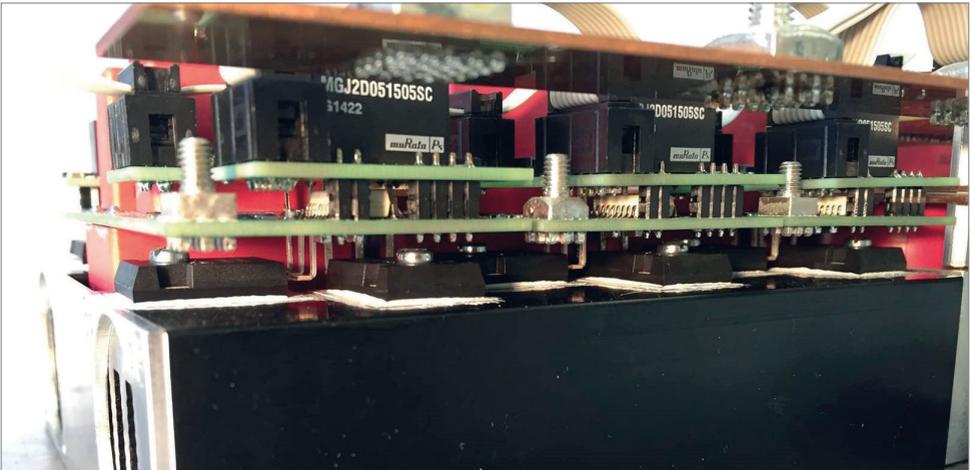


Magnus Böh

## Effizienzuntersuchung einer weich- und hartschaltenden Konverterstruktur mit Siliziumkarbid-Halbleitern als DC/DC-Wandler für Hybrid- und Elektrofahrzeuge





Magnus Böh

**Effizienzuntersuchung einer weich- und hartschaltenden  
Konverterstruktur mit Siliziumkarbid-Halbleitern als  
DC/DC-Wandler für Hybrid- und Elektrofahrzeuge**

Die Schriftenreihe *Elektrische Energietechnik an der TU Berlin*  
wird herausgegeben von:

Prof. Dr. Sibylle Dieckerhoff,

Prof. Dr. Julia Kowal,

Prof. Dr. Ronald Plath,

Prof. Dr. Uwe Schäfer

Magnus Böh

**Effizienzuntersuchung einer weich- und hartschaltenden  
Konverterstruktur mit Siliziumkarbid-Halbleitern als  
DC/DC-Wandler für Hybrid- und Elektrofahrzeuge**

## **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

## **Universitätsverlag der TU Berlin, 2020**

<http://verlag.tu-berlin.de>

Fasanenstr. 88, 10623 Berlin

Tel.: +49 (0)30 314 76131 / Fax: -76133

E-Mail: [publikationen@ub.tu-berlin.de](mailto:publikationen@ub.tu-berlin.de)

Zugl.: Berlin, Techn. Univ., Diss., 2019

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Sibylle Dieckerhoff

Gutachter: Prof. Dr. Andreas Lohner (TH Köln)

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker (Universität Paderborn)

Die Arbeit wurde am 14. November 2019 an der Fakultät IV unter

Vorsitz von Prof. Dr.-Ing. Uwe Schäfer erfolgreich verteidigt.

Diese Veröffentlichung – ausgenommen Umschlagfoto, Zitate und anderweitig gekennzeichnete Teile – ist unter der CC-Lizenz CC BY lizenziert.

Lizenzvertrag: Creative Commons Namensnennung 4.0

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

Umschlagfoto: Magnus Böh | Nahaufnahme DC/DC-Wandler

Druck: docupoint GmbH

Satz/Layout: Magnus Böh

**ISBN 978-3-7983-3133-4 (print)**

**ISBN 978-3-7983-3134-1 (online)**

**ISSN 2367-3761 (print)**

**ISSN 2367-377X (online)**

Zugleich online veröffentlicht auf dem institutionellen Repository der Technische Universität Berlin:

DOI [10.14279/depositonce-9540](https://doi.org/10.14279/depositonce-9540)

<http://dx.doi.org/10.14279/depositonce-9540>

## Kurzfassung

Eine Möglichkeit der Effizienzsteigerung bei batteriebetriebenen Elektrofahrzeugen (engl.: Battery Electric Vehicle) (BEV) und Hybridfahrzeugen (engl.: Hybrid Electric Vehicle) (HEV) ist der Einsatz eines Gleichspannungswandlers (DC/DC), der zwischen der Traktionsbatterie und dem Zwischenkreis (DC-Link) eingesetzt wird und somit eine variable DC-Link Spannung gewährleistet, die der Motorenspannung angepasst wird. Dem Effizienzgewinn in den Antriebsumrichtern und den Motoren stehen jedoch die zusätzlichen Verlustleistungen im DC/DC-Wandler entgegen, sodass das zusätzliche Stellglied hocheffizient arbeiten muss.

Um eine solche hohe Effizienz zu erreichen, bietet sich der Einsatz von Leistungshalbleitermaterialien mit hohem Bandabstand, wie beispielsweise Siliziumkarbid (engl.: Silicon-Carbide) (SiC) an. Mit diesem Halbleitermaterial können höhere Effizienzen erreicht werden als mit konventionellen Silizium (engl.: Silicon) (Si) Halbleitern. Vor allem die Schaltverluste können durch die neue Halbleitertechnologie wesentlich reduziert werden. Neben dem Einsatz dieser neuartigen Leistungshalbleiterstruktur spielt auch die Art der Regelung eine signifikante Rolle. So kann bei gleichem Hardwareaufbau durch den Einsatz des Lückgrenzbetriebs (engl.: Boundary Conduction Mode) (BCM) im Vergleich zum kontinuierlichen Betrieb (engl.: Continuous Current Mode) (CCM) die Schaltfrequenz signifikant reduziert werden. Neben der geringeren Anzahl an Schaltvorgängen ist ein weiterer Vorteil das weiche Schalten der Leistungshalbleiter, das ebenfalls zur Reduzierung der Schaltverluste im BCM beiträgt. Den reduzierten Schaltverlusten stehen jedoch erhöhte Leitverluste gegenüber, die durch den erhöhten Effektivstrom verursacht werden, welcher im BCM auftritt.

Speziell für den Einsatz von SiC Halbleitern werden innerhalb dieser Arbeit die Regelmodi CCM und BCM miteinander verglichen. Es soll die Fragestellung beantwortet werden, ob der Einsatz des BCM als Regelmodus in einem DC/DC-Wandler für Elektro- und Hybridfahrzeuge einen Effizienzvorteil mit sich bringt.

Mithilfe von Messungen sind die zuvor erstellten Berechnungen validiert worden, welche die beiden Modi über einen breiten Arbeitsbereich miteinander vergleichen.

Die Untersuchungsergebnisse für den in dieser Arbeit beschriebenen Anwendungsfall und der dazugehörigen Hardware zeigen, dass die optimale Betriebsstrategie vom Lastpunkt abhängig ist, sodass sich die höchsten Effizienzen durch einen Wechsel der Modi in Abhängigkeit des Lastpunktes einstellen.

# Abstract

## **Comparison of a soft and a hard switching converter structure in combination with silicon carbide semiconductors for a DC/DC-converter for hybrid- and electrical vehicles**

An option for increasing the efficiency in electrical powertrains is using a DC/DC-converter between the traction battery and the DC-Link to create the ideal operating point for the inverter and the electric machines. To increase the overall efficiency it is necessary to have a highly efficient DC/DC-converter.

With the use of wide-bandgap semiconductors it is possible to decrease the losses in comparison to conventional silicon semiconductors. Furthermore the selection of the right controlling scheme plays a key part in increasing the efficiency.

In this thesis the control modes CCM and BCM will be compared. The advantage of BCM are lower switching losses achieved by using fewer switching operations and soft switching of the semiconductors. On the other hand, the conduction losses increase because of the higher root mean square current.

The measurements validate the simulation model which compares both modes in a wide operational range.

The research results show that the optimum control mode is a function of the operating point. The highest efficiency can be achieved by combining both modes depending on the operating point.

# Danksagung

An dieser Stelle möchte ich all jenen danken, die durch ihre fachliche und persönliche Unterstützung zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

An erster Stelle danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Andreas Lohner für das entgegengebrachte Vertrauen, sowie die Betreuung der Dissertation. Ebenso möchte ich mich für sein offenes Ohr zu meinen fachlichen, aber auch privaten Anliegen und Fragen bei ihm bedanken. Dank der vertrauensvollen und freundschaftlichen Art von Herrn Prof. Dr.-Ing. Andreas Lohner konnte ich mich im fachlichen als auch im persönlichen Bereich hervorragend weiterentwickeln.

Gleichermaßen gilt mein Dank Frau Prof. Dr.-Ing. Sibylle Dieckerhoff, die mir den Weg zur Dissertation durch die Erstbetreuung ermöglicht hat. Ihre Sichtweise auf meine Arbeit ermöglichte mir eine ganz neue Betrachtungsweise der Dinge, ohne die das Gelingen der Arbeit in dieser Form nicht möglich gewesen wäre.

Mein Dank geht ebenfalls an Herrn Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker, der sich bereiterklärt hat, die Zweitkorrektur zu übernehmen. Auch durch seine fachlichen Hinweise und Vorschläge konnte meine Arbeit weiter reifen.

Außerdem danke ich dem gesamten Mitarbeiterteam des Labors für Leistungselektronik, Elektrische Antriebe und Automatisierungstechnik, allen voran Herrn Prof. Dr.-Ing. Christian Dick sowie Herrn Dipl. Ing. (FH) Michael Nixdorf. Sie standen mir jederzeit bei fachlichen und organisatorischen Fragen zur Verfügung und sorgten mit ihrer liebenswerten Art für das beispiellos hervorragende Betriebsklima im Labor.

Nicht weniger wichtig ist mir der Dank an Andrea, meine allerliebste Frau, die während der ganzen Zeit für mich da war, mich immer wieder aufbaute und mir während der gesamten Zeit den Rücken frei hielt. Ohne diese Unterstützung wäre es mir nicht möglich gewesen die Arbeit anzufertigen und parallel dazu eine so wunderbare Familie zu gründen.

Ebenso danke ich auch meiner Tochter Greta, die durch ihre unvergleichbar liebevolle und offene Art sowie ihr unbedarftes Wesen mir einen Ausgleich vom Arbeitsalltag ermöglichte, und mich dadurch

binnen Sekunden daran erinnern ließ, dass es auch ein Leben neben der Hochschule gibt.

Zum Abschluss möchte ich mich noch bei meinen Eltern bedanken, die mich davon überzeugten, dass ein Studium für mich das Richtige sei und mir die emotionale und finanzielle Sicherheit dafür gaben, was die Grundlage zu dieser Arbeit darstellte. Euch, der gesamten Familie und meinen Freunden danke ich für die enorme Unterstützung und Rücksichtnahme während dieser Zeit. Ich danke allen ganz herzlich!

# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung</b>	<b>I</b>
<b>Abstract</b>	<b>III</b>
<b>Danksagung</b>	<b>IV</b>
<b>1 Motivation</b>	<b>1</b>
<b>2 Kontext der Arbeit</b>	<b>3</b>
<b>3 Stand der Technik</b>	<b>6</b>
<b>4 DC/DC-Wandler in Elektro- und Hybridfahrzeugen</b>	<b>9</b>
4.1 Anforderungen . . . . .	9
4.2 Vor- und Nachteile . . . . .	10
<b>5 Grundlagen</b>	<b>18</b>
5.1 Schaltungstopologie . . . . .	18
5.2 Mehrbrückenwandler . . . . .	20
5.3 Abgrenzung und Inhalt dieser Arbeit . . . . .	23
<b>6 Regelungsarten</b>	<b>25</b>
6.1 Stromtoleranzbandregler . . . . .	25
6.2 Pulsdauermodulation . . . . .	26
6.2.1 Nichtlückender Betrieb . . . . .	28
6.2.2 Grenzläckbetrieb . . . . .	28
6.2.3 Lückender Betrieb . . . . .	34
<b>7 Auslegung der aktiven- und passiven Bauteile</b>	<b>35</b>
7.1 Leistungshalbleiter . . . . .	35
7.2 Stellerdrossel . . . . .	37
7.3 DC-Link Kondensator . . . . .	40
<b>8 Verlustleistungen im CCM</b>	<b>41</b>
8.1 Verlustleistungsberechnungen . . . . .	41
8.1.1 Stellerdrosselverlustleistungen . . . . .	43
8.1.2 DC-Link Kondensatorverlustleistungen . . . . .	55
8.1.3 Transistorverlustleistungen . . . . .	67
8.1.4 Gesamtverlustleistung . . . . .	89
8.2 Verlustleistungsmessung . . . . .	91

<b>9</b>	<b>Verlustleistungen im BCM</b>	<b>95</b>
9.1	Verlustleistungsberechnungen . . . . .	95
9.1.1	Stellerdrosselverlustleistung . . . . .	96
9.1.2	DC-Link Kondensatorverlustleistung . . . . .	104
9.1.3	Transistorverlustleistung . . . . .	111
9.1.4	Gesamtverlustleistung . . . . .	129
9.2	Verlustleistungsmessung . . . . .	131
<b>10</b>	<b>Vergleich von BCM und CCM</b>	<b>134</b>
10.1	Vergleich der Berechnungen . . . . .	134
10.1.1	Stellerdrosselverlustleistung . . . . .	134
10.1.2	Kondensatorverlustleistungen . . . . .	135
10.1.3	Transistorverlustleistungen . . . . .	136
10.1.4	Gesamtverlustleistungen . . . . .	137
10.2	Aufteilung der Verlustleistungen . . . . .	139
10.3	Vergleich der Messungen . . . . .	142
<b>11</b>	<b>Fazit</b>	<b>144</b>
<b>12</b>	<b>Ausblick</b>	<b>145</b>
12.1	Einphasiges Laden . . . . .	145
12.2	Dreiphasiges Laden . . . . .	149
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>150</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>156</b>
	<b>Formelzeichenverzeichnis</b>	<b>158</b>
	<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>166</b>
<b>13</b>	<b>Anhang</b>	<b>175</b>
13.1	Spezifikationen des DrEM-Hybridantriebsstrangs	175
13.1.1	Traktionsbatterie . . . . .	175
13.1.2	DrEM . . . . .	176
13.1.3	Hinterachsmotoren . . . . .	177
13.2	Berechnungsgrundlage der DC-Link Spannung im WLTP . . . . .	177
13.3	Vorwärtsspannung der Freilaufdiode . . . . .	179
13.4	Simulation der Schaltverluste . . . . .	181
13.5	Einfluss der Temperatur auf die Verluste . . . . .	191

## *Inhaltsverzeichnis*

13.6	Herleitung des Transistorstroms . . . . .	192
13.7	Herleitung der Schaltfrequenz im BCM . . . . .	193
13.8	Abschätzung der Spannungsreserven der Leistungshalbleiter . . . . .	194
13.9	Bestimmung der parasitären Kondensatorelemente . . . . .	196
13.10	Zerlegung der Kondensatorströme . . . . .	198
13.11	Messwerttabellen . . . . .	200

# 1 Motivation

Immer stärkere und häufiger auftretende Unwetter, der Smog in Metropolen sowie die zunehmende Anzahl an Jahrhunderthochwassern - das sind nur Teile der lokalen Auswirkungen, die durch den Treibhauseffekt hervorgerufen werden. Die Gase, die maßgeblich zum Treibhaus beitragen, sind Kohlenstoffdioxid  $\text{CO}_2$ , Methan  $\text{CH}_4$  und Distickstoffmonoxid  $\text{N}_2\text{O}$ . Im Jahre 2015 stellte  $\text{CO}_2$  mit 87,8 % den mit Abstand größten Anteil dieser klimaschädlichen Gase dar [68].

Zusätzlich zu den oben beschriebenen, lokalen Veränderungen beeinflusst der Treibhauseffekt auch global unsere Umwelt. Beispielsweise wird hierdurch das Abschmelzen der Polkappen beschleunigt, die Klimaerwärmung vorangetrieben und der Meeresspiegel angehoben [72], [40].

Mit ca. 18 % ist der Verkehrssektor für knapp ein Fünftel des Gesamtkohlendioxidausstoßes in Deutschland verantwortlich. Diese Zahlen zeigen, wie wichtig es ist, die Elektromobilität voranzutreiben und mithilfe von erneuerbaren Energien dem Klimawandel entgegenzuwirken. Aus diesem Grund plante die Bundesregierung Deutschlands in dem „Nationalen Entwicklungsplan Elektromobilität“, der im August 2009 bekanntgegeben wurde, dass eine Million BEV bis 2020 auf deutschen Straßen fahren. Auch wenn die Neuzulassungen seit 2005 von Fahrzeugen mit Elektroantrieben enorm gestiegen sind (siehe Tabelle 1.1), liegt der Anteil von BEV und HEV mit 11.410 Stück [49, Seite 11] unter 2 %. Da dieses ehrgeizige Ziel der Bundesregierung kaum noch zu erreichen ist, besteht die Notwendigkeit, die Entwicklung elektrischer Antriebsstränge weiter voranzutreiben, um effizientere und kostengünstigere Lösungen auf den Markt zu bringen.

Tabelle 1.1: PKW Neuzulassungen zwischen 2005 und 2016  
[49, Seite 11]

Jahr	Fossile Kraftstoffe	BEV	HEV
2005	3.338.199	47	3.589
2006	3.462.479	19	5.278
2007	3.140.469	8	7.591
2008	3.083.500	36	6.464
2009	3.798.545	162	8.374
2010	2.905.001	541	10.661
2011	3.158.759	2.154	12.622
2012	3.058.040	2.956	21.438
2013	2.919.989	6.051	26.348
2014	3.000.719	8.522	27.435
2015	3.159.841	12.363	33.630
2016	3.292.134	11.410	47.996

Einen effizienten und gleichzeitig kostengünstigen Antriebsstrang aufzubauen ist das Ziel des DrEM-Hybrid Projekts gewesen, welches in Kapitel 2 näher beschrieben ist. Um einen möglichst hohen Gesamtwirkungsgrad zu erreichen, ist es notwendig, dass alle Teile des Antriebs effizient arbeiten. Ein zentrales, leistungselektronisches Stellglied ist hierbei der optionale DC/DC-Wandler, der eine Potentialanpassung zwischen der Traktionsbatterie und dem DC-Link gewährleistet.

Neben den physikalischen Kenndaten, wie beispielsweise den verwendeten Transistoren oder der eingesetzten Speicherdrossel, spielt auch der Regelalgorithmus des Wandlers eine wichtige Rolle. So können durch die Verwendung eines optimierten Ansteuerungsalgorithmus der Leistungshalbleiter die Wandlerverlustleistungen reduziert und die Gesamteffizienz gesteigert werden.

## 2 Kontext der Arbeit

Im Zuge des öffentlich geförderten Forschungsprojekts „Entwicklung, Darstellung und Erprobung einer kostenbewussten und optimierten Antriebskombination für den individuellen Fahrbetrieb“ (EM2025) ist an der Technischen Hochschule Köln, in Kooperation mit den Firmen Meta Motoren- und Energie-Technik GmbH und Centre for Concepts in Mechatronics B.V., ein neuartiger Hybridantriebsstrang aufgebaut worden [18].

Das Schaubild des Antriebsstrangs ist in Abbildung 2.1 zu sehen.

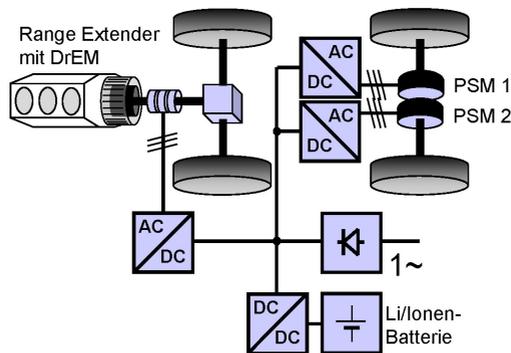


Abbildung 2.1: Schaubild DrEM-Hybrid

Besonderheit und *Herzstück* dieses Antriebsstrangs ist die *Doppelt rotierende Elektrische Maschine* (DrEM), die - im Gegensatz zu konventionellen elektrischen Maschinen - zwei Rotoren besitzt und dem Projekt dadurch den Kurztitel DrEM-Hybrid gegeben hat. Hierbei wird deren innerer Rotor mit der Kurbelwelle der Verbrennungskraftmaschine (VKM), die als Reichweitenverlängerer (engl.: Range Extender) (RE) fungiert, verbunden. Der äußere Rotor ist über das Differential mit integrierter Getriebestufe mit den Vorderrädern verbunden. Damit wird eine Entkopplung der VKM von der Fahrzeuggeschwindigkeit ermöglicht. Die effektive Drehzahl der DrEM ergibt sich aus der Differenz von Kurbelwellendrehzahl und der Drehzahl der Differenzialeingangswelle.

## 2 Kontext der Arbeit

Da aufgrund des fehlenden Stators der DrEM kein Drehmoment auf die Fahrzeugkarosserie übertragen werden kann, liegt das von der VKM bereitgestellte Drehmoment, übersetzt durch die Getriebestufe des Differenzials, an den Vorderrädern des Fahrzeugs an. Um zusätzlich das vom Fahrer gewünschte Traktionsdrehmoment von dem, das die VKM liefert, zu entkoppeln, sind an der Hinterachse zwei radnahe, permanent-erregte Synchronmaschinen verbaut. Durch den Einsatz dieser beiden Motoren setzt sich das Traktionsdrehmoment nach Formel 2.1 zusammen.

$$M_{\text{Fahrzeug}} = M_{\text{RE}} \cdot \ddot{u}_{\text{Differenzial}} + M_{\text{PSM 1}} + M_{\text{PSM 2}} \quad (2.1)$$

Durch die geeignete Regelung der Hinterachsmotoren kann somit das vom Fahrer vorgegebene Traktionsdrehmoment bereitgestellt werden, und gleichzeitig ist das von der VKM bereitgestellte Drehmoment von der Fahrsituation entkoppelt.

Durch die Freiheit, die Verbrennungskraftmaschine sowohl drehzahl- als auch drehmomentunabhängig vom Fahrzeugbetriebsmodus zu betreiben, ist eine Verschiebung des Arbeitspunktes in den effizientesten Arbeitsbereich möglich. Das erlaubt eine neue Auslegung der VKM. Diese soll - im Gegensatz zu Motoren konventioneller Personenkraftwagen (PKW) - nur in einem kleinen Betriebsbereich, dort jedoch sehr effizient, arbeiten.

Um die elektrischen Maschinen und deren Antriebsumrichter möglichst effizient betreiben zu können, ist eine variable DC-Link Spannung von Vorteil, was detaillierter in Kapitel 4.1 beschrieben wird. Diese Variabilität wird durch den in Abbildung 2.1 gezeigten DC/DC-Wandler gewährleistet, der den DC-Link mit der Traktionsbatterie verbindet. Abbildung 2.2 zeigt exemplarisch die minimal benötigte DC-Link Spannung während des weltweit einheitlichen Leichtfahrzeuge-Testzyklus (engl.: Worldwide harmonized Light vehicles Test Cycle) (WLTC) für den DrEM-Hybridantrieb. Die Berechnungsgrundlage der in Abbildung 2.2 stehenden Daten kann dem Anhang (siehe Kapitel 13) entnommen werden.

Wie aus der Abbildung 2.2 hervorgeht, ist über einen weiten Bereich eine DC-Link Spannung von unter 400 V ausreichend, hauptsächlich bestimmt durch die Fahrzeuggeschwindigkeit  $v_{\text{Fahrzeug}}$ . Lediglich im

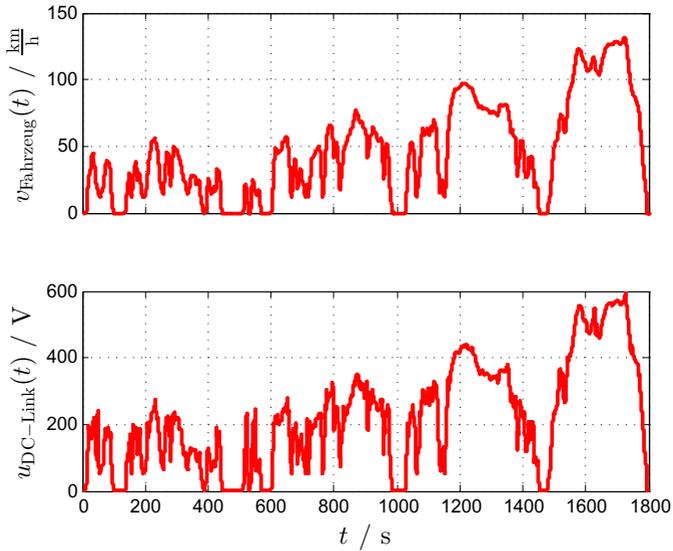


Abbildung 2.2: Benötigte, maschinendrehzahlabhängige Zwischenkreisspannung während des WLTC (Hinterachsmotoren)

letzten Bereich des Fahrzyklus, bei höheren Fahrzeuggeschwindigkeiten, erreicht die benötigte DC-Link Spannung Werte von bis zu 600 V.

Vervollständigt wird die Antriebsstruktur durch die Möglichkeit, die Traktionsbatterie am öffentlichen Stromnetz zu laden. Eine mögliche Ankopplung an das öffentliche Stromnetz ist in Kapitel 12.1 beschrieben. Durch eine solche Modifikation gehört der DrEM-Hybridantriebsstrang zur Kategorie der Plug-in Hybridfahrzeuge (engl.: Plug-in Hybrid Electric Vehicle) (PHEV).

