

# **Reichweitenverlängerung von Elektrofahrzeugen durch Optimierung des elektrischen Antriebsstranges**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines  
**DOKTOR-INGENIEURS**  
von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)  
genehmigte

## **DISSERTATION**

von  
Christian Klöffler, M.Eng.  
geboren in Annweiler am Trifels

Tag der mündlichen Prüfung: 30.07.2015

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Mark-Matthias Bakran  
(Universität Bayreuth)

DOI: 10.5445/IR/1000049483

*„Ich glaube an das Pferd.*

*Das Automobil ist eine vorübergehende Erscheinung!“*

Wilhelm II (1859 – 1941)



# Vorwort

Liebe Leserinnen und Leser,

die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Bereich Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV) des Elektrotechnischen Instituts (ETI) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) in Zusammenarbeit mit der Daimler AG.

Ich möchte mich auf diesem Wege bei allen herzlich bedanken, die zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben. Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer danke ich für das mir entgegengebrachte Vertrauen und die fachliche und persönliche Unterstützung, wodurch diese Arbeit überhaupt erst realisiert werden konnte. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Mark-Matthias Bakran für das Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Der Daimler AG und insbesondere Herrn Dr. Wolfgang Wondrak sowie Herrn Dr.-Ing. Jörg Weigold danke ich für die großartige Unterstützung bei der Durchführung meines Forschungsprojektes. Ebenso möchte ich Herrn Dr.-Ing. Marcus Menne, der mir mit der Betreuung meiner Masterthesis den Einstieg in die Forschung im Automobilbereich ermöglichte, meinen Dank aussprechen.

Ein besonderes Dankeschön geht an meine Kollegen, die mir täglich sowohl mit fachlichem als auch mit persönlichem Rat zur Seite standen. Besonders hervorheben möchte ich an dieser Stelle die Herren Torsten Epskamp, Bastian Heidler, Christian Uhler, Marc Veigel und Andreas Wolf, mit denen neben dem kollegialen Zusammenhalt auch tolle Freundschaften entstanden.

Der größte Dank gilt meiner Familie! Bei meiner Freundin Isabel Parusel bedanke ich mich herzlich für den Rückhalt in allen anstrengenden Zeiten sowohl während meines Studiums als auch während meiner Promotion. Meinen Eltern Birgitta und Michael Klöffler danke ich ganz besonders für alles, was sie in den letzten 28 Jahren für mich getan haben. Nur mit dieser besonderen Hilfe wurde mir dies alles überhaupt erst ermöglicht.

Christian Klöffler,

Karlsruhe, im August 2015

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b> .....	<b>1</b>
1.1	Einordnung der Arbeit.....	1
1.2	Gleichspannungswandler im Fahrzeug .....	2
1.3	Stand der Technik .....	4
1.4	Motivation .....	5
<b>2</b>	<b>Der elektrische Antriebsstrang</b> .....	<b>7</b>
2.1	Elektrische Maschine.....	7
2.1.1	Grundfunktion.....	7
2.1.2	Regelung .....	11
2.2	Wechselrichter .....	18
2.2.1	Grundfunktion.....	18
2.2.2	Modulationsverfahren .....	26
2.3	Gleichspannungswandler .....	30
2.3.1	Grundfunktion.....	32
2.3.2	Mehrphasiger Synchronwandler .....	38
2.3.3	Regelung .....	41
2.4	Energiespeicher .....	54
<b>3</b>	<b>Verlustoptimierung im elektrischen Antriebsstrang</b> .....	<b>59</b>
3.1	Verlustmechanismen .....	59
3.1.1	Elektrische Maschine .....	59
3.1.2	Wechselrichter.....	64
3.1.3	DC/DC-Wandler.....	68

3.1.4	Energiespeicher.....	71
3.2	Antriebsstrangmodell.....	72
3.2.1	Betriebspunkt E-Maschine.....	73
3.2.2	Betriebspunkt DC/AC-Wandler.....	78
3.2.3	Betriebspunkt DC/DC-Wandler.....	79
3.2.4	Betriebspunkt Energiespeicher.....	79
3.3	Optimierbare Verlustparameter.....	80
3.3.1	Zwischenkreisspannung.....	81
3.3.2	Schaltfrequenz DC/AC-Wandler.....	85
3.3.3	Modulationsart DC/AC-Wandler.....	86
3.3.4	Schaltfrequenz DC/DC-Wandler.....	87
3.3.5	Phasenzahl DC/DC-Wandler.....	89
<b>4</b>	<b>Auslegung des Gleichspannungswandlers.....</b>	<b>93</b>
4.1	Gängige Auslegungsmethoden.....	93
4.1.1	Volumenoptimierte Auslegung.....	94
4.1.2	Wirkungsgradoptimierte Auslegung.....	96
4.1.3	Bewertung der Auslegungsverfahren.....	99
4.2	Neuartiges Auslegungskonzept.....	100
4.2.1	Definition der Auslegungsparameter.....	101
4.2.2	Vollständige Auslegung des DC/DC-Wandlers.....	103
4.2.3	Betriebspunkthäufigkeit.....	105
4.2.4	Betriebsstrategie.....	108
4.2.5	Zielfunktion.....	111
4.2.6	Ergebnis der Optimierung.....	111
<b>5</b>	<b>Optimierung der Betriebsstrategie.....</b>	<b>115</b>



5.1	Problemstellung.....	115
5.2	Optimierungsalgorithmen.....	117
5.2.1	Deterministische Algorithmen.....	118
5.2.2	Stochastische Algorithmen.....	121
5.3	Vergleich der Algorithmen.....	133
<b>6</b>	<b>Simulative Optimierungsergebnisse .....</b>	<b>141</b>
6.1	Systemdefinition.....	141
6.2	(A)-Optimierung.....	144
6.2.1	Batteriarbeitspunkt bei 10% SOC.....	145
6.2.2	Batteriarbeitspunkt bei 50% SOC.....	156
6.2.3	Batteriarbeitspunkt bei 100% SOC.....	161
6.2.4	Zwischenfazit.....	163
6.3	(ADE)-Optimierung.....	164
6.4	(ABCDE)-Optimierung.....	170
<b>7</b>	<b>Validierung der Optimierungsergebnisse .....</b>	<b>175</b>
7.1	Prüfstandskonzept.....	175
7.1.1	Leistungsaufbau.....	175
7.1.2	Signalverarbeitung und Regelung.....	179
7.1.3	Leistungsmessung.....	180
7.1.4	Referenzmessungen.....	183
7.2	Messroutine.....	185
7.2.1	Kennfeldmessung.....	185
7.2.2	Fahrzyklusmessung.....	186
7.3	(A)-Optimierung.....	187
7.4	(ADE)-Optimierung.....	192

7.5	(ABCDE)-Optimierung .....	194
7.6	Bewertung der Optimierung .....	196
7.7	Reichweitenabschätzung .....	197
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung .....</b>	<b>201</b>
<b>A</b>	<b>Anhang .....</b>	<b>203</b>
A.1	Vollständige Systemparameter .....	203
A.2	Einstellungen Optimierungsalgorithmen .....	206
A.2.1	Simulated-Annealing-Algorithmus .....	206
A.2.2	Particle-Swarm-Algorithmus .....	207
A.2.3	Evolutionary-Algorithmus .....	208
A.3	Technische Randbedingungen Optimierung .....	209
A.4	Prüfstandsabbildungen .....	210
<b>B</b>	<b>Verzeichnisse .....</b>	<b>213</b>
B.1	Formelzeichenverzeichnis .....	213
B.1.1	Variablen .....	213
B.1.2	Indizes .....	215
B.1.3	Operatoren .....	217
B.2	Abkürzungsverzeichnis .....	219
B.3	Abbildungsverzeichnis .....	221
B.4	Tabellenverzeichnis .....	229
B.5	Literaturverzeichnis .....	231
<b>C</b>	<b>Betreute studentische Arbeiten .....</b>	<b>243</b>
<b>D</b>	<b>Eigene Veröffentlichungen .....</b>	<b>245</b>
<b>E</b>	<b>Lebenslauf .....</b>	<b>247</b>

# 1 Einleitung

## 1.1 Einordnung der Arbeit

Historisch gesehen stellt die Elektromobilität keinesfalls eine neue Technologie dar. Bereits 1881 präsentierte der französische Elektroingenieur Gustave Trouvé auf der Pariser Elektrizitätsausstellung das erste Elektroauto der Welt [1]. In den folgenden Jahren hatten Elektrofahrzeuge, wenn auch mit geringen absoluten Absatzzahlen, einen größeren Marktanteil als verbrennungsmotorisch betriebene. Ironischerweise verhalf ausgerechnet ein Elektromotor ab 1911 den verbrennungsmotorisch angetriebenen Fahrzeugen zum Siegeszug. Es handelt sich dabei um den Anlassermotor. Dieser ersetzt das manuelle Starten des Verbrennungsmotors mittels einer Kurbel, welches nicht selten durch deren Mitdrehen bei loslaufendem Verbrennungsmotor zu ernsthaften Verletzungen führte [2]. In den folgenden rund 150 Jahren entwickelte sich der Verbrennungsmotor zu dem praktisch einzigen verwendeten Traktionsmotor im PKW-Bereich.

Erst 1970 führte die Ölkrise zu einem ersten Wiederaufgreifen der Elektromobilität. Die sogenannte „Erste Welle der Elektromobilität“ konnte allerdings wie auch ca. 20 Jahre später die „Zweite Welle“, getrieben durch die Gesetzgebung des US-amerikanischen Staates Kalifornien zur CO<sub>2</sub>-Reduzierung, nicht zu einer flächendeckenden Etablierung von E-Fahrzeugen führen [3]. Der hauptsächliche Punkt, weshalb die Elektromobilität in beiden Phasen scheiterte, ist insbesondere in der vergleichsweise geringen Reichweite zu sehen [4]. Damit die aktuellen Ansätze zur Elektromobilität Früchte tragen, sind Forschungsarbeiten auf vielfältigen Gebieten notwendig. Neben der Forschung an kostengünstigeren Energiespeichern mit höherer Energie- und Leistungsdichte steht die Verbesserung der Leistungselektronik und des elektrischen Traktionsmotors im Fokus. Die vorliegende Arbeit liefert einen Beitrag zur Optimierung der Leistungselektronik mit Blick auf ihren spezifischen Einsatz im Fahrzeug

sowie darauf aufbauend Vorschläge zum wirkungsgradoptimalen Betrieb des gesamten elektrischen Antriebsstranges im Fahrzeug.

### 1.2 Gleichspannungswandler im Fahrzeug

Als Ausgangspunkt aller im Rahmen der Arbeit durchgeführten Untersuchungen dient der in Abbildung 1.1 dargestellte Antriebsstrang eines Elektrofahrzeuges. Dieser stellt die einfachste und deshalb derzeit am häufigsten eingesetzte Topologie für die rein elektrische Traktion dar [5]. Als Energiequelle dient eine Lithium-Ionen-Batterie. Ein nachgeschalteter Wechselrichter formt die von der Batterie gelieferte Gleichspannung in eine dreiphasige Wechselspannung um. Diese führt zu einem dreiphasigen Drehstrom, welcher in der Elektromaschine die Bildung eines Traktionsmomentes bewirkt.

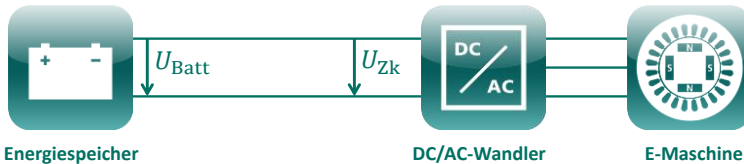


Abbildung 1.1: Herkömmlicher Aufbau des elektrischen Antriebsstranges

Anhand der Prinzipdarstellung ist zu erkennen, dass die Batterie starr mit dem Eingang des Wechselrichters verbunden ist. Folglich ist die Eingangsspannung des Wechselrichters (DC/AC-Wandler), die sogenannte Zwischenkreisspannung  $U_{\text{Zk}}$ , immer gleich der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$ . Die Zwischenkreisspannung und somit auch die im Betrieb nicht zu beeinflussende Batteriespannung haben entscheidenden Einfluss auf das Motorverhalten.

Für die folgenden Betrachtungen soll als Traktionsantrieb eine permanenterrgte Synchronmaschine (PSM) herangezogen werden, da dieser Maschinentyp derzeit in serienmäßigen oder seriennahen E-Fahrzeugen überwiegend verwendet wird [6]. Abbildung 1.2 veranschaulicht die

Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik einer E-Maschine in Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung. An dieser Stelle werden die zwei wesentlichen Auswirkungen der Spannung betrachtet.

Aus mechanischer Sicht ist entscheidend, dass bei kleinerer Spannung die Drehzahlgrenze (Eckdrehzahl), ab der das maximale Drehmoment abnimmt, hin zu kleineren Werten verschoben wird. Aus elektrischer Sicht muss beachtet werden, dass ab der Eckdrehzahl mehr Strom in die Maschine eingepreßt werden muss, um die von der Rotordrehung verursachte Induktionsspannung zu begrenzen. Dieser Strom führt zu zusätzlichen ohmschen Verlusten in der Maschine, was eine Vergrößerung der Gesamtverluste im elektrischen Antriebsstrang zur Folge hat. Für eine Herleitung sei auf Abschnitt 3.3.1 verwiesen.

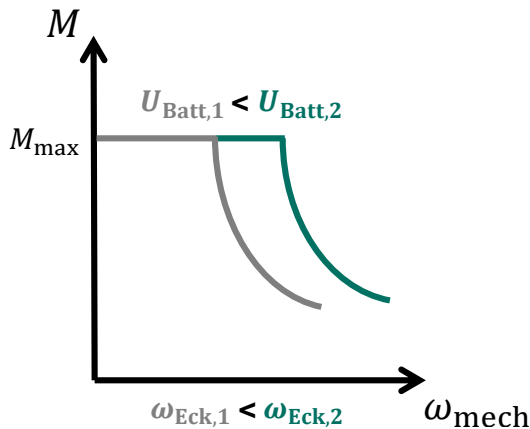


Abbildung 1.2: Maschinencharakteristik in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung

Wie aus dem Ersatzschaltbild einer Lithium-Ionen-Batterie entnommen werden kann, führen während des Betriebs hauptsächlich zwei Aspekte zu einem Absinken der Batteriespannung und somit auch der Zwischenkreisspannung (siehe Abschnitt 2.4) [7]. Zum einen reduziert sich die Klemmenspannung an der Batterie mit zunehmendem Strom aufgrund ihres

Innenwiderstandes. Des anderen führt ein Entladen der Batterie ebenfalls zu einer Spannungsreduzierung.

Theoretisch wäre es möglich, die Batterie so zu überdimensionieren, dass ein Absinken der Spannung keinen Einfluss auf das Motorverhalten hat. Dies muss zum einen aus wirtschaftlichen Gründen verworfen werden, da bei dem derzeitigen Stand der Technik die Kosten für die Batterie auch bei herkömmlicher Auslegung sehr hoch sind. Des Weiteren wird im Verlauf der Arbeit gezeigt, dass eine hohe Batterie- bzw. Zwischenkreisspannung betriebspunktabhängig auch zu Nachteilen führt.

Aus den oben genannten Gründen soll der Einsatz eines Gleichspannungswandlers (DC/DC-Wandler) zwischen der Batterie und dem DC/AC-Wandler untersucht werden (siehe Abbildung 1.3). Im nächsten Abschnitt wird hierzu der aktuelle Stand der Forschung dargelegt.

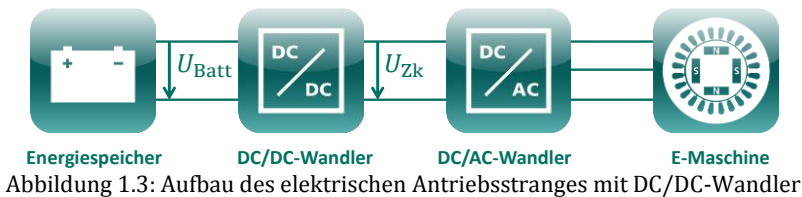


Abbildung 1.3: Aufbau des elektrischen Antriebsstranges mit DC/DC-Wandler

### 1.3 Stand der Technik

In der Literatur finden sich mehrere Ansätze, die den Einsatz eines DC/DC-Wandlers im elektrischen Antriebsstrang von Fahrzeugen empfehlen [8–12]. Grundgedanke ist in allen Arbeiten die Erzeugung einer Zwischenkreisspannung, die unabhängig von der Batteriespannung ist.

In [8] werden verschiedene galvanisch nicht isolierte Schaltungstopologien hinsichtlich ihres Einsatzbereichs in Elektro- und Hybridfahrzeugen verglichen. Bei der Auslegung des DC/DC-Wandlers steht eine hohe Leistungsdichte im Fokus. Hierfür werden analytische Gleichungen abgeleitet, um das Volumen der einzelnen Komponenten in Abhängigkeit ihrer

elektrischen Eigenschaften zu ermitteln. Zur Minimierung des Gesamtvolumens des DC/DC-Wandlers werden ein Aufbau mit mehreren parallelen Phasen und der Betrieb bei einer vergleichsweise hohen Schaltfrequenz empfohlen.

Unter der Annahme eines DC/DC-Wandlers zwischen Energiespeicher und DC/AC-Wandler wird sowohl in [9] als auch in [11] eine Anpassung der optimalen Zwischenkreisspannung je nach Betriebspunkt empfohlen. Beide Arbeiten begründen die Wahl einer höheren Zwischenkreisspannung damit, den verlustintensiveren Feldschwächbetrieb der E-Maschine zu vermeiden. Die Notwendigkeit von stochastischen Optimierungsalgorithmen zur Bestimmung der optimalen Zwischenkreisspannung ergibt sich in [9] aufgrund des eingesetzten nichtlinearen und nicht stetigen Modells zur Bestimmung der Antriebsstrangverluste. In [11] fällt die Berechnung einfacher aus, da die im DC/DC-Wandler selbst entstehenden Verluste vernachlässigt werden.

Die Tatsache, dass die durch den DC/DC-Wandler erzeugte variable Zwischenkreisspannung betriebspunktabhängig zu einer Reduzierung des Stromes im DC/AC-Wandler und in der E-Maschine führen kann, wird in [10] genutzt, um die Auslegung beider Komponenten anzupassen. Des Weiteren wird eine volumenoptimierte Auslegungsmethode des DC/DC-Wandlers vorgestellt. Diese Methode wird in Kapitel 4 unter anderem einer in [12] erläuterten verlustleistungsoptimierten Herangehensweise gegenübergestellt.

## 1.4 Motivation

Neben den bereits angeführten positiven Effekten, führt der DC/DC-Wandler als zusätzliche Komponente im Antriebsstrang zwangsläufig zu einem höheren Gesamtgewicht und erzeugt seinerseits elektrische Verluste. Ein Ziel der Arbeit soll es, aufbauend auf dem im vorhergehenden Abschnitt erläuterten Stand der Technik, sein, seine nachteiligen Auswirkungen zu minimieren. Dies wird in zwei Schritten erreicht.

Zunächst ist in Kapitel 4 eine neuartige Dimensionierung des DC/DC-Wandlers gezeigt. Die Auslegungsvariante berücksichtigt im Gegensatz zu den bekannten Methoden die tatsächlichen Arbeitspunkte im Fahrzeug und führt hierdurch zu einer Auslegung, die dem zu erwartenden Betriebsbereich angepasst ist.

Des Weiteren werden neben der Zwischenkreisspannung weitere im Betrieb optimierbare Parameter des elektrischen Antriebsstranges abgeleitet. Darauf aufbauend wird eine bisher nicht angewandte Betriebsstrategie entwickelt, welche zu einem wirkungsgradoptimalen Betrieb des gesamten Antriebsstranges führt.

Der Nutzen der vorgestellten Herangehensweise soll abschließend für ein konkretes Beispiel aufgezeigt werden. Die Verluste des Antriebsstranges mit DC/DC-Wandler und optimierten Betriebspunkten werden sowohl simulativ als auch messtechnisch an einem Prüfstands Aufbau mit den Verlusten des herkömmlichen Antriebsstranges verglichen. Der Vergleich erfolgt für Kennfelder, die den Betriebsbereich aller Komponenten abdecken, sowie für konkrete Fahrzyklen. Als Vergleichsfahrzyklen dienen der aktuell häufig verwendete „Neue Europäische Fahrzyklus“ (NEFZ) und der zukünftig zur Verbrauchsbestimmung heranzuziehende „Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedures“-Zyklus (WLTP) [13].

Der DC/AC-Wandler und die E-Maschine sollen in ihrer Auslegung von dem zusätzlichen DC/DC-Wandler und der Optimierung mehrerer Betriebsparameter unverändert bleiben, damit ein direkter Vergleich zum Referenzsystem möglich ist.



## 2 Der elektrische Antriebsstrang

Im Folgenden wird auf die einzelnen elektrischen Komponenten des bereits in Abschnitt 1.2 vorgestellten Antriebsstranges mit zusätzlichem DC/DC-Wandler näher eingegangen. Zunächst erfolgt für jede Komponente eine Beschreibung ihres Aufbaus und ihrer Funktion, um anschließend die Regelung der Komponente zu erläutern. Die beschriebenen Ansätze zur Regelung der jeweiligen Komponenten finden in dem in Abschnitt 7.1 beschriebenen Prüfstands Aufbau Anwendung und werden deshalb ausführlich beschrieben.

### 2.1 Elektrische Maschine

#### 2.1.1 Grundfunktion

Für die Erzeugung des Traktionsmomentes in Elektrofahrzeugen sind prinzipiell viele Typen von Elektromaschinen denkbar. In verschiedenen Forschungs- und Kleinserienfahrzeugen fanden bereits Gleichstrom- sowie geschaltete Reluktanzmaschinen Anwendung [14]. In aktuell seriennahen Projekten bzw. bereits existierenden Serienfahrzeugen werden hingegen ausschließlich Drehfeldmaschinen eingesetzt. Hierbei kann es sich um Asynchronmaschinen (ASM) handeln [15]. Diese haben den Vorteil im Rotor auf kostspieliges Magnetmaterial zu verzichten [16]. Den allerdings weitaus größeren Anteil im Elektrofahrzeug haben Synchronmaschinen mit vergrabenen Permanentmagneten im Rotor (IPMSM). Diese weisen gegenüber der ASM eine höhere Leistungsdichte auf. Zudem ermöglichen sie im Vergleich zu Synchronmaschinen anderer Bauform die Abdeckung eines großen Drehzahlbereichs [17]. Hierdurch kann der Einsatz von mehrgängigen Getrieben vermieden werden.

Im Folgenden ist die Funktion einer IPMSM grundlegend nach [18] erläutert. Für eine tiefer gehende Betrachtung sei auf zuvor genannte Literatur verwiesen. Der schematische Aufbau einer IPMSM ist als Schnittdarstellung in Abbildung 2.1 gezeigt. Der Stator ist meist aus Eisenblechen aufgebaut und beinhaltet ein dreiphasiges sternförmig verschaltetes Wicklungssystem. Dieses ist mit räumlich jeweils um  $120^\circ$  versetzten Wicklungen aufgebaut. In der Abbildung sind diese schematisch durch die Wicklungen  $U, V, W$  gezeigt.

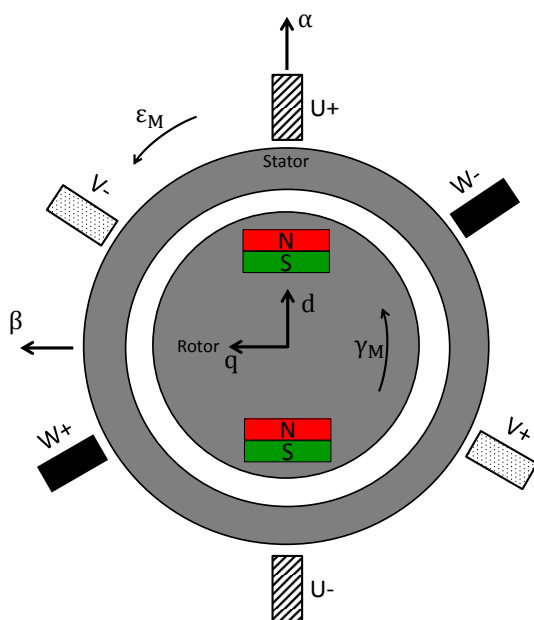


Abbildung 2.1: Prinzipdarstellung IPMSM

Das elektrische Verhalten jedes Wicklungsstranges kann vereinfacht mit einem elektrischen Ersatzschaltbild bestehend aus einem ohmschen Widerstand und einer Gegenspannung gemäß Abbildung 2.2a beschrieben werden. Für eine anschaulichere Darstellung soll eine Linearität zwischen dem fließenden Wicklungsstrom und dem sich daraus ergebenden verketteten Fluss  $\psi_{M,U}$ , angenommen werden. Somit kann das Ersatzschaltbild

gemäß Abbildung 2.2b umgeformt werden. Dies ist dann zulässig, wenn sich der magnetische Kreis nicht in Sättigung befindet. Wie aus Gleichung (2.1) hervorgeht, wird hierbei die Gegenspannung in zwei Terme zerlegt. Zum einen in die von dem Stromfluss selbst erzeugte Gegenspannung aufgrund der Wicklungsinduktivität  $\underline{U}_{M,U,L}$  und zum anderen in die sogenannte Polradspannung  $\underline{U}_{M,U,pol}$ . Diese entsteht aufgrund der Drehung des Rotors und der damit verbundenen Änderung des Permanentmagnetflusses innerhalb der Statorwicklung. Die Wirkung der beiden anderen Phasen kann bei symmetrischer Bestromung über die Induktivität  $L_{M,U}$  mit abgebildet werden. Die Erkenntnisse aus dem Ersatzschaltbild sind in komplexer Form in der Gleichung (2.2) zusammengefasst.

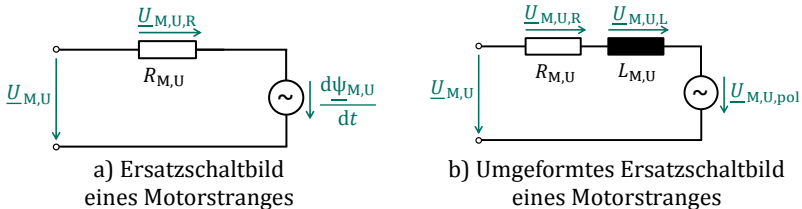


Abbildung 2.2: Einphasiges Motorersatzschaltbild

$$\frac{d\underline{\psi}_{M,U}}{dt} = \underline{U}_{M,U,L} + \underline{U}_{M,U,pol} \quad (2.1)$$

$$\underline{U}_{M,U} = R_{M,U} \cdot \underline{I}_{M,U} + \frac{d\underline{\psi}_{M,U}}{dt} = \underline{U}_{M,U,R} + \underline{U}_{M,U,L} + \underline{U}_{M,U,pol} \quad (2.2)$$

Prinzipbedingt sind die elektrischen Größen im Ersatzschaltbild abhängig von dem Rotorwinkel. Zum einen, da die Polradspannung von der zeitlichen Ableitung des Rotorwinkels, also der Rotordrehzahl, abhängt. Zum anderen verändert sich wegen der Magnetanordnung die Wicklungsinduktivität mit der Rotorposition. Dieser Sachverhalt folgt aus der Tatsache, dass Permanentmagnete eine relative Permeabilität ähnlich der von Luft aufweisen [19]. Deshalb ist die effektive Luftspatlänge von der Rotorposition abhängig. Dadurch variiert auch der magnetische Widerstand und somit die Größe der sich ausbildenden magnetischen Flussdichte.

Werden die elektrischen Größen der drei Wicklungsstränge mit Raumzeigern ausgedrückt, kann durch die geeignete Wahl des Koordinatensystems der Einfluss des Rotorwinkels eliminiert werden. Zunächst ergibt sich für den Spannungsraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem die Gleichung (2.3).

$$\vec{U}_M^s = \frac{2}{3} \cdot (\underline{U}_{M,U} + \underline{a} \cdot \underline{U}_{M,V} + \underline{a}^2 \cdot \underline{U}_{M,W}) = R_M \cdot \vec{I}_M^s + \frac{d\vec{\psi}_M^s}{dt} \quad (2.3)$$

Durch die amplitudeninvariante Transformation der Spannungsgleichung in das rotorfeste  $d, q$ -Koordinatensystem und nach entsprechenden Umformungen ergibt sich die Gleichung (2.4), welche weiter in die orthogonalen Komponenten zerlegt wird (siehe Gleichungen (2.5) bis (2.6)).

Die Darstellung im rotorfesten Koordinatensystem bewirkt, dass die elektrischen Systemgrößen im stationären Zustand zu Gleichgrößen werden. Die  $q$ -Komponente des Stroms bezeichnet hierbei den Strom, der einen magnetischen Fluss senkrecht zu dem des Rotors bewirkt. Die  $d$ -Komponente führt entsprechend zu einem Fluss parallel des Rotorflusses.

$$\vec{U}_M^r = R_M \cdot \vec{I}_M^r + \frac{d\vec{\psi}_M^r}{dt} + j \cdot \frac{d\gamma_M}{dt} \cdot \psi_M^r \quad \text{mit} \quad \frac{d\gamma_M}{dt} = p_M \cdot \omega_{M,el} = \omega_{M,el} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} U_{M,d} &= \Re\{\vec{U}_M^r\} = R_M \cdot I_{M,d} + \frac{d\psi_{M,d}}{dt} - \omega_{M,el} \cdot \psi_{M,q} \\ &= R_M \cdot I_{M,d} + L_{M,d} \cdot \frac{dI_{M,d}}{dt} - \omega_{M,el} \cdot L_{M,q} \cdot I_{M,q} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} U_{M,q} &= \Im\{\vec{U}_M^r\} = R_M \cdot I_{M,q} + \frac{d\psi_{M,q}}{dt} + \omega_{M,el} \cdot \psi_{M,d} \\ &= R_M \cdot I_{M,q} + L_{M,q} \cdot \frac{dI_{M,q}}{dt} + \omega_{M,el} \cdot (L_{M,d} \cdot I_{M,d} + \psi_{M,PM}) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Das vom Motor erzeugte Drehmoment lässt sich unabhängig vom Bezugskordinatensystem nach Gleichung (2.7) berechnen. Aus der Transforma-

tion in das rotorfeste System folgen hierfür die Gleichungen (2.8) bis (2.10).

$$M_M = \frac{3}{2} \cdot p_M \cdot \Im m\{\vec{\psi}_M^* \cdot \vec{i}_M\} = \frac{3}{2} \cdot p_M \cdot (\psi_{M,d} \cdot I_{M,q} - \psi_{M,q} \cdot I_{M,d}) \quad (2.7)$$

$$M_{M,PM} = \frac{3}{2} \cdot p_M \cdot \psi_{M,PM} \cdot I_{M,q} \quad (2.8)$$

$$M_{M,Rel} = \frac{3}{2} \cdot p_M \cdot (L_{M,d} - L_{M,q}) \cdot I_{M,d} \cdot I_{M,q} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} M_M &= M_{M,PM} + M_{M,Rel} \\ &= \frac{3}{2} \cdot p_M \cdot (\psi_{M,PM} \cdot I_{M,q} + (L_{M,d} - L_{M,q}) \cdot I_{M,d} \cdot I_{M,q}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Es ist zu erkennen, dass sich das resultierende Drehmoment aus zwei Termen zusammensetzt. Zum einen bewirkt der Permanentmagnetfluss in Wechselwirkung mit dem Statorfeld die Drehmomentkomponente  $M_{M,PM}$ . Des Weiteren führt der anisotrope Rotoraufbau ( $L_{M,d} \neq L_{M,q}$ ) zu dem so genannten Reluktanzmoment  $M_{M,Rel}$ . Der entsprechenden Wahl der optimalen  $\{I_{M,d}, I_{M,q}\}$ -Kombination zur Erzeugung eines Drehmomentes kommt mit Blick auf den wirkungsgradoptimalen Motorbetrieb eine zentrale Bedeutung zu (siehe Kapitel 3). Für die im Folgenden betrachtete Motorenregelung sei vorausgesetzt, dass die zu stellende  $\{I_{M,d}, I_{M,q}\}$ -Kombination bekannt ist.

### 2.1.2 Regelung

Über ein geeignetes Regelverfahren soll ein bestimmter Maschinenstrom, definiert durch dessen  $d/q$ -Komponenten, gestellt werden. Da die IPMSM an einem Wechselrichter betrieben wird, steht hierzu als Stellgröße eine elektrische Spannung variabler Amplitude und Frequenz zur Verfügung (siehe Abbildung 2.3).

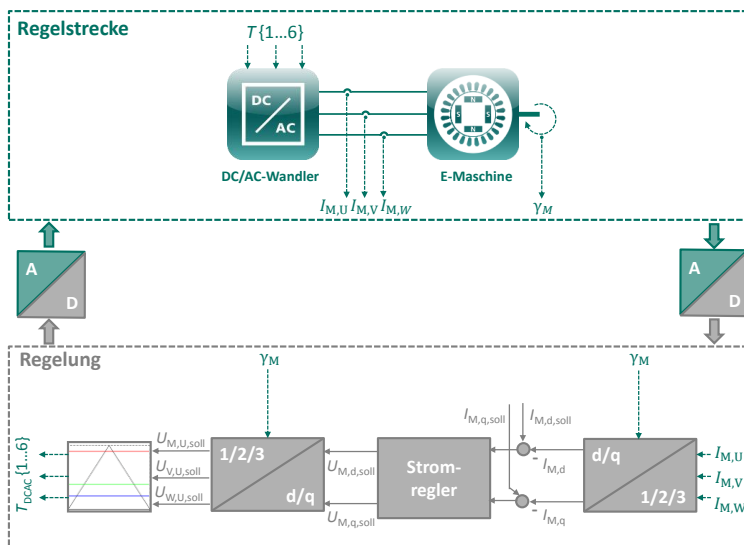


Abbildung 2.3: Regelungskonzept E Maschine

Die Regelstrecke besteht aus dem DC/AC-Wandler als Stellglied und der E-Maschine. Für die Regelung, die meist innerhalb eines Signalverarbeitungsprozessors (DSP) abläuft, müssen als Messgrößen der Rotorwinkel der Maschine  $\gamma_M$  sowie die drei Phasenströme  $I_{M,U}$ ,  $I_{M,V}$ ,  $I_{M,W}$  erfasst werden. Diese Werte werden anschließend über einen A/D-Wandler einem DSP übergeben. Entsprechend der aus der Literatur bekannten Definition werden die Messwerte nach den Gleichungen (2.11) und (2.12) transformiert [20].

$$I_{M,d} = \frac{2}{3} \cdot I_{M,U} \cdot \cos(\gamma_M) + \frac{2}{3} \cdot I_{M,V} \cdot \cos\left(\gamma_M - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) + \frac{2}{3} \cdot I_{M,W} \cdot \cos\left(\gamma_M + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (2.11)$$

$$I_{M,q} = \frac{2}{3} \cdot -I_{M,U} \cdot \sin(\gamma_M) - \frac{2}{3} \cdot I_{M,V} \cdot \sin\left(\gamma_M - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) - \frac{2}{3} \cdot I_{M,W} \cdot \sin\left(\gamma_M + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (2.12)$$

Aus der Differenz zwischen Soll- und Istwert errechnet die Stromregelung die Spannungssollwerte  $U_{M,d,soll}$  und  $U_{M,q,soll}$ . Um daraus auf die physikalischen Klemmenspannungen schließen zu können, ist eine Rücktransformation in das statorfeste Koordinatensystem nach den Gleichungen (2.13) bis (2.15) notwendig. Zur konkreten Erzeugung der Spannung an den Motorklemmen über eine entsprechende Ansteuerung des Wechselrichters und den dabei zu beachteten Randbedingungen sei auf Abschnitt 2.2 verwiesen.

$$U_{M,U,soll} = \frac{2}{3} \cdot [U_{M,d,soll} \cdot \cos(\gamma) - U_{M,q,soll} \cdot \sin(\gamma)] \quad (2.13)$$

$$U_{M,V,soll} = \frac{2}{3} \cdot U_{M,d,soll} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) - \frac{2}{3} \cdot U_{M,q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (2.14)$$

$$U_{M,W,soll} = \frac{2}{3} \cdot U_{M,d,soll} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) - \frac{2}{3} \cdot U_{M,q,soll} \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (2.15)$$

Für die Auslegung des Stromreglers ist eine mathematische Beschreibung der Regelstrecke notwendig. Aufgrund der hohen Abtastrate des Signalprozessors kann dies quasikontinuierlich im Laplace-Bereich erfolgen [21]. Dies bedeutet, dass keine diskrete Streckendarstellung durch Transformation der kontinuierlichen Darstellung in den  $z$ -Bereich notwendig ist, da die Regelung trotz ihres diskreten Ablaufs deutlich schneller als die Dynamik des zu regelnden Systems ist. Die Stellgröße zur Einregelung eines  $d$ - oder eines  $q$ -Stromes ist die jeweilige  $d$ - oder  $q$ -Spannung. Somit muss die Übertragungsfunktion der Regelstrecke die in Gleichung (2.16) gezeigte Form haben.

$$G_{M,Id,S}(s) = \frac{I_{M,d}(s)}{U_{M,d}(s)} \text{ bzw. } G_{M,Iq,S}(s) = \frac{I_{M,q}(s)}{U_{M,q}(s)} \quad (2.16)$$

Aus den Spannungsgleichungen der Maschine (2.5) und (2.6) lassen sich die Übertragungsfunktionen ableiten (siehe Abbildung 2.4). Dies soll unter der vereinfachten Annahme konstanter Induktivitäten erfolgen. Durch geeignete Vorsteuerung der Wirkung der  $d$ -Komponente des Stromes auf die  $q$ -Komponente der Spannung und umgekehrt, der sogenannten Kreuzverkopplung, sowie der Wirkung der Polradspannung lässt sich die Regelstrecke auf ein RL-Glied mit PT1-Verhalten reduzieren. Für die Regelstrecken ergeben sich die Gleichungen (2.17) bis (2.18).

$$U_{M,d} = R_M \cdot I_{M,d} + L_{M,d} \cdot \frac{dI_{M,d}}{dt} - \omega_{M,el} \cdot L_{M,q} \cdot I_{M,q}$$

$$U_{M,q} = R_M \cdot I_{M,q} + L_{M,q} \cdot \frac{dI_{M,q}}{dt} + \omega_{M,el} \cdot (L_{M,d} \cdot I_{M,d} + \psi_{M,PM})$$

$$U_M(s) = \frac{I_M(s)}{G_{M,I,S}(s)}$$

Kreuzverkopplung  
und Vorsteuerung

Abbildung 2.4: Ableitung der Stromübertragungsfunktion

$$G_{M,Id,S}(s) = \frac{I_{M,d}(s)}{U_{M,d}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{L_{M,d}}{R_M} \cdot s} = \frac{1}{1 + \tau_{M,d} \cdot s} \quad (2.17)$$

$$G_{M,Iq,S}(s) = \frac{I_{M,q}(s)}{U_{M,q}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{L_{M,q}}{R_M} \cdot s} = \frac{1}{1 + \tau_{M,q} \cdot s} \quad (2.18)$$

Für das vollständige regelungstechnische Ersatzschaltbild müssen neben den Übertragungsfunktionen der Stromregelstrecken und der Vorsteuerung noch die Totzeiten, verursacht sowohl durch den Wechselrichter als auch durch die Messwerterfassung, berücksichtigt werden. Abbildung 2.5 illustriert deren Entstehung.



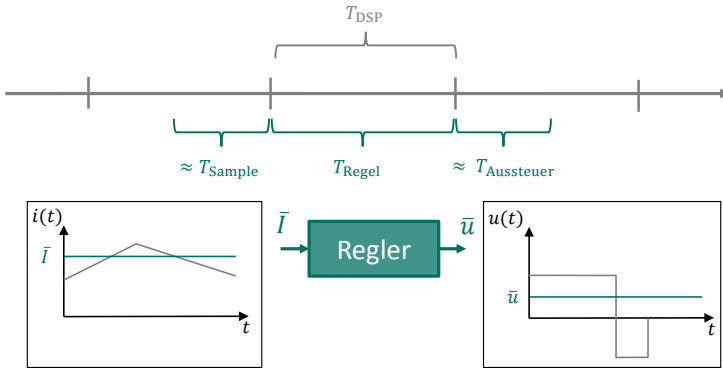


Abbildung 2.5: Entstehung der Totzeit im Regelungssystem

Zur Reduzierung der Störanfälligkeit der Messung werden stets Mittelwerte über eine Taktperiode des Signalprozessors erfasst. Statistisch gesehen kann bei dieser Art der Messwerterfassung als Totzeit die halbe Taktperiode angenommen werden [22]. Während der anschließenden Zeitdauer werden aus den erfassten Mittelwerten die Sollwerte für die Ausgangsgröße ermittelt. Für die vergehende Zeit, bis der Mittelwert der Ausgangsgröße an der Regelstrecke anliegt, gilt gleiches, wie für die Messwerterfassung, sodass diese Totzeit nochmals die halbe Taktperiode beträgt. Somit folgt für die Summe aller Totzeiten des Stromregelkreises Gleichung (2.19). Die Totzeiten sind im Laplace-Bereich allerdings nicht mehr, wie die anderen Übertragungsfunktionen des betrachteten Systems, als gebrochen rationale Funktionen darstellbar. Um den Reglerentwurf dadurch nicht deutlich zu verkomplizieren, lässt sich die Summe aller Totzeiten als PT1-Glied (siehe Gleichung (2.20)) approximieren [23].

$$T_{I,tot} = T_{\text{Sample}} + T_{\text{Regel}} + T_{\text{Aussteuer}} = 2 \cdot T_{\text{Regel}} = 2 \cdot T_{\text{DCAC}} \quad (2.19)$$

$$G_{I,tot}(s) = e^{-s \cdot T_{I,tot}} \approx \frac{1}{1 + T_{I,tot} \cdot s} = \frac{1}{1 + 2 \cdot T_{\text{Regel}} \cdot s} \quad (2.20)$$

Der Stromregelkreis kann mit dem Blockdiagramm in Abbildung 2.6 beschrieben werden. Als Reglertopologie empfiehlt unter anderem [24] nach dem Betragsoptimum ausgelegte PI-Regler. Die Systemtotzeiten werden

hierbei zusammengefasst im Vorwärtspfad der Regelung als PT1-Glieder abgebildet. Auf die Darstellung einer Anti-Wind-Up-Beschaltung sei der Übersichtlichkeit wegen verzichtet. Umsetzungsmöglichkeiten hierfür können beispielsweise [25] entnommen werden.

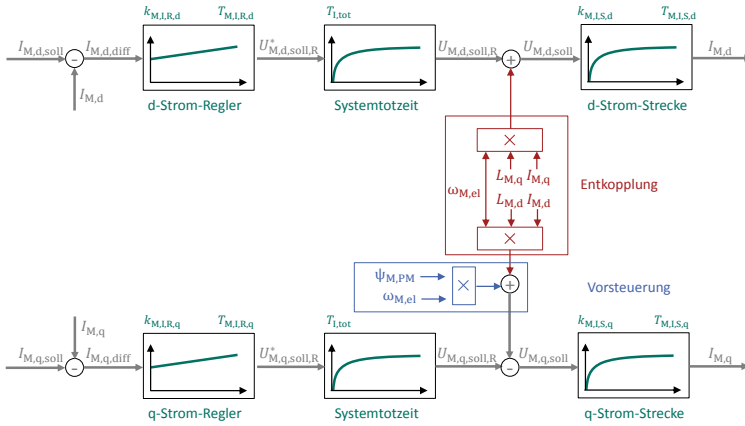


Abbildung 2.6: Stromregelkreis der IPMSM

Für die Reglerparameter folgen entsprechend des Betragsoptimums die Vorschriften gemäß den Gleichungen (2.21) bis (2.24).

$$k_{M,I,d,R} = \frac{T_{M,I,d,S}}{2 \cdot k_{M,I,d,S} \cdot T_{I,tot}} = \frac{\tau_{M,d}}{2 \cdot \frac{1}{R_M} \cdot T_{I,tot}} \quad (2.21)$$

$$T_{M,I,d,R} = T_{M,I,d,S} = \tau_{M,d} \quad (2.22)$$

$$k_{M,I,q,R} = \frac{T_{M,I,q,S}}{2 \cdot k_{M,I,q,S} \cdot T_{I,tot}} = \frac{\tau_{M,q}}{2 \cdot \frac{1}{R_M} \cdot T_{I,tot}} \quad (2.23)$$

$$T_{M,I,q,R} = T_{M,I,q,S} = \tau_{M,q} \quad (2.24)$$

Der hier gezeigte Ansatz zur Maschinenregelung stößt bei E-Maschinen im Automobilbereich allerdings schnell an Grenzen. Nicht zuletzt aufgrund der gewünschten Gewichtsreduzierung werden diese Maschinen mit möglichst wenig Material im Magnetkreis ausgelegt. Hierdurch kann es bereits

bei Strömen deutlich unterhalb des Nennstromes zu Sättigungseffekten kommen [26]. Zur Berücksichtigung dieser Effekte kann die Regelungsstruktur dahingehend ergänzt werden, anstatt mit konstanten Induktivitäten mit Look-Up-Tabellen zu arbeiten [27]. In den Look-Up-Tabellen stehen die zuvor gemessenen  $d$ - und  $q$ -Flüsse innerhalb der Maschine in Abhängigkeit der fließenden Ströme. Im Vergleich zur Regelung in Abbildung 2.6 wird somit das Entkopplungsnetzwerk dynamischer und die Reglerparameter werden je nach Betriebspunkt nachgeführt.

## 2.2 Wechselrichter

### 2.2.1 Grundfunktion

Die Speisung der elektrischen Maschine erfolgt bei aktuell gängigen Fahrzeugtopologien stets aus Gleichspannungsquellen, wie meist einer Batterie oder zukünftig möglicherweise auch einer Brennstoffzelle [28]. Um aus der hiervon gelieferten Gleichspannung eine Drehspannung zu erzeugen, wird ein Wechselrichter eingesetzt. Die in Abbildung 2.7 gezeigte Drehstrombrückenschaltung (DBS), häufig auch als Sechspulsbrücke bezeichnet, ist hierbei die im Fahrzeug am meisten eingesetzte Variante [29].

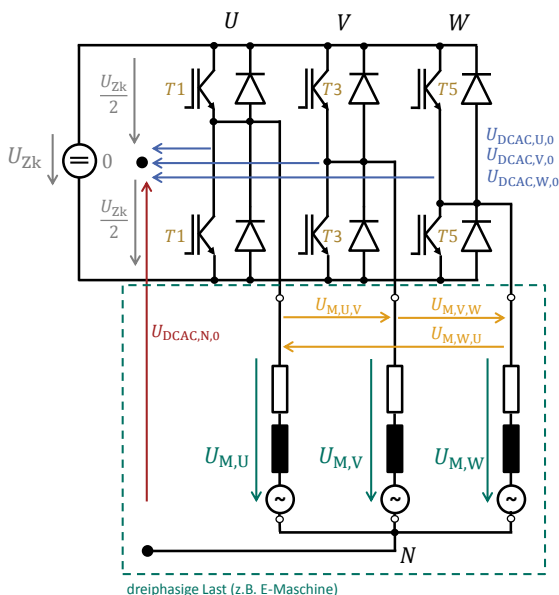


Abbildung 2.7: Drehstrombrückenschaltung mit RL-Last und Gegenspannung

Bei den nachfolgenden Betrachtungen wird eine dreiphasige RL-Last mit sinusförmiger Gegenspannung angenommen. Hiermit wird die tatsächliche Last beim Speisen einer E-Maschine ausreichend gut angenähert. Grund-

sätzlich soll die DBS so angesteuert werden, dass ein dreiphasiges Drehstromsystem möglichst gut nachgebildet wird. Unter der Randbedingung, dass zur Vermeidung eines sogenannten Brückenkurzschlusses, der zu Bauteilerstörungen führen kann, der obere und der untere Schalter (z.B.  $T1$  und  $T2$ ) nie gleichzeitig geschaltet werden dürfen, ergeben sich insgesamt acht mögliche Schaltkombinationen. Diese Schaltkombinationen sind in Tabelle 2.1 gemeinsam mit den sich hieraus ergebenden Strangspannungswerten aufgelistet. Es wird davon ausgegangen, dass die unteren Schalter ( $T2, T4, T6$ ) stets komplementär zu den oberen ( $T1, T3, T5$ ) geschaltet werden.

Exemplarisch für den Schaltzustand 1 sind die Herleitungen der Spannungsgrößen, basierend auf dem entsprechenden Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 2.8), nachfolgend hergeleitet.

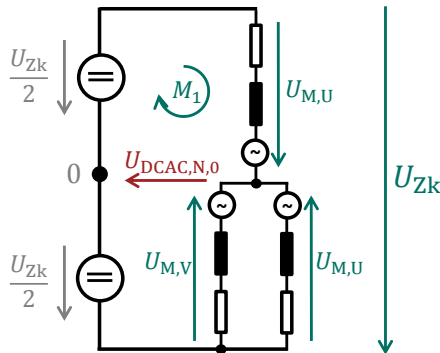


Abbildung 2.8: Drehstrombrücke im Schaltzustand 1

Tabelle 2.1: Schaltzustände der Drehstrombrücke

Nr.	$T1$	$T3$	$T5$	$U_{M,U}$	$U_{M,W}$	$U_{M,V}$
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{Zk}$	$-\frac{1}{3}U_{Zk}$	$-\frac{1}{3}U_{Zk}$
2	1	1	0	$\frac{1}{3}U_{Zk}$	$\frac{1}{3}U_{Zk}$	$-\frac{2}{3}U_{Zk}$
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{Zk}$	$\frac{2}{3}U_{Zk}$	$-\frac{1}{3}U_{Zk}$
4	0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{Zk}$	$\frac{1}{3}U_{Zk}$	$\frac{1}{3}U_{Zk}$
5	0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{Zk}$	$-\frac{1}{3}U_{Zk}$	$\frac{2}{3}U_{Zk}$
6	1	0	1	$\frac{1}{3}U_{Zk}$	$-\frac{2}{3}U_{Zk}$	$\frac{1}{3}U_{Zk}$
7	1	1	1	0	0	0

Gegenüber der Abbildung 2.7 ist die Zwischenkreisspannung symmetrisch um den Nullpunkt eingezeichnet. Zunächst ist ersichtlich, dass im vorliegenden ersten Schaltzustand die Phasen  $V$  und  $W$  zueinander parallel und in Reihe zur Phase  $U$  sind. Unter der Annahme, dass die Impedanzen aller drei Phasen gleich sind, lassen sich die Strangspannungen  $U_{M,U}$ ,  $U_{M,V}$  und  $U_{M,W}$  wie bei einem Spannungsteiler berechnen (siehe Gleichungen (2.25) bis (2.27)).

$$U_{M,U} = \frac{2}{3} \cdot U_{Zk} \quad (2.25)$$

$$U_{M,V} = -\frac{1}{3} \cdot U_{Zk} \quad (2.26)$$

$$U_{M,W} = -\frac{1}{3} \cdot U_{Zk} \quad (2.27)$$

Die Sternpunktspannung lässt sich über die Masche  $M_1$  gemäß Gleichung (2.28) ermitteln.

$$U_{\text{DCAC},N,0} = \frac{U_{\text{Zk}}}{2} - U_{\text{M,U}} = \frac{U_{\text{Zk}}}{2} - \frac{2}{3}U_{\text{Zk}} = -\frac{1}{6}U_{\text{Zk}} \quad (2.28)$$

Folglich ergeben sich die Phasen-Nullpunktspannungen zum symmetrischen Nullpunkt aus der Summe der Strangspannungen und der Mittelspannung nach den Gleichungen (2.29) bis (2.31). Mit der gleichen Herangehensweise können auch für die weiteren Schaltzustände die Spannungswerte bestimmt werden.

$$U_{\text{DCAC},U,0} = U_{\text{M,U}} + U_{\text{DCAC},N,0} = \frac{2}{3} \cdot U_{\text{Zk}} - \frac{1}{6}U_{\text{Zk}} = \frac{U_{\text{Zk}}}{2} \quad (2.29)$$

$$U_{\text{DCAC},V,0} = U_{\text{M,V}} + U_{\text{DCAC},N,0} = -\frac{1}{3} \cdot U_{\text{Zk}} - \frac{1}{6}U_{\text{Zk}} = -\frac{U_{\text{Zk}}}{2} \quad (2.30)$$

$$U_{\text{DCAC},W,0} = U_{\text{M,W}} + U_{\text{DCAC},N,0} = -\frac{1}{3} \cdot U_{\text{Zk}} - \frac{1}{6}U_{\text{Zk}} = -\frac{U_{\text{Zk}}}{2} \quad (2.31)$$

Um die Ansteuerung der E-Maschine mit einer möglichst sinusförmigen Spannung zu realisieren, werden über unterschiedlich langes Einschalten der einzelnen Spannungszustände beliebige Motorspannungen, innerhalb noch zu bestimmender Grenzen, erzeugt. Zur Ermittlung der benötigten Schaltzustände und deren Einschaltdauern sind in der Literatur mit der Raumzeigermodulation und dem Referenzkurvenverfahren zwei Möglichkeiten genannt [30].

Für die Erläuterung der Raumzeigermodulation empfiehlt es sich, zunächst die möglichen Schaltzustände und die daraus resultierenden Spannungen in die Raumzeigerdarstellung zu überführen. Abbildung 2.9 zeigt die Spannungszustände in der  $\alpha, \beta$ -Ebene. Die Erzeugung einer Sollspannung an den Motorklemmen erfolgt über die Kombination der möglichen diskreten Spannungszustände innerhalb der zu definierenden Schaltperiode  $T_{\text{DCAC}}$ . Für ein dreiphasiges sinusförmiges Drehstromsystem rotiert der Sollspannungszeiger mit der elektrischen Frequenz  $\omega_{\text{M,el}}$  und gleichbleibender

Länge um den Ursprung. Dargestellt ist zeitlich gesehen eine Momentaufnahme.

Aus Abbildung 2.9 geht hervor, dass zur Erzeugung von  $\vec{U}_{M,soll}^s$  mindestens die beiden angrenzenden Raumzeiger  $\vec{U}_{DCAC,1}^s$  und  $\vec{U}_{DCAC,2}^s$  notwendig sind. Prinzipiell wäre es auch denkbar, weitere aktive Spannungszustände zu verwenden, allerdings bringt dies keinen Vorteil mit sich, da es zu einer Reduktion der maximal stellbaren Spannungsamplitude sowie zu höheren Schaltverlusten führt [31]. Mathematisch handelt es sich also um eine Vektoraddition, elektrotechnisch gesehen wird mittels unterschiedlich lang anliegender diskreter Spannungen gemittelt eine bestimmte Sollspannung erreicht. Die Bestimmung der jeweiligen Einschaltzeiten der aktiven Schaltzustände geschieht wie folgt.

Da von der Sollspannung sowohl die Amplitude  $|\vec{U}_{M,soll}^s|$  als auch die Phase  $\varphi_{DCAC,U,soll}$  bekannt ist, kann der Raumzeiger gemäß Abbildung 2.10 zerlegt und auf die beiden angrenzenden Spannungsraumzeiger  $\vec{U}_{DCAC,1}^s$  und  $\vec{U}_{DCAC,2}^s$  projiziert werden. Somit können deren notwendige effektive Länge  $|\vec{U}_{DCAC,1}^{s,*}|$  und  $|\vec{U}_{DCAC,2}^{s,*}|$  ermittelt werden (siehe Gleichungen (2.32) bis (2.33)).



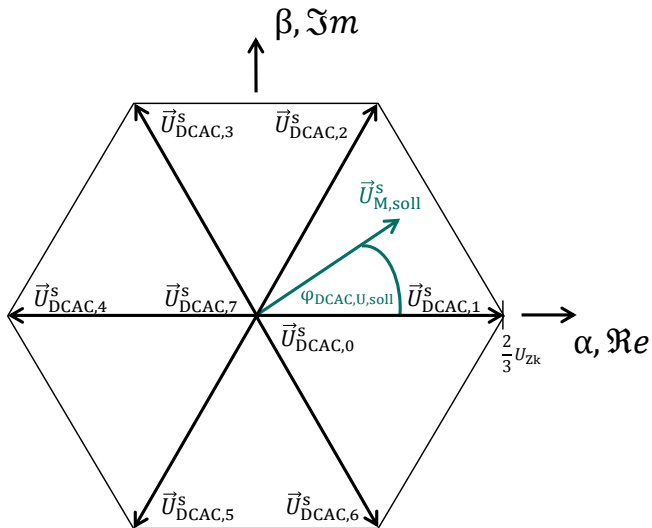


Abbildung 2.9: Schaltzustände der Drehstrombrückenschaltung in der Raumzeigerdarstellung

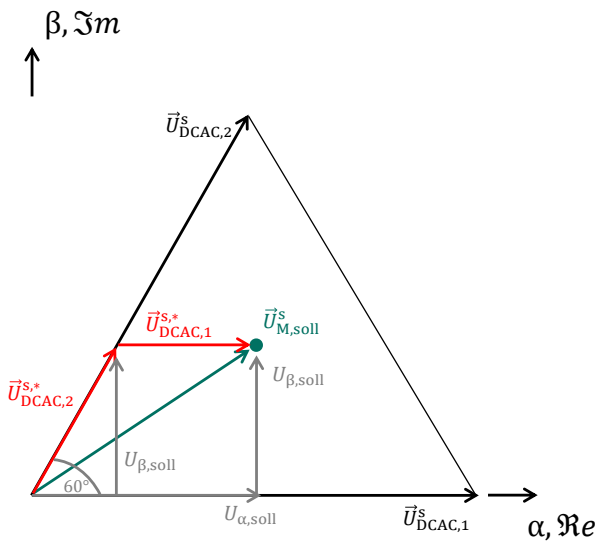


Abbildung 2.10: Vektorielle Zerlegung des Sollspannungsraumzeigers

$$|\vec{U}_{\text{DCAC},2}^{s,*}| = \frac{\Im\{\vec{U}_{\text{M,soll}}^s\}}{\sin(60^\circ)} \quad (2.32)$$

$$|\vec{U}_{\text{DCAC},1}^{s,*}| = \Re\{\vec{U}_{\text{M,soll}}^s\} - \Re\{\vec{U}_{\text{DCAC},2}^{s,*}\} \quad (2.33)$$

Sind die effektiven Längen der Spannungszeiger bekannt, kann hierüber die entsprechende Einschaltdauer bestimmt werden. Dies geschieht über die Ermittlung des Verhältnisses der gewünschten Zeigerlänge zur maximal möglichen Zeigerlänge, falls während der gesamten Schaltperiode nur ein Spannungszeiger gestellt werden würde (siehe Gleichungen (2.34) bis (2.35)).

$$t_{\text{DCAC},2} = \frac{|\vec{U}_{\text{DCAC},2}^{s,*}|}{|\vec{U}_{\text{DCAC,max}}^s|} = \frac{|\vec{U}_{\text{DCAC},2}^{s,*}|}{\frac{2}{3} \cdot U_{\text{ZK}}} \quad (2.34)$$

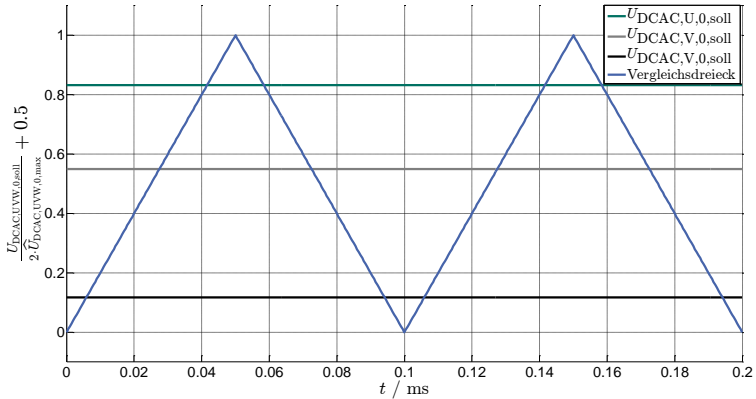
$$t_{\text{DCAC},1} = \frac{|\vec{U}_{\text{DCAC},1}^{s,*}|}{|\vec{U}_{\text{DCAC,max}}^s|} = \frac{|\vec{U}_{\text{DCAC},1}^{s,*}|}{\frac{2}{3} \cdot U_{\text{ZK}}} \quad (2.35)$$

Ist der Betrag der Sollspannung kleiner als das mögliche Maximum der Spannung, muss innerhalb der Taktperiode ein Nullspannungsraumzeiger, Schaltzustand 0 oder 7, geschaltet werden. Die Zeitdauer dieses Schaltzustandes berechnet sich als Differenz der Dauer der Schaltperiode und der Dauer der aktiven Spannungszustände (siehe Gleichung (2.36)).

