dessen Endpunkte sich durch Kontraktion, Expansion oder Reflexion im Parameterraum bewegen. In Abb. 6.5 ist die zweidimensionale Projektion der Parameter dargestellt. Jeder Punkt ist das Ergebnis einer Simulation, wobei der rote Punkt das optimale Ergebnis markiert.

Es ist gut erkennbar, wie sich der Parameter durch den Parameterraum bewegt und der Verbrauch sinkt. Je näher der Verbrauch an das Optimum heran kommt, umso weniger dichter wird die Punktwolke. Wird die Bewegung des Simplex im zweidimensionalen Raum untersucht, so zeigt sich, dass die Qualität der Suche stark vom Startparameter abhängt. In Abb. 6.6(a) ist dieses Verhalten gut zu erkennen. Der Simplex durchsucht einen geringen Teil des Suchraums und endet im roten Punkt. Der Vorteil ist, dass er dadurch sehr schnell das Minimum findet, mit dem Nachteil, dass es nicht sicher ist, ob das Minimum auch das globale Minimum ist. Durch mehrfache Optimierung mit veränderten Startparametern lässt sich dieses Problem jedoch einfach beheben. Der Verlauf des Energieverbrauches während der Optimierung ist in Abb. 6.6(b) dargestellt. Schon während der ersten fünf Iterationsschritte wird die größte Verbesserung im Verbrauch erreicht. Mit der Simplex-Methode kann die Betriebsstrategie erfolgreich, und mit wenigen Iterationsschritten optimiert werden.

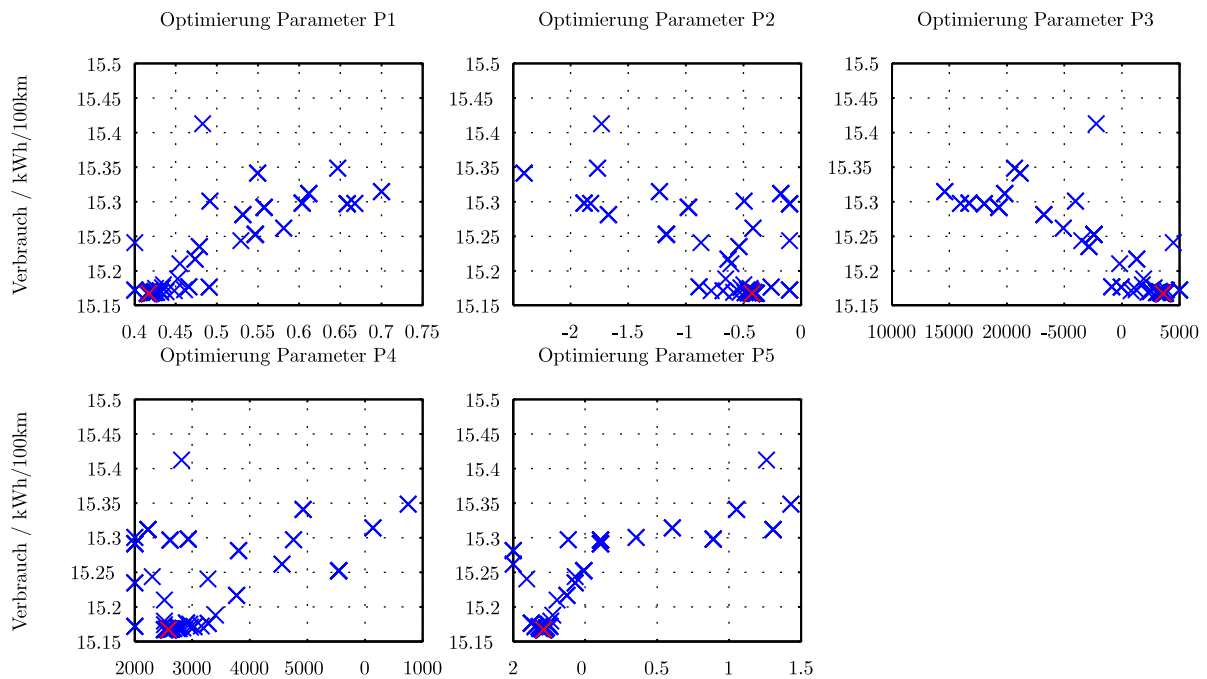


Abbildung 6.5: Parameteroptimierung durch die Simplex-Methode (Zwei-Wandler Topologie, FTP75)

### 6.3.2 Optimierung mit der Particle Swarm Optimisation

Die Idee des *Particle Swarm Optimisation*-Algorithmus (PSO) ist es, das Schwarmverhalten von Vögeln hinsichtlich optimaler Futterplätze nachzuahmen. Verbesserungen werden durch Kommunikation mit dem Nachbarn und Adaption des Verhaltens erfolgreicher Partikel erreicht [Weicker 07]. Die Partikel sind definiert durch ihre Position  $\underline{x} \in \mathbb{R}^n$  und ihre Geschwindigkeit  $\underline{v} \in \mathbb{R}^n$ .

Nach jedem Schritt wird die Geschwindigkeit angepasst und die Position nach Gl. (6.8) adaptiert.

$$\underline{x}^{t+1} = \underline{x}^t + \underline{v}^{t+1} \quad (6.8)$$

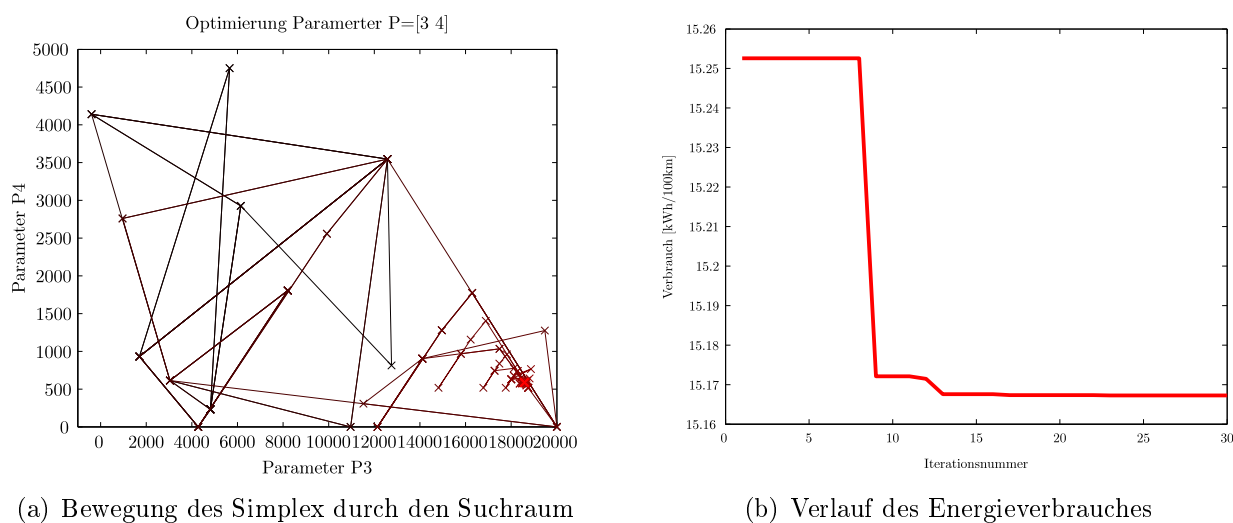
Für die Modifikation der Geschwindigkeit gehen zwei Komponenten ein [Brodersen 06]:

- Jedes Partikel ist bestrebt zu seiner persönlich besten Position zurückzukehren.
- Alle Partikel orientieren sich an den besten Erfolgen seiner Nachbarn.

Jedes Partikel  $i$  muss sich seine eigene beste Position  $\underline{y}_i$  und die global beste bisher gefundene Position  $\underline{\hat{y}}$  merken. Die Geschwindigkeit wird dann durch Gleichung (6.9) modifiziert [Kramer 09]:

$$\underline{v}_i^{t+1} = \omega \cdot \underline{v}_i^t + c_1 \cdot r_1 \cdot (\underline{y}_i - \underline{x}_i) + c_2 \cdot r_2 \cdot (\underline{\hat{y}} - \underline{x}_i) \quad (6.9)$$

Der Parameter  $\omega$  ist ein Trägheitsfaktor, der bestimmt, wie stark der Einfluss der letzten Geschwindigkeit auf die momentane Geschwindigkeit ist. Der Wertebereich von  $\omega$  liegt im Bereich zwischen 0 und 1. Weil durch einen hohen Wert der Drang zu explorieren verstärkt



(a) Bewegung des Simplex durch den Suchraum

(b) Verlauf des Energieverbrauches

Abbildung 6.6: Optimierung mit der Simplex-Methode (Zwei-Wandler Topologie, FTP75)

wird, sollte am Anfang des Algorithmus der Parameter  $\omega$  einen hohen Wert ( $\omega_{max} = 1$ ) annehmen und sich dann kontinuierlich verringern (bis  $\omega_{min} = 0,2$ ), damit sich der Schwarm beruhigt [Brabazon 06]. Eine einfache Methode, das zu erreichen, ist:

$$\omega = \omega_{max} - \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{max_{iter}} \cdot curr_{iter} \quad (6.10)$$

Die Parameter  $max_{iter}$  bzw.  $curr_{iter}$  geben die maximale und aktuelle Iteration an. Die Variablen  $r_1$  und  $r_2$  sind gleichverteilte Zufallszahlen zwischen 0 und 1. Sie sorgen dafür, dass der Algorithmus stochastisch bleibt. Der Faktor  $c_1$  bestimmt, wie stark die persönlich beste Position einen Einfluss auf die Geschwindigkeitsänderung hat. Im Gegensatz dazu ist  $c_2$  ein sozialer Faktor der bestimmt, wie stark sich ein Individuum an den Nachbarn orientiert (der global besten Position). Sinnvolle Werte für  $c_1$  und  $c_2$  liegen im Bereich zwischen 1,5 und 2. Durch die Änderung der Position der Partikel werden ihre Fitnesswerte verbessert. Der Fitnesswert entspricht in dieser Anwendung dem Energieverbrauch des Fahrzeuges. Je geringer der Energieverbrauch, desto besser der Fitnesswert.