## 3 Stand der Technik

Neben der Traktionsbatterie und den Antriebsmaschinen sind die leistungselektronischen Stellglieder die wichtigsten Komponenten in elektrischen und teilelektrischen Antrieben. Dementsprechend prägt der Einfluss neuer Halbleitertechnologien, wie beispielsweise SiC, die Entwicklung neuer Leistungselektronik. Durch diese neue Technologie können mit bekannten Schaltungsstrukturen höhere Leistungsdichten und bessere Wirkungsgrade erreicht werden, was beispielsweise Untersuchungen der Firma Rohm [51] für einen Netzgleichrichter sowie des Kompetenzzentrums für Dezentrale Elektrische Energieversorgungstechnik (KDEE) der Universität Kassel [62] im Bereich der Solarwechselrichter zeigen.

2015 ist dies eindrucksvoll von der Firma Cree bewiesen worden, die einen Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)-Wandler mit einem SiC-Wandler verglichen hat. Wie auch bei dem in dieser Arbeit beschriebenen Wandler wurde ein mehrsträngiger, galvanisch gekoppelter Wandler aufgebaut. Jedoch als unidirektionales Stellglied (Hochsetzsteller) und nicht bidirektional, wie der in dieser Arbeit untersuchte Wandler. In dem Wandler der Firma Cree ist das Volumen der Stellerdrossel durch den Einsatz von SiC-Transistoren um den Faktor 5,75 reduziert worden - bei gleichzeitiger Steigerung der Effizienz über den gesamten Arbeitsbereich. Die Firma Cree sieht, wie in der Veröffentlichung beschrieben, unter anderem BEV als einen möglichen Einsatzort von SiC-Wandlern. Auch wenn der Wandler mit einer Spitzenleistung von 10 kW als Koppelglied zwischen DC-Link und Traktionsbatterie zu niedrig dimensioniert ist, zeigt der hier aufgebaute Konverter das Potential von SiC-Transistoren für die Elektromobilität [53].

Ähnliche Ergebnisse zeigt die Wandlerentwicklung des Fraunhofer Instituts für Integrierte Systeme und Bauelementetechnologie (IISB). Wie auch der Wandler der Firma Cree handelt es sich bei dem Wandler des IISB um ein mehrsträngiger, galvanisch gekoppelten DC/DC-Wandler. Dieser ist jedoch als Zweiquadrantensteller (engl.: Two-Quadrant-Chopper) (2QS) aufgebaut worden. Das IISB demonstriert hierbei, dass durch den Einsatz von SiC-Transistoren eine Leistungsdichteerhöhung um den Faktor 29 möglich ist. Wie auch das in dieser Arbeit beschriebene Stellglied wurde der DC/DC-Wandler des IISB als Bindeglied zwischen DC-Link und Traktions-

batterie entwickelt mit einer Spitzenleistung von 200 kW [43, Folie 9].

Ebenso hat das Electrical Engineering and Power Electronics (EPEC) Institut der Freien Universität Brüssel (Vrije Universiteit Brussel) (VUB) die Vorteile von DC/DC-Wandlern zwischen Energiespeicher und Zwischenkreis erkannt. So werden in deren Veröffentlichung [63] drei verschiedene 30 kW Wandlerarten, unter anderem auch ein mehrsträngiger 2QS, für den Einsatz in einem Brennstoffzellenhybridfahrzeug (engl.: Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle) (FCHEV) beschrieben. Die Untersuchung beschreibt auch den Vorteil von DC/DC-Wandlern. Im Gegensatz zu den Wandlern des IISB und von Cree wurden diese Wandler nicht mit SiC-Transistoren, sondern mit IGBTs aufgebaut.

Neben dem Forschungsinstitut IISB und der VUB sehen auch Unternehmen aus der freien Wirtschaft den Einsatz von DC/DC-Wandlern zur Entkopplung des Zwischenkreises als sinnvolle Erweiterung von BEV, HEV und FCHEV an. So bietet beispielweise die Firma ARADIX AG Wandler in einem Leistungsbereich zwischen 60 kW und 200 kW für elektrisch angetriebene Fahrzeuge aller Art an. Wie auch das in [63] beschriebene Stellglied der VUB, ist dieser Wandler mit IGBTs aufgebaut worden. [69]

Wie jedoch fast alle DC/DC-Wandler verwenden auch die vier oben beschriebenen Steller eine Pulsdauermodulation (engl.: Pulse Width Modulation) (PWM) zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter. Dadurch arbeiten diese in den meisten Betriebspunkten im CCM. Hierbei wird der zu regelnde Strom mithilfe einer festfrequenten PWM oberhalb der Nulllinie geregelt. Eine nähere Beschreibung des CCM kann Kapitel 6.2.1 entnommen werden. Ein wesentlicher Nachteil des CCM ist das harte Schalten der Leistungshalbleiter.

Ein weiches Schalten der Leistungshalbleiter kann durch den Einsatz des BCM erreicht werden. Im Gegensatz zum CCM wird beim BCM zusätzlich zur Pulsdauer auch die Schaltfrequenz variiert. Dadurch ist es möglich, den Strom nach dem Abmagnetisieren der Drossel im Nulldurchgang zu schalten. Dies führt zu einem weichen, spannungs- (Nullspannungsschalten (engl.: Zero Voltage Switching) (ZVS)) bzw. stromlosen (Nullstromschalten (engl.: Zero Current Switching) (ZCS)) Schalten. In Kapitel 6.2.2 ist eine genauere Beschreibung des BCM zu finden.

### 3 Stand der Technik

Im Gegensatz zu DC/DC-Wandlern findet diese Modulationsart in einphasigen AC/DC-Wandlern mit aktiver Leistungsfaktorkorrektur (engl.: Power Factor Correction) (PFC) häufiger Anwendung.

Das Power Electronic Systems Laboratory (PES) der Eidgenössischen Technischen Hochschule Zürich (ETH) zeigt mit einer sechssträngiger PFC Stufe, dass mithilfe des BCM Wirkungsgrade von über 99 % möglich sind. Dieser hohe Wirkungsgrad kann durch die brückenlose Umrichterstruktur des 3,3 kW Wandlers erreicht werden, die (bezogen auf eine Netzhalschwingung) ebenfalls auf einer 2QS-Struktur basiert. Als Leistungshalbleiter sind bei diesem Gleichrichter Si Metalloxid Halbleiter Feldeffekttransistoren (engl.: Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors) (MOSFET) verwendet worden. [48]

Ebenso zeigt die Veröffentlichung [55] des Halbleiterherstellers Fairchild, dass die höchsten Effizienzen bei einphasigen PFC-Stufen mit dem BCM erreicht werden. Bei dieser Untersuchung sind ein einsträngiger Wandler im CCM, ein mehrsträngiger Wandler im CCM und ein mehrsträngiger Wandler im BCM miteinander verglichen worden. Im Gegensatz zur zuvor beschriebenen Topologie der ETH beschreibt Faichild hier eine reine Hochsetzstellertopologie mit vorgeschaltetem Brückengleichrichter für Leistungen bis  $\approx 1$  kW. Wie auch der oben beschriebene Wandler der ETH ([48]) nutzt diese Leistungsstufe Si-MOSFET.

Die oben beschriebenen Wandler von Cree und des IISB zeigen, dass SiC-Halbleiter für die Elektromobilität eine Möglichkeit bieten, die Wirkungsgrade der Leistungselektronik und damit auch die Gesamteffizienz des Antriebs zu erhöhen. Ebenso werden in den beschriebenen Untersuchungen der ETH und Fairchild die Vorteile des BCM gegenüber dem CCM beschrieben.

# 4 DC/DC–Wandler in Elektro- und Hybridfahrzeugen

## 4.1 Anforderungen

Die Anforderungen an den DC/DC–Wandler können in zwei Arten unterteilt werden. Zum einen in technische und zum anderen in wirtschaftliche Anforderungen.

Betrachtet man die wirtschaftliche Seite, so entstehen für den Antriebsstrang mit DC/DC–Wandler zusätzliche Kosten durch ein weiteres leistungselektronisches Stellglied. Im Gegenzug hierzu können Kosten durch den Einsatz eines einfacheren Batteriemanagementsystems eingespart werden, da eine Traktionsbatterie mit geringerer Zellenanzahl und höherer Kapazität eingesetzt werden kann. Zusätzlich können Kosten durch die höhere Systemeffizienz eingespart werden, da bei gleicher Reichweite eine Traktionsbatterie mit kleinerem Energieinhalt benötigt wird. Ebenso verringern sich bei steigender Effizienz des Fahrzeugs die Kosten, die durch die Kühlung der Komponenten auftreten. Der vermutlich wesentlichste Kostenvorteil entsteht durch den Wegfall des On-Board-Ladegeräts, wenn die Ladegerätsfunktion vom DC/DC–Wandler übernommen wird, wie in Kapitel 12.1 beschrieben. Weitere Informationen zur wirtschaftlichen Betrachtung von DC/DC–Wandlern können [57] entnommen werden.

Losgelöst vom wirtschaftlichen Aspekt kann bei der technischen Betrachtungsweise die höchstmögliche Gesamteffizienz die Zielsetzung sein. So zeigen neben den eigenen Untersuchungen [16] die Arbeiten des IISB [42], des Elektrotechnischen Instituts (ETI) des Karlsruher Institut für Technologie (KIT) [47] und des Instituts für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA) der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen (RWTH) [65], dass die Gesamteffizienz des Antriebs durch den Einsatz von DC/DC–Wandlern erhöht werden kann. Neben der Steigerung der Gesamteffizienz bietet der DC/DC–Wandler den Vorteil, dass die Leistung der Antriebsmaschine auch bei einer sinkenden Batteriespannung voll ausgenutzt werden kann [44, Seite 18].

Mit dem Schwerpunkt auf der technischen Betrachtungsweise soll für die in Kapitel 2 beschriebene Antriebsstruktur das Regelungsverfahren ermittelt werden, mit dem die höchste Effizienz bei einer ausgewählten Hardwarekonfiguration erreicht wird. Die wirtschaftliche Betrachtungsweise ist nicht Teil dieser Arbeit und wird nicht weiter verfolgt.

### 4.2 Vor- und Nachteile

Bei den meisten HEV und BEV mit Hochvolt (engl.: High Voltage) (HV) Systemen werden Traktionsbatterie und Antriebsumrichter direkt miteinander verbunden. Hierbei muss die Spannung der Traktionsbatterie an die benötigte Spannung des Antriebsstrangs (Antriebsumrichter und Traktionsmotor) angepasst werden.

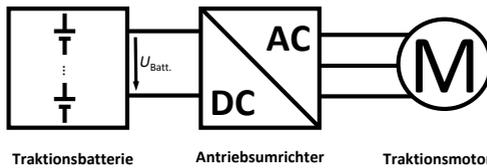


Abbildung 4.1: Antriebsstrang ohne DC/DC-Wandler

Je nach Auslegung der Motoren und Umrichter wird die Nennleistung des Antriebs über die DC-Link Spannung definiert. Abbildung 4.1 zeigt einen Antriebsstrang, welcher eine Traktionsmaschine (hier Permanentenerregte Synchronmaschine (PSM)) über einen Antriebsumrichter direkt, ohne DC/DC-Wandler, an die Traktionsbatterie koppelt.

Entsprechend dem vereinfachten, einphasigen Ersatzschaltbild der Synchronmaschine aus Abbildung 4.2 ergibt sich in Abhängigkeit des Ständerstroms  $\underline{I}_S$  und der Ständerfrequenz  $\omega$  folgende Ständerspannung  $\underline{U}_S$ .

$$\underline{U}_S = \underline{U}_p + \underline{U}_{L S} + \underline{U}_{R S} \quad (4.1)$$

Hierbei ist die Polradspannung  $\underline{U}_p$  proportional zur Ständerfrequenz  $\omega$ . Zusätzlich hängt diese Polradspannung von der Drehzahlkonstante  $K_E$  ab. Dies geht aus Formel 4.2 hervor.

$$\underline{U}_p = \omega \cdot K_E \quad (4.2)$$

Der Spannungsabfall  $\underline{U}_{L S}$  an der Motorinduktivität  $L_S$  lässt sich mit dem Ständerstrom  $\underline{I}_S$  und der Motorinduktivität  $L_S$  nach Gleichung 4.3 beschreiben.

$$\underline{U}_{L S} = j\omega L_S \cdot \underline{I}_S \quad (4.3)$$

Nach dem ohmschen Gesetz kann der Spannungsabfall  $\underline{U}_{R S}$  an dem Wicklungswiderstand  $R_S$  bestimmt werden, wie Formel 4.4 zeigt.

$$\underline{U}_{R S} = R_S \cdot \underline{I}_S \quad (4.4)$$

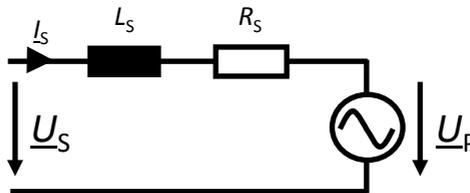


Abbildung 4.2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der PSM

Die Abhängigkeit des Betrags der Polradspannung von der Fahrzeuggeschwindigkeit ist, beispielhaft für die im DrEM-Hybrid verwendeten Hinterachsmotoren, in Abbildung 4.3 veranschaulicht.

## 4 DC/DC-Wandler in Elektro- und Hybridfahrzeugen

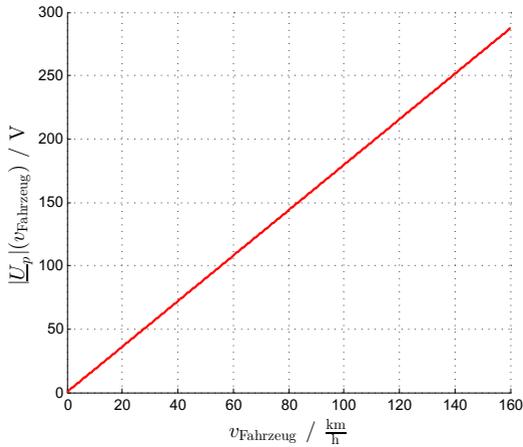


Abbildung 4.3: Induzierte Amplitude der Polradspannung (Hinterachsmotoren)

Unter der Voraussetzung der Modulation einer dritten harmonischen Grundschwingung wird eine minimale DC-Link Spannung benötigt, die in Formel 4.5 zu sehen ist. Es ist zu beachten, dass in dieser Abschätzung keine Spannungsreserven enthalten sind. Diese sind - beispielsweise durch die Spannungsabfälle an den Transistoren im Umrichter oder den Leitungen - notwendig, um die gewünschten Ständerspannungen  $\underline{U}_S$  einstellen zu können.

$$U_{\text{DC-Link}} = |\underline{U}_S| \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \quad (4.5)$$

Vorteil der Anordnung nach Abbildung 4.1 ist, dass kein weiteres Stellglied benötigt wird, wodurch zusätzliches Gewicht und Kosten eingespart werden.

Im Gegensatz zum vorangegangenen Beispiel zeigt Abbildung 4.4 ein Antriebskonzept mit zusätzlichem DC/DC-Wandler im HV Kreis zwischen Traktionsbatterie und DC-Link. In Serienfahrzeugen ist diese Antriebsstruktur eher eine Ausnahme. Sie ist beispielsweise in dem HEV Toyota Prius ab der 2. Generation zu finden [45, Seite 452], [59].

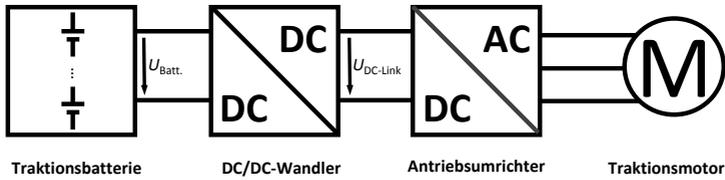


Abbildung 4.4: Antriebsstrang mit DC/DC-Wandler

Ausgehend von den in Kapitel 5.1 gezeigten Wandlerstrukturen kann durch den Einsatz eines 2QS ein variables DC-Link Spannungsniveau oberhalb von  $U_{\text{Batt.}}$  eingestellt werden. An dieser Stelle soll auf die technischen Vorteile durch den Einsatz eines DC/DC-Wandlers eingegangen werden.

#### Effizienzsteigerung:

Zwar wird durch den Einsatz eines 2QS eine weitere, verlustleistungsbefahtene Leistungselektronik in den Antriebsstrang eingebracht, jedoch kann durch dessen Einsatz die Gesamteffizienz, vor allem bei niedrigen Maschinendrehzahlen, deutlich erhöht werden, da die vom Antriebsumrichter benötigte DC-Link Spannung vom DC/DC-Wandler angepasst werden kann. Vor allem durch die Verwendung einer Stromtoleranzbandregelung im Antriebsumrichter können so dessen Schaltverlustleistungen auf ein Minimum reduziert werden, da bei dieser Regelungsart die minimale Anzahl an Schaltvorgängen erreicht wird. Innerhalb des in Kapitel 2 beschriebenen Forschungsprojektes DrEM-Hybrid wurden Messungen mit verschiedenen Zwischenkreisspannungen an der DrEM im rein elektrischen Betrieb durchgeführt. Die Wirkungsgrade des Wechselrichters sind in Abbildung 4.5 zu sehen [16]. Diese wurden bei einem konstanten, effektiven Strom  $\tilde{I}_S$  durch Messungen ermittelt. Auf die Darstellung der Effizienz über den Strom  $\tilde{I}_S$  wurde verzichtet, da dieser für die notwendige DC-Link Spannung eine untergeordnete Rolle spielt.

Da durch die angepasste Zwischenkreisspannung eine niedrigere Spannung über der Motorinduktivität  $L_S$  anliegt (Vergleich Abbildung 4.2), verbleibt der Ständerstrom  $I_S$  länger in den Toleranzbandgrenzen, was zu einem selteneren Schalten der Halbbrücken

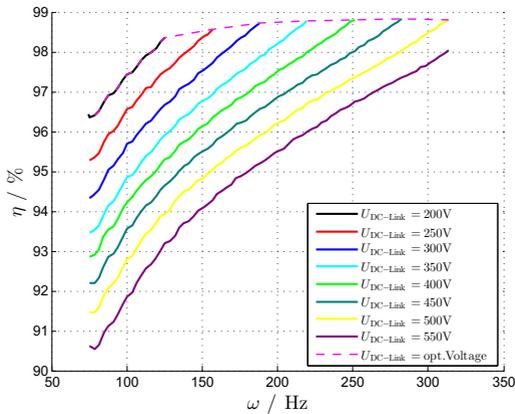


Abbildung 4.5: Effizienz des DrEM Antriebsumrichters bei unterschiedlichen DC-Link Spannungen

des Wechselrichters führt. Dies führt zu niedrigeren Schaltverlusten und damit auch zur höheren Effizienz des Antriebsumrichters.

Abbildung 4.6 zeigt die Schaltvorgänge einer Halbbrücke bei einer Ständerfrequenz von  $\omega_{\text{DrEM}} = 125 \text{ Hz}$  und einer DC-Link Spannung von  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  bzw.  $U_{\text{DC-Link}} = 400 \text{ V}$ . Die Spannung  $U_{10}$  zeigt die Spannung über dem unteren Leistungshalbleiter (siehe Abbildung 5.1), wodurch die Schaltvorgänge widerspiegelt werden. Es ist zu erkennen, dass in ① über einen weiten Zeitbereich kein Schaltvorgang notwendig ist, während bei der höheren DC-Link Spannung ein deutlich häufigeres Schalten notwendig ist, um den Strom im vorgegebenen Toleranzband zu halten. Die ermittelten Schaltvorgänge von  $n_{\text{sw}} = 55$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  bzw.  $n_{\text{sw}} = 197$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 400 \text{ V}$  ergeben nach Gleichung 4.6 mittlere Schaltfrequenzen von  $f_{\text{sw}} = 5,5 \text{ kHz}$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  bzw.  $f_{\text{sw}} = 19,7 \text{ kHz}$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 400 \text{ V}$ .

$$f_{\text{sw}} = \frac{n_{\text{sw}}}{T_{\text{DrEM}}} \quad (4.6)$$

Da die PWM während der gesamten Periodendauer der Grundschwingung immer mit der gleichen Schaltfrequenz arbeitet, liegt

die mittlere Schaltfrequenz der Toleranzbandregelung (siehe Gleichung 4.6) unterhalb der der PWM, da diese nur schaltet, wenn der Strom  $I_S$  das vorgegebene Toleranzband verlässt.

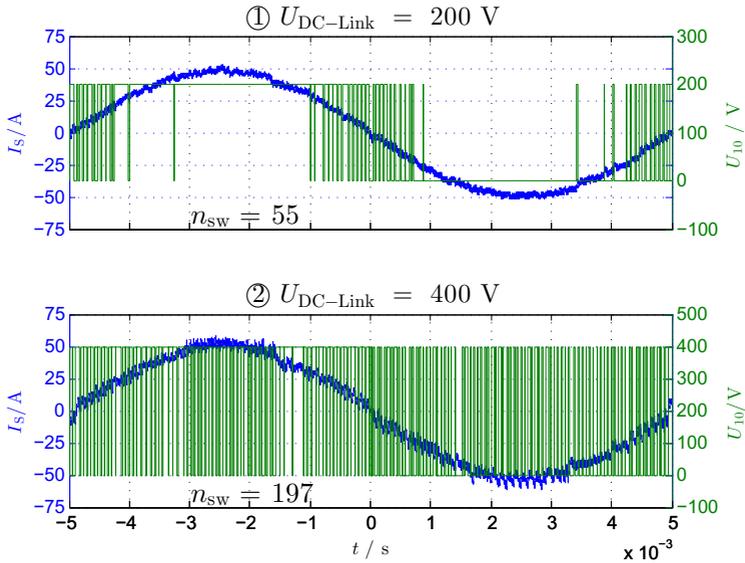


Abbildung 4.6: Schaltvorgänge des Antriebswechsellrichters bei variabler Zwischenkreisspannung

### Vereinfachung der Batterie:

Die aktuelle, führende Batterietechnologie für BEV und PHEV ist die Lithium-Ionen (LiIon) Technologie. Sie ermöglicht Energiedichten von über  $250 \frac{Wh}{kg}$  [61, Seite 2]. Um eine hinreichende elektrische Reichweite zu erreichen, werden circa 10 kWh bei PHEV bzw. mindestens 25 kWh bei BEV benötigt [66, Seite 11]. Um diese Energien zu erreichen, werden viele Zellen seriell und zum Teil parallel zu einer Batterie verschaltet.

Im Gegensatz zu anderen Batterietechnologien ist der Einsatz einer zellweisen Überwachung zwingend notwendig, um eine Über- bzw. Tiefentladung einzelner, seriell verschalteter Zellen zu vermeiden. Neben der Zellüberwachung kommt in der Regel noch ein Zellausgleichssystem zum Einsatz, welches der Zellspannungssymmetrierung dient [34].

Je mehr Zellen in Serie verschaltet werden, desto aufwendiger und kostenintensiver ist dann das Batteriemanagementsystem. Durch den Einsatz eines DC/DC-Wandlers kann die Batteriespannung auf einem niedrigeren Spannungslevel gehalten werden und die Antriebseinheit (Antriebsumrichter und Traktionsmotoren) kann auf ein höheres, von der Traktionsbatterie losgelöstes, Spannungslevel ausgelegt werden.

### Vereinheitlichung der Schnittstelle zum DC-Link:

Unter der Voraussetzung eines fahrzeug- und fahrzeugherstellerunabhängigen, einheitlichen Zwischenkreisspannungsbereichs können Traktionsbatterien entwickelt werden, bei denen die DC/DC-Wandler in der Traktionsbatterie integriert sind. Hierbei ist die Traktionsbatterie in weiten Bereichen frei dimensionierbar. Ebenso könnte bei einer einheitlichen Schnittstelle die Traktionsbatterie im Laufe der Zeit durch eine neuere, evtl. weiterentwickeltere Traktionsbatterie getauscht werden.

Denkbar wäre auch die einfache Kopplung verschiedener Energiespeichersysteme. So könnte die Traktionsbatterie durch einen Brennstoffzellenstack erweitert werden, der - ebenfalls angekoppelt über einen DC/DC-Wandler - Energie im DC-Link bereitstellt. Ein ähnliches Konzept ist bereits in einem Forschungsprojekt der TH Köln (Entwicklung, Integration und Optimierung eines Energiemanagementsystems für einen Brennstoffzellenhybrid-

bus mit DSK-Speicher und NiMH-Batterie) gezeigt worden. In diesem Projekt sind drei verschiedene Energiespeicher (Wasserstoff, Nickel-Metallhydrid (NiMH) Batterie, Doppelschichtkondensator (DSK)) verwendet worden. Die einzelnen Energiespeicher sind über DC/DC-Wandler mit dem Zwischenkreis verbunden worden [37, Seite 27].

Ein vergleichbares Konzept wird in [63, Seite 310] beschrieben, welches ebenfalls eine Brennstoffzellenstack mit einem DSK-Speicher und Traktionsbatterie über DC/DC-Wandler über den Zwischenkreis eines Elektrofahrzeugs miteinander koppelt.

Zusammengefasst wird nach eigenen [16] sowie fremden Studien [39], [60], [44, Seite 13 bis 14; Seite 19 bis 20] von einer Effizienzsteigerung des Gesamtsystems durch den Einsatz eines DC/DC-Wandlers ausgegangen.

## 5 Grundlagen

### 5.1 Schaltungstopologie

Da sowohl die Traktionsbatterie als auch die Antriebsumrichter im HV-Spannungsbereich [45, Seite 54] liegen, wird an dieser Stelle auf die Vorstellung von galvanisch trennenden DC/DC-Wandlern verzichtet. Diese finden hauptsächlich im Bereich der Bordnetzversorgung Anwendung, bei dem die 12 V Bordnetz batterie meist unidirektional von der Traktionbatterie gespeist wird [45, Seite 198,199]. Für den in Kapitel 2 beschriebenen Hybridantrieb wird eine Wandlerstruktur benötigt, die einen bidirektionalen Energiefluss von zwei verschiedenen Spannungsniveaus ermöglicht, wobei das eine Spannungsniveau (DC-Link) immer oberhalb des anderen (Traktionsbatterie) liegen muss. Die Auslegung der Traktionsbatterie für den DrEM-Hybridantrieb ist im Anhang (siehe Kapitel 13.1) zu finden.