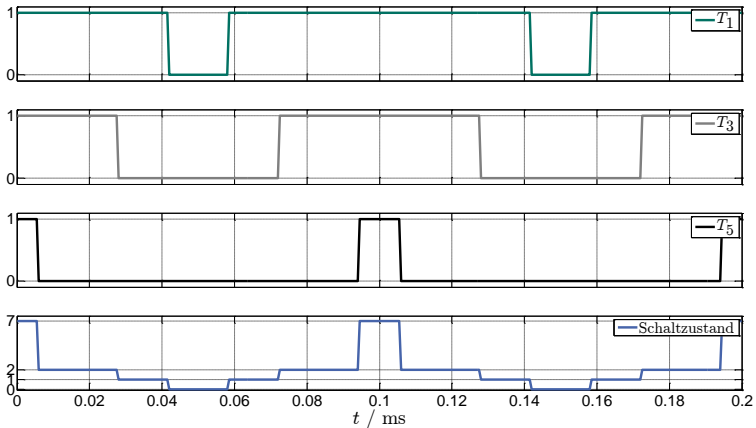
$$t_{\text{DCAC},0/7} = T_{\text{DCAC}} - (t_{\text{DCAC},1} + t_{\text{DCAC},2}) \quad (2.36)$$

Ein weiteres Verfahren zur Ermittlung der Schaltzustände ist das Referenzkurvenverfahren. Hierbei wird der gewünschte momentane Sollwert der Phasen-Nullpunktspannungen mit einem Dreiecksignal mit der bereits bekannten Periodendauer  $T_{\text{DCAC}}$  verglichen. Sind die Sollwerte größer als der Momentanwert des Dreiecksignals, wird der obere Schalter der entsprechenden Halbbrücke ( $T1$ ,  $T2$  oder  $T3$ ) eingeschaltet, im umgekehrten Fall wird der obere Schalter ausgeschaltet (siehe Abbildung 2.11). Die

unteren Schalter werden, wie bereits bekannt, invertiert zu den oberen geschaltet.



a) Verlauf der Sollwerte und des Vergleichsdreiecks



b) Verlauf der Gatesignale und Zuordnung der Schaltzustände

Abbildung 2.11: Sollwerte und Schaltsignale beim Referenzkurvenverfahren

Als Normierungsgröße dient hierbei die maximal stellbare Amplitude. Für die Herleitung der maximalen Amplitude sei auf Abschnitt 2.2.2 verwiesen. Als Schaltperiodendauer ist in der Abbildung 0,1 ms gewählt, was einer

Schaltfrequenz von 10 kHz entspricht. Auf gleiche Weise können beliebige Spannungsraumzeiger durch die Drehstrombrücke gestellt werden.

### 2.2.2 Modulationsverfahren

Über das Modulationsverfahren wird allgemein definiert, wie die gewünschte Sollspannung aus der Kombination der verschiedenen diskreten Spannungsraumzeiger gebildet wird. Wie nachfolgend erläutert, kommt der konkreten Reihenfolge der verschiedenen Schaltzustände eine entscheidende Bedeutung hinsichtlich der maximal stellbaren Spannung zu. Auch auf die Qualität der gestellten Spannung und auf die Schaltverluste hat das Modulationsverfahren entscheidenden Einfluss. Hierfür sei auf Abschnitt 3.1.1 bzw. 3.1.2 verwiesen. Im weiteren Verlauf wird eine Auswahl der Modulationsverfahren nach [32] vorgestellt. Die Auswahl wird hierbei auf die gängigsten Methoden begrenzt.

Mittels des Referenzkurvenverfahrens lässt sich anschaulich der Unterschied zwischen den Modulationsverfahren sowie deren maximaler Aussteuergrad darlegen. Der Aussteuergrad, häufig als Modulationsgrad bezeichnet, wird gemäß Gleichung (2.37) als Quotient des Spitzenwertes der maximalen Strangspannung zur halben Zwischenkreisspannung definiert.

$$\hat{M}_{\text{DCAC,Grad}} = \frac{\hat{U}_{\text{DCAC,UVW},0,\text{max}}}{\frac{U_{\text{Zk}}}{2}} \quad (2.37)$$

#### Sinus-Dreieck-Modulation

Bei der Sinus-Dreieck-Modulation soll die Sternpunktspannung innerhalb einer Schaltperiode gemittelt gleich Null sein. Dies wird erreicht, wenn die Sollwerte der Phasen-Nullpunktspannungen rein sinusförmig sind. Die Einschalt Dauern der Nullzustände werden dann innerhalb einer Schaltperiode unterschiedlich groß und ungleich Null ( $t_{\text{DCAC},0} \neq 0$  bzw.  $t_{\text{DCAC},7} \neq 0$ ). Da die Sternpunktspannung gleich Null ist, entsprechen die Strangspannungen den Sollwerten der Phasen-Nullpunktspannungen (siehe Abbil-

dung 2.12). Für den maximalen Modulationsgrad folgt Gleichung (2.38).[30]

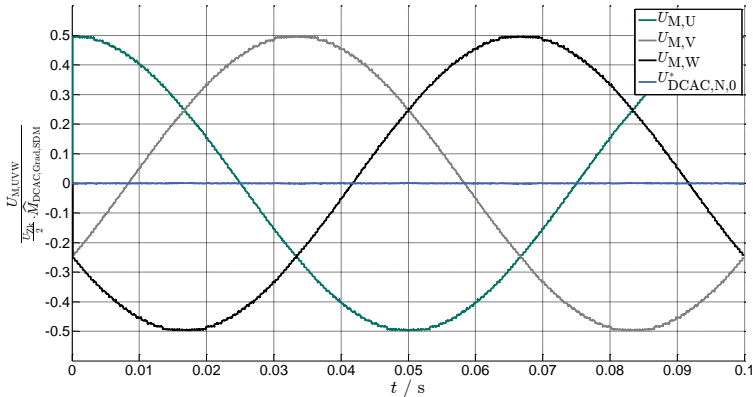


Abbildung 2.12: Sollspannungsverläufe bei der Sinus-Dreieck-Modulation

$$\hat{M}_{\text{DCAC,Grad,SDM}} = \frac{\hat{U}_{\text{DCAC,U,V,W,0,max}}}{\frac{U_{\text{Zk}}}{2}} = \frac{\frac{U_{\text{Zk}}}{2}}{\frac{U_{\text{Zk}}}{2}} = 1 \quad (2.38)$$

### Supersinus-Modulation

Eine Steigerung des Modulationsgrades ist möglich, wenn den Sollwerten der Phasen-Nullpunktspannungen eine Gleichtaktkomponente hinzugefügt wird. Dies bedeutet, dass die Sternpunktspannung nicht mehr Null sein soll, sondern gezielt ein Verlauf hierfür vorgegeben wird. Die Gleichtaktkomponente beeinflusst hierbei lediglich die Phasen-Nullpunktspannungen, nicht jedoch die Strangspannungen. Eine Steigerung des Modulationsgrades um rund 15% ist dann möglich, wenn die Phasen-Nullpunktspannungen den in Abbildung 2.13 gezeigten Verlauf aufweisen (siehe Gleichung (2.39)).

Anschaulich lässt sich diese Tatsache im Vergleich zur Sinus-Dreieck-Modulation in Abbildung 2.12 erklären. Hierbei stößt beispielsweise die Strangspannung  $U_{M,U}$  und, da die Nullkomponente gleich

Null ist, auch die Phasen-Nullpunktspannung  $U_{\text{DCAC},U,0}$  im Koordinatensprung an die Aussteuergränze.

Bei der Super-Sinus-Modulation wird die Möglichkeit genutzt, den Sternpunkt der Maschine mittels der Gleichtaktkomponente gegenüber dem Nullpunkt des DC/AC-Wandlers verschieben zu können. Folglich müssen dann auch die Sollwerte der Phasen  $V$  und  $W$  entsprechend um den gleichen Betrag der Sternpunktabsenkung reduziert werden, damit hierfür die Strangspannungen unverändert bleiben (siehe Abbildung 2.13).

Die Anpassungen der Sollwerte der Phasen-Nullpunktspannungen und die sich ergebenden Strangspannungen mit größerer Amplitude bei Vollaussteuerung sind, normiert auf den maximalen Aussteuergrad der Sinus-Dreieck-Modulation, ebenso der Abbildung zu entnehmen. Für die Einschaltdauer der Nullkomponenten bedeutet dies, dass beide innerhalb einer Schaltperiode gleich groß sind ( $t_{\text{DCAC},0} = t_{\text{DCAC},7}$ ).

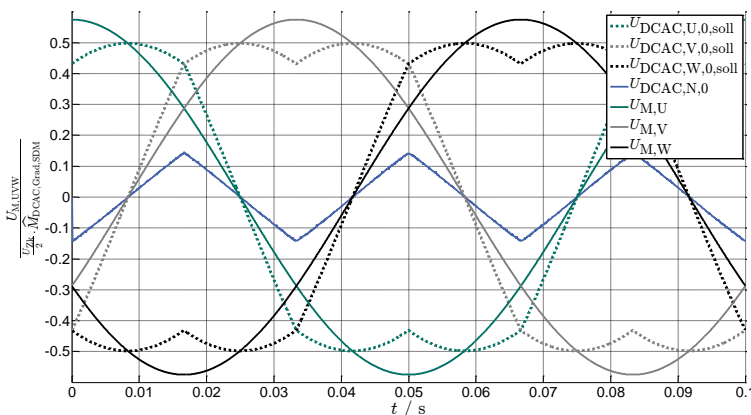


Abbildung 2.13: Sollspannungsverläufe bei der Supersinus-Modulation

$$\begin{aligned}
 M_{\text{DCAC,Grad,SSM}} &= 1,15 \cdot \frac{\widehat{U}_{\text{DCAC,UVW,0,max}}}{\frac{U_{\text{Zk}}}{2}} \\
 &= 1,15 \cdot \frac{\frac{U_{\text{Zk}}}{2}}{\frac{U_{\text{Zk}}}{2}} = 1,15
 \end{aligned}
 \tag{2.39}$$

### Symmetrische Flat-Top-Modulation

Auch bei der symmetrischen Flat-Top-Modulation werden die Sollwerte der Phasen-Nullpunktspannungen durch Hinzufügen einer Nullkomponente verändert. Im Gegensatz zur Supersinus-Modulation wird hierbei allerdings die Nullkomponente so gebildet, dass lediglich ein Nullzustand innerhalb der Schaltperiode Verwendung findet ( $t_{\text{DBS},0} = 0$  oder  $t_{\text{DBS},7} = 0$ ). Dies hat den Vorteil, dass die Anzahl der Schaltzustände um ein Drittel vermindert wird. Folglich reduzieren sich hierfür die Schaltverluste, da die effektive Schaltfrequenz lediglich noch zwei Drittel der Frequenz des Vergleichsdreiecks beträgt. Abbildung 2.14 zeigt die Spannungsverläufe der Vollaussteuerung für die Flat-Top-Modulation. Der maximale Modulationsgrad entspricht dem Wert der Supersinus-Modulation.

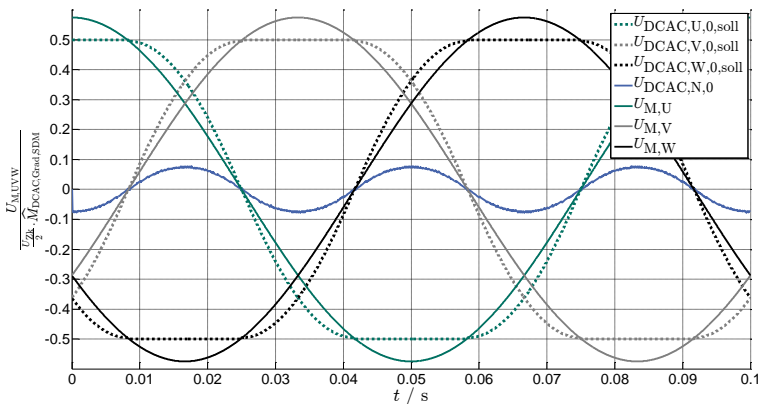


Abbildung 2.14: Sollspannungsverläufe bei der Flat-Top-Modulation

Zur Verdeutlichung der Reduzierung der Schaltvorgänge ist in Abbildung 2.15 die Sollspannungserzeugung aus Abbildung 2.11 nach dem Flat-Top-Verfahren aufgezeigt. Aufgrund dessen, dass der Schalter  $T_5$  ausgeschaltet bleibt, entfällt der Schaltzustand 7 und es ergeben sich lediglich vier von ursprünglich sechs Umschaltvorgängen.

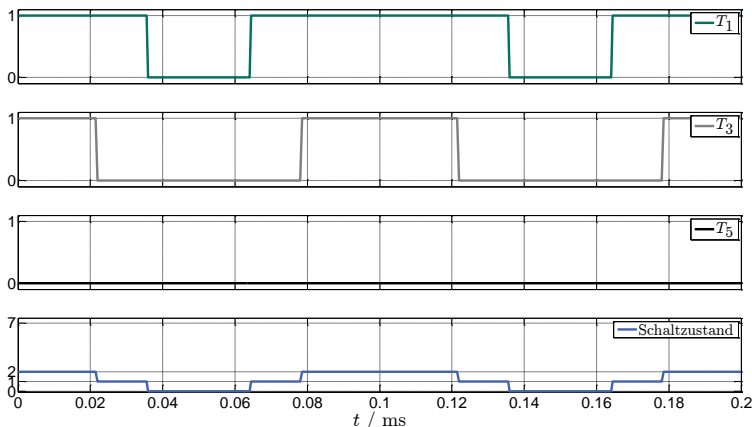


Abbildung 2.15: Verlauf der Gatesignale und Zuordnung der Schaltzustände nach Tabelle 2.1 bei der Flat-Top-Modulation

### 2.3 Gleichspannungswandler

Soll eine Entkopplung der Zwischenkreisspannung von der Batteriespannung erfolgen, ist es zweckmäßig, einen Gleichspannungswandler (DC/DC-Wandler) zwischen Batterie und Wechselrichter einzufügen [33]. Bei der Auswahl der Schaltungstopologie ist zunächst zu untersuchen, ob der Gleichspannungswandler potentialgetrennt ausgeführt werden muss. Da der DC/DC-Wandler in den üblichen Hochvoltantriebsstrang zwischen Batterie und Wechselrichter integriert werden soll, ist eine Potentialtrennung nicht notwendig, da diese Komponenten zur Umgebung isoliert und für den Fahrzeugnutzer unzugänglich ausgeführt sind. Des Weiteren werden resonantschaltende Topologien wegen des damit verbundenen größeren Bauteilaufwandes verworfen. Da beim vorliegenden Antriebsstrang



davon ausgegangen wird, dass mit der Batterie ein rekuperationsfähiger Energiespeicher eingesetzt wird, soll der DC/DC-Wandler so aufgebaut werden, dass ein Energiefluss in beide Richtungen möglich ist. Eine Umkehrung der Polarität der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung ist in keinem Betriebspunkt notwendig. Eine Topologie, die die bisher genannten Kriterien erfüllt, ist in Abbildung 2.16 dargestellt. Diese ermöglicht einen bidirektionalen Energiefluss sowie eine Anhebung und Absenkung der Zwischenkreisspannung gegenüber der Batteriespannung [34].

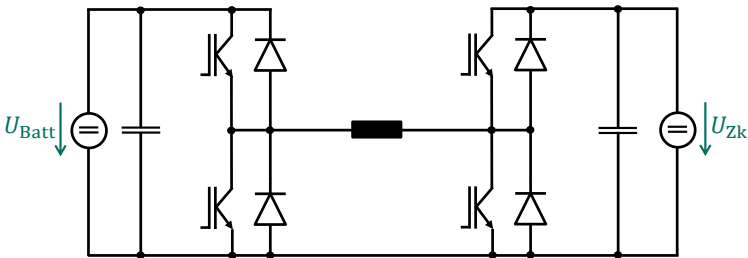


Abbildung 2.16: Bidirektionaler DC/DC-Wandler ( $U_{\text{Batt}} <> U_{\text{zk}}$ )

Um den Bauteileaufwand weiter zu reduzieren, soll davon ausgegangen werden, dass der Batteriespeicher so ausgelegt ist, dass seine Spannung stets kleiner oder gleich der gewünschten Zwischenkreisspannung ist. Ist dies gegeben, kann der Schaltungsaufbau um die linke Halbbrücke reduziert werden und es ergibt sich die Topologie eines sogenannten Synchronwandlers in Hochsetzstellertopologie (siehe Abbildung 2.17) [35]. Nachfolgend soll dessen Funktion erläutert werden.

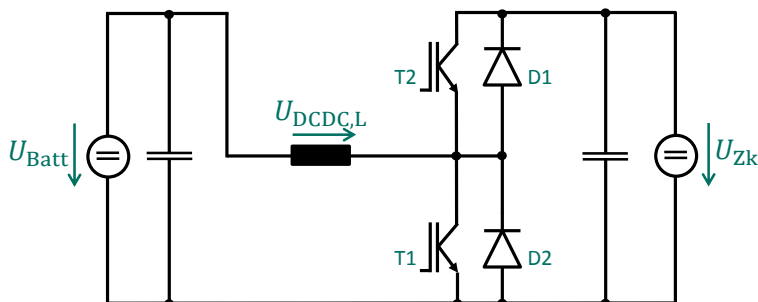


Abbildung 2.17: Bidirektionaler Synchronwandler ( $U_{\text{Batt}} \leq U_{\text{Zk}}$ )

### 2.3.1 Grundfunktion

Der Synchronwandler arbeitet ähnlich wie ein Hochsetzsteller, wenn der Energiefluss von der Batterie in Richtung Motor verläuft. In Abhängigkeit der Größe des fließenden Laststroms muss allerdings zwischen zwei Betriebsbereichen unterschieden werden. Oberhalb eines bestimmten Laststroms, hier des Zwischenkreisstroms  $I_{\text{Zk}}$ , arbeitet der Synchronwandler identisch zum Hochsetzsteller. Beim Hochsetzsteller wird allgemein vom nicht-lückenden Betrieb gesprochen.

Zur Erklärung des nicht-lückenden Betriebs ist es somit zunächst ausreichend, das Schaltbild eines Hochsetzstellers heranzuziehen. Das Schaltbild sowie die Strompfade bei geschlossenem (a) und geöffnetem (b) Schalter sind in Abbildung 2.18 dargestellt. Ergänzend hierzu zeigt Abbildung 2.19 den Verlauf des Drosselstromes und der Drosselspannung für den stationären Zustand. Bei geschlossenem Schalter  $T1$  (während  $T_{\text{DCDC,ein}}$ ) wird die Drossel über die Spannungsquelle kurzgeschlossen. Folglich steigt der Drosselstrom an und die Drossel nimmt magnetische Energie auf. Da die Schaltperiode im Vergleich zur Drosselzeitkonstante sehr klein ist, wird der Stromanstieg als linear angenommen.

Wird der Schalter geöffnet (während  $T_{\text{DCDC,aus}}$ ), versucht die Drossel, den Strom weiterzutreiben. An der Drossel liegt die Differenz aus der Zwischenkreisspannung und der Batteriespannung an. Die sich ergebenden

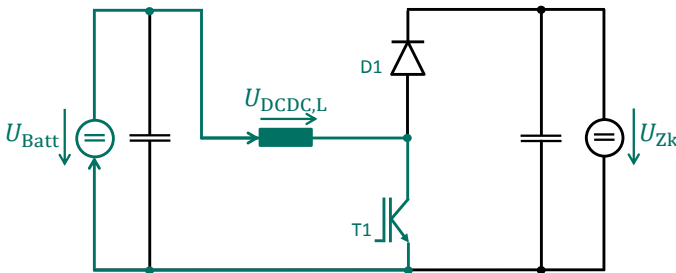
Spannungsverhältnisse in Abhängigkeit der Ein- und Ausschaltzeiten des Schalters können über die Spannungszeitflächen an der Drossel hergeleitet werden. Da die Schaltung im stationären Zustand betrachtet wird, ist die in der Drossel gespeicherte Energie zu Beginn und Ende der Schaltperiode gleich groß. Folglich müssen beide Spannungszeitflächen gleich groß sein (2.40). Im nicht lückenden Betrieb folgt für  $T_{\text{DCDC,aus}}$  die Gleichung (2.41), der Aussteuergrad  $v_{\text{DCDC}}$  wird des Weiteren gemäß Gleichung (2.42) definiert. Somit folgt eine einfache Beziehung für die Spannungen nach Gleichung (2.43).

$$U_{\text{Batt}} \cdot T_{\text{DCDC,ein}} = (U_{\text{Zk}} - U_{\text{Batt}}) \cdot T_{\text{DCDC,aus}} \quad (2.40)$$

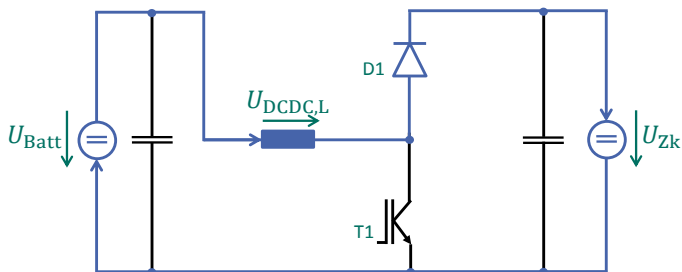
$$T_{\text{DCDC,aus}} = T_{\text{DCDC}} - T_{\text{DCDC,ein}} \quad (2.41)$$

$$v_{\text{DCDC}} = \frac{T_{\text{DCDC,ein}}}{T_{\text{DCDC}}} \quad (2.42)$$

$$U_{\text{Zk}} = U_{\text{Batt}} \cdot \frac{1}{1 - v_{\text{DCDC}}} \quad (2.43)$$

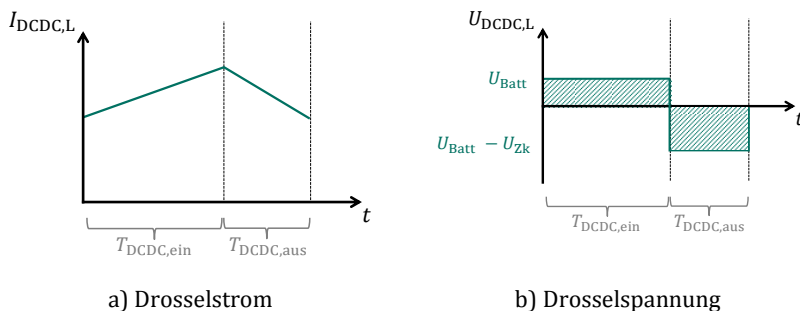


a) Stromfluss bei geschlossenem Schalter T1



b) Stromfluss bei geöffnetem Schalter T1

Abbildung 2.18: Strompfade Hochsetzsteller



a) Drosselstrom

b) Drosselspannung

Abbildung 2.19: Strom- und Spannungsverläufe beim nicht lückenden Hochsetzsteller

Unterschreitet der Zwischenkreisstrom beim Hochsetzsteller eine Untergrenze, wird der Drosselstrom während  $T_{\text{DCDC,aus}}$  Null. Der Grenzfall, die sogenannte Lückgrenze, ist dann erreicht, wenn der Strom genau zum Ende der Schaltperiode Null wird ( $T_{\text{DCDC,aus}} = T_{\text{DCDC,leit}}$ ). Der Zwischenkreisstrom an der Lückgrenze berechnet sich nach Gleichung (2.44).

$$I_{\text{DCDC,zk,G}} = \frac{\Delta I_{\text{DCDC}}}{2} \cdot \frac{T_{\text{DCDC,aus}}}{T_{\text{DCDC}}} = \frac{T_{\text{DCDC}}}{2 \cdot L_{\text{DCDC}}} \cdot \frac{U_{\text{Batt}}^2}{U_{\text{Zk}}^2} \cdot (U_{\text{Zk}} - U_{\text{Batt}}) \quad (2.44)$$

Ist der Zwischenkreisstrom kleiner als der Grenzstrom wird die Dauer, in der sich der Drosselstrom abbaut, kleiner als die Zeit, in der der Schalter

ausgeschaltet ist ( $T_{\text{DCDC,Fluss}} < T_{\text{DCDC,aus}}$ ). Damit im stationären Betrieb weiterhin die Gleichheit der Spannungszeitflächen erfüllt ist, steigt die Zwischenkreisspannung bei gleicher Einschaltdauer an. Dies bewirkt, dass sich der aus (2.43) bekannte Zusammenhang verkompliziert und das Spannungsverhältnis nicht mehr ausschließlich von dem Tastverhältnis abhängt [36].

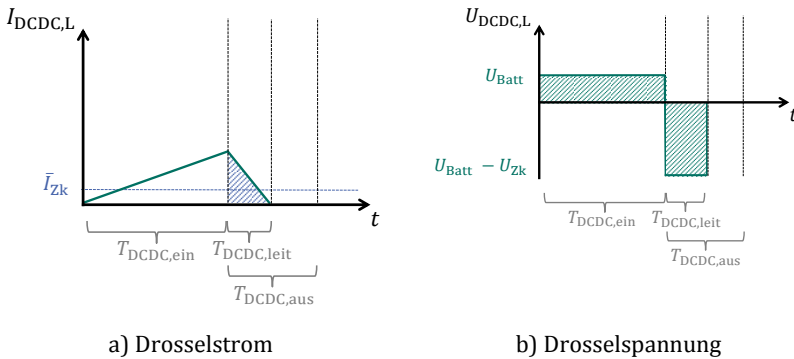


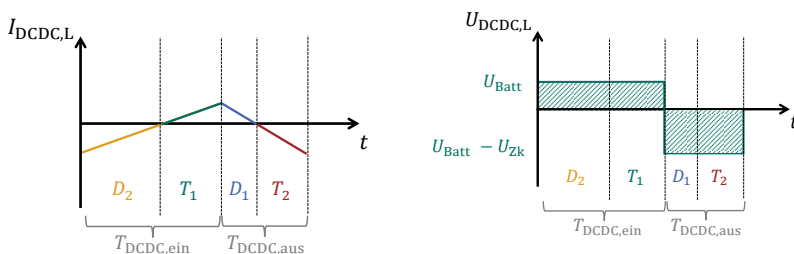
Abbildung 2.20: Strom- und Spannungsverläufe beim lückenden Hochsetzsteller

Um dies zu vermeiden, werden beim Synchronwandler im Gegensatz zum Hochsetzsteller die beiden weiteren Halbleiter verwendet. Wird der Schalter  $T_2$  komplementär zu  $T_1$  geschaltet, kann sich der Drosselstrom umkehren und kleiner Null werden. In diesem Betriebsbereich sind alle vier Halbleiterbauelemente zeitweise stromführend. Es fließt ein Strom, der keinen Beitrag zur Ausgangsleistung des Synchronwandlers leistet. Obwohl in diesem Betriebsbereich der Strom nicht im herkömmlichen Sinn lückt, wird nachfolgend dennoch der Begriff „Lückbetrieb“ für den Bereich mit negativem Drosselstrom verwendet.

Abbildung 2.21 zeigt den Verlauf des Stroms und der Spannung an der Drossel. Wie anhand des Spannungsverlaufs ersichtlich ist, hat der negative Strom zur Folge, dass alle ursprünglichen für den nicht lückenden Hochsetzsteller hergeleiteten Bedingungen für den kompletten Betriebsbereich des komplementär getakteten Synchronwandlers Gültigkeit haben.

In Abbildung 2.22 ist der Stromverlauf der vier verschiedenen Strompfade dargestellt.

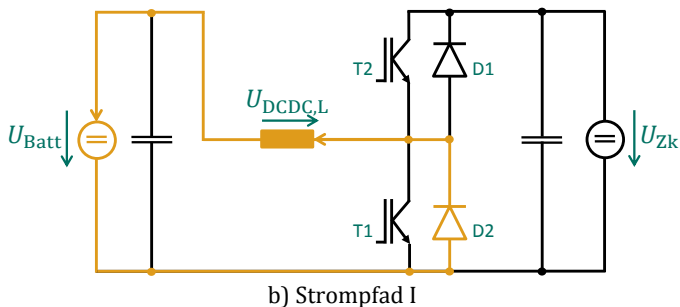
Die Grenze des Übergangs zum Betrieb mit negativem Drosselstrom wird in Gleichung (2.44) bereits für motorischen Energiefluss bestimmt. Aufgrund der gleichbleibenden Verhältnisse bei komplementärer Taktung ist der Grenzstrom auch bei generatorischem Energiefluss betragsmäßig gleich groß.

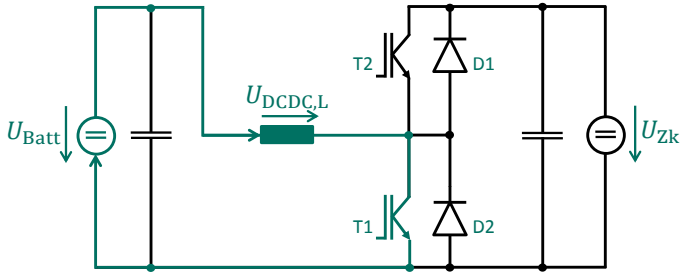


a) Drosselstrom

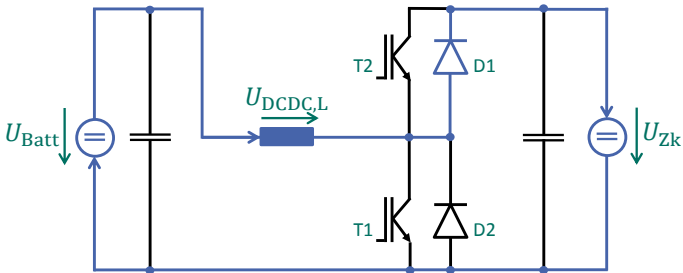
e) Drosselspannung

Abbildung 2.21: Strom- und Spannungsverläufe beim Synchronwandler

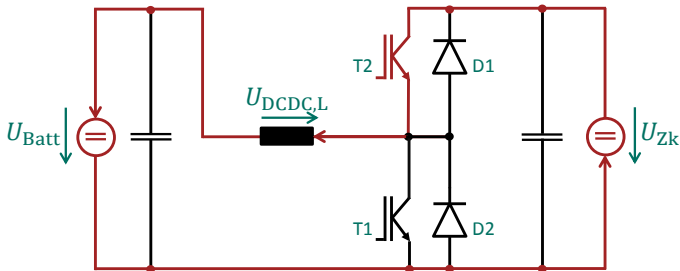




c) Strompfad II



c) Strompfad III



d) Strompfad IV

Abbildung 2.22: Synchronwandler im Lückbetrieb

Ein Nachteil des Synchronwandlers ist der bei kleinen Leistungen fließende Strom in negativer Richtung, der keinen Beitrag zur übertragenen Leistung liefert. Selbst wenn keine Leistung übertragen wird, fließt der volle Stromrippel und führt zu Verlusten in der Schaltung. Eine wirkungsvolle Möglichkeit, die negativen Auswirkungen dessen zu reduzieren, liegt in der

mehrphasigen Auslegung des Synchronwandlers, die in Abschnitt 2.3.2 näher beschrieben wird.

### 2.3.2 Mehrphasiger Synchronwandler

Der bereits bekannte einphasige Synchronwandler kann mit mehreren parallel geschalteten Drosseln und Halbleiterhalbbrücken ausgeführt werden. Der offensichtlichste Grund für die Mehrphasigkeit ist die begrenzte Leistung der Halbleiterbauelemente. Je nach gewünschter Leistung des Synchronwandlers kann es mit serienmäßigen Halbleiterbauteilen nicht möglich sein, diese mit einer Phase umzusetzen. Ebenso verhält es sich bei den Drosseln. Meist sind gängige Auslegungen nicht geeignet, um den vollen Strom bei einphasigem Aufbau führen zu können.

Aufgrund dessen, dass leistungsstarke Halbleiterbauelemente häufig in einer Drehstrombrückenanordnung verfügbar sind, liegt es nahe, den Synchronwandler dreiphasig auszuführen (siehe Abbildung 2.23).

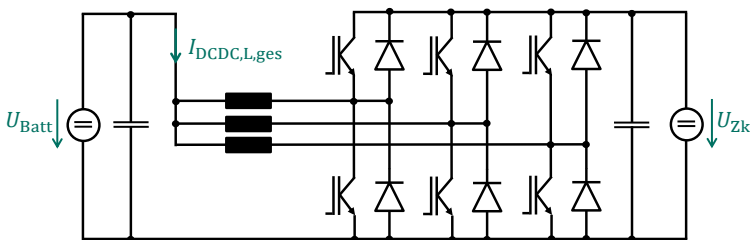


Abbildung 2.23: Mehrphasiger Synchronwandler

Neben der einfacheren Umsetzbarkeit höherer Leistungen liegt ein weiterer Vorteil der Mehrphasigkeit darin, eine Phasenabschaltung im Teillastbereich zu realisieren. Durch Deaktivieren einzelner Phasen im Lückbetrieb wird der fließende Strom reduziert. Wird der Synchronwandler beispielsweise mit wenig Leistung dreiphasig betrieben, fließt in jeder Phase der volle Stromrippel. Da eine niedrige Leistung auch problemfrei von einer Phase gestellt werden kann, empfiehlt es sich, zwei Phasen zu deaktivieren. Dies reduziert dann den nicht zur Leistung beitragenden Strom



um zwei Drittel und führt zu einem gesteigerten Wirkungsgrad. Für detailliertere Betrachtungen der Verluste des Synchronwandlers sei auf Abschnitt 3.1.3 verwiesen.

Ein weiterer Nutzen, der durch die Mehrphasigkeit erzielt werden kann, ist die Möglichkeit der versetzten Taktung der einzelnen Phasen. Ähnlich wie bei der Drehstrombrücke in Abschnitt 2.2 werden die Schaltsignale für den DC/DC-Wandler über den Vergleich des gewünschten Aussteuergrades mit einem Vergleichsdreieck mit der Schaltperiodendauer  $T_{\text{DCDC}}$  erzeugt. Werden die Vergleichsdreiecke der einzelnen Phasen jeweils zueinander phasenverschoben, können die resultierenden Strom- und Spannungsrippel an den Ein- und Ausgangskondensatoren der Schaltung deutlich reduziert werden. Als Phasenversatz empfiehlt u.a. [37] Gleichung (2.45).

$$\Delta T_{\text{DCDC}} = \frac{T_{\text{DCDC}}}{n_{\text{DCDC,Ph}}} \quad (2.45)$$

Abbildung 2.24 zeigt die Reduzierung des resultierenden Drosselstromrippels in Abhängigkeit des Aussteuergrades bei dreiphasigem Betrieb und einem jeweiligen Phasenversatz von einem Drittel der Schaltperiodendauer. Es ist zu erkennen, dass sich bei einem Aussteuergrad von einem und von zwei, sowie für den rein theoretischen Betriebspunkt von drei, Drittel der Stromrippel vollständig aufhebt, was wiederum zu einer kleineren Welligkeit der Zwischenkreisspannung führt.

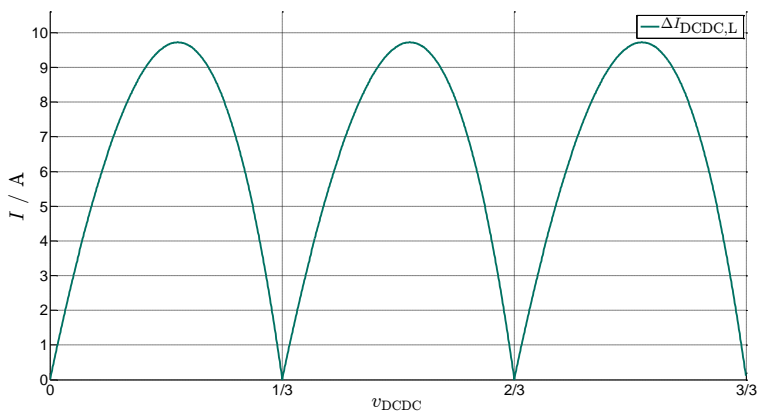


Abbildung 2.24: Drosselstromrippel in Abhängigkeit des Aussteuergrades

In Abbildung 2.25 ist die vollständige Auslöschung des Wechselanteils des resultierenden Drosselstroms bei dem Aussteuergrad 1/3 separat dargestellt und mit der nicht phasenversetzten Taktung verglichen. Im Gegensatz hierzu ergäbe sich bei phasengleicher Taktung ein Stromrippel von ca. 140 A.

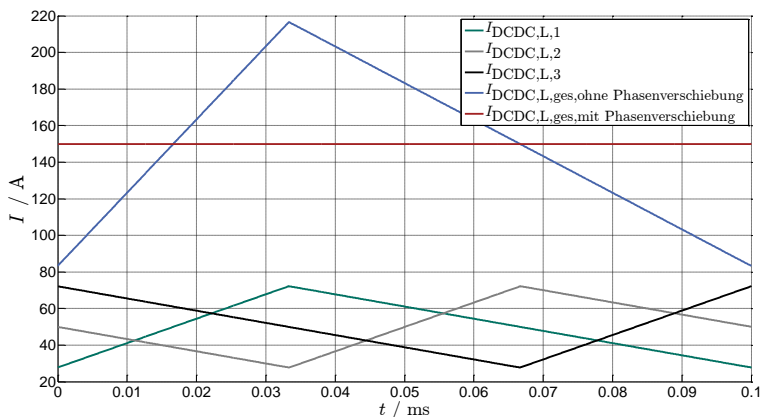


Abbildung 2.25: Vergleich der Drosselströme mit und ohne Phasenversatz beim Synchronwandler

Da bei geeigneter Regelung der Schaltung aus dem Phasenversatz ausschließlich Vorteile resultieren, wird nachfolgend diese Art der Ansteuerung des DC/DC-Wandlers verwendet.

### 2.3.3 Regelung

Wie zuvor erläutert, kann der komplementär getaktete Synchronwandler für die Auslegung der Regelung als reiner Hochsetzsteller im nicht lückenden Betrieb angenommen werden. Die Regelung wird im Rahmen der Arbeit als Kaskadenregelung, bestehend aus einem Stromregler pro Phase und überlagertem Spannungsregler, entworfen.

Die Kaskadenregelung hat den Vorteil, dass jede Phase getrennt geregelt werden kann. Hierzu wird der Sollstrom am Ausgang des Spannungsreglers auf die Anzahl der aktiven Phasen aufgeteilt. Vom Stromregler wird dann der gewünschte Mittelwert des Stroms eingeregelt. Durch die Verwendung des Mittelwertes muss die phasenversetzte Taktung bei der Regelung nicht weiter berücksichtigt werden.

Für die Auslegung des Strom- und Spannungsreglers müssen die entsprechenden Streckenübertragungsfunktionen gefunden werden. Aufgrund der unterschiedlichen Schaltzustände des DC/DC-Wandlers handelt es sich um ein nichtlineares System. Um dennoch auf übliche Methoden zur Auslegung von Regelungskreisen zurückgreifen zu können, empfiehlt sich eine Systembeschreibung im gemittelten Zustandsraum nach [38]. Dieses Verfahren, in der Literatur meist State-Space-Averaging genannt, hat den Vorteil, dass das System getrennt nach den einzelnen Schaltzuständen separat beschrieben werden kann und anschließend beide Zustände über eine gewichtete Addition zusammengeführt werden.

Zunächst wird der Schaltzustand des einphasigen DC/DC-Wandlers bei geschlossenem Schalter nach Abbildung 2.26 beschrieben. Es werden die Differentialgleichungen (siehe Gleichungen (2.46) bis (2.47)) zur vollständigen Systembeschreibung aufgestellt, um anschließend eine Zustandsraumdarstellung abzuleiten (siehe Gleichungen (2.48) bis (2.53)). Es

sei darauf hingewiesen, dass die Drossel neben ihrer Induktivität mit einem ohmschen Widerstand modelliert ist. Bei dem Kondensator kann der Serienwiderstand aufgrund seiner geringen Größenordnung vernachlässigt werden. Gleiches gilt für die Spannungsabfälle an den Halbleiterelementen. Die Last am DC/DC-Wandler wird durch den in eine Stromsenke fließenden Zwischenkreisstrom repräsentiert.

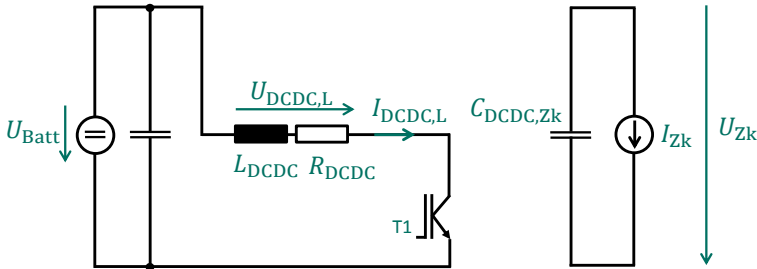


Abbildung 2.26: Schaltzustand Hochsetzsteller bei geschlossenem Schalter

$$\frac{di_{\text{DCDC,L}}(t)}{dt} = \frac{U_{\text{Batt}}(t)}{L_{\text{DCDC}}} - \frac{R_{\text{DCDC}} \cdot i_{\text{DCDC,L}}(t)}{L_{\text{DCDC}}} \quad (2.46)$$

$$\frac{du_{\text{Zk}}(t)}{dt} = -\frac{i_{\text{Zk}}(t)}{C_{\text{DCDC}}} \quad (2.47)$$

$$\dot{\underline{x}}_{\text{DCDC,T=ein}}(t) = \underline{A}_{\text{DCDC,T=ein}} \cdot \underline{x}_{\text{DCDC}}(t) + \underline{B}_{\text{DCDC,T=ein}} \cdot \underline{u}_{\text{DCDC}}(t) \quad (2.48)$$

$$\underline{x}_{\text{DCDC,T=ein}}(t) = \underline{x}_{\text{DCDC}}(t) = \begin{bmatrix} i_{\text{DCDC,L}}(t) \\ u_{\text{Zk}}(t) \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\dot{\underline{x}}_{\text{DCDC,T=ein}}(t) = \dot{\underline{x}}_{\text{DCDC}}(t) = \begin{bmatrix} i_{\text{DCDC,L}}(t) \\ \frac{du_{\text{Zk}}(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\underline{u}_{\text{DCDC,T=ein}}(t) = \underline{u}_{\text{DCDC}}(t) = \begin{bmatrix} u_{\text{Batt}}(t) \\ i_{\text{Zk}}(t) \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\underline{A}_{\text{T=ein}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{\text{DCDC}}}{L_{\text{DCDC}}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$\underline{B}_{T=\text{ein}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{\text{DCDC}}} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Mit der gleichen Herangehensweise werden die Systemgleichungen und die Zustandsraumbeschreibung der Schaltung bei geöffnetem Schalter nach Abbildung 2.27 aufgestellt (siehe Gleichungen (2.54) bis (2.63)).

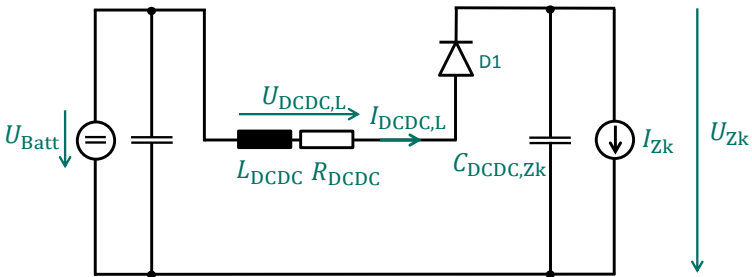


Abbildung 2.27: Schaltzustand Hochsetzsteller bei geöffnetem Schalter

$$\frac{di_{L,\text{DCDC}}(t)}{dt} = \frac{U_{\text{Batt}}(t)}{L_{\text{DCDC}}} - \frac{R_{\text{DCDC}} \cdot i_{\text{DCDC},L}(t)}{L_{\text{DCDC}}} - \frac{U_{\text{zk}}(t)}{L_{\text{DCDC}}} \quad (2.54)$$

$$\frac{du_{\text{zk}}(t)}{dt} = \frac{i_{\text{DCDC},L}(t)}{C_{\text{DCDC}}} - \frac{i_{\text{zk}}(t)}{C_{\text{DCDC}}} \quad (2.55)$$

$$\dot{\underline{x}}_{\text{DCDC},T=\text{aus}}(t) = \underline{A}_{\text{DCDC},T=\text{aus}} \cdot \underline{x}_{\text{DCDC}}(t) + \underline{B}_{\text{DCDC},T=\text{aus}} \cdot \underline{u}_{\text{DCDC}}(t) \quad (2.56)$$

$$\underline{x}_{\text{DCDC},T=\text{aus}}(t) = \underline{x}_{\text{DCDC}}(t) = \begin{bmatrix} i_{\text{DCDC},L}(t) \\ u_{\text{zk}}(t) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\dot{\underline{x}}_{\text{DCDC},T=\text{aus}}(t) = \dot{\underline{x}}_{\text{DCDC}}(t) = \begin{bmatrix} i_{\text{DCDC},L}(t) \\ \frac{dt}{u_{\text{zk}}(t)} \\ \frac{dt}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$\underline{u}_{\text{DCDC},T=\text{aus}}(t) = \underline{u}_{\text{DCDC}}(t) = \begin{bmatrix} u_{\text{Batt}}(t) \\ i_{\text{zk}}(t) \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\underline{A}_{\text{DCDC},T=\text{aus}} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{\text{DCDC}}}{L_{\text{DCDC}}} & \frac{-1}{L_{\text{DCDC}}} \\ \frac{1}{C_{\text{DCDC}}} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\underline{B}_{\text{DCDC},T=\text{aus}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{\text{DCDC}}} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Für die Zusammenführung beider Schaltzustände werden die vom Schaltzustand abhängigen Matrizen ( $\underline{A}_{\text{DCDC},T=\text{ein}}$  und  $\underline{A}_{\text{DCDC},T=\text{aus}}$  sowie  $\underline{B}_{\text{DCDC},T=\text{ein}}$  und  $\underline{B}_{\text{DCDC},T=\text{aus}}$ ), gewichtet entsprechend ihrer aktiven Zeitdauer, miteinander addiert und ergeben so die vollständige Systembeschreibung im gemittelten Zustandsraum (siehe Gleichungen (2.62) bis (2.64)).

$$\begin{aligned} \underline{A}_{\text{DCDC,ges}} &= v_{\text{DCDC}} \cdot \underline{A}_{\text{DCDC},T=\text{ein}} + (1 - v_{\text{DCDC}}) \cdot \underline{A}_{\text{DCDC},T=\text{aus}} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-R_{\text{DCDC}}}{L_{\text{DCDC}}} & -\frac{1}{L_{\text{DCDC}}} + \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} \cdot v_{\text{DCDC}} \\ -\frac{1}{C_{\text{DCDC}}} + \frac{1}{C_{\text{DCDC}}} \cdot v_{\text{DCDC}} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.62)$$

$$\begin{aligned} \underline{B}_{\text{DCDC,ges}} &= v_{\text{DCDC}} \cdot \underline{B}_{\text{DCDC},T=\text{ein}} + (1 - v_{\text{DCDC}}) \cdot \underline{B}_{\text{DCDC},T=\text{aus}} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{\text{DCDC}}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.63)$$

$$\dot{\underline{x}}_{\text{DCDC,ges}}(t) = \underline{A}_{\text{DCDC,ges}} \cdot \underline{x}(t) + \underline{B}_{\text{DCDC,ges}} \cdot \underline{u}(t) \quad (2.64)$$

Aufgrund der Bedingung, dass sich die Zustandsgrößen im stationären Zustand nicht ändern, also sowohl  $\frac{di_{\text{DCDC,L}}(t)}{dt} = 0$  als auch  $\frac{du_{\text{ZK}}(t)}{dt} = 0$  ist, können die stationären Übertragungsfunktionen gemäß den Gleichungen (2.65) bis (2.68) bestimmt werden.

$$0 = \underline{A}_{\text{DCDC,ges}} \cdot \underline{X}_{\text{DCDC}} + \underline{B}_{\text{DCDC,ges}} \cdot \underline{U}_{\text{DCDC}} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} \underline{x}_{\text{DCDC}} &= -\underline{A}_{\text{DCDC,ges}}^{-1} \cdot \underline{B}_{\text{DCDC,ges}} \cdot \underline{U}_{\text{DCDC}} = \begin{bmatrix} I_{\text{DCDC,L}} \\ U_{\text{Zk}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{(V_{\text{DCDC}} - 1)} \\ \frac{-1}{(V_{\text{DCDC}} - 1)} & \frac{-R_{\text{DCDC}}}{(V_{\text{DCDC}} - 1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{\text{Batt}} \\ I_{\text{Zk}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.66)$$

$$I_{\text{L}} = -\frac{1}{V_{\text{DCDC}} - 1} \cdot I_{\text{Zk}} \quad (2.67)$$

$$U_{\text{Zk}} = -\frac{1}{V_{\text{DCDC}} - 1} \cdot U_{\text{Batt}} - \frac{R_{\text{DCDC}}}{(V_{\text{DCDC}} - 1)^2} \cdot I_{\text{Zk}} \quad (2.68)$$

Die gesuchten Streckenübertragungsfunktionen können aus dem Kleinsignalmodell des Systems abgeleitet werden. Hierfür werden Methoden aus [39] verwendet. Es ist zunächst eine Linearisierung des Systems notwendig. Dies geschieht, indem der Zustandsvektor  $\underline{x}_{\text{DCDC}}$ , der Eingangsgrößenvektor  $\underline{u}_{\text{DCDC}}$  und der Aussteuergrad  $v_{\text{DCDC}}$  in einen konstanten Anteil sowie eine Kleinsignaländerung aufgeteilt werden (siehe Gleichungen (2.69) bis (2.71)). Es sei darauf hingewiesen, dass der konstante Anteil der Größen als Großbuchstaben geschrieben wird (z.B.  $X$ ). Die Kleinsignaländerungen werden als Kleinbuchstaben mit Tilde bezeichnet (z.B.  $\tilde{x}$ ).

$$\underline{x}_{\text{DCDC}} = \underline{X}_{\text{DCDC}} + \tilde{\underline{x}}_{\text{DCDC}} \quad (2.69)$$

$$\underline{u}_{\text{DCDC}} = \underline{U}_{\text{DCDC}} + \tilde{\underline{u}}_{\text{DCDC}} \quad (2.70)$$

$$v_{\text{DCDC}} = V_{\text{DCDC}} + \tilde{v}_{\text{DCDC}} \quad (2.71)$$

Für das Kleinsignalmodell folgen unter der hinreichend genauen Vereinfachung durch Vernachlässigen von Termen zweiter Ordnung und höher die Gleichungen (2.72) bis (2.76).

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}_{\text{DCDC}}}{dt} &= A_{\text{DCDC,ges}} \cdot \tilde{x}_{\text{DCDC}} + B_{\text{DCDC,ges}} \cdot \tilde{u}_{\text{DCDC}} \\ &+ ((A_{\text{DCDC,T=ein}} - A_{\text{DCDC,T=aus}}) \cdot X_{\text{DCDC}} \\ &+ (B_{\text{DCDC,T=ein}} - B_{\text{DCDC,T=aus}}) \cdot U_{\text{DCDC}}) \cdot \tilde{v}_{\text{DCDC}} \end{aligned} \quad (2.72)$$

$$A_{\text{DCDC,ges}} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{\text{DCDC}}}{L_{\text{DCDC}}} & -\frac{1}{L_{\text{DCDC}}} + \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} \cdot \tilde{v}_{\text{DCDC}} \\ -\frac{1}{C_{\text{DCDC}}} + \frac{1}{C_{\text{DCDC}}} \cdot \tilde{v}_{\text{DCDC}} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$B_{\text{DCDC,ges}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{\text{DCDC}}} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

$$(A_{\text{DCDC,T=ein}} - A_{\text{DCDC,T=aus}}) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} \\ -\frac{1}{C_{\text{DCDC}}} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

$$(B_{\text{DCDC,T=ein}} - B_{\text{DCDC,T=aus}}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

Überführt in den Laplace-Bereich, ergibt sich für die Drosselstromänderung die Gleichung (2.77). Hieraus lässt sich die für den gewünschten Stromregelkreis nach Abbildung 2.28 benötigte Streckenübertragungsfunktion wie folgt ermitteln.

Es wird davon ausgegangen, dass sich die Spannungen  $U_{\text{Batt}}$  und  $U_{\text{Zk}}$  relativ langsam ändern, weshalb  $\tilde{u}_{\text{Batt}}$  und  $\tilde{u}_{\text{Zk}}$  als gleich Null angenommen werden. Somit wirken kleine Spannungsänderungen als Störgrößen, die anschließend ausgeregelt werden müssen. Mit dieser Vereinfachung kann die Kleinsignalübertragungsfunktion definiert werden (2.78).

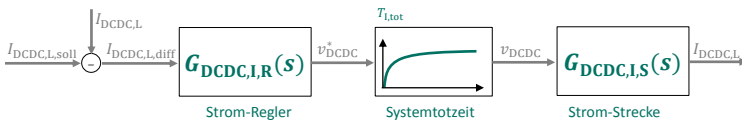


Abbildung 2.28: Stromregelkreis DC/DC-Wandler



$$\begin{aligned}
 s \cdot \tilde{i}_{\text{DCDC,L}} = & -\frac{R_{\text{DCDC}}}{L_{\text{DCDC}}} \cdot \tilde{i}_{\text{DCDC,L}} + \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} \cdot \tilde{u}_{\text{Batt}} \\
 & + \frac{1}{L_{\text{DCDC}}} \cdot \tilde{v}_{\text{DCDC}} \cdot U_{\text{Zk}} + \frac{1}{C_{\text{DCDC}}} (V_{\text{DCDC}} - 1)
 \end{aligned} \tag{2.77}$$

$$G_{\text{DCDC,I,S}}(s) = \frac{\tilde{i}_{\text{L}}}{\tilde{v}_{\text{t}}} = \frac{U_{\text{Zk}}}{R_{\text{L}} + L \cdot s} \tag{2.78}$$

Gemeinsam mit der Systemtzeit, die mit dem bereits von der Motorregelung bekannten Verfahren approximiert wird, ergibt sich die komplette Streckenübertragungsfunktion gemäß Gleichung (2.79).

$$\begin{aligned}
 G_{\text{DCDC,I,S,tot}}(s) &= \frac{U_{\text{Zk}}}{R_{\text{DCDC}} + L_{\text{DCDC}} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + T_{\text{I,tot}} \cdot s} \\
 &= \frac{U_{\text{Zk}}}{(R_{\text{DCDC}} + L_{\text{DCDC}} \cdot s) \cdot (1 + T_{\text{I,tot}} \cdot s)}
 \end{aligned} \tag{2.79}$$

Bei der Bestimmung der Reglerdynamik ist darauf zu achten, dass die Systemtzeit diese begrenzt. Um ein stabiles Reglerverhalten zu erhalten, soll die Durchtrittsfrequenz des Regelkreises maximal so groß wie die halbe Kreisfrequenz der Totzeit sein (siehe Gleichung (2.80)). Als Regler wird ein PI-Regler mit der Übertragungsfunktion  $G_{\text{DCDC,I,R}}$  eingesetzt. Wird die Streckenübertragungsfunktion inklusive Totzeit im Bodediagramm (siehe Abbildung 2.29) dargestellt, kann die notwendige Proportionalverstärkung des Reglers zur Erzeugung der gewünschten Durchtrittsfrequenz ermittelt werden. Dies geschieht, indem der Phasengang der geregelten Strecke  $G_{\text{DCDC,I,RS}}$  entsprechend abgesenkt wird (siehe Gleichung (2.81)). Die Nachstellzeit des Reglers wird, um eine ausreichende Stabilität zu erzielen, nach Gleichung (2.82) ausgelegt. Die minimale Phasenreserve soll so bis zur Durchtrittsfrequenz mindestens  $25^\circ$  betragen. Es sei darauf hingewiesen, dass die beispielhaften Betrachtungen zur Reglerauslegung auf den Überlegungen zur Hardwareauslegung in Kapitel 4 und den dort definierten Bauteilparametern basieren. Als Arbeitspunkt ist die maximale Zwischenkreisspannung bei minimaler Batteriespannung unter Vollast betrachtet.

$$\omega_{\text{DCDC,I,RS}} \leq \frac{1}{2 \cdot T_{\text{l,tot}}} \quad (2.80)$$

$$k_{\text{DCDC,I,R}} = \frac{1}{|G_{\text{DCDC,I,S,tot}}(\omega_{\text{DCDC,I,RS}})|} \quad (2.81)$$

$$T_{\text{DCDC,I,R}} \geq 2 \cdot \frac{1}{\omega_{\text{DCDC,I,RS}}} \quad (2.82)$$

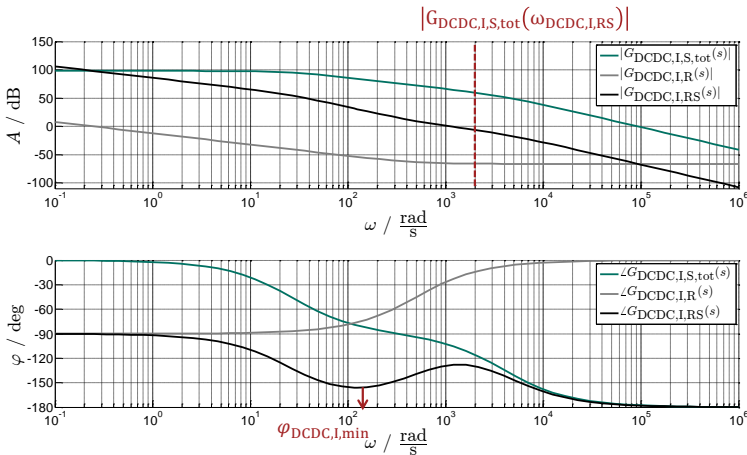


Abbildung 2.29: Bode-Diagramm Stromregelkreis

Für den bekannten Stromregelkreis kann die Übertragungsfunktion der Spannungsregelstrecke ermittelt werden. Zunächst wird hierfür, basierend auf Gleichung (2.76), die Kleinsignalübertragungsfunktion für die Änderung der Zwischenkreisspannung aufgestellt (2.83). Es ist zulässig, anzunehmen, dass sich der Laststrom  $I_{\text{zk}}$  nur relativ langsam gegenüber der zu regelnden Spannung ändert, weshalb  $\tilde{i}_{\text{zk}}$  als gegen Null gehend angenähert wird. Für die Änderungen des Drosselstromes  $\tilde{i}_{\text{DCDC,L}}$  und des Aussteuergrades  $\tilde{v}_{\text{DCDC}}$  kann diese Vereinfachung nicht getroffen werden, da bei einer Kaskadenregelung prinzipbedingt der innere Regelkreis schneller sein muss als der äußere. Entsprechend müssen beide Größen mittels der durch den Stromregelkreis gewonnener Erkenntnisse substituiert werden (siehe Gleichungen (2.84) bis (2.85)).

$$s \cdot \tilde{u}_{zk} = \frac{(1 - V_{\text{DCDC}}) \cdot \tilde{i}_{\text{DCDC,L}} - \tilde{i}_{zk} - I_{zk} \cdot \tilde{v}_{\text{DCDC}}}{C_{\text{DCDC}}} \quad (2.83)$$

$$\tilde{v}_{\text{DCDC}} = \frac{\tilde{i}_{\text{DCDC,L}}}{G_{\text{DCDC,I,S,tot}}(s)} \quad (2.84)$$

$$\tilde{i}_{\text{DCDC,L}} = \tilde{i}_{\text{DCDC,L,soll}} \cdot G_{\text{DCDC,I,RS,g}}(s) = \tilde{i}_{\text{L,soll}} \cdot \frac{G_{\text{DCDC,I,RS}}(s)}{1 + G_{\text{DCDC,I,RS}}(s)} \quad (2.85)$$

Nach einigen Umformungsschritten und unter Vernachlässigung des Drosselwiderstandes, der hierauf einen nur geringen Einfluss hat, ergibt sich die Übertragungsfunktion der Spannungsregelstrecke nach den Gleichungen (2.86) bis (2.90).

$$\begin{aligned} G_{\text{DCDC,U,S}}(s) &= \frac{\tilde{u}_{zk}}{\tilde{i}_{\text{DCDC,L}}} = \frac{1}{s \cdot C_{\text{DCDC}}} \cdot \frac{G_{\text{DCDC,U,S,1}}(s)}{G_{\text{DCDC,U,S,2}}(s)} \\ &= \frac{k_{\text{DCDC,I,R}} \cdot (1 + T_{\text{DCDC,I,R}}) \cdot G_{\text{DCDC,U,S,1}}(s)}{U_{zk} \cdot k_{\text{DCDC,I,R}} \cdot (1 + T_{\text{DCDC,I,R}}) + G_{2\text{DCDC,U,S,2}}(s)} \end{aligned} \quad (2.86)$$

$$G_{\text{DCDC,U,S,1}}(s) = U_{zk} \cdot (1 - V_{\text{DCDC}}) - I_{\text{DCDC,L}} \cdot s \cdot L_{\text{DCDC}} \cdot (1 + s \cdot T_{\text{I,tot}}) \quad (2.87)$$

$$G_{\text{DCDC,U,S,2}}(s) = L_{\text{DCDC}} \cdot s^2 \cdot T_{\text{DCDC,I,R}} \cdot (1 + s \cdot T_{\text{I,tot}}) \quad (2.88)$$

Eine Pol-Nullstellen-Analyse der Übertragungsfunktion zeigt den in [40] beschriebenen Sachverhalt, wonach eine Hochsetzstellerschaltung kein minimalphasiges Systemverhalten aufweist. Gemäß Gleichung (2.86) geht dies aus dem negativen Term im Zähler hervor, der zu einer positiven Nullstelle des Systems führt. Diese Nullstelle, in der Literatur häufig als Right-Half-Plane-Zero (RHPZ) bezeichnet, resultiert daraus, dass eine Stellgröße am Reglerausgang zunächst ein gegenteiliges Verhalten wie das gewünschte bewirkt. Praktisch gesehen führt eine zu kleine Zwischenkreisspannung zu einer Vergrößerung des Soll-Drosselstroms und somit des Aussteuergrades. Diese Vergrößerung der Aussteuergrades bewirkt allerdings erst einmal ein längeres Kurzschließen der Drossel (vgl. Abbildung 2.26), woraus ein Abnehmen der Zwischenkreisspannung resultiert. Um eine möglicherweise dadurch entstehende Instabilität des Regelkreises zu vermeiden, muss verhindert werden, dass sich der Aussteuergrad

schneller ändert als dies dem Drosselstrom aufgrund der Drosselzeitkonstante möglich ist [41]. Dies wird erreicht, wenn die Durchtrittsfrequenz des Spannungsregelkreises mindestens zweimal kleiner ist als die Frequenz der RHPZ (siehe Gleichung (2.89)). Die Frequenz der positiven Nullstelle kann gemäß Gleichung (2.90) ermittelt werden. Die Gleichung wird durch Nullsetzen des Zählers der Streckenübertragungsfunktion aufgestellt. Hieraus ergeben sich insgesamt zwei Nullstellen, von denen nur die RHPZ einen positiven Realteil aufweisen kann.