### 6.3.2.1 Funktionsweise der Particle Swarm Optimisation

1. Initialisiere die **Anfangspositionen**  $\underline{x}_i$  jedes Partikels  $i$  zufällig.
2. Initialisiere die **Anfangsgeschwindigkeit**  $\underline{v}_i$  jedes Partikels  $i$  mit „0“.
3. Initialisiere den **Fitnesswert** der global besten Position  $fitness_{GlobalBest}$  und die lokal besten Positionen  $fitness_{Best}(i)$  aller Partikel  $i$  mit  $\infty$ .
4. Berechne:

$$\omega = \omega_{max} - \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{max_{iter}} \cdot curr_{iter}$$

5. Berechne die **Fitnesswerte** aller Partikel.
6. Adaptiere die **lokal besten Fitnesswerte** aller Partikel  $i$ :

$$\text{Wenn}(\text{fitness}_i < \text{fitness}_{\text{Best}}(i)) \{ \text{fitness}_{\text{Best}}(i) = \text{fitness}_i; \quad \underline{y}_i = \underline{x}_i \}$$

7. Adaptiere den **global besten Fitnesswert**:

$$\text{fitness}_{\min} = \min_i(\text{fitness}_i);$$

$$\text{index} = \operatorname{argmin}_i(\text{fitness}_i);$$

$$\text{Wenn}(\text{fitness}_{\min} < \text{fitness}_{\text{GlobalBest}}) \{ \text{fitness}_{\text{GlobalBest}} = \text{fitness}_{\min}; \quad \hat{y} = \underline{x}_{\text{index}} \}$$

8. Adaptiere die **Geschwindigkeit** aller Partikel  $i$ :

$$\underline{v}_i^{t+1} = \omega \cdot \underline{v}_i^t + c_1 \cdot r_1 \cdot (\underline{y}_i - \underline{x}_i) + c_2 \cdot r_2 \cdot (\hat{y} - \underline{x}_i)$$

9. Prüfe, dass  $\underline{v}_i$  kleiner als  $\underline{v}_{\max}$  ist. Dabei ist  $\underline{v}_{\max} = k \cdot (\underline{X}_{\max} - \underline{X}_{\min})$  mit  $k \in [0,1]$ .  
 $\underline{X}_{\max}$  und  $\underline{X}_{\min}$  sind die Grenzen des Suchraumes.
10. Adaptiere die **Positionen** aller Partikel  $i$ :

$$\underline{x}^{t+1} = \underline{x}^t + \underline{v}^{t+1}$$

11. Prüfe **Abbruchkriterien** (z.B. Maximale Iterationszahl).  
**Wenn** (Abbruch) gebe  $\hat{y}$  als optimale Lösung aus.  
**Sonst** weiter bei (4).

### 6.3.2.2 Ablauf der Optimierung mit der Particle Swarm Optimisation

Analog zum Abschnitt 6.3.1.2 wird die Variation der Optimierungsparameter und des Verbrauches über die Iterationsschritte am Beispiel des Zwei-Wandler Konzeptes simuliert im FTP75-Fahrzyklus dargestellt. Vom PSO-Algorithmus werden die fünf Parameter der Betriebsstrategie optimiert. Die Darstellung der Parameter, in Abhängigkeit zum Energieverbrauch, ist in Abb. 6.7 dargestellt. Im Gegensatz zur Simplex-Methode sind viel mehr simulierte Punkte zu sehen, obwohl die Anzahl der Iterationen geringer ist. Dies liegt daran, dass die Anzahl der Simulationen pro Iteration bei der Simplex-Methode von der Anzahl der Parameter bestimmt wird. Bei der PSO wird sie von der Anzahl der Partikel im Schwarm bestimmt. Die Anzahl der Partikel liegt hier mit 25 Stück deutlich höher als die 5 Simulationen pro Iteration, die bei der Simplex-Methode durchgeführt werden. Bei der PSO wird der Parameterraum durch den Schwarm durchsucht, wie in Abb. 6.8(a) beispielhaft an der Projektion der Parameter **P3** und **P4** zu sehen ist. Je heller die Punkte werden, um so höher ist die Iterationsnummer. Durch die vielen Teilchen mit großer Streuung wird der



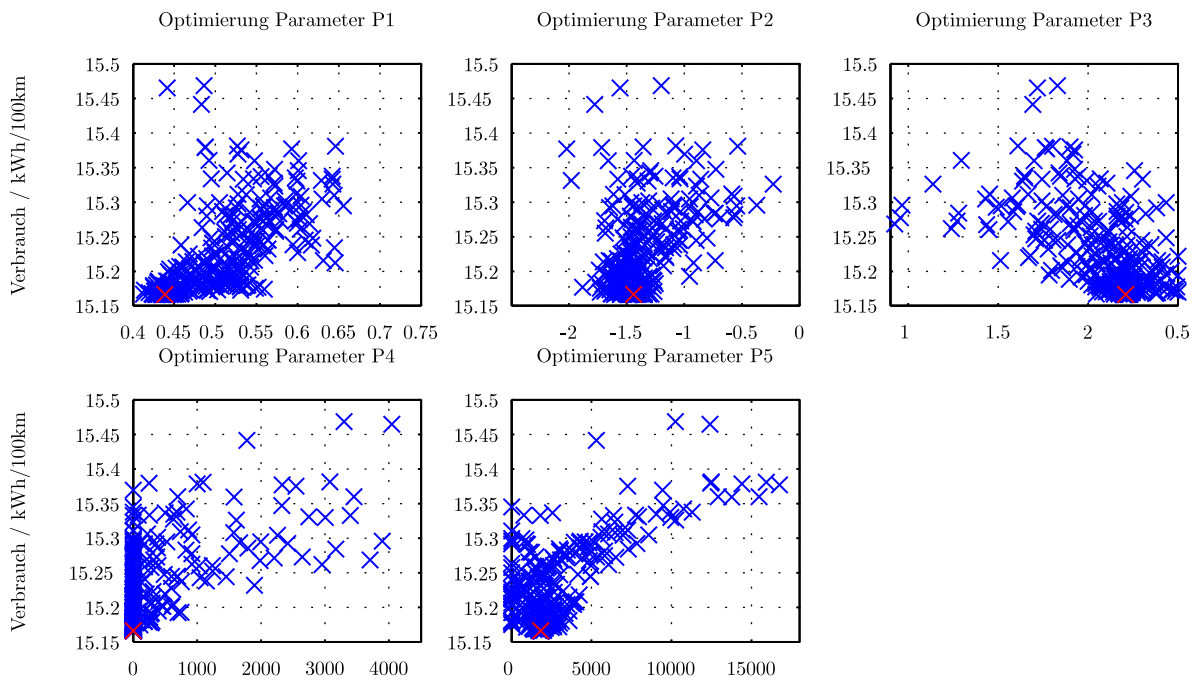


Abbildung 6.7: Parameteroptimierung durch die PSO (Zwei-Wandler Topologie, FTP75)

Parameterraum sehr gut durchsucht und es wird mit großer Wahrscheinlichkeit das globale Optimum gefunden. Der Energieverbrauch wird innerhalb weniger Iterationsschritte optimiert und konvergiert im Optimum (Abb. 6.8(b)).

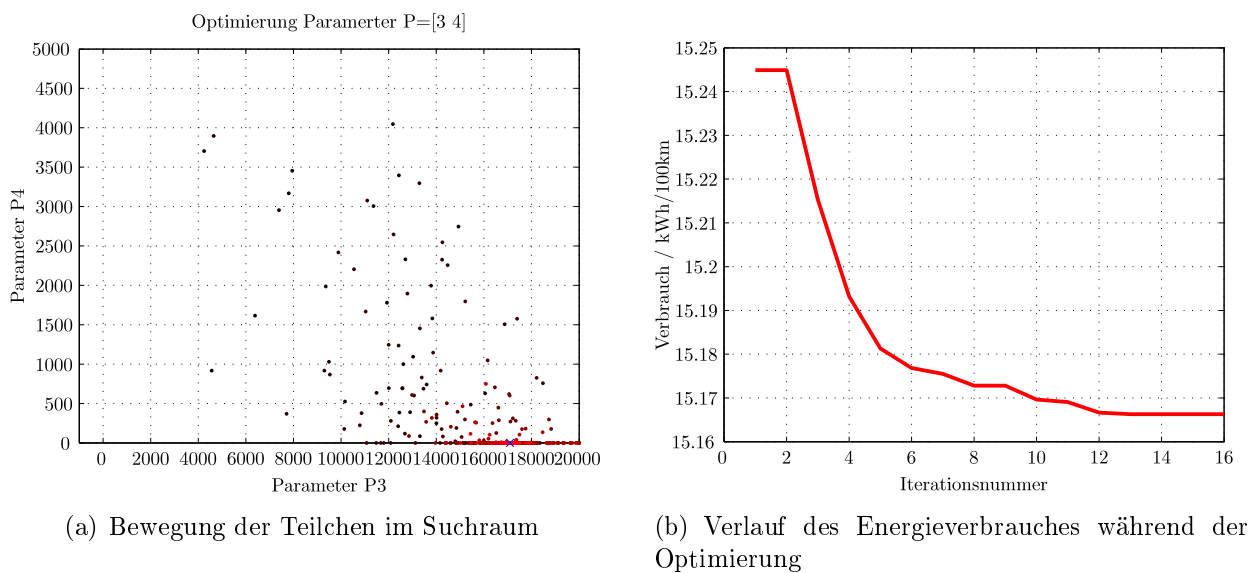


Abbildung 6.8: Optimierung mit PSO (Zwei-Wandler Topologie, FTP75)