Folgende nicht galvanisch trennende Stellglieder wie beispielsweise der CUK Konverter [71, Seite 961], der Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) [71, Seite 1031], der Vierquadrantensteller / H- oder Vollbrücke (4QS) [64, Seite 110] oder der Hoch-Tiefsetzsteller (Inverswandler) [64, Seite 59] werden nicht weiter erläutert. Ebenfalls wird die Gruppe der galvanisch trennenden Konverter wie beispielsweise der Durchflusswandler [64, Seite 81], der Gegentaktwandler [64, Seite 91] oder auch der Sperrwandler [64, Seite 69] in dieser Arbeit nicht untersucht.

Zweiquadrantensteller:

Die einfachste Topologie, die die oben geforderte Bedingungen erfüllt, ist der 2QS, der die Topologie des Tiefsetzstellers (engl.: Buck Converter) (TSS) mit dem des Hochsetzstellers (engl.: Boost Converter) (HSS) miteinander vereint. Abbildung 5.1 zeigt die Anordnung der Halbleiter und passiven Elemente.

So entsteht, je nach Vorladung der Induktivität, ein Energiefluss bei:

$$\bar{I}_L > 0 \tag{5.1}$$

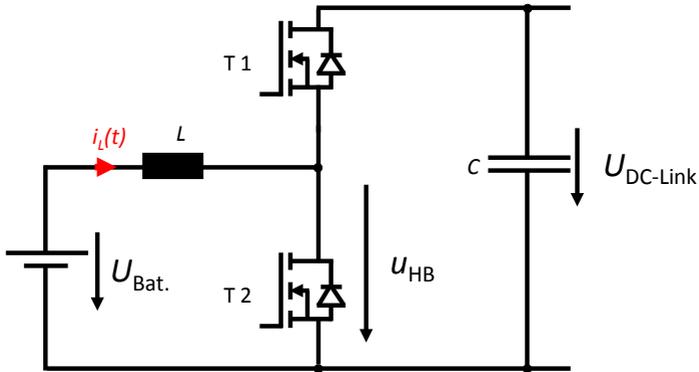


Abbildung 5.1: Ersatzschaltbild Zweiquadrantensteller

von der Traktionsbatterie zum DC-Link, bzw. bei:

$$\bar{I}_L < 0 \quad (5.2)$$

vom DC-Link zur Traktionsbatterie.

Aufgrund der Freilaufdiode des Transistors T1 ist eine Batteriespannung  $U_{\text{Bat.}}$  notwendig, die unterhalb der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{DC-Link}}$  liegt, was auch aus Formel 5.3 hervorgeht.

$$U_{\text{Bat}} \leq U_{\text{DC-Link}} \quad (5.3)$$

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird nur noch der HSS-Betrieb untersucht, da beim Entladen deutlich höhere Leistungen als beim Laden der Traktionsbatterie ( $P_{\text{Entlade max}} \approx 47 \text{ kW} > 18 \text{ kW} \approx P_{\text{Lade max}}$ ) entstehen. Die maximale Leistung des Wandlers wird durch die Traktionsbatterie und deren Zellen definiert (siehe [9]). Aus der im Anhang gezeigten Tabelle 13.2 können die Spezifikationen der Traktionsbatterie entnommen werden, die die Lade- und Entladeleistung darstellt.

## 5 Grundlagen

Die prinzipielle Untersuchung für den TSS-Betrieb läuft weitestgehend analog zum HSS-Betrieb.

### 5.2 Mehrbrückenwandler

Ein gängiges Verfahren zur Aufteilung der zu übertragenden Gesamtleistung von 2QS ist die Aufteilung auf mehrere Stränge [48]. Hierbei werden mehrere Zweiquadrantensteller parallel geschaltet, wie in Abbildung 5.2 beispielhaft mit drei Strängen gezeigt wird.

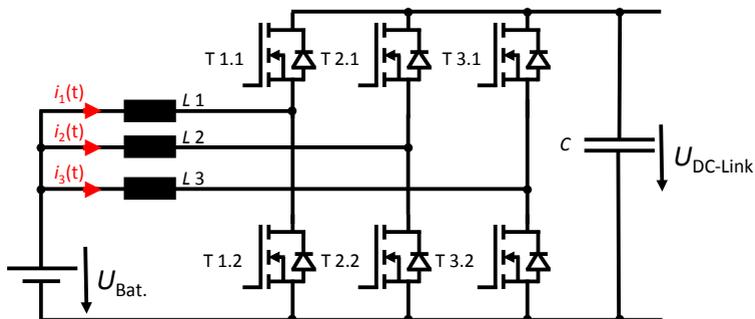


Abbildung 5.2: Dreisträngiger Zweiquadrantensteller

Die zu transferierende Gesamtleistung  $P_{\text{Ges}}$ , teilt sich, abhängig von der Anzahl der Stränge  $n_{\text{Stränge}}$ , in die Leistungen der einzelnen Stränge  $P_{\text{Strang}}$  auf. Dies zeigt Gleichung 5.4.

$$P_{\text{Strang}} = \frac{P_{\text{Ges.}}}{n_{\text{Stränge}}} \quad (5.4)$$

Neben der Leistungsaufteilung wird durch den mehrsträngigen Betrieb ein weiterer, signifikanter Vorteil erreicht. Durch ein geeignetes Ansteuern der Transistoren ergibt sich eine Phasenverschiebung (engl. interleaved mode) der einzelnen Stränge.

Hierbei werden die Leistungshalbleiter um je  $\frac{T}{n_{\text{Stränge}}}$  versetzt angesteuert. Dies führt zu einem in Abbildung 5.3 gezeigten Strang- und Gesamtstromverlauf für den beispielhaften, dreisträngigen Wandler.

Der Wandler für den DrEM-Hybridantrieb ist mit zwölf Strängen ausgelegt worden. Der Grund für die zwölf Stränge des Wandlers liegt an der Auslegung der verwendeten Spulen, die näher in Kapitel 7.2 beschrieben sind.

Bei dem gewählten Ferrit (Spulenkern: ER64/13/51 [4], Ferritmaterial: 3C97 [5]) wird bei einer Strangzahl von  $n_{\text{Stränge}} \geq 12$  eine maximale Flußdichte im Kern von  $B \leq 400$  mT unterschritten. Dies gilt unter der Annahme, dass das Kupferfenster voll ausgenutzt wird.

Weitere Randbedingungen zur Auslegung der Spule sind die Mindestschaltfrequenz im BCM von  $f_{\text{sw}} \geq 15$  kHz und eine maximale Stromdichte von  $\tilde{j}_L \leq 12 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$  in der Wicklung.

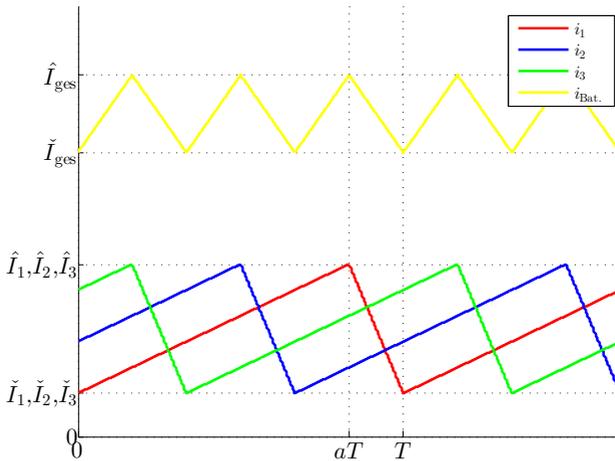


Abbildung 5.3: Stromverlauf mehrsträngiger Betrieb

Wie in Abbildung 5.3 zu sehen ist, ist der Gesamtstromrippel deutlich kleiner als der Stromrippel eines einzelnen Strangs. So kann ein größerer Strangstromrippel zugelassen werden, ohne die Traktionsbatterie mit einem hohen Rippelstrom zu belasten. Die Reduzierung kann entweder durch Reduzierung der Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  oder Reduzierung der Stellerinduktivitäten  $L$  erfolgen.

## 5 Grundlagen

Durch die Mehrsträngigkeit ist zwar die Ansteuerung der Leistungshalbleiter und die damit verbundene Schaltsignalgenerierung aufwendiger, allerdings bringt es den Vorteil der geringeren Schaltverlustleistungen durch die reduzierte Schaltfrequenz bei einer Anpassung der Schaltfrequenz bzw. eine Volumen-, Gewichts- und Kostenreduktion bei einer Verkleinerung der Stellerdrossel. Die Nutzung der phasenversetzten Taktung ist ein gängiges Verfahren [50],[48] und wird aufgrund des hier beschriebenen Vorteils auch beim DC/DC-Wandler des DrEM-Hybrid eingesetzt.

In [63, Seite 331] wird die Wandlerstruktur des mehrsträngigen 2QS ( $P \approx 30$  kW, für HEV, im Vergleich zum einsträngigen 2QS und zum Vollbrückenwandler) als am besten geeignete Wandlerstruktur beschrieben. Bei dieser Untersuchung ist nach höchster Effizienz, geringstem Gewicht und geringstem Volumen entschieden worden.

## 5.3 Abgrenzung und Inhalt dieser Arbeit

Da der Schwerpunkt dieser Arbeit nicht auf der Entwicklung eines DC/DC-Wandlers oder auf der Auslegung eines Hybridantriebs liegt, sondern auf dem Vergleich der entstehenden Verlustleistungen der beiden Betriebsmodi CCM und BCM in Kombination mit SiC-Transistoren, grenzt sich die Arbeit wie folgt ab:

- Es werden die Verlustleistungen betrachtet, die in den Halbleitern, der Stellerinduktivität sowie den Zwischenkreiskondensatoren entstehen.
- Es werden Berechnungen, Simulationen - die auf den Berechnungsgrundlagen basieren - und Messungen über einen breiten Arbeitsbereich durchgeführt und miteinander verglichen.
- Die maximal zu übertragende Leistung des DC/DC-Wandlers wird durch die Leistung der Traktionsbatterie definiert. Da die Entladeleistung der Batterie deutlich höher ist als die Ladeleistung (siehe Tabelle 13.2, Kapitel 13), beziehen sich die Untersuchungen dieser Arbeit lediglich auf den HSS-Betrieb. Die Verlustleistungen im TSS-Betrieb verhalten sich weitgehend analog und können aus den Gleichungen des HSS-Betriebs abgeleitet werden, sind jedoch nicht Inhalt der Arbeit.
- Da der Schwerpunkt der These auf dem Vergleich der beiden Modi CCM und BCM liegt, wird die Untersuchung an einem Strang durchgeführt. In Kapitel 10.2 und 11 wird qualitativ auf den Einfluss der Mehrsträngigkeit eingegangen.
- Für den weiteren Verlauf der Arbeit ist eine konstante Traktionsbatteriespannung von  $U_{\text{Bat.}} = 150 \text{ V}$  angenommen worden, welche der nominalen Traktionsbatteriespannung entspricht. Des weiteren ist der ladungs- und lastabhängige Spannungshub der Traktionsbatterie im Verhältnis zum Spannungshub der DC-Link Spannung vernachlässigbar.
- Es ist eine untere Stellerdrosselstromgrenze von  $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$  angenommen worden, damit der Wandler in weiten Bereichen bei 200 kHz Schaltfrequenz im CCM arbeitet.
- Alle Berechnungen, Simulationen und Messungen beziehen sich auf die Auslegung für den DrEM Hybridantriebsstrang.

## 5 Grundlagen

Die verwendeten Gleichungen sind größtenteils allgemeingültig und können auf andere Anwendungen übertragen werden.

# 6 Regelungsarten

## 6.1 Stromtoleranzbandregler

Eine mögliche Regelungsstruktur ist die Stromtoleranzbandregelung (engl.: Bang-Bang Controller, auch Hysterese - oder Zweipunktregler) [71, Seite 432]. Hierbei wird der Strom innerhalb eines definierten Toleranzbandes geführt. Abbildung 6.1 zeigt zwei Stromverläufe für unterschiedliche Zwischenkreisspannungen ( $U_{\text{DC-Link}} = 2 \cdot U_{\text{Bat.}}$  und  $U_{\text{DC-Link}} = 4 \cdot U_{\text{Bat.}}$ ) sowie die obere und untere Toleranzbandgrenze  $I_{\text{OT}}$  und  $I_{\text{UT}}$  und die daraus resultierenden Periodendauern  $T_1$  und  $T_2$ .

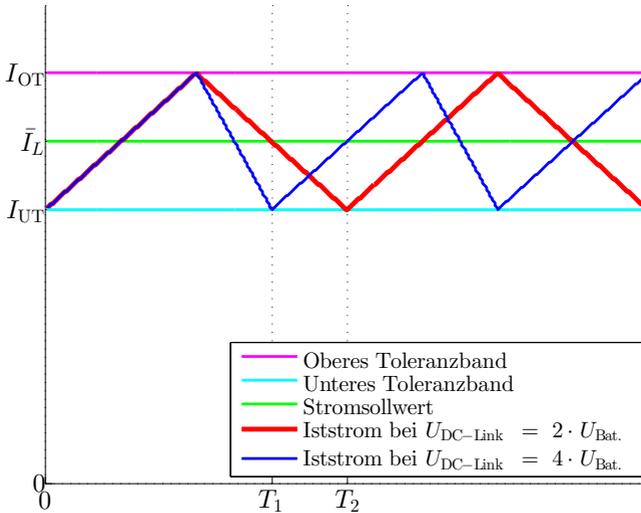


Abbildung 6.1: Stromverlauf im Toleranzbandregler

## 6 Regelungsarten

Die sich ergebende Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  resultiert neben den Toleranzbandgrenzen  $I_{\text{UT}}$  und  $I_{\text{OT}}$  aus der Induktivität der Drosselspule  $L$  und den Spannungen  $U_{\text{Bat.}}$  und  $U_{\text{DC-Link}}$ , wie in Gleichung 6.1 zu erkennen ist.

$$f_{\text{sw}} = \left(1 - \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}}\right) \frac{U_{\text{Bat.}}}{L \cdot (I_{\text{OT}} - I_{\text{UT}})} \quad (6.1)$$

Wie in Abbildung 6.1 zu erkennen ist und auch Formel 6.1 zeigt, stellt sich bei konstanten Toleranzbandgrenzen eine höhere Schaltfrequenz bei höherer DC-Link Spannung ein ( $f_{\text{sw}1} = \frac{1}{T_1} > \frac{1}{T_2} = f_{\text{sw}2}$ ), da sich die Ausschaltdauer verkürzt. Die Toleranzbandregelung eignet sich nur schlecht in Kombination mit der phasenversetzten Taktung [71, Seite 1226], [64, Seite 45]. Dies liegt daran, dass sich beispielsweise durch Bauteiltoleranzen verschiedene Frequenzen der einzelnen Stränge ergeben. Dementsprechend kann keine konstante zeitliche Verschiebung der einzelnen Stränge gewährleistet werden. Deshalb wird an dieser Stelle nicht weiter auf den Stromtoleranzbandregler eingegangen.

## 6.2 Pulsdauermodulation

In diesem Kapitel werden die pulsdauermodulierten Ansteuerungsmöglichkeiten

- Diskontinuierlicher Betrieb (engl.: Discontinuous Conduction Mode) (DCM),
- CCM und
- BCM

erläutert.

Die folgenden Beschreibungen beziehen sich auf das Ersatzschaltbild 5.1 aus Kapitel 5.1. Des Weiteren wird von einem eingeschwungenen Zustand ausgegangen.

Die Zeitverläufe der einzelnen Modulationsarten sind in Abbildung 6.2 gezeigt. Es ist zu erkennen, dass mit sinkender Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  (bzw. steigender Periodendauer  $T = \frac{1}{f_{\text{sw}}}$ ) ein Wechsel der Modi vom:

CCM -  $i_L$  befindet sich oberhalb der Stromnulllinie, über den  
 BCM -  $i_L$  erreicht die Stromnulllinie zum Zeitpunkt  $t = T$ ,  
 zum

DCM -  $i_L$  erreicht die Stromnulllinie und verharret dort bis  
 zum Zeitpunkt  $t = T$ , stattfindet.

Eine nähere Beschreibung der einzelnen Modi erfolgt in den Kapiteln 6.2.1 bis 6.2.3.

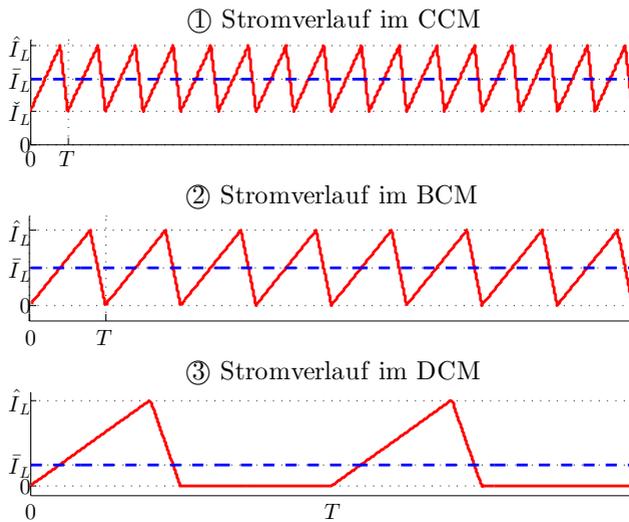


Abbildung 6.2: Stromverläufe des CCM, BCM und DCM

### 6.2.1 Nichtlückender Betrieb

Beim CCM beginnt die Aufmagnetisierungsphase der Spule bereits vor dem Erreichen des Stromnulldurchgangs, sodass der Strom kontinuierlich oberhalb der Stromnulllinie verläuft. Der Stromverlauf ist in Abbildung 6.2, Verlauf ① zu sehen.

Um einen solchen Stromrippel zu erreichen, ist im Vergleich zum BCM und DCM die höchste Schaltfrequenz erforderlich. In Abhängigkeit der Ein- und Ausgangsspannung ( $U_{\text{Bat.}}$  und  $U_{\text{DC-Link}}$ ), der Induktivität  $L$  und der Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  stellt sich ein Stromrippel  $\hat{I}_L$  nach Formel 6.5 ein.

$$\hat{I}_L = \frac{1}{L} \cdot \frac{1}{T_{\text{mag}}} \int_0^{T_{\text{mag}}} u_L(t) dt \quad (6.2)$$

$$T_{\text{mag}} = (1 - a) \cdot \frac{1}{f_{\text{sw}}} \quad (6.3)$$

$$a = \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \quad (6.4)$$

$$\hat{I}_L = \frac{U_{\text{Bat.}}}{f_{\text{sw}} \cdot L} \cdot (1 - a) \quad (6.5)$$

### 6.2.2 Grenzläckbetrieb

Der BCM ist der Grenzbetrieb zwischen CCM und DCM, in der Literatur auch häufig kritischer Lückbetrieb (engl.: Critical Conduction Mode, CRM) genannt. Hierbei startet die Aufmagnetisierungsphase, nachdem der Spulenstrom die Nulllinie erreicht hat, wie im Verlauf ② der Abbildung 6.2 dargestellt ist.

Unter der Annahme, dass bei allen drei Modi die gleiche Stellerdrossel verwendet wird, liegt die Schaltfrequenz des BCM zwischen der des CCM und des DCM, wie auch aus Abbildung 6.2 qualitativ hervorgeht.

Im Gegensatz zum CCM und DCM, bei denen die Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  in der Regel konstant ist, wird im BCM eine Anpassung der

Schaltfrequenz bei Laständerung ( $\bar{I}_L$ ) notwendig. So stellt sich bei steigendem Spulenstrom eine sinkende Schaltfrequenz ein. Dies ist in Abbildung 6.3 veranschaulicht. Hier wird durch eine Verdoppelung der Schaltfrequenz der mittlere Strom  $\bar{I}_L$ , und damit auch der Stromrippel  $\hat{I}_L$ , halbiert.

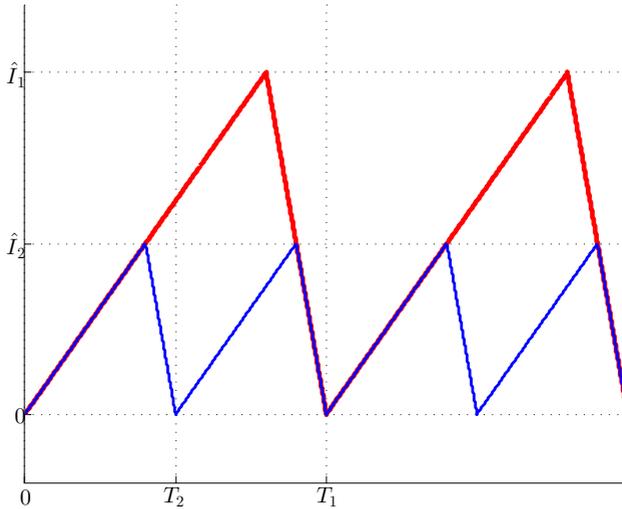


Abbildung 6.3: Schaltfrequenzvariation im BCM

Neben dem mittleren Spulenstrom  $\bar{I}_L$  wird die Schaltfrequenz von der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{DC-Link}}$  beeinflusst. Die Schaltfrequenz als Funktion von Spulenstrom und DC-Link Spannung ist in Gleichung 13.19 dargestellt. Die Herleitung der Formel 13.19 ist in Kapitel 13.7 zu finden.

$$f_{\text{sw}}(U_{\text{DC-Link}}, U_{\text{Bat}}, I_L) = \frac{1}{2L\bar{I}_L} \left( \frac{U_{\text{DC-Link}} \cdot U_{\text{Bat}} - U_{\text{Bat}}^2}{U_{\text{DC-Link}}} \right) \quad (13.19)$$

Es ist zu beachten, dass es sich bei Gleichung 13.19 um den in Abbildung 6.3 gezeigten Stromverlauf im ZCS handelt. Eine Differenzie-

## 6 Regelungsarten

zung des BCM mit ZVS und des BCM mit ZCS findet nachfolgend statt.

Wie bereits erwähnt, kann der BCM in die beiden Betriebsarten ZVS oder ZCS unterteilt werden. Zwei beispielhafte Strom- und Spannungsverläufe für den ZVS- und den ZCS-Betrieb sind in Abbildung 6.4 gezeigt, die sich durch den Einschaltzeitpunkt des Transistors T2 ergeben. Die Verläufe der Abbildung 6.4 beziehen sich auf die Nomenklatur aus Abbildung 5.1.

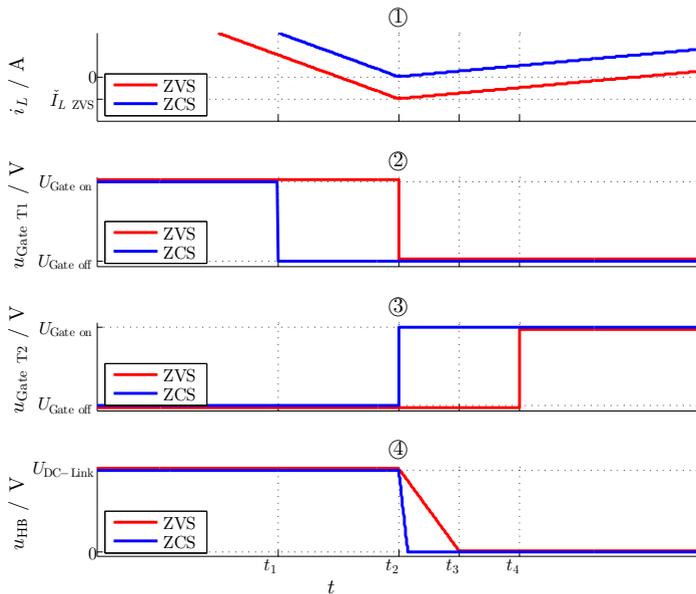


Abbildung 6.4: ZVS und ZCS im BCM

### ZCS:

Wie in den Verläufen ① und ② der Abbildung 6.4 zu sehen ist, wird beim ZCS der Transistor T1 abgeschaltet, bevor der Strom die Nulllinie erreicht. Nach dem Ausschalten des Transistors T1 (zum Zeitpunkt  $t = t_1$ ) übernimmt die Bodydiode des Transistors T1 den Spulenstrom  $i_L$ . Erreicht  $i_L$  zum Zeitpunkt  $t = t_2$  die Nulllinie, so wird Transistor T2 zugeschaltet (Verlauf ③) und die Spannung des

Halbbrückenabgriffs  $u_{HB}$  geht aufgrund des leitenden Transistors T2 gegen Null, wie aus Verlauf ④ hervorgeht.

### ZVS:

Im Gegensatz zum ZCS wird beim ZVS der Transistor T1 solange leitend gehalten, bis der Strom  $i_L$  einen negativen Schwellwert unterschreitet ( $I_{L\ ZVS\ min}$ ). Nach dem Ausschalten des Transistors T1 zum Zeitpunkt  $t = t_2$  kommutiert der Strom nicht auf die eigene Bodydiode, sondern auf die Diode des unteren Transistors T2. Der Umladeprozess der Sperrschichtkapazität dauert länger als das Zuschalten von T2 im ZCS. Dies liegt am geringen Abschaltstrom  $i_L(t_2)$ . Schaltet, wie im Verlauf ③ gezeigt, der Transistor T2 zu, so liegt zum Zeitpunkt  $t = t_4$  keine (abgesehen von der Vorwärtsspannung  $U_F$  der Bodydiode D2) Spannung über dem Transistor T2 an. Der Transistor T2 schaltet somit „weich“ ein.