Es ist ersichtlich, dass die RHPZ-Frequenz von den Arbeitspunktgrößen der Totzeit, die bei variabler Schaltfrequenz variiert, von der Batteriespannung und von dem Drosselstrom abhängt. Aus diesem Grund muss als Grenzfrequenz der Minimalwert der RHPZ-Frequenz gewählt werden. Über eine Extremwertbetrachtung von Gleichung (2.90) kann gezeigt werden, dass der Minimalwert bei der größten Totzeit und dem größten Drosselstrom sowie der kleinsten Batteriespannung auftritt. Abbildung 2.30 zeigt für diesen Fall das resultierende Pol-Nullstellen-Diagramm.

Die Reglerparameter werden dann nach den gleichen Überlegungen wie für den Stromregler nach den Gleichungen (2.91) bis (2.92) ausgelegt.

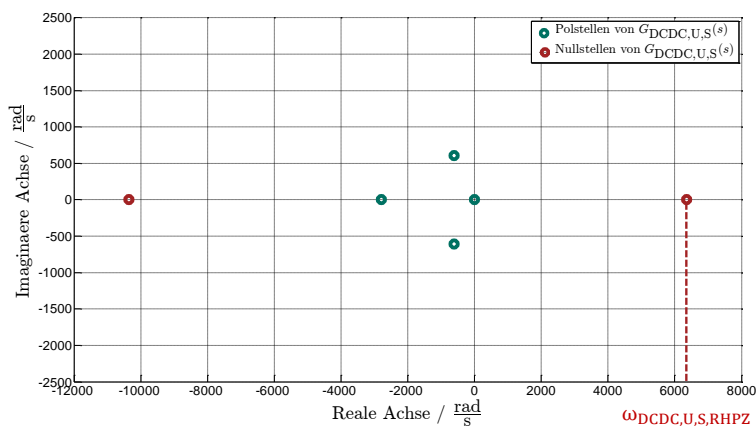


Abbildung 2.30: Pol-Nullstellen-Diagramm der Spannungsstrecke

$$\omega_{\text{DCDC,U,RS}} \leq \min(\omega_{\text{DCDC,U,RHPZ}}) \quad (2.89)$$

$$\begin{aligned} \omega_{\text{DCDC,U,RS}} &= -\frac{1}{2 \cdot T_{\text{I,tot}}} + \sqrt{\left(\frac{1}{2 \cdot T_{\text{I,tot}}}\right)^2 + \frac{U_{\text{Zk}} \cdot (1 - V_{\text{DCDC}})}{L_{\text{DCDC}} \cdot T_{\text{I,tot}} \cdot I_{\text{DCDC,L}}}} \\ &= -\frac{1}{2 \cdot T_{\text{I,tot}}} + \sqrt{\left(\frac{1}{2 \cdot T_{\text{I,tot}}}\right)^2 + \frac{U_{\text{Batt}}}{L_{\text{DCDC}} \cdot T_{\text{I,tot}} \cdot I_{\text{DCDC,L}}}} \end{aligned} \quad (2.90)$$

$$k_{\text{DCDC,U,R}} = \frac{1}{|G_{\text{DCDC,U,S}}(\omega_{\text{DCDC,U,RS}})|} \quad (2.91)$$

$$T_{\text{DCDC,U,R}} \geq 2 \cdot \frac{1}{\omega_{\text{DCDC,U,RS}}} \quad (2.92)$$

Durch diese Art der Auslegung wird die Reglerdynamik in den weniger kritischen Betriebspunkten mehr begrenzt als es notwendig wäre. Weil dennoch ein ausreichend schnelles Erreichen der Sollgröße erzielt wird, stellt dies keinen Nachteil dar.

Da die Reglerauslegungen auf Übertragungsfunktionen der Kleinsignaländerungen basieren, kann es bei größeren Arbeitspunktänderungen zu instabilem Verhalten kommen. Dies kann vermieden werden, wenn die stationären Ausgangsgrößen des Spannungs- und des Stromreglers im Arbeitspunkt vorgesteuert werden. Hierdurch wird eine stabile Regelung für den gesamten Betriebsbereich des Hochsetzstellers erreicht. Das vollständige Regelungskonzept inklusive der Vorsteuerung ist in Abbildung 2.32 dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass der Stromregler für jede Phase ausgeführt ist. Aufgrund der Regelung jeder einzelnen Phase wird es vermieden, dass sich Unsymmetrien zwischen den Phasenströmen ausbilden. Die Vorsteuerungen basieren auf den geglätteten Messungen der Batterie- und der Zwischenkreisspannung sowie des Zwischenkreisstroms. Abbildung 2.31 zeigt einen Sollwertsprung bei maximalem Laststrom sowie maximalem Spannungshub. Zu Beginn ist die Auswirkung der RHPZ deutlich zu sehen, da auf die gewünschte Spannungserhöhung zunächst ein Abfall der Zwischenkreisspannung folgt, bevor sich diese wie gefordert dem Sollwert

angleicht. Es ist ferner zu erkennen, dass selbst bei diesem kritischen Betriebspunkt der Regler stabil arbeitet und sich die Sollspannung mit ausreichender Dynamik einstellt.

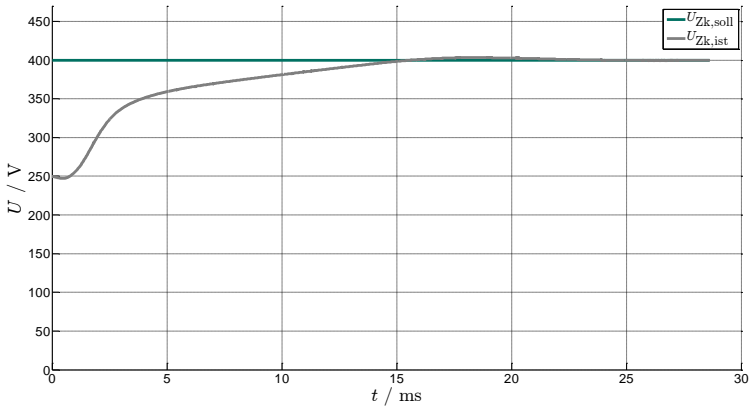


Abbildung 2.31: Sollwertsprung bei kritischem Betriebspunkt

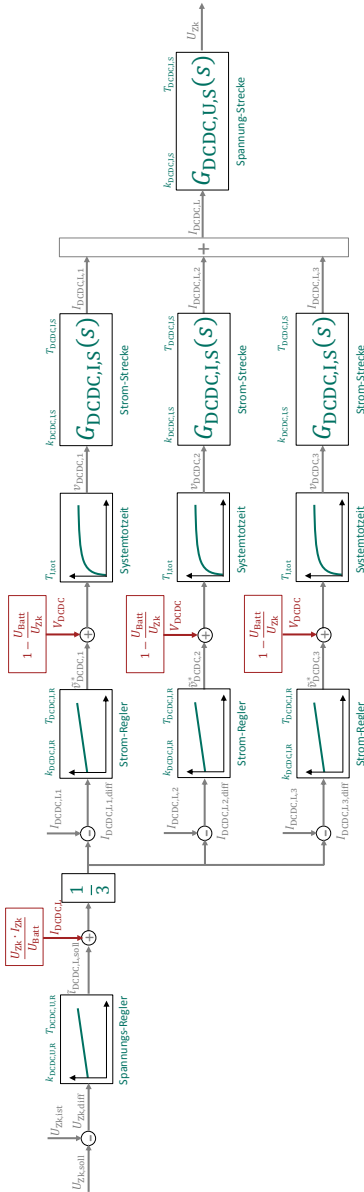


Abbildung 2.32: Regelungskonzept DC/DC-Wandler

## 2.4 Energiespeicher

Für den Einsatz in Elektrofahrzeugen können sinnvollerweise nur Sekundärenergiespeicher genutzt werden [42]. Diese zeichnen sich gegenüber Primärenergiespeichern dadurch aus, dass sie ohne aufwendige Wiederaufbereitung von Neuem elektrische Energie speichern können. Aktuell gibt es eine Vielzahl von Sekundärenergiespeichern, deren Einsatz in Fahrzeugen technisch möglich ist. Diese unterscheiden sich im Wesentlichen durch ihre Leistungs- und Energiedichte. Abbildung 2.33 stellt eine Übersicht gängiger Systeme in einem Ragone-Diagramm dar. Es ist zu erkennen, dass Lithium-Ionen-Systeme (Li-Io) einen sehr guten Kompromiss zwischen Leistungs- und Energiedichte darstellen. Trotz gewisser Nachteile dieser Technik, wie des vergleichsweise hohen Preises und der Brandgefahr bei falschem Handling des Batteriesystems, werden Li-Io-Batterien am häufigsten in Elektrofahrzeugen eingesetzt [43].

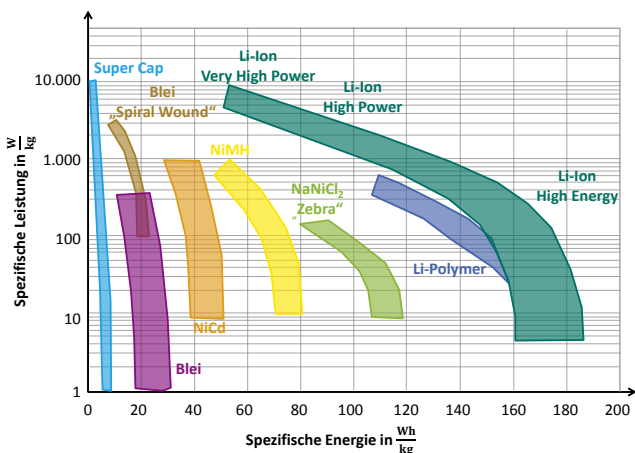


Abbildung 2.33: Übersicht Sekundärbatteriesysteme (nach [44])

Der prinzipielle Aufbau der Zelle einer Li-Io-Batterie ist in Abbildung 2.34 gezeigt [45]. Die Zelle ist gefüllt mit einem nicht-wässrigen ionenleitfähigen Elektrolyt, das entweder flüssig oder geförmiger Natur sein kann. Des



Weiteren befinden sich zwei Elektroden unterschiedlicher Materialien zur Stromableitung in der Zelle. Meist ist die positive Elektrode aus Aluminium, die negative aus Kupfer. Zwischen beiden Elektroden sind, getrennt durch einen elektrisch isolierenden aber ionenleitfähigen Separator, die Aktivmaterialien. Auf der elektrisch positiven Seite der Li-Io-Zelle ist dies ein Lithium-Metalloxid (z.B. Cobaltoxid), auf der negativen Seite Graphit. Während des Ladevorgangs der Zelle bewegen sich positiv geladene Lithium-Ionen von der positiven zur negativen Elektrode und lagern sich dort im Graphit ein. Über eine elektrische Verbindung außerhalb der Zelle wird der für die chemische Reaktion notwendige Elektronenstrom ermöglicht. Beim Entladen der Zelle, in der Abbildung über einen ohmschen Widerstand dargestellt, dreht sich sowohl die Richtung der Lithium-Ionen als auch die der Elektronen um.

Die typische Leerlaufspannung einer Zelle, ohne elektrische Last bzw. ohne elektrische Quelle, liegt bei etwa 3,6 V. Da die Zellkapazität stark von dem jeweiligen Aufbau abhängt, wird diese häufig spezifisch pro Gewicht bzw. Volumen angegeben. Typische Werte für die gespeicherte Energie in einer Zelle sind im Automotivebereich zwischen 70 und 100 Wh/kg [46]. Soll eine Batterie mit einer definierten Leerlaufspannung und einem bestimmten Energieinhalt dimensioniert werden, geschieht dies über die Reihen- bzw. Parallelschaltung einzelner Zellen. Hierbei bestimmt die gewünschte Spannung die Anzahl seriell angeordneter Zellen, die Energie der Batterie entscheidet über die parallelen Zellen (siehe Gleichung (2.93) und (2.94)).

$$n_{\text{Batt,ser}} = \frac{U_{\text{Batt,soll}}}{U_{\text{Batt,Zelle,0}}} \quad (2.93)$$

$$n_{\text{Batt,par}} = \frac{E_{\text{Batt,soll}}}{(N_{\text{Batt,seriell}} \cdot E_{\text{Batt,Zelle,0}})} \quad (2.94)$$

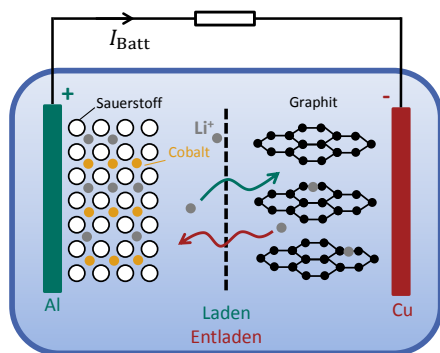


Abbildung 2.34: Aufbau Lithium-Ionen-Zelle

Zusätzlich zu der seriellen und parallelen Anordnung mehrerer Einzelzellen, dem so genannten Batteriestack, ist im Fahrzeug ein Batteriemanagementsystem (BMS) notwendig. Die Aufgaben des BMS liegen unter anderem darin, den maximalen Batteriestrom zu überwachen, darauf zu achten, dass die Batterie nicht zu tief entladen wird und darin, den Batteriestack mittels Kühlen bzw. Heizen thermisch zu konditionieren.

Für die weiteren Betrachtungen des Antriebsstranges ist es wichtig, eine Modellbeschreibung der Batterie zu finden, die das elektrische Batterieverhalten hinreichend genau widerspiegelt. In der Literatur findet sich eine Vielzahl von Modellen, um das Batterieverhalten in verschiedenen Detaillierungsstufen zu beschreiben. Eine gute Übersicht mit den Vor- und Nachteilen der unterschiedlichen Ansätze kann [47] entnommen werden.

Für das in Kapitel 3 beschriebene Verlustleistungsmodell können frequenzabhängige oder alterungsbedingte Batterieeffekte vernachlässigt werden. Abbildung 2.35 zeigt das hierfür verwendete Ersatzschaltbild [48]. Hieraus sind die beiden für diese Arbeit wesentlichen Batteriecharakteristiken ableitbar. Zum einen hängt die Leerlaufklemmenspannung  $U_{\text{Batt},0}$  vom Ladezustand („State of Charge“, SOC) ab. Des Weiteren be-

schreibt der Innenwiderstand  $R_{\text{Batt,I}}$  die zusätzliche Abhängigkeit der Klemmenspannung vom fließenden Batteriestrom  $I_{\text{Batt}}$ . Der Innenwiderstand der Batterie hängt stark von der Batterietemperatur ab. Da diese als konstant angenommen wird, ist es zulässig, den Innenwiderstand ebenso als konstant zu betrachten. Das RC-Glied, bestehend aus  $R_{\text{Batt,RC}}$  und  $C_{\text{Batt,RC}}$ , beschreibt das dynamische Verhalten der Klemmenspannung bei Änderungen des Batteriestroms. Vernachlässigt werden kann nachfolgend der Widerstand  $R_{\text{Batt,SE}}$ , der die Selbstentladung repräsentiert.

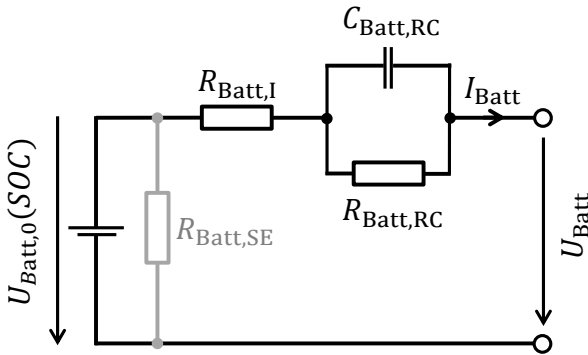


Abbildung 2.35: Batterieersatzschaltbild

In Abbildung 2.36 ist die Lade- und Entladespannung in Abhängigkeit des SOC dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Klemmenspannung über den genutzten Bereich um bis zu 20% abnimmt.

Der unterschiedliche Verlauf beider Spannungen folgt aus den ohmschen Widerständen innerhalb der Batterie. Aufgrund der Batterieverluste muss beim Laden mehr Energie aufgebracht werden als beim Entladen entnommen werden kann. Die Größe der Fläche zwischen beiden Spannungsverläufen beschreibt den Zykluswirkungsgrad der Batterie. Bei einer theoretisch verlustfreien Batterie wären beide Spannungsverläufe gleich.

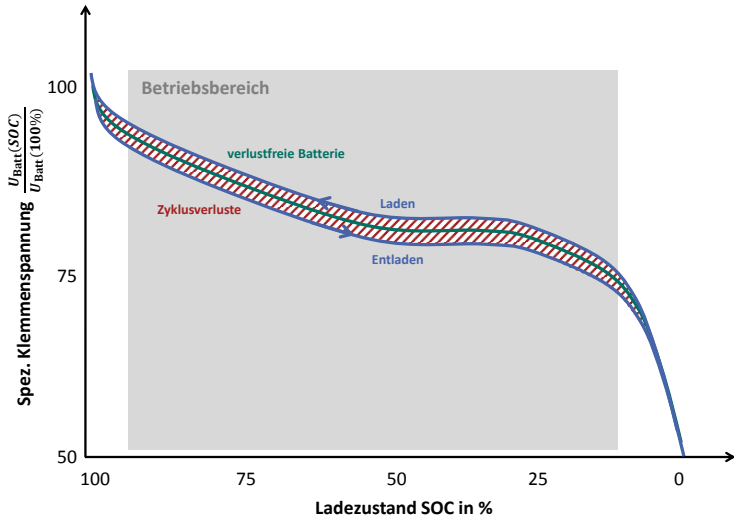


Abbildung 2.36: Batteriespannung in Abhängigkeit des SOC

# 3 Verlustoptimierung im elektrischen Antriebsstrang

Die Möglichkeiten der Verlustminimierung im Antriebsstrang werden im nachfolgenden Kapitel ausgearbeitet. Zunächst erfolgt eine Darstellung der betrachteten Verluste von allen sich im Antriebsstrang befindenden Komponenten. Mit Blick auf die in Kapitel 5 durchgeführte Optimierung müssen die Verlustberechnungen mit möglichst geringem Rechenaufwand durchgeführt werden können. Aus diesem Grund scheiden aufwendigere Möglichkeiten zur Verlustbestimmung, wie beispielsweise die Finite-Elemente-Methode (FEM), zu Gunsten von analytischen Beschreibungen aus. In Kapitel 7 erfolgt eine Bewertung, wie groß der Einfluss der Vereinfachungen bei der Verlustberechnung ist. Mit den Verlustbetrachtungen jeder Komponente wird anschließend ein Gesamtmodell des Antriebsstranges abgeleitet. Hiermit kann für jeden Betriebspunkt die im Gesamten auftretende Verlustleistung bestimmt werden. Es werden hieraus mehrere Parameter ersichtlich, die innerhalb bestimmter Grenzen mit dem Ziel der Verlustminimierung im Betrieb optimiert werden können.

## 3.1 Verlustmechanismen

### 3.1.1 Elektrische Maschine

Die Leistungsbilanz innerhalb einer Synchronmaschine mit Permanentmagnetenerregung lässt sich gemäß der Gleichung (3.1) darstellen [49].

$$P_{M,el} = P_{M,mech} + P_{M,Cu} + P_{M,Fe} + P_{M,R} \quad (3.1)$$

Die aufgenommene elektrische Leistung beinhaltet demnach die abgegebene mechanische Leistung, die Kupferverluste, die Eisenverluste und die mechanischen Reibungsverluste im Motor. Die aufgeführten elektrischen

Verluste setzen sich bei Speisung der Maschine an einem Wechselrichter aus Grund- und Oberwellenverlusten zusammen.

Die mechanische Leistung wird rein von dem mechanischen Betriebspunkt bestimmt. Da die Verluste im mechanischen Antriebsstrang, wie sie unter anderem im Getriebe oder beim Reifen-Straßen-Kontakt als Schlupfverluste entstehen, keinen Einfluss auf die Optimierung des elektrischen Antriebsstranges haben, werden diese nicht weiter betrachtet.

Die Reibungsverluste der Maschine lassen sich vereinfacht nach Gleichung (3.2) berechnen. Die Kupferverluste der Grundwelle können mittels der Gleichung (3.3) quantifiziert werden [50]. Bei den Kupferverlusten handelt es sich um reine Stromwärmeverluste, die aufgrund des ohmschen Kupferwiderstandes entstehen.

$$P_{M,R} = c_{M,R} \cdot \omega_{M,el}^2 \quad (3.2)$$

$$P_{M,Cu,GW} = 3 \cdot R_M \cdot I_{M,eff}^2 = \frac{3}{2} \cdot R_M \cdot \hat{I}_M^2 = \frac{3}{2} \cdot R_M \cdot (I_{M,d}^2 + I_{M,q}^2) \quad (3.3)$$

$$P_{M,Fe} = c_{M,Fe} \cdot \omega_{M,el}^{\alpha_{M,Fe}} \cdot (I_{M,d}^2 + I_{M,q}^2)^{\beta_{M,Fe}} \quad (3.4)$$

Durch die Speisung am Wechselrichter entstehen aufgrund der nicht sinusförmigen Klemmenspannung an der Maschine zusätzliche Verluste. Abbildung 3.1 zeigt exemplarisch für die Sinus-Dreieck-Modulation, wie sich die tatsächliche Strangspannung im Vergleich zur gewünschten Sollspannung ergibt. Die Schaltfrequenz ist in diesem Beispiel zehn Mal größer als die Frequenz der Sollspannung. Mittels einer Fourieranalyse der tatsächlichen Spannung können die Oberschwingungsanteile bestimmt werden (siehe Abbildung 3.2). Es ist zu erkennen, dass besonders große Amplituden der harmonischen Oberschwingungen bei den ganzzahligen Vielfachen der Schaltfrequenz sowie deren Seitenbändern auftreten.

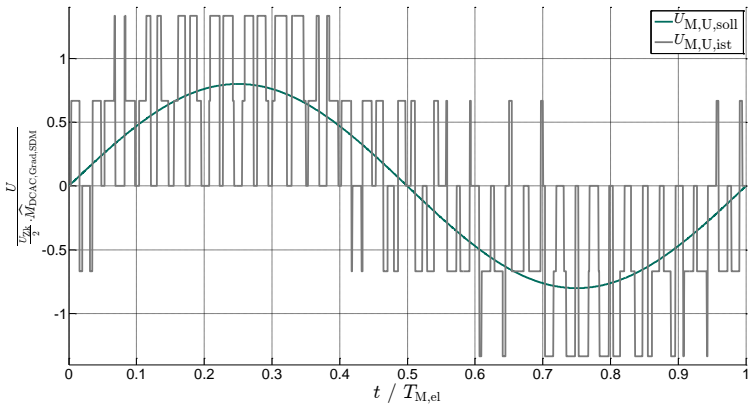


Abbildung 3.1: Spannungsverlauf am Ausgang des Wechselrichters

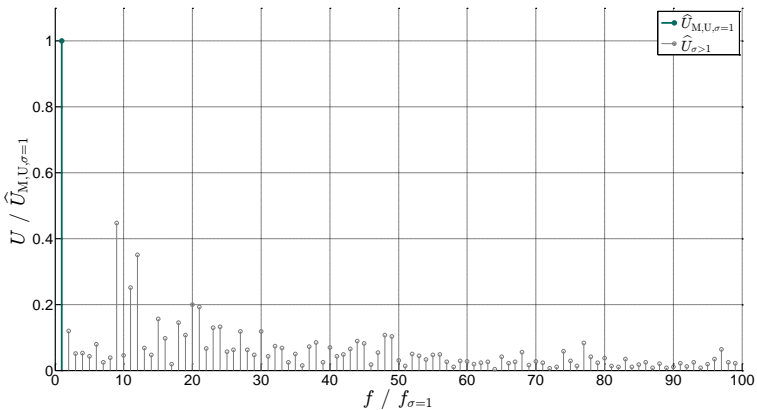


Abbildung 3.2: Fouriertransformation der Wechselrichterspannung

Generell führen alle in grau dargestellten Oberschwingungen zu zusätzlichen Kupfer- und Eisenverlusten in der elektrischen Maschine. Diese hängen von der Schaltfrequenz und der Modulationsart des Umrichters ab.

Eine separate Berechnung der Eisenverluste als Grundwellen- und Oberwellenverluste ist analytisch kaum möglich. Deshalb werden die gesamten Eisenverluste mittels Gleichung (3.4) bestimmt. Die Ermittlung der Ver-

lustkoeffizienten erfolgt aus Messungen und ist abhängig von der Schaltfrequenz und Modulationsart des DC/AC-Wandlers (siehe Abschnitt 7.1.4) [51, 52][52]. Die dadurch betrachteten Eisenverluste setzen sich aus den Hysterese- und Wirbelstromverlusten sowie den Streuverlusten zusammen [53].

Hystereseverluste entstehen durch die ständige Ummagnetisierung des Eisens innerhalb der Maschine und der damit verbundenen Ausrichtung der Weiß'schen Bezirke. Bestimmt werden können die Verluste aus der von der Hysteresekurve des entsprechenden Materials eingeschlossenen Fläche (siehe Abbildung 3.3).

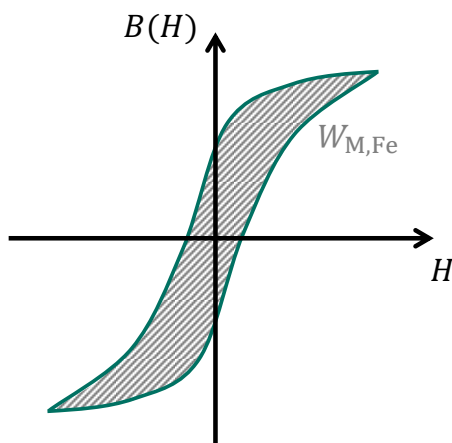


Abbildung 3.3: Entstehung von Ummagnetisierungsverlusten

Die Wirbelströme werden ebenfalls von der Ummagnetisierung des Eisens verursacht. Das sich ändernde Magnetfeld führt zu induzierten Spannungen, welche wiederum aufgrund des endlichen ohmschen Widerstandes im Eisen zu Wirbelströmen führen.

Zusätzliche Verlustmechanismen im Eisen entstehen durch Oberwellen im Stator magnetfeld [54]. Diese werden Großteils dadurch verursacht, dass das Statorfeld auch beim Anlegen einer sinusförmigen Spannung nicht



exakt sinusförmig ist. Ursächlich hierfür ist die nicht kontinuierliche Verteilung der Statorwicklung über den Umfang. Die Konzentration der Leiter innerhalb der Nuten führt zu einer treppenförmigen Felderregerkurve, wodurch die angesprochenen Feldüberschwingungen entstehen.

Die harmonischen Kupferverluste können hingegen analytisch durch den summierten Effektivwert aller Stromüberschwingungen gemäß der Gleichung (3.5) für die Sinus-Dreieckmodulation, Gleichung (3.6) für die Supersinus-Modulation und Gleichung (3.7) für die symmetrische Flat-Top-Modulation bestimmt werden [55]. Es gilt die Annahme, dass die Schaltfrequenz deutlich größer als die Grundfrequenz ist. Des Weiteren sei darauf hingewiesen, dass sich der Wert der Schaltfrequenz hierbei auf das Vergleichsdreieck bezieht. Aus diesem Grund ist bei der Flat-Top-Modulation der Faktor 1,5 eingeführt, damit die wirkliche Schaltfrequenz der Halbleiter gleich der beiden anderen Modulationsarten ist (vergleiche Abbildung 2.14).

$$I_{M,eff,\sigma>1,SD} = \sqrt{\frac{1}{6} \left( \frac{U_{ZK}}{8 \cdot L_{M,dq} \cdot f_{DCAC}} \right)^2 \cdot M_{DCAC,Grad}^2 \cdot A_{DCAC,SD}} \quad (3.5)$$

$$A_{DCAC,SD} = \left[ 1 - \frac{8 \cdot M_{DCAC,Grad}}{\sqrt{3} \cdot \pi} + \frac{3 \cdot M_{DCAC,Grad}^2}{4} \right]$$

$$I_{M,eff,\sigma>1,SS} = \sqrt{\frac{1}{6} \left( \frac{U_{ZK}}{8 \cdot L_{dq} \cdot f_{DCAC}} \right)^2 \cdot M_{DCAC,Grad}^2 \cdot A_{DCAC,SS}} \quad (3.6)$$

$$A_{DCAC,SS} = 1 - \frac{8 \cdot M_{DCAC,Grad}}{\sqrt{3} \cdot \pi} + \frac{9 \cdot M_{DCAC,Grad}^2}{8} \cdot \left( 1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4 \cdot \pi} \right)$$

$$I_{M,eff,\sigma>1,FT} = \sqrt{\frac{1}{6} \left( \frac{U_{ZK}}{8 \cdot L_{dq} \cdot 1,5 \cdot f_{DCAC}} \right)^2 \cdot M_{DCAC,Grad}^2 \cdot A_{DCAC,FT}} \quad (3.7)$$

$$A_{DCAC,FT} = 4 - \frac{M_{DCAC,Grad}}{\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot (62 - 15 \cdot \sqrt{3}) + \frac{9 \cdot M_{DCAC,Grad}^2}{8} \cdot \left( 2 + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right)$$

$$L_{M,dq} = \frac{L_{M,d} + L_{M,q}}{2} \quad (3.8)$$

Die angeführten Gleichungen gelten streng genommen für elektrische Maschinen mit magnetisch symmetrischem Aufbau des Rotors. Da es sich bei der betrachteten Maschine um eine IPMSM mit magnetisch anisotropem Rotoraufbau handelt, wird aufgrund der weniger komplexen Berechnung darauf zurückgegriffen, die Induktivität als gemittelte Induktivität nach Gleichung (3.8) anzunehmen. Soll eine exaktere Berechnung durchgeführt werden, kann dies nach [56] erfolgen. Da die durch die Stromüberschwingungen erzeugten Verluste im Vergleich zu den übrigen Antriebsstrangverlusten klein sind, liegt der durch die Vereinfachung entstehende Fehler in einem zulässigen Bereich. Die vom Wechselrichter verursachten Kupferverluste in der Maschine lassen sich demnach gemäß Gleichung (3.9) berechnen.

Die gesamten betrachteten Motorverluste werden in Gleichung (3.10) zusammengefasst. Unter Zuhilfenahme der Spannungsgleichungen können die Gesamtverluste innerhalb der Maschine als Funktion in Abhängigkeit des fließenden Stromes  $I_{M,d}$  und  $I_{M,q}$  sowie der Zwischenkreisspannung  $U_{Zk}$  und Schaltfrequenz  $f_{DCAC}$  des Wechselrichters aufgefasst werden. Aufgrund der unterschiedlichen Verzerrungsströme hat die Modulationsart  $M_{DCAC,Art}$  ebenso einen Einfluss. Weitere Verlustmechanismen wie beispielsweise Wirbelströme in den Permanentmagneten oder Stromverdrängungseffekte in den Wicklungen werden aufgrund ihres geringen Einflusses nicht berücksichtigt [54].

$$P_{M,Cu,OW} = 3 \cdot R_M \cdot I_{M,eff,\sigma>1}^2 \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} P_{M,Verl} &= f(I_{M,d}, I_{M,q}, U_{Zk}, f_{DCAC}, M_{DCAC,Art}) \\ &= P_{M,Cu,GW} + P_{M,Cu,OW} + P_{M,Fe} + P_{M,R} \end{aligned} \quad (3.10)$$

#### 3.1.2 Wechselrichter

Zur Berechnung der Schaltverluste muss die unterschiedliche Schaltcharakteristik von Dioden und IGBTs berücksichtigt werden. Wohingegen bei einer Diode nahezu ausschließlich Ausschaltverluste anfallen, entstehen

beim IGBT auch beim Einschalten nennenswerte Verluste [57, 58]. Beides kann der Abbildung 3.4 bzw. Abbildung 3.5 anhand des vereinfachten Strom- und Spannungsverlaufs beider Bauteile während des Schaltvorgangs einer induktiven Last entnommen werden.

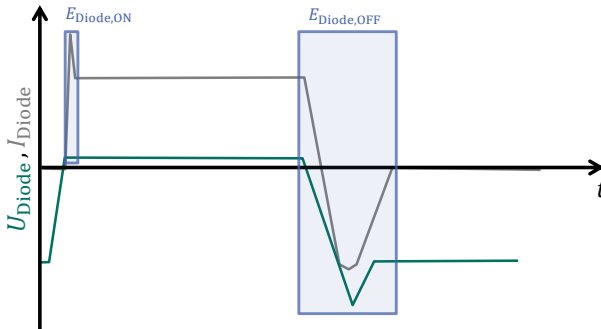


Abbildung 3.4: Schaltverhalten Diode bei induktiver Last

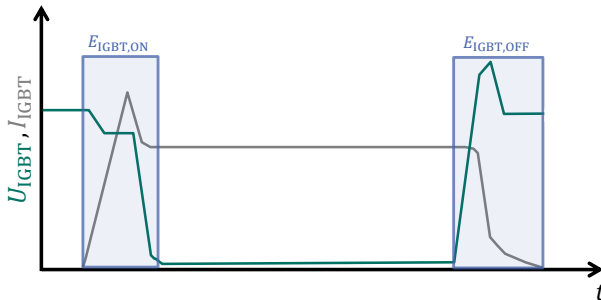


Abbildung 3.5: Schaltverhalten IGBT bei induktiver Last

In der Regel geben Hersteller von Halbleitern die entstehende Verlustenergie beim Schalten in Datenblättern an [59]. Die Energie bezieht sich hierbei auf einen Arbeitspunkt, definiert über einen Nennstrom und eine Nennspannung. Beliebige Arbeitspunkte können dann mittels einer linearen Extrapolation betrachtet werden. Für die Schaltverluste einer Diode oder eines IGBTs folgen somit die Gleichungen (3.11) bis (3.14).

$$P_{D,Schalt} = f_D \cdot E_{D,schalt} \cdot X_D \quad (3.11)$$

$$X_D = \frac{U_{Zk}}{U_{D,Nenn}} \cdot \frac{I_D}{I_{D,Nenn}} \quad (3.12)$$

$$P_{IGBT,Schalt} = f_{IGBT} \cdot E_{IGBT,schalt} \cdot X_{IGBT} \quad (3.13)$$

$$X_{IGBT} = \frac{U_{Zk}}{U_{IGBT,Nenn}} \cdot \frac{I_{IGBT}}{I_{IGBT,Nenn}} \quad (3.14)$$

Die Bestimmung der Durchlassverluste erfolgt auf der Basis der sogenannten Durchlasskennlinie für Dioden und IGBTs identisch (siehe Abbildung 3.6). Meist wird diese Kennlinie mit einer Tangentennäherung nach Gleichung (3.15) beschrieben. Für die mittlere Verlustleistung im Durchlassbetrieb folgt somit die Gleichung (3.16).

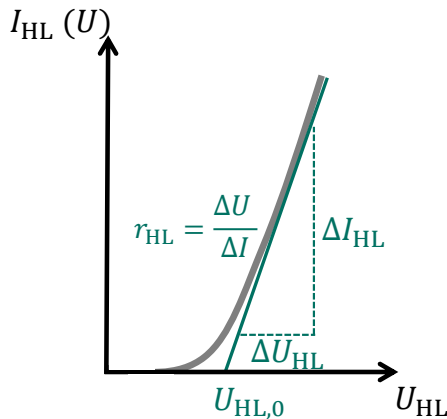


Abbildung 3.6: Durchlassverhalten Diode und IGBT

$$I_{HL}(U) = \frac{(U_{HL,0} - U_{HL})}{r_{HL}} \quad \text{für } U_{HL} > U_{HL,0} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} P_{HL,Leit} &= \frac{1}{T_{HL,Leit}} \cdot \int_0^{T_{HL,Leit}} u_{HL}(t) \cdot i_{HL}(t) \cdot dt \\ &= U_{HL,0} \cdot \bar{I}_{HL} + r_{HL} \cdot I_{HL,eff} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Die Erkenntnisse zur Verlustbestimmung in den Halbleitern werden auf die Berechnung des konkreten Anwendungsfalls innerhalb der Drehstrombrücke übertragen [60]. Für die Schaltverluste ergeben sich die Gleichungen (3.17) bis (3.18).

$$P_{\text{DCAC,D,Schalt}} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{\text{DCAC}} \cdot X_{\text{D}} \cdot \hat{I}_{\text{M}} \quad (3.17)$$

$$P_{\text{DCAC,IGBT,Schalt}} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{\text{DCAC}} \cdot X_{\text{IGBT}} \cdot \hat{I}_{\text{M}} \quad (3.18)$$

Die Berechnung der Durchlassverluste ist hierbei in guter Näherung unabhängig von der verwendeten Schaltfrequenz und den betrachteten Modulationsarten. Für die Durchlassverluste einer Diode folgen mit den entsprechenden Ausdrücken für den tatsächlich fließenden Strom die Gleichungen (3.19) bis (3.21), für einen IGBT die Gleichungen (3.22) bis (3.24). Die Aufteilung des Stromes zwischen der Diode und dem IGBT hängt von dem Leistungsfaktor des Motors ab. Aus den Berechnungsvorschriften der Einzelverluste der Bauteile folgen die Gesamtverluste des Wechselrichters nach Gleichung (3.27). Die Verluste im Betrieb stellen eine Funktion in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{Zk}}$ , der Schaltfrequenz  $f_{\text{DCAC}}$ , der Motorstrangspannung  $U_{\text{M,U}}$  bzw. des Modulationsgrades  $M_{\text{DCAC,Grad}}$ , des Motorstromes  $I_{\text{M}}$  und des Winkels der Phasenverschiebung  $\varphi_{\text{M}}$  dar.

$$P_{\text{DCAC,D,Leit}} = U_{\text{DCAC,D,0}} \cdot \bar{I}_{\text{DCAC,D}} + r_{\text{DCAC,D}} \cdot I_{\text{DCAC,D,eff}}^2 \quad (3.19)$$

$$\bar{I}_{\text{DCAC,D}} = \left( \frac{\hat{I}_{\text{M}}}{2} \right) \cdot \left[ \frac{1}{\pi} - \frac{M_{\text{DCAC,Grad}}}{4} \cdot \cos(\varphi_{\text{M}}) \right] \quad (3.20)$$

$$I_{\text{DCAC,D,eff}} = \hat{I}_{\text{M}} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{M_{\text{DCAC,Grad}}}{3 \cdot \pi} \cdot \cos(\varphi_{\text{M}})} \quad (3.21)$$

$$P_{\text{DCAC,IGBT,Leit}} = U_{\text{DCAC,IGBT,0}} \cdot \bar{I}_{\text{DCAC,IGBT}} + r_{\text{DCAC,IGBT}} \cdot I_{\text{DCAC,IGBT,eff}}^2 \quad (3.22)$$

$$\bar{I}_{\text{DCAC,IGBT}} = \left( \frac{\hat{I}_{\text{M}}}{2} \right) \cdot \left[ \frac{1}{\pi} + \frac{M_{\text{DCAC,Grad}}}{4} \cdot \cos(\varphi_{\text{M}}) \right] \quad (3.23)$$

$$I_{\text{DCAC,IGBT,eff}} = \hat{I}_M \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{M_{\text{DCAC,Grad}}}{3 \cdot \pi} \cdot \cos(\varphi_M)} \quad (3.24)$$

$$P_{\text{DCAC,D}} = P_{\text{DCAC,D,Schalt}} + P_{\text{DCAC,D,Leit}} \quad (3.25)$$

$$P_{\text{DCAC,IGBT}} = P_{\text{DCAC,IGBT,Schalt}} + P_{\text{DCAC,IGBT,Leit}} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{DCAC,Verl}} &= 6 \cdot (P_{\text{DCAC,D}} + P_{\text{DCAC,IGBT}}) \\ &= f(U_{\text{Zk}}, f_{\text{DCAC}}, U_{\text{M,U}}, M_{\text{DCAC,Grad}}, I_M, \varphi_M) \end{aligned} \quad (3.27)$$

### 3.1.3 DC/DC-Wandler

Im DC/DC-Wandler treten je nach betrachteter Komponente verschiedene Arten von Verlusten auf. Die Durchlassverluste der Halbleiter können in ähnlicher Weise wie für den Wechselrichter bestimmt werden (siehe Gleichung (3.28) und (3.29)). Bei den Schaltverlusten gilt es, den dominanten Einfluss des Stromrippels auf den zu schaltenden Strom zu berücksichtigen. Bei der Diode erfolgt dies für die Ausschaltverluste gemäß den Gleichungen (3.30) und (3.31). Die nahezu nicht vorhandenen Einschaltverluste werden hierbei vernachlässigt. Die Ein- und Ausschaltverluste des IGBTs werden durch die Gleichungen (3.32) bis (3.35) beschrieben. Somit folgen für die Gesamtverluste der eingesetzten Halbleiter die Gleichungen (3.36) und (3.37). Es ist zu beachten, dass Verluste in jeder aktiven Phase anfallen und dass der pro Phase fließende Strom von der Anzahl der aktiven Phasen abhängt.

$$\begin{aligned} P_{\text{DCDC,D,Leit}} &= n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot U_{\text{DCDC,D,0}} \cdot \bar{I}_{\text{DCDC,D}}(n_{\text{DCDC,Ph}}) \\ &\quad + n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot r_{\text{DCDC,D}} \cdot I_{\text{DCDC,D,eff}}^2(n_{\text{DCDC,Ph}}) \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{DCDC,IGBT,Leit}} &= n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot U_{\text{DCDC,IGBT,0}} \cdot \bar{I}_{\text{DCDC,IGBT}}(n_{\text{DCDC,Ph}}) \\ &\quad + n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot r_{\text{DCDC,IGBT}} \cdot I_{\text{DCDC,IGBT,eff}}^2(n_{\text{DCDC,Ph}}) \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$P_{\text{DCDC,D,Schalt}} = n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot f_{\text{DCDC}} \cdot E_{\text{DCDC,D,schalt,OFF}} \cdot X_{\text{DCDC,D,OFF}} \quad (3.30)$$

$$X_{\text{DCDC,D,OFF}} = \frac{U_{\text{Zk}}}{U_{\text{DCDC,D,Nenn}}} \cdot \frac{\bar{I}_{\text{DCDC,D}}(n_{\text{DCDC,Ph}}) - 0,5 \cdot \Delta I_{\text{DCDC,L}}}{I_{\text{DCDC,D,Nenn}}} \quad (3.31)$$

$$P_{\text{DCDC,IGBT,Schalt,ON}} = n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot f_{\text{DCDC}} \cdot E_{\text{DCDC,IGBT,schalt,ON}} \cdot X_{\text{DCDC,IGBT,ON}} \quad (3.32)$$

$$X_{\text{DCDC,IGBT,ON}} = \frac{U_{\text{Zk}}}{U_{\text{DCDC,IGBT,Nenn}}} \cdot \frac{\bar{I}_{\text{DCDC,D}}(n_{\text{DCDC,Ph}}) - 0,5 \cdot \Delta I_{\text{DCDC,L}}}{I_{\text{DCDC,IGBT,Nenn}}} \quad (3.33)$$

$$P_{\text{DCDC,IGBT,Schalt,OFF}} = n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot f_{\text{DCDC}} \cdot E_{\text{DCDC,IGBT,schalt,OFF}} \cdot X_{\text{DCDC,IGBT,OFF}} \quad (3.34)$$

$$X_{\text{DCDC,IGBT,OFF}} = \frac{U_{\text{Zk}}}{U_{\text{DCDC,IGBT,Nenn}}} \cdot \frac{\bar{I}_{\text{DCDC,D}}(n_{\text{DCDC,Ph}}) + 0,5 \cdot \Delta I_{\text{DCDC,L}}}{I_{\text{DCDC,IGBT,Nenn}}} \quad (3.35)$$

$$P_{\text{DCDC,D}} = P_{\text{DCDC,D,Schalt}} + P_{\text{DCDC,D,Leit}} \quad (3.36)$$

$$P_{\text{DCDC,IGBT}} = P_{\text{DCDC,IGBT,Schalt}} + P_{\text{DCDC,IGBT,Leit}} \quad (3.37)$$

Hinzu kommen noch die Verluste innerhalb der Drosseln sowie die der Ein- und Ausgangskondensatoren. Die Drosselverluste lassen sich in drei Kategorien aufteilen. Zum einen die reinen ohmschen Verluste innerhalb der Spule. Diese werden zur besseren Abgrenzung zu den nächstgenannten Verlusten als DC-Verluste bezeichnet (siehe Gleichung (3.38)). Hinzu kommen aufgrund des hochfrequenten Stromrippels noch AC-Verluste, die auf dem Skin-Effekt basieren (siehe Gleichung (3.40)) [61].

$$P_{\text{DCDC,L,DC}} = n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot R_{\text{DCDC}} \cdot I_{\text{DCDC,L,eff}}^2(n_{\text{DCDC,Ph}}) \quad (3.38)$$

$$P_{\text{DCDC,L,AC}} = n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot R_{\text{DCDC}} \cdot \frac{\left(\frac{\Delta I_{\text{DCDC,L}}}{2}\right)^2}{4} \cdot \frac{d_{\text{DCDC,Cu}}}{\varphi_{\text{DCDC,tief}}} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{2 \cdot d_{\text{DCDC,Cu}}}{\varphi_{\text{DCDC,tief}}}}}{\left(1 - e^{-\frac{d_{\text{DCDC,Cu}}}{\varphi_{\text{DCDC,tief}}}}\right)^2} \quad (3.39)$$

$$\varphi_{\text{DCDC,tief}} = \sqrt{\frac{\rho_{\text{DCDC,Cu}}}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_{\text{DCDC}}}} \quad (3.40)$$

Weitere Verlustmechanismen, die im Kernmaterial der Drossel auftreten, sind, wie in der E-Maschine, die Hysterese- und Wirbelstromverluste. Für

die Bestimmung der Kernverluste empfiehlt sich die sogenannte angepasste Steinmetzgleichung (siehe Gleichungen (3.41) bis (3.45)) [62]. Diese berücksichtigt im Gegensatz zur herkömmlichen Steinmetzgleichung den nicht sinusförmigen Verlauf des Stromes und somit der magnetischen Flussdichte innerhalb des Drosselkerns über den als äquivalente Frequenz bezeichneten Faktor  $f_{\text{DCDC,eq}}$ . Der Vorteil der angepassten Formel ist, dass die standardmäßig im Datenblatt der Drosselkernmaterialien angegebenen Steinmetzparameter  $\alpha_{\text{DCDC}}$ ,  $\beta_{\text{DCDC}}$  und  $\gamma_{\text{DCDC}}$  verwendet werden können.

$$P_{\text{DCDC,L,Kern}} = p_{\text{DCDC,L,Kern}} \cdot m_{\text{DCDC,Kern}} \quad (3.41)$$

$$p_{\text{DCDC,L,Kern}} = n_{\text{DCDC,Ph}} \cdot \gamma_{\text{DCDC,L}} \cdot f_{\text{DCDC,eq}}^{(\alpha_{\text{DCDC,L}}-1)} \cdot \left(\frac{\Delta B_{\text{DCDC,L}}}{2}\right)^{\beta_{\text{DCDC,L}}} \cdot f_{\text{DCDC}} \quad (3.42)$$

$$\Delta B_{\text{DCDC,L}} = \frac{N_{\text{DCDC,L}} \cdot \Delta I_{\text{DCDC,L}}}{\frac{l_{\text{DCDC,L,m}} - l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_0 \cdot \mu_{\text{DCDC,r}}} + \frac{l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_0}} \quad (3.43)$$

$$f_{\text{eq}} = \frac{2}{\Delta B_{\text{DCDC,L}}^2 \cdot \pi^2 \cdot \int_0^1 f_{\text{DCDC}} \left(\frac{dB_{\text{DCDC,L}}(t, n_{\text{Ph}})}{dt}\right)^2 dt} \quad (3.44)$$

$$B_{\text{DCDC,L}}(t, n_{\text{Ph}}) = \frac{N_{\text{DCDC,L}} \cdot I_{\text{DCDC,L}}}{\frac{l_{\text{DCDC,L,m}} - l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_0 \cdot \mu_{\text{DCDC,L,r}}} + \frac{l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_0}} \quad (3.45)$$

Unter der Annahme, dass der Kondensator den gesamten Wechselanteil des Ein- und Ausgangsstromes aufnimmt, können seine Verluste über den Effektivwert des über ihn fließenden Wechselstroms und seinen äquivalenten ohmschen Serienwiderstand bestimmt werden (siehe Gleichung (3.46)) [63].

$$P_{\text{DCDC,C}} = R_{\text{DCDC,C,ESR}} \cdot I_{\text{DCDC,C,eff}}^2(n_{\text{DCDC,Ph}}) \quad (3.46)$$

Aufgrund der phasenversetzten Taktung ist der Stromrippel am Kondensator relativ klein. Werden zudem noch Folienkondensatoren eingesetzt, reduziert sich der Serienwiderstand deutlich [64]. Unter diesen Vorausset-



zungen können die Kondensatorverluste vernachlässigt werden und die Gesamtverluste des DC/DC-Wandlers lassen sich in Abhängigkeit der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$ , der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{Zk}}$ , des Drosselstroms  $I_{\text{DCDC,L}}$ , der Schaltfrequenz  $f_{\text{DCDC}}$  und der Phasenzahl  $n_{\text{DCDC,Ph}}$  gemäß Gleichung (3.47) ermitteln.

$$\begin{aligned}
 P_{\text{DCDC,Verl}} &= f(U_{\text{Batt}}, U_{\text{Zk}}, I_{\text{DCDC,L}}, f_{\text{DCDC}}, n_{\text{DCDC,Ph}}) \\
 &= P_{\text{DCDC,D}} + P_{\text{DCDC,IGBT}} + P_{\text{DCDC,L,DC}} \\
 &\quad + P_{\text{DCDC,L,AC}} + P_{\text{DCDC,L,Kern}}
 \end{aligned} \tag{3.47}$$

### 3.1.4 Energiespeicher

Die Verluste innerhalb des Energiespeichers werden auf Basis von Abbildung 2.36 abgeleitet. Da bei der Verlustbetrachtung wie auch bei den Komponenten zuvor der stationäre Zustand vorausgesetzt wird, kann der Kondensator im Ersatzschaltbild vernachlässigt werden, weshalb sich das Ersatzschaltbild zur Verlustbestimmung vereinfacht (siehe Abbildung 3.7).

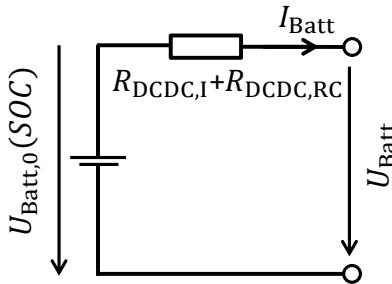


Abbildung 3.7: Vereinfachtes Batterieersatzschaltbild

Auf Basis der Daten einer Batteriezelle werden die Widerstandswerte der entsprechenden Auslegung des Batteriestacks nach Gleichung (3.48) angenähert. Da der Widerstand  $R_{\text{Batt,I}}$  deutlich größer als  $R_{\text{Batt,RC}}$  ist, wird für die Verluste ausschließlich der Innenwiderstand betrachtet.

$$R_{\text{Batt,Lers}} \approx R_{\text{Batt,I}} + R_{\text{Batt,RC}} = n_{\text{Batt,ser}} \cdot \frac{(R_{\text{Batt,Zelle,I}} + R_{\text{Batt,Zelle,RC}})}{n_{\text{Batt,par}}} \quad (3.48)$$

Die Verluste innerhalb der Batterie lassen sich dann mittels Gleichung (3.49) bestimmen und sind rein von dem fließenden Strom abhängig.

$$P_{\text{Batt,Verl}} = f(I_{\text{Batt,eff}}) = R_{\text{Batt,Lers}} \cdot I_{\text{Batt,eff}}^2 \quad (3.49)$$

## 3.2 Antriebsstrangmodell

Das Modell zur Berechnung der Gesamtverluste des elektrischen Antriebsstranges basiert auf dem geforderten mechanischen Betriebspunkt (siehe Abbildung 3.8) [65]. Beginnend von der E-Maschine werden damit die in jeder Komponente anfallenden Verluste bestimmt. Die Herangehensweise gestaltet sich dabei so, dass sich die Ausgangsleistung der jeweiligen Komponente aus der mechanischen Leistung des Motors inklusive aller Verluste der vorgeschalteten Komponenten ergibt. So setzt sich beispielsweise die Ausgangsleistung des Wechselrichters  $P_{\text{DCAC}}$  aus der mechanischen Leistung  $P_{\text{M,mech}}$  und den Motorverlusten  $P_{\text{M,Verl}}$  zusammen. Für den DC/DC-Wandler und den Energiespeicher ist die Herangehensweise übertragbar (siehe Gleichungen (3.50) bis (3.53)).

$$P_{\text{M,el}} = P_{\text{M,mech}} + P_{\text{M,Verl}} \quad (3.50)$$

$$P_{\text{DCAC}} = P_{\text{M,el}} = P_{\text{M,mech}} + P_{\text{M,Verl}} \quad (3.51)$$

$$P_{\text{DCDC}} = P_{\text{DCAC}} + P_{\text{DCAC,Verl}} = P_{\text{M,mech}} + P_{\text{M,Verl}} + P_{\text{DCAC,Verl}} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{Batt}} &= P_{\text{DCDC}} + P_{\text{DCDC,Verl}} \\ &= P_{\text{M,mech}} + P_{\text{M,Verl}} + P_{\text{DCAC,Verl}} + P_{\text{DCDC,Verl}} \end{aligned} \quad (3.53)$$

Um die in Abschnitt 3.1 dargestellten Gleichungen zur Verlustberechnung heranziehen zu können, müssen der Betriebspunkt jeder Komponente und die daraus folgenden Variablen der Verlustgleichung bestimmt werden. Konstante Größen sind stets die Auslegungsparameter der einzelnen Komponenten, die nicht im Betrieb verändert werden können.

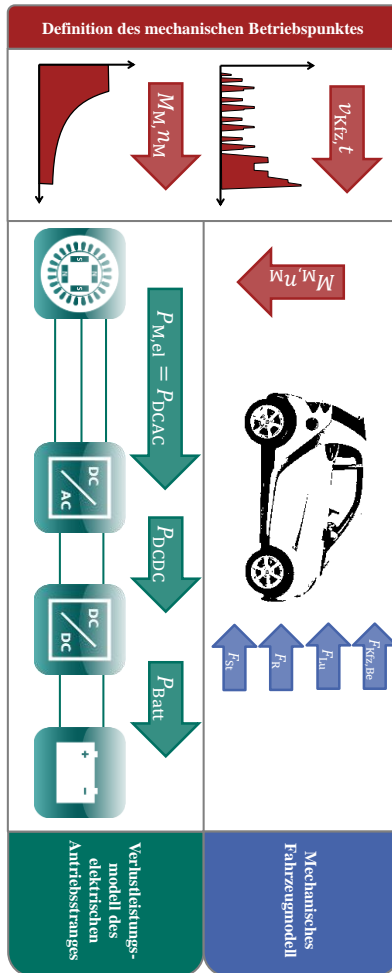


Abbildung 3.8: Prinzip des Verlustleistungsmodells

### 3.2.1 Betriebspunkt E-Maschine

Der mechanische Betriebspunkt, definiert aus dem Drehmoment  $M_M$  und der Drehzahl  $n_M$ , gilt für die folgenden Betrachtungen als stationär. Er kann auf zwei Arten dem Modell vorgegeben werden. Falls der komplette

Betriebsbereich des Antriebsstrangs berechnet werden soll, werden die zulässigen Betriebspunkte direkt aus dem Motorkennfeld abgelesen. Für die Berechnung konkreter Fahrzyklen, die durch einen Verlauf der Geschwindigkeit über der Zeit definiert sind, wird mit einem Fahrzeugmodell ermittelt, welche Drehmoment-Drehzahlkombination hieraus für das betrachtete Fahrzeug resultiert (siehe Gleichungen (3.54) bis (3.59)).

Die dem Fahrzeug zugrunde gelegten Gleichungen beinhalten zum einen die notwendige Beschleunigungskraft  $F_{Kfz,Be}$  in Abhängigkeit der Fahrzeugmasse. Es sei angemerkt, dass die zusätzliche Masse des DC/DC-Wandlers mit in die Fahrzeugmasse eingeht. Allerdings hat diese einen nur marginalen Einfluss auf die Gesamtmasse. Zum anderen werden die in Längsrichtung auftretenden Fahrwiderstände berücksichtigt. Die modellierten Fahrwiderstände sind hierbei der Luftwiderstand  $F_{Kfz,Lu}$ , der Rollreibungswiderstand  $F_{Kfz,R}$  sowie der Steigungswiderstand  $F_{Kfz,St}$ , falls das Fahrzeug nicht auf einer waagrechten Ebene fährt [66]. Zunächst erfolgt in den Gleichungen die Berechnung der radseitigen Kräfte, um diese anschließend unter Berücksichtigung der Getriebeübersetzung und des Radradius in das tatsächliche Motormoment umzurechnen. Das Konzept des mechanischen Antriebsstrangs ist vereinfacht in Abbildung 3.9. gezeigt.

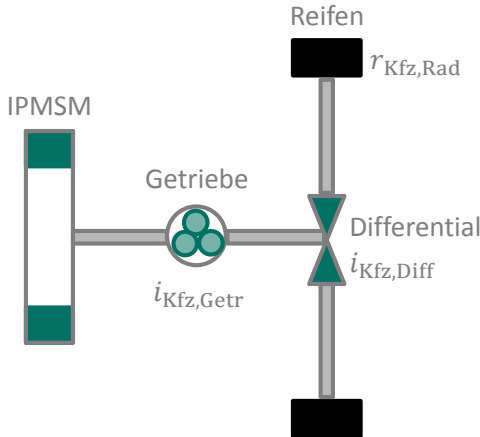


Abbildung 3.9: Aufbau des mechanischen Antriebsstrangs

$$F_{\text{Kfz,Be}} = m_{\text{Kfz}} \cdot a_{\text{Kfz,Be}} \quad (3.54)$$

$$F_{\text{Kfz,Lu}} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{Lu}} \cdot A_{\text{Kfz}} \cdot c_{\text{Kfz,Lu}} \cdot v_{\text{Kfz}}^2 \quad (3.55)$$

$$F_{\text{Kfz,R}} = m_{\text{Kfz}} \cdot g \cdot c_{\text{Kfz,R}} \cdot \cos(\delta_{\text{Kfz,St}}) \quad (3.56)$$

$$F_{\text{Kfz,St}} = m_{\text{Kfz}} \cdot g \cdot \sin(\delta_{\text{St}}) \quad (3.57)$$

$$M_{\text{M}} = \frac{r_{\text{Kfz,Rad}} \cdot (F_{\text{Kfz,Be}} + F_{\text{Kfz,Lu}} + F_{\text{Kfz,R}} + F_{\text{Kfz,St}})}{i_{\text{Kfz}}} \quad (3.58)$$

$$n_{\text{M}} = \frac{i_{\text{Kfz}} \cdot v_{\text{Kfz}}}{2 \cdot \pi \cdot r_{\text{Kfz,Rad}}} \quad (3.59)$$

Zur Bestimmung der Maschinenverluste im jeweiligen Betriebspunkt sind die in Gleichung (3.10) definierten Größen zu ermitteln. Bei der Einstellung des elektrischen Betriebspunktes empfiehlt sich ein Blick auf die Drehmomentgleichung (siehe Gleichung (2.10)) sowie auf die Spannungsgleichungen der IPMSM (siehe Gleichung (2.5) und (2.6)). Bei der Drehmomentgleichung fällt auf, dass ein Solldrehmoment  $M_{\text{M,soll}}$  durch theoretisch beliebig viele  $\{I_{\text{M,d}}, I_{\text{M,q}}\}$ -Kombinationen erzeugt werden kann [67]. Praktisch werden diese Kombinationen durch zwei Randbedingungen begrenzt. Ersten durch die Grenze der maximal stellbaren Spannung in

Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung und der Modulationsart (vergleiche Abschnitt 2.2.2). Die Spannungsgrenze führt zur ersten Randbedingung in Gleichung (3.60) bzw. in den Gleichungen (3.61) und (3.62). Die zweite Randbedingung, die Stromgrenze, resultiert aus der thermischen Auslegung der Maschine, die aufgrund der Stromwärmeverluste nur eine bestimmte maximale Stromstärke erlaubt (siehe Gleichung (3.63)). Mögliche  $\{I_{M,d}, I_{M,q}\}$ -Kombinationen, die das gesuchte Drehmoment ergeben, sind unter Berücksichtigung der beiden Randbedingungen gemäß Abbildung 3.10 in der  $d, q$ -Ebene dargestellt. Die Berechnungsvorschrift der Spannungsgrenze ist hierbei in die Form einer Ellipsengleichung gebracht (siehe Gleichung (3.64)). Es sei angemerkt, dass zu Gunsten einer vereinfachten Darstellung die Motorinduktivitäten als konstant angenommen sind und der Statorwiderstand vernachlässigt wird.

$$\hat{U}_{M,UVW,max} > \sqrt{U_{M,d}^2 + U_{M,q}^2} \quad (3.60)$$

$$\sqrt{U_{M,d}^2 + U_{M,q}^2} \approx \omega_{M,el} \cdot \sqrt{[(L_{M,d} \cdot I_{M,d} + \Psi_{M,PM})^2 + (L_{M,q} \cdot I_{M,q})^2]} \quad (3.61)$$

$$\hat{U}_{M,UVW,max} = \frac{U_{Zk}}{2} \cdot \hat{M}_{DCAC,Grad} \quad (3.62)$$

$$I_{M,max,eff} > \frac{\sqrt{I_{M,d}^2 + I_{M,q}^2}}{\sqrt{2}} \quad (3.63)$$

$$1 = \frac{\left[ I_{M,d} - \left( -\frac{\Psi_{M,PM}}{L_{M,d}} \right) \right]^2}{\left( \frac{\hat{U}_{M,UVW,max}}{\omega_{M,el} \cdot L_{M,d}} \right)^2} + \frac{(I_{M,q} - 0)^2}{\left( \frac{\hat{U}_{M,UVW,max}}{\omega_{M,el} \cdot L_{M,q}} \right)^2} \quad (3.64)$$

Stromkombinationen, die beide Randbedingungen erfüllen, liegen innerhalb der blau hinterlegten Schnittmenge. Soll die Maschine verlustoptimal betrieben werden, führt das Maximum-Torque-per-Ampere-Verfahren (MTPA) zu guten Lösungen. Hierbei wird die Stromkombination gewählt, bei der für das geforderte Drehmoment der geringste Strom gestellt wer-

den muss. Dies führt zwangsläufig zu einer Minimierung der Kupferverluste (vergleiche Gleichung (3.3)).