## 7 Energieverbrauch des Fahrzeuges

In Kapitel 6 wurde die Betriebsstrategie für die beiden Fahrzeugtopologien aufgestellt und die Vorgehensweise zu deren Optimierung aufgezeigt. Die Optimierungsmethoden wurden auf das Gesamtmodell, welches die Verlustleistungen der einzelnen Komponenten abbildet, angewandt. Im folgenden Kapitel werden die Ergebnisse der Verbrauchssimulationen beschrieben und ausgewertet. Die Topologien wurden mit folgenden Fahrzyklen simuliert: NEFZ, FTP-75 und MBVT (Tabelle 7.1). Sie weisen höchst unterschiedliche Fahrprofile auf, was bereits anhand der Strecke und der benötigten mechanischen Antriebsenergie erkennbar ist. Während NEFZ und FTP-75 Zertifizierungszyklen sind, ist der MBVT darauf ausgelegt, ein realistisches Fahrverhalten nachzubilden und somit realistische Verbräuche zu ermitteln. Die Parameter der Betriebsstrategie, die durch die Optimierung mit dem MBVT ermittelt werden, sind somit die ausschlaggebenden Parameter für die Implementierung im Fahrzeug. In den weiteren Betrachtungen wird zuerst die Berechnungsmethode zur Verbrauchs-

<b>Fahrzyklus</b>	<b>Strecke</b>	<b>mech. Antriebsenergie</b>
NEFZ	11,03 km	1,24 kWh
FTP-75	11 km	1,15 kWh
MBVT	38,57 km	6,39 kWh

Tabelle 7.1: Strecke und benötigte mechanische Antriebsenergie der verschiedenen Fahrzyklen

ermittlung dargestellt. Danach werden die simulierten Energieverbräuche ausgewertet, und schließlich werden die beiden Topologien hinsichtlich ihres Energieverbrauches verglichen.

### 7.1 Methode zur Berechnung des Energieverbrauches

Für das Brennstoffzellenfahrzeug können prinzipiell zwei Verbräuche angegeben werden. Diese lehnen sich an die in Europa übliche Form von Fahrzeugen mit Verbrennungsmotoren ( $l/100km$ ) an. Für den Besitzer eines Brennstoffzellenfahrzeuges ist der Gesamtwirkungsgrad bzw. der Wasserstoffverbrauch ausschlaggebend. Dieser wird in der Einheit  $kg/100km$  angegeben. In die Berechnung des Wasserstoffverbrauches gehen unter anderem die Anzahl der Einzelzellen der Brennstoffzelle, der Stackstrom und der mittlere Wirkungsgrad der Brennstoffzelle ein. In dieser Arbeit werden Fahrzeugtopologien mit zwei verschiedenen Brennstoffzellensystemen verglichen. Zur Vergleichbarkeit der Topologien wurde für beide Brennstoffzellensysteme der selbe Wirkungsgrad (abhängig von der Ausgangsleistung) angenommen. Durch diese Vereinfachung ist die Angabe des Wasserstoffverbrauches allerdings

nicht mehr aussagekräftig. Deswegen wird in der Arbeit die von der Brennstoffzelle erzeugte elektrische Energie als Gütekriterium verwendet. Der Wirkungsgrad der Brennstoffzelle wird dadurch in der Verbrauchsberechnung nicht mitbetrachtet. Der Energieverbrauch wird in der für Elektrofahrzeuge üblichen Einheit  $\text{kWh}/100\text{km}$  angegeben und direkt am Ausgang der Brennstoffzelle gemessen. Der elektrische Energieverbrauch  $C$  berechnet sich aus Gl. (7.1).

$$C = \frac{E}{s} \quad (7.1)$$

Die Fahrtstrecke wird mit Hilfe des festen Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}$  aus der Drehzahl der elektrischen Maschine berechnet.

$$s = \int_0^\infty v dt = \int_0^\infty \frac{\pi \cdot D_{Rad} \cdot \omega_{Maschine}}{\ddot{u}} dt \quad (7.2)$$

Die verbrauchte, elektrische Energie berechnet sich aus der Energie der Brennstoffzelle  $E_{BZ}$  und der Energiedifferenz der Batterie  $\Delta E_{Bat}$ . Zugrunde gelegt wird hier ein Energiegehalt der Batterie von 1,4 kWh.

$$E = E_{BZ} - \Delta E_{Bat} = \int_0^\infty P_{BZ} dt - \Delta SOC \cdot E_{Bat} \quad (7.3)$$

$$E = \int_0^\infty U_{BZ} \cdot I_{BZ} dt - (SOC_{t=\infty} - SOC_{t=0}) \cdot E_{Bat} \quad (7.4)$$

Die Energiedifferenz, die in der Batterie zwischen Start und Ende des Fahrzyklus entsteht, wird in dieser Verbrauchsberechnung allein durch die Differenz des SOC bestimmt. Diese Berechnung gilt unter der Annahme, dass die Batterie verlustlos geladen und entladen wird. Aufgrund des hohen Wirkungsgrades der Batterie und dem, durch die Betriebsstrategie, relativ konstanten SOC ist der Rechenfehler sehr gering. Im MBVT bei einem  $\Delta SOC = 5\%$  liegt der vernachlässigte Fehler im Verbrauch bei etwa 0,12%.

## 7.2 Energieverbrauch des Fahrzeuges mit Zwei-Wandler Topologie

Die Optimierung des Energieverbrauches der Zwei-Wandler Topologie wurde im zeitlichen Ablauf der Arbeit als Erstes implementiert. Der Energieverbrauch des Fahrzeuges wurde, wie in Kapitel 6 beschrieben, mit den zwei ausgewählten Optimierungsmethoden, Particle-Swarm-Optimisation und Simplex-Methode, und für drei verschiedene Fahrzyklen optimiert. Die Funktionsweise der beiden Optimierungsmethoden wurde in Abschnitt 6.3 gezeigt. Im Folgenden werden die Verbräuche des Fahrzeuges mit Zwei-Wandler Topologie aufgeführt.

### 7.2.1 Verbrauch abhängig von den Optimierungsmethoden

Durch die Optimierung mit der Simplex-Methode und der PSO müssen für die gleiche Topologie und die gleichen Fahrzyklen auch die selben Verbräuche ermittelt werden. Durch zwei Ursachen können Abweichungen zwischen den Optimierungsergebnissen entstehen: durch einen zu frühen Abbruch der Optimierung oder der Berechnung unterschiedlicher Minima. In Tabelle 7.2 sind die optimierten Energieverbräuche der Fahrzyklen und die Unterschiede zwischen den beiden Optimierungsverfahren dargestellt. Die optimierten Energieverbräuche unterscheiden sich maximal um 0,05 % voneinander. Daraus lässt sich ableiten, dass die Op-

Fahrzyklus	Simplex	PSO	Unterschied
<b>NEFZ</b>	16,0207	16,0152	0,03 %
<b>FTP-75</b>	15,1673	15,1688	-0,01 %
<b>MBVT</b>	21,9493	21,9601	-0,05 %

Tabelle 7.2: Energieverbrauch in  $\text{kWh}/100\text{km}$  und Unterschied des Energieverbrauches zwischen den Optimierungsverfahren

timierung sowohl mit der Simplex-Methode als auch mit der PSO gleiche Ergebnisse liefert. Beide Verfahren funktionieren für diese Anwendung gleich gut. Der Unterschied zwischen den Verfahren besteht allerdings im Rechenaufwand, der bei der PSO deutlich höher ist als bei der Simplex-Methode. Aus diesem Grund wird für die Optimierung des Fahrzeuges mit Ein-Wandler Topologie auf das Verfahren der PSO verzichtet. Es ist ausreichend, die Optimierung mit der Simplex-Methode durchzuführen.

Die Energieverbräuche in Tabelle 7.2 und 7.3 wurden durch unterschiedliche Parametersätze der Betriebsstrategie ermittelt. Für jeden Fahrzyklus wurde der spezifische, optimale Parametersatz für die Verbrauchsberechnung zugrunde gelegt. Dies führt zu den bestmöglichen Energieverbräuchen, die im jeweiligen Fahrzyklus mit der Zwei-Wandler Topologie erreicht werden können. Um heraus zu finden, wie stark die Optimierungsmethoden den Verbrauch gegenüber der ursprünglich vom Experten festgelegten und parametrisierten Betriebsstrategie verbessert haben, sind die Verbräuche mit Expertenparametern und optimierten Parametern in Tabelle 7.3 gegenübergestellt. In der Spalte *Gewinn* wird die Verbesserung des Energiever-

Fahrzyklus	Experte	Simplex	PSO	Gewinn
<b>NEFZ</b>	16,2146	16,0207	16,0152	1,25 %
<b>FTP-75</b>	15,3353	15,1673	15,1688	1,11 %
<b>MBVT</b>	22,1301	21,9493	21,9601	0,82 %

Tabelle 7.3: Energieverbrauch in  $\text{kWh}/100\text{km}$

brauches durch die Optimierung angegeben. Je nach Fahrzyklus liegt der Gewinn zwischen 0,82 % und 1,25 %. Diese Verbesserung ergibt sich lediglich aus der Optimierung der fünf Parameter der Betriebstrategie (Tabelle 6.2). Sowohl bei der Simulation des Experten als auch bei der Optimierung wurde immer die optimale Zwischenkreisspannung vorgegeben.