Um ein ZVS zu gewährleisten, müssen die beiden Ausgangskapazitäten  $C_{OSS}$  der Transistoren umgeladen werden. Im HSS-Betrieb bedeutet das, dass die obere Kapazität des Transistors T1 von  $U_{DC-Link}$  auf Null und die des unteren Transistors von Null auf  $U_{DC-Link}$  umgeladen werden muss. Dies geschieht mit dem in der Spule gespeicherten Strom innerhalb der Totzeit  $T_{tot}$  nach Gleichung 6.6 [6, Seite 6]. Dieser Strom muss mindestens unterschritten werden, um das ZVS zu gewährleisten. Zur besseren Veranschaulichung ist der Umladevorgang in Abbildung 6.5 gezeigt.

Abbildung 6.5 ① zeigt den Stromverlauf im Zeitbereich  $t < t_2$ , indem der Strom  $i_L$  durch die negative Spannung ( $U_L = U_{Bat.} - U_{DC-Link}$ ) über der Spule  $L$  sinkt.

In Abbildung 6.5 ②, nach dem Öffnen des Transistors T1, laden sich im Zeitbereich  $t_2 < t < t_3$  die Ausgangskapazitäten der beiden Transistoren um, sodass über dem Transistor T1 die volle DC-Link Spannung anliegt.

Abbildung 6.5 ③ zeigt den Verlauf des Stroms im Zeitbereich  $t > t_4$ , nachdem der Transistor T2 den Strom der eigenen Diode übernommen hat.

$$I_{L\ ZVS\ min} = -\frac{2 \cdot U_{DC-Link} \cdot C_{OSS}}{T_{tot}} \quad (6.6)$$

## 6 Regelungsarten

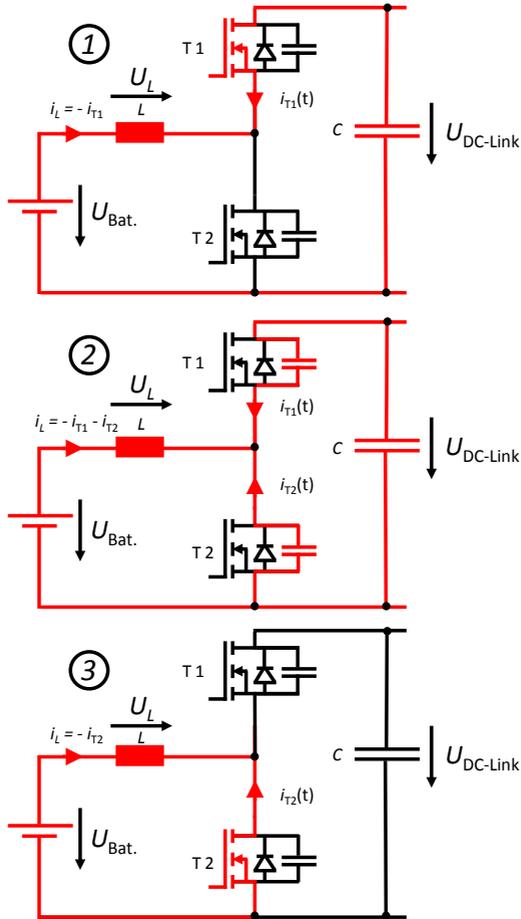


Abbildung 6.5: Umladevorgang der Ausgangskapazitäten im HSS Betrieb

Für den Fall, dass kein vollständiges Umladen der Ausgangskapazitäten im Zeitbereich  $t_2$  bis  $t_3$  erfolgt, spricht man von unvollständigem Nullspannungsschalten (engl.: incomplete Zero Voltage Switching) (iZVS) . Auch wenn in diesem Fall der Strom  $I_L < 0$  A ist, liegt eine Spannung  $U_{HB} > 0$  V über dem Transistor T2 an. Es entsteht kein *weiches* Zuschalten des Transistors T2. Der iZVS ist detailliert vom PES in [46] beschrieben.

Die nachfolgenden Untersuchungen und Ergebnisse im BCM beziehen sich auf das ZVS (kein iZVS, kein ZCS). Im direkten Vergleich mit dem ZCS und dem iZVS sind die geringsten Verluste im ZVS erzielt worden.

Zu einem ähnlichen Ergebnis kamen die Untersuchungen des PES der ETH [48]. Der BCM mit ZVS ist zur besseren Abgrenzung in [48] als Triangular Current Mode (TCM) bezeichnet worden. An dieser Stelle wird weiterhin die Bezeichnung BCM genutzt, auch wenn die Stromnulllinie unterschritten wird.

### 6.2.3 Lückender Betrieb

Beim DCM handelt es sich um eine Betriebsart, bei dem der Spulenstrom  $i_L$ , im Gegensatz zum CCM, zu Null wird. Nach dem Erreichen der Nulllinie verbleibt der Strom auf dieser und steigt erst durch das Einschalten des Transistors T2 wieder an. Dieser Verlauf kann nur erreicht werden, wenn nach der Abmagnetisierungsphase (Erreichen des Stromnullpunkts) der oberer Transistor T1 nicht angesteuert wird, da ansonsten die Spule mit einem negativen Strom wieder aufmagnetisiert wird (siehe 6.2.2 mit ZVS). Der prinzipielle Verlauf des Stroms ist in Abbildung 6.2, Verlauf ③ gezeigt.

Im Vergleich zum BCM und CCM entstehen bei der gleichen Stellerinduktivität ( $L_{BCM} = L_{CCM} = L_{DCM}$ ) die höchsten magnetischen Flussdichten, da  $\hat{B} \sim \hat{I}_L$  nach Gleichung 6.7 ist.

$$\hat{B} = \hat{I}_L \cdot \frac{N}{R_m \cdot A_e} \quad (6.7)$$

Die Beschreibung des DCM erfolgte der Vollständigkeit wegen. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt in der Untersuchung des CCM und BCM, da die mittlere Aussteuerung des Kernmaterials geringer ausfällt, weil die Spule für die maximale Flussdichte  $\hat{B}$  ausgelegt werden muss (siehe Kapitel 7.2).

## 7 Auslegung der aktiven- und passiven Bauteile

Die folgenden beiden Unterkapitel beziehen sich auf die Auslegung der Leistungshalbleiter T1, T2, der Stellerspule  $L$  sowie der DC-Link Kondensatoren. Die Anforderungen an den DC/DC-Wandler sind sowohl für den BCM als auch den CCM der Antrieb des DrEM-Hybrid. Die wesentlichen Daten, die zur Bestimmung der einzelnen Werte benötigt werden, sind im Anhang in Kapitel 13.1 zu finden.

### 7.1 Leistungshalbleiter

Die Auswahl der Transistoren erfolgt unter Berücksichtigung der abführbaren Verlustleistung  $P_{T \max}$ , der maximal zulässigen Drain-Source Spannung  $U_{DS \max}$  sowie des maximalen Drainstroms  $I_{D \max}$ .

Die maximale Drain-Source Spannung  $U_{DS \max}$  des Leistungshalbleiters beträgt im Falle des 2QS idealisiert  $U_{DC-Link}$ .

Aufgrund von parasitären, induktiven Anteilen in den Zuleitungen zu den Halbleitern [10] muss ein Transistor mit höherer Drain/Source-Spannung gewählt werden. Der Sicherheitsabstand zwischen der zu wählenden Drain/Source-Spannung  $U_{DS \max}$  und der DC-Link Spannung hängt neben den induktiven Anteilen hauptsächlich von den Abschaltgeschwindigkeiten, der Art und der Anbindung des DC-Link Kondensators und dem Platinenlayout ab. Hierdurch sollte eine Spannung von  $U_{DS \max} = 708 \text{ V}$  eingehalten werden. Eine Abschätzung hierzu ist im Anhang, im Kapitel 13.8 zu sehen.

Die maximale Drain/Source-Spannung gilt sowohl für den Transistor T1 als auch den Transistor T2, für den BCM und den CCM.

## 7 Auslegung der aktiven- und passiven Bauteile

Zur Bestimmung des maximalen Drainstroms  $I_{D \max}$  ist der Effektivwert  $\tilde{I}_D$  maßgeblich. Hierbei gilt die Formel 7.1. Die Herleitung der Formeln ist im Anhang (siehe 13.6) zu finden.

$$\tilde{I}_D = \begin{cases} \sqrt{\left[ \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{\sqrt{3} \cdot L \cdot f_{\text{sw}} \cdot U_{\text{DC-Link}}} \right]^2 + \tilde{I}_L^2} \cdot \left( \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \right) & \text{für T1} \\ \sqrt{\left[ \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{\sqrt{3} \cdot L \cdot f_{\text{sw}} \cdot U_{\text{DC-Link}}} \right]^2 + \tilde{I}_L^2} \cdot \left( 1 - \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \right) & \text{für T2} \end{cases} \quad (7.1)$$

Wie an den Schlusstermen der beiden Fälle aus Gleichung 7.1 zu erkennen ist, verteilt sich der Strom  $I_D$  in Abhängigkeit des Tastgrads auf den unteren bzw. oberen Transistor.

Je nach Lastpunkt ( $U_{\text{DC-Link min}} = 200 \text{ V}$  bzw.  $U_{\text{DC-Link max}} = 600 \text{ V}$ ; siehe Kapitel 13.2) beträgt im Anwendungsfall des DrEM-Hybrids der Tastgrad 75 % bzw. 25 % (Vergleich Formel 6.4), wodurch die gleiche maximale Strombelastung für den oberen ( $a = 75 \%$ ) und unteren ( $a = 25 \%$ ) Transistor entsteht.

Zwar ist die Gleichung 7.1 sowohl für den BCM als auch für den CCM gültig, allerdings werden die höheren Strombelastungen im BCM erreicht, da in diesem Betrieb der höhere effektive Spulenstrom  $\tilde{I}_L$  entsteht. Nach Gleichung 7.1 entsteht ein effektiver Drainstrom von maximal 23,3 A im unteren Transistor bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  bzw. bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  im oberen Transistor.

Zur Abschätzung der maximalen Verlustleistung  $\hat{P}_T$  sind neben der DC-Link Spannung und des Drainstroms noch die Kenndaten des Halbleiters und die Schaltfrequenz ausschlaggebend. Deshalb wird an dieser Stelle auf die Simulationsergebnisse aus Kapitel 8.1.3 bzw. 9.1.3 verwiesen, in denen die Schaltfrequenz und die Kenndaten des Transistors berücksichtigt worden sind.

Entsprechend dieser Simulationsergebnisse ergibt sich eine maximale Verlustleistung von  $P_{T2 \max} = 121,8 \text{ W}$  im BCM beim oberen Transistor (T1), was eine maximale Verlustleistung von 60,9 W je Transistor bedeutet.

Durch die in diesem Kapitel beschriebenen Berechnungen ist der Halbleiter C3M0065090J [3] der Firma Wolfspeed/Cree ausgewählt

worden. Um eine höhere Effizienz zu erreichen sind zwei Leistungshalbleiter parallel geschaltet worden (siehe Abbildung 13.4), was zu einer Halbierung des Widerstands der Drain/Source-Strecke ( $R_{DS\ on}$ ) führt, wenngleich die Parallelschaltung zu einer Erhöhung der Schaltverluste führt führt die Reduzierung des  $R_{DS\ on}$  zu einer Verlustleistungsminimierung.

In der gesamten Arbeit sind die beiden parallel liegenden Transistoren zu einem Ersatztransistor zusammengefasst worden. Einzige Ausnahme sind die LT-Spice Simulationen aus Kapitel 13.4 im Anhang.

Mit einer maximalen Drain-Source Spannung  $U_{DS\ max} = 900\text{ V}$ , einem maximalen Drainstrom  $I_D = 40\text{ A}$  sowie einer maximalen Verlustleistung von  $P_D = 226\text{ W}$  erfüllt er alle geforderten Anforderungen [3, Seite 1, Seite 6 Fig. 20]. Dies wurde mithilfe einer thermischen Berechnung abgeschätzt, welche nicht Inhalt dieser Arbeit ist.

## 7.2 Stellerdrossel

Der maßgebliche Parameter bei der Stellerspule ist neben dem Induktivitätswert  $L$  die maximale magnetische Flussdichte  $\hat{B}_{max}$ .

Orientierend an den Randbedingungen des DrEM-Hybrids (siehe Kapitel 5.1) ergibt sich ein maximaler, mittlerer Strom, der durch Gleichung 7.2 bestimmt wird. Es wurde ein Wandler mit zwölf Strängen gewählt, wie aus Kapitel 5.2 hervorgeht.

$$\bar{I}_{L\ max.} = \frac{I_{Bat\ max.}}{n_{Stränge}} \quad (7.2)$$

$$= \frac{320\text{ A}}{12} = 26,67\text{ A} \quad (7.3)$$

Für den CCM ist die Schaltfrequenz  $f_{sw}$  auf 200 kHz festgelegt worden. Dies ist für die in Kapitel 7.1 beschriebenen Transistoren eine geeignete Schaltfrequenz [52], [70] und stellt ein Kompromiss zwischen der Volumenminimierung der Stellerdrossel und Begrenzung Schaltverluste dar. Bei einem Stromrippel von  $\pm 20\%$  unter

## 7 Auslegung der aktiven- und passiven Bauteile

Volllast ( $\bar{I}_L = 26.67 \text{ A}$ ) ergibt sich ein Induktivitätswert, der aus Gleichung 7.4 hervorgeht.

$$L_{CCM} = \frac{U_{\text{Bat.}} \cdot b}{\bar{I}_L \cdot f_{\text{sw}} \cdot 0,4} \quad (7.4)$$

Der Tastgrad  $b$  bezieht sich nach Gleichung 7.5 auf das maximale Tastverhältnis, wodurch sich ein Induktivitätswert von  $L_{CCM} = 52,72 \text{ }\mu\text{H}$  ergibt.

$$b = 1 - \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link max.}}} \quad (7.5)$$

$$= 1 - \frac{150 \text{ V}}{600 \text{ V}} = 0,75 \quad (7.6)$$

Die Induktivität für den BCM ist für eine minimale Schaltfrequenz von 15 kHz mithilfe der Gleichung 7.7 ausgelegt worden. Gleichung 7.7 leitet sich aus Gleichung 13.19 ab, die hier nochmals aufgeführt ist.

$$f_{\text{sw}} = \frac{1}{2 \cdot L \cdot \bar{I}_L} \left( \frac{U_{\text{DC-Link}} \cdot U_{\text{Bat.}} - U_{\text{Bat.}}^2}{U_{\text{DC-Link}}} \right) \quad (13.19)$$

$$L_{\text{BCM}} = \frac{1}{2 \cdot \bar{I}_L \cdot f_{\text{sw}}} \left( \frac{U_{\text{DC-Link min.}} \cdot U_{\text{Bat.}} - U_{\text{Bat.}}^2}{U_{\text{DC-Link}}} \right) \quad (7.7)$$

$$= \frac{200 \text{ V} \cdot 150 \text{ V} - (150 \text{ V})^2}{2 \cdot 26,67 \text{ A} \cdot 15 \text{ kHz} \cdot 200 \text{ V}} = 46,87 \text{ }\mu\text{H} \quad (7.8)$$

Diese Schaltfrequenz stellt sich beim maximalen Spulenstrom ( $\bar{I}_L = 26.67 \text{ A}$ ) und dem geringsten Spannungsübersetzungsverhältnis  $a = \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link min.}}} = \frac{150 \text{ V}}{200 \text{ V}}$  ein. Die untere Grenze von 15 kHz ist gewählt worden, um in weiten Bereichen außerhalb des für den Menschen hörbaren Bereichs zu liegen [67, Seite 3].

Wie an den beiden Ergebnissen  $L_{CCM}$  und  $L_{BCM}$  zu sehen ist, liegen diese nahe beieinander. Es ist ein Induktivitätswert von 48  $\mu\text{H}$  für die nachfolgenden Untersuchungen festgelegt worden.

Als Grundlage der weiteren Auslegung wird der planare Spulenkern ER64/13/51 [4] der Firma Ferroxcube genutzt. Als Kernmaterial ist 3C97 gewählt worden, welches sich bis zu einer Frequenz von ca. 500 kHz eignet und über einen weiten Temperaturbereich geringe Verlustleistungsdichten aufweist, was vor allem für den Teillastbetrieb von Vorteil ist [5, Seite 182, Fig. 7].

Da im BCM die höheren Spitzenströme und nach Zusammenhang 7.9 damit auch die höheren Flussdichten entstehen, ist für die nachfolgende Rechnung der BCM gewählt worden.

$$\hat{B} \sim \hat{I}_L \quad (7.9)$$

Nach Gleichung 7.10 ergibt sich für eine Windungszahl von  $N = 12$  (Begrenzung durch das Wicklungsfenster) ein Luftspalt von  $l_{\text{luft}} = 2,1 \text{ mm}$ . Bei dem magnetischen Leitwert der Spule und dem effektiven Eisenquerschnitt handelt es sich um Datenblattwerte, die  $A_e = 556 \text{ mm}^2$  und  $A_L = 17,1 \mu\text{H}$  betragen [4].

$$l_{\text{luft}} = \mu_0 \cdot A_e \cdot \left( \frac{N^2}{L} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (7.10)$$

Bei diesem Luftspalt ergibt sich eine maximale Flussdichte von 391,04 mT bei  $\bar{I}_L = 26,67 \text{ A}$ , die sich nach Formel 7.11 bestimmen lässt.

$$\hat{B} = \frac{\hat{I}_L \cdot L}{A_e \cdot N} \quad (7.11)$$

Um die Berechnungen und Messungen vergleichbar zu machen, wird im weiteren Verlauf auch für den CCM mit der für den BCM ausgelegten Spule gearbeitet.

### 7.3 DC-Link Kondensator

Bei der Auswahl der sich im Zwischenkreis befindlichen Kondensatoren, ist ein Konzept aus drei verschiedenen Typen von Kondensatoren (Elektrolytkondensatoren, Folienkondensatoren und Keramik-kondensatoren) gewählt worden. Bedingt durch das Platinenlayout sowie das zur Verfügung stehende Bauvolumen sind für den gesamten Wandler folgende Kondensatoren vorgesehen worden:

- 4 Elektrolytkondensatoren mit einer Gesamtkapazität von 470  $\mu\text{F}$
- 6 Folienkondensatoren mit einer Gesamtkapazität von 60  $\mu\text{F}$
- 54 Keramik-kondensatoren mit einer Gesamtkapazität von 18  $\mu\text{F}$

Hierbei dienen die Keramik-kondensatoren und der Folienkondensator als Snubberkondensatoren und sind niederinduktiv angebunden. Diese sind entsprechend nah an den Halbleitern positioniert worden. Die Elektrolytkondensatoren fungieren zur Erhöhung der Gesamtkapazität des Zwischenkreises, um ein trägeres Verhalten bei Lastsprüngen des Systems zu erreichen.

Da im höheren Frequenzbereich ( $f_{\text{sw}} > 15 \text{ kHz}$ ) die Elektrolytkondensatoren ein induktives Verhalten aufweisen (siehe Kapitel 13.9, Abbildung 13.13), tragen zur Spannungsglättung im Zwischenkreis die Folien- und Keramik-kondensatoren bei.

# 8 Verlustleistungen im CCM

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

In folgendem Unterkapitel werden die Leistungsverluste mathematisch bestimmt und die Verlustleistungen unterteilt in:

- Spulenverlustleistungen  $P_L$ ,
- Kondensatorverlustleistungen  $P_C$  und
- Transistorverlustleistungen  $P_{T_1, T_2}$ .

Beispielhaft werden in diesem Kapitel drei Arbeitspunkte betrachtet, die in Tabelle 8.1 beschrieben sind. Diese drei Arbeitspunkte sollen ein niedriges, mittleres und hohes Übersetzungsverhältnis  $\frac{U_{\text{DC-Link}}}{U_{\text{Bat.}}}$  abdecken. Gleichzeitig ist der Spulenstrom  $\bar{I}_L$  bei steigender Ausgangsspannung  $U_{\text{DC-Link}}$  erhöht worden, was ebenfalls aus Tabelle 8.1 hervorgeht. Diese drei Arbeitspunkte sollen die Lastpunkte des Elektromotors widerspiegeln bei einer Fahrt mit niedriger Geschwindigkeit und geringer Last, mittlerer Geschwindigkeit und moderater Last sowie hoher Geschwindigkeit und hoher Last. Wie bereits in Kapitel 7.2 beschrieben, ist die Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  im CCM auf 200 kHz festgelegt worden.

Tabelle 8.1: Zu berechnende Arbeitspunkte im CCM

Lastfall	I	II	III
$U_{\text{Bat.}} / \text{V}$	150	150	150
$U_{\text{DC-Link}} / \text{V}$	200	300	600
$L / \mu\text{H}$	48	48	48
$\bar{I}_L / \text{A}$	5	10	$26,\bar{6}$

Neben den drei hier beschriebenen Lastpunkten sind weitere Lastpunkte mithilfe von MATLAB berechnet worden.

Die hier beschriebenen Gleichungen sind in MATLAB verwendet worden, um die Verluste quasikontinuierlich grafisch darstellen zu können. Hierzu sind Lastfälle mit einer Zwischenkreisspannung von

## 8 Verlustleistungen im CCM

$U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  bis  $600 \text{ V}$  und einem Spulenstrom von  $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$  bis  $26,67 \text{ A}$  untersucht worden. Dabei ist ein Stützstellenabstand von  $\Delta I_L = 0,1 \text{ A}$  beziehungsweise  $\Delta U_{\text{DC-Link}} = 1 \text{ V}$  eingehalten worden. Dies führt zu einer hohen Auflösung von 87.017 Abtastpunkten.

Um eine gute Lesbarkeit zu erreichen, sind zweidimensionale Diagramme zur Darstellung der Verlustleistungen gewählt worden. In der Regel sind die Verlustleistungen (Ordinatenachse) dabei über den mittleren Spulenstrom  $\hat{I}_L$  (Abszissenachse) dargestellt worden. Die Abhängigkeit der DC-Link Spannung ist über eine Kurvenschar ( $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ ;  $300 \text{ V}$ ;  $400 \text{ V}$ ;  $500 \text{ V}$  und  $600 \text{ V}$ ) visualisiert worden. Auf eine dreidimensionale Darstellung der Verlustleistungen ist aufgrund der schlechteren Lesbarkeit verzichtet worden.

Zur kompakteren Schreibweise der Formeln werden in den kommenden drei Unterkapiteln Größen genutzt, die in den Gleichungen 6.4 bis 8.5 zu sehen sind. Die Gleichungen sind teilweise bereits verwendete Gleichungen aus den vorangegangenen Kapiteln, werden jedoch an dieser Stelle zur besseren Lesbarkeit der Arbeit wiederholt.

$$a = \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \quad (6.4)$$

$$b = 1 - a \quad (8.1)$$

$$\hat{I}_L = b \cdot \frac{U_{\text{Bat.}}}{f_{\text{sw}} \cdot L} \quad (8.2)$$

$$\hat{I}_L = \bar{I}_L + \frac{\hat{I}_L}{2} \quad (8.3)$$

$$\check{I}_L = \bar{I}_L - \frac{\hat{I}_L}{2} \quad (8.4)$$

$$\tilde{I}_L = \sqrt{\bar{I}_L^2 + \left(\frac{\hat{I}_L}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (8.5)$$

Unter Berücksichtigung der Arbeitspunkte aus Tabelle 8.1 ergeben sich die Werte aus Tabelle 8.2.

Tabelle 8.2: Hilfsvariablen im CCM

Lastfall	I	II	III
$a / \%$	75	50	25
$b / \%$	25	50	75
$\hat{I}_L / A$	3,91	7,81	11,72
$\hat{I}_L / A$	6,95	13,91	32,53
$\check{I}_L / A$	3,04	6,09	20,81
$\tilde{I}_L / A$	5,49	10,97	27,51

### 8.1.1 Stellerdrosselverlustleistungen

Die Verlustleistung in der Stellerdrossel kann in Eisenverlustleistung  $P_{\text{Fe}}$  und Leitverlustleistung  $P_{\text{Leit } L}$  unterteilt werden. Die Gesamtverlustleistung  $P_L$ , die in der Spule entsteht, kann nach Gleichung 8.6 bestimmt werden.

$$P_L = P_{\text{Fe}} + P_{\text{Leit } L} \quad (8.6)$$

#### Eisenverlustleistung $P_{\text{Fe}}$

Zur Berechnung der Eisenverlustleistung  $P_{\text{Fe}}$  wird die Steinmetzformel angewandt [71, ab Seite 1913]. Hierzu werden verschiedene Parameter benötigt, die vom Ferritmaterial abhängen.

Durch Verwendung des in Abbildung 8.1 gezeigten Verlustleistungsdiagramms können die Arbeitspunkte aus Tabelle 8.3 entnommen werden. Die Arbeitspunkte ( $p_{\text{Fe a}}$ ,  $p_{\text{Fe b}}$ ,  $\hat{B}_a$  und  $\hat{B}_b$ ) sind ebenfalls in Abbildung 8.1 dargestellt. Die Arbeitspunkte A und B wurden so gewählt, dass sie mit einer möglichst hohen Ablesegenauigkeit aus dem Diagramm 8.1 entnommen werden konnten.

## 8 Verlustleistungen im CCM

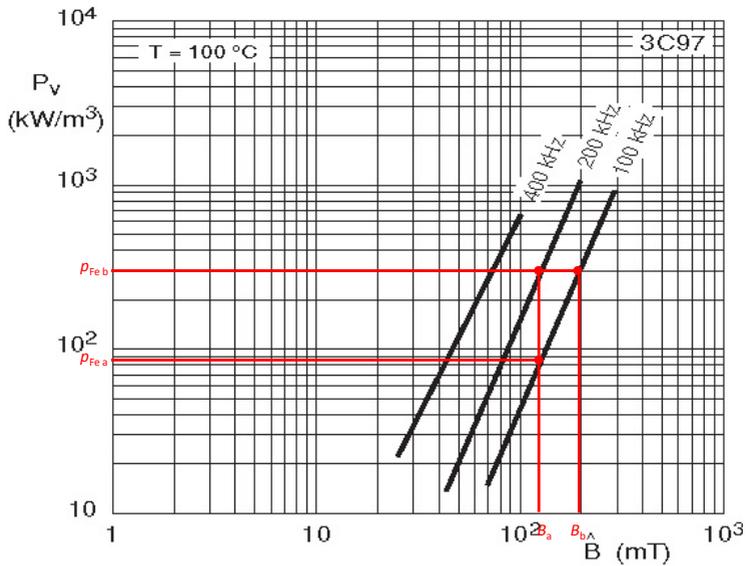


Abbildung 8.1: Verlustleistungsdichte des Kernmaterials 3C97 [5, Seite 3 Fig. 6]

Durch das Einsetzen der aus Tabelle 8.3 erhaltenen Werte in die Gleichungen 8.7 bis 8.9 erhält man die Parameter aus 8.10 bis 8.12 [71, Seite 1913 bis 1916].