Die Vorteile des MTPA-Verfahrens liegen darin, dass eine analytische Bestimmung der Stromkombination möglich ist. Nachteilig ist hierbei, dass weitere Maschinenverluste wie beispielsweise die Eisenverluste vernachlässigt werden. Weitere Verfahren zur Stromoptimierung können darauf basieren, die Verluste mittels FEM-Berechnungen zu minimieren. Eine andere Möglichkeit basiert auf der vorhergehenden Vermessung der Maschine. Hierbei wird zunächst für jeden Arbeitspunkt der Maschine die optimale Stromkombination bestimmt und diese in der Regelung hinterlegt. Allerdings kann häufig für konkrete Maschinenauslegungen gezeigt werden, dass das MTPA-Verfahren bereits ausreichend gute Ergebnisse liefert (siehe Abschnitt 7.1.4).

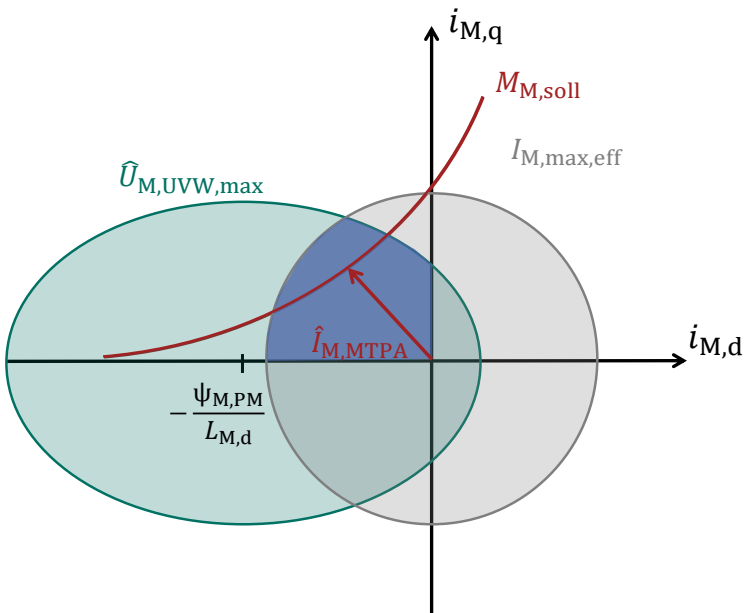


Abbildung 3.10: Drehmomenterzeugung nach dem MTPA-Verfahren

Die  $d$ - und  $q$ -Kombinationen sind somit durch das gewählte Verfahren zur Bestimmung der Stromkombination definiert. Frei wählbar sind die Zwischenkreisspannung, die Schaltfrequenz sowie die Modulationsart des Wechselrichters (siehe Gleichungen (3.65) bis (3.68)). Auf deren Einflüsse wird in den Abschnitten 3.3.1 und 3.3.2 näher eingegangen.

$$\{I_{M,d}, I_{M,q}\} = \text{const.} \quad (3.65)$$

$$U_{Zk} = \text{var.} \quad (3.66)$$

$$f_{\text{DCAC}} = \text{var.} \quad (3.67)$$

$$M_{\text{DCAC,Art}} = \text{var.} \quad (3.68)$$

#### 3.2.2 Betriebspunkt DC/AC-Wandler

Zur Bestimmung der Verluste des Wechselrichters sind neben der als bereits frei wählbar definierten Zwischenkreisspannung sowie der Schaltfrequenz und Modulationsart die nachfolgend aufgeführten Größen zu ermitteln. Neben dem fließenden Strangstrom  $I_M$  innerhalb der Maschine, muss die Strangspannung  $U_{L,0}$  bzw. der Aussteuergrad  $M_{\text{DBS}}$  und die Phasenverschiebung  $\varphi_M$  zwischen Strom und Spannung bekannt sein. Diese Größen lassen sich nach den Gleichungen (3.69) bis (3.75) bestimmen.

$$\hat{I}_M = \sqrt{I_{M,d}^2 + I_{M,q}^2} \quad (3.69)$$

$$M_{\text{DCAC,Grad}} = \frac{\hat{U}_{M,\text{UVW}}}{\frac{U_{Zk}}{2}} = \frac{\sqrt{U_{M,d}^2 + U_{M,q}^2}}{\frac{U_{Zk}}{2}} \quad (3.70)$$

$$U_{M,d} = R_M \cdot I_{M,d} - \omega_{M,\text{el}} \cdot L_{M,q} \cdot I_{M,q} \quad (3.71)$$

$$U_{M,q} = R_M \cdot I_{M,q} + \omega_{M,\text{el}} \cdot (L_{M,d} \cdot I_{M,d} + \psi_{M,\text{PM}}) \quad (3.72)$$

$$\varphi_M = \arctan\left(\frac{U_{M,d}}{U_{M,q}}\right) - \arctan\left(\frac{I_{M,d}}{I_{M,q}}\right) \quad (3.73)$$

$$U_{Zk} = \text{var.} \quad (3.74)$$



$$f_{\text{DCAC}} = \text{var.} \quad (3.75)$$

### 3.2.3 Betriebspunkt DC/DC-Wandler

Sind die Verluste im DC/AC-Wandler definiert, kann unter der Annahme der bekannten Batteriespannung über eine Leistungsbilanz der Eingangsstrom des DC/DC-Wandlers näherungsweise berechnet werden. Für diese Berechnung werden zunächst die Verluste im DC/DC-Wandler vernachlässigt. Da die Verluste sich im Bereich weniger Prozent der Gesamtleistung bewegen, hat diese Vereinfachung keinen entscheidenden Einfluss auf das Ergebnis. Bereits bekannt ist, dass die Zwischenkreisspannung eine variable Größe ist. Gleiches gilt für die Schaltfrequenz und die Phasenzahl des DC/DC-Wandlers. Beide Größen können variiert werden, ohne den vom Antriebsstrang zu stellenden mechanischen Betriebspunkt zu beeinflussen (siehe Gleichung (3.76) bis (3.80)).

$$I_{\text{DCDC,L}} \approx \frac{P_{\text{Zk}}}{U_{\text{Batt}}} = \frac{U_{\text{Zk}} \cdot I_{\text{Zk}}}{U_{\text{Batt}}} \quad (3.76)$$

$$U_{\text{Batt}} = \text{const.} \quad (3.77)$$

$$U_{\text{Zk}} = \text{var.} \quad (3.78)$$

$$f_{\text{DCDC}} = \text{var.} \quad (3.79)$$

$$n_{\text{DCDC,Ph}} = \text{var.} \quad (3.80)$$

### 3.2.4 Betriebspunkt Energiespeicher

Die Batterie stellt im Elektrofahrzeug eine rein passive Komponente dar, weshalb es im Betrieb an dieser Stelle keine beeinflussbaren Parameter gibt. Der Betriebspunkt wird über die geforderte Leistung bestimmt und kann ebenfalls mit der Kenntnis der Batteriespannung über eine Leistungsbilanz berechnet werden (siehe Gleichung (3.81)).

$$I_{\text{Batt}} = \frac{P_{\text{DCDC}}}{U_{\text{Batt}}} \quad (3.81)$$

### 3.3 Optimierbare Verlustparameter

Mit den vorhergehend angestellten Überlegungen wird gezeigt, dass in dem betrachteten Fahrzeugkonzept insgesamt fünf Parameter zur Minimierung der Verlustleistung des Gesamtantriebsstranges zur Verfügung stehen. Gegenüber dem in Abschnitt 1.3 erläuterten Stand der Technik gibt es somit vier weitere Parameter zur Optimierung der Verluste des elektrischen Antriebsstranges. Diese sind zusammengefasst:

- Parameter A: Zwischenkreisspannung  $U_{Zk}$
- Parameter B: Schaltfrequenz (DC/AC-Wandler)  $f_{DCAC}$
- Parameter C: Modulationsart (DC/AC-Wandler)  $M_{DCAC,Art}$
- Parameter D: Schaltfrequenz (DC/DC-Wandler)  $f_{DCDC}$
- Parameter E: Zahl aktiver Phasen  
(DC/DC-Wandler)  $n_{DCDC,Ph}$

Wie groß das zusätzliche Optimierungspotential ist, wird in Kapitel 6 und 7 gezeigt. Es werden verschiedene Stufen der Optimierung durchgeführt (siehe Tabelle 3.1). Als (A)-Optimierung wird der erläuterte Stand der Technik bezeichnet. Hierbei wird ausschließlich die Zwischenkreisspannung angepasst. Als erste Ergänzung hierzu werden bei der (ADE)-Optimierung die Schaltfrequenz und Phasenzahl des DC/DC-Wandlers wirkungsgradoptimal nachgeführt. Abschließend erfolgt mittels der (ABCDE)-Optimierung eine Anpassung aller zuvor definierten Optimierungsparameter, indem die Schaltfrequenz und die Modulationsart des DC/AC-Wandlers ebenfalls lastpunktabhängig vorgegeben werden.

Tabelle 3.1: Übersicht Optimierungsschritte

Bezeichnung	Optimierte Parameter	Abschnitt
A-Optimierung	$U_{Zk}$	6.2 und 7.3
ADE-Optimierung	$U_{Zk}, f_{DCDC}, n_{DCDC,Ph}$	6.3 und 7.4
ABCDE-Optimierung	$U_{Zk}, f_{DCAC}, M_{DCAC,Art}, f_{DCDC}, n_{DCDC,Ph}$	6.4 und 7.5

In den folgenden Abschnitten wird auf Grundlage der hergeleiteten Verlustgleichungen der Einfluss eines jedes Optimierungsparameters auf die Gesamtverluste analysiert. Der Fokus liegt hierbei auf den primär durch einen Parameter beeinflussten Verlusten. Nicht explizit eingegangen wird auf die Sekundäreffekte der Parameteränderung. Mit Sekundäreffekt wird die indirekte Wirkung eines Optimierungsparameters auf die Verluste einer anderen Komponente bezeichnet.

Ein Sekundäreffekt ist beispielsweise die Reduzierung der Batterieverluste, falls eine veränderte Zwischenkreisspannung zu einer Reduzierung der Motorverluste führt und somit insgesamt im Antriebsstrang die Verlustleistung zurückgeht. Damit reduziert sich zwangsläufig auch der Batteriestrom und es verringern sich die Verluste in der Batterie.

Eine weitere getroffene Annahme ist, dass es keine weiteren als die beschriebenen Wechselwirkungen zwischen den Komponenten gibt. So wird beispielsweise davon ausgegangen, dass eine Änderung der Schaltfrequenz des DC/DC-Wandlers keinen Einfluss auf den DC/AC-Wandler hat. Da die einzelnen Komponenten gegenüber solchen parasitären Effekten gut entkoppelt sind, ist dies zulässig.

### 3.3.1 Zwischenkreisspannung

Wie in Abschnitt 2.3 beschrieben, kann mittels des eingesetzten DC/DC-Wandlers die Zwischenkreisspannung gegenüber der Batteriespannung angehoben werden. Abbildung 3.11 zeigt einen Betriebspunkt,

bei dem eine Anhebung der Zwischenkreisspannung einen positiven Effekt auf die Motorverluste hat.

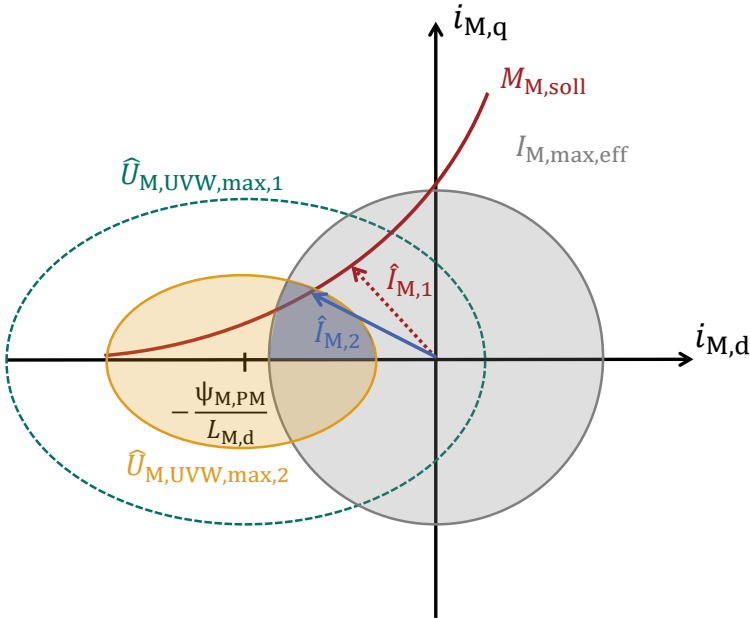


Abbildung 3.11: Drehmomenterzeugung nach dem MTPA-Verfahren beim Erreichen der Spannungsgrenze

Gegenüber Abbildung 3.10 hat sich die Ellipse der Spannungsgrenze zusammgezogen. Laut Gleichung (3.64) geschieht dies im Betrieb entweder durch zunehmende Motordrehzahl und somit auch der elektrischen Frequenz oder durch abnehmende Batteriespannung bei fallenden SOC sowie durch den Spannungsabfall am Innenwiderstand der Batterie. Es ist der Abbildung zu entnehmen, dass die optimale Stromkombination  $\hat{I}_{M,1}$  zur Drehmomenterzeugung aufgrund der verschobenen Spannungsgrenze nicht mehr zu stellen ist.

Dieser Betrieb wird in der Literatur als Feldschwächung bezeichnet. Der Begriff der Feldschwächung bzw. des Feldschwächbereichs bezeichnet

ursprünglich für Synchronmaschinen mit magnetisch symmetrischem Rotor ( $L_d = L_q$ ) den Betriebsbereich, in dem die Motorspannung an die Spannungsgrenze stößt. Der Übergangspunkt zum Feldschwächbereich wird als Eckdrehzahl  $n_{M,eck}$  definiert. Ab der Eckdrehzahl wird zusätzlich zum reinen Drehmoment bildenden  $q$ -Strom ein feldschwächender  $d$ -Strom benötigt. Der zusätzliche feldschwächende Strom hat dann zur Folge, dass aus thermischen Gründen weniger Strom zur Drehmomentbildung zur Verfügung steht und dadurch das maximale Drehmoment abnimmt. Dieser Zusammenhang wird in der Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie der E-Maschine beispielsweise in Abbildung 1.2 deutlich.

Da bei IPMSMs aufgrund des Reluktanzmomentes zur verlustärmeren Drehmomenterzeugung über den gesamten Betriebsbereich ein  $d$ -Strom genutzt wird, wird hierbei immer das Rotorfeld geschwächt. Um dennoch die in der Literatur gängigen Begriffe des Grunddrehzahl- und des Feldschwächbereichs verwenden zu können, wird folgende Definition getroffen. Ist der theoretisch beste MTPA-Punkt erreichbar, ist dies der Grunddrehzahlbereich. Muss aufgrund der Spannungsgrenze mehr feldschwächender Strom eingepreßt werden, wird dies als Feldschwächbereich definiert.

Für das zuvor angeführte Beispiel muss also der Stromzeiger  $\hat{I}_{M,2}$  mit größerem Betrag gestellt werden. Abbildung 3.12 zeigt deutlich, dass ein größerer  $I_{M,d,2}$  notwendig ist. Dieser größere  $d$ -Strom schwächt den Magnetfluss des Permanentmagneten soweit ab, dass die zur Verfügung stehende Spannung ausreicht, um das geforderte Drehmoment zu erzeugen. Der größere  $d$ -Strom bewirkt eine Zunahme des Reluktanzmomentes der Maschine, was wiederum dazu führt, dass der  $q$ -Strom abgesenkt werden kann. Allerdings ist zu erkennen, dass die Zunahme des  $d$ -Stroms gegenüber der Abnahme des  $q$ -Stroms überwiegt, weshalb der Gesamtstrom der Maschine steigt.

Durch die Vermeidung der Feldschwächung mit zusätzlichem  $d$ -Strom reduzieren sich die Kupferverluste in der E-Maschine. Aus dieser Überle-

gung lässt sich generell schließen, dass eine Anhebung der Zwischenkreisspannung mit Blick auf die Motorverluste immer dann sinnvoll ist, wenn der MTPA-Punkt aufgrund der Spannungsgrenze nicht mehr gestellt werden kann [68].

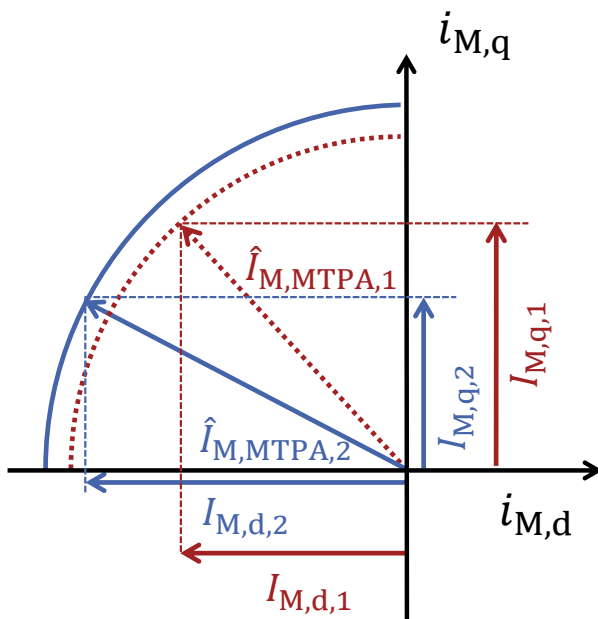


Abbildung 3.12: Stromsollwerte bei veränderter Spannungsgrenze

Weitere positive Aspekte einer Anhebung der Zwischenkreisspannung zur Vermeidung des Feldschwächbetriebes ist die Reduzierung der Kupferverluste durch Verzerrungsströme. Hier kommt die Tatsache zum Tragen, dass die Reduzierung des Modulationsgrades in den Gleichungen (3.5) bis (3.7) einen größeren Effekt zur Verringerung der Verluste hat als die höhere Zwischenkreisspannung zur Vergrößerung der Verluste. Aufgrund des geringeren Motorstroms ohne Feldschwächung fallen ebenfalls die Durchlassverluste der Dioden und IGBT im DC/AC-Wandler geringer aus (siehe Gleichungen (3.19) bis (3.24)). Bezüglich der Schaltverluste im DC/AC-Wandler kann keine allgemeingültige Aussage getroffen werden, da

es bei diesen davon abhängt, ob die Gewinne durch die Reduzierung des Motorstromes den Anstieg der zu sperrenden Spannung überwiegen (siehe Gleichungen (3.11) bis (3.14)). Einen definitiven Anstieg der Komponentenverluste bewirkt die angehobene Zwischenkreisspannung im DC/DC-Wandler. Im passiven Durchlassbetrieb ( $U_{\text{Batt}} = U_{\text{Zk}}$ ) entstehen ausschließlich die ohmschen Gleichstromverluste in den Drosseln sowie die Durchlassverluste in den Dioden. Bei der aktiven Spannungsanhebung kommen weitere Verlustmechanismen hinzu.

Tabelle 3.2 fasst die Auswirkungen einer angehobenen Zwischenkreisspannung nochmals zusammen. Es sei angemerkt, dass die positiven Aspekte der höheren Zwischenkreisspannung nur dann Gültigkeit haben, wenn dadurch auch der Feldschwächbetrieb vermieden wird. Eine Spannungsanpassung im Grunddrehzahlbereich bewirkt ausschließlich eine Steigerung der Verluste.

Tabelle 3.2: Auswirkungen einer angehobenen Zwischenkreisspannung

Verringerung der Verluste	Lastpunktabhängige Verluständerung	Vergrößerung der Verluste
$P_{\text{M,Cu}}$	$P_{\text{DCAC,D,Schalt}}$	$P_{\text{DCDC,D}}$
$P_{\text{M,Cu,OW}}$	$P_{\text{DCAC,IGBT,Schalt}}$	$P_{\text{DCDC,IGBT}}$
$P_{\text{DCAC,D,Leit}}$		$P_{\text{DCDC,L,AC}}$
$P_{\text{DCAC,IGBT,Leit}}$		$P_{\text{DCDC,L,Kern}}$

### 3.3.2 Schaltfrequenz DC/AC-Wandler

Die Schaltfrequenz des DC/AC-Wandlers hat direkten Einfluss auf zwei Verlustmechanismen im elektrischen Antriebsstrang (siehe Tabelle 3.3). Naheliegend ist der Zusammenhang, dass eine Vergrößerung der Frequenz einen Anstieg der Schaltverluste bewirkt (siehe Gleichungen (3.11) bis (3.14)). Allerdings führt eine Anhebung auch zu fallenden Kupferverlusten, verursacht durch die Verzerrungsströme in der Maschine (siehe Gleichungen (3.5) bis (3.7)). Wie in Abschnitt 3.1.2 erläutert, kann in guter Nähe-

Die Einfluss der Schaltfrequenz auf die Durchlassverluste vernachlässigt werden.

Tabelle 3.3: Auswirkungen einer angehobenen DC/AC-Schaltfrequenz

Verringerung der Verluste	Lastpunktabhängige Verluständerung	Vergrößerung der Verluste
$P_{M,Cu,OW}$	---	$P_{DCAC,D,schalt}$ $P_{DCAC,IGBT,schalt}$

### 3.3.3 Modulationsart DC/AC-Wandler

Wie anhand der Gleichungen (3.5) bis (3.7) erkennbar ist, hat die Modulationsart einen entscheidenden Einfluss auf die Verzerrungsströme. Wird die Schaltfrequenz des DC/AC-Wandlers so angepasst, dass bei allen Modulationsarten die Halbleiter gleich oft schalten, lässt sich dieser Einfluss exemplarisch, wie in Abbildung 3.13 gezeigt, gegenüberstellen. Es ist ersichtlich, dass bei hohem Aussteuergrad die zunächst nachteilige Flat-Top-Modulation vorteilhaft wird. Die Sinus-Dreieck-Modulation ist im gezeigten Beispiel nie zu wählen. Die Modulationsart hat bei richtiger Wahl keinen negativen Einfluss auf weitere Komponentenverluste. Sie kann zur Verringerung der Kupferverluste durch Verzerrungsströme in der E-Maschine beitragen (siehe Tabelle 3.5).



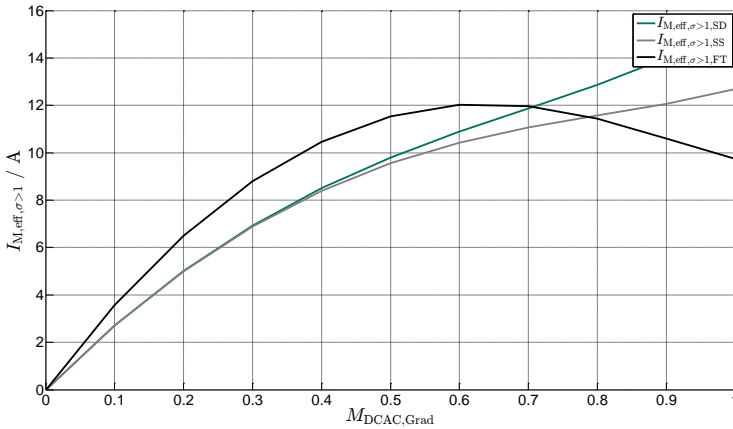


Abbildung 3.13: Verzerrungsströme in Abhängigkeit von der Modulationsart

Tabelle 3.4: Auswirkungen einer angepassten Modulationsart

Verringerung der Verluste	Lastpunktabhängige Verluständerung	Vergrößerung der Verluste
$P_{M,Cu,OW}$	---	---

### 3.3.4 Schaltfrequenz DC/DC-Wandler

Die Abhängigkeit der Verluste des DC/DC-Wandlers von der Schaltfrequenz ist diffiziler als beim DC/AC-Wandler. Im Wesentlichen kommt die Komplexität daher, dass hier die Schaltfrequenz einen direkten Einfluss auf den Stromrippel in der Drossel hat und viele Verluste im DC/DC-Wandler direkt mit der Größe des Stromrippels zusammenhängen. Da beispielsweise bei den Kernverlusten sowohl der Stromverlauf als auch die Schaltfrequenz mit unterschiedlicher Ordnung eingeht, muss abhängig von der konkreten Drosselauslegung und dem Betriebspunkt geschaut werden, welcher Term dominiert.

Verringerungen der Verluste sind bei steigender Schaltfrequenz immer bei den Kupferverlusten aufgrund des Skin-Effektes innerhalb der Drossel-

wicklung zu erwarten. Dominant ist hierbei der Effekt des abnehmenden Stromrippels bei der Vergrößerung seiner Frequenz (siehe Gleichung (3.39)).

Ein weiterer Rückgang der Verluste entsteht bei den Gleichstromkupferverlusten in der Drossel  $P_{\text{DCDC,L,DC}}$  sowie bei den Durchlassverlusten der Dioden  $P_{\text{DCDC,D,leit}}$  und IGBT  $P_{\text{DCDC,IGBT,leit}}$ . Dies kommt daher, dass sich mit einer Verkleinerung des Ripplestroms der Effektivwert des Stromes bis hin zu seinem Mittelwert verringert. Wie beim DC/AC-Wandler steigen die Schaltverluste in den Halbleitern linear mit zunehmender Frequenz an. Tabelle 3.5 fasst die Auswirkungen auf die einzelnen Verluste zusammen.

Tabelle 3.5: Auswirkungen einer angehobenen DC/DC-Schaltfrequenz

Verringerung der Verluste	Lastpunktabhängige Verluständerung	Vergrößerung der Verluste
$P_{\text{DCDC,L,AC}}$	$P_{\text{DCDC,L,Kern}}$	$P_{\text{DCDC,D,schalt}}$
$P_{\text{DCDC,L,DC}}$		$P_{\text{DCDC,IGBT,schalt}}$
$P_{\text{DCDC,D,leit}}$		
$P_{\text{DCDC,IGBT,leit}}$		

Abbildung 3.14 zeigt einen exemplarischen Verlauf der einzelnen Verluste, normiert auf die Summe aller Verluste in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz. Es ist ersichtlich, dass für die betrachtete Drosselauslegung sowie für den aktuellen Betriebspunkt die Kernverluste über der Frequenz abnehmen. In Abbildung 3.15 ist die Summe aller Verluste für diesen Arbeitspunkt in grün dargestellt. Deutlich zu sehen ist die Ausbildung eines Minimums. Die graue Kurve stellt hierbei den Verlauf der Gesamtverluste mit 20% mehr Zwischenkreisleistung dar. Es ist zu erkennen, dass die optimale Frequenz stark vom tatsächlichen Betriebspunkt abhängt.

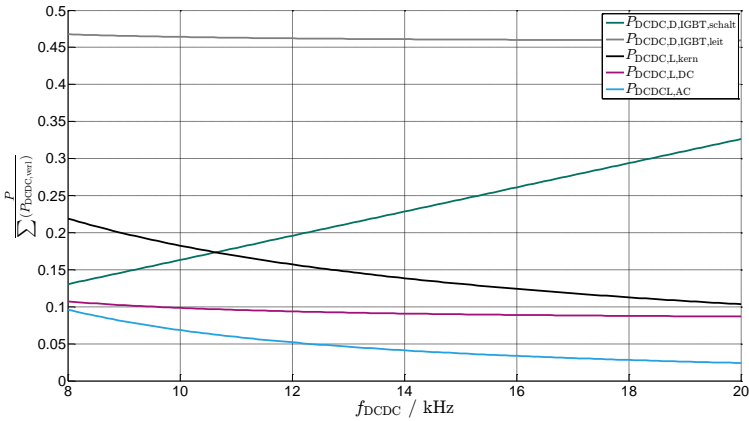


Abbildung 3.14: Einzelverluste DC/DC Wandler bei variabler Schaltfrequenz

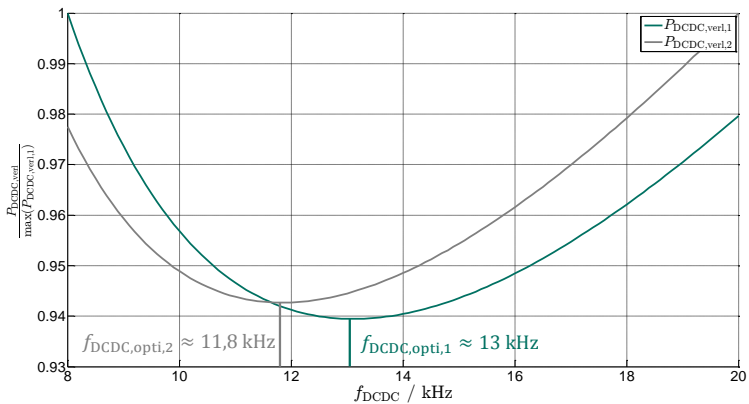


Abbildung 3.15: Gesamtverluste DC/DC-Wandler bei variabler Schaltfrequenz

#### 3.3.5 Phasenzahl DC/DC-Wandler

Um den Einfluss einer Variation der Phasenzahl anschaulich darstellen zu können, empfiehlt sich ein Blick auf die in den Verlustgleichungen verwendeten charakteristischen Stromgrößen. Für jede betrachtete Komponente lässt sich der Strom über seinen Mittelwert  $\bar{I}_{DCDC}$ , seinen Effektivwert  $I_{DCDC,eff}$  und den Stromripple beschreiben  $\Delta I_{DCDC}$ . Für eine Phasenum-

schaltung von einer auf zwei aktive Phasen sind die Stromverläufe der Drosselströme in Abbildung 3.16 bzw. Abbildung 3.17 normiert gezeigt. Es ist zu erkennen, dass der Mittelwert und der Effektivwert des Stromes annähernd gleich sind. Dies kommt daher, dass der Stromrippel im Vergleich zum Mittelwert des Stromes relativ klein ist. Je größer der Unterschied zwischen dem Stromrippel und dem Mittelwert ist, desto stärker weichen der Mittelwert und der Effektivwert voneinander ab. Beim Umschalten auf zwei aktive Phasen kann somit näherungsweise gesagt werden, dass sich sowohl der Mittelwert als auch der Effektivwert des Stroms halbieren.

Der Stromrippel in der Drossel der ersten Phase bleibt beim Zuschalten einer weiteren Phase unverändert. In der zweiten Phase entsteht der gleiche Stromrippel wie in der ersten Phase. Ferner ist aus den einzelnen Verlustgleichungen des DC/DC-Wandlers bekannt, dass der Mittelwert einen linearen und der Effektivwert einen quadratischen Einfluss auf die einzelnen Verluste hat. Somit sind alle vom Mittelwert abhängigen Verluste unabhängig von der Phasenzahl, da z.B. bei einer Verdoppelung der Phasenzahl in zwei Phasen jeweils die halben Verluste anfallen. Wird davon ausgegangen, dass sich der Effektivwert in diesem Fall ebenfalls näherungsweise verdoppelt, halbieren sich allerdings diese Verluste. Dies kommt daher, dass in zwei Phasen aufgrund des quadratischen Stromeinflusses jeweils nur ein Viertel der Verluste, in Summe also nur die Hälfte, entsteht. Da der Stromrippel in der aktiven Phase unabhängig von der Gesamtphasenzahl ist, steigen diese Verlustanteile bei einer Vergrößerung der Phasenzahl. Tabelle 3.6 fasst alle Effekte zusammen.

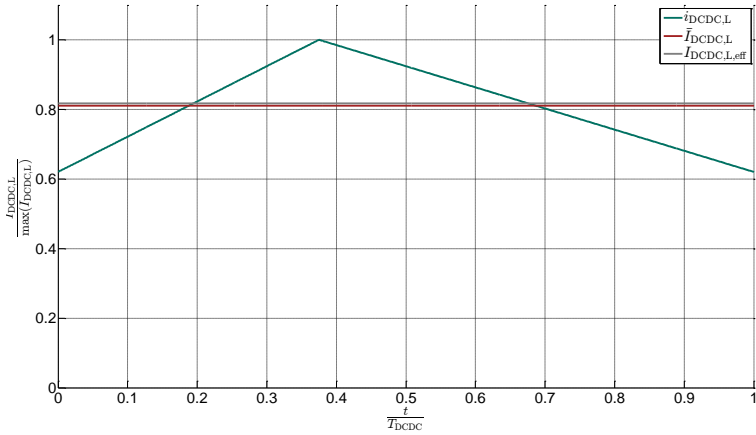


Abbildung 3.16: Drosselströme bei einer aktiven Phase

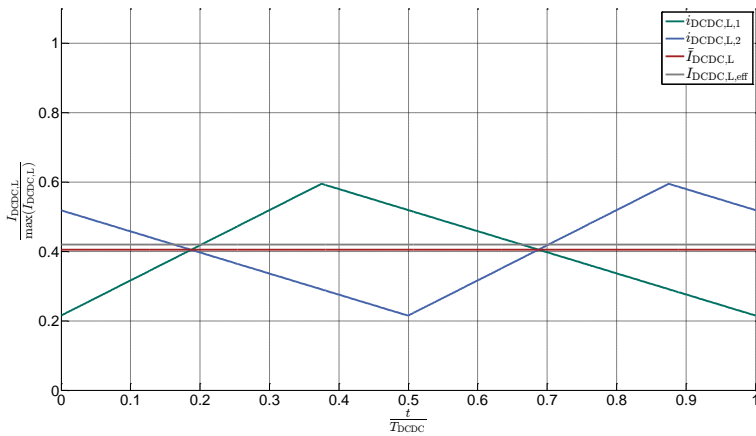


Abbildung 3.17: Drosselströme bei zwei aktiven Phasen

Tabelle 3.6: Auswirkungen einer angehobenen DC/DC-Phasenzahl

Verringerung der Verluste	Lastpunktabhängige Verluständerung	Vergrößerung der Verluste
$P_{\text{DCDC,D,leit}}$	$P_{\text{DCDC,D,schalt}}$	$P_{\text{DCDC,L,Kern}}$
$P_{\text{DCDC,IGBT,leit}}$	$P_{\text{DCDC,IGBT,schalt}}$	$P_{\text{DCDC,L,AC}}$
$P_{\text{DCDC,L,DC}}$		

Die Erkenntnisse der vorhergehenden Abschnitte zeigen, dass für keinen Parameter eine allgemeingültige Aussage hinsichtlich seiner Wahl getroffen werden kann. Dies muss für jeden Betriebspunkt des Antriebsstranges individuell untersucht werden. Die zur Bestimmung der optimalen Parameterkombination eingesetzten Algorithmen werden in Kapitel 5 erläutert.

## 4 Auslegung des Gleichspannungswandlers

Das folgende Kapitel beschreibt ein neuartiges Konzept zur Auslegung eines DC/DC-Wandlers für den Einsatz in Elektrofahrzeugen. Da der DC/DC-Wandler zu einem gesteigerten Gesamtwirkungsgrad beitragen soll, ist es zwingend erforderlich, dass die durch ihn selbst verursachten Verluste gering sind. Zunächst erfolgt ein Überblick über bekannte Herangehensweisen bei der Dimensionierung von Gleichspannungswandlern für den Fahrzeugeinsatz. Es wird gezeigt, dass alle Verfahren entweder auf eine optimierte Auslegung bezüglich eines Nennbetriebspunktes abzielen oder versuchen, einen im Mittel über den gesamten Betriebsbereich akzeptablen Wirkungsgrad zu erzielen. Beide Herangehensweisen stoßen allerdings für den Fahrzeugeinsatz an Grenzen. Einerseits gibt es keinen in seiner Häufigkeit dominierenden Nennpunkt. Andererseits wird gezeigt, dass keinesfalls alle Betriebspunkte gleichverteilt im Fahrzeug vorkommen. Es wird ein neuartiges Auslegungskonzept vorgestellt, das den tatsächlichen Betriebsbereich des DC/DC-Wandlers bei Betrieb mit angepasster Zwischenkreisspannung sowie Optimierung der aktiven Phasenzahl und der Schaltfrequenz berücksichtigt.

### 4.1 Gängige Auslegungsmethoden

Der aktuelle Stand der Technik bezüglich der Auslegung von DC/DC-Wandlern für den Einsatz in Elektrofahrzeugen wird nachfolgend anhand von Methoden veranschaulicht, die in jüngeren Forschungsarbeiten (u.a. [69–71]) veröffentlicht sind. Die bereits bekannten Verfahren werden zusammenfassend wiedergegeben. Es sei darauf hingewiesen, dass der Einheitlichkeit wegen alle Größen in der Notation der vorliegenden Arbeit bezeichnet werden.

### 4.1.1 Volumenoptimierte Auslegung

Für den automobilen Einsatz sind neben dem Wirkungsgrad noch weitere Aspekte einer zusätzlichen Leistungselektronik zu beachten. Der Ansatz der Volumenoptimierung und darüber auch der Reduzierung des Gewichtes und der Kosten eines einphasigen DC/DC-Wandlers steht in [72] im Fokus. Die Herangehensweise ist vereinfacht in Abbildung 4.1 gezeigt.

Für einen Nennbetriebspunkt, z.B. für den Punkt maximaler Leistung bei maximalem Spannungshub, werden die beiden frei wählbaren Parameter des Stromrippels und der Schaltfrequenz innerhalb sinnvoller Grenzen variiert. Aus beiden Größen folgt eine eindeutige Bestimmung der zu wählenden Induktivität. Eine bestimmte Induktivität kann durch verschiedene konkrete Drosselaufbauten realisiert werden. Variationsmöglichkeiten bestehen in der Anzahl der Spulenwindungen sowie in dem geometrischen Aufbau des Kerns. Auf alle Parameter zur Definition des Aufbaus einer Drossel wird in Abschnitt 4.2 näher eingegangen. Beachtet wird hierbei die Randbedingung, dass die Drossel den gesamten Betriebsbereich sowohl thermisch als auch elektromagnetisch abdecken muss. In Abhängigkeit davon, ob die Drossel eher mit kleinerem Volumen oder mit weniger Verlusten ausgeführt werden soll, wird die Auslegung der Drossel frei gewählt.

Die Halbleiterbauelemente sowie der Ein- und Ausgangskondensator werden anhand der in ihnen maximal auftretenden Ströme bzw. Verluste dimensioniert. Für die IGBT und Dioden gelten als feste Randbedingungen die maximale Sperrspannung. Der Maximalstrom ergibt sich in Abhängigkeit des Stromrippels und der maximalen Leistung. Die Halbleiter werden auf Basis existierender Bauteile frei skaliert. Die Skalierungsvorschriften für die Chipfläche und daraus resultierend für die Schaltverlustenergie und den Durchlasswiderstand sind in den Gleichungen (4.1) bis (4.3) angegeben. Alle weiteren Größen bleiben von der Skalierung unverändert.



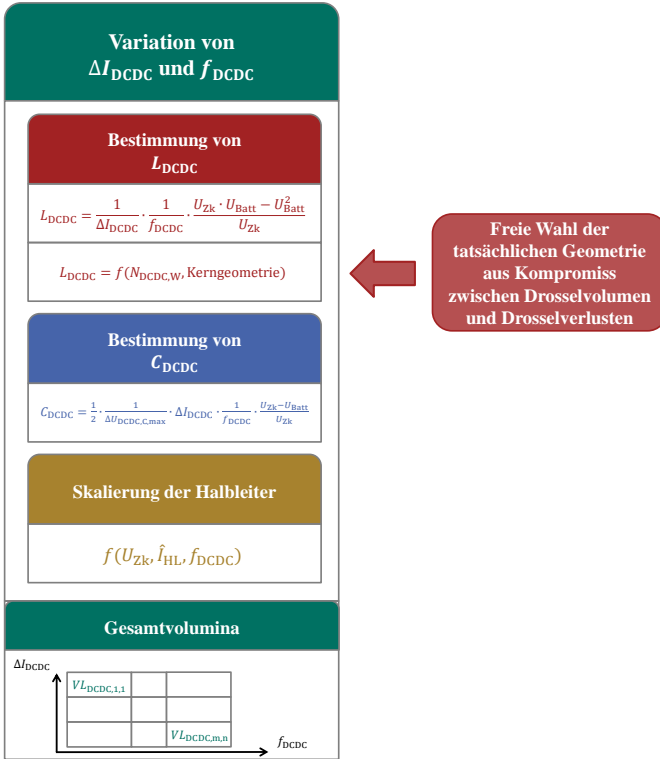


Abbildung 4.1: Auslegungsmethode zur Volumenoptimierung

$$A_{HL,skaliert} = \frac{\hat{I}_{HL}}{J_{HL,max}} \quad (4.1)$$

$$E_{HL,schalt,skaliert} = E_{HL,schalt} \cdot \frac{A_{HL,skaliert}}{A_{HL}} \quad (4.2)$$

$$r_{HL,schalt} = r_{HL} \cdot \frac{A_{HL}}{A_{HL,skaliert}} \quad (4.3)$$

Die Dimensionierung der Kondensatoren folgt aus dem Stromrippel. Als Randbedingung wird hierfür der maximal zulässige Spannungsrippel über einer Schaltperiode herangezogen.

Abschließend kann für jede der zu Beginn variierten  $\{\Delta I_{\text{DCDC}}, f_{\text{DCDC}}\}$ -Kombination das Gesamtvolumen des Aufbaus berechnet und eine Auslegung ausgewählt werden.

Als nachteilig ist der in Abbildung 4.1. markierte Schritt der Drosselauslegung zu bewerten. Da dieser als frei wählbarer Kompromiss zwischen Drosselverlusten und des benötigten Volumens durchgeführt wird, stellt die Auslegungsmethode kein deterministisches Vorgehen dar und führt dadurch nicht zu eindeutigen Ergebnissen.

### 4.1.2 Wirkungsgradoptimierte Auslegung

In [12] findet eine detaillierte Beschreibung aller Verlustmechanismen für mehrphasige DC/DC-Wandler statt. Der Schwerpunkt liegt hier auf einer Auslegung mit möglichst wenigen Verlusten.

Zunächst erfolgt die Wahl der frei bestimmbaren Parameter der Phasenzahl und des maximalen Rippels des Batteriestroms (siehe Abbildung 4.2). Anhand dieser beiden Größen lässt sich numerisch ermitteln, wie groß das Produkt aus Schaltfrequenz und Induktivität sein muss, damit der vorgegebene Rippel des Batteriestroms auftritt. Eine analytische Berechnung ist aufgrund der Mehrphasigkeit, verbunden mit der phasenversetzten Ansteuerung der Phasen, deutlich aufwendiger. Unter der Annahme, dass die Schaltung unter Volllast betrieben wird, lässt sich anschließend der pro Phase fließende Strom errechnen. Hiermit werden die Halbleiterbauteile dimensioniert. Für die Halbleiter wird vorausgesetzt, dass diese stets mit maximaler Schaltfrequenz arbeiten. Durch diese Annahme ist es möglich, die Induktivität zu ermitteln.

Für die konkrete Gestaltung der Induktivität sind, wie schon in Abschnitt 4.1.1 erläutert, eine Vielzahl von Varianten möglich. In der vorgestellten Auslegungsmethode wird empfohlen, entweder die Variante mit dem kleinsten Volumen oder der kleinsten Masse zu wählen. Als Ergebnis kann für jede  $\{n_{\text{DCDC,Ph}}, \Delta I_{\text{Batt}}\}$ -Kombination ein Verlauf der Verlustleistung bzw.

des Wirkungsgrades über den Bereich der Ausgangsleistung erstellt werden. Hieraus ist eine Auswahl der gewünschten Auslegung möglich.

Wie schon bei der in Abschnitt 4.1.1 erläuterten Herangehensweise, führt auch die Methode nach [12] nicht zu eindeutigen Ergebnissen, da auf Basis der Wirkungsgradverläufe eine subjektive Auswahl einer Dimensionierung des DC/DC-Wandlers durchgeführt wird.

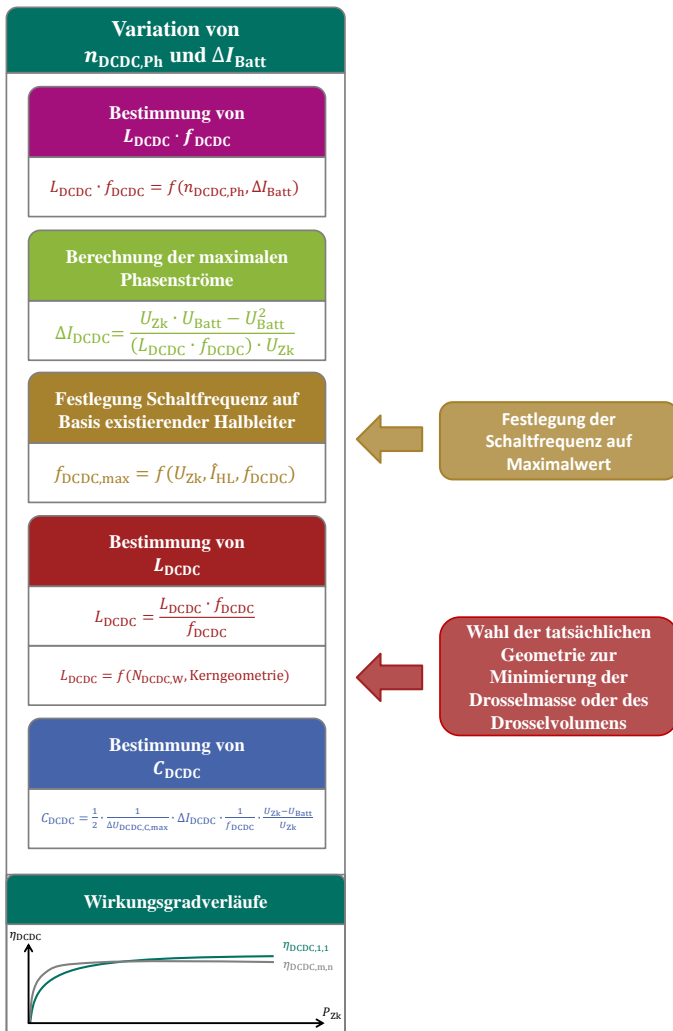


Abbildung 4.2: Auslegungsmethode zur Wirkungsgradoptimierung

### 4.1.3 Bewertung der Auslegungsverfahren

Die Vorteile der gezeigten Auslegungsmethoden für DC/DC-Wandler liegen hauptsächlich darin, dass sie aufgrund ihrer stringenten Herangehensweise gut nachzuvollziehen sind. Allerdings weisen beide Verfahren für den gewünschten automobilen Einsatzbereich des DC/DC-Wandlers Nachteile auf.

Bei der vorgestellten Volumenoptimierung muss eine Wahl des Drosselaufbaus, basierend auf einen Nennpunkt, häufig definiert bei der maximalen Leistung, erfolgen. Es ist es nicht möglich abzuschätzen, wie sich der dabei getroffene Kompromiss zwischen Drosselverlusten und dem Drosselvolumen auf den gesamten Betriebsbereich auswirkt. Gleiches gilt bei der finalen Auswahl der Wandlertopologie in Abhängigkeit der  $\{\Delta I_{\text{DCDC}}, f_{\text{DCDC}}\}$ -Kombination. Hier kann lediglich das minimale Volumen, basierend auf der zuvor getroffenen Entscheidung bezüglich der DrosselAuslegung, bestimmt werden. Auch die Möglichkeit einer mehrphasigen Auslegung findet keine Beachtung.

Bei der Wirkungsgradoptimierung verhält es sich ähnlich. Hier ist es als nachteilig zu erachten, dass die vorgeschlagene Wahl der Drossel für minimales Volumen bzw. minimale Masse kontraproduktiv zur generell geforderten Wirkungsgradverbesserung stehen kann. Des Weiteren führt der Vergleich zwischen den final ermittelten Auslegungsmöglichkeiten in Form von Wirkungsgradverläufen nicht klar zu einer zu wählenden Dimensionierung. Wie in Abbildung 4.2 unten gezeigt, ist es möglich, dass Auslegungen in jeweils verschiedenen Arbeitsbereichen optimal sind. Dadurch kann nicht klar gesagt werden, welche Variante für den Betrieb im gesamten Leistungsbereich die zu bevorzugende ist.

Zudem berücksichtigen beide Auslegungsvarianten nicht die Häufigkeit tatsächlich auftretender Betriebspunkte. Ebenso wenig findet die Möglichkeit des Betriebs mit variabler Phasenzahl und Schaltfrequenz bei der Auslegung Beachtung.

### 4.2 Neuartiges Auslegungskonzept

Zur Berücksichtigung der spezifischen Einsatzbedingungen eines DC/DC-Wandlers im Automobil ist nachfolgend eine neuartige Auslegungsmethode vorgestellt. Teile davon sind bereits in [73] veröffentlicht. Abbildung 4.3 veranschaulicht abstrahiert, wie eine Methode zur Dimensionierung des DC/DC-Wandlers aussehen kann, bei der der tatsächliche Leistungsbereich sowie die später gewählte Betriebsstrategie bereits bei der Auslegung mitbetrachtet wird.

Es erfolgt ähnlich wie bei den bekannten Verfahren eine Variation aller Parameter, die auf eine frei definierbare Zielfunktion einen Einfluss haben. Die Wahl der Parameter wird, wie auch die weiteren Punkte, in den nachfolgenden Abschnitten detailliert erläutert. Da ein Parametersatz den Schaltungsaufbau vollständig definieren soll, können damit alle davon abhängigen Bauteilwerte eindeutig bestimmt werden. Nachfolgend wird für eine Häufigkeitsverteilung tatsächlich im Fahrzeug vorkommender Betriebspunkte mittels der in Kapitel 5 vorgestellten Optimierung eine Betriebsstrategie für den DC/DC-Wandler ermittelt. Diese Betriebsstrategie beinhaltet für jeden betrachteten Arbeitspunkt die optimale Zwischenkreisspannung sowie Phasenzahl und Schaltfrequenz des DC/DC-Wandlers. Es sei angemerkt, dass an dieser Stelle auch eine Prüfung dahingehend erfolgen muss, ob der gesamte Betriebsbereich bis zur Maximalleistung für die aktuelle Parameterkombination von allen Komponenten des DC/DC-Wandlers abgedeckt werden kann.

Abschließend wird das Ergebnis der Zielfunktion bestimmt. Die Kombination der Auslegungsparameter, die zum besten Resultat der Zielfunktion führt, stellt die beste Auslegung für das zu lösende Optimierungsproblem dar.

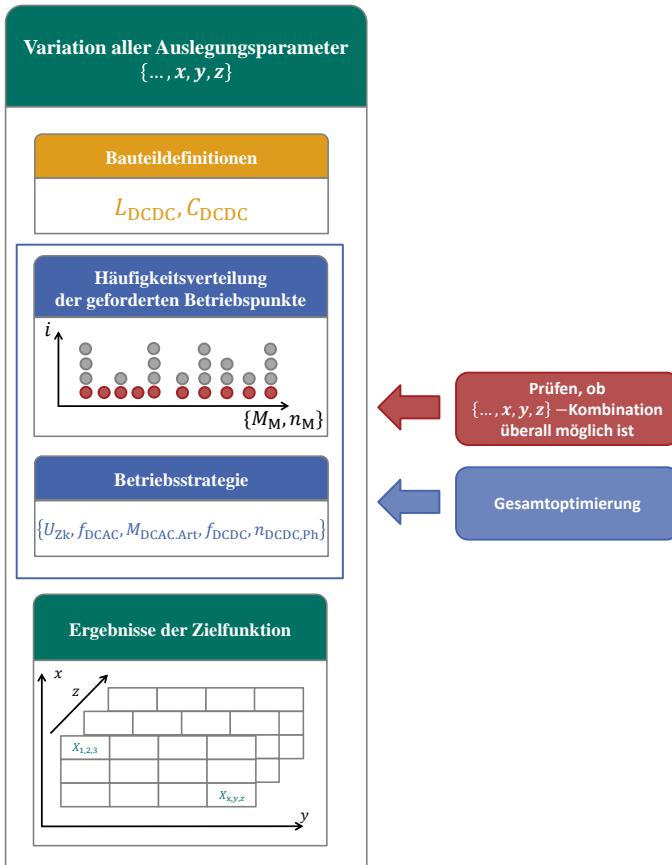


Abbildung 4.3: Neuartiges Auslegungskonzept zur Optimierung einer beliebigen Zielfunktion

### 4.2.1 Definition der Auslegungsparameter

Prinzipiell kann bei der Auslegung eines mehrphasigen DC/DC-Wandlers die Anzahl der Phasen insgesamt sowie die Dimensionierung jedes Bauteils variiert werden. Abbildung 4.4 gibt einen Überblick über alle Parameter, die eine Auslegung des DC/DC-Wandlers vollständig beschreiben. Ebenso kann der Abbildung entnommen werden, auf welche der betrachteten

Auslegungskriterien die einzelnen Parameter einen dominanten Einfluss haben. Beispielhaft ist dies zum einen für den Wirkungsgrad und zum anderen für die Aspekte Volumen, Masse und Kosten gezeigt.

Innerhalb einer Größenordnung der maximalen Leistung spielt die aktive Chipfläche von Halbleitern für die Gesamtgröße des Halbleiteraufbaus nahezu keine Rolle. Dominant für den Bauraum ist hierbei vor allem der Kühlkörper, dessen Größe von einer begrenzten Veränderung der Chipfläche wenig bis nicht beeinflusst wird. Die Chipfläche hat zwar einen Einfluss auf den Wirkungsgrad der Topologie, da es im Rahmen der Arbeit allerdings nicht möglich war, die Chipfläche zu variieren, wird diese nicht weiter betrachtet. Stattdessen soll ein Standard-Drehstrombrückenmodul verwendet werden [74].

Bei der Auslegungen von DC/DC-Wandlern für den Fahrzeugeinsatz fällt ein Großteil der Verluste in den Drosseln an, weshalb diese den Wirkungsgrad signifikant beeinflussen [73]. Aufgrund der notwendigen Abmessungen kommt die Dimensionierung der Drosseln ebenso bei dem Gesamtvolumen, der Masse und den Kosten zum Tragen.

Ebenfalls einen Einfluss auf das Gesamtvolumen des DC/DC-Wandlers und somit auch auf seine Masse und Kosten haben die verwendeten ein- und ausgangsseitigen Kondensatoren. Der zwischenkreisseitige Kondensator wird hauptsächlich von den Charakteristiken des DC/AC-Wandlers und der E-Maschine bestimmt [69]. Aus diesem Grund wird bei der Optimierung des DC/DC-Wandlers nicht weiter darauf eingegangen. Ähnlich verhält es sich mit dem Eingangskondensator. Seine Größe ist abhängig davon, wie groß die Toleranz der Batterie hinsichtlich eines wechselanteilbehafteten Stroms ist. Da dies im Rahmen dieser Arbeit nicht zu beurteilen ist, bleibt auch der batterie-seitige Kondensator von der Optimierung ausgeschlossen. Es werden die gleichen Werte wie bei dem Zwischenkreiskondensator gewählt.



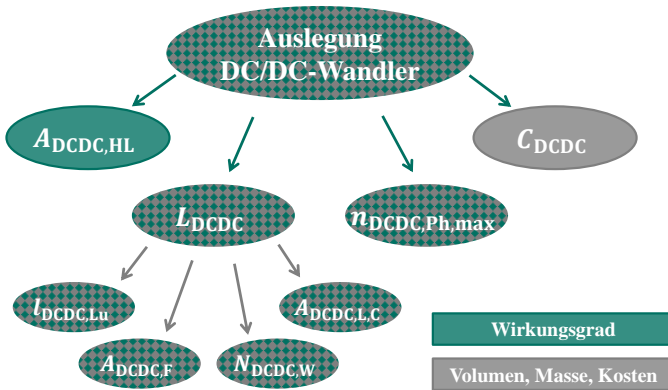


Abbildung 4.4: Einfluss der Parameter auf die Auslegungskriterien

### 4.2.2 Vollständige Auslegung des DC/DC-Wandlers

Nachfolgend wird auf Basis der zuvor eingeführten Variablen eine vollständige Beschreibung des DC/DC-Wandlers durchgeführt. Wie bereits aus [72] hervorgeht, ist es für eine Drossel nicht ausreichend, diese ausschließlich über ihre Induktivität zu definieren. Es muss ferner betrachtet werden, wie genau diese Induktivität zu Stande kommt. In Abbildung 4.5 ist ein Drosselaufbau mit allen ihn bestimmenden Größen gezeigt. Diese sind neben der Anzahl der Windungen  $N_{DCDC,L,W}$ , der Kernquerschnitt  $A_{DCDC,L,C}$ , die Fensterfläche  $A_{DCDC,L,F}$ , in der die Windungen platziert sind, und der Luftspalt  $l_{DCDC,L,Lu}$ . Die Induktivität des Drosselaufbaus lässt sich nach den Gleichungen (4.4) und (4.5) berechnen. Für die Berechnung der mittleren Länge der magnetischen Feldlinien im Kern  $l_{DCDC,L,Fe}$  gilt die Vereinfachung, dass es sich bei den Größen der Kernquerschnittsfläche und der Fensterfläche um quadratische Geometrien handelt. Eine weitere für die spätere Berechnung der Drosselverluste notwendige Größe ist der Querschnitt der Wicklung. Dieser wird unter der Annahme ermittelt, dass die Fensterfläche unter Beachtung eines Füllfaktors  $k_{DCDC,L,N}$  vollständig von den geforderten Windungen ausgefüllt wird (siehe Gleichung (4.6)).

$$L_{\text{DCDC}} = \frac{N_{\text{DCDC,L,W}}^2 \cdot A_{\text{DCDC,L,C}}}{\frac{l_{\text{DCDC,L,Fe}} - l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_r \cdot \mu_0} + \frac{l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_0}} \quad (4.4)$$

$$l_{\text{DCDC,L,Fe}} = 4 \cdot (\sqrt{A_{\text{DCDC,L,F}}} + \sqrt{A_{\text{DCDC,L,C}}}) \quad (4.5)$$

$$A_{\text{DCDC,L,Cu}} = \frac{A_{\text{DCDC,L,F}}}{2 \cdot k_{\text{DCDC,L,N}} \cdot N_{\text{DCDC,L,W}}} \quad (4.6)$$

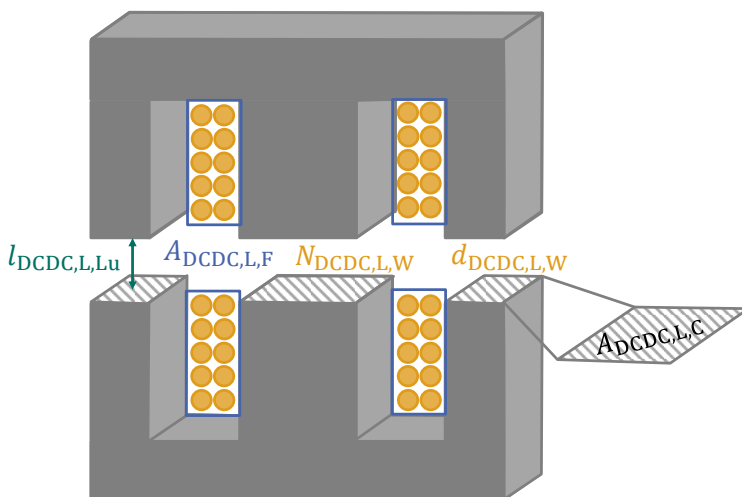


Abbildung 4.5: Geometrie des Drosselaufbaus

Ist der Aufbau der Drossel und somit die Induktivität bekannt, kann der maximal fließende Drosselstrom bestimmt werden. Dieser besteht aus einem von der Drosselauslegung unabhängigen Mittelwert und dem Stromrippel, der von der Induktivität beeinflusst wird (siehe Gleichung (4.7) bis (4.9)). Für die Berechnung des Maximalstroms müssen der maximale Betriebspunkt mit kleinster Batteriespannung sowie der größten Zwischenkreisspannung bei größter Leistung bekannt sein. An dieser Stelle werden alle Verluste vernachlässigt, damit der Drosselstrom über eine vereinfachte Leistungsbilanz bestimmt werden kann. Um für den späteren praktischen Einsatz auf Drehstrombrückenmodule zurückgreifen zu kön-

nen, wird die maximale Zahl aktiver Phasen des DC/DC-Wandlers auf drei festgelegt.

$$\hat{I}_{\text{DCDC,L,max}} = \bar{I}_{\text{DCDC,L,max}} + 0.5 \cdot \Delta I_{\text{max}} \quad (4.7)$$

$$\bar{I}_{\text{DCDC,L,max}} \approx \frac{P_{\text{Zk,max}}}{U_{\text{Batt,min}} \cdot n_{\text{DCDC,Ph,max}}} \quad (4.8)$$

$$\Delta I_{\text{max}} = \frac{U_{\text{Zk,max}} \cdot U_{\text{Batt,min}} - U_{\text{Batt,min}}^2}{U_{\text{Zk,max}} \cdot L_{\text{DCDC}} \cdot f_{\text{DCDC,min}}} \quad (4.9)$$

Mit dem maximalen Drosselstrom kann zunächst geprüft werden, ob die Drosselauslegung überhaupt in der Realität umsetzbar ist. Dies geschieht erstens durch die Betrachtung der maximalen magnetischen Flussdichte im Kern (siehe Gleichung (4.10)). Ist diese größer als die Sättigungsflussdichte, ist die Auslegung nicht möglich. Als zweite Bedingung dient die maximale Stromdichte in den Windungen (siehe Gleichung (4.11)). Auch wenn diese größer als die thermische Obergrenze ist, beschreibt der momentane Parametersatz keine zulässige Drosselauslegung. Der für die Berechnung der Stromdichte relevante Wert des effektiven Drosselstroms wird numerisch aus dem Stromverlauf ermittelt. Die Variation der Auslegungsparameter läuft somit in Form einer Schleife ab, die alle zulässigen Drosselauslegungen erzeugt.

$$B_{\text{DCDC,L,max}} = \frac{N_{\text{DCDC,L,W}} \cdot \hat{I}_{\text{DCDC,L,max}}}{\frac{l_{\text{DCDC,L,Fe}} - l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_r \cdot \mu_0} + \frac{l_{\text{DCDC,L,Lu}}}{\mu_0}} \quad (4.10)$$

$$J_{\text{DCDC,L,max}} = \frac{I_{\text{DCDC,L,eff,max}}}{A_{\text{DCDC,L,Cu}}} \quad (4.11)$$

### 4.2.3 Betriebspunkthäufigkeit

Die Häufigkeitsverteilung der betrachteten Betriebspunkte hat für die Auslegung eine entscheidende Bedeutung. Sie sollte möglichst repräsentativ für den späteren Einsatz des DC/DC-Wandlers sein. Denkbar ist es, die

Betriebspunkte beispielsweise durch Messungen in Flottenversuchen zu erzeugen. An dieser Stelle wird darauf zurückgegriffen auf Basis des NEFZ und des WLTP-Fahrzyklus die Betriebspunkte zu bestimmen. Beide Fahrzyklen sind in Abbildung 4.6 gezeigt.