Dieses Ergebnis bestätigt die Annahme, dass die Betriebsstrategie des Experten durch eine Optimierung noch verbessert werden kann. Die Verbesserung um etwa 1 % im Energieverbrauch ist nicht sehr groß. Das liegt zum einen daran, dass der Antrieb im Zustand *Leistungsaufteilung* bereits mit dem optimalen Wirkungsgrad betrieben wird. Zum anderen weisen die DC/DC-Wandler und die Batterie hohe Wirkungsgrade auf, und durch eine Lastpunktverschiebung zwischen Brennstoffzelle und Batterie kann der Wirkungsgrad nur geringfügig verbessert werden. Deswegen ist der erreichte Gewinn durch die Optimierung, in Anbetracht der Stellmöglichkeiten, ein sehr gutes Ergebnis.

## 7.2.2 Global bester Parametervektor

Die Betriebsstrategie sieht vor, dass der Parametervektor einmal festgelegt wird und dann für die gesamte Betriebsdauer des Fahrzeuges konstant bleibt. Im realen Betrieb des Fahrzeuges entspricht das Fahrprofil keinem einheitlichen Fahrzyklus, wie er hier zugrunde gelegt wurde. Die Parameter der Betriebsstrategie sollen aber für den realen Fahrbetrieb einen minimalen Verbrauch ermöglichen. Inwieweit der Verbrauch bei verschiedenen Fahrzyklen und einem konstanten Parametersatz variiert, zeigen die Tabellen 7.4 und 7.5. Der Durchschnitt gibt den durchschnittlichen Verbrauch über alle drei Fahrzyklen mit dem jeweiligen Parametersatz an. Für die Simplex-Methode wird der geringste Durchschnitt mit dem Parametersatz des MBVT erreicht. Bei den Parametersätzen des PSO wird der geringste Durchschnitt mit den FTP-75 Parametersätzen erreicht, wobei der Durchschnitt zum MBVT Parametersatz nur um etwa 0,05 % abweicht. Dies zeigt, dass mit den Parametern des realistischsten

Fahrzyklus	Para. NEFZ	Para. FTP-75	Para. MBVT	Para. Experte
NEFZ	<b>16,0207</b>	16,0661	16,0621	16,2146
FTP-75	15,2024	<b>15,1673</b>	15,1812	15,3353
MBVT	22,0973	21,9852	<b>21,9493</b>	22,1301
Durchschnitt	17,7735	17,7395	<b>17,7308</b>	17,8933

Tabelle 7.4: Kreuzvalidierung der Parametervektoren beim Simplex-Algorithmus

Fahrzyklus	Para. NEFZ	Para. FTP-75	Para. MBVT	Para. Experte
NEFZ	<b>16,0152</b>	16,0609	16,0864	16,2146
FTP-75	15,1945	<b>15,1688</b>	15,1740	15,3353
MBVT	22,1207	21,9675	<b>21,9601</b>	22,1301
Durchschnitt	17,7768	<b>17,7324</b>	17,7401	17,8933

Tabelle 7.5: Kreuzvalidierung der Parametervektoren beim PSO-Algorithmus

Fahrprofiles insgesamt die besten Verbräuche erzielt werden können. Aus diesem Grund werden für die weiteren Betrachtungen der Zwei-Wandler Topologie und insbesondere beim Vergleich der Topologien immer die Parameter des MBVT verwendet.

## 7.3 Energieverbrauch des Fahrzeuges mit Ein-Wandler Topologie

Nachdem die Verbräuche des Fahrzeuges mit der Zwei-Wandler Topologie in Abschnitt 7.2 vorgestellt wurden, werden jetzt die Verbräuche der Ein-Wandler Topologie gezeigt. Weil beide Optimierungsmethoden gleich gut funktionieren, wurde die Betriebsstrategie des Fahrzeuges mit Ein-Wandler Topologie mit der Simplex-Methode optimiert. Ein Vergleich mit der PSO ist nicht erforderlich.

Die Betriebsstrategie des Fahrzeuges blieb für die Ein-Wandler Topologie, bis auf die Vorgabe der optimalen Zwischenkreisspannung, unverändert. Es wurden sowohl Simulationen mit den Parametern des Experten als auch mit den optimierten Parametern durchgeführt. In Tabelle 7.6 sind die Verbräuche für die einzelnen Fahrzyklen und Parametersätze dargestellt. Es wurde für jeden Fahrzyklus der optimale Parametersatz ausgewählt. Somit ist der bestmögliche Verbrauch des Fahrzeuges in der Spalte Simplex dargestellt. Der Gewinn,

Fahrzyklus	Experte	Simplex	Gewinn
<b>NEFZ</b>	17,064	16,896	0,99 %
<b>FTP-75</b>	16,263	16,115	0,91 %
<b>MBVT</b>	22,160	21,956	0,92 %

Tabelle 7.6: Energieverbrauch in  $\text{kWh}/100\text{km}$

der durch die Optimierung erreicht wurde, liegt für alle Fahrzyklen bei etwa 0,9%. Dies entspricht den Werten der Zwei-Wandler Topologie.

Wird eine Kreuzvalidierung zwischen Fahrzyklen und Parametersätzen durchgeführt (Tab. 7.7), so sind die durchschnittlichen Verbräuche für alle Parametersätze nahezu konstant. Der niedrigste Verbrauch im MBVT wird auch mit dem MBVT-Parametersatz erreicht. Deswegen wird für die weiteren Simulationen immer der MBVT-Parametersatz verwendet.

Fahrzyklus	Para. NEFZ	Para. FTP-75	Para. MBVT	Para. Experte
<b>NEFZ</b>	<b>16,896</b>	16,903	16,926	16,947
<b>FTP-75</b>	16,116	<b>16,115</b>	16,148	16,173
<b>MBVT</b>	22,016	21,996	<b>21,956</b>	22,039
<b>Durchschnitt</b>	18,343	18,338	<b>18,343</b>	18,386

Tabelle 7.7: Kreuzvalidierung der Parametervektoren beim Simplex-Algorithmus (Energieverbrauch in  $\text{kWh}/100\text{km}$ )

## 7.4 Vergleich des Energieverbrauches zwischen Ein- und Zwei-Wandler Topologie

Die Energieverbräuche der beiden Fahrzeugtopologien wurden getrennt voneinander optimiert, und der beste Parametersatz wurde festgelegt. Mit beiden Topologien wurde der spezifische Energieverbrauch für die drei Fahrzyklen ermittelt. Es stellt sich jetzt die Frage, mit welcher Topologie das Fahrzeug weniger Energie verbraucht. Diese Frage wird in diesem Abschnitt beantwortet.

Die Simulationen beider Topologien wurden, für den Vergleich in Tabelle 7.8, mit den jeweiligen MBVT-Parametersätzen durchgeführt. Dadurch wird der Vergleich der beiden Topologien nicht durch Variationen der Parameter der Betriebsstrategie verfälscht. In den Spalten sind die Verbräuche der Ein-Wandler- und Zwei-Wandler Topologie, sowie ein *Gewinn* dargestellt. Der Gewinn gibt an, um wie viel Prozent sich der Energieverbrauch des Fahrzeuges mit der Zwei-Wandler Topologie verringert. Mit der Zwei-Wandler Topologie verbraucht das

Fahrzyklus	Ein-Wandler	Zwei-Wandler	Gewinn
<b>NEFZ</b>	16,926	16,062	5,10 %
<b>FTP-75</b>	16,148	15,181	5,99 %
<b>MBVT</b>	21,956	21,949	0,03 %

Tabelle 7.8: Vergleich der Energieverbräuche zwischen Ein- und Zwei-Wandler Topologie in  $\text{kWh}/100\text{km}$

Fahrzeug in jedem Fahrzyklus weniger Energie als das gleiche Fahrzeug mit Ein-Wandler Topologie. Der Unterschied wird besonders bei den Fahrzyklen NEFZ und FTP-75 deutlich. Dort ist der Gewinn größer als 5 %. Diese Fahrzyklen stellen nur geringe Anforderungen an die Leistung und Dynamik des Fahrzeuges und mit der Zwei-Wandler Topologie gelingt es besonders gut, die variable Zwischenkreisspannung auszunutzen und den Antrieb in einem besonders hohen Wirkungsgrad zu betreiben.