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

Tabelle 8.3: Arbeitspunkte des Kernmaterials 3C97

Arbeitspunkt	a	b
$p_{\text{Fe}} / \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$	86,80	299,18
$\hat{B} / \text{mT}$	127,39	195,81
$f / \text{kHz}$	100	200

$$\alpha = \frac{\log\left(p_{\text{Fe a}} \cdot \frac{\text{m}^3}{\text{kW}}\right) - \log\left(p_{\text{Fe b}} \cdot \frac{\text{m}^3}{\text{kW}}\right)}{\log\left(f_{\text{a}} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}\right) - \log\left(f_{\text{b}} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}\right)} \quad (8.7)$$

$$\beta = \frac{\log\left(p_{\text{Fe a}} \cdot \frac{\text{m}^3}{\text{kW}}\right) - \log\left(p_{\text{Fe b}} \cdot \frac{\text{m}^3}{\text{kW}}\right)}{\log\left(\hat{B}_{\text{a}} \cdot \frac{1}{\text{T}}\right) - \log\left(\hat{B}_{\text{b}} \cdot \frac{1}{\text{T}}\right)} \quad (8.8)$$

$$k_{\text{p}} = \frac{p_{\text{Fe a}}}{\left(f_{\text{a}} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}\right)^{\alpha} \cdot \left(\hat{B}_{\text{a}} \cdot \frac{1}{\text{T}}\right)^{\beta}} \quad (8.9)$$

$$\alpha = 1,78 \quad (8.10)$$

$$\beta = 2,88 \quad (8.11)$$

$$k_{\text{p}} = 3,87 \cdot 10^{-5} \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \quad (8.12)$$

Anhand dieser Parameter kann eine Verlustleistung bei sinusförmigen Spannungsverläufen mithilfe der Steinmetzformel (siehe Gleichung 8.13) abgeschätzt werden.

$$P_{\text{Fe (sin)}} = k_{\text{p}} \cdot \left(f \cdot \frac{1}{\text{Hz}}\right)^{\alpha} \cdot \left(\hat{B} \cdot \frac{1}{\text{T}}\right)^{\beta} \cdot V_{\text{Fe}} \quad (8.13)$$

## 8 Verlustleistungen im CCM

Durch die Korrekturrechnung des Formfaktors  $F$  kann nach Gleichung 8.14 die Leistungsberechnung von sinusförmigen Größen auf nicht sinusförmige Größen übertragen werden.

$$P_{\text{Fe}} = F \cdot P_{\text{Fe (sin)}} \quad (8.14)$$

Durch Anwendung der Gleichung 8.15 erhält man bei einer Rechteckspannung einen Formfaktor von  $F = F_{\text{Rect}} \approx 0,81$  [71, Seite 1916].

$$F = \frac{\hat{U}}{|u(t)|} \quad (8.15)$$

Durch Substitution von Gleichung 8.13 in Gleichung 8.14 erhält man Formel 8.16, mit welcher die Verlustleistungen aus Tabelle 8.4 ermittelt worden sind. Zusätzlich zu den absoluten Verlustleistungen  $P_{\text{Fe}}$  sind in Tabelle 8.4 die Verluste in Relation zur Eingangsleistung  $P_{\text{Ein}} = U_{\text{Bat}} \cdot \tilde{I}_L$  zu sehen.

$$P_{\text{Fe}} = k_p \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \cdot V_{\text{Fe}} \cdot 0,81 \quad (8.16)$$

Tabelle 8.4: Berechnete Eisenverlustleistungen im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Fe}} / \text{W}$	0,30	2,24	7,17
$\frac{P_{\text{Fe}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	0,40	1,49	1,79

Abbildung 8.2 zeigt die Eisenverluste, die mithilfe von MATLAB bestimmt wurden.

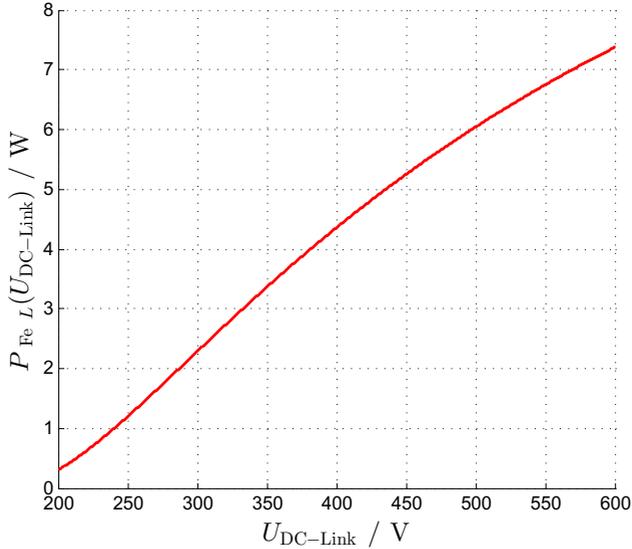


Abbildung 8.2: Eisenverlustleistung der Spule im CCM

Da die Spulenverluste nach der Steinmetzformel [71, S. 1913 bis 1916] von der Flussdichtenänderung  $\hat{\hat{B}}$  im Material (siehe Gleichung 8.13) und nicht von dem DC Wert der Flussdichte  $\bar{B}$  abhängen, verhält sich die Flussdichtenänderung proportional zur DC-Link Spannung. Voraussetzung hierzu ist eine Konstanz der Batteriespannung und Schaltfrequenz. Dies ist im CCM gegeben.

Eine Korrektur durch den DC Anteil des magnetischen Flusses bzw. durch einen von unsymmetrischen Tastgrad ( $a \neq b \neq 0,5$ ), wie er beispielsweise in [41, S. 15] beschrieben ist, ist an dieser Stelle vernachlässigt worden, da keine extrem hohe Aussteuerung des Tastgrads stattfindet.

#### Leitverlustleistung $P_{\text{Leit}L}$

Neben den Eisenverlustleistungen  $P_{\text{Fe}}$  entstehen, wie in Gleichung 8.6 beschrieben, Verlustleistungen in der Wicklung. Die Leitverlustleistungen  $P_{\text{Leit}L}$  können in AC- und DC-Verlustleistungen

## 8 Verlustleistungen im CCM

( $P_{\text{Leit AC}L}$  und  $P_{\text{Leit DC}L}$ ) unterteilt werden. Der Zusammenhang ist in Gleichung 8.17 beschrieben.

$$P_{\text{Leit } L} = P_{\text{Leit DC } L} + P_{\text{Leit AC } L} \quad (8.17)$$

Zur Bestimmung der Verlustleistungen  $P_{\text{Leit DC } L}$  und  $P_{\text{Leit AC } L}$  ist eine Aufteilung des Stroms in AC- und DC-Anteil notwendig, was in Abbildung 8.3 bzw. Gleichung 8.18 darstellt ist:

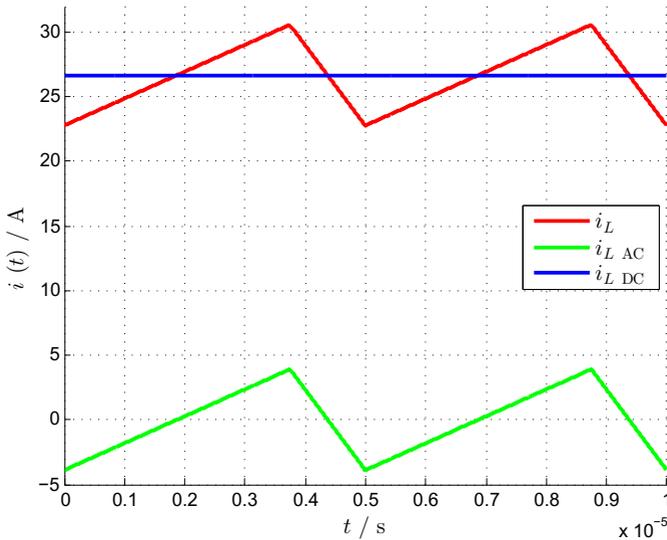


Abbildung 8.3: Aufteilung von  $i_L$  in  $i_{\text{DC}}$  und  $i_{\text{AC}}$

$$i_L(t) = i_{L \text{ AC}}(t) + i_{L \text{ DC}}(t) \quad (8.18)$$

Unter Beachtung der Frequenzabhängigkeit erhöht sich die Impedanz der Spule über der Frequenz wie in Abbildung 8.4 gezeigt, die mithilfe eines Impedanzanalysators [1] aufgenommen worden ist. Die Frequenzabhängigkeit von  $r_L$  ist auf die Stromverdrängung innerhalb des Leiters durch den Skineneffekt zurückzuführen, welcher detaillierter in [71, ab Seite 1889] beschrieben ist. Aufgrund des

planaren Aufbaus der Induktivitäten ist eine vereinfachte Plausibilitätsprobe durch die Eindringtiefe des Stroms nicht möglich. Der Proximityeffekt [71, ab Seite 1893] ist bei der hier beschriebenen Untersuchung vernachlässigt worden. Aufgrund des kleinen Messstroms ( $< 20$  mA [1, Seite 5]) mit dem die Impedanz der Spule ermittelt wurde kann davon ausgegangen werden, dass die Auswirkungen des Proximityeffekts nicht erfasst wurden.

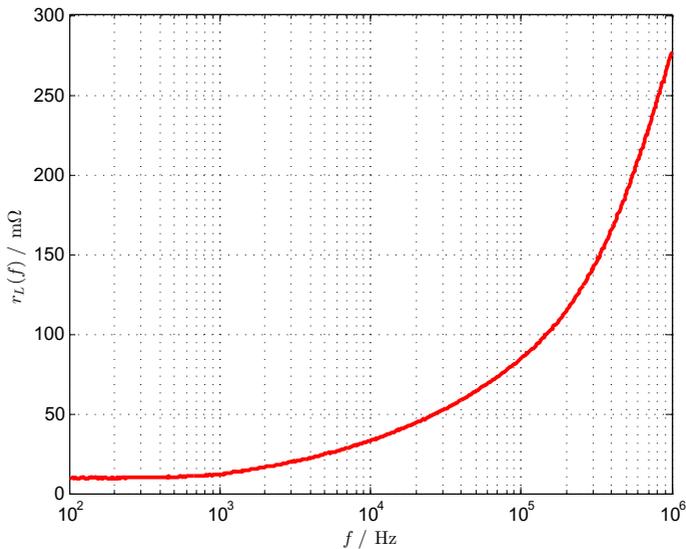


Abbildung 8.4: Frequenzabhängiger, ohmscher Anteil  $R_L$  der Spule

Durch die Aufnahme aus Abbildung 8.4 konnte sowohl der DC-Widerstand  $R_L$  (100 Hz) = 10,2 mΩ als auch der AC-Widerstand  $R_L$  (200 kHz) = 114,5 mΩ ermittelt werden. Mithilfe dieser Werte können mit den Formeln 8.19 bis 8.23 die Leitungsverlustleistungen in der Spule bestimmt werden, die in Tabelle 8.5 dargestellt sind.

$$P_{\text{Leit } L} = P_{\text{Leit DC } L} + P_{\text{Leit AC } L} \quad (8.19)$$

$$P_{\text{Leit DC } L} = I_{L \text{ DC}}^2 \cdot R_{L \text{ DC}} \quad (8.20)$$

## 8 Verlustleistungen im CCM

$$P_{\text{Leit AC } L} = \tilde{I}_{L \text{ AC}}^2 \cdot R_{L \text{ AC}} \quad (8.21)$$

$$P_{\text{Leit AC } L} = \left( \frac{\hat{I}_L}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_{L \text{ AC}} \quad (8.22)$$

$$P_{\text{Leit } L} = \bar{I}_L^2 \cdot R_{L \text{ DC}} + \left( \frac{\hat{I}_L}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_{L \text{ AC}} \quad (8.23)$$

Tabelle 8.5: Berechnete Leitungsverlustleistungen der Spule im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Leit DC } L} / W$	< 1	1	7,2
$\frac{P_{\text{Leit DC } L}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	< 1	1	1,8
$P_{\text{Leit AC } L} / W$	1	2,3	5,2
$\frac{P_{\text{Leit AC } L}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1	1,6	1,3
$P_{\text{Leit } L} / W$	1	3,3	12,5
$\frac{P_{\text{Leit } L}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1,1	2,2	3,1

Wie bereits bei den Eisenverlustleistungen  $P_{\text{FE}}$  sind auch die Kupferverlustleistungen  $P_{\text{Leit DC } L}$  und  $P_{\text{Leit AC } L}$  mithilfe von MATLAB nachgebildet worden, was in Abbildung 8.5 zu sehen ist.

Die DC-Verlustleistung  $P_{\text{Leit DC } L}$  ist abhängig vom mittleren Spulenstrom  $\bar{I}_L$ . Der quadratische Anstieg der Verlustleistung  $P_{\text{Leit DC } L}$  ist durch den quadratischen Einfluss von  $\bar{I}_L$  nach Gleichung 8.20 zu erklären, während der Widerstand  $R_{L \text{ DC}}$  konstant bleibt.  $P_{\text{Leit DC } L}$  zeigt keine Abhängigkeit von der DC-Link Spannung auf was aus Gleichung 8.20 hervorgeht.

Die AC-Verlustleistung  $P_{\text{Leit AC } L}$  ist in Abhängigkeit der Ausgangsspannung  $U_{\text{DC-Link}}$  aufgetragen. Durch die steigende DC-Link Spannung erhöht sich bei konstanter Schaltfrequenz ( $f_{\text{sw}} = 200 \text{ kHz}$ ) der Stromrippel  $\hat{I}_L$  (siehe Gleichung 8.21), was aus den Gleichungen 6.4, 8.1 und 8.2 hervorgeht. Da die AC-Verlustleistung

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

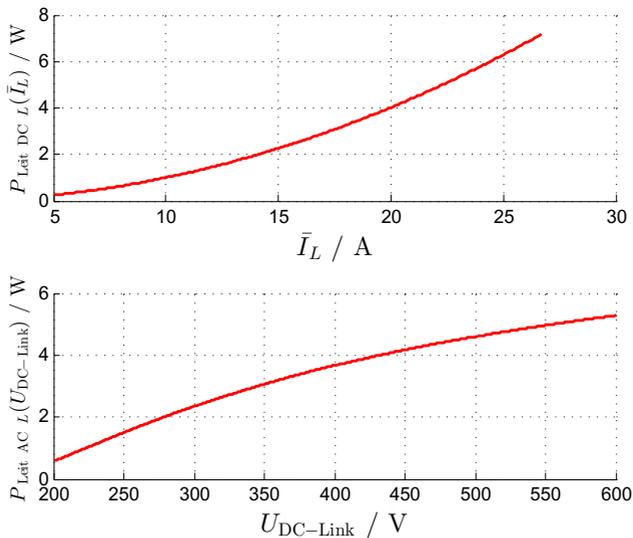


Abbildung 8.5: AC- und DC-Kupferverlustleistungen der Spule im CCM

$P_{\text{Leit AC } L}$  lediglich von der Stromänderung  $\hat{I}_L$  abhängt ist die Verlustleistung vom mittleren Spulenstrom  $\bar{I}_L$  unabhängig.

Summiert man die beiden Verluste  $P_{\text{Leit AC } L}$  und  $P_{\text{Leit DC } L}$ , ergibt sich die Verlustleistung, die in der Wicklung der Spule entsteht. Die Verlustleistungen, die abhängig vom Spulenstrom  $\bar{I}_L$  und von der DC-Link Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$  sind, sieht man in Abbildung 8.6 dargestellt. Wie bereits aus Grafik 8.5 hervorgeht, entstehen die höchsten Verluste bei der maximalen DC-Link Spannung (siehe  $P_{\text{Leit AC } L}$ ) und dem maximalen Laststrom (siehe  $P_{\text{Leit DC } L}$ ). Dies zeigt Abbildung 8.6.

## 8 Verlustleistungen im CCM

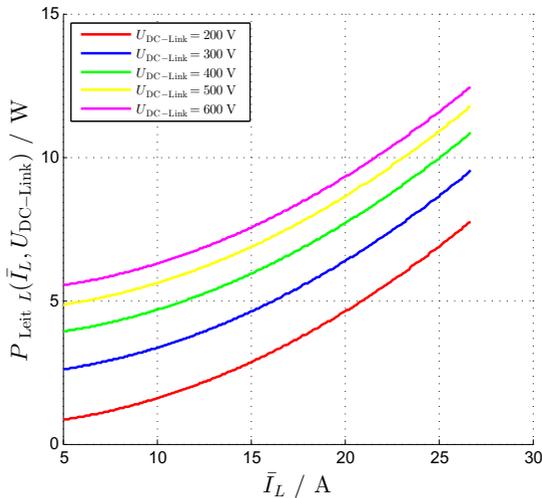


Abbildung 8.6: Gesamtkupferverlustleistungen der Spule im CCM

Aus Summation der Eisen- und Leitungsverlustleistungen ergeben sich die Gesamtverlustleistungen der Spule in Tabelle 8.6. Mathematisch ist dies in Gleichung 8.6 beschrieben.

Tabelle 8.6: Berechnete Spulenverlustleistungen im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_L / \text{W}$	1,5	7,8	26,8
$\frac{P_L}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1,9	5,2	6,7

Die MATLAB-Ergebnisse der Addition der Kupfer- und Eisenverlustleistungen nach Gleichung 8.6 ist in Abbildung 8.7 zu sehen. Wie auch die Kupferverluste sind die Gesamtverluste sowohl abhängig von der DC-Link Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$  als auch von dem mittleren Spulenstrom  $\bar{I}_L$ .

Wie auch in Tabelle 8.6 sind die Gesamtverluste in das Verhältnis zur Eingangsleistung  $P_{\text{Ein}}$  gesetzt worden. Diese relativen Verluste sind in Abbildung 8.8 zu sehen.

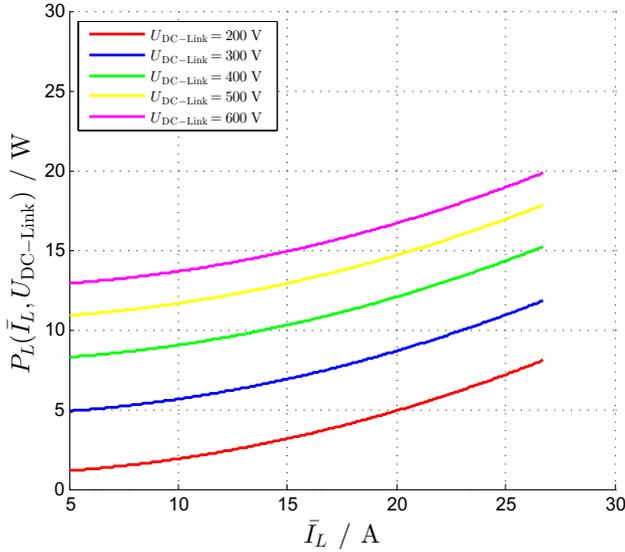


Abbildung 8.7: Gesamtverlustleistung der Spule im CCM

Wie bei der relativen Verlustleistung in Abbildung 8.8 zu sehen ist, fällt die Spulenverlustleistung vor allem bei niedrigem Spulenstrom  $\bar{I}_L$  und hoher DC-Link Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$  ins Gewicht.

Zurückzuführen ist dies durch den Stromrippel  $\hat{\hat{I}}_L$ , welcher durch das hohe Tastverhältnis  $a$  hervorgerufen wird. Der hohe Stromrippel  $\hat{\hat{I}}_L$  erzeugt eine hohe Änderung der Flussdichte  $\hat{\hat{B}}$ . Dies führt zu hohen Eisenverlusten  $P_{\text{Fe}}$  nach Gleichung 8.16, beziehungsweise Abbildung 8.2. Des Weiteren steigen mit dem Stromrippel  $\hat{\hat{I}}_L$  auch die Leitverluste, bedingt durch die erhöhte DC-Link Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$ . Dies geht aus Gleichung 8.22, beziehungsweise dem unteren Graphen der Abbildung 8.5 hervor.

Die Verlustleistungen, aufgeteilt in Eisenverluste  $P_{\text{Fe}}$ , DC Leitverluste  $P_{\text{Leit DC } L}$  und AC Leitverluste  $P_{\text{Leit AC } L}$ , sind in Abbildung 8.9 (für  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ ) und 8.10 (für  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ ) dargestellt.

## 8 Verlustleistungen im CCM

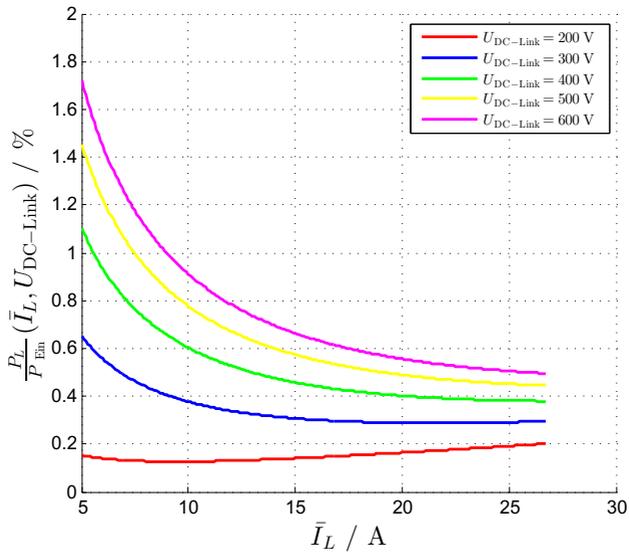


Abbildung 8.8: Relative Verlustleistung der Spule im CCM

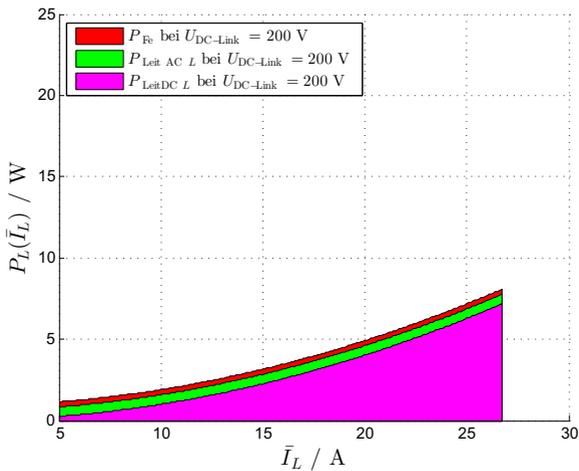


Abbildung 8.9: Anteilige Verluste in der Stellerdrossel bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  im CCM

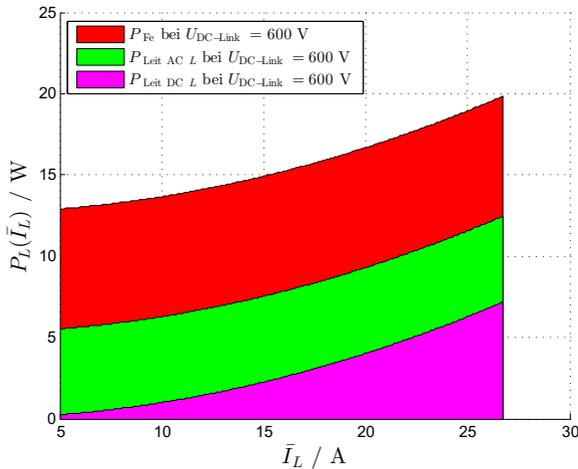


Abbildung 8.10: Anteilige Verluste in der Stellerdrossel bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  im CCM

Aus Abbildungen 8.9 ist gut ersichtlich, dass bei hohen Spulenströme  $\bar{I}_L$  hauptsächlich die DC-Leitverlustleistungen  $P_{\text{Leit DC } L}$  die Verluste in der Drossel verursachen.

In Abbildungen 8.10, sind die anteilig höheren Verlustleistungen  $P_{\text{Leit AC } L}$  und  $P_{\text{Fe}}$  durch den höheren Stromrippel  $\hat{\hat{I}}_L$  bzw. die höhere Flußdichtenänderung  $\hat{\hat{B}}$  zu erklären.

### 8.1.2 DC-Link Kondensatorverlustleistungen

Die Verlustleistung in den Kondensatoren ist maßgeblich vom eingesetzten Kondensatortyp abhängig. In diesem Umrichterkonzept sind die Kondensatoren:

- vier Elektrolytkondensatoren  $470 \mu\text{F}$ ;  $450 \text{ V}$  [7],
- ein Folienkondensator  $10 \mu\text{F}$ ;  $900 \text{ V}$  [13],
- neun Keramikkondensatoren  $150 \text{ nF}$ ;  $1000 \text{ V}$  [8]

zum Einsatz gekommen.

## 8 Verlustleistungen im CCM

Mithilfe einer Impedanzanalyse sind die Kapazitäten ( $C$ ), die parasitären Anteile  $R_{\text{Par.}}$  und  $L_{\text{Par.}}$  der Kondensatoren ermittelt worden. Weitere Details zur Bestimmung von  $C$ ,  $L_{\text{Par.}}$  und  $R_{\text{Par.}}$  sind im Anhang (Kapitel 13.9) zu finden.