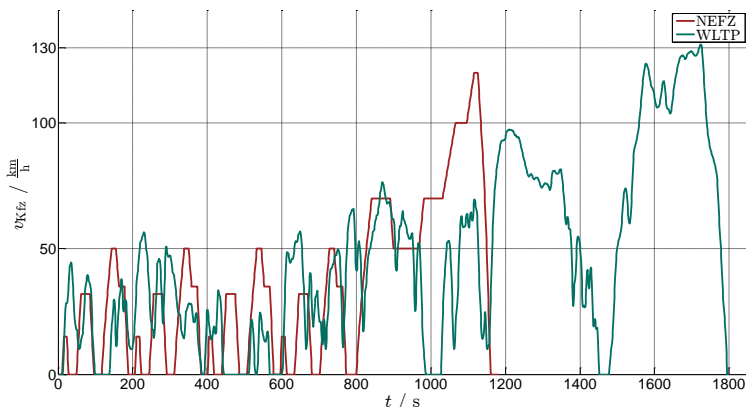


Abbildung 4.6: Verlauf NEFZ und WLTP-Zyklus

Zunächst werden aus den Fahrzyklen mit einem mechanischen Modell des betrachteten Fahrzeuges die sich ergebenden Drehmoment-Drehzahl-Kombinationen gemäß Abschnitt 3.2.1 ermittelt (siehe Abbildung 4.7). Die Betriebspunkte innerhalb des Fahrzyklus sind hierbei für eine Abtast-schrittweite von 1 s berechnet.

Es ist zu erkennen, dass die Betriebspunkte beider Fahrzyklen den Betriebsbereich des Motors kaum ausfüllen. An dieser Stelle wird bereits deutlich, dass eine Optimierung des DC/DC-Wandlers auf die Maximalleistung nicht die beste Alternative ist.

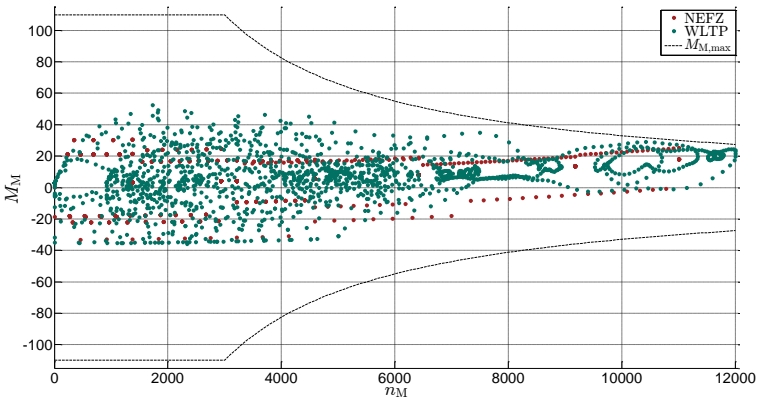


Abbildung 4.7: Verteilung mechanische Betriebspunkte im Motorkennfeld

Aus den Kombinationen aus Drehmoment und Drehzahl kann eine Häufigkeitsverteilung der vom DC/DC-Steller zu liefernden Zwischenkreisleistung erstellt werden (siehe Abbildung 4.8). Klar ersichtlich ist auch hier, dass die Betriebspunkte des Fahrzeuges selten in hohen Leistungsbereichen liegen.

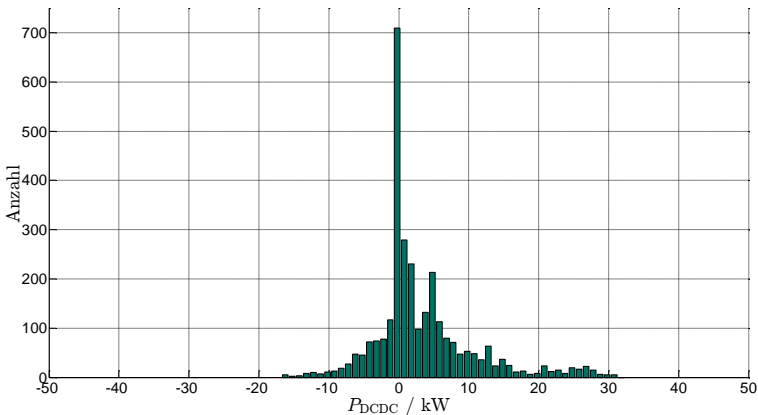


Abbildung 4.8: Häufigkeitsverteilung der Zwischenkreisleistung

### 4.2.4 Betriebsstrategie

Aus der zuvor durchgeführten Analyse der erwarteten Betriebspunkte folgt für den DC/DC-Wandler die Notwendigkeit gerade im kleinen Leistungsbereich mit wenigen Verlusten arbeiten zu müssen. Zur vollständigen Bewertung seiner Arbeitspunkte wird noch die Definition der zu stellenden Zwischenkreisspannung sowie die jeweilige Zahl der aktiven Phasen und der Schaltfrequenz in den Arbeitspunkten benötigt. Zur konkreten Herangehensweise bei der Bestimmung dieser drei Parameter sei auf Kapitel 5 verwiesen.

Die Grundidee bei der Parameterwahl besteht darin, die Gesamtverluste des elektrischen Antriebsstrangs im jeweiligen Betriebspunkt minimal zu halten. Die bestimmten Werte lassen sich ebenfalls in Form von Häufigkeitsverteilungen darstellen. Abbildung 4.9 zeigt die Häufigkeitsverteilung der Zwischenkreisspannung, Abbildung 4.10 der Phasenzahl und Abbildung 4.11 der Schaltfrequenz.

Die Batteriespannung ist in diesem Beispiel mit konstant 250 V angenommen. Sie begrenzt die Wahl der kleinsten Zwischenkreisspannung nach unten. Die Obergrenze ist aufgrund der verwendeten Bauteile auf 400 V gesetzt. Aufgrund der verwendeten Drehstrombrücke folgt für die maximale Phasenzahl die Obergrenze drei. Bei der Schaltfrequenz definieren die betrachteten Halbleiter die Obergrenze auf 15 kHz. Der kleinste Wert ist durch die Hörbarkeit des Halbleiterschaltens gegeben. Das Schalten soll beim späteren Fahrzeugeinsatz möglichst nicht wahrgenommen werden. Die minimale Schaltfrequenz wird deswegen auf 8 kHz festgelegt.

Es ist zu erkennen, dass der DC/DC-Wandler bei den betrachteten Fahrzyklen in etwa einem Viertel aller Fälle im reinen Durchlassbetrieb arbeitet. Zum einen ist dies daran zu erkennen, dass die optimale Zwischenkreisspannung der Batteriespannung entspricht. Zum anderen muss immer dann Durchlassbetrieb vorliegen, wenn die Leistungshalbleiter nicht getaktet betrieben werden, die Schaltfrequenz also 0 kHz beträgt.

Durch die Betrachtung des Durchlassbetriebs lässt sich die Sinnhaftigkeit der gezeigten Auslegungsmethode anschaulich erklären. Im Durchlassbetrieb verändern sich die auftretenden Verlustmechanismen. Da kein Takten der Halbleiter stattfindet, fließt ein reiner Gleichstrom in der Schaltung. Somit treten nur noch die ohmschen Verluste in der Drossel und die Durchlassverluste in den oberen Dioden bei Motorbetrieb bzw. in den oberen IGBT bei Generatorbetrieb in Erscheinung.

Da der im aktiven Betrieb bei Spannungsanhebung von der Induktivität zu begrenzende Stromrippel im Durchlassbetrieb nicht entsteht, spielt die Größe der Induktivität hier keine Rolle. Es ist im Durchlassbetrieb wünschenswert, den Kupferquerschnitt der Drossel maximal zu haben. Dies wäre durch eine Windung, die die gesamte Fensterfläche ausfüllt, gegeben. Im aktiven Betrieb bei Spannungsanhebung führt eine größere Induktivität allerdings dazu, dass die vom nun auftretenden Stromrippel verursachten Verluste gering bleiben.

Da sich der DC/DC-Wandler häufig im Teillastbereich befindet, wird er deutlich häufiger mit weniger als der maximalen Phasenzahl betrieben. Auch bei der Frequenz wird der komplette mögliche Betriebsbereich genutzt, um die Verluste im Antriebsstrang gering zu halten.

Es ist schlussendlich ersichtlich, dass kein Betriebspunkt des DC/DC-Wandlers dominiert. Somit ist es notwendig, die Betriebspunkte und die Betriebsstrategie bei der Auslegung mit in Betracht zu ziehen.

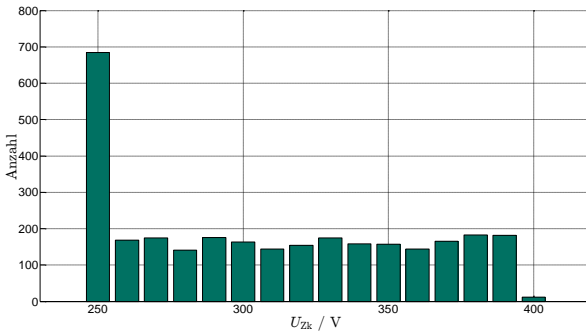


Abbildung 4.9: Häufigkeitsverteilung der Zwischenkreisspannung

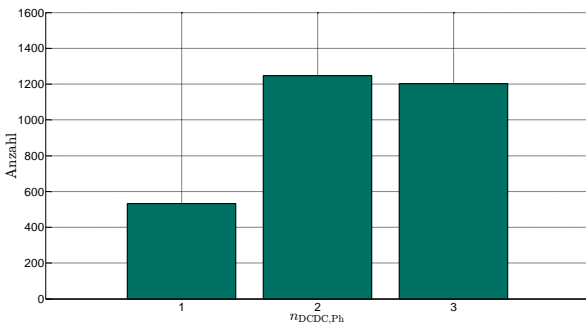


Abbildung 4.10: Häufigkeitsverteilung der Phasenzahl

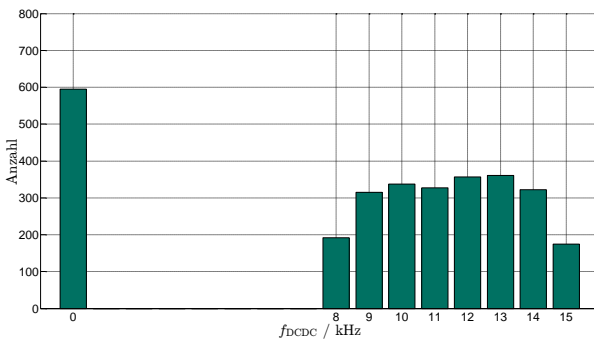


Abbildung 4.11: Häufigkeitsverteilung der Schaltfrequenz



### 4.2.5 Zielfunktion

Die Zielfunktion der vorgestellten Auslegungsmethode kann beliebig definiert werden. Ein naheliegender Ansatz ist die Beschreibung der Zielfunktion als gewichtete Summe aller zu bewertender Aspekte. Gleichung (4.12) gibt hierfür ein Beispiel, wie die auftretende Verlustenergie, das Gesamtvolumen und die Kosten des DC/DC-Wandlers mit individueller Gewichtung berücksichtigt werden.

Damit die Größenordnung der einzelnen Aspekte keinen Einfluss auf die Zielfunktion hat, wird jeder Wert auf seinen Maximalwert normiert. Somit ist eine zusätzliche Iteration aller Optimierungsparameter notwendig, um zunächst das Maximum jedes Kriteriums zu ermitteln. Die Summe der Gewichtungsfaktoren beträgt hierbei immer 100% (siehe Gleichung (4.13)).

Als Ergebnis der Auslegungsmethode entsteht gemäß der Anzahl an Auslegungsparametern ein mehrdimensionales Kennfeld mit den entsprechenden Ergebnissen der Zielfunktion. Die zu wählende Parameterkombination ist dann diejenige, bei der die Zielfunktion ein Minimum aufweist. Treten mehrere Minima auf, wird dieser gewählt, bei dem der Aspekt mit dem größten Gewichtungsfaktor am kleinsten ist.

$$Z_{\text{DCDC}} = g_{\text{DCDC,P}} \cdot \frac{E_{\text{DCDC,verl}}}{E_{\text{DCDC,verl,max}}} + g_{\text{DCDC,V}} \cdot \frac{V_{\text{DCDC}}}{V_{\text{DCDC,max}}} + g_{\text{DCDC,K}} \cdot \frac{K_{\text{DCDC}}}{K_{\text{DCDC,max}}} \quad (4.12)$$

$$1 = g_{\text{DCDC,P}} + g_{\text{DCDC,VL}} + g_{\text{DCDC,K}} \quad (4.13)$$

### 4.2.6 Ergebnis der Optimierung

Nachfolgend wird die Wahl der Gewichtungsfaktoren für die durchgeführte Auslegung des DC/DC-Wandlers begründet. Da es gerade mit Blick auf einen eventuell späteren Serieneinsatz des DC/DC-Wandlers schwer mög-

lich ist, belastbare Daten über die Kosten der einzelnen Komponenten zu erhalten, bleibt der Kostenaspekt bei der vorgestellten Auslegung unbeachtet. Die durch den DC/DC-Wandler verursachten Verluste werden gegenüber seinem Gesamtvolumen doppelt gewertet, da das Ziel der vorliegenden Arbeit in der Wirkungsgradoptimierung des Gesamtfahrzeuges liegt. Die sich somit ergebende Zielfunktion ist in Gleichung (4.14) gezeigt. Da die Masse über die Dichte der jeweiligen Komponenten fest mit deren Volumen verknüpft ist, wird diese nicht gesondert aufgeführt.

$$Z_{\text{DCDC}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{E_{\text{DCDC,verl}}}{E_{\text{DCDC,verl,max}}} + \frac{1}{3} \cdot \frac{VL_{\text{DCDC}}}{VL_{\text{DCDC,max}}} \quad (4.14)$$

Eine Einschränkung ergibt sich in der Praxis daraus, dass eine kontinuierliche Skalierung des Drosselaufbaus für den Bau eines Prototypen zu hohe Kosten verursacht hätte.

Für den Drosselkern folgt daraus, dass lediglich die Kernquerschnittsfläche und die Fensterfläche tatsächlich verfügbarer Kerngeometrien betrachtet werden. Weiterhin kontinuierlich skalierbar bleiben die Anzahl der Windungen sowie die Luftspaltlänge. Als Grundlage werden Ferrit-Kerne der Firma Epcos verwendet [75].

Tabelle 4.1 zeigt sowohl das theoretische Ergebnis der Optimierung als auch die mit den praktischen Einschränkungen gewählte Auslegung.

Tabelle 4.1: Vergleich der optimierten Auslegungen des DC/DC-Wandlers

	Theoretisches Optimum	Praktische Auslegung
$n_{\text{DCDC,Ph}}$	3	3
$N_{\text{DCDC,L,W}}$	26	22
$A_{\text{DCDC,L,C}}$	$1,5 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$	$1,72 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$
$A_{\text{DCDC,L,F}}$	$2 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$	$9,1 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
$l_{\text{DCDC,L,Lu}}$	7 mm	6 mm
$L_{\text{DCDC}}$	177,8 $\mu\text{H}$	171,6 $\mu\text{H}$
$C_{\text{DCDC}}$	1,5 mF	1,5 mF
$\Delta E_{\text{DCDC,verl}}$	– –	$\approx 0,4 \%$

Um abschätzen zu können, welchen Einfluss die praktischen Einschränkungen haben, kann mit Gleichung (4.15) die relative Zunahme an Verlustenergie beim Durchlaufen aller betrachteten Betriebspunkte bestimmt werden.

$$\Delta E_{\text{DCDC,verl}} = \frac{E_{\text{DCDC,verl,pr}} - E_{\text{DCDC,verl,th}}}{E_{\text{DCDC,verl,th}}} \quad (4.15)$$

Der geringe Unterschied in der auftretenden Verlustenergie folgt daraus, dass die Drosselauslegungen relativ ähnlich sind. Lediglich die Fensterfläche fällt in der Praxis etwa um die Hälfte kleiner aus, was zu höheren Kupferverlusten führt.

Die in der Praxis zu beachtenden Randbedingungen sind somit quantifiziert und können als hinreichend gering erachtet werden.

Ein Vergleich zu den dem Stand der Technik entsprechenden Auslegungsmethoden nach Abschnitt 4.1.1 bzw. 4.1.2 wird an dieser Stelle nicht durchgeführt. Der Grund liegt darin, dass, wie bereits geschildert, aus keiner der beiden Auslegungsmethoden eine eindeutige Lösung hervorgeht.

Eine Vergleichsauslegung, basierend auf einer der vorgestellten nicht deterministischen Methoden, wäre somit teilweise willkürlich bestimmt und erlaubt deshalb keinen aussagekräftigen Vergleich. Die Vorteile der neuen Auslegungsmethode werden stattdessen in Kapitel 5 anhand des Nutzens des DC/DC-Wandlers zur Verlustminimierung aufgezeigt.

# 5 Optimierung der Betriebsstrategie

Mit der zuvor definierten Auslegung des DC/DC-Wandlers wird im aktuellen Kapitel die Optimierung des Antriebsstranges betrachtet. Ziel ist es, für jeden Betriebspunkt die verlustminimale Kombination der fünf in Abschnitt 3.3 herausgearbeiteten Optimierungsparameter zu finden. Nachfolgend wird zunächst auf die generellen Problemstellungen bei der vorliegenden Optimierungsaufgabe eingegangen. Anschließend werden hierfür aus der Literatur bekannte Lösungsansätze vorgestellt und hinsichtlich ihrer Praktikabilität bewertet. Abschließend findet eine Auswahl des zu wählenden Optimierungsalgorithmus statt.

## 5.1 Problemstellung

Das vorliegende Optimierungsproblem, basierend auf dem in Kapitel 3 hergeleiteten Verlustleistungsmodell, ist aufgrund seiner Komplexität nicht geschlossen analytisch darstellbar. Dies kommt im Wesentlichen daher, dass mehrere Einflussgrößen, wie beispielsweise die zu wählende Kombination der Motorströme oder diverse Bauteilparameter, in Form von nicht linearen Kennfeldern hinterlegt werden. Hieraus folgt, dass die Zielfunktion mit den Gesamtverlusten des Antriebsstranges nicht linear und auch nicht analytisch differenzierbar ist. Prinzipiell wäre es zwar möglich, das Modell komplett analytisch zu beschreiben, allerdings müsste das System hierfür so sehr vereinfacht werden, dass keine ausreichend genauen quantitativen Aussagen mehr möglich sind.

Aufgrund dessen, dass nicht alle beliebigen Parameterkombinationen einen zulässigen Betriebspunkt darstellen, ergeben sich Unstetigkeiten im Verlustleistungsmodell. Ein leicht nachvollziehbares Beispiel hierfür ist der Betrieb des DC/DC-Wandlers mit einer zu geringen Phasenzahl für hohe Leistungen. Dieser muss zur Vermeidung von Bauteilschäden unter-

bunden werden und stellt somit keine praktische Lösung der Optimierungsaufgabe dar.

Betrachtungen der Sensitivität der einzelnen Parameter bezüglich der entstehenden Verluste zeigen, dass es sinnvoll ist, die Optimierungsparameter nicht als kontinuierliche, rationale Zahlen zu betrachten. Dies folgt bei der Phasenzahl des DC/DC-Wandlers zwangsläufig, da es nur eine ganzzahlige Anzahl Phasen geben kann. Gleiches gilt für die Modulationsarten. Bei den weiteren Größen ist eine Quantisierung ebenso sinnvoll, da Reduzierungen der Verlustleistungen erst dann im messtechnisch nachweisbaren Bereich liegen, wenn sich die Parameter um einen Mindestwert ändern. Tabelle 5.1 gibt einen Überblick über die mindestens zu wählenden Schrittweiten.

Tabelle 5.1: Praktische sinnvolle Parameterschrittweiten

Parameter	Wert
$U_{Zk}$	10 V
$f_{DCAC}$	1000 Hz
$M_{DCAC,Art}$	1
$f_{DCDC}$	1000 Hz
$n_{DCDC,Ph}$	1

Aus Abschnitt 3.3 ist bekannt, dass bei der Optimierung lediglich die Primäreffekte jedes Optimierungsparameters auf die jeweilige Komponente betrachtet werden. Damit kann die Problemstellung für jeden Betriebspunkt, wie in Abbildung 5.1 gezeigt, in zwei Teiloptimierungen separiert werden.

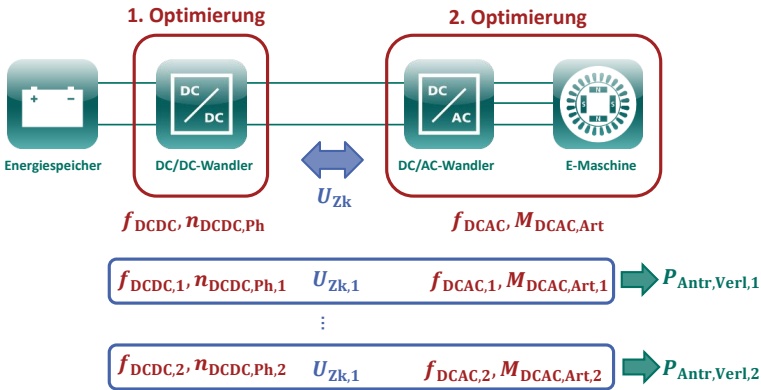


Abbildung 5.1: Aufteilung des Optimierungsproblems in zwei Teiloptimierungen

Die gesamte Optimierung kann so interpretiert werden, dass für die möglichen Zwischenkreisspannungen der optimale Betrieb einerseits des DC/DC-Wandlers und andererseits der Kombination aus DC/AC-Wandler und E-Maschine zu suchen ist. Arbeiten beide Bereiche für die jeweilige Zwischenkreisspannung optimal, kann die sich ergebende Gesamtverlustleistung ermittelt werden. Der zu wählende Betriebspunkt ist dann derjenige, bei dem die gesamten Verluste minimal sind. Es folgt daraus nicht zwangsläufig, dass beide Teilbereiche für sich genommen optimal im besten Arbeitspunkt liegen.

Aufgrund der Beschaffenheit des Optimierungsproblems wird, wie im nächsten Abschnitt gezeigt, die Auswahl an verwendbaren Optimierungsalgorithmen deutlich reduziert.

## 5.2 Optimierungsalgorithmen

Nachfolgend soll ein Überblick über in der Literatur gängige Optimierungsalgorithmen nach [76] gegeben werden. Abbildung 5.2 zeigt eine prinzipielle Übersicht. Es besteht hierbei nicht der Anspruch auf Vollständigkeit, da lediglich ein grundlegender Einblick vermittelt werden soll.

Generell können die Algorithmen in deterministisch und stochastisch unterteilt werden.

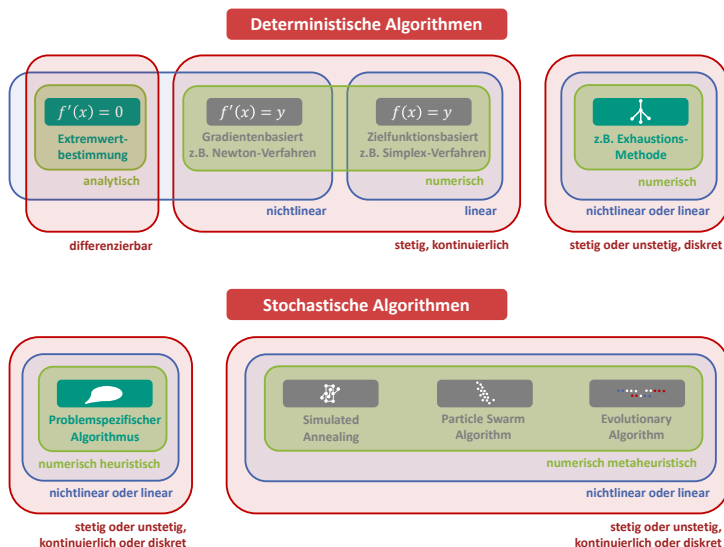


Abbildung 5.2: Übersicht Optimierungsalgorithmen

### 5.2.1 Deterministische Algorithmen

Deterministische Algorithmen zeichnen sich dadurch aus, dass ihr Ablauf für dasselbe Optimierungsproblem stets gleich und dadurch reproduzierbar ist. Aufgrund des vergleichsweise hohen Rechenaufwands deterministischer Algorithmen, werden sie meist nur für Problemstellungen verwendet, die in Polynomialzeit lösbar sind. Des Weiteren ist der Einsatzbereich vieler deterministischer Algorithmen recht begrenzt. Bezüglich der Rechenzeit günstige Verfahren funktionieren häufig nur für stetige kontinuierliche Zielfunktionen. Kontinuierlich bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die zu optimierenden Parameter durch rationale Zahlen ausgedrückt werden. Hierzu zählt die Optimierung, die auf der aus der Analysis bekannten Extremwertberechnung basiert. Damit diese Herangehensweise verwendet werden kann, muss die Zielfunktion zudem geschlossen differen-



zierbar sein. Ist dies nicht gegeben, können numerische Verfahren wie das Newton- oder das Simplex-Verfahren angewendet werden.

Das Newton-Verfahren gehört zu den gradientenbasierten Methoden, die anstatt einer analytischen Differenzierung der Zielfunktion lediglich an bestimmten Punkten numerisch den Gradienten bestimmen. Hierdurch kann die Richtung ermittelt werden, in der die Extremstelle der Funktion vermutet wird. Ähnlich funktioniert die Simplex-Methode, die ohne den Gradienten auskommt, und lediglich den Wert der Zielfunktion betrachtet [77].

Beide Verfahren scheitern in ihrer Grundform allerdings an nicht stetigen Funktionen. Anschaulich erklärt werden kann dieser Sachverhalt wie folgt. Beide Algorithmen basieren bildlich gesprochen darauf, sich entlang einer Funktion in der korrekten Richtung auf den Extremwert zuzubewegen. Ist eine Funktion hierbei nicht stetig, also unterbrochen, können je nach gewähltem Startpunkt beide Methoden am Rand der Unstetigkeit konvergieren (siehe Abbildung 5.3).

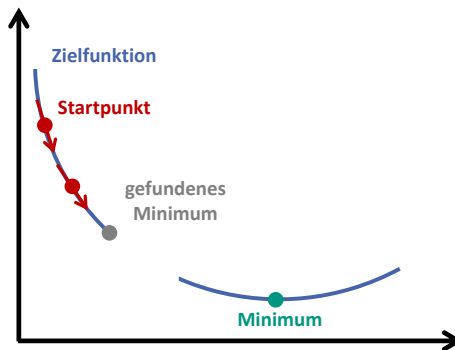


Abbildung 5.3: Problem bei der Optimierung unstetiger Funktion

### Exhaustions-Algorithmus

Ein deterministisches Verfahren, für das die Problematik der unstetigen Zielfunktion nicht besteht, wird als Exhaustions- oder Bru-

te-Force-Methode bezeichnet (EM). Hierbei werden die zu optimierenden Parameter diskretisiert betrachtet, wodurch das Optimierungsproblem zu einem kombinatorischen Problem wird. Dieses lässt sich beispielsweise in der Form eines Entscheidungsbaumes darstellen. Folglich kann das Optimum über ein systematisches Absuchen aller Äste des Baumes gefunden werden (siehe Abbildung 5.4).

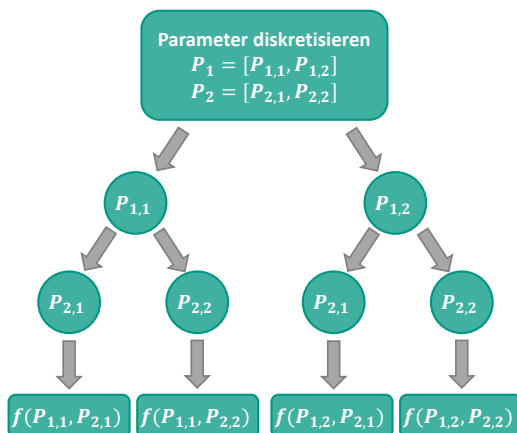


Abbildung 5.4: Ablauf Exhaustions-Methode

Die Methode hat allerdings zwei Nachteile. Zum einen kann die Diskretisierung der Optimierungsparameter zur Verschlechterung der Güte des Optimierungsergebnisses führen. Zum anderen geht die Exhaustions-Methode einher mit einer hohen Rechenzeit, da das Ergebnis der Zielfunktion für jede mögliche Parameterkombination bestimmt werden muss. Die Rechenzeit kann beliebig groß werden, je mehr Parameter betrachtet werden bzw. je feiner die Diskretisierung der Parameter erfolgt. Dem gegenüber steht allerdings der klare Vorteil, dass unabhängig von der Komplexität der Zielfunktion definitiv das globale Optimum innerhalb der Grenzen der Diskretisierung gefunden wird.

Aufgrund der Eigenschaften des Optimierungsproblems kann aus der Gruppe der deterministischen Algorithmen ausschließlich die Exhausti-

ons-Methode verwendet werden. In Abschnitt 5.3 findet eine Bewertung ihrer Rechenzeit statt.

### 5.2.2 Stochastische Algorithmen

Stochastische Algorithmen arbeiten im Gegensatz zu ihrem deterministischen Pendant nicht reproduzierbar. Sie nutzen Prozesse zur pseudozufälligen Erzeugung von Parametern, um mit möglichst geringer Rechenzeit zufriedenstellende Ergebnisse zu erzielen. Pseudozufällig bezieht sich hierbei darauf, dass die Zufallszahlen zwar von deterministisch ablaufenden Prozessen erzeugt werden, aber dennoch für die verwendeten Algorithmen eine ausreichend zufällige Verteilung aufweisen. Deshalb wird nachfolgend anstatt der Bezeichnung „pseudozufällig“ „zufällig“ verwendet. Die meist geringere Rechenzeit gegenüber deterministischen Ansätzen wird mit der Unsicherheit erkaufte, nicht definitiv zu wissen, ob der Algorithmus tatsächlich ein globales Optimum gefunden hat.

Stochastische Algorithmen lassen sich in die Bereiche Heuristik und Metaheuristik unterteilen. Beide Bereiche funktionieren auch für nichtlineare und un stetige Zielfunktionen, die sowohl kontinuierlicher als auch diskreter Natur sein können.

Heuristische Algorithmen sind speziell auf das Optimierungsproblem abgestimmte Ansätze, die gegebenenfalls über das zu lösende Problem bekanntes Wissen nutzen, um die Rechenzeit zu minimieren. Da die Entwicklung heuristischer Verfahren einen großen Implementierungsaufwand mit sich bringt, ist ihr Einsatz meist erst dann sinnvoll, wenn die abstrakteren und universell einsetzbaren metaheuristischen Ansätze keine zufriedenstellenden Ergebnisse liefern.

Die metaheuristischen Verfahren orientieren sich häufig an natürlichen Prozessen zur zufälligen Erzeugung und Anpassung der Optimierungsparameter. Der verallgemeinerte Ablauf einer Vielzahl metaheuristischer Ansätze ist in Abbildung 5.5 gezeigt.

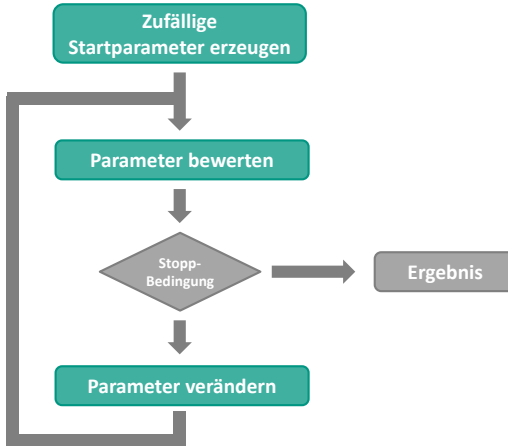


Abbildung 5.5: Allgemeiner Ablauf metaheuristische Optimierung

Zum Beginn der Optimierung werden die Startparameter zufällig bestimmt. Anschließend wird für diesen Parametersatz der Wert der zu optimierenden Zielfunktion ermittelt. Ist eine Stopp-Bedingung beispielsweise in der Form einer maximalen Iterationszahl oder eines sich nur noch geringfügig ändernden Wertes der Zielfunktion noch nicht erreicht, werden die Parameter verändert und der Ablauf beginnt erneut. Die Besonderheiten der nachfolgend erläuterten metaheuristischen Algorithmen liegen in der Art und Weise, wie sie die Startparameter erstellen, diese bewerten und anschließend die Parameter verändern.

Die Vorabauswahl des geeignetsten Algorithmus ist entsprechend des No-free-lunch-Theorems nicht möglich. Dieses besagt, dass es keinen metaheuristischen Optimierungsalgorithmus gibt, der für ein konkretes Optimierungsproblem unter allen Gesichtspunkten wie beispielsweise der Rechenzeit und der Güte der Optimierung immer besser arbeitet als alle anderen Methoden [78]. Aus diesem Grund werden nach einer Beschreibung der betrachteten Algorithmen diese für die tatsächliche Optimierungsaufgabe exemplarisch miteinander verglichen.

Betrachtet werden nachfolgend der Simulated-Annealing-, der Particle-Swarm- und der Evolutionary-Algorithmus gemäß [79]. Für alle Algorithmen finden sich in der Literatur eine Vielzahl verschiedener Varianten und Implementierungsmöglichkeiten. Nachfolgend wird jeder Algorithmus in seinen Grundzügen hinsichtlich der tatsächlich verwendeten Umsetzung erläutert. Für tiefer gehende Betrachtungen sei auf die obenstehende Literatur verwiesen.

### Simulated-Annealing-Algorithmus

Die Grundidee des Simulated-Annealings (SA) orientiert sich an dem physikalischen Prozess einer abkühlenden Schmelze, wie beispielsweise flüssigem Metall. Während des Abkühlens sind die Teilchen innerhalb der Schmelze bemüht, sich in der für sie energetisch günstigen Kristallstruktur anzuordnen (siehe Abbildung 5.6).

Je langsamer der Kühlprozess abläuft, desto wahrscheinlicher wird es, dass jedes Teilchen das energetische Optimum erreicht. Für einen unendlich langen Kühlprozess würde eine perfekte Gitterstruktur entstehen. Je schneller die Schmelze abkühlt, desto eher geschieht es, dass manche Teilchen energetisch ungünstigere Positionen einnehmen. Dieser Aspekt wird bei der Optimierung genutzt, um zu vermeiden, dass der Algorithmus in einem lokalen Optimum konvergiert.

Zunächst wird innerhalb sinnvoller Grenzen zufällig ein Initialwert für die Optimierungsparameter erzeugt sowie ein Startwert für die virtuelle Temperatur der Schmelze gewählt. Anschließend wird der Initialwert ebenfalls zufällig mit einer definierten Größenordnung verändert. Ist der sich ergebende Wert der Zielfunktion besser als zuvor, werden die neuen Parameter verwendet. Bei einer Minimierungsaufgabe wäre die Differenz beider Ergebnisse der Zielfunktion somit größer Null (siehe Gleichung (5.1)). Für praktisch nicht mögliche Lösungen, wird ein sehr schlechter Wert als Ergebnis der Zielfunktion definiert. Ist der neue Wert der Zielfunktion schlechter, wird die Parameterkombination in Abhängigkeit der Höhe der

Schmelztemperatur weiter verwendet oder verworfen. In der Literatur finden sich mehrere Möglichkeiten, diese Wahrscheinlichkeit zu ermitteln. Empfohlene Varianten sind in den Gleichungen (5.2) und (5.3) beschrieben.

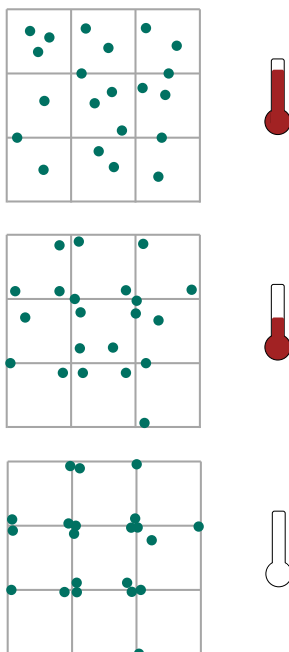


Abbildung 5.6: Ablauf Simulated-Annealing

$$\Delta Z_{SA} = Z_{SA,alt} - \Delta Z_{SA,neu} \tag{5.1}$$

$$p_{SA} = e^{\left(\frac{-\Delta Z_{SA}}{\vartheta_{SA}}\right)} \tag{5.2}$$

$$p_{SA} = \frac{1}{1 + e^{\left(\frac{-\Delta Z_{SA}}{\vartheta_{SA}}\right)}} \tag{5.3}$$

Bei zu Beginn großen Schmelztemperaturen ( $\vartheta_{SA} \rightarrow \infty$ ) ist die Wahrscheinlichkeit, eine schlechtere Parameterkombination zu wählen, nahezu

unabhängig von der Verschlechterung der Zielfunktion. Bei fast abgekühlter Schmelze ( $\vartheta_{SA} \rightarrow 0$ ) ist die Wahl schlechterer Parameter so gut wie ausgeschlossen.

Für die Reduktion der Schmelztemperatur im nächsten Iterationsschritt sind im Wesentlichen zwei Herangehensweisen möglich. Die Temperatur kann entweder über eine arithmetische (siehe Gleichung (5.4)) oder über eine geometrische Abkühlung (siehe Gleichung (5.5)) gesenkt werden. Bei der arithmetischen Abkühlung wird in jedem Schritt die Temperatur um einen konstanten Wert reduziert, bei der geometrischen erfolgt die Abkühlung über einen konstanten Faktor.

$$\vartheta_{SA,neu} = \vartheta_{SA,alt} - \Delta\vartheta_{SA} \quad (5.4)$$

$$\vartheta_{SA,neu} = \vartheta_{SA,alt} \cdot \kappa_{SA} \quad (5.5)$$

Der Ablauf der Optimierung wird üblicherweise beendet, wenn entweder die Temperatur einen Minimalwert unterschritten hat oder sich die Zielfunktion mehrerer Iterationsschritte in Folge nur noch wenig ändert.

Tabelle 5.2 fasst die Einstellmöglichkeiten bei der programmierten Ausführung des Simulated-Annealing-Algorithmus zusammen. Prinzipiell ist es noch möglich, mehrere voneinander unabhängige Teilchen zu erzeugen, die die einzelnen Schritte autonom ausführen. Dies erhöht die Wahrscheinlichkeit, den kompletten Suchraum zu betrachten und ist mit einer mehrmaligen Ausführung der Optimierung gleichzusetzen.

Tabelle 5.2: Einstellmöglichkeiten beim Simulated-Annealing-Algorithmus

Parameter	Bereich
Anzahl Teilchen	$0 \rightarrow 1$
Starttemperatur	$0 \rightarrow \infty$
Stoppbedingung	Endtemperatur kleinste Änderung
Kühlfunktion	arithmetisch kleinste Änderung
Kühlkonstante	$\Delta\vartheta_{SA} = 1 \rightarrow 100 \text{ K}$ $\kappa_{SA} = 0.1 \rightarrow 0.99$
Verschlechterungs- wahrscheinlichkeit	Gleichung (5.2) Gleichung (5.3)

Die Wahl der Einstellmöglichkeiten kann nicht allgemein erfolgen. Hierfür wird in Abschnitt 5.3, bezogen auf das konkrete Optimierungsproblem, eine Variation der Möglichkeiten durchgeführt, um diese zu bewerten.

### Particle-Swarm-Algorithmus

Der Particle-Swarm-Algorithmus (PS) ist ursprünglich für die Simulation des Schwarmverhaltens von Tieren und Insekten entwickelt worden. Grundgedanke ist hierbei die Beschreibung des Verhaltens beispielsweise eines Vogelschwarms bei der Futtersuche über einem großen Gebiet. Dieses Verhalten wird gut abgebildet, wenn davon ausgegangen wird, dass zwischen den einzelnen Individuen ein Austausch hinsichtlich der Qualität des besten Aufenthaltsortes stattfindet. Jeder Vogel, soweit die Theorie, entscheidet dann auf Basis seiner momentanen Flugrichtung, seiner eigenen Erfahrung des besten Ortes sowie der Erfahrung des Schwarmes insgesamt, in welche Richtung er weiterfliegt. Mit der Zeit kann so ein großes Gebiet erkundet werden und der Schwarm bewegt sich auf den optimalen Ort zu.



In den letzten Jahren fand eine Weiterentwicklung des Particle-Swarm-Algorithmus hin zu einem effizienten Optimierungsalgorithmus statt [80]. Demnach repräsentiert jeder Ort der Individuen eine mögliche Lösung eines Optimierungsproblems. Durch die Vielzahl an Individuen soll der gesamte Suchraum möglichst großflächig abgesucht werden.

Zunächst erfolgt für eine definierbare Gesamtzahl an Individuen eine zufällige Bestimmung ihres jeweiligen Startortes  $X_{PS,I,k}$  und ihrer Geschwindigkeit  $V_{PS,I,k}$ . Für den Aufenthaltsort jedes Partikels erfolgt die Berechnung des Wertes der zu optimierenden Zielfunktion. Auch hierbei wird das Ergebnis der Zielfunktion mit einem extrem schlechten Wert definiert, wenn das jeweilige Partikel keine praktische Lösung darstellt. Beim ersten Optimierungsschritt wird mittels Gleichung (5.6) die neue Position und die neuen Ergebnisse der Zielfunktion aller Partikel bestimmt.

$$X_{PS,I,k+1} = X_{PS,I,k} + V_{PS,I,k} \quad (5.6)$$

Bekannt ist an dieser Stelle jedem Partikel seine eigene bisher beste Position  $\hat{X}_{PS,I}$  sowie die global beste Position eines Partikels im Vergleich zum gesamten Schwarm  $\hat{X}_{PS,S}$ . Aus diesen Werten wird entsprechend Gleichung (5.7) die neue Geschwindigkeit für die einzelnen Partikel ermittelt.

$$V_{PS,I,k+1} = g_{PS,1} \cdot V_{PS,I} + g_{PS,1} \cdot r_{PS,2} \cdot (\hat{X}_{PS,I} - X_{PS,I,K}) + g_{PS,3} \cdot r_{PS,2} \cdot (\hat{X}_{PS,S} - X_{PS,I,K}) \quad (5.7)$$

Abbildung 5.7 stellt eine grafische Interpretation der Ermittlung der Partikelgeschwindigkeit dar. Sie setzt sich aus insgesamt drei Termen zusammen.

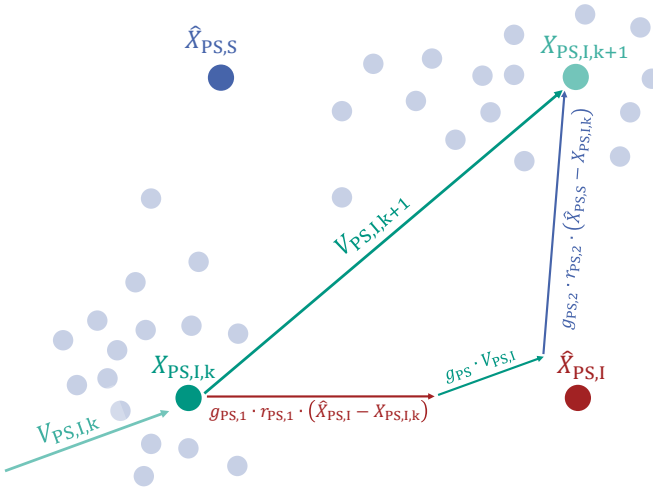


Abbildung 5.7: Partikelbewegung

Der erste Term ist ein Maß dafür, wie stark die Trägheit des Partikels ist. Über  $g_{PS}$  wird eingestellt, wie sehr das Partikel an seiner momentanen Geschwindigkeit festhält oder wie sehr es sich von den beiden folgenden Aspekten beeinflussen lässt. Der zweite Term bestimmt, wie sehr das Partikel bestrebt ist, zu seiner eigenen in der Vergangenheit gefunden besten Position zurückzukehren (Egoismus). Eine Gewichtung erfolgt über  $g_{PS,1}$ . Der stochastische Einfluss des Algorithmus kommt durch die Zufallszahl  $r_{PS,1}$ . Diese stellt eine in jedem Optimierungsschritt zufällig zwischen Null und Eins bestimmte Zahl dar. Die Zufallszahl kann auf Basis verschiedener Wahrscheinlichkeitsverteilungen bestimmt werden. Üblicherweise wird eine Gleichverteilung genutzt. Der dritte Einfluss auf die neue Partikelgeschwindigkeit ist die Motivation des Partikels, an den insgesamt besten Ort des Schwarms zu gelangen (Anpassung).

Durch die Vielzahl von Partikeln und die gegenseitige Beeinflussung soll ein Konvergieren in einem lokalen Optimum vermieden werden. Mögliche Stoppbedingungen des Algorithmus können, ähnlich wie bei der Simulated-Annealing-Optimierung, die maximale Zahl an Iterationen bzw. hier Generationen oder das sich nur noch geringe Verändern der Zielfunktion

des besten Partikels sein. Tabelle 5.3 gibt eine Übersicht über die Einstellmöglichkeiten beim implementierten Algorithmus.

Tabelle 5.3: Einstellmöglichkeiten beim Particle-Swarm-Algorithmus

Parameter	Bereich
Maximale Anzahl Generationen	$1 \rightarrow \infty$
Anzahl Individuen	$2 \rightarrow \infty$
Gewichtung Trägheit	$0 \rightarrow 1$
Gewichtung Egoismus	$0 \rightarrow 1$
Gewichtung Anpassung	$0 \rightarrow 1$
Stoppbedingung	max. Generationen kleinste Änderung

### Evolutionary-Algorithmus

Der natürliche Evolutionsprozess kann so interpretiert werden, dass eine Spezies bestrebt ist, sich möglichst gut ihrem Lebensraum anzupassen. Da sich ein Individuum während seiner Lebenszeit nur bedingt durch Mutation bezüglich seiner genetischen Grundveranlagung verändern kann, geschieht ein Großteil der Anpassung durch Rekombination der Geneigenschaften in der Regel zweier Individuen bei der Fortpflanzung. Die dabei gegebenenfalls entstehenden besser angepassten Individuen können sich gegenüber anderen Individuen durchsetzen. Es findet also eine Selektion statt, bei der schwächere Individuen aussortiert werden.

Evolutionäre Algorithmen (EA) nutzen diese Erkenntnisse aus der biologischen Fortpflanzungslehre zur Lösung von Optimierungsproblemen. In der Literatur findet eine Unterscheidung der evolutionären Algorithmen in die evolutionsstrategischen und die genetischen statt. Die genetischen Algorithmen befassen sich eher mit der Fragestellung, wie bei der biologischen Evolution die Erbinformationen gespeichert und weitergegeben werden. Dahingegen liegt der Schwerpunkt der evolutionsstrategischen Ansätze in

der Lösung praktischer Optimierungsprobleme. Diese sollen im Folgenden näher betrachtet werden.

Zunächst wird, ähnlich wie bei dem Particle-Swarm-Algorithmus, eine definierbare Anzahl zufälliger Lösungen des Optimierungsproblems bestimmt. Diese dadurch entstandenen Individuen bilden die erste Population der Spezies, für die jeweils der Wert der Zielfunktion bestimmt werden kann. Das bereits aus den beiden zuvor erläuterten Algorithmen bekannte Verfahren zur Bewertung einer praktisch nicht möglichen Lösung findet auch hier Anwendung.

Für die bereits existierende Elterngeneration findet anschließend über eine Rekombination der einzelnen Individuen die Erzeugung der Nachkommen statt. Hierbei wird eine definierte Anzahl Individuen zufällig für die Fortpflanzung ausgewählt. Diese erzeugen dann die Menge an Nachkommen. Für die Fortpflanzung wird meist entweder die arithmetische oder die diskrete Rekombination verwendet. Abbildung 5.8 zeigt beide Varianten.

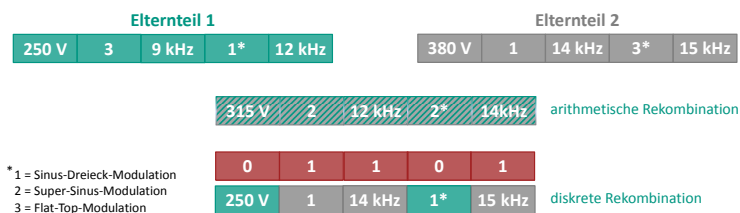


Abbildung 5.8: Rekombinationsmöglichkeiten

Bei der arithmetischen Rekombination wird der Mittelwert der Lösungsparameter beider Elternteile gebildet. Um die zuvor definierte Schrittweite der Diskretisierung einzuhalten, müssen die Ergebnisse gegebenenfalls gerundet werden. Für die diskrete Rekombination bestimmt ein zufällig erzeugter Vektor, welche Elemente der beiden Elternteile vertauscht werden.

Als nächster Schritt folgt die Mutation. Hierbei werden die geerbten Eigenschaften einer definierbaren Anzahl an Nachkommen zufällig verändert. Üblicherweise geschieht dies über die Addition jedes Parameters mit einer normalverteilten Zufallszahl mit dem Mittelwert Null. Die Standardabweichung der jeweiligen Zufallszahl sollte entsprechend der Diskretisierung der Parameter und des zu erwartenden Wertebereichs sinnvoll bestimmt werden. Optional kann die Standardabweichung mit zunehmender Laufzeit des Algorithmus verringert werden. Eventuell ist nach der Mutation wieder das Runden der Parameter notwendig.

Abbildung 5.9 zeigt exemplarische Normalverteilungen für die Mutation der Schaltfrequenz des DC/DC-Wandlers und seiner Phasenzahl. Es ist zu erkennen, dass bei der Phasenzahl Werte zwischen minus eins und eins sehr wahrscheinlich sind. Bei der Schaltfrequenz wird hingegen eine größere Standardabweichung angesetzt, damit dieser Wert praktisch sinnvoll beeinflusst wird.

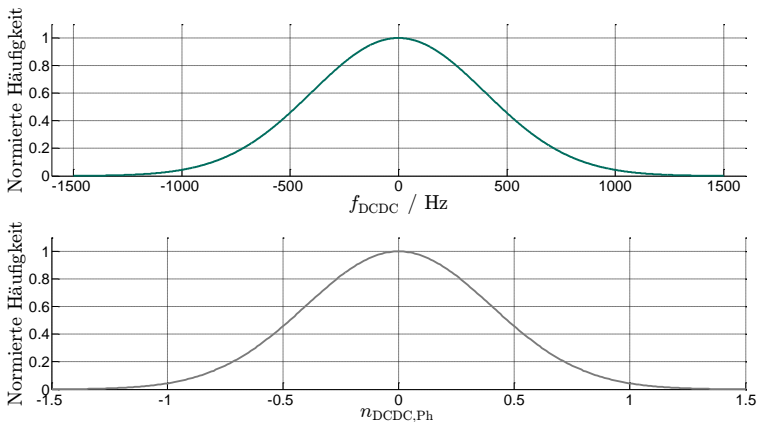


Abbildung 5.9: Mögliche Mutationsverteilungen

Zuletzt kommt es zur Selektion der besten Individuen, die im nächsten Iterationsdurchlauf als neue Elterngeneration dienen. Für die Selektion wird zunächst über eine Konstante der Selektionsdruck bestimmt. Dieser beschreibt, wieviele Individuen der momentanen Generation überleben

und wieviele verworfen werden. Eine kleine Anzahl an überlebenden Individuen beschleunigt das Konvergieren der Optimierung, birgt aber die Gefahr in sich, ein lokales Optimum zu finden. Häufig werden als Selektionsvarianten das Überleben der Besten, die Turnier- und die Rouletteselektion verwendet.

Beim Überleben der Besten werden alle Individuen entsprechend ihrer Werte der Zielfunktion sortiert. Beginnend bei dem besten wird dann die Anzahl an Nachkommen der Reihe nach ausgewählt. Nachteilig ist dabei, dass schlechtere Individuen keine Überlebenschance haben. Beim Turniermodus werden zwei zufällig ausgewählte Individuen verglichen und das bessere wird ausgewählt. Damit steigt die Überlebenschance schwächerer Lösungen. Eine weitere Variante ist die Rouletteselektion. Anschaulich gesprochen, wird hierbei jedem Individuum entsprechend des Wertes seiner Zielfunktion eine Fläche auf einem „Glücksrad“ zugeordnet, von dem die Anzahl der Nachkommen zufällig gezogen wird. Somit steigt mit einer guten Lösung die Wahrscheinlichkeit der Überlebensrate und schlechtere Lösungen werden nicht kategorisch ausgeschlossen.

Für eine Minimierungsaufgabe verdeutlicht Abbildung 5.10 die Methode. Hierbei hat das Individuum 1 mit dem besten Ergebnis der Zielfunktion eine doppelt so große Wahrscheinlichkeit gezogen zu werden wie das Individuum 2 und eine viermal so große wie das dritte. In Tabelle 5.4 sind alle Variationsmöglichkeiten des implementierten evolutionsstrategischen Algorithmus zusammengefasst.

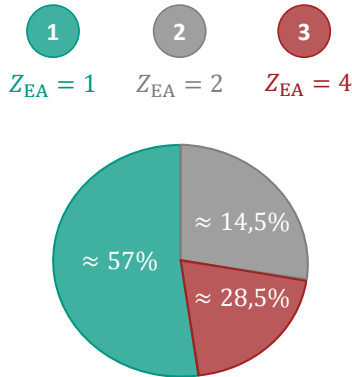


Abbildung 5.10: Prinzip der „Glücksradselektion“

Tabelle 5.4: Einstellmöglichkeiten beim Evolutionary-Algorithmus

Parameter	Bereich
Anzahl Individuen	$2 \rightarrow \infty$
Art der Rekombination	arithmetisch diskret
Mutationsfaktor	$0 \rightarrow 1$
Selektion	Beste überleben Turniermodus Roulettemodus
Stoppbedingung	max. Iterationen kleinste Änderung

## 5.3 Vergleich der Algorithmen

Die zuvor näher beschriebenen Optimierungsalgorithmen werden zusammen mit dem Verlustleistungsmodell in der Software MATLAB der Firma Mathworks implementiert. Um ein Höchstmaß an Anpassmöglichkeiten und einen genauen Einblick in den Ablauf der Optimierungsalgorithmen zu bekommen, wird auf die Verwendung fertiger Algo-

rithmen, wie sie von MATLAB teilweise zur Lösung allgemeiner Optimierungsprobleme angeboten werden, verzichtet. Stattdessen erfolgt eine Programmierung auf Basis der in Abschnitt 5.2 vorgestellten Grundkonzepte [81]. Verglichen werden im Folgenden die deterministische Exhaustions-Methode sowie die vorgestellten stochastischen Algorithmen mit verschiedenen Einstellungen.

Eine Kombination aller möglichen Einstellvarianten ist aufgrund des Aufwandes nicht zielführend. Aus diesem Grund empfiehlt unter anderem [82] ein manuelles Verändern der Parameter, um eine Vorauswahl der weiter zu untersuchenden Einstellungen zu treffen. Zur Berücksichtigung der in Tabelle 5.2, Tabelle 5.3 und Tabelle 5.4 vorgestellten Freiheitsgrade bei den Optimierungsverfahren werden jeweils fünf Grundeinstellungen betrachtet. Diese sind im Detail in Abschnitt A.2 des Anhangs dokumentiert.

Mit Ausnahme der Exhaustions-Methode ist es bei den Algorithmen nicht ausreichend, die Bewertungskriterien auf Basis ausschließlich eines Optimierungsdurchlaufs zu bestimmen, da aufgrund ihrer stochastischen Beschaffenheit jeder Durchlauf unterschiedlich ablaufen kann. Deshalb werden die Algorithmen mehrfach durchgeführt. Es zeigt sich, dass bei einer Anzahl von mehreren Duzend Durchläufen die Verteilung der Ergebnisse aller Algorithmen repräsentativ sind. Deswegen werden aufgrund der statistischen Vergleichbarkeit stets hundert Optimierungsergebnisse erzeugt.

Für die Bewertung der Algorithmen müssen Kriterien definiert werden, mit denen die verschiedenen Optimierungsansätze verglichen werden können. Die herangezogenen Vergleichsindikatoren basieren auf Vorschlägen aus [83]. Betrachtet werden die Erfolgswahrscheinlichkeit des jeweiligen Algorithmus sowie die Rechenzeit bis zum Konvergieren der Optimierung. Die Erfolgswahrscheinlichkeit gibt an, wieviele der hundert Ergebnisse jedes Optimierungsverfahrens das globale Optimum finden. Dieses wird zuvor mittels der Exhaustions-Methode identifiziert. Das globale Optimum gilt als gefunden, wenn die Gesamtverlustleistung um nicht mehr



als 1% abweicht. Die Zeit bis zum Konvergieren dient als Vergleichswert bezüglich der Schnelligkeit der Algorithmen.

Um eine möglichst genaue Aussage der Performanz der Algorithmen über den ganzen Einsatzbereich zu erhalten, werden des Weiteren repräsentative Arbeitspunkte ausgewählt, für die die Optimierung durchgeführt wird. Diese sind im Drehmoment-Drehzahl-Diagramm der E-Maschine in Abbildung 5.11 gezeigt. Die eingezeichnete Grenzkennlinie bezieht sich auf die maximale Dauerleistung des exemplarisch betrachteten Motors von 35 kW und die kleinste im Beispielsystem mögliche Batteriespannung von 260 V. Das konkret analysierte System wird im Abschnitt 6.1 näher erläutert.

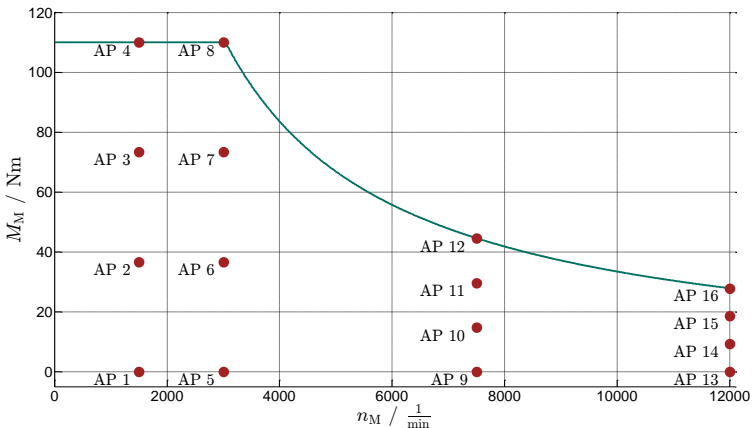


Abbildung 5.11: Mechanische Arbeitspunkte für den Algorithmenvergleich

Die Arbeitspunkte sind so bestimmt, dass sie bei der Eckdrehzahl und der Maximaldrehzahl liegen und das maximal mögliche Moment in vier Stufen unterteilen. Ebenfalls je vier betrachtete Arbeitspunkte liegen bei der halben Eckdrehzahl und in der Mitte zwischen jener und der Maximaldrehzahl.

Abbildung 5.12 zeigt die Erfolgswahrscheinlichkeit der verschiedenen Algorithmen mit unterschiedlichen Einstellungen für jeden Arbeitspunkt mit jeweils hundert Optimierungsdurchläufen. Es ist zu erkennen, dass

Vertreter aller stochastischen Algorithmen bei dem durchgeführten Test das globale Optimum finden. Zudem ist zu sehen, dass der korrekten Wahl der Einstellparameter eine wichtige Bedeutung zukommt, da diese einen deutlichen Einfluss auf die Erfolgswahrscheinlichkeit hat.

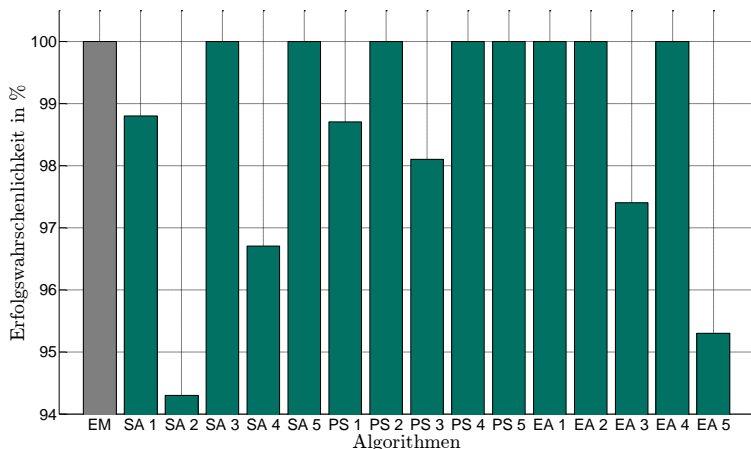


Abbildung 5.12: Erfolgswahrscheinlichkeit der Algorithmen

Bei der Betrachtung der Rechenzeit werden besonders zwischen der Exhaustions-Methode und den stochastischen Algorithmen aber auch im Vergleich der stochastischen Methoden untereinander große Unterschiede deutlich.