Die Gründe für die Verbrauchsunterschiede werden aus Abb. 7.1 und Abb. 7.2 ersichtlich. Sowohl in der Ein-Wandler als auch in der Zwei-Wandler Topologie beträgt der Verlustanteil des Antriebs (Umrichter und Maschine) über 80 % an den Gesamtverlusten. Der Anteil des zusätzlichen Brennstoffzellenwandlers in der Zwei-Wandler Topologie macht lediglich 6-12 % (je nach Fahrzyklus) aus. Durch die Einführung des Brennstoffzellenwandlers kann allerdings der Energieverbrauch des Antriebs reduziert werden. In Abb. 7.2 wurde die Verlustleistung der einzelnen Komponenten auf die Energieverbrauch pro 100 km umgerechnet. Im NEFZ sinkt der Energieverbrauch des Antriebs von  $3,8 \text{ kWh}/100\text{km}$  in der Ein-Wandler Topologie, auf  $2,7 \text{ kWh}/100\text{km}$  in der Zwei-Wandler Topologie, während durch den Brennstoffzellenwandler lediglich zusätzliche Energieverbräuche von  $0,26 \text{ kWh}/100\text{km}$  verursacht wird. Ähnlich sieht es beim FTP-75 aus, in dem die Einsparung von  $1,1 \text{ kWh}/100\text{km}$  im Antrieb durch den Zusatzaufwand von  $0,21 \text{ kWh}/100\text{km}$  im Brennstoffzellenwandler erreicht werden. Im MBVT sinkt der Verbrauch des Antriebs nur um  $0,6 \text{ kWh}/100\text{km}$ , während der zusätzliche Verbrauch durch den Brennstoffzellenwandler  $0,5 \text{ kWh}/100\text{km}$  beträgt. Die Einsparungen und



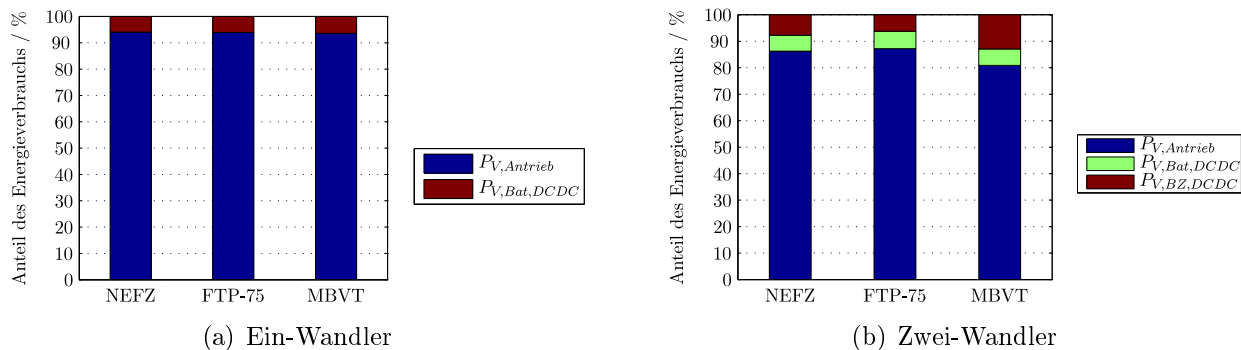


Abbildung 7.1: Energieverbräuche der verschiedenen Komponenten in %

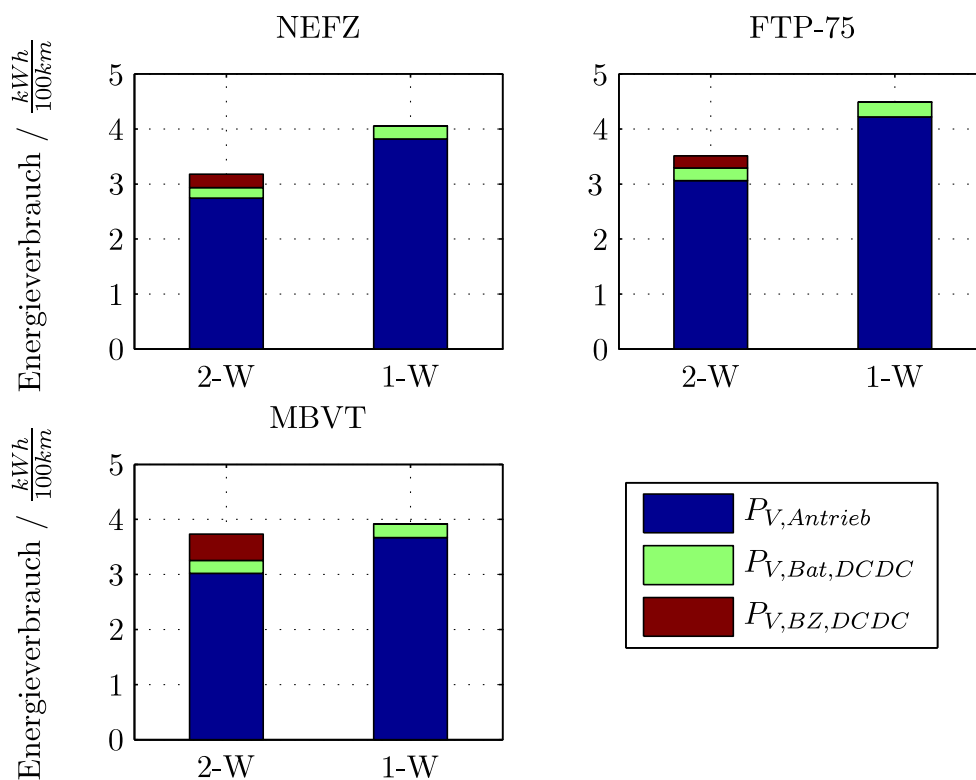


Abbildung 7.2: Energieverbrauch  $C$  der Komponenten in kWh/100km

die zusätzlichen Aufwendungen gleichen sich hier, aufgrund des anspruchsvollen Fahrzyklus, fast aus. Dennoch ist der Energieverbrauch mit der Zwei-Wandler Topologie geringer.

Die Gründe der Verbrauchsreduktion mit der Zwei-Wandler Topologie lassen sich nach dem Betrachten der Energieverbräuche der Einzelkomponenten gut bestimmen. Zum einen werden insbesondere die ohmschen Verluste im Umrichter und der Maschine durch die veränderte Auslegung auf eine höhere Zwischenkreisspannung und niedrigere Phasenströme reduziert. Zum anderen wurde mit der Zwei-Wandler Topologie, die vom Arbeitspunkt abhängige, optimale Zwischenkreisspannung vorgegeben. Diese Maßnahme verringert die Verluste des Antriebs in der Zwei-Wandler Topologie nochmals, insbesondere gegenüber der Ein-Wandler Topologie, in der die Zwischenkreisspannung von der Belastung der Brennstoffzelle abhängig ist (Abschnitt 3.1). Die Auswirkungen der Auslegung und der Anpassung der Zwischenkreisspannung auf den Wirkungsgrad des Antriebes wurden in Kapitel 5 vorgestellt.

Anhand der Ergebnisse der Verbrauchssimulationen mit beiden Topologien kann die Fragestellung dieser Arbeit, inwieweit sich die Umstellung der Topologie auf den Energieverbrauch des Fahrzeuges auswirkt, eindeutig beantwortet werden. Durch die Einführung des Brennstoffzellenwandlers ist es möglich, die Zwischenkreisspannung frei einzustellen und arbeitspunktabhängig anzupassen. Aus den Simulationen geht hervor, dass zusätzliche Verluste im Brennstoffzellenwandler anfallen. Die dominierenden Verluste im elektrischen Antriebstrang sind allerdings die Antriebsverluste. Diese werden im Gegenzug überdurchschnittlich verringert. Das Fahrzeug mit der Zwei-Wandler Topologie verbraucht deswegen immer weniger Energie als das Fahrzeug mit der Ein-Wandler Topologie.

Zusätzlich zur Verbrauchseinsparung können auch die Kosten des Brennstoffzellensystems der Zwei-Wandler Topologie stark verringert werden. Dem Einsatz dieses Systems sprechen also weder die Gesamtkosten, noch der Wirkungsgrad des Fahrzeuges entgegen.

Durch den Einsatz der hoch integrierten Leistungselektronik, von Lithium-Ionen Batterien und einer IPMSM ist der mittlere Wirkungsgrad des elektrischen Antriebstranges (DC/DC-Wandler, Umrichter, Maschine, Batterie) im Fahrzyklus hoch. Er erreicht Werte zwischen 70 und 80 %, wobei der Wirkungsgrad in der Zwei-Wandler Topologie etwa 2 bis 4 % höher ist als in der Ein-Wandler Topologie (Tabelle: 7.9). Wird ein konstanter Wirkungsgrad der

Fahrzyklus	Ein-Wandler ohne BZ	Zwei-Wandler ohne BZ	Ein-Wandler mit BZ	Zwei-Wandler mit BZ
NEFZ	74,5	78,6	43,2	45,6
FTP-75	70,1	74,5	40,6	43,2
MBVT	79,8	80,4	46,3	46,6

Tabelle 7.9: Wirkungsgrade des elektrischen Antriebstranges in % ohne und mit Brennstoffzellensystem bei konstantem Brennstoffzellenwirkungsgrad von 58 %

Brennstoffzelle von 58 % angenommen, so kann ein Gesamtwirkungsgrad des Fahrzeuges von maximal 46 % erreicht werden.

Verbesserungspotential im Wirkungsgrad des Fahrzeuges gibt es vor allem bei der Brennstoffzelle. Ihr elektrochemischer Wirkungsgrad erreicht Werte zwischen 50 % und 70 % und

bietet noch 10 % bis 20 % Verbesserungspotential, bis zum theoretischen Maximalwirkungsgrad. Bereits mit einer Steigerung des mittleren Wirkungsgrades der Brennstoffzelle um 5 % kann das Fahrzeug im MBVT mit einem Gesamtwirkungsgrad von über 50 % betrieben werden. Ein weiteres Verbesserungspotential liegt im Antrieb des Fahrzeuges. Umrichter und Maschine weisen einen maximalen Wirkungsgrad von 97 % bzw. 96 % auf. In weiten Arbeitsbereichen liegt der tatsächliche Wirkungsgrad, insbesondere der Maschine, aber unter dem Maximalwert. Aufgrund des bereits sehr hohen Wirkungsgrades ist eine weitere Verbesserung im Maximalwert kaum zu erwarten. In der Auslegung der Maschine steckt aber noch Potential, den Bereich des maximalen Wirkungsgrades auszudehnen bzw. in für den Fahrzyklus relevante Drehzahl-Drehmoment-Bereiche zu verlagern, um den mittleren Wirkungsgrad im Fahrzeug zu verbessern.