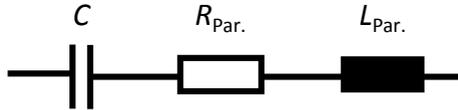


Abbildung 8.11: Ersatzschaltbild der Kondensatoren

Zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit sind zwei Elektrolytkondensatoren in Serie verschaltet worden. Denen wiederum sind zwei in Serie verschalteten Elektrolytkondensatoren parallel geschaltet worden. Die neun Keramikkondensatoren wurden alle parallel geschaltet. Hierdurch ergeben sich die Werte aus den Gleichungen 8.24 bis 8.32. Die Verlustleistungsberechnung bezieht sich im weiteren Verlauf auf die Ersatzelemente  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $L_1$  für die Elektrolytkondensatoren,  $C_2$ ,  $R_2$ ,  $L_2$  für den Folienkondensator und  $C_3$ ,  $R_3$ ,  $L_3$  für die Keramikkondensatoren.

$$C_1 = C_{\text{Elko}} \quad (8.24)$$

$$C_2 = C_{\text{Folien}} \quad (8.25)$$

$$C_3 = 9 \cdot C_{\text{Keramik}} \quad (8.26)$$

$$R_1 = R_{\text{Elko}} \quad (8.27)$$

$$R_2 = R_{\text{Folien}} \quad (8.28)$$

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

$$R_3 = \frac{R_{\text{Keramik}}}{9} \quad (8.29)$$

$$L_1 = L_{\text{Elko}} \quad (8.30)$$

$$L_2 = L_{\text{Folien}} \quad (8.31)$$

$$L_3 = \frac{L_{\text{Keramik}}}{9} \quad (8.32)$$

Das Resultat der Berechnungen aus Kapitel 13.9 ist in Tabelle 8.7 zu sehen. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird die Nomenklatur aus Abbildung 8.12 verwendet.

Tabelle 8.7: Kennwerte der Kondensatoren

$C_{\text{Elko}}$	470 $\mu\text{F}$	$C_1$	470 $\mu\text{F}$
$C_{\text{Folie}}$	20 $\mu\text{F}$	$C_2$	20 $\mu\text{F}$
$C_{\text{Keramik}}$	150 nF	$C_3$	1,35 $\mu\text{F}$
$R_{\text{Elko}}$	112 m $\Omega$	$R_1$	112 m $\Omega$
$R_{\text{Folie}}$	6,8 m $\Omega$	$R_2$	6,8 m $\Omega$
$R_{\text{Keramik}}$	41,4 m $\Omega$	$R_3$	4,6 m $\Omega$
$L_{\text{Elko}}$	170 nH	$L_1$	170 nH
$L_{\text{Folie}}$	37 nH	$L_2$	37 nH
$L_{\text{Keramik}}$	1,7 nH	$L_3$	0,19 nH

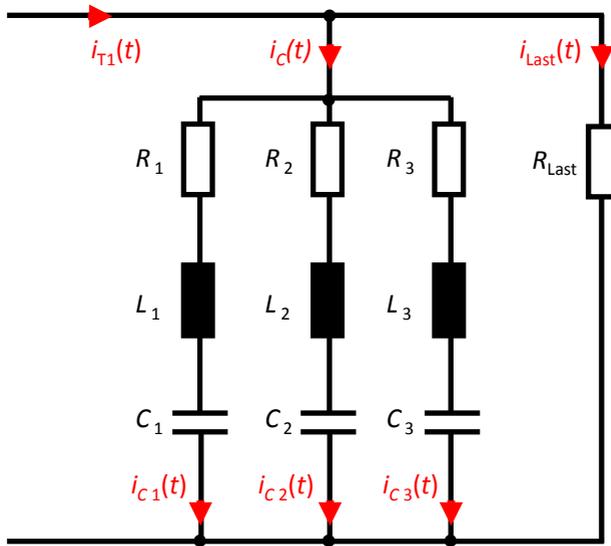


Abbildung 8.12: Ersatzschaltbild des DC-Links

Die Nachladung der Kondensatoren erfolgt während der Leitphase des Transistor T1. Unter Berücksichtigung, dass im eingeschwungenen Zustand der DC-Anteil des Kondensatorstroms Null ist, ergeben sich die exemplarischen Stromverläufe aus Abbildung 8.13.

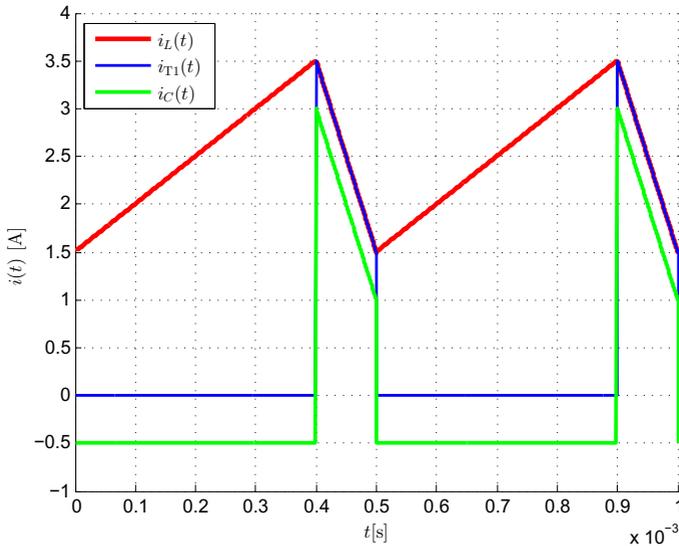


Abbildung 8.13: idealisierter DC-Link-Kondensatorstrom

Mithilfe einer schnellen Fouriertransformation (engl.: fast Fourier transform) (FFT) wurden die Grundschwingungen sowie die ersten 49 Oberschwingungen des Kondensatorstroms  $i_c(t)$  ermittelt. Die Ergebnisse der FFT sind in Kapitel 13.10 zu sehen.

Durch Verwendung der einzelnen Admittanzen mithilfe der komplexen Wechselstromlehre, kann der in Abbildung 8.13 gezeigte Ripplestrom  $I_C$  in die Ströme  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$  und  $I_{C3}$  aufgeteilt werden, wie die Gleichungen 8.33 bis 8.35 beschreiben. Hierbei verursacht der Ripplestrom  $I_C$  die Verlustleistungen  $P_{C_n}$  in den ohmschen Anteilen der Kondensatoren nach Gleichung 8.36. Durch die bereits erwähnte Zerlegung des Kondensatorstroms  $I_{C_n m}$  mit Hilfe der FFT ist die Verlustleistungsberechnung sowohl für die Grundschwingung ( $m = 1$ ) des Stromsignals als auch für die 49 ersten Oberschwingungen ( $m = 2$  bis 50) durchgeführt worden. Die Verlustleistung in den einzelnen Kondensatoren  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  ergibt sich durch Ad-

## 8 Verlustleistungen im CCM

dition der einzelnen Verlustleistungen  $P_{C_{n1}}$  bis  $P_{C_{n50}}$  nach Gleichung 8.37.

$$\underline{I}_{Cn} = \underline{I}_C \cdot \frac{\underline{Y}_{Cn}}{\underline{Y}_{C_{ges}}} \quad (8.33)$$

$$\underline{Y}_{Cn} = \frac{1}{\underline{X}_{Cn}} \quad (8.34)$$

$$\underline{Y}_{C_{ges}} = \underline{Y}_{C1} + \underline{Y}_{C2} + \underline{Y}_{C3} \quad (8.35)$$

$$P_{Cn} = \tilde{I}_{Cn}^2 \cdot R_{Cn} \quad (8.36)$$

$$P_{Cn} = \sum_{m=1}^{50} P_{Cnm} \quad (8.37)$$

Die Verlustleistungen, die während der drei bereits bekannten Lastfälle entstehen, sind in Tabelle 8.8 dargestellt.

Tabelle 8.8: Verlustleistungen der Kondensatoren im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_{C1} / W$	< 0,1	0,2	0,5
$\frac{P_{C1}}{P_{Ein}} / \%$	0,1	0,1	0,1
$P_{C2} / W$	< 0,1	0,3	1,3
$\frac{P_{C2}}{P_{Ein}} / \%$	< 0,1	0,2	0,3
$P_{C3} / W$	< 0,1	0,1	0,5
$\frac{P_{C3}}{P_{Ein}} / \%$	< 0,1	< 0,1	0,1
$P_C / W$	0,1	0,6	2,3
$\frac{P_C}{P_{Ein}} / \%$	0,2	0,4	0,6

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

Wie auch bei den Verlustleistungen in der Stellerdrossel sind die Verlustleistungen in den Kondensatoren mithilfe von MATLAB im Bereich von  $U_{DC-Link} = 200$  V bis 600 V und  $\bar{I}_L = 5$  A bis 26.7 A untersucht worden. Die Berechnungen in MATLAB basieren auf der Berechnungsgrundlage aus Gleichung 8.37 und sind in Abbildung 8.14 bis 8.16 zu sehen.

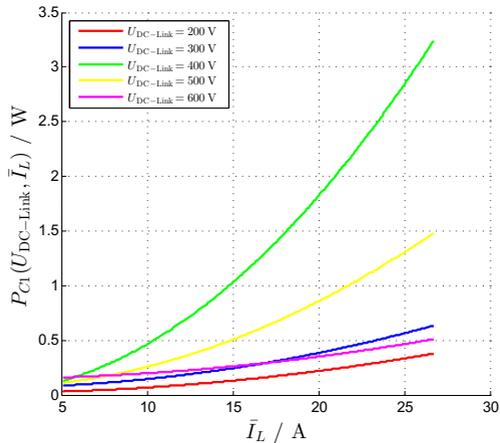


Abbildung 8.14: Verlustleistungen in den Elektrolytkondensatoren

## 8 Verlustleistungen im CCM

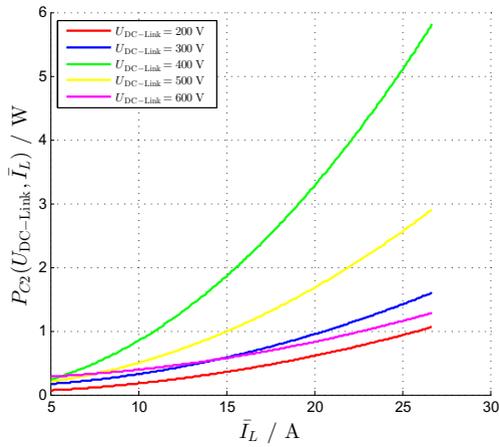


Abbildung 8.15: Verlustleistungen in dem Folienkondensator

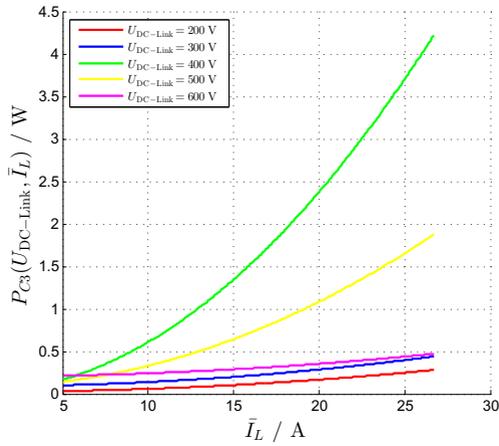


Abbildung 8.16: Verlustleistungen in den Keramikkondensatoren

Es ist zu erkennen, dass bei allen Kondensatoren die höchste Verlustleistung bei  $U_{DC-Link} = 400$  V auftritt. Dies kann auf die Ströme nach der Fourierzerlegung zurückgeführt werden. Dies verdeutlicht Abbildung 8.17, in der die ersten 20 harmonischen Kondensator-

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

ströme für  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ ,  $400 \text{ V}$  und  $600 \text{ V}$  dargestellt sind. Die Ströme beziehen sich auf einen Laststrom von  $I_L = 26,7 \text{ A}$ .

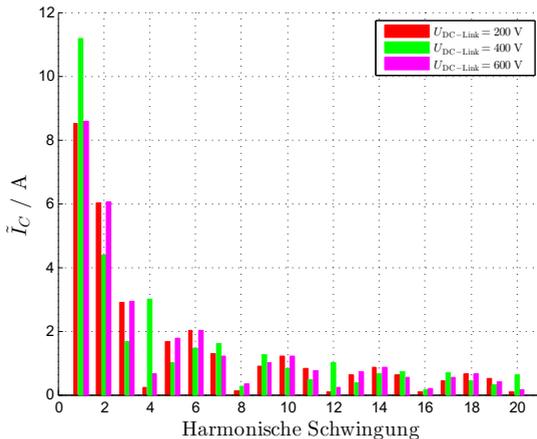


Abbildung 8.17: Verteilung der ersten 20 harmonischen Ströme in den Kondensatoren

Es ist zu erkennen, dass vor allem bei der ersten als auch bei der vierten harmonischen Schwingung deutlich höhere Ströme bei  $U_{\text{DC-Link}} = 400 \text{ V}$  auftreten als bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ . Dies wiederum führt zu höheren Verlustleistungen in den Kondensatoren.

In den beiden Abbildungen 8.18 und 8.19 sind die Kondensatorverlustleistungen in die Verlustleistungen  $P_{C1}$ ,  $P_{C2}$  und  $P_{C3}$  aufgeteilt worden. Wie auch bei den anteiligen Verlustleistungen in der Drossel sind diese bei einer Spannung von  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $600 \text{ V}$  dargestellt.

## 8 Verlustleistungen im CCM

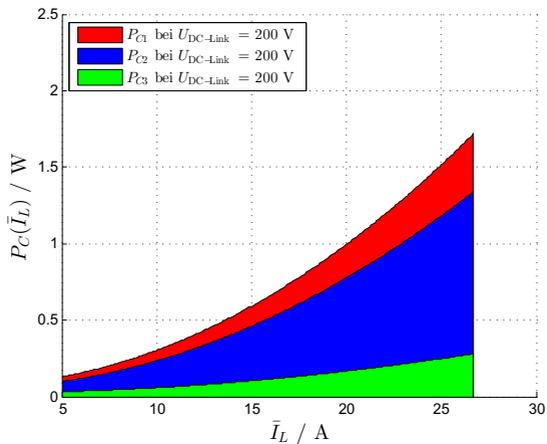


Abbildung 8.18: Anteilige Verluste in den Kondensatoren bei  $U_{DC-Link} = 200$  V

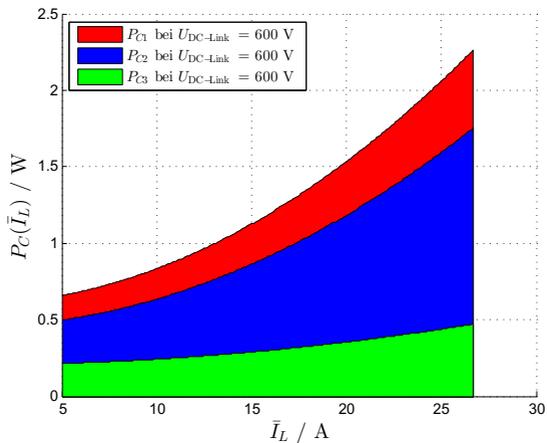


Abbildung 8.19: Anteilige Verluste in den Kondensatoren bei  $U_{DC-Link} = 600$  V

Wie in den beiden Abbildungen 8.18 und 8.19 zu erkennen ist, treten die höchsten Verluste im Folienkondensator auf. Zurückzuführen ist dies auf die Impedanz der Kapazitäten im relevanten Frequenz-

bereich ( $f \geq 200$  kHz). In diesem Frequenzbereich weisen die Elektrolytkondensatoren bereits ein induktives Verhalten auf (siehe Abbildung 13.13) während die Keramikkondensatoren  $C_3$  aufgrund ihrer niedrigen Kapazität nur einen geringeren Teil des Stromes  $I_C$  aufnehmen.

Neben den bisher analysierten anteiligen Verlustleistungen bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200$  V und  $U_{\text{DC-Link}} = 600$  V werden hier zusätzlich die anteiligen Verluste bei  $U_{\text{DC-Link}} = 400$  V dargestellt, da die Verlustleistungen (siehe Abbildung 8.14 bis 8.16) bei dieser Spannung am höchsten sind. Die anteiligen Kondensatorverluste bei  $U_{\text{DC-Link}} = 400$  V sind in Abbildung 8.20 zu sehen.

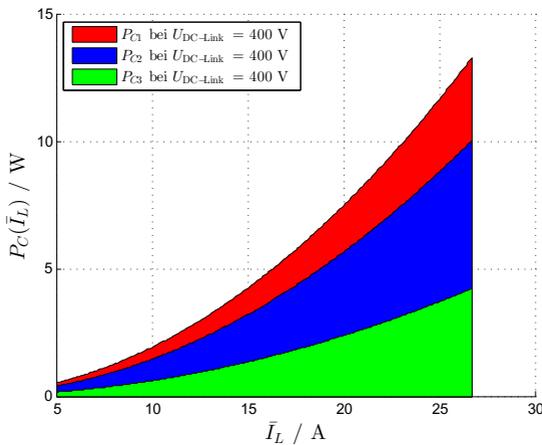


Abbildung 8.20: Anteilige Verluste in den Kondensatoren bei  $U_{\text{DC-Link}} = 400$  V

Durch Addition der Verlustleistungen in  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  ergibt sich die Verlustleistung, die in allen Kapazitäten umgesetzt wird und in Abbildung 8.21 dargestellt ist.

## 8 Verlustleistungen im CCM

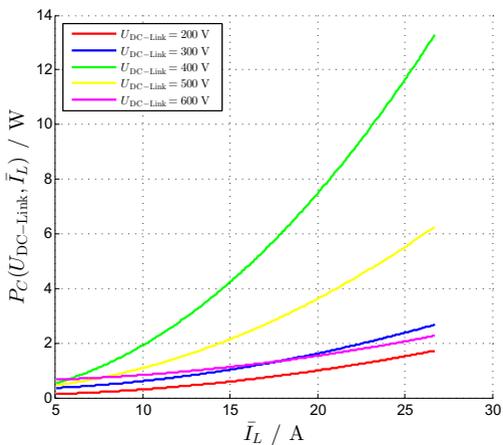


Abbildung 8.21: Gesamtverlustleistung der Kondensatoren im CCM

Wie bereits aus den Einzelverlustleistungen  $P_{C1}$ ,  $P_{C2}$  und  $P_{C3}$  zu erwarten war, wird die höchste Verlustleistung bei einer mittleren Zwischenkreisspannung ( $U_{DC-Link} = 400 \text{ V}$ ) und dem höchsten Spulenstrom erreicht. Bezogen auf die Eingangsleistung  $P_{Ein}$  ergeben sich die relativen Verlustleistungen, die in Abbildung 8.22 zu sehen sind.

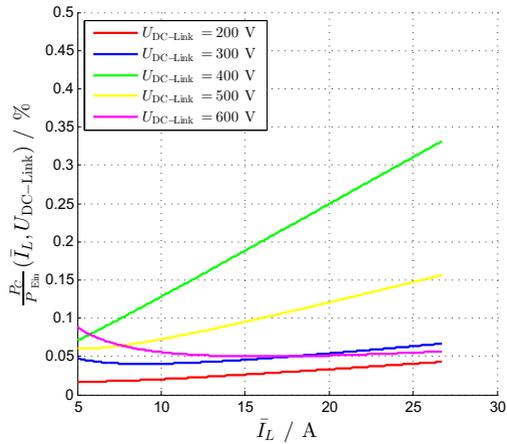


Abbildung 8.22: Relative Verlustleistungen der Kondensatoren im CCM

### 8.1.3 Transistorverlustleistungen

Bei der Berechnung der Transistorverlustleistungen wird zwischen Leit- und Schaltverlustleistungen unterschieden. Beide Verlustleistungsarten treten sowohl im Transistor, als auch in der Freilaufdiode (Bodydiode) auf.

Zur einfacheren Beschreibung der Verlustleistungen sind in Abbildung 8.23 die wesentlichen der Strom- und Spannungszeitverläufe dargestellt. Die Zuordnung der einzelnen Signale kann Abbildung 8.24 entnommen werden.

## 8 Verlustleistungen im CCM

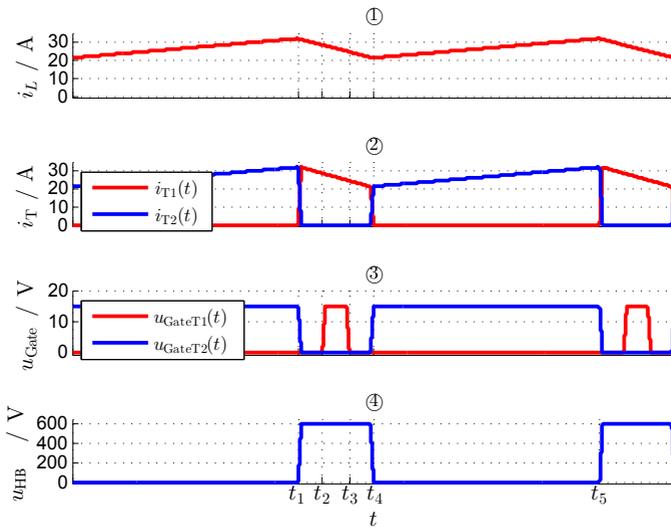


Abbildung 8.23: Strom- und Spannungsverläufe im CCM

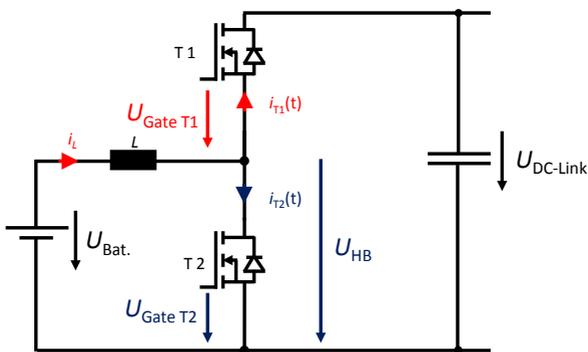


Abbildung 8.24: Signaluordnung des DC/DC-Wandlers

Zum Zeitpunkt  $t_1$ , des Ausschaltvorgangs des unteren Transistors, kommutiert der Strom auf die Freilaufdiode des Transistors T1 (siehe Verlauf ① in Abbildung 8.23). Aufgrund der sehr geringen Einschaltverlustleistung der Dioden wird diese vernachlässigt [14, Seite 276].

$P_{\text{Leit 1 D1}}$  (Zeitraum  $t_1$  bis  $t_2$ )

Sobald die Diode leitet, fällt an dieser die Durchlassspannung  $u_F$  ab. Diese verursacht während der Leitphase (zwischen  $t_1$  und  $t_2$ , sowie zwischen  $t_3$  und  $t_4$ ) Verlustleistungen. Aufgrund der hohen Durchlassspannung der Diode (zwischen 2 V und 6,5 V) wird kurz nach dem Abschalten von Transistor T2 der Transistor T1 angesteuert, was zu geringeren Leitverlustleistungen während des Freilaufs ( $t_1$  bis  $t_4$ ) führt. Die Totzeit  $T_{\text{tot}}$  in diesem Aufbau beträgt 400 ns. Durch Vernachlässigung der Ein- und Ausschaltzeiten der Halbleiter wird davon ausgegangen, dass während der Totzeit der Spulenstrom  $i_L$  komplett von der Diode geführt wird. Ausgehend von einer konstanten Spannung über der Diode und einem konstanten Strom  $I_L$  während des Freilaufs ergibt sich die Gleichung 8.38.

$$P_{\text{Leit 1 D1}} = f_{\text{sw}} \cdot T_{\text{tot}} \cdot U_F \cdot \hat{I}_L \quad (8.38)$$

Die Werte für die Durchlassspannungen der Diode können Diagramm 13.2 entnommen werden, das im Anhang (siehe Kapitel 13.3) zu finden ist.

In Tabelle 8.9 sind die Durchlassspannungen der Diode sowie die durch Gleichung 8.38 bestimmten Verlustleistungen für die drei Lastpunkte aus Tabelle 8.1 aufgeführt.

Tabelle 8.9: Berechnete Leitverlustleistungen von D1 im CCM

Lastfall	I	II	III
$U_F$ / V	2,7	3,0	4,8
$P_{\text{Leit 1 D1}}$ / W	1,2	2,8	9,2
$\frac{P_{\text{Leit 1 D1}}}{P_{\text{Ein}}}$ / ‰	1,6	1,9	2,3

Die Leitverlustleistungen wurden mithilfe der Gleichung 8.38 mit MATLAB nachgebildet. Hierzu wurde die Durchlassspannung der

## 8 Verlustleistungen im CCM

Diode mithilfe eines Polynoms 5. Grades approximiert. Die Ergebnisse dieser Annäherung können Kapitel 13.3 entnommen werden. Die resultierenden Diodenleitverlustleistungen sind in Abbildung 8.25 dargestellt.