Wichtig für die Rechenzeit der Exhaustions-Methode ist die Diskretisierung der Variablen, da die erforderlichen Rechenschritte direkt davon abhängig sind. Als Schrittweite der Variablen wird der kleinste Wert gemäß Tabelle 5.1 gewählt. Die in Tabelle 5.5 dargestellten Ober- und Untergrenze der Variablen ergeben sich bei der Zwischenkreisspannung aus der minimalen Spannung der betrachteten Batterie. Die Obergrenze folgt aus der Beachtung der maximalen Sperrspannung der verwendeten Halbleiter. Die Halbleiter begrenzen ebenfalls die Schaltfrequenz nach oben. Die Untergrenze ist aufgrund der akustischen Wahrnehmbarkeit des Schaltens gegeben. Da es im Fahrzeug vermieden werden soll, dass die Insassen das

Schalten der Leistungselektronik als störend empfinden, werden kleinere Werte ausgeschlossen. Die Grenzen der Phasenzahl des DC/DC-Wandlers ergeben sich aufgrund des dreiphasigen Aufbaus, die der Modulationsart wegen der drei betrachteten Pulsmuster.

Tabelle 5.5: Rechenschritte bei der Exhaustions-Methode

Parameter	Schrittweite	Min	Max	Anzahl
$U_{Zk}$	10 V	250 V	400 V	16
$f_{DCAC}$	1.000 Hz	8.000 Hz	15.000 Hz	8
$M_{DCAC,Art}$	1	1	3	3
$f_{DCDC}$	1.000 Hz	8.000 Hz	15.000 Hz	8
$n_{DCDC,Ph}$	1	1	3	3
Rechenschritte pro Arbeitspunkt				768
Rechenschritte für 16 Arbeitspunkte				12.288

Durch die Aufteilung in zwei Teiloptimierungen wird die Gesamtanzahl der Berechnungen pro Arbeitspunkt gemäß Gleichung (5.8) bestimmt.

$$R_{EM,AP} = n_{U_{Zk}} \cdot n_{f_{DCAC}} \cdot n_{M_{DCAC,Art}} + n_{U_{Zk}} \cdot n_{f_{DCDC}} \cdot n_{n_{DCDC,Ph}} \quad (5.8)$$

Für die Ermittlung der minimalen Verlustleistung jedes Arbeitspunktes sind demnach 768 Berechnungen notwendig. Auf der verwendeten Rechnerhardware (siehe Anhang A.3) dauert ein Berechnungsschritt rund eine Viertelsekunde. Folglich ist zur Optimierung der 16 Arbeitspunkte nach dieser Methode etwa 1 Stunde notwendig. Eine Verkürzung der Rechenzeit ist besonders dann wichtig, wenn das ganze Kennfeld optimiert werden soll, da dann statt der betrachteten 16 Arbeitspunkte je nach Auflösung mehrere Hundert Punkte betrachtet werden.

Bei der Verwendung der stochastischen Algorithmen wird auf die Separierung in Teiloptimierungen verzichtet, da Versuche hierzu den Schluss zulassen, dass diese nur einen geringen Einfluss auf die Rechenzeit hat.

Nachfolgend werden die Rechenzeiten der analysierten stochastischen Algorithmen in Form von Boxplots gezeigt. Die Rechenzeiten beziehen sich ebenfalls auf die in Abschnitt A.3 des Anhangs beschriebene Rechnerhardware. Hierbei wird der Median aller Punkte in Form des roten Striches in der Box dargestellt. Die Grenzen der Box sind so definiert, dass in ihr die Hälfte aller Daten liegen. Die senkrechten grauen Striche werden als Antennen bezeichnet und haben je nach Definition meist die eineinhalbfache Länge der Box. Ausreißer, die nicht innerhalb der Antenne liegen, werden ober- bzw. unterhalb als rote Punkte eingezeichnet [84]. Anhand der Darstellung ist die Streuung der Rechenzeiten gut ablesbar. Da es nur relativ wenige Ausreißer gibt, wird für den folgenden Vergleich der Median betrachtet.

Aus Abbildung 5.13 geht klar hervor, dass der Simulated-Annealing-Algorithmus den beiden anderen Optimierungsverfahren bezüglich der Rechenzeit teils um das Zehnfache unterlegen ist, weshalb er generell verworfen wird.

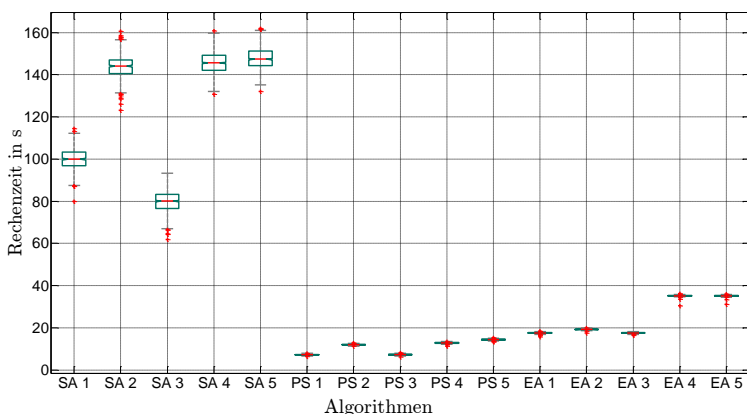


Abbildung 5.13: Rechenzeitvergleich der Optimierungsalgorithmen

Die beiden verbleibenden Algorithmen sind in Abbildung 5.14 gegenübergestellt. Farblich hinterlegt sind alle Konfigurationen, die bei der Prüfung der Erfolgswahrscheinlichkeit immer das globale Optimum gefunden ha-

ben. Es ist zu erkennen, dass im gezeigten Testfall die Particle-Swarm-Optimierung eine kürzere Rechenzeit als der Evolutionary-Algorithmus erfordert. Deutlich ersichtlich ist zudem gerade beim PS-Algorithmus der Kompromiss zwischen Erfolgswahrscheinlichkeit und Rechenzeit. PS 1 und der PS 3 haben zwar eine weniger als halb so große Rechenzeit wie PS 2, sie führen allerdings auch „nur“ zu einer Erfolgswahrscheinlichkeit von rund 99% bzw. 98%. Da somit die Konfiguration PS 2 die kürzeste Zeit aller erfolgreichen Einstellungen liefert, wird dieser Algorithmus im weiteren Verlauf zur Optimierung des gesamten Betriebsbereiches des Antriebsstranges genutzt. Die hierfür verwendeten Einstellparameter sind in Tabelle 5.6 aufgelistet.

Tabelle 5.6: Gewählte Einstellungen beim Particle-Swarm-Algorithmus

Parameter	Bereich
Maximale Anzahl Generationen	25
Anzahl Individuen	15
Gewichtung Trägheit	0,2
Gewichtung Egoismus	0,2
Gewichtung Anpassung	0,2
Stoppbedingung	max. Generationen

Es sei abschließend angemerkt, dass mit der gezeigten Auswahl eines Optimierungsalgorithmus keinesfalls der Anspruch erhoben wird, das beste Verfahren mit den optimalen Einstellungsparametern gefunden zu haben. Allerdings liefert der gewählte und entsprechend parametrisierte Particle-Swarm-Algorithmus für jeden Betriebspunkt Optimierungsergebnisse, die dem globalen Optimum entweder genau entsprechen oder nur geringfügig davon abweichen. Die damit gewonnene Rechenzeiterparnis beläuft sich gegenüber der Exhaustionsmethode auf mehr als 99%.

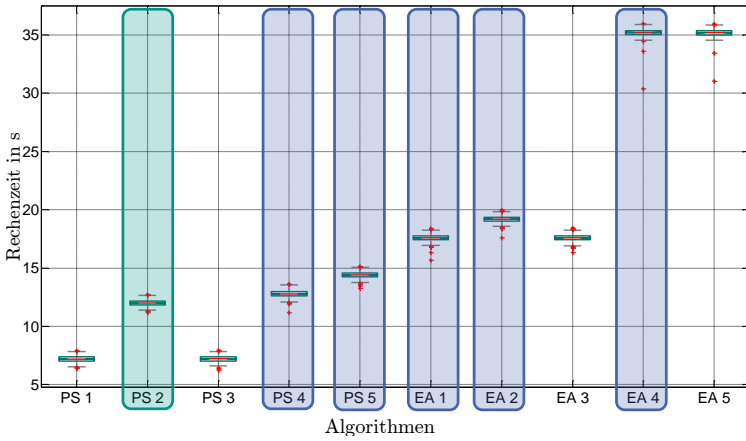


Abbildung 5.14: Rechenzeitvergleich (Auswahl)

## 6 Simulative Optimierungsergebnisse

In dem folgenden Kapitel soll die Bewertung der optimierten Betriebsparameter erfolgen. Dies geschieht zunächst rein simulativ anhand des Verlustleistungsmodells aus Kapitel 3. Zunächst werden die Wahl des Referenzsystems und die sich daraus ergebenden geltenden Randbedingungen erläutert. Anschließend wird jeweils für verschiedene Batteriespannungen eine Analyse unterschiedlicher Stufen der Optimierung durchgeführt. Zu Beginn steht die ausschließliche Anpassung der Zwischenkreisspannung als Stand der Technik im Fokus. Hierauf aufbauend werden die Potentiale der zusätzlichen in der Arbeit vorgeschlagenen Optimierungsschritte ausgearbeitet. Dies geschieht sowohl kennfeldbasiert für den gesamten Arbeitsbereich der Komponenten als auch für aus der Literatur bekannte Fahrzyklen. Jede Optimierungsmethode wird mit dem nachfolgend definierten Referenzsystem verglichen.

### 6.1 Systemdefinition

Um möglichst repräsentative Aussagen treffen zu können, wird für die Betrachtung ein elektrischer Antriebsstrang gewählt, wie er in Fahrzeugen des Kleinwagensegments bereits in Serie eingesetzt wird.

Betrachtet wird eine Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten, die speziell für den Einsatz im Elektrofahrzeug ausgelegt ist. Eine Auswahl charakteristischer Maschinendaten ist in Tabelle 6.1 gegeben. Die Maschinendaten werden als konstant angenommen. Die Messergebnisse in Kapitel 7 zeigen, dass die nicht berücksichtigten Effekte in der Maschine, wie beispielsweise magnetische Sättigungseffekte im Eisen, die Genauigkeit des Verlustleistungsmodells nur marginal beeinflussen.

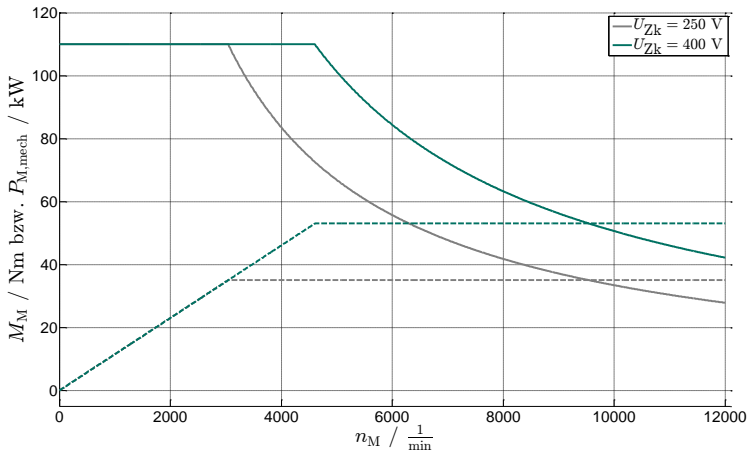
Tabelle 6.1: Übersicht Maschinenparameter

Parameter	Wert
$I_{M,max}$	160 A
$L_{M,d}$	0,15 mH
$L_{M,q}$	0,55 mH
$p_M$	4
$\Psi_{M,PM}$	50 mWb
$R_M$	12 m $\Omega$
$U_{Zk}$	250 – 400 V
$P_{M,mech,max}(U_{Zk,min})$	35 kW

Da das Vergleichssystem den Einsatz eines DC/DC-Wandlers nicht vorsieht, variiert die Zwischenkreisspannung mit der sich im Betrieb verändernden Batteriespannung. Mit den aus Abschnitt 3.3.1 erläuterten Zusammenhängen kann nachvollzogen werden, dass die maximale Leistung der Maschine direkt von der Zwischenkreisspannung abhängt.

Ausgehend von dem einzuhaltenden Maximalstrom stellt Abbildung 6.1 die Kennlinien des maximalen Drehmomentes und der maximalen Leistung der Maschine für die beiden Grenzwerte der Zwischenkreisspannung gegenüber. Die Kennlinien sind nach dem MTPA-Verfahren ermittelt.





9

Abbildung 6.1: Maximale Maschinenkennlinie in Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung

Bei Einhaltung aller für die E-Maschine geltenden Grenzwerte, insbesondere der Stromwärmeverluste, wird bei steigender Zwischenkreisspannung ihre Maximalleistung im Dauerbetrieb angehoben. Da die vom Maschinenhersteller angegebene kurzzeitige Maximalleistung der Maschine deutlich über der Dauerleistung liegt, kann angenommen werden, dass sowohl die Leistungselektronik als auch die Batterie im Referenzsystem in der Lage sind, die höhere Leistung zeitlich begrenzt zu liefern.

An dieser Stelle wird nochmals der bereits bekannte Vorteil des DC/DC-Wandlers deutlich. Die Maschinenleistung wird durch seinen Einsatz vollständig von der durch Entladung abnehmenden Batteriespannung entkoppelt, weshalb durchgehend die Grenzkennlinie der Maschine für die maximal zulässige Zwischenkreisspannung Gültigkeit hat. Im vorliegenden Beispiel bedeutet dies, dass die Maschine rund 23% mehr Leistung dauerhaft liefern kann, als es ohne DC/DC-Wandler möglich wäre.

Der Einfluss der Batteriespannung auf den physikalisch möglichen Betriebsbereich der E-Maschine und des gesamten Antriebsstranges muss somit bei der Optimierung berücksichtigt werden. Dies geschieht dadurch,

dass die nachfolgenden Untersuchungen für eine hohe Batteriespannung ( $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ , 100% SOC), eine mittlere Batteriespannung ( $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , 50% SOC) sowie eine niedrige Batteriespannung ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , 10% SOC) durchgeführt werden. Die Energie der vollgeladenen Batterie beträgt dabei 15 kWh.

Eine Übersicht aller zur Parametrierung des Verlustleistungsmodells notwendigen Werte befindet sich in Abschnitt A.1 des Anhangs.

### 6.2 (A)-Optimierung

Wie in Abschnitt 3.3 erläutert, finden sich in der Literatur Ansätze zur wirkungsgradoptimalen Vorgabe der Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit des Lastpunktes [9, 11]. Dieser Ansatz wird zunächst aufgegriffen. Hierfür wird die optimale Zwischenkreisspannung, gestellt durch den in Kapitel 4 ausgelegten DC/DC-Wandler, ermittelt. Die Spannung gilt als optimal wenn die Summe aller Verluste minimiert wird. Basierend auf der Kenntnis der optimalen Zwischenkreisspannung können für jede Komponente (DC/DC-Wandler, DC/AC-Wandler und E-Maschine) die sich ergebenden Verluste über alle möglichen Betriebspunkte bestimmt werden. Diese werden dann mit den Verlusten des Referenzsystems verglichen.

Zur anschaulichen Quantifizierung der tatsächlich einsparbaren Verlustenergie erfolgt abschließend für jede betrachtete Batteriespannung das theoretische Abfahren von zwei genormten Fahrzyklen mit und ohne DC/DC-Wandler. Die untersuchte Batteriespannung bezieht sich hierbei auf den Startwert zu Beginn des Zyklus und nimmt entsprechend des Energiebedarfs während der simulierten Fahrt ab.

Die nicht optimierten Parameter werden auf die Werte in Tabelle 6.2 festgelegt und sind für das System mit DC/DC-Wandler und, soweit sie darin vorkommen, für das Vergleichssystem identisch. Die Schaltfrequenzen werden auf einen mittleren Wert innerhalb des zulässigen Bereichs bestimmt. Die konstante Phasenzahl des DC/DC-Wandlers muss der maxima-

len entsprechen, damit der DC/DC-Wandler die maximale Leistung liefern kann. Die Wahl der Modulationsart kommt daher, dass im Vergleichssystem die Supersinus-Modulation zum Einsatz kommt.

Tabelle 6.2: Betriebsparameter Referenzsystem

Parameter	Wert
$f_{\text{DCAC}}$	12 kHz
$M_{\text{DCAC,Art}}$	Supersinus-Modulation
$f_{\text{DCDC}}$	12 kHz
$n_{\text{DCDC,Ph}}$	3

### 6.2.1 Batteriearbeitspunkt bei 10% SOC

Von Abbildung 6.2 bis Abbildung 6.4 sind die theoretischen Verlustleistungen des DC/AC-Wandlers, der E-Maschine und die Summe beider, wie sie im Referenzsystem bei einer Batteriespannung von 260 V auftreten, dargestellt. Die Maschinenströme zum Erreichen der mechanischen Arbeitspunkte werden nach dem MTPA-Verfahren gestellt. Auf eine explizite Darstellung des Generatorbetriebs sei verzichtet.

## 6 Simulative Optimierungsergebnisse

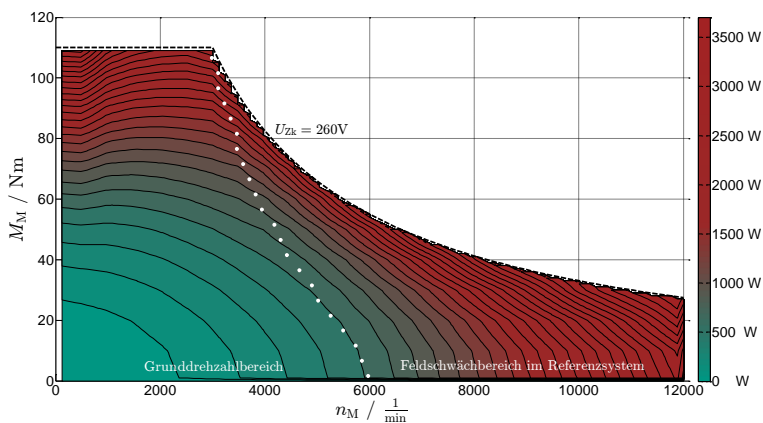


Abbildung 6.2: Simulierte Verlustleistung E-Maschine im Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260\text{ V}$ )

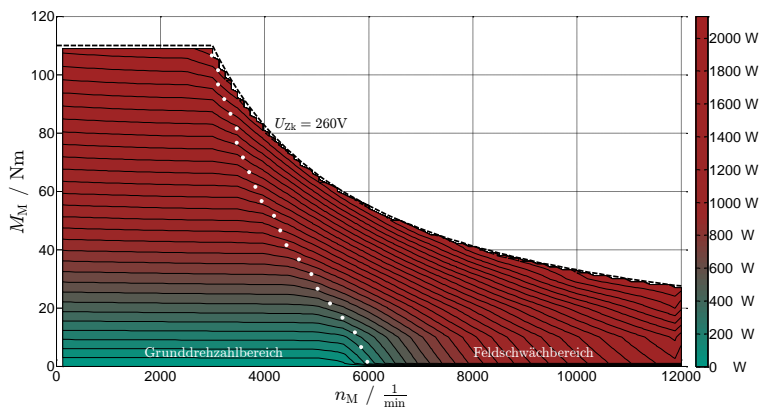


Abbildung 6.3: Simulierte Verlustleistung DC/AC-Wandler im Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260\text{ V}$ )

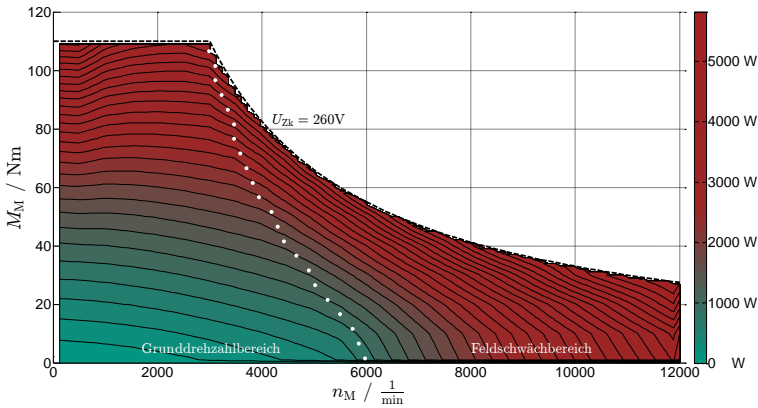


Abbildung 6.4: Simulierte Verlustleistung gesamtes Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

Zwei Aspekte sind aus der Betrachtung der Abbildungen ableitbar. Zum einen steigen in beiden Komponenten erwartungsgemäß die Verluste mit zunehmender Leistung. Dies folgt bei einer Steigerung des Drehmomentes unter anderem aufgrund des größeren Betrages des Maschinenstromes und somit auch des Stromes im DC/AC-Wandler. Des Weiteren erhöhen sich die Verluste ab der Grenze des Grunddrehzahlbereichs bei zunehmender Drehzahl, da ab hier ein zusätzlicher feldschwächender Strom notwendig ist. Gemäß der Definition aus Abschnitt 3.3.1 beginnt bei der betrachteten E-Maschine mit unsymmetrischen Induktivitäten der Feldschwächbereich ab dem Punkt, an dem mehr  $d$ -Strom als vom MTPA-Verfahren gefordert eingepreßt wird. Dieser Übergang ist in den Abbildungen gepunktet eingezeichnet.

Die zusätzlichen Stromwärmeverluste im Feldschwächbereich können mit einer angehobenen Zwischenkreisspannung verringert werden. Für den erweiterten Antriebsstrang mit DC/DC-Wandler zeigt Abbildung 6.5 den Verlauf der optimierten Zwischenkreisspannung. Diese bewirkt für jeden Betriebspunkt innerhalb des Kennfeldes die geringsten Gesamtverluste des Systems. Aufgrund der dadurch gegebenen Vergleichbarkeit wird der dargestellte Betriebsbereich auf die Grenzkennlinie der aktuellen Batteriespannung limitiert.

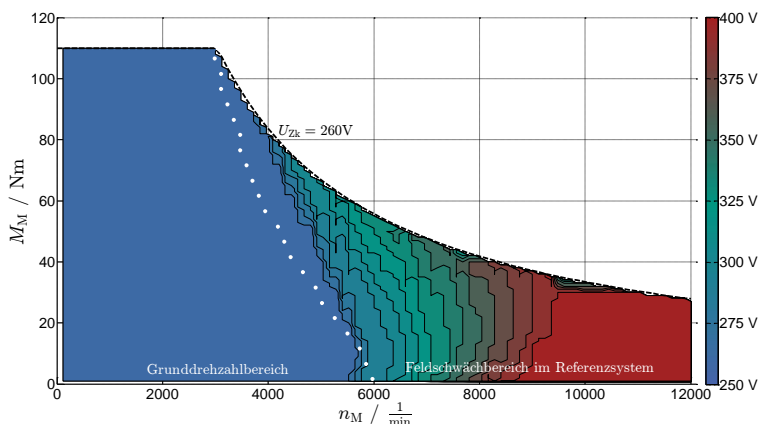


Abbildung 6.5: Simulierte optimale Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

Es ist deutlich zu erkennen, dass eine Spannungsanhebung erst dann sinnvoll ist, wenn dadurch auch die Feldschwächung vermieden wird. Des Weiteren ist ersichtlich, dass die angepasste Spannung mit steigender Drehzahl zunimmt. Der im Vergleich zu den anderen Spannungsniveaus flächenmäßig größere Bereich mit einer Zwischenkreisspannung von 400 V ergibt sich dadurch, dass eine unter Verlustaspekten sinnvolle weitere Anhebung der Spannung aufgrund der eingesetzten Bauteile nicht möglich ist und deshalb ab ca. 9000 1/min die Spannung auf den Maximalwert begrenzt wird.

Der Aspekt, dass nicht sofort ab der Grenze zum Feldschwächbetrieb die Spannung angehoben wird, lässt sich wie folgt begründen. Aufgrund der im DC/DC-Wandler mindestens einzuhaltenden Verriegelungszeiten der IGBT ist es nicht möglich, beliebig kleine Aussteuergrade und dadurch auch beliebig kleine Spannungshübe zu realisieren. Aus diesem Grund kann die Zwischenkreisspannung nur Werte gleich oder mindestens 30 V größer als die Batteriespannung annehmen.

Die beim Erzeugen der wirkungsgradoptimalen Zwischenkreisspannung entstehenden Verluste im DC/DC-Wandler bzw. sein Wirkungsgrad sind in

Abbildung 6.6 und Abbildung 6.7 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Verluste im Durchlassbetrieb, also wenn die Zwischenkreisspannung der Batteriespannung entspricht, sehr gering sind. Der Wirkungsgrad liegt hier in großen Bereichen deutlich über 99%. Im aktiven Betrieb des DC/DC-Wandlers steigen seine Verluste mit zunehmender Leistung des Antriebsstranges. Die maximale Verlustleistung im DC/DC-Wandler liegt bei einer reinen Optimierung der Zwischenkreisspannung bei rund 800 W. Der Wirkungsgrad im aktiven Bereich erreicht Werte zwischen 90% und 98%.

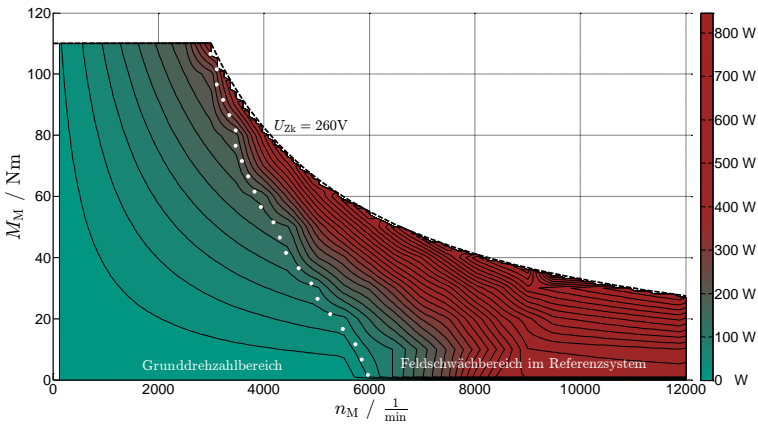


Abbildung 6.6: Simulierte Verlustleistung DC/DC-Wandler ((A)-Optimierung,  $U_{Batt} = 260 V$ )

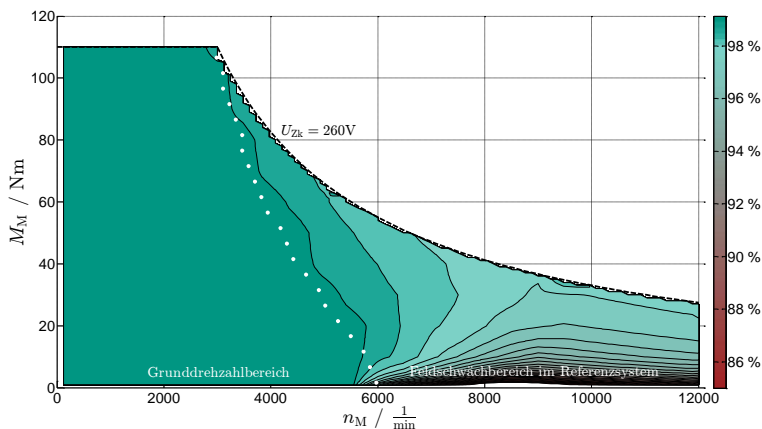


Abbildung 6.7: Simulierter Wirkungsgrad DC/DC-Wandler  
((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

Die Veränderung der Systemverluste im System mit DC/DC-Wandler und einer Optimierung der Zwischenkreisspannung gegenüber dem Referenzsystem sind in Abbildung 6.8 wiedergegeben. Abbildung 6.9 zeigt die relative Veränderung der Verlustleistung. Beide Abbildungen belegen, dass der DC/DC-Wandler in Kombination mit der nachgeführten Zwischenkreisspannung zu einem deutlichen Einsparpotential im ursprünglichen Feldschwächbereich führt. Je nach Arbeitspunkt können bis zu 500 W bzw. 30% der Verlustleistung eingespart werden.

Es sei explizit darauf hingewiesen, dass aus Gründen der besseren Auflösung der Verluststeigerung im Grunddrehzahlbereich der Nullpunkt der Farbskala verschoben ist. Die maximal mehr auftretenden Verluste belaufen sich auf lediglich 200 W bzw. knapp 10%.

Vereinfacht lässt sich an dieser Stelle festhalten, dass der DC/DC-Wandler schon bei einer reinen Variation der Zwischenkreisspannung zu betragsmäßig mehr Einsparung an Verlustleistung führt als er im Durchlassbetrieb selbst Zusatzverluste erzeugt. Besonders bei hohen Motordrehzahlen, wie sie im Fahrzeug bei Fahrten außerhalb geschlossener Ortschaften vorkommen, bewirkt der DC/DC-Wandler eine deutliche Reduzierung der



Gesamtverluste. Zur anschaulichen Bewertung dieses Einsparpotentials ist es sinnvoll, einen konkreten Anwendungsfall mit den daraus resultierenden Arbeitspunkten zu betrachten. Dies geschieht im Folgenden zunächst für den „Neuen Europäischen Fahrzyklus“ und anschließend für den Zyklus „Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedures“. Die Verläufe beider Zyklen sind bereits in Abbildung 4.6 gezeigt.

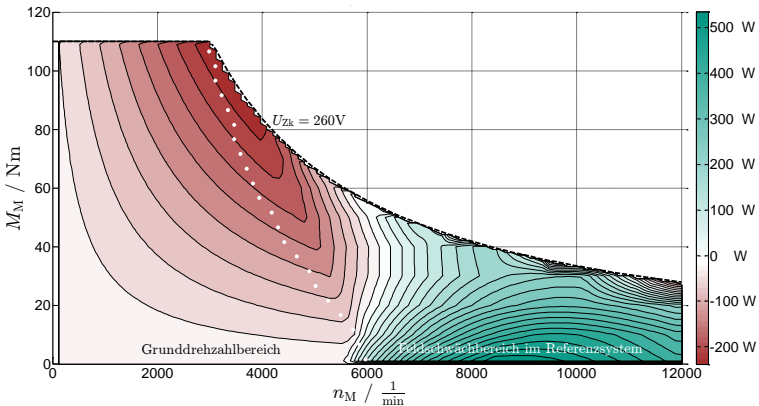


Abbildung 6.8: Simulierte Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

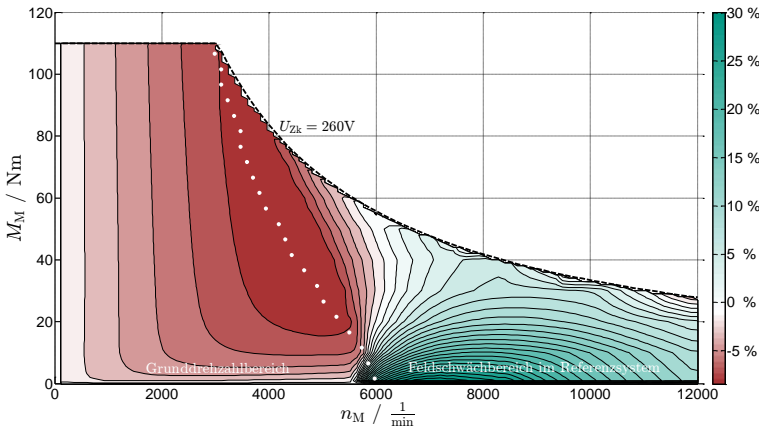


Abbildung 6.9: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

Für den NEFZ stellen die Abbildung 6.10 bis Abbildung 6.12 die Ergebnisse der Optimierung im Vergleich zum Referenzsystem dar. Die Ab- bzw. Zunahme der Batteriespannung ist aus nichtlinearen Kennfeldern bestimmt, die dem Spannungsverlauf aus Abbildung 2.36 nachempfunden sind. Der Verlauf der Batteriespannung ist in beiden Systemen in etwa gleich und beträgt zum Ende des Fahrzyklus knapp 10 V weniger als zu Beginn. Der Verlauf der optimierten Zwischenkreisspannung folgt erwartungsgemäß dem Geschwindigkeitsprofil des Fahrzyklus. Bei Geschwindigkeiten unterhalb etwa 50 km/h arbeitet die E-Maschine bei den geforderten Drehmomenten im Grunddrehzahlbereich, weshalb die optimale Zwischenkreisspannung der Batteriespannung folgt. Bei Geschwindigkeiten über 100 km/h wird vom DC/DC-Wandler die maximal erlaubte Zwischenkreisspannung gefordert.

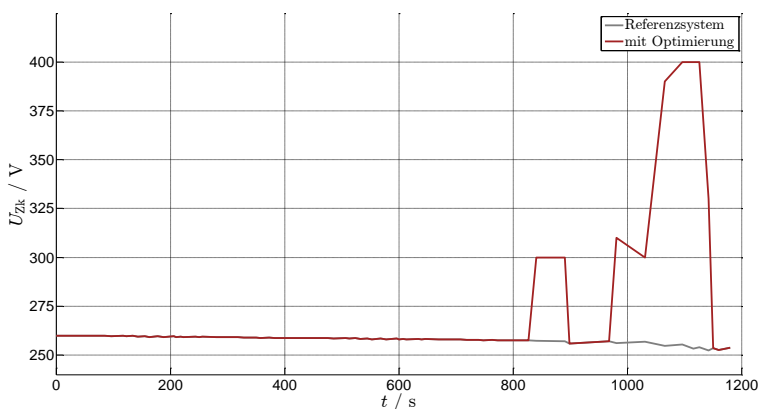


Abbildung 6.10: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ)

In Abbildung 6.11 ist der Einfluss der Optimierung auf die Gesamtverlustleistung des Antriebsstranges dargestellt. Wenn die optimale Zwischenkreisspannung gleich der Batteriespannung ist, hat der DC/DC-Wandler keinen positiven Einfluss und führt selbst zu zusätzlichen Verlusten. Allerdings sind seine Verluste in dem Durchlassbetrieb sehr gering, weshalb beide Verläufe nahezu deckungsgleich sind. Der deutlich positive Einfluss

der Optimierung ist dann bei größeren Drehzahlen zu erkennen, wenn die Verluste im Referenzsystem mit teils 300 W über denen im optimierten System liegen.

Die entstehende Verlustenergie des Vergleichssystems ist bis ca. 900 s knapp unter der optimierten (siehe Abbildung 6.12). Anschließend kommen die Vorteile der höheren Zwischenkreisspannung zum Tragen und bewirken eine Reduktion der auftretenden Verluste um rund 4% am Ende des Zyklus. Die Verläufe der Verlustenergie sind auf den maximal im Referenzsystem auftretenden Wert normiert, damit ein direktes Ablesen der relativen Einsparung möglich ist.

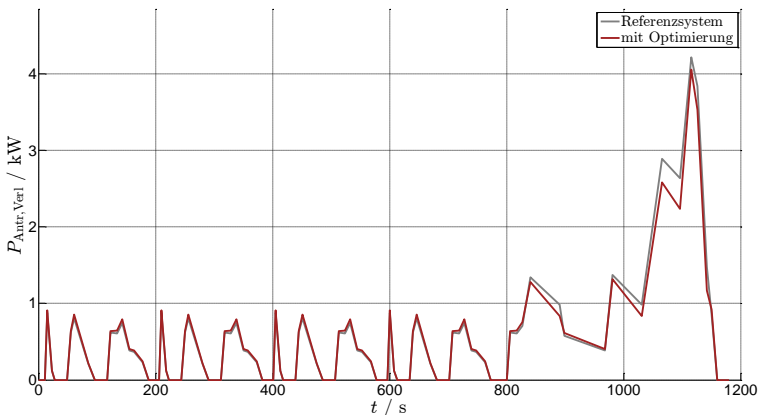


Abbildung 6.11: Simulierter Verlauf der Verlustleistungen  
((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ)

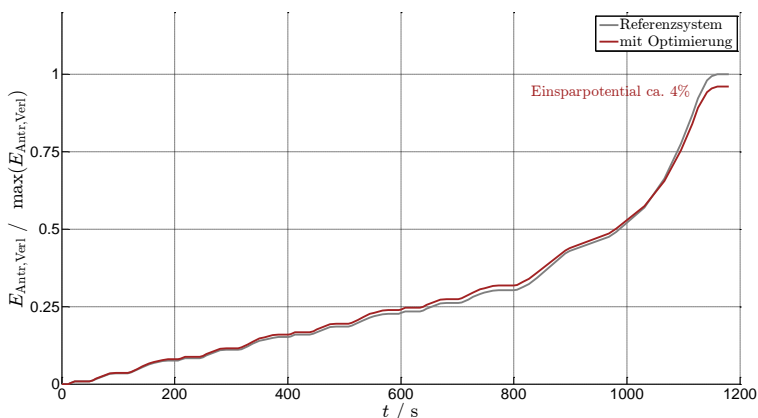


Abbildung 6.12: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung,  $U_{Batt} = 260 \text{ V}$ , NEFZ)

Die gleichen Darstellungen wie für den NEFZ werden in der Abbildung 6.13 bis Abbildung 6.15 für den WLTP-Zyklus gezeigt. Es ergeben sich im Wesentlichen die gleichen Resultate. Bei kleinen Geschwindigkeiten findet keine Spannungsanhebung statt und der DC/DC-Wandler bewirkt einen geringen Anstieg der Gesamtverluste. Die Batteriespannung sinkt hierbei etwas stärker, da der Zyklus insgesamt energieintensiver als der NEFZ ist. Aufgrund des größeren relativen Anteils hoher Geschwindigkeiten liegt das Einsparpotential beim WLTP-Zyklus mit ca. 6% höher als zuvor.

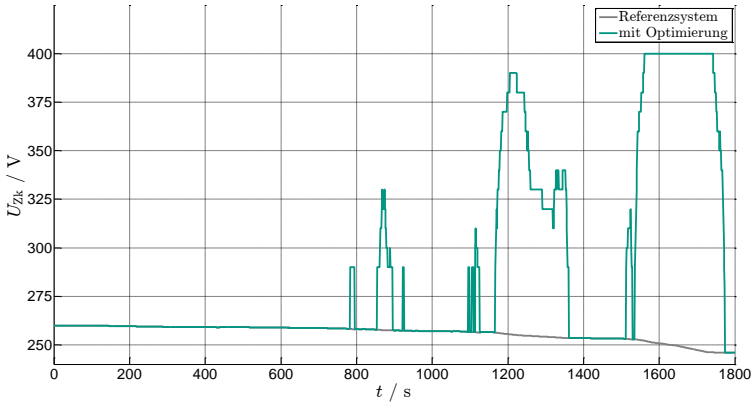


Abbildung 6.13: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP)

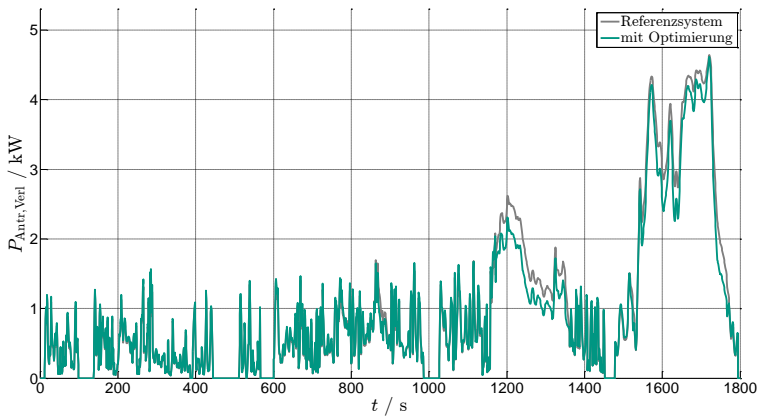


Abbildung 6.14: Simulierter Verlauf der Verlustleistungen ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP)

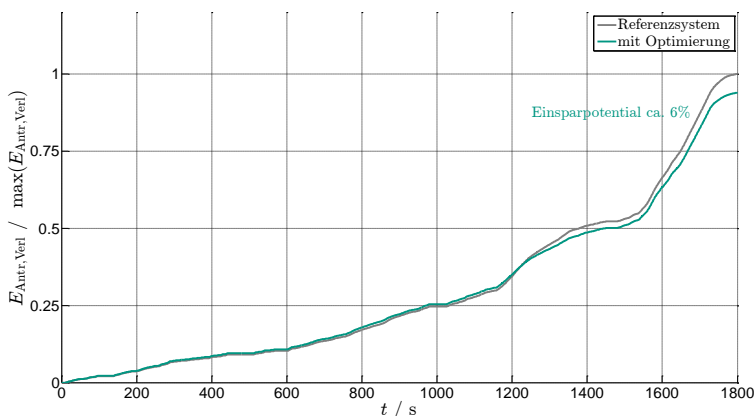


Abbildung 6.15: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergie ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP)

### 6.2.2 Batteriearbeitspunkt bei 50% SOC

Zur Beurteilung des Einflusses der Batteriespannung werden nachfolgend die vorhergehenden Untersuchungen für 50% SOC durchgeführt. Die Grenzkennlinie der Komponenten basiert nun auf der höheren Batteriespannung, weshalb die neue Eckdrehzahl des Motors bei etwa 3800 1/min liegt. Die Motorleistung ist hierbei ca. 5 kW größer. Die optimale Zwischenkreisspannung des Systems ist in Abbildung 6.16 gezeigt. Es ist ersichtlich, dass sich die Grenze des Feldschwächbereichs hin zu größeren Drehzahlen verschiebt und sich deshalb auch der Bereich, in dem die Batteriespannung als Zwischenkreisspannung genutzt wird, vergrößert. Bei ca. 8000 1/min ist ein kleiner Bereich erkennbar, in dem die Optimierung ein zunächst als falsch erscheinendes Ergebnis liefert. In der Nähe der Grenzkennlinie wird die Batteriespannung gewählt. Dies kommt daher, dass die Drosseln des DC/DC-Wandlers, wie in Abschnitt 4.2 beschrieben, möglichst klein ausgeführt sind. Da bei der Auslegung von einer variablen Schaltfrequenz ausgegangen wird, was bei der aktuellen Betrachtung nicht der Fall ist, kämen die Drosseln in diesen Arbeitspunkten in Sättigung. Beim vollständig optimierten Betrieb wird die Schaltfrequenz in diesen

Punkten über 12 kHz gewählt, damit der Stromrippel kleiner wird und somit die Sättigungsflussdichte des Kernmaterials nicht erreicht wird.

Die bei steigender Drehzahl länger optimale Batteriespannung hat den in Abbildung 6.17 wiedergegebenen Einfluss auf die Differenz der Verluste. Der Bereich, in dem eine Vergrößerung der Verluste auftritt, dehnt sich aus. Die maximal einsparbaren Verluste belaufen sich auf 250 W. Die relative Differenz ist in Abbildung 6.18 gezeigt und beträgt maximal noch 15%.

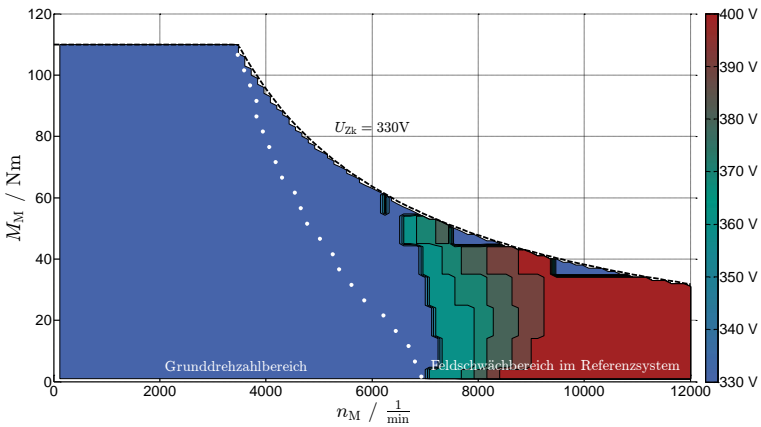


Abbildung 6.16: Simulierte optimale Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 330\text{ V}$ )

## 6 Simulative Optimierungsergebnisse

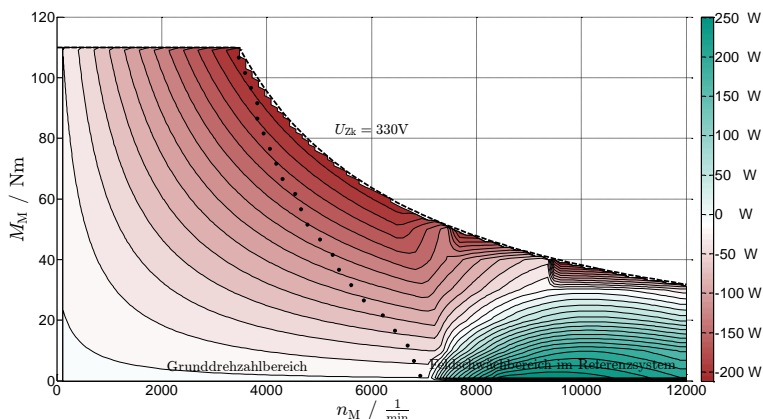


Abbildung 6.17: Simulierte Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ )

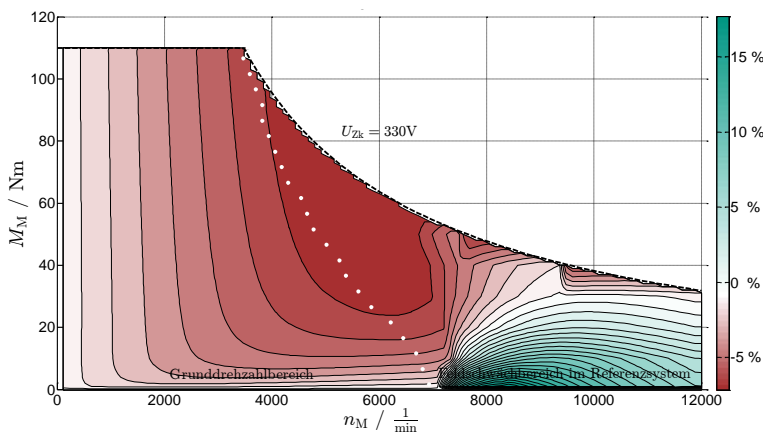


Abbildung 6.18: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ )

Bezogen auf den NEFZ sind die Verläufe der optimalen Zwischenkreisspannung in Abbildung 6.19 und der Verlauf der Verlustenergie in Abbildung 6.20 angegeben. Wie anhand der zuvor gezeigten Kennfelder geschlossen werden kann, wird die Zwischenkreisspannung nur noch bei Geschwindigkeiten über etwa 70 km/h angehoben. Aus diesem Grund



erfolgt erst ab diesem Zeitpunkt eine Reduzierung der Gesamtverluste. Da der Bereich der Verlustreduzierung kleiner ist, steigen die Gesamtverluste dabei um 2% an.

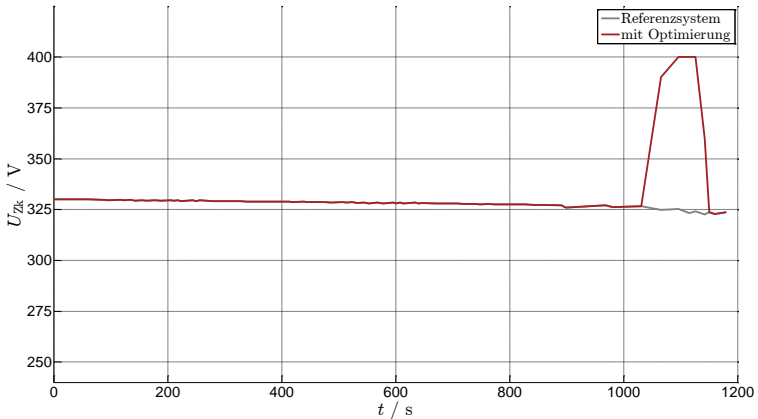


Abbildung 6.19: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , NEFZ)

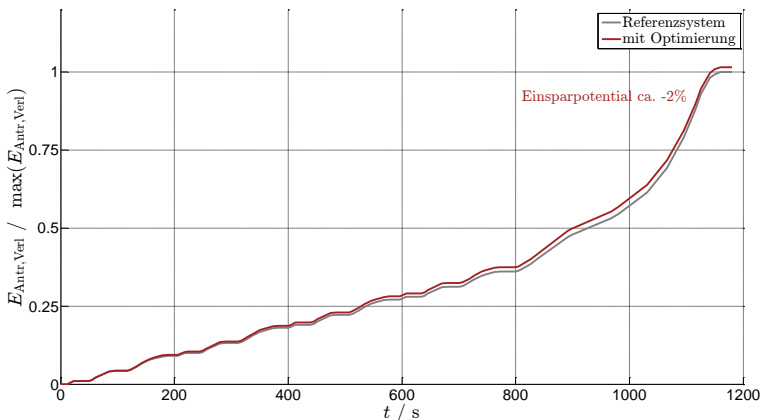


Abbildung 6.20: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , NEFZ)

Für den WLTP-Zyklus sind die Ergebnisse in Abbildung 6.21 und Abbildung 6.22 gezeigt. Aufgrund des größeren Anteils an hohen Geschwindigkeiten findet kein Anstieg der Verluste statt und die Energiebilanz fällt neutral aus.

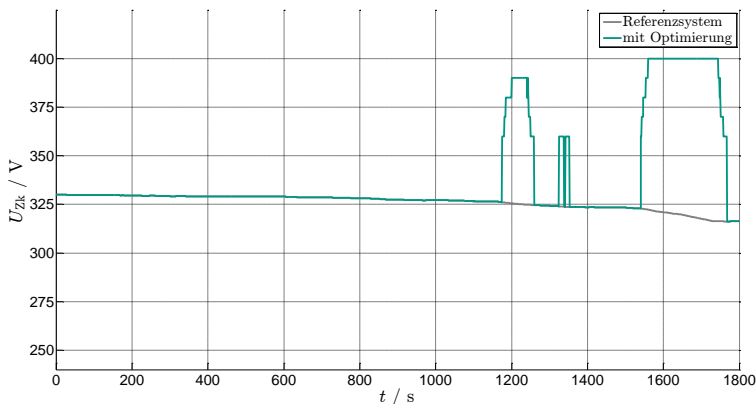


Abbildung 6.21: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , WLTP)

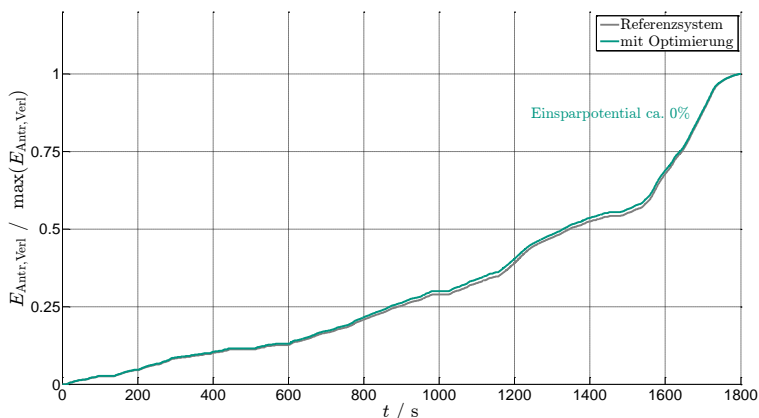


Abbildung 6.22: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , WLTP)

### 6.2.3 Batteriearbeitspunkt bei 100% SOC

Bei vollgeladener Batterie stellt die Batteriespannung bereits das Maximum der zulässigen Zwischenkreisspannung dar. Dadurch werden bei der reinen Optimierung der Zwischenkreisspannung die Gesamtverluste im Antriebsstrang in jedem Punkt schlechter als im Referenzsystem (siehe Abbildung 6.23 bzw. Abbildung 6.24). Die maximale Leistung der E-Maschine liegt mit der vollen Batteriespannung bei etwa 48 kW. Abbildung 6.25 zeigt die Verlustzunahme für den NEFZ und Abbildung 6.26 für den WLTP. Beide Verlustenergien steigen um 3%.

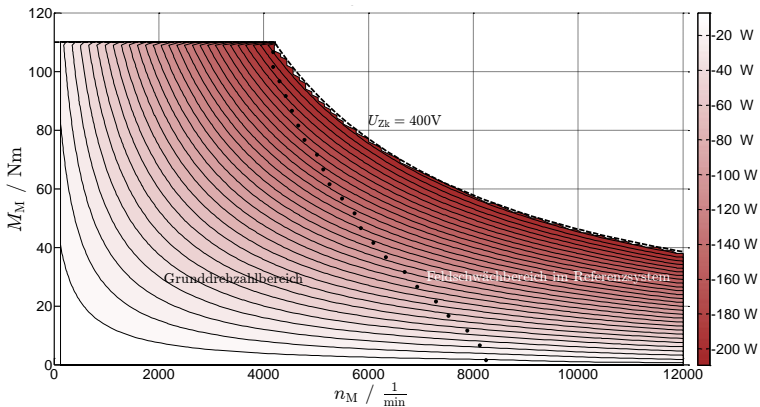


Abbildung 6.23: Simulierte Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ )

## 6 Simulative Optimierungsergebnisse

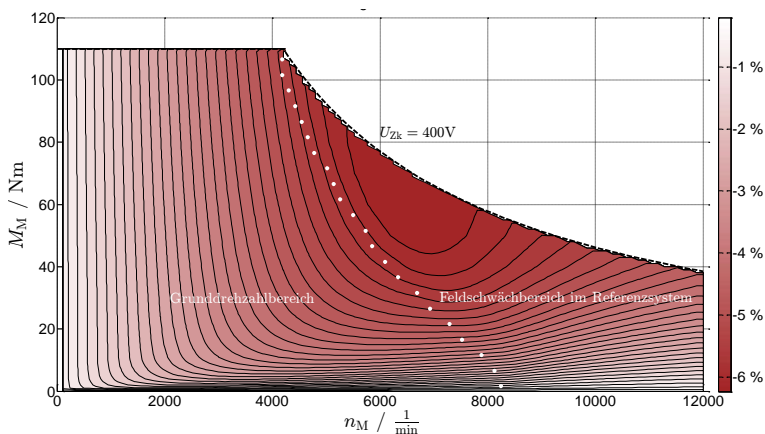


Abbildung 6.24: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ )

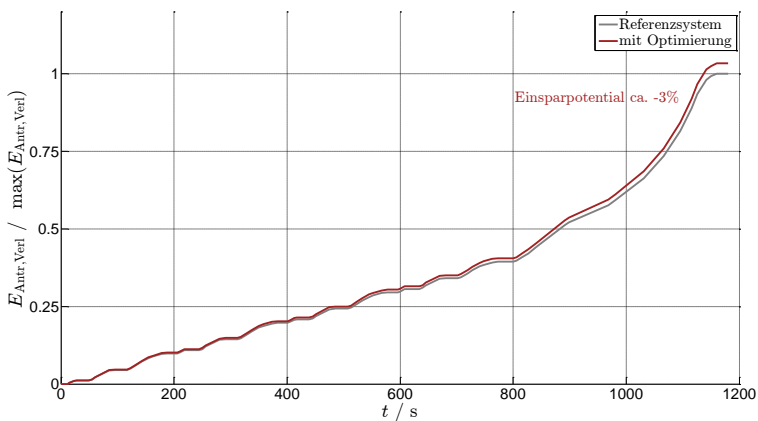


Abbildung 6.25: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ , NEFZ)

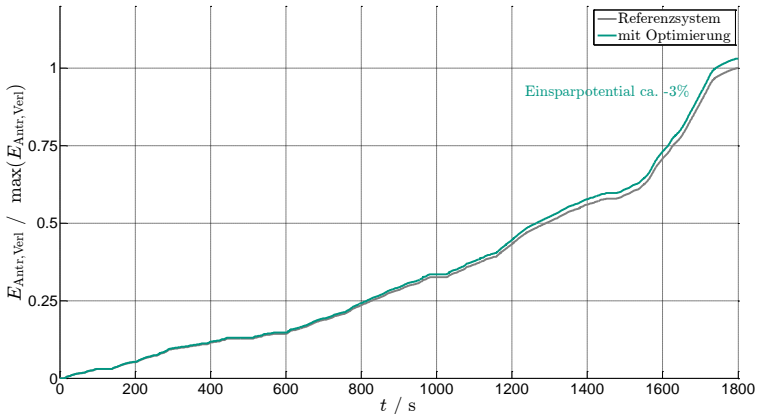


Abbildung 6.26: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ , NEFZ)

#### 6.2.4 Zwischenfazit

Tabelle 6.3 fasst die Ergebnisse der Optimierung der Zwischenkreisspannung zusammen. Bei kleinen Batteriespannungen führt die angepasste Zwischenkreisspannung zu einer deutlichen Reduzierung der Verluste im Feldschwächbereich. Ab mittleren Batteriespannungen kommt es zu einer Umkehr des Effektes, da die Batteriespannung ausreichend ist, um den Motor über seinen ganzen Betriebsbereich wirkungsgradoptimal nach dem MTPA-Verfahren anzusteuern. Die Zunahme an Verlusten fällt besonders beim WLTP-Zyklus geringer aus.

Tabelle 6.3: Simulierte Energieeinsparpotentiale (A)-Optimierung

Batteriespannung	NEFZ	WLTP
260 V	4,2%	6,3%
330 V	-2,4%	-0,1%
400 V	-3,3%	-3,4%

### 6.3 (ADE)-Optimierung

Zusätzlich zur zuvor wirkungsgradoptimal eingestellten Zwischenkreisspannung werden in diesem Abschnitt die Schaltfrequenz und die Phasenzahl des DC/DC-Wandlers variiert. Die Untersuchungen werden ebenfalls bei drei verschiedenen Niveaus der Batteriespannung sowie für zwei unterschiedliche Fahrzyklen durchgeführt.

Für den Verlauf der optimierten Zwischenkreisspannung ergibt sich bei der (ADE)-Optimierung gegenüber der vorhergehenden reinen Anpassung der Zwischenkreisspannung kein Unterschied. Folglich wird der DC/DC-Wandler von außen betrachtet im gleichen Arbeitspunkt, definiert aus seiner Ausgangsleistung sowie der Ein- und Ausgangsspannung, wie zuvor betrieben.

Abbildung 6.27 und Abbildung 6.28 zeigen die zu wählende Schaltfrequenz und Phasenzahl für die entsprechenden Arbeitspunkte. Im Bereich des mittleren Spannungshubs führt es zu Verlustvorteilen, die Schaltfrequenz abzusenken. Bei Zwischenkreisspannungen über 300 V ist es dagegen sinnvoll, eine höhere Schaltfrequenz, in diesem Fall 15 kHz, zu wählen, um den Stromripple in den Drosseln gering zu halten. Im Durchlassbereich ist keine Schaltfrequenz dargestellt.

Bei der Zahl der aktiven Phasen ergibt sich für den Grunddrehzahlbereich das zu erwartende Ergebnis, dass hier stets die größte Phasenzahl zu wählen ist. Da in diesem Arbeitsbereich rein ohmsche Verluste im DC/DC-Wandler anfallen, werden durch möglichst viele parallele Stränge

die Stromwärmeverluste minimiert. Eine kleinere Phasenzahl ist im Betrieb mit höherer Ausgangsspannung dann sinnvoll, wenn sich der DC/DC-Wandler im Teillastbereich befindet. Die Abstufungen in den Betriebsbereichen kommen durch das Zuschalten einer zusätzlichen Phase, um die maximale Stromtragfähigkeit der Bauteile nicht zu überschreiten.

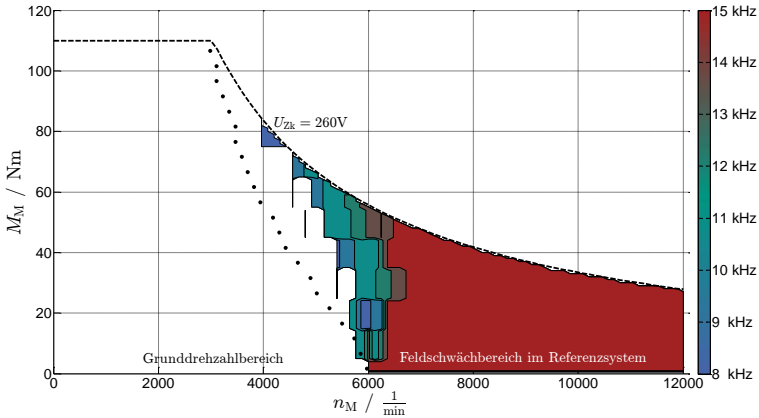


Abbildung 6.27: Simulierte optimale DC/DC-Schaltfrequenz ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260\text{ V}$ )

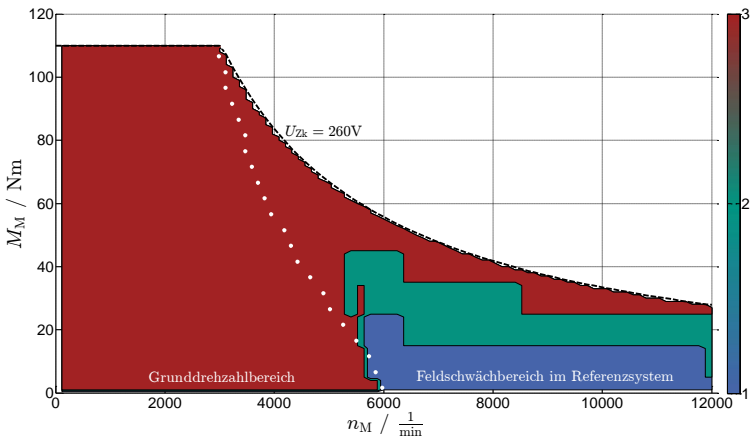


Abbildung 6.28: Simulierte optimale Phasenzahl ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260\text{ V}$ )

Die mit der Optimierung der Schaltfrequenz und Phasenzahl im DC/DC-Wandler auftretende Verlustleistung ist in Abbildung 6.29 wiedergegeben. Die Verlustleistung sinkt besonders im Bereich der Phasenabschaltung, bei großen Drehzahlen und mittleren Drehmomenten, deutlich (vergleiche Abbildung 6.6). Ebenfalls findet im Bereich der reduzierten Schaltfrequenz eine Einsparung von Verlusten im DC/DC-Wandler statt. Diese Verlustreduzierung schlägt sich deutlich in den Gesamtverlusten des Antriebsstranges nieder. Im ursprünglichen Feldschwächbereich verringern sich die Verluste um mehr als 800 W, was einer Reduzierung um bis zu 45% im Vergleich zum Referenzsystem entspricht (siehe Abbildung 6.30 und Abbildung 6.31). Gegenüber der ausschließlichen Anpassung der Zwischenkreisspannung verdoppelt sich die reduzierte Verlustleistung. Die Vergrößerung der Verluste bleibt im Grunddrehzahlbereich bei höchstens 200 W bzw. 5% unverändert. Da der DC/DC-Wandler hier im Durchlassbetrieb arbeitet, hat die Variation der Schaltfrequenz bzw. der Phasenzahl in diesem Bereich keinen Einfluss.