## 8 Zusammenfassung

Die in dieser Arbeit miteinander verglichenen Topologien unterscheiden sich in der Anzahl der DC/DC-Wandler. In der Ein-Wandler Topologie ist der Antrieb direkt mit der Brennstoffzelle verbunden, während die Batterie über einen DC/DC-Wandler an den gemeinsamen Zwischenkreis angebunden ist. In der Zwei-Wandler Topologie sind sowohl Batterie als auch Brennstoffzelle über je einen DC/DC-Wandler mit dem Zwischenkreis verbunden. Dies ermöglicht die Regelung einer konstanten, an den Arbeitspunkt angepassten Zwischenkreisspannung. Es müssen dafür aber ein erhöhter leistungselektronischer Aufwand und zusätzliche Verluste im Brennstoffzellenwandler in Kauf genommen werden.

Der Umrichter der Traktionsmaschine benötigt mit der Zwei-Wandler Topologie wesentlich weniger Chipfläche als mit der Ein-Wandler Topologie. Die Einsparungen der Chipfläche des Umrichters decken etwa 70 %, der für den Brennstoffzellenwandler zusätzlich benötigten Chipfläche. Von den Kosten werden etwa 50 % der Mehrkosten durch die Einsparungen am Umrichter abgedeckt. Durch den zusätzlichen Brennstoffzellenwandler kann die Spannung des Brennstoffzellenstacks, und damit die Zellenzahl im Vergleich zur Ein-Wandler Topologie, deutlich gesenkt werden. Dies ermöglicht den Übergang von einem Brennstoffzellenstack mit zwei nebeneinander liegenden Zellreihen auf nur eine Zellreihe. Als Konsequenz sind erhebliche Kosteneinsparungen in der Brennstoffzellenfertigung prognostiziert, die die zusätzlichen Kosten des Brennstoffzellenwandlers mehr als kompensieren.

Ungeachtet der Fahrzeugkosten wird die Fragestellung in dieser Arbeit beantwortet, wie sich der Wirkungsgrad des elektrischen Antriebsstranges durch eine gezielte Variation der Zwischenkreisspannung maximieren lässt und mit welcher Topologie der elektrische Antriebsstrang einen geringeren Energieverbrauch im Fahrzyklus erreicht.

Jede Komponente des Antriebsstranges hat einen von der Zwischenkreisspannung abhängigen Wirkungsgrad. Im Brennstoffzellenwandler wird der Wirkungsgrad, durch die Absenkung der Zwischenkreisspannung bei gleicher Ausgangsleistung, zwischen 0,5 % im Vollast- und 1 % im Teillastbereich erhöht. Ebenso verhält es sich für den Batteriewandler, dessen Wirkungsgrad sich zwischen 1 % im Vollast- und 2 % im Teillastbereich verbessert. Bei der Untersuchung der Spannungsabhängigkeit von Umrichter und Maschine muss die Regelung der IPMSM mit in die Betrachtungen einbezogen werden. Befindet sich die Maschine im Feldschwächbereich, so werden mit sinkender Zwischenkreisspannung die ohmschen Verluste durch einen steigenden Feldschwächstrom erhöht. Dadurch ist es von Vorteil, die Spannung mit steigender Drehzahl zu erhöhen.

Für jede Drehzahl-Drehmoment-Kombination existiert eine verlustoptimale Zwischenkreisspannung des Antriebsstranges, die in einem Kennfeld hinterlegt ist. Durch eine Variation

der Zwischenkreisspannung ist, je nach Arbeitspunkt, eine Veränderung dessen Wirkungsgrades zwischen 2 % bis maximal 5 % möglich. Für jedes der unterschiedlichen, untersuchten Fahrprofile ergibt sich eine eigene, optimale Zwischenkreisspannung, sofern diese konstant gehalten wird. Mit der lastpunktabhängigen Variation der Zwischenkreisspannung wird, im Gegensatz zur konstanten Zwischenkreisspannung, ein optimaler Verbrauch erreicht. Die lastpunktabhängige Anpassung der Zwischenkreisspannung ist deshalb eine Voraussetzung für den wirkungsgradoptimalen Betrieb des Antriebsstranges.

In Simulationen von Fahrzyklen mit überwiegend geringen Antriebsleistungen und optimierter Betriebsstrategie ergibt sich ein Verbrauchsvorteil des Antriebsstranges der Zwei-Wandler Topologie von 5-6 % gegenüber der Ein-Wandler Topologie. Im hochdynamischen Fahrzyklus, mit hohen Antriebsleistungen, sind die Energieverbräuche in der Ein-Wandler Topologie sowie in der Zwei-Wandler Topologie nahezu identisch. Trotz des zusätzlichen Brennstoffzellenwandlers tritt keine Verschlechterung im Wirkungsgrad des Antriebsstranges auf. Der Einsatz der Zwei-Wandler Topologie ist demzufolge, sowohl aus Kosten als auch aus Verbrauchsgründen, zu empfehlen.

# Literaturverzeichnis

- [AUDI 09] AUDI, AG ; BMW, AG ; DAIMLER, AG ; PORSCHE, AG ; VOLKSWAGEN, AG: *LV 123 - Elektrische Eigenschaften und elektrische Sicherheit von Hochvolt-Komponenten in Kraftfahrzeugen - Anforderungen und Prüfungen*. 11 2009
- [Babel 07] BABIEL, Gerhard: *Elektrische Antriebe in der Fahrzeugtechnik*. Vieweg Verlag, 2007
- [Böcker 06] BÖCKER, Joachim: *Mechatronik und elektrische Antriebe B*. Universität Paderborn, Skript zur Vorlesung, 2006
- [Böcker 09a] BÖCKER, Joachim: *Antriebe für umweltfreundliche Fahrzeuge*. Universität Paderborn, Skript zur Vorlesung, 2009
- [Böcker 09b] BÖCKER, Joachim: *Skript Leistungselektronik*. Universität Paderborn, Skript zur Vorlesung, 2009
- [Beckhaus 10] BECKHAUS, Peter ; GÖSSLING, Sönke ; KROST, Gerhard ; STARK, Maike: Systematische Untersuchung des Einflusses von Stromwelligkeit im hoch- und niederfrequenten Bereich auf Polymer-Elektrolyt-Membrane in Niedertemperatur-Brennstoffzellen - Abschlussbericht / ZBT GmbH, Zentrum für BrennstoffzellenTechnik, Abteilung Brennstoffzellen- und Systemtechnik - Universität Duisburg-Essen, Fachgebiet Elektrische Anlagen und Netze. Version: 2010. [http://www.zvei.org/fileadmin/user\\_upload/Forschung\\_Bildung/Gemeinschaftsforschung/100805\\_Abschlussbericht-stromwelligkeit\\_01.pdf](http://www.zvei.org/fileadmin/user_upload/Forschung_Bildung/Gemeinschaftsforschung/100805_Abschlussbericht-stromwelligkeit_01.pdf). 2010 (1). – Forschungsbericht. – 1
- [Berger 09] BERGER, Oliver: *Thermodynamische Analyse eines Brennstoffzellensystems zum Antrieb von Kraftfahrzeugen*, Universität Duisburg-Essen, Dissertation, 2009
- [Bierhoff 04] BIERHOFF, M.H ; FUCHS, F.W.: Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters Based on Analytical Derivation. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual 4* (2004), S. 2836 – 2842
- [Brabazon 06] BRABAZON, Anthony ; O'NEIL, Michael: *Biological Inspired Algorithms for Financial Modelling*. Springer Verlag, 2006

- [Brockmeyer 01] BROCKMEYER, A. ; REINERT, J. ; DE DONCKER, R.W.A.A.: Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 37 (2001), Jul/Aug, Nr. 4, S. 1055–1061
- [Brodersen 06] BRODERSEN, Ole: Particle Swarm Optimization. In: *Universität Göttingen, Institut für Wirtschaftsinformatik* (2006). Skript zur Vorlesung
- [Buller 03] BULLER, Stephan: *Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems*, RWTH Aachen, Dissertation, Februar 2003
- [Casanelas 94] CASANELLAS, F.: Losses in PWM inverters using IGBTs. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings - 141* (1994), sep, Nr. 5, S. 235 –239
- [Colby 87] COLBY, Roy S. ; NOVOTNY, Donald W.: Efficient Operation of Surface-Mounted PM Synchronous Motors. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* IA-23 (1987), Nr. 6, S. 1048–1054
- [Daimler 10] [http://www.cleanenergypartnership.de/cep\\_gallery/CEP-Fahrzeugtechnik/Mercedes-Benz-B-Klasse-F-CELL\\_copyright-Daimler](http://www.cleanenergypartnership.de/cep_gallery/CEP-Fahrzeugtechnik/Mercedes-Benz-B-Klasse-F-CELL_copyright-Daimler)
- [DLR 11] [http://www.dlr.de/dlr/desktopdefault.aspx/tabid-10204/296\\_read-931/](http://www.dlr.de/dlr/desktopdefault.aspx/tabid-10204/296_read-931/)
- [Drugowitsch 08] DRUGOWITSCH, Jan: Design and Analysis of Learning Classifier System. In: *Studies in Computational Intelligence* 139 (2008)
- [Eckardt 06] ECKARDT, B. ; MAERZ, M: A 100kW Automotive Powertrain DC/DC Converter with 25kW/dm<sup>3</sup> by using SiC. In: *Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)* (2006)
- [Eichlseder 10] EICHLSEDER, Helmut ; KLELL, Manfred: *Wasserstoff in der Fahrzeugtechnik - Erzeugung, Speicherung, Anwendung*. 2. Vieweg+Teubner, 2010
- [Erickson 01] ERICKSON, Robert W. ; MAKSIMOVIC, Dragan: *Fundamentals of Power Electronic*. Bd. 2. Springer Science+Business Media, 2001
- [Ertel 08] ERTEL, Wolfgang: *Grundkurs Künstliche Intelligenz*. Vieweg Verlag, 2008
- [Feroldi 09] FEROLDI, D.: *Control and Design of PEM Fuel Cell-Based Systems*, University Politècnica de Catalunya, Dissertation, 03 2009
- [Garcia 02] GARCIA, Olivier: *DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren*. Dissertation, Technische Wissenschaften ETH Zürich, Nr. 14859, 2002, 2002
- [Gerl 02] GERL, Bernhard: *Innovative Automobilantriebe: Konzepte auf der Basis von Brennstoffzellen, Traktionsbatterien oder alternativen Kraftstoffen*. Verlag Moderne Industrie, 2002