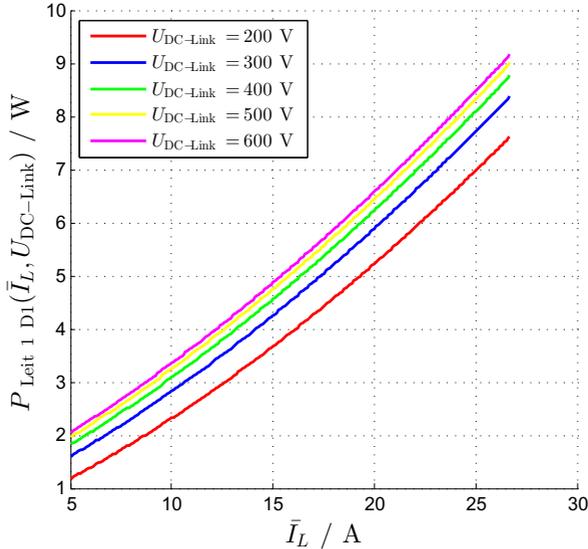


Abbildung 8.25: Diodenleitverlustleistung im Zeitbereich  $t_1$  bis  $t_2$  im CCM

Es ist zu erkennen, dass sich sowohl mit steigendem Spulenstrom  $\bar{I}_L$  als auch mit steigender Zwischenkreisspannung  $U_{\text{DC-Link}}$  die Verlustleistung erhöht. Durch die Erhöhung des Spulenstroms  $\bar{I}_L$ , erhöht sich nicht nur der Spitzenwert des Stroms  $\hat{I}_L$ , sondern auch die Vorwärtsspannung der Diode (Vergleich Abbildung 13.3), was einen direkten Einfluss auf die Verlustleistung nach Gleichung 8.38 hat. Der Einfluss der Zwischenkreisspannung  $U_{\text{DC-Link}}$  auf die Verlustleistung  $P_{\text{Leit 1 D1}}$  wird durch Gleichung 8.39 ersichtlich, die sich aus den Gleichungen 6.4, 8.1, 8.2 und 8.3 ableiten lässt. Zur besseren Übersicht sind die Gleichungen hier erneut aufgeführt.

$$\hat{I}_L = \bar{I}_L + \frac{\hat{I}_L}{2} \quad (8.3)$$

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

$$\hat{I}_L = b \cdot \frac{U_{\text{Bat.}}}{f_{\text{sw}} \cdot L} \quad (8.2)$$

$$b = 1 - a \quad (8.1)$$

$$a = \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \quad (6.4)$$

$$\hat{I}_L = \bar{I}_L + \frac{U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \cdot \frac{U_{\text{Bat.}}}{2 \cdot f_{\text{sw}} \cdot L} \quad (8.39)$$

Der Term  $\frac{U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}}$  variiert zwischen 0,25 (für  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und 0,75 (für  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ ). Somit erhöht sich mit steigender Zwischenkreisspannung der Wechselanteil des Spulenstroms  $\hat{I}_L$ , was nach Gleichung 8.38 zu höheren Verlustleistungen führt.

$P_{\text{Leit T1}}$  (Zeitraum  $t_2$  bis  $t_3$ )

Nach der Totzeit führt Transistor T1 den Spulenstrom. Da der Strom  $i_L$  zuvor von der Freilaufdiode D1 geleitet wurde, schaltet T1 weich ein. Deswegen entstehen keine nennenswerten Einschaltverlustleistungen im Transistor T1 zum Zeitpunkt  $t_2$ .

Jedoch entstehen Leitverlustleistungen im Transistor T1, welche in Formel 8.40 beschrieben sind. Dies geschieht im Zeitraum  $t_2$  bis  $t_3$ .

$$P_{\text{Leit T1}} = \left( a - 2 \cdot \frac{T_{\text{tot}}}{T} \right) \cdot \tilde{I}_{L \text{ T1}}^2 \cdot R_{\text{DS on}} \quad (8.40)$$

Der effektive Strom, mit dem der Transistor in diesem Zeitbereich belastet wird, lässt sich durch Gleichung 8.41 beschreiben. Die Stromwerte sind in Tabelle 8.10 aufgeführt.

$$\tilde{I}_{L \text{ T1}} = \sqrt{\bar{I}_L^2 + \left( \frac{\left( \frac{a}{f_{\text{sw}}} - 2 \cdot T_{\text{Tot}} \right) \cdot (U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}})}{\sqrt{3} \cdot L} \right)^2} \quad (8.41)$$

## 8 Verlustleistungen im CCM

Tabelle 8.10: Berechnete Leitverlustleistungen von T1 im CCM

Lastfall	I	II	III
$\tilde{I}_{L\ T1} / \text{A}$	5,3	10,5	26,8
$P_{\text{Leit T1}} / \text{W}$	0,8	2,1	5,0
$\frac{P_{\text{Leit T1}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1,1	1,4	1,2

Abbildung 8.26 zeigt die Verlustleistungen, die mithilfe von MATLAB ermittelt wurden.

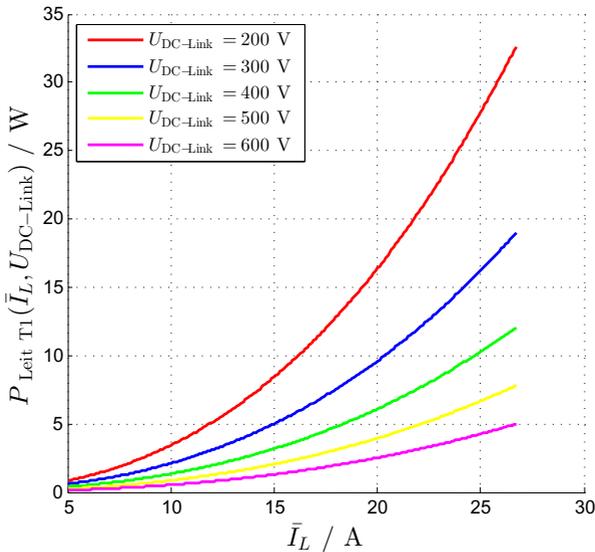


Abbildung 8.26: Leitverlustleistungen des Transistors T1 im CCM im Zeitbereich  $t_2$  bis  $t_3$

Neben dem  $R_{\text{DS on}}$  berechnet sich die Leitverlustleistung  $P_{\text{Leit T1}}$  durch den Effektivstrom  $\tilde{I}_{L\ T1}$  des Transistors T1 (siehe Gleichung 8.40). Dieser Wert hängt hauptsächlich von  $\tilde{I}_L$  ab und wirkt sich quadratisch auf die Leitverlustleistung aus. Diesen quadratischen Einfluss spiegelt auch Abbildung 8.26 wider.

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

Die Einschaltdauer des Transistors T1 wird neben dem Strom  $\bar{I}_L$  durch die Zwischenkreisspannung beeinflusst. Dies geht aus dem Term  $a - 2 \cdot \frac{T_{\text{Tot}}}{T}$  der Gleichung 8.40 hervor. Nach Gleichung 6.4 sinkt der Tastgrad mit steigender Zwischenkreisspannung, was zu sinkenden Verlustleistungen führt. Verdeutlicht wird dieser Effekt durch Abbildung 8.27. Die Abbildung zeigt die Einschaltzeit des Transistors T1 ( $t_3 - t_2$ ) unter Beachtung der Totzeit  $T_{\text{Tot}}$ .

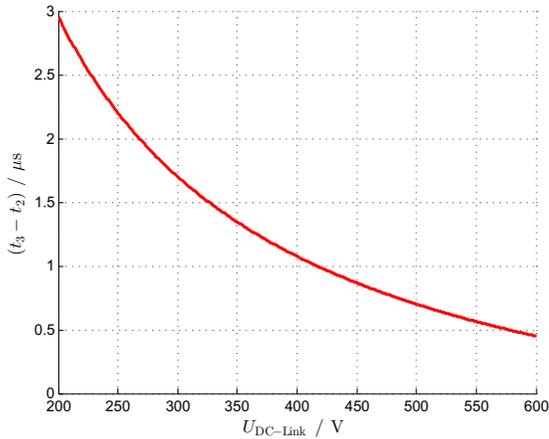


Abbildung 8.27: Leitdauer des Transistors T1 im CCM ( $t_3 - t_2$ )

### $P_{\text{Leit 2 D1}}$ (Zeitraum $t_3$ bis $t_4$ )

Nach dem Abschalten von T1 kommutiert der Spulenstrom  $i_L$  zum Zeitpunkt  $t_3$  wieder zurück auf die Freilaufdiode D1. Die hierbei entstehenden Verlustleistungen sind vernachlässigbar.

Der Strom, der im Zeitraum  $t_3$  bis  $t_4$  fließt, verursacht ähnlich wie im Zeitbereich  $t_1$  bis  $t_2$  Leitverlustleistung ( $P_{\text{Leit 2 D1}}$ ) in D1. Diese Verlustleistungen lassen sich durch Gleichung 8.42 beschreiben.

In Tabelle 8.11 sind die Verlustleistungen  $P_{\text{Leit 2 D1}}$  für die drei beschriebenen Arbeitspunkte aufgeführt. Die Durchlassspannung der Freilaufdiode  $U_F$  kann aus Abbildung 13.2 entnommen werden, der dazugehörige Strom  $\check{I}_L$  ist in Tabelle 8.2 ersichtlich. Wie auch bei der Berechnung der Verlustleistung  $P_{\text{Leit 1 D1}}$  ist ein konstanter Strom  $\check{I}_L$  im Zeitbereich  $t_3$  bis  $t_4$  angenommen worden.

## 8 Verlustleistungen im CCM

$$P_{\text{Leit 2 D1}} = f_{\text{sw}} \cdot T_{\text{tot}} \cdot U_{\text{F}} \cdot \check{I}_{\text{L}} \quad (8.42)$$

Tabelle 8.11: Berechnete Leitverlustleistungen von D1 im CCM

Lastfall	I	II	III
$U_{\text{F}} / \text{V}$	2,2	2,6	3,9
$P_{\text{Leit 2 D1}} / \text{W}$	0,5	1	4,9
$\frac{P_{\text{Leit 2 D1}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	0,6	0,7	1,2

Abbildung 8.28 zeigt die in MATLAB berechnete Verlustleistung  $P_{\text{Leit 2 D1}}$ .

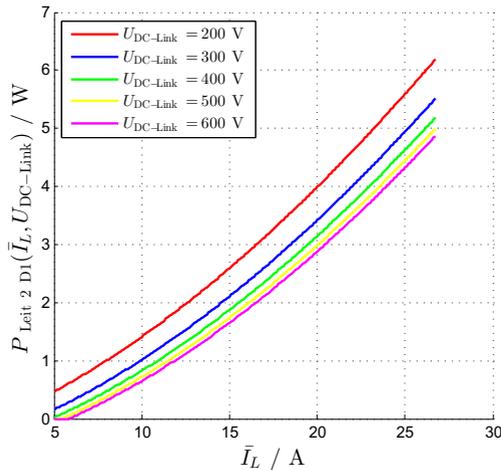


Abbildung 8.28: Diodenleitverlustleistung im Zeitbereich  $t_3$  bis  $t_4$  im CCM

Im Gegensatz zu der Verlustleistung  $P_{\text{Leit 1 D1}}$  sinkt die Verlustleistung im Zeitbereich  $t_3$  bis  $t_4$  mit steigender DC-Link Spannung. Dies liegt an dem mit der DC-Link Spannung steigenden Stromrippel  $\hat{I}_L$ . Durch den steigenden Stromrippel  $\hat{I}_L$  entsteht, im Vergleich zum Zeitpunkt  $t_1$ , ein geringerer Strom  $\check{I}_L$  im Zeitpunkt  $t_4$ . Dies zeigt Gleichung 8.43, welche sich (analog zu Gleichung 8.42) aus

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

den Gleichungen 6.4, 8.1, 8.2 und 8.4 herleiten lässt. Auch hier sind zur besseren Übersicht die Gleichungen noch einmal aufgeführt.

$$\check{I}_L = \bar{I}_L - \frac{U_{\text{Bat}}}{2 \cdot f_{\text{sw}} \cdot L} \cdot \frac{U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat}}}{U_{\text{DC-Link}}} \quad (8.43)$$

$$a = \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \quad (6.4)$$

$$b = 1 - a \quad (8.1)$$

$$\hat{I}_L = b \cdot \frac{U_{\text{Bat.}}}{f_{\text{sw}} \cdot L} \quad (8.2)$$

$$\check{I}_L = \bar{I}_L - \frac{\hat{I}_L}{2} \quad (8.4)$$

$P_{\text{RR}}$  (Zeitpunkt  $t_4$ )

Durch das Zuschalten von T2 kommutiert der Strom  $I_L$  von der Diode D1 auf den Transistor T2, wodurch eine Reverse Recovery Verlustleistung  $P_{\text{RR}}$  auftritt. Die Schaltverluste sind mithilfe des Werkzeugs LT-Spice bestimmt worden. Die Leistungshalbleiter sind durch Datensätze parametrisiert worden, die von der Firma Cree zur Verfügung gestellt worden sind [2].

Die Vorgehensweise zur Ermittlung der Schaltverluste ist im Anhang (siehe Kapitel 13.4) zu finden. Die Gleichung zur Ermittlung der Reverse Recovery Verlustenergie  $E_{\text{RR}}$  ist zur besseren Übersicht hier noch einmal aufgeführt. Ein direkter Vergleich der Schaltenergien aus dem Datenblatt mit den Simulierten werden ist aufgrund unterschiedlich gewählter Parameter (Schaltspannungen  $U_{\text{GS}}$ , Chip-temperaturen  $T_J$ , Gatevorwiderstände  $R_{\text{Gate}}$ ) nicht möglich.

$$E_{\text{RR}} = (a_{1 \text{ RR}} \cdot U_{\text{DC-Link}}^2 + a_{2 \text{ RR}} \cdot U_{\text{DC-Link}} + a_{3 \text{ RR}}) \cdot (b_{1 \text{ RR}} \cdot \check{I}_L^2 + b_{2 \text{ RR}} \cdot \check{I}_L + b_{3 \text{ RR}}) \quad (13.6)$$

## 8 Verlustleistungen im CCM

Durch die konstante Schaltfrequenz  $f_{sw}$  im CCM kann aus Gleichung 13.6 Gleichung 8.44 abgeleitet werden.

$$P_{RR} = E_{RR} \cdot f_{sw} \quad (8.44)$$

Mithilfe der Koeffizienten aus Tabelle 13.9 ergeben sich für die drei bekannten Lastfälle die Verlustleistungen in Tabelle 8.12.

Tabelle 8.12: Berechnete Reverse Recovery Verlustleistungen von D1 im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_{RR} / \text{W}$	2,3	3,3	9,3
$\frac{P_{RR}}{P_{Ein}} / \%$	3,1	2,2	2,3

Die in MATLAB bestimmte Reverse Recovery Verlustleistung für  $P_{RR}$  ist in Abbildung 8.29 zu sehen.

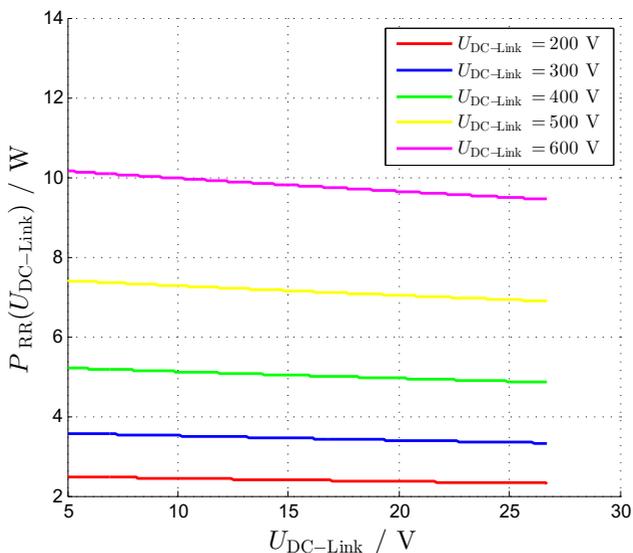


Abbildung 8.29: Reverse Recovery Verlustleistung von D1 im CCM

Zur qualitativen Diskussion der Ergebnisse kann Gleichung 8.45 [54] genutzt werden.

$$P_{RR} \approx \frac{1}{2} \left( Q_{rr} - \frac{I_{rrm}^2}{2 \cdot \frac{di_{\check{r}}}{dt}} \right) \cdot U_{DC-Link} \cdot f_{sw} \quad (8.45)$$

Gleichung 8.45 zeigt eine Proportionalität zwischen  $P_{RR}$  und der Zwischenkreisspannung. Demnach steigen die Reverse Recovery Verluste konstant mit der Zwischenkreisspannung, wie auch Abbildung 8.29 zeigt. Die Reverse Recovery Verlustleistung ist weitgehend unabhängig vom Laststrom  $\bar{I}_L$ . Dies geht sowohl aus Gleichung 8.45, als auch aus Abbildung 8.29 hervor.

$P_{Ein T2}$  (Zeitpunkt  $t_4$ )

Zum Zeitpunkt  $t_4$  tritt eine Einschaltverlustleistung  $P_{Ein T2}$  im unteren Leistungshalbleiter T2 auf. Zur Ermittlung dieser Verlustleistung wurde ebenfalls das LT-Spice Modell verwendet.

Wie auch bei der Reverse Recovery Verlustenergie ist die Vorgehensweise zur Ermittlung der Einschaltverlustenergie im Anhang (siehe Kapitel 13.4) zu finden.

Die Gleichung zur Ermittlung der Einschaltverluste von T2  $E_{Ein T2}$  ist zur besseren Übersicht hier noch einmal aufgeführt.

$$E_{Ein T2} = (a_{1 \text{ on}} \cdot U_{DC-Link}^2 + a_{2 \text{ on}} \cdot U_{DC-Link} + a_{3 \text{ on}}) \cdot (+b_{1 \text{ on}} \cdot \check{I}_L^2 + b_{2 \text{ on}} \cdot \check{I}_L + b_{3 \text{ on}}) \quad (13.5)$$

Durch die konstante Schaltfrequenz im CCM kann aus Gleichung 13.5 die Schaltverlustleistung  $P_{Ein T2}$  abgeleitet werden, welche in Gleichung 8.46 zu sehen ist und proportional zur Einschaltenergie  $E_{Ein T2}$  ist.

$$P_{Ein T2} = E_{Ein T2} \cdot f_{sw} \quad (8.46)$$

Mithilfe der Koeffizienten aus Tabelle 13.9 ergeben sich für die drei bekannten Lastfälle die Verlustleistungen in Tabelle 8.13.

## 8 Verlustleistungen im CCM

Tabelle 8.13: Berechnete Einschaltverlustleistungen von T2 im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Ein T2}} / \text{W}$	2,9	5,8	21,3
$\frac{P_{\text{Ein T2}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	3,9	3,9	5,3

Die in MATLAB bestimmte Verlustleistung  $P_{\text{Ein T2}}$  ist in Abbildung 8.30 zu sehen.

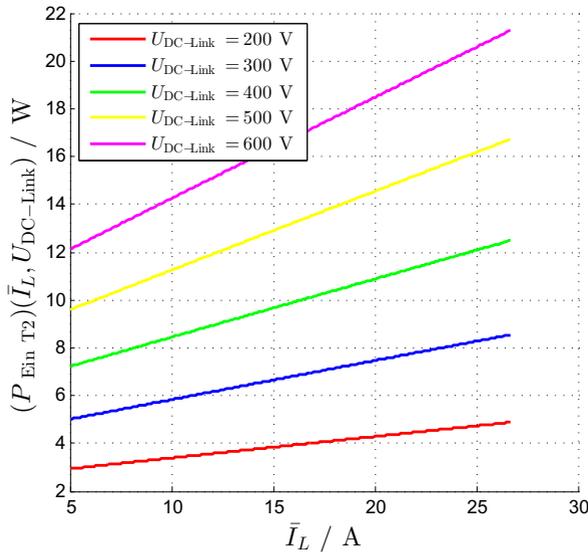


Abbildung 8.30: Einschaltverlustleistungen von T2 im CCM

$P_{\text{Leit T2}}$  (Zeitraum  $t_4$  bis  $t_5$ )

Direkt nach dem Einschalten des Transistors T2 (Zeitpunkt  $t_4$ ) leitet dieser den Spulenstrom  $I_L$  bis zum Zeitpunkt  $t_5$ . Innerhalb dieser Zeit entsteht eine Leitverlustleistung, die in Gleichung 8.47 beschrieben ist.

$$P_{\text{Leit T2}} = b \cdot \bar{I}_L^2 \cdot R_{\text{DS on}} \quad (8.47)$$

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

In den Lastpunkten I bis III ergeben sich die in Tabelle 8.14 gezeigten Verlustleistungen.

Tabelle 8.14: Berechnete Leitverlustleistungen von T2 im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Leit T2}} / \text{W}$	0,4	3,5	44,5
$\frac{P_{\text{T2 Leit}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	0,5	2,3	11,1

Abbildung 8.31 zeigt ergänzend zu Tabelle 8.14 die Leitverlustleistung  $P_{\text{Leit T2}}$  über den gesamten Lastbereich.

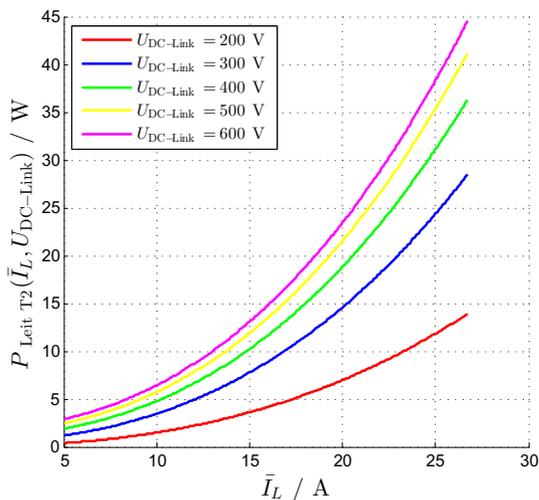


Abbildung 8.31: Leitverlustleistung von T2 im CCM

Wie in Gleichung 8.47 zu erkennen ist, steigen mit dem Laststrom auch die Leitverlustleistungen in T2. Der Anstieg der Verlustleistung über die DC-Link Spannung ergibt sich durch die steigende Leitphase ( $t_5 - t_4$ ) des Transistors T2, welche Gleichung 8.1 widerspiegelt.

## 8 Verlustleistungen im CCM

$P_{\text{Aus T2}}$  (Zeitpunkt  $t_5$ )

Zum Zeitpunkt  $t_5$  entsteht die Abschaltverlustleistung  $P_{\text{Aus T2}}$  im unteren Halbleiter.

Analog zu der Einschaltverlustleistung  $P_{\text{Ein T2}}$  und der Reverse Recovery Verlustleistung  $P_{\text{RR}}$ , wird hier Gleichung 13.7 verwendet, die sich auf die Simulationsergebnisse aus Kapitel 13.4 stützt. Mithilfe dieser Gleichung, die hier nochmals aufgeführt ist, ergibt sich Gleichung 8.48, mit welcher sowohl die Werte aus Tabelle 8.15 als auch die Werte aus Abbildung 8.32 bestimmt werden können.

$$E_{\text{Aus}} = (a_{1 \text{ off}} \cdot U_{\text{DC-Link}}^2 + a_{2 \text{ off}} \cdot U_{\text{DC-Link}} + a_{3 \text{ off}}) \cdot (b_{1 \text{ off}} \cdot \hat{I}_L^2 + b_{2 \text{ off}} \cdot \hat{I}_L + b_{3 \text{ off}}) \quad (13.7)$$

$$P_{\text{Aus T2}} = E_{\text{Aus}} \cdot f_{\text{sw}} \quad (8.48)$$

Tabelle 8.15: Berechnete Ausschaltverlustleistungen von T2 im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Aus T2}} / \text{W}$	1,1	2,1	9,2
$\frac{P_{\text{Aus T2}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1,4	1,4	2,3

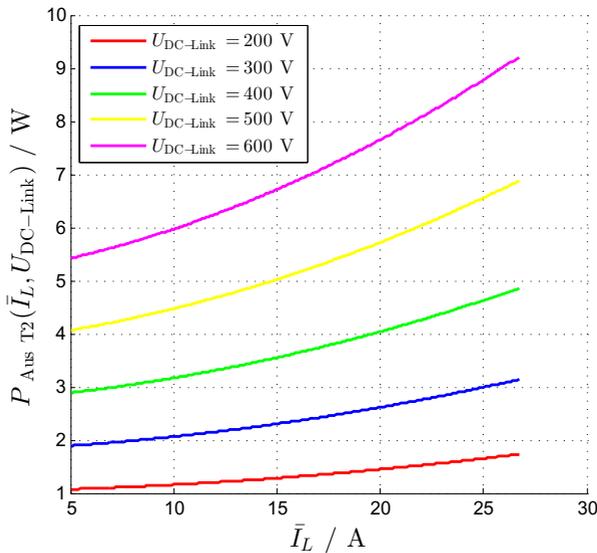


Abbildung 8.32: Ausschaltverlustleistungen von T2 im CCM

Gesamtverluste in den Transistoren

Die Gesamtverlustleistungen der beiden Halbleiter sind in Tabelle 8.16 aufgeführt. Zur Bestimmung dieser Verlustleistungen sind die Gleichungen 8.49 bis 8.51 verwendet worden.

$$P_{T1} = P_{\text{Leit } 1 \text{ D1}} + P_{\text{Leit } T1} + P_{\text{Leit } 2 \text{ D1}} + P_{\text{RR}} \quad (8.49)$$

$$P_{T2} = P_{\text{Ein } T2} + P_{\text{Leit } T2} + P_{\text{Aus } T2} \quad (8.50)$$

$$P_{T1, T2} = P_{T1} + P_{T2} \quad (8.51)$$

Neben den bereits in Tabelle 8.16 aufgeführten Arbeitspunkten ergeben sich durch die in MATLAB berechneten Arbeitspunkte, die Abbildungen 8.33 bis 8.40 für die Gesamtverlustleistungen sowie die relativen Verlustleistungen der Transistoren.