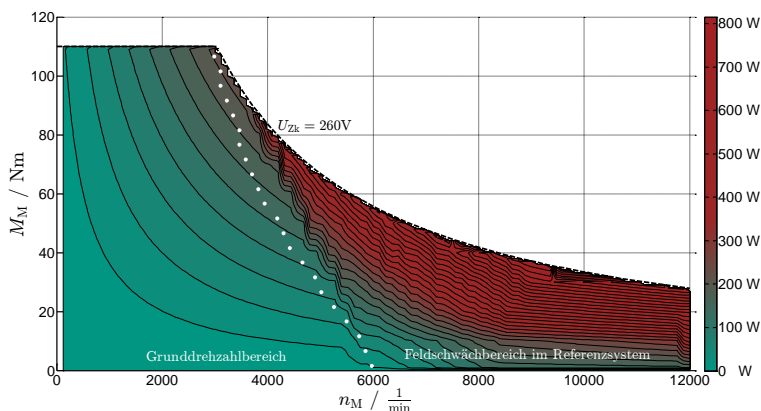


Abbildung 6.29: Simulierte Verlustleistung DC/DC-Wandler ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )



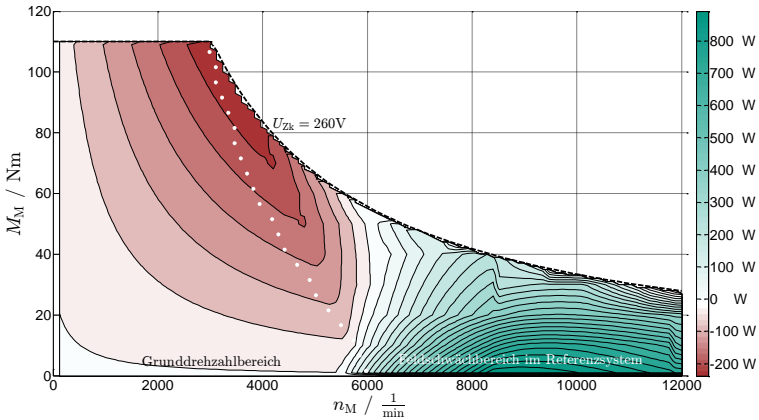


Abbildung 6.30: Simulierte Differenz der Systemverluste ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

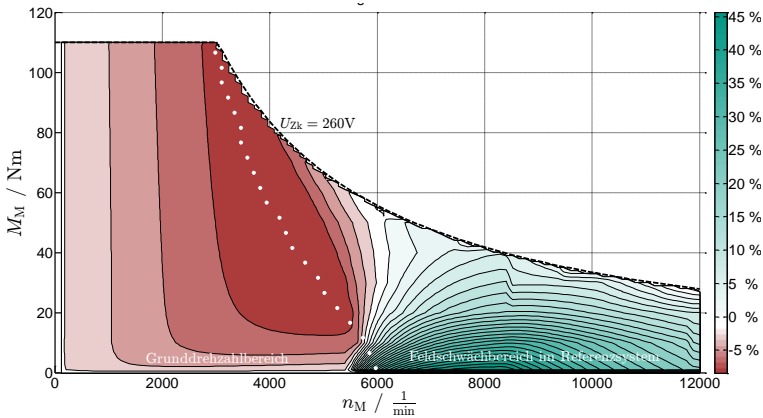


Abbildung 6.31: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

Die Verläufe der optimalen Schaltfrequenz und der Phasenzahl sind im Gegensatz zur Zwischenkreisspannung nicht geschwindigkeitsabhängig sondern variieren mit der Leistung und dem Spannungshub des DC/DC-Wandlers (siehe Abbildung 6.32 und Abbildung 6.33).

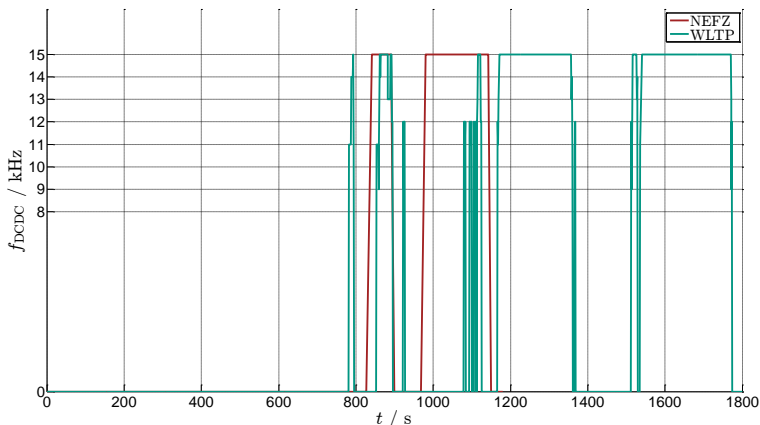


Abbildung 6.32: Simulierter Verlauf der optimalen DC/DC-Schaltfrequenz ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ und WLTP)

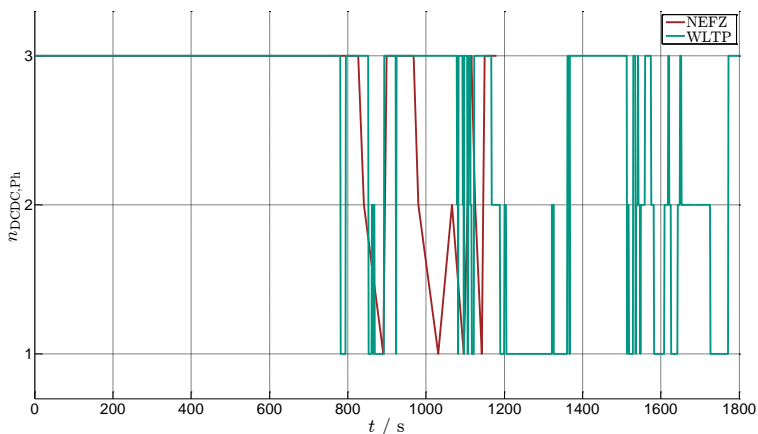


Abbildung 6.33: Simulierter Verlauf der optimalen Phasenzahl ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ und WLTP)

Die Ergebnisse der Verlustleistungseinsparung zeigen Abbildung 6.34 und Abbildung 6.35. Der Verlauf bleibt im Durchlassbetrieb, beim NEFZ zum Beispiel vor 800 s, unverändert zur A-Optimierung. Im aktiven Betrieb bewirken die weiteren optimierten Parameter ein Stellen der Zwischen-

kreisspannung mit besserem Wirkungsgrad. Die zusätzliche Anpassung der Parameter führt für beide Fahrzyklen zu fast doppelt so viel eingesparten Verlusten.

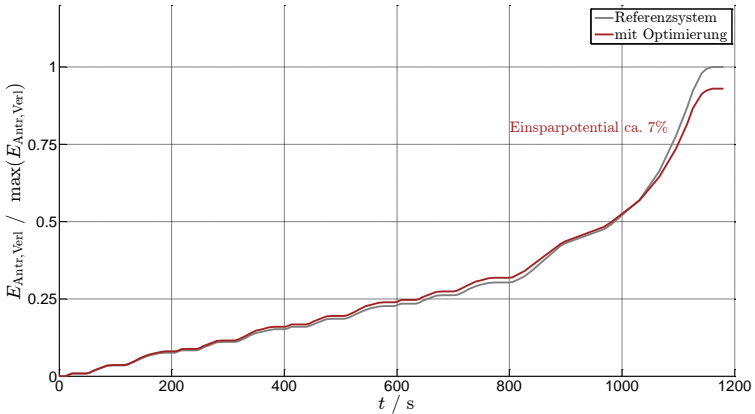


Abbildung 6.34: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ)

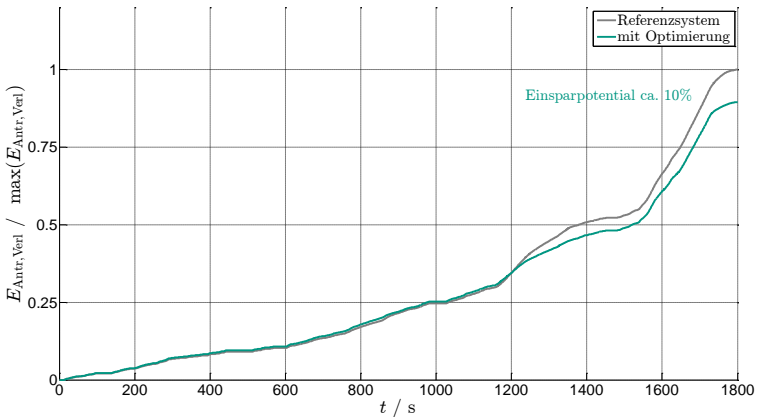


Abbildung 6.35: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((ADE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP)

Bei einer höheren Batteriespannung vergrößert sich, wie bei der reinen Optimierung der Zwischenkreisspannung, der Bereich, in dem der DC/DC-Wandler im Durchlassbetrieb arbeitet. Die Tendenz der Veränderung der entstehenden Verluste ist bei steigender Batteriespannung gleich wie bei der A-Optimierung. Je näher die Batteriespannung an der maximalen Zwischenkreisspannung liegt, desto verlustintensiver wird das optimierte System. Tabelle 6.4 fasst dies für die beiden Zyklen bei unterschiedlichen Batteriespannungen zusammen.

Tabelle 6.4: Simulierte Energieeinsparpotentiale (ADE)-Optimierung

Batteriespannung	NEFZ	WLTP
260 V	7,2%	10,2%
330 V	-1,3%	0,9%
400 V	-3,3%	-3,4%

Obwohl die Zunahme an Verlusten im Bereich des Durchlassbetriebs unverändert bleibt, kann die Energiebilanz bei kleineren Batteriespannungen gegenüber der Optimierung in Abschnitt 6.2 verbessert werden, da im aktiven Betrieb die Verluste des DC/DC-Wandlers gesenkt werden. Die Steigung der Verluste um ca. 3% bei vollgeladener Batterie bleibt von dieser Optimierung unberührt.

### 6.4 (ABCDE)-Optimierung

Als abschließend betrachtete Optimierungsvariante steht die Anpassung aller fünf frei wählbaren Variablen. Die Optimierungsergebnisse belegen, dass die zuvor betrachteten Parameter der Zwischenkreisspannung, der Schaltfrequenz und der Phasenzahl des DC/DC-Wandlers von einer Variesung der Schaltfrequenz und Modulationsart des DC/AC-Wandlers nahezu unverändert bleiben. Aus diesem Grund wird nachfolgend auf deren wiederholte Darstellung verzichtet.

Die Steuerparameter für den Wechselrichter zur Verlustminimierung sind in Abbildung 6.36 und Abbildung 6.37 für eine Batteriespannung von 260 V aufgeführt. Den Ergebnissen zu entnehmen ist, dass die Schaltfrequenz im Referenzsystem häufig zu hoch gewählt wird. Die angegebene Frequenz bezieht sich hierbei auf das Vergleichsdreieck (siehe Abschnitt 2.2.2). Auch die im Referenzsystem gewählte Supersinus-Modulation führt meist nicht zu minimalen Verlusten. Aufgrund des geringeren maximalen Modulationsgrades und des ungünstigeren Oberschwingungsspektrums in den Maschinenströmen, ist es in keinem Betriebspunkt sinnvoll, die Sinus-Dreieck-Modulation zu verwenden.

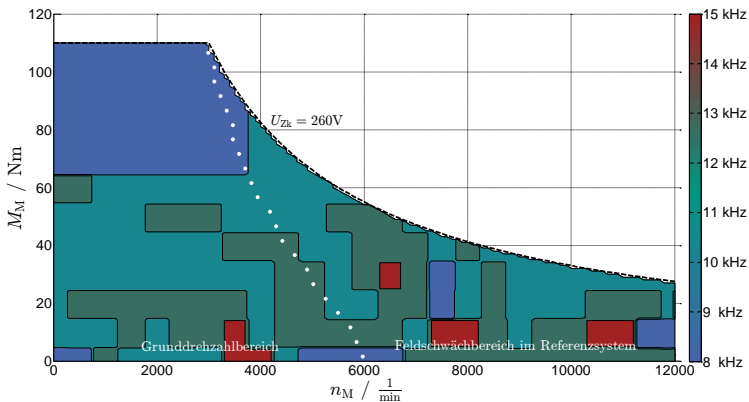


Abbildung 6.36: Simulierte optimale DC/AC-Schaltfrequenz ((ABCDE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

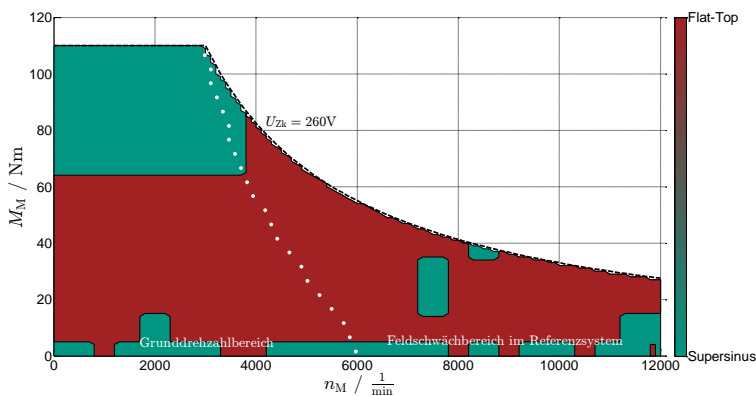
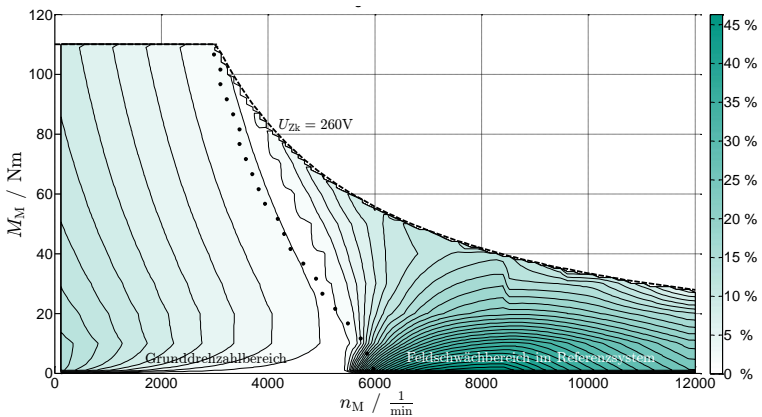
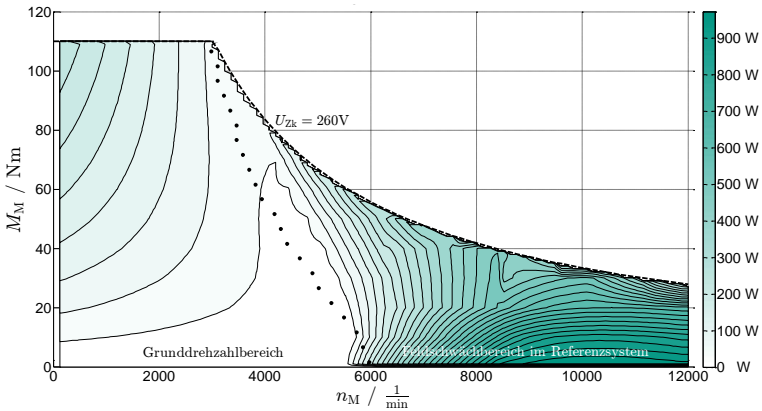


Abbildung 6.37: Simulierte optimale Modulationsart ((ABCDE)-Optimierung,  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

Die Unterschiede in den Gesamtverlusten des Systems sind in der Abbildung 6.38 und Abbildung 6.39 dargestellt. Im Gegensatz zu den vorhergehenden Betrachtungen ist das optimierte System mit DC/DC-Wandler hauptsächlich aufgrund der meist geringeren Schaltfrequenz in dem gesamten Betriebsbereich besser als das Referenzsystem. Die zusätzlichen Verluste des DC/DC-Wandlers im Grunddrehzahlbereich werden durch den optimal arbeitenden DC/AC-Wandler vollständig kompensiert. Die maximal eingesparte Verlustleistung liegt bei rund 1 kW bzw. 45% der ursprünglichen Verluste.



Durch die zusätzlichen optimierten Parameter ergeben sich auch bei den Fahrzyklen weitere Verlustreduzierungen. Diese betragen für den NEFZ ca. 14% und für den WLTP-Zyklus ca. 17%.

Bei einer größeren Batteriespannung fällt, wie schon bei den vorhergehenden Betrachtungen, das Optimierungspotential geringer aus.

Allerdings werden selbst bei einer vollgeladenen Batterie noch Energieeinsparungen von rund 8% bzw. 7% erreicht (siehe Tabelle 6.5).

Tabelle 6.5: Simulierte Energieeinsparpotentiale (ABCDE)-Optimierung

Batteriespannung	NEFZ	WLTP
260 V	14,3%	17,2%
330 V	9,4%	10,3%
400 V	8,1%	7,2%



# 7 Validierung der Optimierungsergebnisse

Im folgenden Kapitel wird die Validierung der zuvor ermittelten Ergebnisse erläutert. Bei der Validierung wird sowohl das Verlustleistungsmodell an sich als auch die Korrektheit der gefundenen optimalen Parameter geprüft.

Zunächst wird das Konzept des entworfenen und aufgebauten Prüfstandes beschrieben. Der Prüfstand dient sowohl der Vermessung des Referenzsystems als auch des Antriebsstrangs mit DC/DC-Wandler und optimierten Betriebsparametern. Beschrieben wird der Aufbau der Leistungselektronik sowie der verwendeten Signalverarbeitung für die Regelung und die eingesetzte Messtechnik zur hochgenauen Bestimmung der auftretenden Verlustleistungen.

Auf dieser Basis werden alle in Kapitel 6 aufgeführten Ergebnisse der theoretischen Messung mit der Realität verglichen. Der Schwerpunkt liegt darauf, zu beurteilen, in wieweit die teils vereinfachten Berechnungen die Güte der Ergebnisse beeinflussen.

## 7.1 Prüfstandskonzept

### 7.1.1 Leistungsaufbau

Bei der Vermessung des Referenzsystems aus Abbildung 1.1 bzw. des um einen DC/DC-Wandler ergänzten Systems in Abbildung 1.3 werden die Batterieverluste vernachlässigt. Gründe hierfür sind der geringe Anteil der Batterie an den Gesamtverlusten sowie die sehr hohen Anschaffungskosten für eine Batterie, wie sie in Elektrofahrzeugen Verwendung findet. Um trotzdem den signifikanten Einfluss der Batteriespannung auf die nachge-

schalteten Komponenten abbilden zu können, wird die Batterie durch eine leistungselektronische Schaltung ersetzt. Ein sogenannter Batterieemulator bildet die Batteriecharakteristik ausreichend genau nach.

Die Einstellung des mechanischen Arbeitspunktes des Antriebsstranges erfolgt mittels eines ebenfalls umrichter gesteuerten Lastmotors, der über eine Drehmomentmesswelle an die untersuchte IPMSM gekoppelt ist. Als Lastmotor findet eine bereits am Institut vorhandene Asynchronmaschine Anwendung.

Das Prinzip des gesamten Aufbaus ist in Abbildung 7.1 gezeigt. Es stellt in abgewandelter Form das am Institut bereits erprobte Konzept für Motorenprüfstände dar. Der wesentliche Vorteil des Konzeptes besteht darin, dass die von einem Motor aufgenommene und von dem anderen Motor abgegebene Leistung innerhalb des Aufbaus im Kreis fließt. Hierdurch müssen nur die auftretenden Verluste bzw. die dynamischen Leistungsanforderungen aus dem Netz gedeckt werden.

Dies geschieht über einen aktiven Netzgleichrichter, häufig auch als Active-Front-End bezeichnet. Vorteilhaft hierbei ist die nahezu blindleistungsfreie und Oberschwingungsarme Leistungsaufnahme in Verbindung mit der Rückspeisefähigkeit des Netzgleichrichters. Die variabel einstellbare Gleichspannung liegt inklusive einer Regelreserve bei mindestens 600 V und kann, begrenzt durch die Sperrspannung der verwendeten Halbleiter, maximal 900 V betragen.

Zusätzlich zu dem herkömmlichen Aufbau ist der im Rahmen der Arbeit ausgelegte Synchronwandler zwischen dem Batterieemulator und dem DC/AC-Wandler eingesetzt. Wird die elektrische Eingangsleistung vor dem DC/AC-Wandler erfasst, kann die Summe der im Referenzsystem auftretenden Verluste ermittelt werden. Hierbei arbeitet der zusätzliche DC/DC-Wandler im Durchlassbetrieb, sodass die Zwischenkreisspannung der Batteriespannung entspricht. Zur Kompensation der im DC/DC-Wandler auftretenden Spannungsabfälle sollte bei der Vermessung

des Referenzsystems der Batterieemulator die Spannung vor dem DC/AC-Wandler regeln.

Um den Prüfstandsaufbau auch nach dem Abschluss der beschriebenen Forschungsarbeit für universelle Elektromotorenmessungen verwenden zu können, erfolgt ein modularer Aufbau. Modular bedeutet hierbei, dass der im Rahmen dieser Arbeit benötigte DC/DC-Wandler separat ausgeführt ist. Im Anhang A.4 befinden sich hierzu Abbildungen. Der Aufbau des Netzgleichrichters, des Batterieemulators sowie der beiden DC/AC-Wandler befinden sich in einem eigenen Schaltschrank. Alle leistungselektronischen Komponenten sind hierbei in Form von wassergekühlten Drehstrombrückenmodulen der Firma Semikron ausgeführt [85]. Die Wasserkühlung bewirkt eine höhere Maximalleistung bei gleichbleibender Baugröße der Module.

Die maximal nachbildbare Batteriespannung liegt bei angeschlossenem zusätzlichem DC/DC-Wandler aufgrund von dessen Auslegung bei 400 V. Ist der DC/DC-Wandler nicht in den Aufbau integriert, kann die Batteriespannung bis zu 900 V betragen. Der kleinste Spannungswert sollte aufgrund der minimalen Einschaltdauer der Halbleiter nicht kleiner als 100 V gewählt werden.

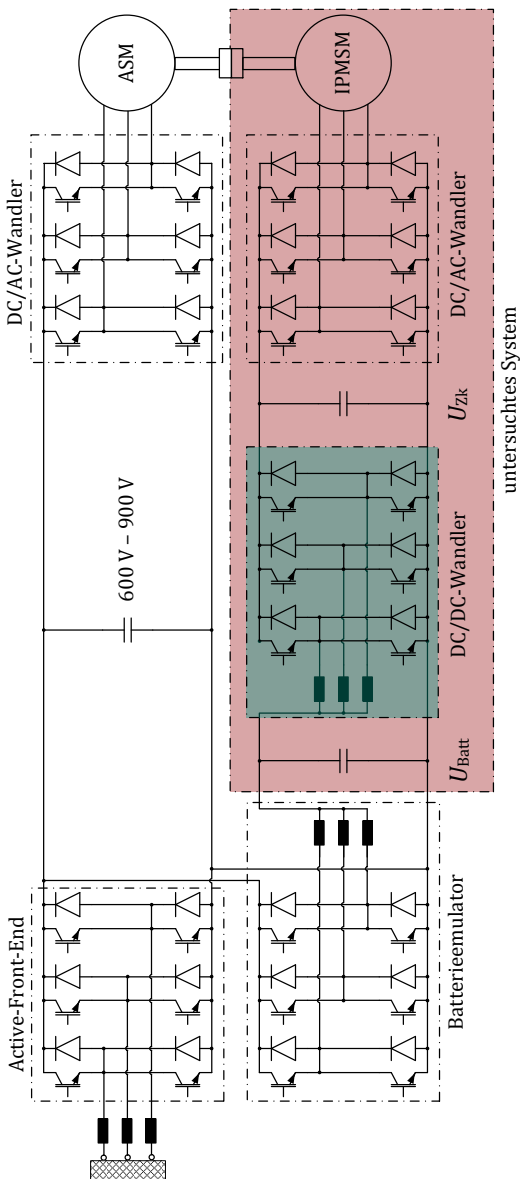


Abbildung 7.1: Prüfstandskonzept

## 7.1.2 Signalverarbeitung und Regelung

Für die detailliertere Betrachtungen zur Regelung der einzelnen Komponenten sei auf Kapitel 2 bzw. auf entsprechende Literatur verwiesen. Die Regelung des Batterieemulators ist mit kleineren Änderungen ähnlich der des DC/DC-Wandlers. Es können zusätzlich zur Generierung der Spannungssollwerte Batteriekennfelder hinterlegt werden, die in Abhängigkeit der Ladeschlussspannung, des Ladezustandes und des Batteriestromes eine Batteriespannung nachbilden. Die Regelung des Netzgleichrichters entspricht einer geringfügig angepassten Maschinenregelung.

Die zur Steuerung und Regelung des Prüfstandes gemessenen und der Regelungshardware übergebenen Größen sind die Netzspannungen, die Ströme in den jeweiligen Phasen der Drehstrombrücken, die Spannungen in den Zwischenkreisen, die Drehzahl der Lastmaschine sowie der Rotorwinkel der Synchronmaschine. Die Ströme werden in den Drehstrombrückenmodulen intern erfasst und als Analogspannung zur Verfügung gestellt. Gleiches gilt für die Gleichspannung nach dem Netzgleichrichter und dem DC/DC-Wandler. Lediglich die Ausgangsspannung des Batterieemulators muss mit einer separaten Spannungserfassung gemessen werden, da sich die integrierte Messung auf der Netzrichterseite des Drehstrombrückenmoduls befindet. Die Messung der mechanischen Motorgrößen erfolgt über den in der ASM eingebauten Inkrementalgeber bzw. über den Resolver in der IPMSM. Auf die zur Leistungsmessung erfassten Messwerte wird in Abschnitt 7.1.3 gesondert eingegangen.

Die Analog-Digital-Wandlung (A/D-Wandlung) der Messwerte, die Regelung sowie die Erzeugung der Ansteuersignale der Halbleiter werden für den DC/DC-Wandler mit einer am Elektrotechnischen Institut (ETI) entwickelten Signalverarbeitung umgesetzt. Diese besteht in der vorliegenden Anwendung aus einem Digitalen Signalprozessor (DSP), auf dem die Regelalgorithmen in Echtzeit ausgeführt werden. Modular hinzugefügt wird die benötigte Anzahl A/D-Kanäle. Die Generierung der Pulsmuster für die IGBT erfolgt über ein Field-Programmable-Gate-Array (FPGA). Ähnlich wie in Abschnitt 2.2 erläutert, geschieht dies über den Vergleich von Refe-

renzwerten mit Dreiecksignalen. Der Vorteil dieser Eigenentwicklung ist der vollständige Zugriff auf alle Programminstanzen sowohl im DSP als auch im FPGA. Hierdurch können unter anderem die phasenversetzte Ansteuerung sowie die Phasenabschaltung im Teillastbereich des DC/DC-Wandlers realisiert werden.

Zur Ansteuerung und Regelung des Netzgleichrichters, des Batterieemulators und der beiden DC/AC-Wandler wird ein Echtzeitrechensystem der Firma dSpace verwendet. Grund für die Wahl des kommerziellen Systems an dieser Stelle ist seine große Verbreitung in der Automobilindustrie. Herzstück der dem ETI-System ähnlichen Architektur ist ebenfalls eine DSP-Karte [86], die um A/D-Kanäle und einen FPGA ergänzt wird [87].

Die Steuer- und Regelungsalgorithmen beider Systeme werden mit der Software MATLAB/Simulink der Firma Mathworks programmiert.

### 7.1.3 Leistungsmessung

Zur hochgenauen Leistungsmessung kommt das Leistungsmessgerät WT3000 der Firma Yokogawa zum Einsatz. Dieses Messsystem verfügt über je vier Kanäle für Spannungs- und Strommessungen. In der Ausführungsvariante für Motormessungen kommen zudem noch zwei weitere Kanäle zur Drehzahl- und Drehmomentenerfassung hinzu [88]. Zur vollständigen Verlustbestimmung sowohl des Referenzsystems als auch des um einen DC/DC-Wandler ergänzten Antriebsstranges müssen die in Abbildung 7.2 gezeigten Messwerte aufgezeichnet werden. Da hierfür die Kanäle des Leistungsanalysators nicht ausreichend sind, werden der DC/AC-Wandler mit der E-Maschine und der DC/DC-Wandler getrennt vermessen.

Die Strommessungen erfolgen über Messwandler der Firma LEM [89] nach dem Kompensationsstromprinzip sowie einer Auswerteelektronik der Firma Signaltec [90]. Die aufbereiteten Messwerte gehen in Form eines Signalstroms an den Leistungsanalysator. Die Spannung wird direkt abgegriffen und dem Leistungsanalysator zugeführt.

Die Bestimmung der mechanischen Motorgrößen geschieht mit einem Messsystem der Firma Manner, bestehend aus einem Messflansch, einem Telemetriesystem und einer Auswertelektronik [91]. Das Telemetriesystem dient der kabellosen Übertragung der Messwerte vom rotierenden Messflansch zur Auswertelektronik. Die Auswertelektronik wandelt die Messgrößen des Drehmomentes und der Drehzahl in Analogspannungen um, die dem Leistungsanalysator zugeführt werden. Die Drehzahl wird hierbei optisch mit einem Inkrementalgeber ausgewertet. Die Messung des Drehmomentes geschieht resistiv über die Verformung von Dehnungsmessstreifen.

Zur Gewährleistung von reproduzierbaren Messungen ist es zwingend erforderlich, dass sich die thermischen Bedingungen im System innerhalb eines Toleranzbandes nicht ändern. Aus diesem Grund werden die Temperaturen des Wickelkopfes der E-Maschine, der Halbleiter in den vermessenen Drehstrombrücken und der Drosseln des DC/DC-Stellers mit Thermoelementen überwacht. Die Messwerte werden über ein Auswertesystem der Firma HBM an einen PC zur zentralen Prüfstandssteuerung übertragen [92].

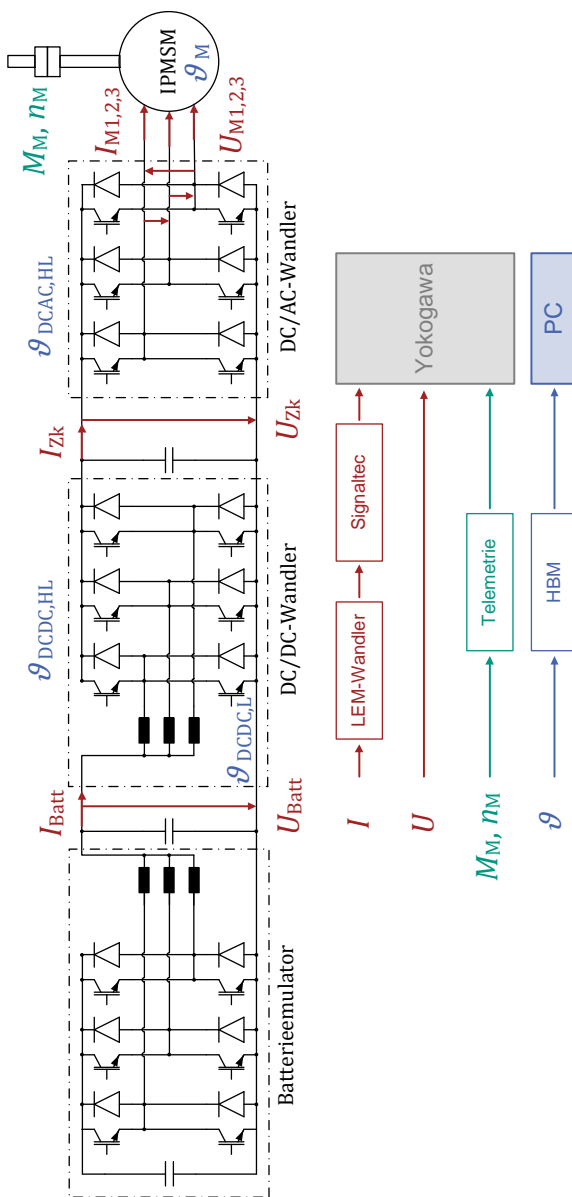


Abbildung 7.2: Leistungsmessung



### 7.1.4 Referenzmessungen

Zunächst wird die Annahme aus Abschnitt 3.2.1 überprüft, ob das MTPA-Verfahren tatsächlich zu minimalen Maschinenverlusten führt. Für mehrere Messungen an verschiedenen mechanischen Arbeitspunkten kann, wie auch in [93] für die gleiche E-Maschine gezeigt, nachgewiesen werden, dass das MTPA-Verfahren eine Minimierung der Motorverluste bewirkt. Aus diesem Grund werden keine weiteren Verfahren zur Bestimmung der Stromkombinationen untersucht.

Für die Parametrierung der Gleichungen (3.2) und (3.4) aus Abschnitt 3.1.1 zur Bestimmung der mechanischen Verluste und der Eisenverluste werden folgende Messungen durchgeführt. Zunächst werden die Schleppverluste der IPMSM untersucht. Hierzu wird die Maschine bei nicht angeschlossenen Klemmen mittels der ASM beschleunigt. Für jede Drehzahl kann das durch die IPMSM entstehende Schlepptomment aufgezeichnet und anschließend mit der Gleichung (3.2) die sich daraus ergebenden Schleppverluste angenähert werden. Hierbei handelt es sich streng genommen nicht um die reinen Reibungsverluste. Aufgrund der Drehung des Rotors kommt es, verursacht durch die Permanentmagnete, bereits zu Eisenverlusten im Leerlauf, die den mechanischen Verlusten zugeschlagen werden.

Sind diese bekannt, werden die Verluste der E-Maschine über den gesamten Betriebsbereich vermessen. Die Ermittlung der Koeffizienten der Gleichung der Eisenverluste erfolgt durch Subtraktion der Summe der zuvor ermittelten Schleppverluste und der nach Gleichung (3.3) bzw. den Gleichungen (3.5) bis (3.7) berechneten Kupferverluste von den gemessenen Gesamtverlusten. Wie aus Abschnitt 3.1.1 bekannt, erfolgt die Bestimmung der Eisenverlustkoeffizienten für jede untersuchte Frequenz und Modulationsart des DC/AC-Wandlers.

Die Ergebnisse der Vermessung des Referenzsystems mit der in Abschnitt 7.2 beschriebenen Messroutine sind bei einer nachgebildeten Batteriespannung von 260 V in Abbildung 7.3 bis Abbildung 7.5 gezeigt. Für den DC/AC-Wandler werden bei den gezeigten Messergebnissen die Steuerpa-

parameter des Referenzsystems verwendet. Im Vergleich zu den mittels vereinfachter analytischer Gleichungen bestimmten Verlusten in Abschnitt 6.2.1 wird deutlich, dass beide Ergebnisse gut übereinstimmen.

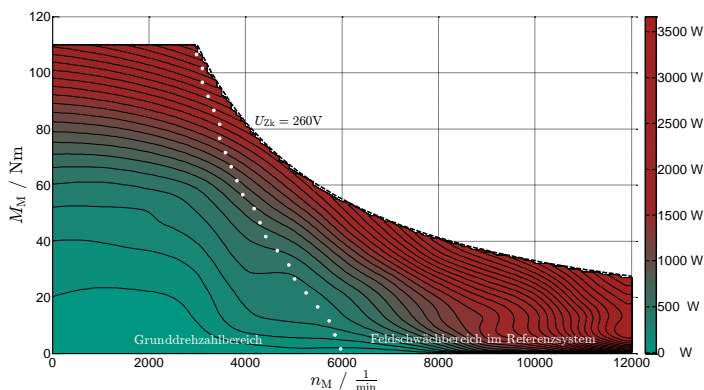


Abbildung 7.3: Gemessene Verlustleistung E-Maschine Referenzsystem ( $U_{Batt} = 260 V$ )

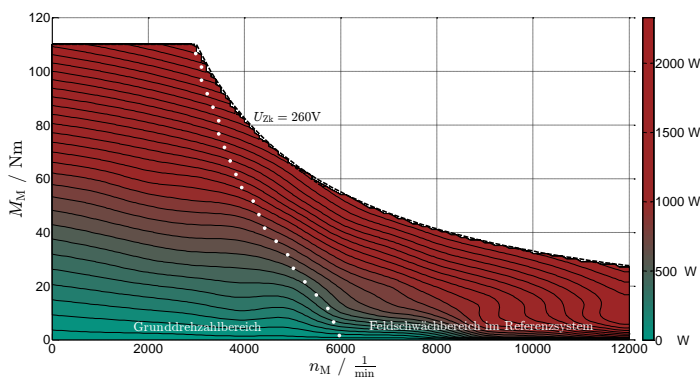


Abbildung 7.4: Gemessene Verlustleistung DC/AC-Wandler Referenzsystem ( $U_{Batt} = 260 V$ )

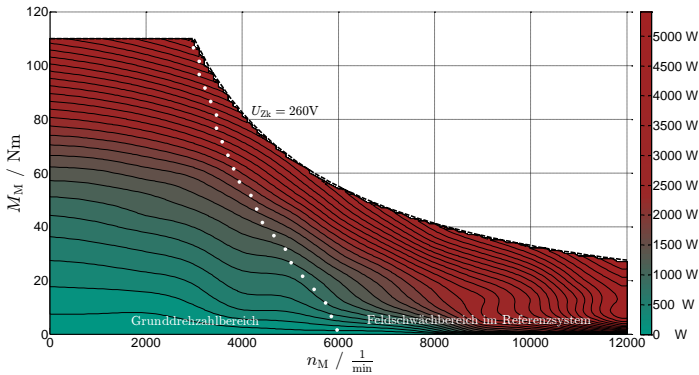


Abbildung 7.5: Gemessene Verlustleistung des gesamten Referenzsystems ( $U_{\text{Batt}} = 260\text{ V}$ )

## 7.2 Messroutine

### 7.2.1 Kennfeldmessung

Ziel der Messroutine ist die vollständige Charakterisierung des Antriebsstranges in Abhängigkeit aller variierten Parameter. Hierfür findet ein automatisiertes Aufzeichnen der Messdaten für jeden praktisch möglichen Betriebspunkt statt. Die Vorgabe der Sollwerte und die zeitsynchronen Aufzeichnung der erfassten Messwerte geschieht über eine in der Software LabView der Firma National Instruments programmierte Messroutine [94]. Ihr vereinfachter Ablauf ist in Abbildung 7.6 gezeigt.

Um reproduzierbare Messungen zu gewährleisten, müssen die Temperaturen aller gemessenen Komponenten innerhalb definierter Grenzen konstant gehalten werden. Dies geschieht durch Kühlen oder Erwärmen der jeweiligen Komponente. Tabelle 7.1 gibt eine Übersicht über den Toleranzbereich der einzelnen Temperaturen.

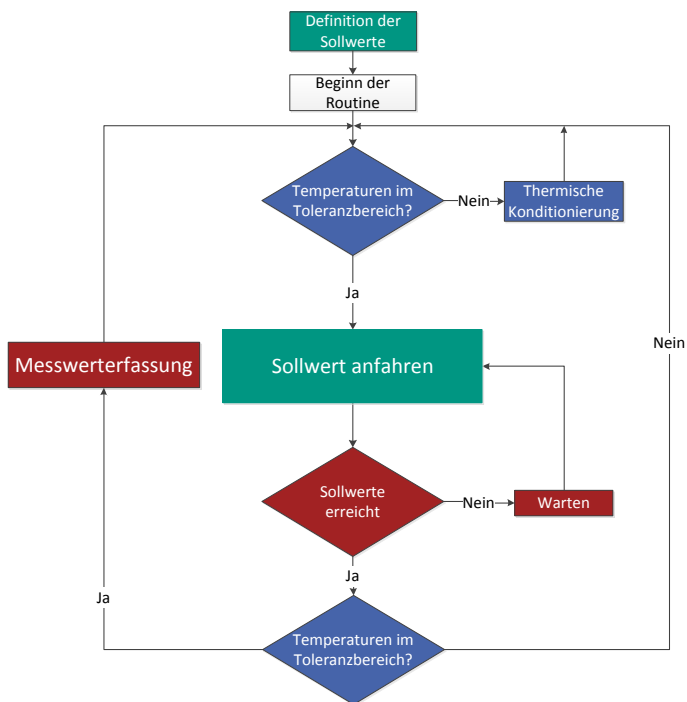


Abbildung 7.6: Zeitlicher Ablauf der Messroutine

Tabelle 7.1: Komponententemperaturen

Komponente	Untergrenze	Obergrenze
Motor (Wickelkopf)	60 °C	70 °C
DC/AC-Wandler (Halbleiter)	30 °C	40 °C
DC/DC-Wandler (Drossel)	30 °C	50 °C
DC/DC-Wandler (Halbleiter)	30 °C	40 °C

## 7.2.2 Fahrzyklusmessung

Für die messtechnische Bewertung des Einflusses der Optimierung auf Fahrzyklen sind zwei Herangehensweisen denkbar. Der zeitliche Verlauf

des Fahrzyklus kann einmal mit und einmal ohne Optimierung abgefahren werden, um anschließend die auftretenden Verluste zu vergleichen. Hierbei ergeben sich allerdings zwei Nachteile, die zu großen Ungenauigkeiten in den Messergebnissen führen können.

Zum einen müssen die bei beiden Messungen abgegebenen mechanischen Leistungen exakt gleich sein. Da die IPMSM allerdings, wie auch im Fahrzeug, drehmomentgesteuert und nicht drehmomentgeregelt ist, kann unter anderem, bedingt durch Eisenverluste, nicht gewährleistet werden, dass die abgegebene mechanische Leistung in jedem Arbeitspunkt exakt gleich ist. Jede Abweichung hiervon würde die vergleichende Messung direkt verfälschen. Ein weiterer Nachteil beim Abfahren der Zyklen ist der nicht reproduzierbare Einfluss der Umgebungsbedingungen auf die Komponententemperaturen, was wiederum zu Veränderungen in den Verlusten führen kann.

Aus diesen Gründen erfolgt die Zyklusvermessung aus den zuvor in stationären Betriebspunkten aufgenommenen Kennfeldern. Anhand des mechanischen Modells aus Abschnitt 3.2.1 werden die sich aus den Fahrzyklen ergebenden mechanischen Arbeitspunkte des Motors ermittelt. Mit diesen Arbeitspunkten können die Verluste aus den gemessenen Daten ausgelesen werden. Hierbei werden lediglich die dynamischen Systemvorgänge vernachlässigt. Da diese allerdings im Vergleich zur Dynamik der Fahrzyklen sehr klein sind, ist dies zulässig und führt zu keiner merklichen Beeinträchtigung der Ergebnisse.

### 7.3 (A)-Optimierung

Für die ausschließliche Optimierung der Zwischenkreisspannung werden nachfolgend die gemessenen Ergebnisse gezeigt. Als optimale Zwischenkreisspannung werden die in Abschnitt 6.2 bestimmten Kennfelder ge-

wählt. Die Betrachtungen erfolgen wie in Kapitel 6 für drei Batteriespannungen.

Für die nachgebildete Batteriespannung von 260 V zeigt die Abbildung 7.7 und die Abbildung 7.8 die gemessenen Verluste und den Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers beim Einstellen der für den Antriebsstrang optimalen Zwischenkreisspannung. Es ist zu erkennen, dass die Berechnung der Verluste die tatsächlich gemessenen Werte sehr gut beschreibt. Lediglich unmittelbar beim Übergang vom Durchlassbetrieb zum aktiven Betrieb scheinen in der Realität etwas mehr Verluste aufzutreten. Es wird vermutet, dass diese Großteils durch die nur näherungsweise bestimmten Umagnetisierungsverluste in der Drossel verursacht werden. Der Wirkungsgrad erreicht auch bei den Messungen im Durchlassbetrieb über 99% und liegt im aktiven Betrieb häufig bei bis zu 98%.

Die sich mit dem DC/DC-Wandler und der optimierten Zwischenkreisspannung ergebende Verlustleistungsdifferenz ist in Abbildung 7.9 dargestellt. Wie theoretisch vorab bestimmt, liegt der maximale Anstieg der Verluste bei ca. 200 W. Die Reduzierung der Verluste beläuft sich bei hohen Drehzahlen in der simulierten Größenordnung von rund 500 W.

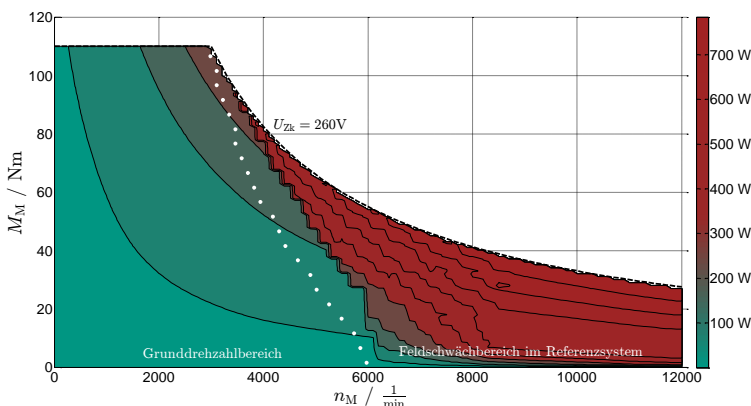
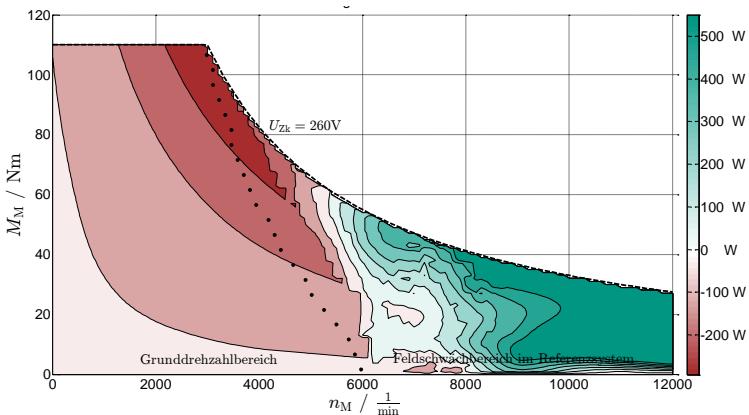
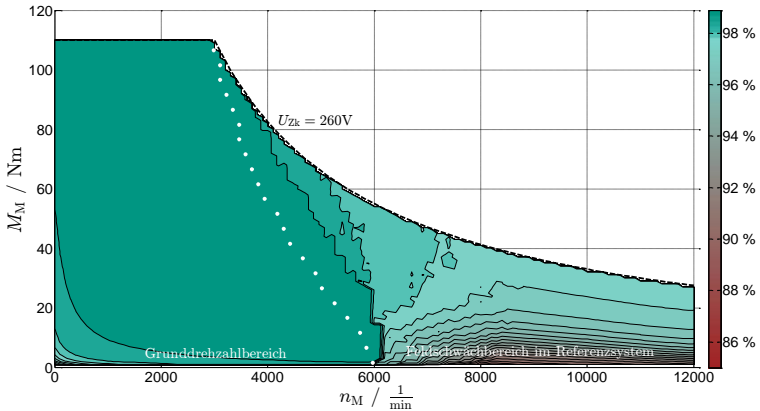


Abbildung 7.7: Gemessene Verlustleistung DC/DC-Wandler ((A-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )



Für den NEFZ zeigt Abbildung 7.10 die gemessenen Verlustleistungen in beiden Systemen. Der Verlauf der Verlustenergien ist in Abbildung 7.11 dargestellt. Die Verläufe der gemessenen Verlustleistung des Antriebsstranges sind den berechneten sehr ähnlich. Lediglich bei großen Drehzahlen liegt die Verlustleistung des Referenzsystems in der Realität etwas

höher. Dies führt dazu, dass die einsparbare Energie mit etwa 5% um ein Prozentpunkt höher liegt als berechnet.

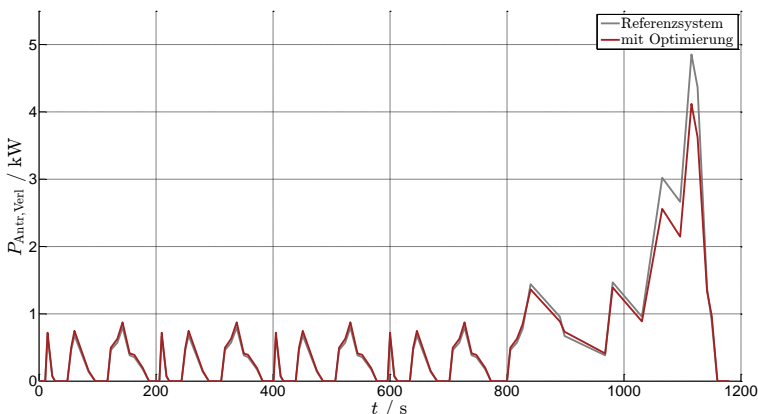


Abbildung 7.10: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((A-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ)

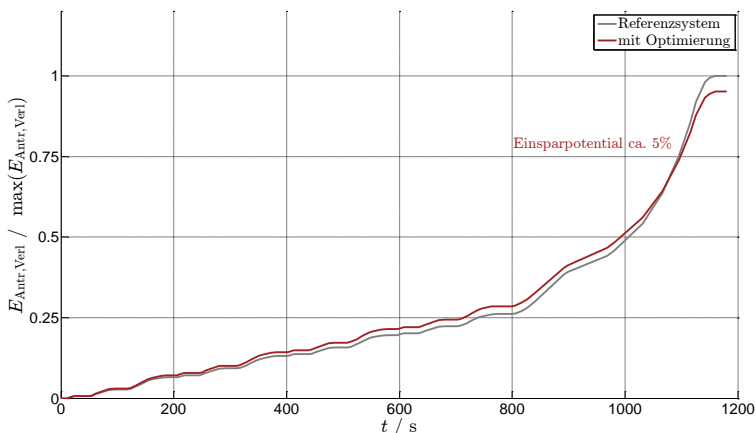


Abbildung 7.11: Gemessener Verlauf der normierten Verlustenergien ((A-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ)

Die Ergebnisse für den WLTP-Zyklus zeigen die Abbildung 7.12 und Abbildung 7.13. Es ergibt sich auch hier die gleiche Tendenz wie in der Theorie.



Es wird deutlich, dass gerade bei hohen Drehzahlen die berechneten Verluste ungenauer werden. Die in der Realität etwas höheren Verluste des Referenzsystems führen ebenfalls zu einer um einen Prozentpunkt höheren Energieeinsparung von ca. 7%.

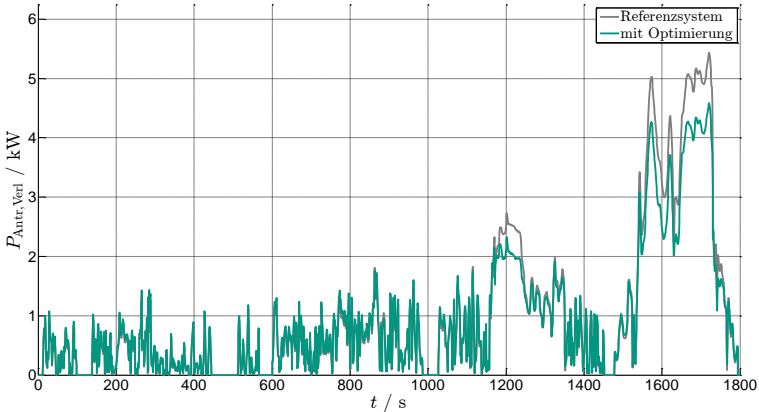


Abbildung 7.12: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((A-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP)

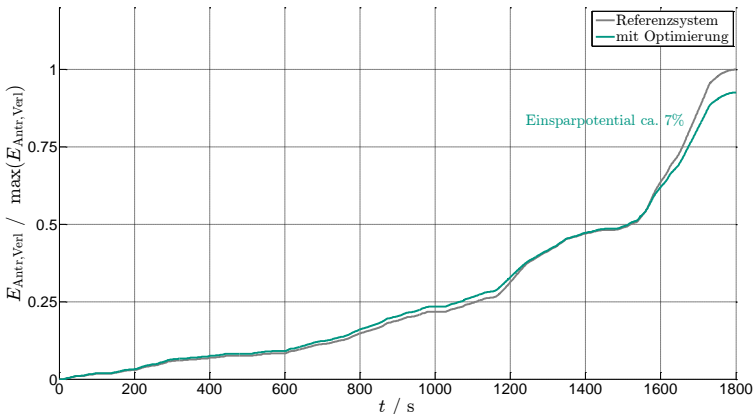


Abbildung 7.13: Gemessener Verlauf der normierten Verlustenergien ((A-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP)

Da die Tendenzen bei höheren Batteriespannungen gleich der Simulation sind, wird auf die explizite Darstellung der Kennfelder verzichtet. In Tabelle 7.2 sind die Ergebnisse der Messungen für die Optimierung der Zwischenkreisspannung den theoretischen Werten gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass beide Werte trotz der im Verlustleistungsmodell getroffenen Vereinfachungen nahezu identisch sind.

Tabelle 7.2: Gemessene Energieeinsparpotentiale (A)-Optimierung

Batteriespannung	NEFZ		WLTP	
	Simulation	Messung	Simulation	Messung
260 V	4,2%	4,8%	6,3%	7,4%
330 V	-2,4%	-2,8%	-0,1%	-0,3%
400 V	-3,3%	-3,9%	-3,4%	-3,7%

### 7.4 (ADE)-Optimierung

Die im DC/DC-Wandler praktisch entstehenden Verluste bei der Optimierung seiner Schaltfrequenz und Phasenzahl sind für eine Batteriespannung von 260 V in Abbildung 7.14 gezeigt. Es bestätigen sich die Ergebnisse aus der Simulation, wonach bei kleiner mechanischer Leistung die Variation beider Parameter zu einer Reduzierung der Verluste im aktiven Betrieb führt. In der Abbildung ist dies ab einer Drehzahl von etwa 6000 1/min zu erkennen, da hier der grüne Bereich gegenüber Abbildung 7.7 ausgeprägter ist. Die Auswirkungen der reduzierten Verluste des DC/DC-Wandlers zeigen sich auch bei der Verlustdifferenz des Gesamtsystems. In Abbildung 7.15 fällt die Reduzierung der Verluste höher aus als bei der reinen Anpassung der Zwischenkreisspannung.

Die Auswirkungen auf die Verlustenergien der untersuchten Fahrzyklen bedeutet, wie in der Simulation für den NEFZ, eine Einsparung von ca. 7% und für den WLTP-Zyklus eine Einsparung um rund 10%.

Die Tendenz einer höheren Batteriespannung entspricht ebenso den Berechnungen. Tabelle 7.3 fasst die praktischen Ergebnisse zusammen und stellt diese den simulierten gegenüber. Auch für die Optimierung des gesamten DC/DC-Wandlers decken sich die Messergebnisse sehr gut mit denen des theoretischen Verlustleistungsmodells.

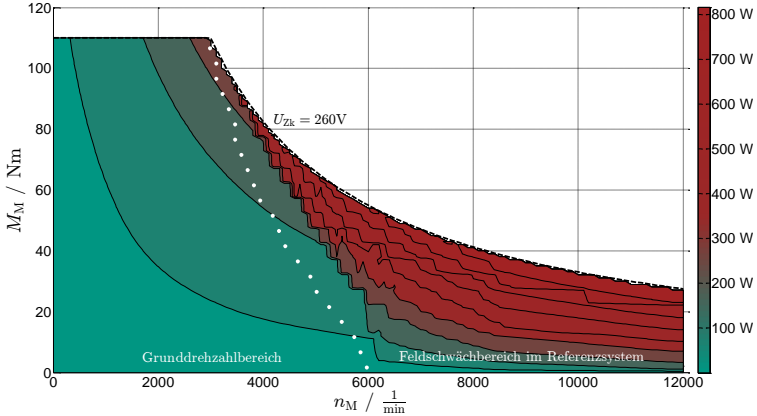


Abbildung 7.14: Gemessene Verlustleistung DC/DC-Wandler ((ADE-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

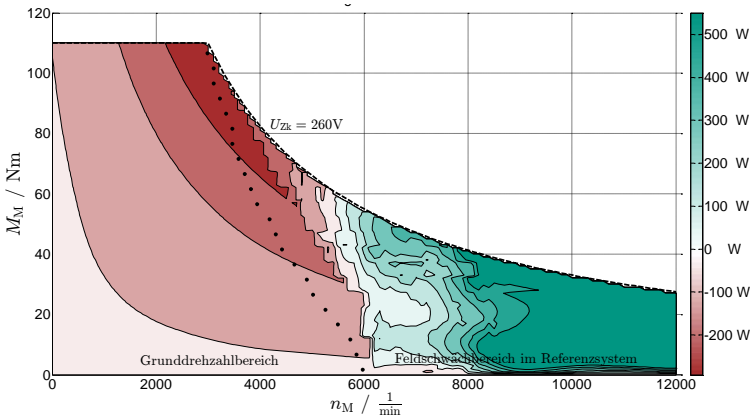


Abbildung 7.15: Gemessene Differenz der Systemverluste ((ADE-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ )

Tabelle 7.3: Gemessene Energieeinsparpotentiale (ADE)-Optimierung

Batteriespannung	NEFZ		WLTP	
	Simulation	Messung	Simulation	Messung
260 V	7,2%	6,8%	10,2%	10,0%
330 V	-1,3%	-2,3%	0,9%	0,7%
400 V	-3,3%	-3,9%	-3,4%	-3,7%

## 7.5 (ABCDE)-Optimierung

Für die Optimierung aller fünf Parameter können die Ergebnisse aus der Simulation ebenfalls messtechnisch nachgewiesen werden. Die sich ergebende Verlustleistungsdifferenz gegenüber dem Referenzsystem kann Abbildung 7.16 entnommen werden.

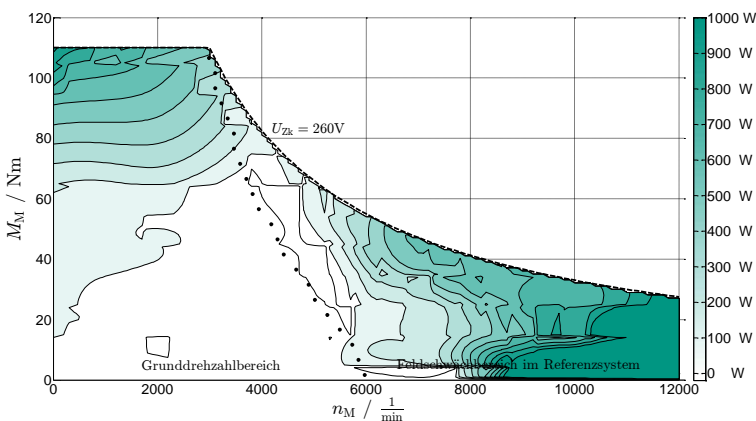


Abbildung 7.16: Gemessene Differenz der Systemverluste ((ABCDE)-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$

Die für die Fahrzyklen gemessenen Verlustleistungen zeigen den in Abbildung 7.17 und Abbildung 7.18 wiedergegebenen Verlauf. Es ist zu erkennen, dass die Verlustleistungen des Referenzsystems in beiden Zyklen teilweise 1 kW höher als im optimierten System sind. Die einsparbare Ver-

lustenergie ist mit rund 15% beim NEFZ und etwa 20% beim WLTP deutlich.