- [Gross 08] GROSS, Prof. Dr. Horst-Michael: *Lernen in Neuronalen Agenten*. Technische Universität Ilmenau, Skript zur Vorlesung, 2008
- [Grove 39] GROVE, W.R.: On Voltaic Series and the Combination of Gases by Platinum. In: *The London and Edinburgh philosophical magazine and journal of science* 14 (1839), Feb., 127–130
- [Heinrich 10] HEINRICH, R. ; CEBULSKI, B.: Optimal DC-Voltage-Control With a Traction Power Supply DC/DC Converter for Electric Vehicles. In: *VDE-Kongress E-Mobility* (2010)
- [Henning 08] HENNING, Klaus: *Entwurf einer Betriebsstrategie für ein hybrides Abfallsammelfahrzeug auf Basis der Stochastischen Dynamischen Programmierung*, Universität Paderborn, Diplomarbeit, 2008
- [IISB 08] IISB, Fraunhofer ; ABTEILUNG: LEISTUNGSELEKTRONISCHE SYSTEME (Hrsg.): *Dokumentation Zentrale Leistungselektronik*. 1. Erlangen: Abteilung: Leistungselektronische Systeme, 2008
- [Infineon 09] INFINEON: *IGW75N60T, Low Loss IGBT in TrenchStop® and Fieldstop technology*. Datenblatt. [http://www.infineon.com/dgdl/IGW75N60T\\_Rev2\\_5G.pdf?folderId=db3a304412b407950112b408e8c90004&fileId=db3a304412b407950112b42817e13d60](http://www.infineon.com/dgdl/IGW75N60T_Rev2_5G.pdf?folderId=db3a304412b407950112b408e8c90004&fileId=db3a304412b407950112b42817e13d60). Version: 11 09
- [IPHE 10] IPHE: FUEL CELL COST ANALYSIS SUMMARY / International Partnership for Hydrogen and Fuel Cells in the Economy. Version: 2010. <http://www.iphe.net/docs/Resources/IPHE%20Fuel%20Cell%20Cost%20Comparison%20Report.pdf>. 2010 (1). – Forschungsbericht
- [James 09] JAMES, Brian D. ; KALINOSKI, Jeffrey A.: Mass Production Cost Estimation for Direct H2 PEM Fuel Cell Systems for Automotive Applications: 2008 Update / Directed Technologies. Version: 2009. [http://www1.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/pdfs/mass\\_production\\_cost\\_estimation\\_report.pdf](http://www1.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/pdfs/mass_production_cost_estimation_report.pdf). 2009 (v.30.2021.052209). – Forschungsbericht
- [Knoke 10] KNOKE, Tobias: *Entwurf und Betrieb hybrid-elektrischer Fahrzeugantriebe am Beispiel von Abfallsammelfahrzeugen*, Universität Paderborn, Dissertation, 2010
- [Konrad 97] KONRAD, Sven: *Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeicherter IGBT-Wechselrichter*. Verlag ISLE, 1997
- [Kramer 09] KRAMER, Oliver: *Computational Intelligence*. Springer Verlag, 2009
- [Krishnan 02] KRISHNAN, R. ; KAZMIERKOWSKI, M.P. ; BLAABJERG, F.: *Control in Power Electronics: selected problems*. Academic Press, 2002
- [Kurzweil 03] KURZWEIL, Peter: *Brennstoffzellentechnik*. Bd. 1. Vieweg, 2003

- [Léon 08] LÉON, Aline: *Hydrogen Technology - Mobile and Portable Applications*. Srpinger, 2008
- [Li 01] LI, Jieli ; ABDALLAH, T. ; SULLIVAN, C.R.: Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE* Bd. 4, 2001, S. 2203–2210 vol.4
- [Linzen 06] LINZEN, Dirk: *Impedance-Based Loss Calculation and Thermal Modeling of Electrochemical Energy Storage Devices for Design Considerations of Automotive Power Systems*, RWTH Aachen, Dissertation, 2006
- [Lippe 06] LIPPE, Wolfram-Manfred: *Softcomputing*. Springer, 2006
- [Mestha 89] MESTHA, L.K. ; EVANS, P.D.: Analysis of on-state losses in PWM inverters. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings B* 136 (1989), jul, Nr. 4, S. 189–195
- [Metglas 09] METGLAS: *POWERLITE® C-Cores, Technical Bulletin*. <http://metglas.com/downloads/powerlite.pdf>. Version: 2009
- [Meyer 06] MEYER, Michael ; BOCKER, Joachim: Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range. In: *EPE-PEMC*, 2006, S. 282–286
- [Meyer 10] MEYER, Michael: *Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen*, Universität Paderborn, Dissertation, 2010
- [Mohan 95] MOHAN, Ned ; UNDELAND, Tore M. ; ROBBINS, William P.: *Power electronics : converters, applications, and design*. 2. Wiley, 1995
- [Mohr 05] MOHR, F.W. M. ; F. M. ; Fuchs: Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with DC to DC boost converters for fuel cell generation systems. In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, S. 10 pp. – P.10
- [Morimoto 94] MORIMOTO, S. ; TONG, Y. ; TAKEDA, Y. ; HIRASA, T.: Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 41 (1994), Nr. 5, S. 511–517
- [März 07] MÄRZ, M. ; ECKARDT, B. ; SCHIMANEK, E.: Leistungselektronik für Hybridfahrzeuge - Einflüsse von Bordnetztopologie und Traktionsspannungslage. In: *ETG Kongress 2007 "Hybridantriebstechnik, Energieeffiziente elektrische Antriebe"* Fraunhofer-Institut IISB/ZKLM -Germany, 2007, 83-90
- [Naylor 06] NAYLOR, S.M. ; PICKERT, V. ; ATKINSON, D.J.: Fuel Cell Drive Train Systems – Driving Cycle Evaluation of Potential Topologies. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC '06. IEEE* Sch. of Electr., Electron. & Comput. Eng., Newcastle upon Tyne Univ., 2006, S. 1 – 6

- [Nelder 65] NELDER, John ; MEAD, Roger: A Simplex Method for Function Minimization. In: *Computer Journal* 7 (1965), S. 308–313
- [Neuburger 09] NEUBURGER, Fabian: *Dauerlauf Brennstoffzellenantriebsstrang - Ganzheitliche Aufnahme und Bewertung*, Universität Stuttgart, Diplomarbeit, 2009
- [Nicolai 98] NICOLAI, U. ; REIMANN, T. ; PETZOLD, J. ; LUTZ, J.: *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule*. ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 1998
- [Raulien 08] RAULIEN, Oliver: *Optimierung der Regelung von Permanentmagnet-Synchronmotoren mit eingebetteten Magneten durch die Berücksichtigung von Kreuzsättigungseffekten*, Universität Paderborn, Diplomarbeit, 2 2008
- [SAFT 05] SAFT: *Datenblatt High power lithium-ion cells - VLP cells*. 2005
- [Schaltz 10] SCHALTZ, Erik: *Design of a fuel Cell Hy Electric Vehicle Drive System*, Aalborg University, Dissertation, 2010
- [Schönbein 39] SCHÖNBEIN, C.F.: On the Voltaic Polarization of certain Solids and Fluid Substances. In: *The London and Edinburgh philosophical magazine and journal of science* 14 (1839), Feb., Nr. 86, 43–45
- [Schüth 07] SCHÜTH, Ferdi ; FELDERHOFF, Michael ; BOGDANOVIC, Borislov: *Komplexe Hydride als Materialien für die Wasserstoffspeicherung*. Forschungsbericht 2007 - Max-Planck-Institut für Kohlenforschung, 2007
- [Stan 08] STAN, Cornel: *Alternative Antriebe für Automobile*. 2. Springer, 2008
- [Sullivan 02] SULLIVAN, C. R. ; VENKATACHALAM, K. ; ABDALLAH, T. ; TACCA, H.: Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. In: *Computers in Power Electronics* (2002), June, S. 36–41
- [Sullivan 05] SULLIVAN, C. ; VENKATACHALAM, K. ; CZOGALLA, J.: *CORELOSS Calculate power loss in a ferrite core*. Software. <http://engineering.dartmouth.edu/inductor/coreloss.shtml>. Version: 2005
- [Urbain 07] URBAIN, M. ; RAEL, S. ; DAVAT, B.: Energetical Modeling of Lithium-Ion Batteries. In: *IAS 42* (2007), Sept, S. 714 – 721
- [Vogt 08] VOGT, Karl ; 6 (Hrsg.): *Berechnung rotierender elektrischer Maschinen*. VEB Verlag Technik Berlin, 2008
- [Vollmer 09] VOLLMER, Uwe ; SCHÄFER, Uwe: Minimization of losses of PMSM for HEV. In: *EVS24*, 2009
- [Waffler 09] WAFFLER, St. ; KOLAR, J.W.: Efficiency Optimization of an Automotive Multi-Phase Bi-directional DC-DC Converter. In: *IPEMC 6* (2009), May, 566 – 572

- [Wallmeier 01] WALLMEIER, Peter: *Automatisierte Optimierung von induktiven Bauelementen für Stromrichteranwendungen*. Shaker Verlag, 2001
- [Weicker 07] WEICKER, Karsten: *Evolutionäre Algorithmen*. Teubner Verlag, 2007
- [Wu 08] WU, Di ; WILLIAMSON, S.S.: A novel design and feasibility analysis of a fuel cell plug-in hybrid electric vehicle. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, 2008, S. 1–5
- [Wuttke 03] WUTTKE, Heinz-Dietrich ; HENKE, Karsten: *Schaltsysteme - Eine automatenorientierte Einführung*. Pearson Studium, 2003
- [Zahoransky 09] ZAHORANSKY, Richard A.: *Energietechnik - Systeme zur Energieumwandlung*. 4. Vieweg+Teubener, 2009
- [Özbek 10] ÖZBEK, Markus: *Modeling, Simulation, and Concept Studies of a Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle Powertrain*, Universität Duisburg-Essen, Dissertation, 2010

**Im Rahmen der Arbeit angefertigte und verwendete Diplomarbeiten**

- GUARIN, Jaime Andres: *Analysis of Power Losses In a Magnetic Circuit in correlation to the current Harmonics*, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen, 2009
- KUNTER, Markus: *Zwischenkreisspannungs-Regelung eines leistungselektronischen Fahrtriebssystems*, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen, 2008
- UEBENER, Stefan: *Fahrzustandsabhängige Wirkungsgradoptimierung eines elektrischen Antriebsstranges*, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, TU-Ilmenau, 2010



# A Anhang

## A.1 Abkürzungen und Formelzeichen

### Abkürzungen

Batt	Batterie
BMS	Battery Management System
BZ	Brennstoffzelle
CPC	Current Programmed Control
EMK	Elektromagnetische Kraft
ETC	Elektrischer Turbolader
FOR	Feldorientierte Regelung
GDL	Gas Diffusion Layer
GM	General Motors
GSE	Generalised Steinmetz Equation
HRB	Wasserstoffrezirkulationsgebläse
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
iGSE	improved Generalized Steinmetz Equation
IPMSM	Permanentmagnet-Synchronmotor mit vergrabenen Magneten
LCS	Learning Classifier Systems
LUT	Look up Table (Kennfeld)
ME	Maximum Efficiency
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MSE	Modified Steinmetz Equation
MTPC	Maximum Torque per Current
NEFZ	Neuer Europäischer Fahrzyklus
PEM	Polymer Elektrolyt Membran
PMSM	Permanentmagnet-Synchronmotor
PSO	Particle Swarm Optimisation
PWM	Pulsweitenmodulation
SJ-MOSFET	Superjunction MOSFET
SOC	State of Charge
SPD	Stochastisch Dynamische Programmierung
SUH	Startup Heater
VECU	Vehicle Control Unit

## Formelzeichen

$a$	Tastverhältnis
$\cos(\phi)$	Leistungsfaktor
$f_s$	Schaltfrequenz
$f_{el}$	Elektrische Frequenz der Maschine
$f_{eq}$	Äquivalente Frequenz
$i_{a,b,c}$	Strangströme
$i_{\alpha,\beta}$	Ströme in $\alpha,\beta$ -Koordinaten
$i_{d,q}$	Ströme in $d,q$ -Koordinaten
$\Delta i$	Rippelstrom
$l$	Mittlere Kernlänge
$u_{extern}$	Strom an externe Verbraucher
$k_u$	Verhältnis von maximaler zu minimaler Spannung
$m$	Strangzahl
$n$	Drehzahl
$u_{a,b,c}$	Strangspannungen
$u_{\alpha,\beta}$	Spannungen in $\alpha,\beta$ -Koordinaten
$u_{d,q}$	Spannungen in $d,q$ -Koordinaten
$\ddot{u}$	Getriebeübersetzung
$p$	Polpaarzahl
$t$	Zeit
$z$	Zahl der ausgetauschten Elektronen
$A$	Aussteuerungsgrad
$A$	Aktion der Betriebsstrategie
$C$	Kapazität
$C$	Verbrauch
$\Delta G$	Freie Reaktionsenthalpie
$\Delta H_O$	Reaktionsenthalpie
$I_{Zelle,10s}$	Maximaler Strombetrag einer Batteriezelle für 10 s
$J$	Massenträgheitsmoment
$J$	Gütekriterium der Optimierung
$L$	Spuleninduktivität
$M_{Beschl}$	Beschleunigungsmoment
$M_L$	Lastmoment
$N$	Anzahl der Batteriezellen
$N$	Anzahl der Windungen
$P$	Leistung
$P_{Brutto}$	Bruttoleistung des Brennstoffzellensystems
$P_{ETC,dyn}$	Dynamische ETC-Leistung
$P_{ETC,stat}$	Statische ETC-Leistung
$P_{mech}$	Mechanische Leistung der Maschine
$P_{Netto}$	Nettoleistung des Brennstoffzellensystems
$P_{si}$	Innere Scheinleistung der Maschine



$P_{Ri}$	Leistung am Innenwiderstand der Batterie
$P_{V,Fe}$	Eisenverluste der Maschine
$P_{V,Fe,iGSE}$	Eisenverluste der Maschine, berechnet mit der Improved Generalised Steinmetz Equation
$P_{V,Fe,GSE}$	Eisenverluste der Maschine, berechnet mit der Generalised Steinmetz Equation
$P_{V,Fe,MSE}$	Eisenverluste der Maschine, berechnet mit der Modifizierten Steinmetzgleichung
$P_{v,Fe,SE}$	Eisenverluste der Maschine mit der Steinmetzgleichung berechnet
$P_{V,mech}$	Mechanische Verluste der Maschine
$P_{V,res}$	Ohmsche Verluste der Maschine
$R_{20}$	Widerstand bei 20 °C
$R_{i,Zelle}$	Innenwiderstand einer Batteriezelle
$S$	Zustand der Betriebsstrategie
$\Delta S$	Reaktionsentropie
$S_i$	Innere Scheinleistung der Maschine
$T_a$	Ausschaltzeit des Transistors
$T'_a$	Ausschaltzeit mit abkommutierendem Strom
$T''_a$	Ausschaltzeit mit Null Strom
$T_e$	Einschaltzeit des Transistors
$T_{mess}$	Zeitkonstante des Tiefpassfilters zum Messen der Zwischenkreisspannung
$T_s$	Schaltperiodendauer
$T_p$	Periodendauer eines Umlaufes des elektrischen Feldes
$U$	Spannung
$U_{0,Bat}$	Batteriespannung bei 50 % Ladezustand
$U_{DC}$	Gleichsspannung
$U_{ind,h}$	Induzierte Spannung der Hauptwelle
$U_{th}$	Leerlaufspannung der Brennstoffzelle
$U_{Zelle}$	Spannung einer einzelnen Brennstoffzelle
$W_V$	Ummagnetisierungsverluste
$\alpha$	Steinmetzkonstante
$\alpha_{Fan}$	Turbinenlastparameter
$\alpha_{20}$	Temperaturkoeffizient
$\beta$	Steinmetzkonstante
$\gamma$	Winkel des Phasenstromes im d/q-Koordinatensystem
$\varepsilon$	Anteil des Tastverhältnisses im Lückbetrieb
$\eta_{Bat}$	Batteriewirkungsgad
$\eta_{BZ}$	Gesamtwirkungsgrad des Brennstoffzellensystems
$\eta_{ch}$	Chemischer Wirkungsgrad des Brennstoffzellensystems
$\eta_{H_2}$	Wasserstoffnutzungsgrad des Brennstoffzellensystems
$\eta_{rev}$	Thermodynamischer Wirkungsgrad der Brennstoffzelle
$\eta_u$	Arbeitswirkungsgrad der Brennstoffzelle
$\eta_{system}$	Systemwirkungsgrad des Brennstoffzellensystems
$\underline{\theta}$	Parametervektor der Betriebsstrategie

$\vartheta$	Temperatur
$\theta$	Rotorwinkel
$\kappa$	Steinmetzkonstante
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante
$\mu_r$	Permeabilität
$\nu$	Strangwindungszahl
$\xi_p$	Hauptwellenwicklungsfaktor
$\Phi_h$	Hauptfluss
$\Psi_p$	Durch den Permanentmagneten hervorgerufener Fluss, abhängig vom Rotorwinkel
$\omega$	Kreisfrequenz
$\omega_{el}$	Elektrische Kreisfrequenz

## Indizes

<i>ist</i>	Istwert
max	Maximalwert
min	Minimalwert
<i>ph</i>	Maschinenphase
<i>s</i>	Statorgröße
<i>soll</i>	Sollwert
<i>r</i>	Rotorgröße
<i>Bat</i>	Die Batterie betreffend
<i>BZ</i>	Das Brennstoffzellensystem betreffend
<i>DCDC</i>	Den DC/DC-Wandler betreffend
<i>ETC</i>	Den elektrischen Turbolader betreffend
<i>L</i>	Die Spule betreffend
<i>S</i>	Zeiger im statorfesten Koordinatensystem
<i>R</i>	Zeiger im rotorfesten Koordinatensystem
<i>ZK</i>	Den Zwischenkreis betreffend
<i>a,b,c</i>	Komponenten einer dreisträngigen Größe
$\alpha,\beta$	Komponenten in statorfesten $\alpha,\beta$ -Koordinaten
<i>d,q</i>	Komponenten in rotorfesten <i>d,q</i> -Koordinaten

## Notation

$\vec{x}$	Kennzeichnung von Raumzeigern
$\underline{x}$	Kennzeichnung von Vektoren und Matrizen