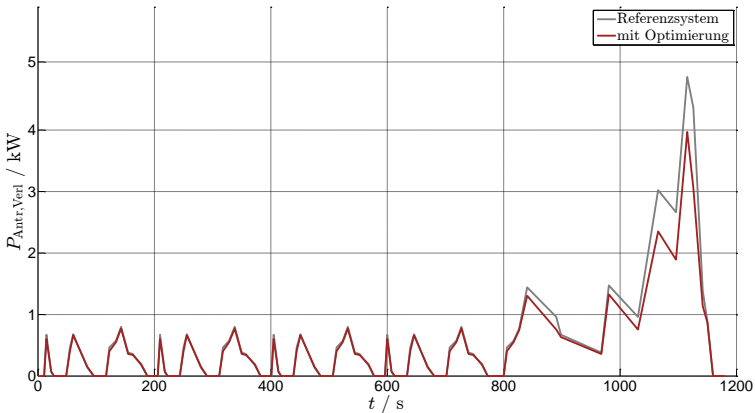


Abbildung 7.17: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((ABCDE-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ)

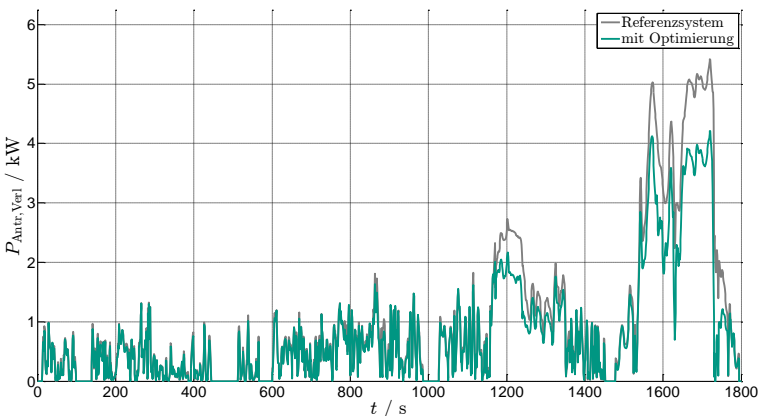


Abbildung 7.18: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((ABCDE-Optimierung),  $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP)

Da die Tendenzen bei steigender Batteriespannung unverändert zu den simulativ bestimmten Zusammenhängen sind, wird auf die explizite Dar-

stellung der Kennfelder verzichtet. Tabelle 7.4 zeigt die Ergebnisse zusammengefasst. Es ist zu erkennen, dass selbst bei voll geladener Batterie noch eine Energieeinsparung gegenüber dem Referenzsystem möglich ist.

Tabelle 7.4: Gemessene Energieeinsparpotentiale (ABCDE)-Optimierung

Batteriespannung	NEFZ		WLTP	
	Simulation	Messung	Simulation	Messung
260 V	14,3%	15,1%	17,2%	19,5%
330 V	9,4%	9,1%	10,3%	12,1%
400 V	8,1%	7,4%	7,2%	9,2%

## 7.6 Bewertung der Optimierung

Die zuvor durchgeführten Betrachtungen zur Validierung bewerten die Korrektheit und ausreichende Genauigkeit des erstellten Verlustleistungsmodells. Was aus ihnen nicht hervorgeht, ist die Beantwortung der Frage, mit welcher Güte die Optimierungsalgorithmen das tatsächliche globale Optimum der Verluste finden. Um dies zu untersuchen, werden ähnlich der in Abschnitt 5.2.1 theoretisch vorgestellten Exhaustionsmethode alle in Abhängigkeit der Optimierungsparameter aufgenommenen Messwerte iterativ nach den physikalisch möglichen minimalen Verlusten untersucht (vergl. Abschnitt 7.2) [95].

Die physikalisch mögliche Energieeinsparung (globales Optimum) ist zusammen mit den zuvor erarbeitenden Ergebnissen in Tabelle 7.6 gezeigt. Bis auf seltene und geringe Abweichungen des globalen Optimums gegenüber den theoretisch ermittelten Optima entsprechen beide Ergebnisse einander sehr gut. Die messtechnisch bestimmten optimalen Parameter weisen keinen merklichen Unterschied gegenüber den mittels stochastischer Algorithmen ermittelten Resultaten auf. Somit ist die Korrektheit der in Abschnitt 5.3 getroffenen Auswahl eines Optimierungsalgorithmus belegt.

## 7.7 Reichweitenabschätzung

Um die Auswirkungen der durch die Optimierung eingesparten Energie auf die Gesamtreichweite des Fahrzeuges abzuschätzen, erfolgt mittels der Gleichungen (3.54) bis (3.57) die Berechnung der benötigten mechanischen Energie zur Überwindung der Fahrwiderstände. Damit kann die von den beiden Vergleichssystemen benötigte Gesamtenergie beim Abfahren der Zyklen bestimmt und eine Aussage darüber getroffen werden, wie sich die jeweiligen Reichweiten verändern.

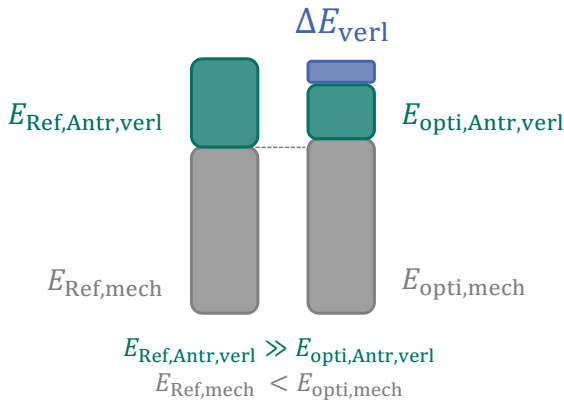


Abbildung 7.19: Vergleich der Gesamtenergien in den betrachteten Systemen

Abbildung 7.19 illustriert qualitativ die Energieaufteilung in den verglichenen Systemen. Aufgrund der zusätzlichen Masse des DC/DC-Wandlers steigen die mechanischen Verluste bei dieser Antriebsstrangkonfiguration minimal an. Dies wird aber durch die deutliche Reduzierung der elektrischen Verluste mehr als kompensiert. Die eingesparte Gesamtenergie wird als Maß für die Reichweitenverlängerung betrachtet.

Die zu erwartenden Reichweitenverlängerungen sind für die gemessenen Verlustwerte in Tabelle 7.5 dargestellt. Findet die im Rahmen der vorlie-

genden Arbeit entwickelte (ABCDE)-Optimierung Anwendung, beträgt die Reichweitenverlängerung zwischen ca. 1% und fast 4%.

Tabelle 7.5: Reichweitenverlängerung bei der (ABCDE)-Optimierung

Batteriespannung	NEFZ	WLTP
260 V	2,4%	3,9%
330 V	1,3%	2,1%
400 V	1,1%	1,5%



Tabelle 7.6: Übersicht über Optimierungsergebnisse

(A)-Optimierung						
Batterie- spannung	NEFZ		Global		WLTP	
	Simulation	Messung	Simulation	Global	Simulation	Messung
260 V	4,2%	4,8%	6,3%	4,9%	7,4%	7,4%
330 V	-2,4%	-2,8%	-0,1%	-2,8%	-0,3%	-0,2%
400 V	-3,3%	-3,9%	-3,4%	-3,9%	-3,7%	-3,7%

(ADE)-Optimierung						
Batterie- spannung	NEFZ		Global		WLTP	
	Simulation	Messung	Simulation	Global	Simulation	Messung
260 V	7,2%	6,8%	10,2%	6,8%	10,0%	10,4%
330 V	-1,3%	-2,3%	0,9%	-2,1%	0,7%	0,9%
400 V	-3,3%	-3,9%	-3,4%	-3,9%	-3,7%	-3,7%

(ABCDE)-Optimierung						
Batterie- spannung	NEFZ		Global		WLTP	
	Simulation	Messung	Simulation	Global	Simulation	Messung
260 V	14,3%	15,1%	17,2%	15,3%	19,2%	19,7%
330 V	9,4%	9,1%	10,3%	9,2%	12,1%	12,3%
400 V	8,1%	7,4%	7,2%	7,5%	9,2%	9,4%



## 8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde das Optimierungspotential elektrischer Antriebsstränge durch Anpassung mehrerer Parameter im Betrieb untersucht. Zunächst erfolgte eine Analyse des Aufbaus elektrischer Antriebsstränge, wie sie momentan in elektrischen Serienfahrzeugen Verwendung finden. Es wurde gezeigt, dass die im Betrieb abnehmende Batteriespannung negative Auswirkungen sowohl auf die Fahrzeugdynamik als auch auf die Verluste im Antriebsstrang hat. Zur Kompensation dieser Effekte wurde der Einsatz eines DC/DC-Wandlers empfohlen.

Der Auslegung dieses DC/DC-Wandlers kommt mit Blick auf die in ihm selbst auftretenden Verluste eine entscheidende Bedeutung zu. Aus diesem Grund wurde eine Auslegungsmethode speziell für den Fahrzeugeinsatz und die sich hieraus ergebenden konkreten Betriebspunkte erarbeitet und durchgeführt. Die Auslegung minimiert neben den entstehenden Verlusten im DC/DC-Wandler auch den von ihm benötigten Bauraum.

Neben der durch den DC/DC-Wandler anpassbaren Zwischenkreisspannung wurden weitere je nach Lastpunkt optimierbare Parameter ausgearbeitet. Diese dienen einerseits dem verlustminimalen Betrieb des DC/DC-Wandlers an sich. Hierzu zählen seine Schaltfrequenz und seine Phasenzahl. Zusätzlich können über die Schaltfrequenz und die Modulationsart des DC/AC-Wandlers die Gesamtverluste des Antriebsstranges weiter reduziert werden.

Zur Bestimmung der optimalen Parameter für jeden Betriebspunkt wurde ein Verlustleistungsmodell des gesamten Antriebsstranges erstellt. Auf Basis dieses Modells wurden mehrere stochastische Optimierungsalgorithmen implementiert und miteinander hinsichtlich Rechenzeit und Ergebnisgüte verglichen. Mit dem aus den Algorithmen ausgewählten Particle-Swarm-Algorithmus konnten für jeden Optimierungsparameter in Ab-

hängigkeit der Batteriespannung sowie des mechanischen Arbeitspunktes optimale Werte ermittelt werden.

Für verschiedene Stufen der Optimierung wurden anschließend zunächst simulativ die Optimierungspotentiale nachgewiesen. Um diese praktisch zu validieren erfolgte im Rahmen der Arbeit der Aufbau eines kompletten Prüfstandes zur Vermessung des optimierten Systems und im Vergleich dazu auch des Referenzsystems.

Die gemessenen energetischen Einsparpotentiale decken sich sehr gut mit den simulativ bestimmten. Dies belegt sowohl die Korrektheit des erstellten Verlustleistungsmodells als auch die korrekte Funktion der stochastischen Optimierungsalgorithmen. Die Einsparpotentiale liegen bei der Verlustenergie in Abhängigkeit von der Batteriespannung und des betrachteten Fahrzyklus bei bis zu etwa 20%. Dies führt zu einer maximalen Reichweitenverlängerung gegenüber des Referenzsystems von knapp 4%.

# A Anhang

## A.1 Vollständige Systemparameter

Fahrzeugparameter	
Parameter	Wert
$A_{\text{Kfz}}$	2,05 m <sup>2</sup>
$c_{\text{Kfz,r}}$	0,012
$c_{\text{Kfz,w}}$	0,4
$i_{\text{Kfz}}$	8,6
$m_{\text{Kfz}}$	900 kg
$r_{\text{Kfz,Rad}}$	0,25 m

Maschinenparameter	
Parameter	Wert
$\alpha_{\text{M,Fe}}$	-0,3823
$\beta_{\text{M,Fe}}$	2,417
$c_{\text{M,Fe}}$	$9,57 \cdot 10^{-8}$
$c_{\text{M,R}}$	$7,958 \cdot 10^{-5}$
$I_{\text{M,max}}$	160 A
$L_{\text{M,d}}$	0,15 mH
$L_{\text{M,q}}$	0,55 mH
$p_{\text{M}}$	4
$\Psi_{\text{M,PM}}$	50 mWb
$R_{\text{M}}$	12 m $\Omega$
$U_{\text{Zk}}$	250 – 400 V
$P_{\text{M,mech,max}}(U_{\text{Zk,min}})$	35 kW

DC/AC-Wandler-Parameter	
Parameter	Wert
$E_{\text{DCAC,D,schalt}}$	25 mJ
$E_{\text{DCAC,IGBT,schalt}}$	150 mJ
$I_{\text{DCAC,D,Nenn}}$	300 A
$I_{\text{DCAC,IGBT,Nenn}}$	300 A
$r_{\text{DCAC,D}}$	2,6 m $\Omega$
$r_{\text{DCAC,IGBT}}$	2,6 m $\Omega$
$U_{\text{DCAC,D,Nenn}}$	900 V
$U_{\text{DCAC,IGBT,Nenn}}$	900 V
$U_{\text{DCAC,D,0}}$	1,5 V
$U_{\text{DCAC,IGBT,0}}$	2 V

DC/DC-Wandler-Parameter	
Parameter	Wert
$\alpha_{\text{DCDC,L}}$	1,5
$\beta_{\text{DCDC,L}}$	2,4
$\gamma_{\text{DCDC,L}}$	8
$E_{\text{DCDC,D,schalt}}$	25 mJ
$E_{\text{DCDC,IGBT,schalt}}$	150 mJ
$l_{\text{DCDC,L,Lu}}$	6 mm
$l_{\text{DCDC,L,m}}$	28,7 cm
$N_{\text{DCDC,L}}$	22
$I_{\text{DCDC,D,Nenn}}$	300 A
$I_{\text{DCDC,IGBT,Nenn}}$	300 A
$r_{\text{DCDC,D}}$	2,6 m $\Omega$
$r_{\text{DCDC,IGBT}}$	2,6 m $\Omega$
$U_{\text{DCDC,D,Nenn}}$	900 V
$U_{\text{DCDC,IGBT,Nenn}}$	900 V
$U_{\text{DCDC,D,0}}$	1,5 V
$U_{\text{DCDC,IGBT,0}}$	2 V
$\mu_{\text{DCDC,L,r}}$	2000

Batterieparameter	
Parameter	Wert
$E_{\text{Batt}}$	15 kWh
$R_{\text{Batt,Lers}}$	7,75 m $\Omega$

## A.2 Einstellungen Optimierungsalgorithmen

### A.2.1 Simulated-Annealing-Algorithmus

Simulated-Annealing-Algorithmus					
Parameter	SA 1	SA 2	SA 3	SA 4	SA 5
Anzahl Teilchen	10	30	10	30	50
Starttemperatur	20	50	20	100	100
Stoppbedingung	k.T.	k.T.	k.Ä.	k.T.	k.T.
Kühlfunktion	g	g	L	l	g
Kühlkonstante	0,85	0,85	2	2	0,85
Verschlechterungswahrscheinlichkeit	(5.4)	(5.5)	(5.5)	(5.4)	(5.4)

k.T. = kleinste Temperatur

k.Ä. = kleinste Änderung

g = geometrisch

l = linear

(5.4) = Gleichung (5.4)

(5.5) = Gleichung (5.5)



## A.2.2 Particle-Swarm-Algorithmus

Particle-Swarm-Algorithmus					
Parameter	PS 1	PS 2	PS 3	PS 4	PS 5
Maximale Anzahl Iterationen	10	25	15	25	25
Anzahl Individuen	25	15	10	25	50
Gewichtung Trägheit	0,2	0,2	0,4	0,6	0,2
Gewichtung Egoismus	0,4	0,2	0,4	0,2	0,4
Gewichtung Anpassung	0,6	0,6	0,2	0,2	0,4
Stoppbedingung	m.G.	m.G.	k.Ä.	k.Ä.	k.Ä.

m.G. = maximale Anzahl Generationen

k.Ä. = kleinste Änderung

### A.2.3 Evolutionary-Algorithmus

Evolutionary-Algorithmus					
Parameter	EA 1	EA 2	EA 3	EA 4	EA 5
Anzahl Individuen	20	25	20	50	50
Art der Rekombination	a.	a.	d.	d.	d.
Mutationsfaktor	0,05	0,1	0,1	0,2	0,15
Selektion	B.ü.	B.ü.	R	R	T
Stoppbedingung	m.I.	m.I.	m.I.	k.Ä.	k.Ä.

a. = arithmetisch

d. = diskret

B.ü. = Beste überleben

T. = Turniermodus

R. = Roulette

m.I. = maximale Anzahl Iterationen

k.Ä. = kleinste Änderung

## A.3 Technische Randbedingungen Optimierung

---

Technische Daten Rechnerarchitektur	
Prozessor	Intel Core i7 Quad-Core, 3,07 GHz
Busbreite	64 Bit
L1 Cache	4 x 32 kB Instruction 4 x 32 kB Data
L2 Cache	4 x 256 kB
L3 Cache	1 x 10 MB
Arbeitsspeicher	12 GB
Systemtyp	x64-basierter PC
Betriebssystem	Microsoft Windows 7 Professional 6.1.7601 SP 1 Build 7601
Berechnungssoftware	Mathworks MATLAB R2013a

---

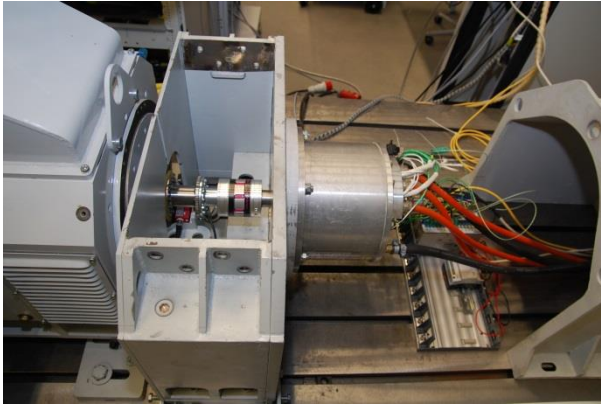
## A.4 Prüfstandsabbildungen



**Aufbau Leistungselektronik (rechts: DC/DC-Wandler)**



**Mechanischer Prüfstands Aufbau**



**Mechanische Motoradaption**



# B Verzeichnisse

## B.1 Formelzeichenverzeichnis

### B.1.1 Variablen

$A$	Fläche
$\underline{A}$	Systemmatrix in Zustandsraumdarstellung
$a$	mechanische Beschleunigung
$\alpha$	Verlustkoeffizient
$B$	magnetische Flussdichte
$\underline{B}$	Eingangsmatrix in Zustandsraumdarstellung
$\beta$	Verlustkoeffizient
$C$	Kapazität eines Kondensators
$c$	Verlustkoeffizient
$\gamma$	Rotorwinkel, Verlustkoeffizient
$d$	Durchmesser
$\delta$	Steigungswinkel
$E$	Energie
$e$	Eulersche Zahl
$\varepsilon$	geometrischer Wicklungsversatz
$F$	Kraft
$f$	Schaltfrequenz
$\varphi$	Phase
$G$	Übertragungsfunktion
$g$	Erdgravitationskonstante, Gewichtungsfaktor
$I$	Strom
$i$	Stromverlauf, Übersetzung, zeitlicher Stromverlauf
$J$	Stromdichte, Trägheitsmoment
$k$	Proportionalitätsfaktor, Reglerverstärkung, Füllfaktor
$K$	Kosten

$\kappa$	Abkühlfaktor
$l$	Länge
$M$	Drehmoment, Modulationsart, Standardabweichung
$m$	Masse
$\mu$	Permeabilität
$N$	Windungszahl
$n$	Drehzahl, Anzahl
$P$	Leistung
$p$	spezifische Leistung, Polpaarzahl, Verschlechterungswahrscheinlichkeit
$\Psi$	magnetische Flussverkettung
$\pi$	Kreiszahl
$R$	Widerstand
$r$	differentieller Widerstand, Radius, Zufallsgewichtung
$\rho$	spezifischer Widerstand, Flussdichte
$T$	Dauer, Nachstellzeit
$t$	Zeitverlauf
$\tau$	Zeitkonstante
$\vartheta$	Temperatur
$U$	Spannung
$u$	Spannungsverlauf
$\underline{U}$	Eingangsvektor in Zustandsraumdarstellung
$V$	Aussteuergrad, Volumen, Geschwindigkeit
$v$	Aussteuergrad
$\omega$	Kreisfrequenz
$\underline{X}$	Zustandsvektor in Zustandsraumdarstellung, Partikelposition
$\hat{X}$	beste Partikelposition
$\underline{x}$	Zustandsvektor in Zustandsraumdarstellung
$Z$	Zielfunktion



## B.1.2 Indizes

0	Leerlauf
AC	Wechselspannung, Wechselstrom
Antr	Antriebsstrang
AP	Arbeitspunkt
approx	approximiert
Batt	Batterie
Be	Beschleunigung
C	Kondensator, Drosselkern
Cu	Kupfer
D	Diode
DC	Gleichspannung, Gleichstrom
DCAC	DC/AC-Wandler
DSP	Digitaler Signalprozessor
d	d-Komponente
EA	Evolutionary-Algorithmus
EM	Exhaustionsmethode
ESR	äquivalenter Serienwiderstand
eff	Effektivwert
el	elektrisch
eq	äquivalent
ers	Ersatz
F	Fensterfläche
Fe	Eisen
FT	Flat-Top-Modulation
GW	Grundwelle
g	geschlossen
HL	Halbleiter
I	Strom, Individuum
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
K	Kosten
Kern	Drosselkern
Kfz	Kraftfahrzeug

L	Drossel
Lu	Luft
LUT	Look-Up-Tabelle
M	E-Maschine
MTPA	Maximum Torque per Ampere
max	Maximalwert
mech	mechanisch
min	mindestens
Nenn	Nennwert
n	Drehzahl
OW	Oberwelle
o	offen
opti	optimal
P	Leistung
Ph	Phasen
PM	Permanentmagnet
PS	Particle-Swarm- Algorithmus
par	parallel
pr	praktisch
q	q-Komponente
R	Widerstand, Reibung, Regler
Rel	Reluktanz
RHP	Right-half-plane
ref	Referenz
S	Regelstrecke, Schwarm
SA	Simulated-Annealing-Algorithmus
SD	Sinus-Dreieck-Modulation
SS	Supersinus-Modulation
St	Steigung
sat	Sättigung
schalt	Schalten
ser	seriell
skaliert	skalierte Größe
soll	Sollwerte

$\sigma$	Oberschwingungen
T=aus	nicht leitender Schalter
T=ein	leitender Schalter
th	theoretisch
therm	thermisch
tief	Eindringtiefe
tot	Totzeit
U	Spannung
U,V,W	Bezeichnung der Maschinenstränge
V	Volumen
Verl	Verluste
W	Drosselwindungen
Zk	Zwischenkreis

### B.1.3 Operatoren

$\Delta$	Differenz, Ripple
$\sim$	Kleinsignal
$\text{—}$	Mittelwert
$\rightarrow$	Raumzeiger
$r$	rotorfestes Bezugssystem
$\hat{\phantom{x}}$	Spitzenwert
$s$	statorfestes Bezugssystem



## B.2 Abkürzungsverzeichnis

A/D	Analog-Digital
ASM	Asynchronmaschine
BMS	Batteriemanagementsystem
CSV	Comma-separated values
DBS	Drehstrombrückenschaltung
DC/AC	Wechselrichter
DC/DC	Gleichspannungswandler
DSP	Digitaler Signalprozessor
EA	Evolutionärer Algorithmus
EM	Exhaustionsmethode
E-Maschine	Elektrische Maschine
ETI	Elektrotechnisches Institut
FEM	Finite-Elemente-Methode
FPGA	Field Programmable Gate Array
HBM	<i>Firmenbezeichnung</i>
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
KFZ	Kraftfahrzeug
LEM	<i>Markenname</i>
Li-Io	Lithium-Ionen
MATLAB	<i>Markenname</i>
MTPA	Maximum Torque per Ampere
NEFZ	Neuer Europäischer Fahrzyklus
PC	Personal Computer
PKW	Personenkraftwagen

PS	Particle-Swarm-Algorithmus
PSM	Permanenterregte Synchronmaschine
RHPZ	Right-Half-Plane Zero
SA	Simulated-Annealing-Algorithmus
SOC	State of Charge
WLTP	Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures

## B.3 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Herkömmlicher Aufbau des elektrischen Antriebsstranges .....	2
Abbildung 1.2: Maschinencharakteristik in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung .....	3
Abbildung 1.3: Aufbau des elektrischen Antriebsstranges mit DC/DC-Wandler .....	4
Abbildung 2.1: Prinzipdarstellung IPMSM .....	8
Abbildung 2.2: Einphasiges Motorsersatzschaltbild .....	9
Abbildung 2.3: Regelungskonzept E Maschine .....	12
Abbildung 2.4: Ableitung der Stromübertragungsfunktion .....	14
Abbildung 2.5: Entstehung der Totzeit im Regelungssystem .....	15
Abbildung 2.6: Stromregelkreis der IPMSM .....	16
Abbildung 2.7: Drehstrombrückenschaltung mit RL-Last und Gegenspannung .....	18
Abbildung 2.8: Drehstrombrücke im Schaltzustand 1 .....	19
Abbildung 2.9: Schaltzustände der Drehstrombrückenschaltung in der Raumzeigerdarstellung .....	23
Abbildung 2.10: Vektorielle Zerlegung des Sollspannungsraumzeigers .	23
Abbildung 2.11: Sollwerte und Schaltsignale beim Referenzkurvenverfahren .....	25
Abbildung 2.12: Sollspannungsverläufe bei der Sinus-Dreieck-Modulation .....	27
Abbildung 2.13: Sollspannungsverläufe bei der Supersinus-Modulation .....	28
Abbildung 2.14: Sollspannungsverläufe bei der Flat-Top-Modulation ....	29
Abbildung 2.15: Verlauf der Gatesignale und Zuordnung der Schaltzustände nach Tabelle 2.1 bei der Flat-Top-Modulation .....	30
Abbildung 2.16: Bidirektionaler DC/DC-Wandler ( $U_{\text{Batt}} < U_{\text{Zk}}$ ) .....	31
Abbildung 2.17: Bidirektionaler Synchronwandler ( $U_{\text{Batt}} \leq U_{\text{Zk}}$ ) .....	32
Abbildung 2.18: Strompfade Hochsetzsteller .....	34

Abbildung 2.19: Strom- und Spannungsverläufe beim nicht lückenden Hochsetzsteller .....	34
Abbildung 2.20: Strom- und Spannungsverläufe beim lückenden Hochsetzsteller .....	35
Abbildung 2.21: Strom- und Spannungsverläufe beim Synchronwandler.....	36
Abbildung 2.22: Synchronwandler im Lückbetrieb .....	37
Abbildung 2.23: Mehrphasiger Synchronwandler .....	38
Abbildung 2.24: Drosselstromrippel in Abhängigkeit des Aussteuergrades .....	40
Abbildung 2.25: Vergleich der Drosselströme mit und ohne Phasenversatz beim Synchronwandler .....	40
Abbildung 2.26: Schaltzustand Hochsetzsteller bei geschlossenem Schalter .....	42
Abbildung 2.27: Schaltzustand Hochsetzsteller bei geöffnetem Schalter.....	43
Abbildung 2.28: Stromregelkreis DC/DC-Wandler .....	46
Abbildung 2.29: Bode-Diagramm Stromregelkreis .....	48
Abbildung 2.30: Pol-Nullstellen-Diagramm der Spannungsstrecke .....	50
Abbildung 2.31: Sollwertsprung bei kritischem Betriebspunkt.....	52
Abbildung 2.32: Regelungskonzept DC/DC-Wandler .....	53
Abbildung 2.33: Übersicht Sekundärbatteriesysteme (nach [44]) .....	54
Abbildung 2.34: Aufbau Lithium-Ionen-Zelle .....	56
Abbildung 2.35: Batterieersatzschaltbild .....	57
Abbildung 2.36: Batteriespannung in Abhängigkeit des SOC .....	58
Abbildung 3.1: Spannungsverlauf am Ausgang des Wechselrichters .....	61
Abbildung 3.2: Fouriertransformation der Wechselrichterspannung.....	61
Abbildung 3.3: Entstehung von Ummagnetisierungsverlusten .....	62
Abbildung 3.4: Schaltverhalten Diode bei induktiver Last .....	65
Abbildung 3.5: Schaltverhalten IGBT bei induktiver Last .....	65
Abbildung 3.6: Durchlassverhalten Diode und IGBT .....	66
Abbildung 3.7: Vereinfachtes Batterieersatzschaltbild .....	71
Abbildung 3.8: Prinzip des Verlustleistungsmodells .....	73
Abbildung 3.9: Aufbau des mechanischen Antriebsstrangs .....	75



Abbildung 3.10: Drehmomenterzeugung nach dem MTPA-Verfahren.....	77
Abbildung 3.11: Drehmomenterzeugung nach dem MTPA-Verfahren beim Erreichen der Spannungsgrenze .....	82
Abbildung 3.12: Stromsollwerte bei veränderter Spannungsgrenze .....	84
Abbildung 3.13: Verzerrungsströme in Abhängigkeit von der Modulationsart .....	87
Abbildung 3.14: Einzelverluste DC/DC Wandler bei variabler Schaltfrequenz .....	89
Abbildung 3.15: Gesamtverluste DC/DC-Wandler bei variabler Schaltfrequenz .....	89
Abbildung 3.16: Drosselströme bei einer aktiven Phase .....	91
Abbildung 3.17: Drosselströme bei zwei aktiven Phasen.....	91
Abbildung 4.1: Auslegungsmethode zur Volumenoptimierung.....	95
Abbildung 4.2: Auslegungsmethode zur Wirkungsgradoptimierung .....	98
Abbildung 4.3: Neuartiges Auslegungskonzept zur Optimierung einer beliebigen Zielfunktion .....	101
Abbildung 4.4: Einfluss der Parameter auf die Auslegungskriterien .....	103
Abbildung 4.5: Geometrie des Drosselaufbaus.....	104
Abbildung 4.6: Verlauf NEFZ und WLTP-Zyklus.....	106
Abbildung 4.7: Verteilung mechanische Betriebspunkte im Motorkennfeld .....	107
Abbildung 4.8: Häufigkeitsverteilung der Zwischenkreisleistung .....	107
Abbildung 4.9: Häufigkeitsverteilung der Zwischenkreisspannung.....	110
Abbildung 4.10: Häufigkeitsverteilung der Phasenzahl .....	110
Abbildung 4.11: Häufigkeitsverteilung der Schaltfrequenz.....	110
Abbildung 5.1: Aufteilung des Optimierungsproblems in zwei Teiloptimierungen.....	117
Abbildung 5.2: Übersicht Optimierungsalgorithmen .....	118
Abbildung 5.3: Problem bei der Optimierung unstetiger Funktion .....	119
Abbildung 5.4: Ablauf Exhaustions-Methode.....	120
Abbildung 5.5: Allgemeiner Ablauf metaheuristische Optimierung.....	122
Abbildung 5.6: Ablauf Simulated-Annealing.....	124
Abbildung 5.7: Partikelbewegung .....	128
Abbildung 5.8: Rekombinationsmöglichkeiten .....	130

Abbildung 5.9: Mögliche Mutationsverteilungen .....	131
Abbildung 5.10: Prinzip der „Glücksradselektion“ .....	133
Abbildung 5.11: Mechanische Arbeitspunkte für den Algorithmenvergleich .....	135
Abbildung 5.12: Erfolgswahrscheinlichkeit der Algorithmen .....	136
Abbildung 5.13: Rechenzeitvergleich der Optimierungsalgorithmen ....	138
Abbildung 5.14: Rechenzeitvergleich (Auswahl) .....	140
Abbildung 6.1: Maximale Maschinenkennlinie in Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung.....	143
Abbildung 6.2: Simulierte Verlustleistung E-Maschine im Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ).....	146
Abbildung 6.3: Simulierte Verlustleistung DC/AC-Wandler im Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	146
Abbildung 6.4: Simulierte Verlustleistung gesamtes Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	147
Abbildung 6.5: Simulierte optimale Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ).....	148
Abbildung 6.6: Simulierte Verlustleistung DC/DC-Wandler ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ).....	149
Abbildung 6.7: Simulierter Wirkungsgrad DC/DC-Wandler ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ).....	150
Abbildung 6.8: Simulierte Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	151
Abbildung 6.9: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	151
Abbildung 6.10: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ).....	152
Abbildung 6.11: Simulierter Verlauf der Verlustleistungen ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ).....	153
Abbildung 6.12: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ).....	154

Abbildung 6.13: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP) .....	155
Abbildung 6.14: Simulierter Verlauf der Verlustleistungen ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP) .....	155
Abbildung 6.15: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergie ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP) .....	156
Abbildung 6.16: Simulierte optimale Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ ) .....	157
Abbildung 6.17: Simulierte Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ ) .....	158
Abbildung 6.18: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ ) .....	158
Abbildung 6.19: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , NEFZ) .....	159
Abbildung 6.20: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , NEFZ) .....	159
Abbildung 6.21: Simulierter Verlauf der optimalen Zwischenkreisspannung ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , WLTP) .....	160
Abbildung 6.22: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 330 \text{ V}$ , WLTP) .....	160
Abbildung 6.23: Simulierte Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ ) .....	161
Abbildung 6.24: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ ) .....	162
Abbildung 6.25: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ , NEFZ) .....	162
Abbildung 6.26: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((A)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 400 \text{ V}$ , NEFZ) .....	163
Abbildung 6.27: Simulierte optimale DC/DC-Schaltfrequenz ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	165

Abbildung 6.28: Simulierte optimale Phasenzahl ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	165
Abbildung 6.29: Simulierte Verlustleistung DC/DC-Wandler ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	166
Abbildung 6.30: Simulierte Differenz der Systemverluste ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	167
Abbildung 6.31: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	167
Abbildung 6.32: Simulierter Verlauf der optimalen DC/DC-Schaltfrequenz ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ und WLTP) .....	168
Abbildung 6.33: Simulierter Verlauf der optimalen Phasenzahl ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ und WLTP). 168	
Abbildung 6.34: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ) .....	169
Abbildung 6.35: Simulierter Verlauf der normierten Verlustenergien ((ADE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP) .....	169
Abbildung 6.36: Simulierte optimale DC/AC-Schaltfrequenz ((ABCDE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	171
Abbildung 6.37: Simulierte optimale Modulationsart ((ABCDE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	172
Abbildung 6.38: Simulierte Differenz der Systemverluste ((ABCDE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	173
Abbildung 6.39: Simulierte relative Differenz der Systemverluste ((ABCDE)-Optimierung, $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	173
Abbildung 7.1: Prüfstandskonzept .....	178
Abbildung 7.2: Leistungsmessung .....	182
Abbildung 7.3: Gemessene Verlustleistung E-Maschine Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	184
Abbildung 7.4: Gemessene Verlustleistung DC/AC-Wandler Referenzsystem ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	184
Abbildung 7.5: Gemessene Verlustleistung des gesamten Referenzsystems ( $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	185
Abbildung 7.6: Zeitlicher Ablauf der Messroutine .....	186

Abbildung 7.7: Gemessene Verlustleistung DC/DC-Wandler ((A-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	188
Abbildung 7.8: Gemessener Wirkungsgrad DC/DC-Wandler ((A-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	189
Abbildung 7.9: Gemessene Differenz der Systemverluste ((A-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	189
Abbildung 7.10: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((A-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ).....	190
Abbildung 7.11: Gemessener Verlauf der normierten Verlustenergien ((A-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ).....	190
Abbildung 7.12: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((A-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP) .....	191
Abbildung 7.13: Gemessener Verlauf der normierten Verlustenergien ((A-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP) .....	191
Abbildung 7.14: Gemessene Verlustleistung DC/DC-Wandler ((ADE-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	193
Abbildung 7.15: Gemessene Differenz der Systemverluste ((ADE-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	193
Abbildung 7.16: Gemessene Differenz der Systemverluste ((ABCDE-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ ) .....	194
Abbildung 7.17: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((ABCDE-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , NEFZ).....	195
Abbildung 7.18: Gemessener Verlauf der Verlustleistungen ((ABCDE-Optimierung), $U_{\text{Batt}} = 260 \text{ V}$ , WLTP).....	195
Abbildung 7.19: Vergleich der Gesamtenergien in den betrachteten Systemen.....	197



## B.4 Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Schaltzustände der Drehstrombrücke .....	20
Tabelle 3.1: Übersicht Optimierungsschritte .....	81
Tabelle 3.2: Auswirkungen einer angehobenen Zwischenkreisspannung.....	85
Tabelle 3.3: Auswirkungen einer angehobenen DC/AC-Schaltfrequenz .	86
Tabelle 3.4: Auswirkungen einer angepassten Modulationsart .....	87
Tabelle 3.5: Auswirkungen einer angehobenen DC/DC-Schaltfrequenz .	88
Tabelle 3.6: Auswirkungen einer angehobenen DC/DC-Phasenzahl.....	92
Tabelle 4.1: Vergleich der optimierten Auslegungen des DC/DC-Wandlers .....	113
Tabelle 5.1: Praktische sinnvolle Parameterschrittweiten .....	116
Tabelle 5.2: Einstellmöglichkeiten beim Simulated-Annealing-Algorithmus .....	126
Tabelle 5.3: Einstellmöglichkeiten beim Particle-Swarm-Algorithmus .	129
Tabelle 5.4: Einstellmöglichkeiten beim Evolutionary-Algorithmus .....	133
Tabelle 5.5: Rechenschritte bei der Exhaustions-Methode .....	137
Tabelle 5.6: Gewählte Einstellungen beim Particle-Swarm-Algorithmus.....	139
Tabelle 6.1: Übersicht Maschinenparameter .....	142
Tabelle 6.2: Betriebsparameter Referenzsystem .....	145
Tabelle 6.3: Simulierte Energieeinsparpotentiale (A)-Optimierung .....	164
Tabelle 6.4: Simulierte Energieeinsparpotentiale (ADE)-Optimierung .	170
Tabelle 6.5: Simulierte Energieeinsparpotentiale (ABCDE)-Optimierung.....	174
Tabelle 7.1: Komponententemperaturen.....	186
Tabelle 7.2: Gemessene Energieeinsparpotentiale (A)-Optimierung .....	192
Tabelle 7.3: Gemessene Energieeinsparpotentiale (ADE)-Optimierung .....	194
Tabelle 7.4: Gemessene Energieeinsparpotentiale (ABCDE)-Optimierung .....	196
Tabelle 7.5: Reichweitenverlängerung bei der (ABCDE)-Optimierung..	198

Tabelle 7.6: Übersicht über Optimierungsergebnisse.....199



## B.5 Literaturverzeichnis

- [1] E. H. Wakefield, *History of the electric automobile: Battery-only powered cars*. Warrendale, PA: Society of Automotive Engineers, 1994. S. 1-2.
- [2] P. Maxwill, *Summsumm statt Brummbrumm: Elektroauto-Revolution vor 100 Jahren*.  
<http://www.spiegel.de/einestages/elektroauto-revolution-vor-100-jahren-a-947600.html>, letzter Zugriff 10.06.2014.
- [3] F. Schühle, *Die Marktdurchdringung der Elektromobilität in Deutschland: Eine Akzeptanz- und Absatzprognose*. Rainer Hampp Verlag, 2014. S. 77 ff.
- [4] H. Arnold, F. Kuhnert, R. Kurtz, and W. Bauer, "Elektromobilität: Herausforderungen für die Industrie und öffentliche Hand," Pwc, Fraunhofer IAQ, Stuttgart, Jun. 2010.
- [5] B. Eckardt, *Gleichspannungswandler hoher Leistungsdichte im Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen: Dissertation*. Aachen: Shaker, 2010. S. 11 ff.
- [6] P. Hofmann, *Hybridfahrzeuge: Ein alternatives Antriebskonzept für die Zukunft*. Wien, New York: Springer, 2010. S. 122.
- [7] F. Quantmeyer, J. Kießling, and X. Liu-Henke, "Modellbildung und Identifikation der Energiespeicher für Elektrofahrzeuge," ASIM STS/GMMS Workshop 2013, Düsseldorf, Feb. 2013.
- [8] B. Eckardt, *Gleichspannungswandler hoher Leistungsdichte im Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen: Dissertation*. Aachen: Shaker, 2010. S. 10.
- [9] D. Pohlenz, *Wirkungsgradoptimale Regelung eines elektrischen Fahrantriebs mit variabler Zwischenkreisspannung: Dissertation*. Paderborn, 2012. S. 98 ff.
- [10] T. Schoenen, *Einsatz eines DC-DC-Wandlers zur Spannungsanpassung zwischen Antrieb und Energiespeicher in Elektro- und Hybridfahrzeugen*. Aachen: Shaker, 2011. S. 27 ff.

- [11] S. Tenner, S. Günther, and W. Hofmann, *Loss minimization of electric drive systems using a DC/DC converter and an optimized battery voltage in automotive applications: 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference : 6-9 Sept. 2011, Chicago, Illinois*. [Piscataway, N.J.]: IEEE VPPC 2011, ©2011. S. 4 ff.
- [12] O. Garcia, *DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren: Dissertation*, 2002. S. 154 ff.
- [13] F. Heide, *So tricksen die Hersteller bei den Normverbräuchen: Die große Sprit-Lüge*.  
<http://www.handelsblatt.com/auto/test-technik/die-grosse-sprit-luege-so-tricksen-die-hersteller-bei-den-normverbraeuchen/6327340.html>, letzter Zugriff 06.11.2014.
- [14] C. Stan, *Alternative Antriebe für Automobile: Hybridsysteme, Brennstoffzellen, alternative Energieträger*, 3rd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [15] M. Marcovici, *The Tesla Motors way: How to build a car manufacturer from scratch*, 1st ed. Norderstedt: Books on Demand, 2013. S. 146.
- [16] C. Stan, *Alternative Antriebe für Automobile: Hybridsysteme, Brennstoffzellen, alternative Energieträger*, 3rd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [17] P. Hofmann, *Hybridfahrzeuge: Ein Alternatives Antriebskonzept Für Die Zukunft*. Dordrecht: Springer, 2010. S. 122 ff.
- [18] D. Schröder, "Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben," *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, 2013.
- [19] Oliver Wallscheid, *Entwurf einer Stromregelung mit definiertem dynamischem Verhalten für einen Permanentmagnet-Synchronmotor mit eingebetteten Magneten (IPMSM)*. München: Grin Verlag GmbH, 2013. S. 4.

- [20] U. Nuss, *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin, Offenbach: VDE-Verl, 2010. S. 9 ff.
- [21] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 3rd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009. S. 56.
- [22] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 3rd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009. S. 204.
- [23] J. Lunze, *Regelungstechnik*, 8th ed. Berlin, Heidelberg: Springer, 2010. S. 327 f.
- [24] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 3rd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009. S. 46 ff.
- [25] B. Sahhary, *Elektrische Antriebe mit dauermagneterregten Maschinen im dynamischen sensorlosen Betrieb*. Dissertation an der Helmut-Schmidt-Universität Hamburg, 2008. S. 40.
- [26] S. Kellner, S. Ebersberger, and B. Piepenbreier, *Impact of Iron Losses on Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Machines: 17 - 19 May 2011, Exhibition Centre Nuremberg*. Berlin [u.a.]: VDE-Verl, 2011. S. 953 ff.
- [27] T. Gemassmer and J. Richter, *High Dynamic Rotor Oriented Current Control for Permanent Magnet Synchronous Machines with Saturation Characteristics: PCIM Europe 2014, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management Nuremberg, 20 - 22 May 2014, Proceedings*. Berlin: VDE VERLAG, 2014.
- [28] M. Lienkamp, *Elektromobilität: Hype oder Revolution?* Berlin: Springer, 2012. S. 28 f.
- [29] P. Hofmann, *Hybridfahrzeuge: Ein Alternatives Antriebskonzept Fur Die Zukunft*. Dordrecht: Springer, 2010. S. 145.
- [30] F. Jenni and D. Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Zürich, Stuttgart: Vdf, Hochsch.-Verl. an der ETH Zürich; Teubner, 1995. S. 135 ff.

- [31] F. Jenni and D. Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Zürich, Stuttgart: Vdf, Hochsch.-Verl. an der ETH Zürich; Teubner, 1995. S. 154.
- [32] F. Jenni and D. Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Zürich, Stuttgart: Vdf, Hochsch.-Verl. an der ETH Zürich; Teubner, 1995. S. 152 ff.
- [33] M. Hofmann, B. Eckardt, M. März, and L. Frey, "Effizienzoptimierung integrierter elektrischer Antriebssysteme für Hybrid- und Elektrofahrzeuge," in *ETG-Fachbericht*, vol. 126, *EMA 2010 - Elektromobiliausstellung: Fachtagung, Wettbewerbe ; Vorträge der ETG-Fachtagung vom 8. bis 9. Oktober 2010 in Aschaffenburg*, J. Teigelkötter, Ed, Berlin [u.a.]: VDE-Verl, 2010.
- [34] D. Pohlenz, *Wirkungsgradoptimale Regelung eines elektrischen Fahrantriebs mit variabler Zwischenkreisspannung: Dissertation*. Paderborn, 2012. S. 35.
- [35] U. Schlienz, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*, 3rd ed. Wiesbaden: Vieweg, 2007. S. 41.
- [36] U. Schlienz, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*, 3rd ed. Wiesbaden: Vieweg, 2007. S. 35.
- [37] B. Destraz, Y. Louvrier, and A. Rufer, "High Efficient Interleaved Multi-channel dc/dc Converter Dedicated to Mobile Applications," in vol. 5, *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, [S.l.]: [s.n.], 2006.
- [38] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Norwell, Mass.: Kluwer Academic, ©2001. S. 213 ff.
- [39] T. Lannert, M. Isen, and M. Braun, "Small signal modeling of the Quasi-Z-Source-Inverter and a novel control strategy to minimize the influence of input voltage disturbances," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10.

- [40] J.-Y. Liao, H.-H. Huang, and K.-H. Chen, "Minimized right-half plane zero effect on fast boost DC-DC converter achieved by adaptive voltage positioning technique," in *2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS 2010*, pp. 2916–2919.
- [41] C. Basso, "The Right-Half-Plane Zero, a Two-Way Control Path," in *ON Semiconductor*
- [42] M. Keichel and O. Schöller, *Das Elektroauto: Mobilität im Umbruch*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013. S. 137 ff.
- [43] B. Eckardt, *Gleichspannungswandler hoher Leistungsdichte im Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen: Dissertation*. Aachen: Shaker, 2010. S. 16.
- [44] C. Rosenkranz, U. Köhler, and J. L. Liska, *Modern Battery Systems for Plug - In Hybrid Electric Vehicles: Veröffentlichung der Firma Johnson Controls - SAFT*.  
[http://www.lifepo4.info/Battery\\_study/Batteries/Modern\\_Battery\\_Systems\\_for\\_Plug\\_In\\_Hybrid\\_Vehicles.pdf](http://www.lifepo4.info/Battery_study/Batteries/Modern_Battery_Systems_for_Plug_In_Hybrid_Vehicles.pdf), letzter Zugriff 04.11.2014.
- [45] R. Korthauer, *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*. Berlin, Heidelberg: Imprint: Springer Vieweg, 2013. S. 15 ff.
- [46] Firma Saft, *Datenblatt von High Power Lithium-Ion Cells: VLP cells*.  
<http://www.houseofbatteries.com/documents/VL7P.pdf>, letzter Zugriff 05.11.2014.
- [47] B. Pattipati, C. Sankavaram, and K. Pattipati, "System Identification and Estimation Framework for Pivotal Automotive Battery Management System Characteristics," *IEEE Trans. Syst, Man, Cybern. C*, vol. 41, no. 6, pp. 869–884, 2011.
- [48] M. Chen and G. A. Rincon-Mora, "Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I–V Performance," *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006.

- [49] D. Schröder, "Elektrische Antriebe - Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben," *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, 2013.
- [50] J. Lee, K. Nam, S. Choi, and S. Kwon, "Loss Minimizing Control of PMSM with the Use of Polynomial Approximations," in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, pp. 1–9.
- [51] F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada, and R. Faure, "Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 5, pp. 1265–1272, 2001.
- [52] Ji-Young Lee, Sang-Ho Lee, Geun-Ho Lee, Jung-Pyo Hong, and Jin Hur, "Determination of parameters considering magnetic nonlinearity in an interior permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1303–1306, 2006.
- [53] G. Müller and B. Ponick, *Grundlagen elektrischer Maschinen*, 9th ed. Weinheim, Germany: Wiley-VCH, 2006. S. 72 ff.
- [54] G. Müller, K. Vogt, and B. Ponick, *Berechnung elektrischer Maschinen*, 6th ed. Weinheim: Wiley-VCH-Verl, 2008. S. 453 ff.
- [55] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system," in *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 502–512.
- [56] T. Gemasmer and M. Braun, "Analysis of current harmonics in inverter-driven interior permanent magnet synchronous machines," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10.
- [57] Firma Semikron, *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-applikationshandbuch-leistungshalbleiter-deutsch-de-2010-11>, letzter Zugriff 03.08.2015.

- [58] U. Tietze and C. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 14th ed. Berlin: Springer Berlin, 2012. S. 9.
- [59] Firma Semikron, *Datenblatt eines Drehstrombrückenmoduls: SKiiP 603 GD123-3DUW V3*.  
<http://www.semikron.com/products/product-classes/ipm/detail/skiip-603-gd123-3duw-v3-20451029.html>, letzter Zugriff 29.10.2014.
- [60] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system," *IEEE Trans. on Ind. Applicat*, vol. 27, no. 6, pp. 1063–1075, 1991.
- [61] O. Garcia, *DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren: Dissertation*, 2002. S. 135.
- [62] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. de Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," *IEEE Trans. on Ind. Applicat*, vol. 37, no. 4, pp. 1055–1061, 2001.
- [63] U. Schlien, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*, 3rd ed. Wiesbaden: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2007. S. 211.
- [64] Firma ICAR, *Datenblatt eines Zwischenkreiskondensators: LNK-P7X-750-90*.  
<http://www.ivdgmbh.de/downloads/ivdlnkserie.pdf>, letzter Zugriff 03.11.2014.
- [65] F. Blume, *Programmierung eines Algorithmusses zur Wirkungsgradoptimierung im E-Fahrzeug*. Masterarbeit: Karlsruher Institut für Technologie (KIT); Elektrotechnisches Institut (ETI); Professur für Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV), 2012.
- [66] K. Reif, Ed, *Bosch-Grundlagen Fahrzeug- und Motorentechnik: Konventioneller Antrieb, Hybridantriebe, Bremsen, Elektronik*, 1st ed. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2011.

- [67] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 3rd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009. S. 866 ff.
- [68] D. Pohlenz, *Wirkungsgradoptimale Regelung eines elektrischen Fahrtriebs mit variabler Zwischenkreisspannung: Dissertation*. Paderborn, 2012. S. 85 ff.
- [69] T. Schoenen, *Einsatz eines DC/DC-Wandlers zur Spannungsanpassung zwischen Antrieb und Energiespeicher in Elektro- und Hybridfahrzeugen*. Techn. Hochsch, Diss.--Aachen, 2011. Aachen: Shaker, 2011. S. 62.
- [70] O. Garcia, *DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren: Dissertation*, 2002. S. 154 ff.
- [71] B. Eckardt, *Gleichspannungswandler hoher Leistungsdichte im Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen: Dissertation*. Aachen: Shaker, 2010. S. 103 ff.
- [72] T. Schoenen, *Einsatz eines DC/DC-Wandlers zur Spannungsanpassung zwischen Antrieb und Energiespeicher in Elektro- und Hybridfahrzeugen*. Techn. Hochsch, Diss.--Aachen, 2011. Aachen: Shaker, 2011. S. 59 ff.
- [73] C. Klöffler, M. Veigel, and M. Doppelbauer, "Fahrzyklusbasierte Auslegung eines DC/DC-Wandlers zur wirkungsgradoptimalen Anpassung der Zwischenkreisspannung," in *Internationaler ETG-Kongress: 05.11.2013 - 06.11.2013 in Berlin, Deutschland*, Berlin, Offenbach: VDE-Verl, 2013.
- [74] Firma Semikron, *Datenblatt eines Drehstrombrückenmoduls: SKiiP 603 GD123-3DUW V3*.  
<http://www.semikron.com/products/product-classes/ipm/detail/skiip-603-gd123-3duw-v3-20451029.html>, letzter Zugriff 10.12.2014.
- [75] Firma Epcos, *Datenblatt des Ferritkernmaterial N87*.  
<http://www.epcos.com/blob/528882/download/4/pdf-n87.pdf>, letzter Zugriff 10.12.2014.



- [76] F. Rothlauf, *Design of modern heuristics: Principles and application*. Berlin, New York: Springer, 2011. S. 45 ff.
- [77] P. Gritzmann, *Grundlagen der Mathematischen Optimierung: Diskrete Strukturen, Komplexitätstheorie, Konvexitätstheorie, Lineare Optimierung, Simplex-Algorithmus, Dualität*. Wiesbaden: Springer Spektrum, 2013. S. 315 ff.
- [78] X. Yu and M. Gen, *Introduction to evolutionary algorithms*. London: Springer, 2010. S. 102.
- [79] D. Schröder, *Intelligente Verfahren: Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010. S. 387 ff.
- [80] H. Xiaohui, S. Yuhui, and E. Russ, *Recent advances in particle swarm: Evolutionary Computation, 2004. CEC2004. Congress on, 2004*. S. 1 ff.
- [81] T. Apitzsch, *Vergleich verschiedener Optimierungsalgorithmen für die Wirkungsgradsteigerung im E Fahrzeug*. Masterarbeit: Karlsruher Institut für Technologie (KIT); Elektrotechnisches Institut (ETI); Professur für Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV), 2014.
- [82] H. Pohlheim, *Evolutionäre Algorithmen: Verfahren, Operatoren und Hinweise für die Praxis*. Berlin: Springer, 1999.
- [83] R. Barr, B. Golden, J. Kelly, M. Resende, and W. Stewart, *Designing and reporting on computational experiments with heuristic methods*, 1995. S. 6 ff.
- [84] B. R. Auer, *Statistik und Ökonometrie für Wirtschaftswissenschaftler: Eine anwendungsorientierte Einführung*. [Place of publication not identified]: Gabler, 2014. S. 61 ff.
- [85] Firma Semikron, *Datenblatt eines Drehstrombrückenmoduls: SKiIP 603 GD123-3DUW V3*.  
<http://www.semikron.com/products/product-classes/ipm/detail/skiip-603-gd123-3duw-v3-20451029.html>, letzter Zugriff 29.10.2014.

- [86] Firma dSpace, *Datenblatt des DSPs: DS1006 Processor Board with 2.6 GHz Processor Clock*.  
[http://www.dspace.com/de/gmb/home/support/patches/suppachsf/ds1006\\_processor\\_board\\_with\\_2\\_.cfm](http://www.dspace.com/de/gmb/home/support/patches/suppachsf/ds1006_processor_board_with_2_.cfm), letzter Zugriff 09.03.2015.
- [87] Firma dSpace, *Datenblatt der AC Motor Control Solution*.  
[https://www.dspace.com/de/gmb/home/products/hw/modular\\_hardware\\_introduction/i\\_o\\_boards/ac\\_motor\\_control\\_solution.cfm](https://www.dspace.com/de/gmb/home/products/hw/modular_hardware_introduction/i_o_boards/ac_motor_control_solution.cfm), letzter Zugriff 09.03.2015.
- [88] Firma Yokogawa, *Datenblatt WT3000: Precision Power Analyzer*.  
[http://tmi.yokogawa.com/files/uploaded/bu7603\\_00e\\_030\\_1.pdf](http://tmi.yokogawa.com/files/uploaded/bu7603_00e_030_1.pdf), letzter Zugriff 09.03.2015.
- [89] Firma LEM, *Datenblatt IT 200-S: Current Transducer IT 200-S ULTRASTAB*. [http://www.lem.com/docs/products/it\\_200-s\\_ultrastab.pdf](http://www.lem.com/docs/products/it_200-s_ultrastab.pdf), letzter Zugriff 09.03.2015.
- [90] Firma Signaltec, *Datenblatt MCTS: High Precision Multi Channel Current Transducer System*.  
<http://signaltec.de/shuntsnstuff/wp-content/uploads/2013/12/MCTS-01.2014.pdf>, letzter Zugriff 09.03.2015.
- [91] Firma Manner, *Datenblatt Drehmomentmessaufnehmer*.  
[http://www.sensortelemetrie.de/fileadmin/user\\_upload/Downloads/Vertriebsunterlagen/Messwell\\_DE.pdf](http://www.sensortelemetrie.de/fileadmin/user_upload/Downloads/Vertriebsunterlagen/Messwell_DE.pdf), letzter Zugriff 09.03.2015.
- [92] Firma HBM, *Datenblatt QuantumX MX1609: Thermolement-Module mit automatischer Messstellenidentifikation*.  
<http://www.hbm.com/de/menu/produkte/messelektroniken/kompaktes-universelles-messverstaerkersystem/daq-module-fuer-spezielle-messaufgaben/quantumx-mx1609/>, letzter Zugriff 09.03.2015.

- [93] T. Gemassmer, *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten: Dissertation*. Karlsruhe, 2015. S. 21.
- [94] B. Schwarz, *Erstellung und Implementierung einer Software zur zentralen Steuerung von Motorenprüfständen*. Masterarbeit: Karlsruher Institut für Technologie (KIT); Elektrotechnisches Institut (ETI); Professur für Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV), 2015.
- [95] J. von Kuerten, *Untersuchung optimierter Betriebsparameter des elektrischen Antriebsstrangs*. Masterarbeit: Karlsruher Institut für Technologie (KIT); Elektrotechnisches Institut (ETI); Professur für Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV), 2015.



## C Betreute studentische Arbeiten

- [S01] T. Apitzsch, *Comparison of Different Optimization Algorithms with Respect to their Applicability for an Online Efficiency Optimization in Electric Vehicles*, Masterarbeit, 2014.
- [S02] F. Blume, *Programmierung eines Algorithmus zur Wirkungsgradoptimierung im E-Fahrzeug*, Masterarbeit, 2012.
- [S03] N. Brenner, *Wirkungsgradoptimale, lastpunktabhängige Regelung eines DC/DC-Wandlers*, Bachelorarbeit, 2014.
- [S04] P. Degel, *Aufbau und Inbetriebnahme einer Leistungselektronik zur Simulation eines Energiespeichers*, Bachelorarbeit, 2013.
- [S05] S. Dordevic, *Online-Identifizierung verlustrelevanter Parameter im elektrischen Antriebsstrang*, Masterarbeit, 2013.
- [S06] S. Frank, *Mikrocontroller basierte wirkungsgradoptimale Regelung eines DC/DC-Wandlers*, Bachelorarbeit, 2012.
- [S07] N. Hess, *Aufbau und Inbetriebnahme eines Prüfstandes zur Online-Parameter-Optimierung des elektrischen Antriebsstranges*, Masterarbeit, 2013.
- [S08] H. Hoffmeyer, *Auslegung, Aufbau und Inbetriebnahme eines galvanisch getrennten DC/DC-Wandlers*, Masterarbeit, 2014.
- [S09] F. Holländer, *Aufbau eines DC/DC-Wandlers zur Validierung eines Optimierungsalgorithmus*, Bachelorarbeit, 2012
- [S10] J. von Kürten, *Untersuchung optimierter Modulationsverfahren zur Wirkungsgradsteigerung im Elektrofahrzeug*, Masterarbeit, 2015.
- [S11] A. Mühlbacher, *Untersuchung zur Reduktion von DC-Spannungswelligkeiten im Systemverbund mit drei- und mehrphasigen E-Maschinen für elektrische Antriebssysteme (extern)*, Diplomarbeit, 2014.

- [S12] A. Schmidt, *Akausale Simulation der leistungselektronischen Komponenten eines E-Fahrzeuges*, Bachelorarbeit, 2013
- [S13] B. Schwarz, *Erstellung und Implementierung einer Software zur zentralen Steuerung von Motorenprüfständen*, Masterarbeit, 2015.
- [S14] L. Stefanski, *Implementierung einer Betriebsstrategie für ein E-Fahrzeug mit Hochvoltbatterie und PEM-Brennstoffzelle*, Masterarbeit, 2015.
- [S15] F. Strauß, *Simulation und Parameterschätzung verlustrelevanter Einflüsse im elektrischen Antriebsstrang*, Masterarbeit, 2014.
- [S16] U. Christian, *Erweiterung eines Prüfstandes zur Validierung der Online-Parameter-Optimierung des elektrischen Antriebsstranges*, Masterarbeit, 2014.
- [S17] M. Veigel, *Auslegung, Aufbau und Inbetriebnahme eines 100 kW Synchronwandlers zur Anpassung der Zwischenkreisspannung eines E-Fahrzeuges*, Masterarbeit, 2013.

## D Eigene Veröffentlichungen

- [E01] C. Klöffler, J. Weigold, M. Doppelbauer, *Der elektrische Antriebsstrang mit wirkungsgradoptimierten Betriebsparametern*, EMA-Fachtagung: 21.09.2012-22.09.2012 in Nürnberg, Deutschland, Offenbach: VDE-Verlag, 2012
- [E02] C. Klöffler, M. Veigel, M. Doppelbauer, *Fahrzyklusbasierte Auslegung eines DC/DC-Wandlers zur wirkungsgradoptimalen Anpassung der Zwischenkreisspannung*, ETG-Kongress: 05.11.2013-06.11.2013 in Berlin, Deutschland, Offenbach: VDE-Verlag, 2013
- [E03] C. Klöffler, D. Horsch, M. Veigel, *Überblick über die Entwicklungsschritte beim Aufbau eines kompletten Motorenprüfstandes*, Matlab-Expo 2014, 09.07.2014 in München, Deutschland
- [E04] M. Veigel, C. Klöffler, M. Doppelbauer, *Antriebsintegration – vom Konzept zur Erprobung*, 4. Symposium Elektromobilität 2015, 23.06.2015 in Esslingen, Deutschland
- [E05] T. Apitzsch, C. Klöffler, P. Jochem, M. Doppelbauer, W. Fichtner, *Comparison of different optimization algorithms with respect to their applicability for an online drive train efficiency optimization in electric vehicles*, European Journal of Operation Research, in Oxford, United Kingdom (eingereicht)





# E Lebenslauf

## **Persönliche Daten**

- Name:** Christian Klöffler
- geboren :** 11.02.1987 in Annweiler am Trifels
- E-Mail:** christian.kloeffler@web.de

## **Schulbesuche**

- 1993 bis 1997:** Grundschule in 76761 Rülzheim
- 1997 bis 2006:** Johann-Wolfgang-von-Goethe-Gymnasium  
in 76726 Germersheim

## **Studium**

- 2006 bis 2009:** Duales Studium der Mechatronik an  
der DHBW Karlsruhe und bei der  
EnBW Energie  
Baden-Württemberg AG
- 2009 bis 2011:** Studium der Elektrotechnik an  
der Hochschule Karlsruhe
- 2010 bis 2011:** Diplomand bei der Daimler AG  
in 71063 Sindelfingen

## **Wissenschaftliche Laufbahn**

- 2011 bis 2015:** Wissenschaftlicher Mitarbeiter bei der  
Professur für Hybridelektrische Fahr-  
zeuge (HEV) am Elektrotechnischen