## 8 Verlustleistungen im CCM

Tabelle 8.16: Transistorverlustleistungen im CCM

Lastfall	I	II	III
Verluste in T1:			
$P_{T1} / \text{W}$	5	9,5	28,5
$\frac{P_{T1}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	6,6	6,3	7,1
Verluste in T2:			
$P_{T2} / \text{W}$	4,4	11,4	75
$\frac{P_{T2}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	5,9	7,6	18,7
<b>Verlustleistungen in T1 und T2:</b>			
$P_{T1, T2} / \text{W}$	<b>9,4</b>	<b>20,8</b>	<b>103</b>
$\frac{P_{T1, T2}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	<b>12,5</b>	<b>13,9</b>	<b>25,8</b>

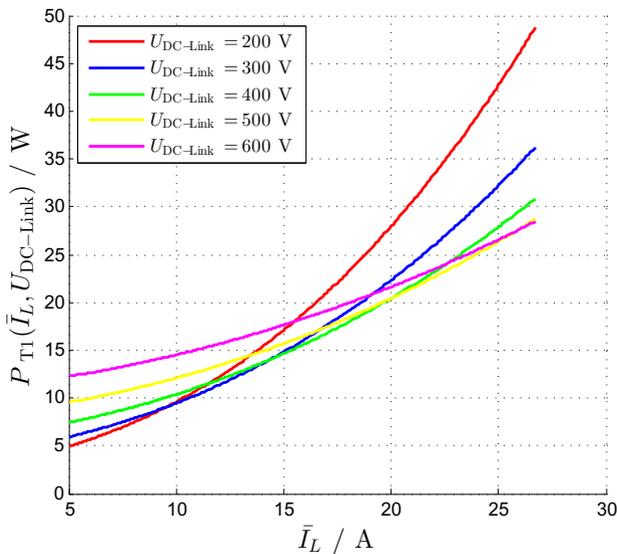


Abbildung 8.33: Gesamtverlustleistungen des Transistors T1 im CCM

## 8.1 Verlustleistungsberechnungen

Wie zu erkennen ist, entsteht die höchste Verlustleistung beim maximalen Spulenstrom ( $\bar{I}_L = 26,6 \text{ A}$ ) und bei minimaler Zwischenkreisspannung ( $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ ). Die Verlustleistungen werden dabei hauptsächlich bestimmt durch die Leitverlustleistung  $P_{\text{Leit T1}}$ , da bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  die längste Leitphase entsteht, wie Abbildung 8.27 gut widerspiegelt. Die Schnittpunkte der Verlustkennlinien der einzelnen Spannungen können auf die quadratisch steigende Verluste durch das ohmsche Verhalten der Drain/Source-Strecke zurückgeführt werden.

Mit einer Verlustleistung von  $P_{\text{T1}} = 48,73 \text{ W}$  bzw.  $24,37,2 \text{ W}$  je Transistor liegt der Halbleiter durch ein geeignetes Kühlkonzept im sicheren Betriebsbereich (siehe [3, Seite 6, Fig. 20]).

Zur Verdeutlichung der einzelnen Anteile der Verlustleistungen im Transistor T1 zeigen Abbildung 8.34 und 8.35 Verlustleistungen bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $600 \text{ V}$  über den Spulenstrom  $\bar{I}_L$ .

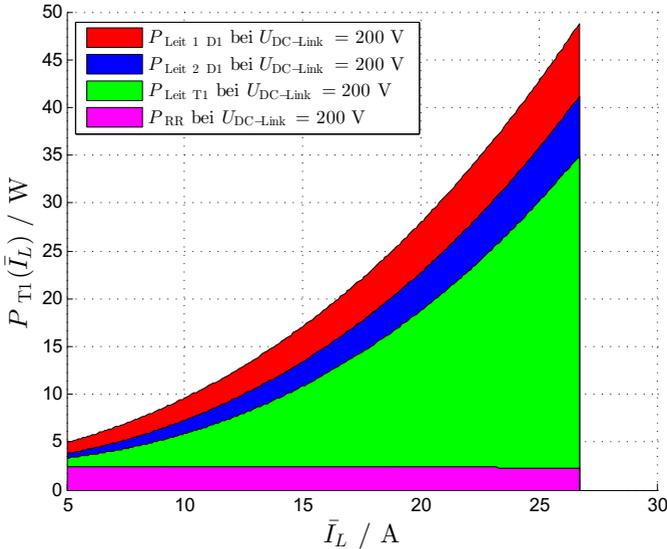


Abbildung 8.34: Anteilige Verluste im Transistor T1 bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  im CCM

## 8 Verlustleistungen im CCM

Abbildung 8.34 zeigt, dass vor allem für hohe Spulenströme die Leitverlustleistung im Transistor  $P_{\text{Leit T1}}$  die Verlustleistung im Transistor T1 dominiert. Die Reverse Recovery Verlustleistung spielt bei der niedrigen Zwischenkreisspannung von  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  eine untergeordnete Rolle, ebenso wie die Leitverlustleistungen ( $P_{\text{Leit 1 D1}}$  und  $P_{\text{Leit 2 D1}}$ ) in der Diode D1.

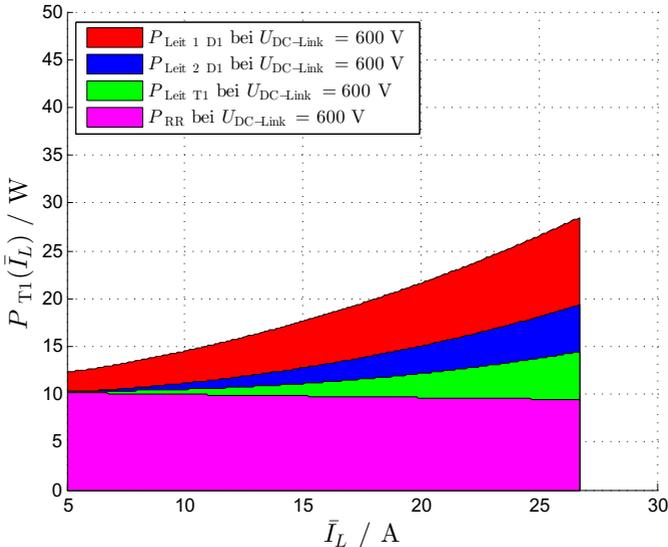


Abbildung 8.35: Anteilige Verluste im Transistor T1 bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  im CCM

Im Gegensatz zur niedrigen Zwischenkreisspannung ist die Reverse Recovery Verlustleistung bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  in Abbildung 8.35 deutlich höher. Durch den höheren Tastgrad und die damit reduzierte Einschaltdauer von T1 bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  fallen die Leitverluste  $P_{\text{Leit T1}}$  wesentlich niedriger aus.

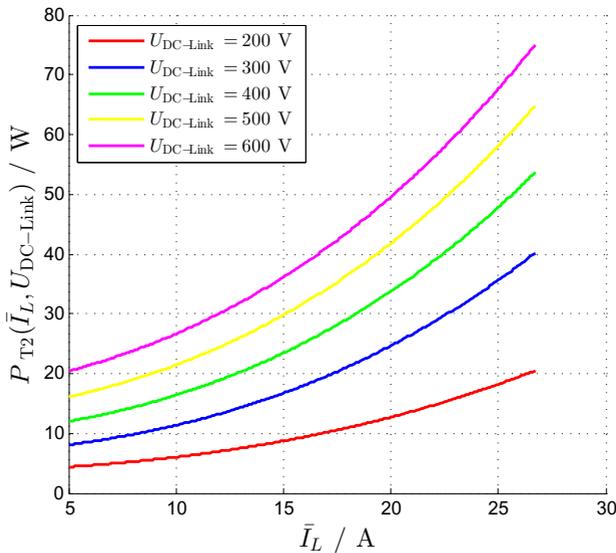


Abbildung 8.36: Verlustleistungen von T2 im CCM

Anders als bei den Verlusten im oberen Halbleiter  $P_{T1}$  entstehen die höchsten Verlustleistungen beim unteren Leistungshalbleiter  $P_{T2}$  bei der höchsten Zwischenkreisspannung ( $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ ). Das absolute Maximum der Verluste in T2 ist bei einem Spulenstrom von ( $\bar{I}_L = 26,6 \text{ A}$ ) zu sehen.

Wie Transistor T1 liegt auch T2 bei geeignetem Kühlkonzept im sicheren Betriebsbereich (siehe [3, Seite 6, Fig. 20]).

Analog zu den anteiligen Verlustleistungen von Transistor T1 in Abbildung 8.34 und 8.35 veranschaulichen die Abbildungen 8.37 und 8.38 die anteiligen Verlustleistungen für Transistor T2 - ebenfalls bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $600 \text{ V}$  und gleicher Skalierung.

## 8 Verlustleistungen im CCM

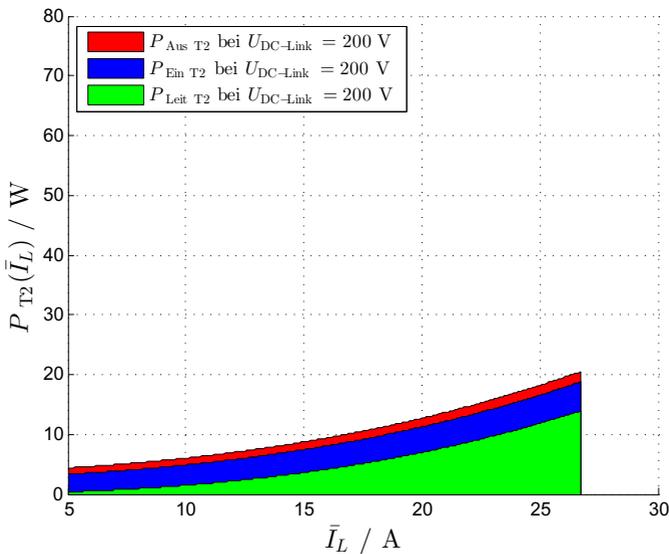


Abbildung 8.37: Anteilige Verluste im Transistor T2 bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  im CCM

Abbildung 8.37 verdeutlicht, dass die Gesamtverlustleistungen in T2 bei niedrigen Zwischenkreisspannungen hauptsächlich durch die Ein- und Ausschaltverlustleistungen  $P_{\text{Ein T2}}$  und  $P_{\text{Aus T2}}$  hervorgerufen werden und - durch die kurze Leitphase von T2 - die Leitverlustleistungen  $P_{\text{Leit T2}}$  eine anteilig untergeordnete Rolle spielen (siehe Gleichung 8.47).

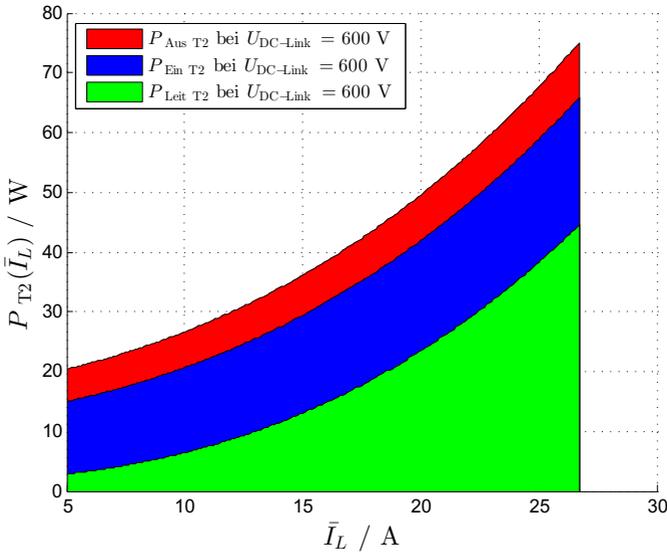


Abbildung 8.38: Anteilige Verluste im Transistor T2 bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  im CCM

Wie auch in Abbildung 8.37 zeigen die anteiligen Verluste bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  in Abbildung 8.38, dass die Gesamtverlustleistungen in T2 durch die Ein- und Ausschaltverlustleistungen ( $P_{\text{Ein T2}}$  und  $P_{\text{Aus T2}}$ ) dominiert werden. Die - verglichen mit den Schaltverlusten aus Abbildung 8.37 - höheren Ein- und Ausschaltverluste ist durch die Spannungsabhängigkeit aus Abbildung 13.10 und Abbildung 13.8 zu erklären. Trotz der längeren Leitphase bei der höheren DC-Link Spannung (siehe Gleichung 8.47) spielen die Leitverluste in T2  $P_{\text{Leit T2}}$  weiterhin eine untergeordnete Rolle.

Durch Summation der beiden Halbleiterverluste  $P_{\text{T1}}$  und  $P_{\text{T2}}$  ergibt sich nach Gleichung 8.51 Abbildung 8.39.

## 8 Verlustleistungen im CCM

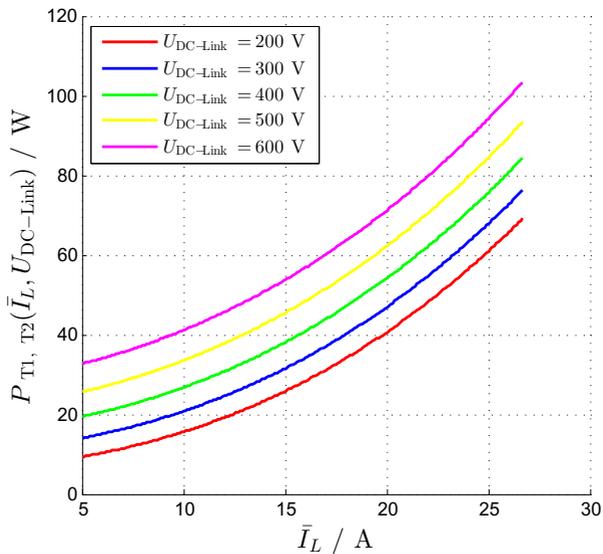


Abbildung 8.39: Gesamtverlustleistungen von T1 und T2 im CCM

Bezogen auf die Eingangsleistung  $P_{\text{Ein}}$  sind in Abbildung 8.40 die relativen Verluste der Transistoren T1 und T2 gezeigt.

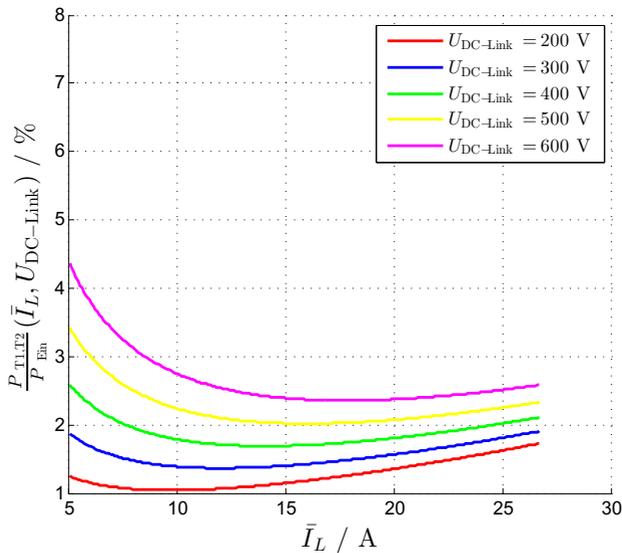


Abbildung 8.40: Relative Verlustleistungen von T1 und T2 im CCM

Diese zeigen ein absolutes Maximum bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  und  $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$  mit  $P_{\text{T1, T2}} = 4,4 \%$ . Das Minimum stellt sich bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $\bar{I}_L = 9,6 \text{ A}$  mit  $P_{\text{T1, T2}} = 1,04 \%$  ein.

#### 8.1.4 Gesamtverlustleistung

Durch Summation der in den Unterkapiteln 8.1.1 bis 8.1.3 bestimmten Verlustleistungen ergibt sich die Gesamtverlustleistung, die durch Gleichung 8.52 beschrieben wird. Für die Lastfälle I bis III ergeben sich die Verluste nach Tabelle 8.17.

$$P_V = P_L + P_C + P_{\text{T1, T2}} \quad (8.52)$$

## 8 Verlustleistungen im CCM

Tabelle 8.17: Gesamtverlustleistung im CCM

Lastfall	I	II	III
$P_V / \text{W}$	10,6	27,1	125,5
$\frac{P_V}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1,4	1,8	3,1

Wie auch bei den vorhergehenden Unterkapiteln sind nachfolgend die Verlustleistungen (Abbildung 8.41) sowie die Wirkungsgrade (Abbildung 8.42) über einen weiten Lastbereich dargestellt.

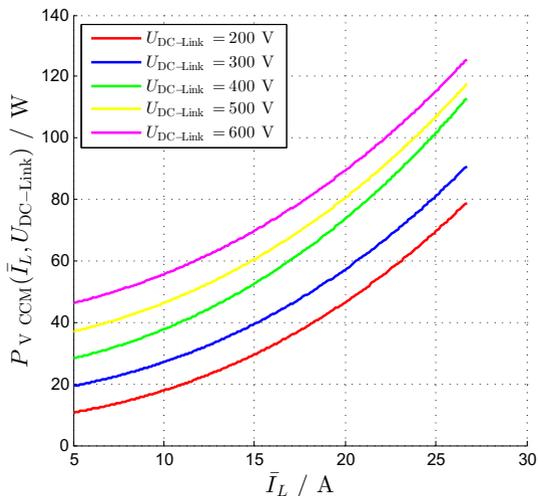


Abbildung 8.41: Berechnete Gesamtverlustleistungen im CCM

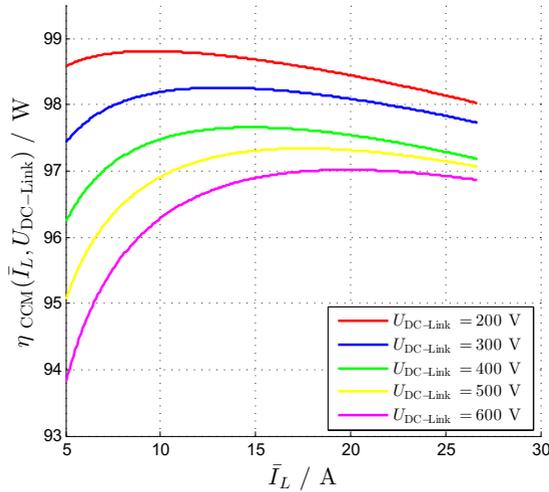


Abbildung 8.42: Berechnete Wirkungsgrade im CCM

In Abbildung 8.42 ist gut zu erkennen, dass der CCM vor allem bei niedrigen Zwischenkreisspannungen eine hohe Effizienz erzielt ( $\eta_{\text{CCM}} = 98,8 \%$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $\bar{I}_L = 9,5 \text{ A}$ ).

Die höchsten Verluste sind bei der höchsten Zwischenkreisspannung errechnet worden ( $\eta_{\text{CCM}} = 93,8 \%$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  und  $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$ ).

Die Darstellung und Diskussion der anteiligen Verlustleistungen ist in Kapitel 10.2 zu sehen.

## 8.2 Verlustleistungsmessung

Aufgrund des kompakten Wandleraufbaus können die Verluste nicht wie in Kapitel 8.1 differenziert werden.

Um die Gesamteffizienz zu bestimmen, sind sowohl die Eingangsleistungen  $P_{\text{Ein}}$  als auch die Ausgangsleistungen  $P_{\text{Aus}}$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $U_{\text{DC-Link}} = 300 \text{ V}$  aufgenommen worden. Des Weiteren wurde der mittlere Spulenstrom  $\bar{I}_L$  zwischen  $5 \text{ A}$  und  $20 \text{ A}$  variiert. Aufgrund der im Labor verfügbaren Betriebsmittel konnten

## 8 Verlustleistungen im CCM

keine Untersuchungen bei höheren DC-Link Spannungen durchgeführt werden.

Zur Messung der beiden DC-Leistungen ist ein Präzisionsleistungsmesser verwendet worden. Dabei sind die Messkanäle der Genauigkeitsklasse 'A' zum Einsatz gekommen. Diese weisen eine Ungenauigkeit bis zu 0,041 % im verwendeten Messbereich auf [15, Seite 37].

Mithilfe der gemessenen Werte (siehe Anhang) kann der Gesamtwirkungsgrad ermittelt werden, welcher in Tabelle 8.18 zu sehen ist.

Tabelle 8.18: Gemessene Wirkungsgrade im CCM

$U_{\text{DC-Link}} / \text{V}$	200	300
$\eta_{\text{CCM}} / \% \text{ bei } \bar{I}_L = 5 \text{ A}$	98,54	97,54
$\eta_{\text{CCM}} / \% \text{ bei } \bar{I}_L = 7,5 \text{ A}$	98,60	97,83
$\eta_{\text{CCM}} / \% \text{ bei } \bar{I}_L = 10 \text{ A}$	98,57	97,90
$\eta_{\text{CCM}} / \% \text{ bei } \bar{I}_L = 12,5 \text{ A}$	98,44	97,88
$\eta_{\text{CCM}} / \% \text{ bei } \bar{I}_L = 15 \text{ A}$	98,36	97,84
$\eta_{\text{CCM}} / \% \text{ bei } \bar{I}_L = 17,5 \text{ A}$	98,23	97,77
$\eta_{\text{CCM}} / \% \text{ bei } \bar{I}_L = 20 \text{ A}$	98,11	97,64

Vergleicht man die berechneten Ergebnisse der Gesamteffizienz aus Kapitel 8.1 mit den Messergebnissen aus Tabelle 8.18, so ergibt sich die Abbildung 8.43. Zusätzlich zur Effizienz ist in Abbildung 8.44 die gemessene Verlustleistung zu sehen.

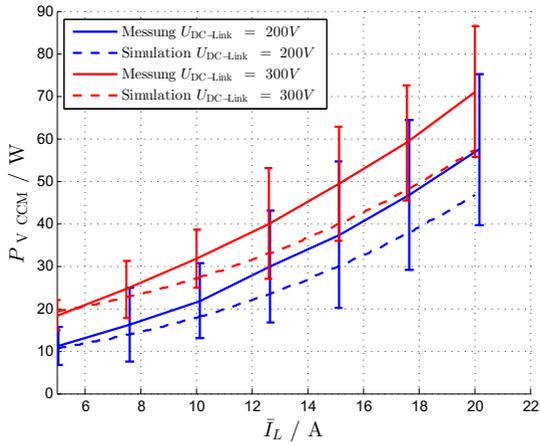


Abbildung 8.43: Gesamtverlustleistungen im CCM

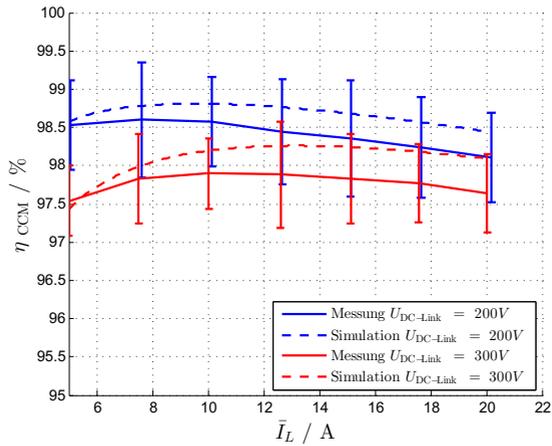


Abbildung 8.44: Gesamteffizienzen im CCM

## 8 Verlustleistungen im CCM

Es ist zu erkennen, dass die berechneten Werte innerhalb der Vertrauensbereiche der Messwerte liegen, was die Berechnungsergebnisse validiert. Die Vertrauensbereiche wurden mittels der in [15] gegebenen Gleichungen ermittelt.

Trotz Einhaltung des Vertrauensbereichs sind bei der theoretischen Herangehensweise einige Vereinfachungen getroffen worden, welche die Abweichungen zwischen Messung und Simulation beziehungsweise Berechnung erklären könnten.

Eine mögliche kann durch die Vernachlässigung des Gleichanteils des magnetischen Flusses in der Spule nach der Steinmetzformel entstehen. Eine weitere Vereinfachung bei der Berechnung der Spulenverluste ist die Vernachlässigung der Proximityverluste in der Spule.

Bei der Verlustleistungskalkulation in den Transistoren ist von einer konstanten Chiptemperatur  $T_J = 130 \text{ °C}$  ausgegangen worden. Diese Vereinfachung ist voraussichtlich einem sehr großen Fehler behaftet. Eine beispielhafte Abschätzung zur Abweichung des Fehlers der Einschaltenergie ist im Anhang (Kapitel 13.5) zu sehen. Hier ist eine Erhöhung der Schaltenergie bei sinkender Chiptemperatur zu sehen. Wie in dem Datenblatt [3, Seite 3, Abbildung 5] des Herstellers beschrieben, beeinflusst die Chiptemperatur  $T_J$  ebenfalls den  $R_{DS\ on}$ , was sich auf die Leitverlustleistung auswirkt. Im Gegensatz zu den Einschaltverlusten kann bei den Durchlassverlusten von höheren Verlusten bei höheren Temperaturen ausgegangen werden. Ebenso ist die Ermittlung der Schaltverlustenergie wie in Kapitel 13.4 beschrieben mit Fehlern behaftet, da es sich bei dem vom Hersteller bereitgestellten Modell um eine Näherung handelt und das verwendete LT-Spice Modell (siehe Abbildung 13.4) nicht alle parasitären Elemente beschreibt.

# 9 Verlustleistungen im BCM

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

Angelehnt an die Vorgehensweise in Kapitel 8.1 werden die Verluste in den folgenden Bauelementen berücksichtigt:

- Spulenverluste:  $P_L$
- Kondensatorverluste:  $P_C$
- Transistorverluste:  $P_{T1, T2}$

Wie bereits in Kapitel 8.1 werden auch in den Verlustberechnungen für den BCM drei Arbeitspunkte genauer betrachtet. Um die beiden Modi CCM und BCM vergleichbar zu machen, sind Arbeitspunkte gewählt worden, bei denen die Eingangsleistung  $P_{\text{Ein}}$ , also die Batteriespannung  $U_{\text{Bat.}}$  und der mittlere Spulenstrom  $\bar{I}_L$ , gleich der Eingangsleistung aus Kapitel 8.1 sind. Zur besseren Übersicht ist Tabelle 8.1 hier noch einmal abgebildet.

Tabelle 8.1: Zu berechnende Arbeitspunkte

Lastfall	I	II	III
$U_{\text{Bat.}} / \text{V}$	150	150	150
$U_{\text{DC-Link}} / \text{V}$	200	300	600
$L / \mu\text{H}$	48	48	48
$\bar{I}_L / \text{A}$	5	10	26,6

Zur Gewährleistung des ZVS ist ein Abschaltstrom (Zeitpunkt  $t_2$  in Abbildung 6.4) von  $\check{I}_L = -360 \text{ mA}$  bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  und  $T_{\text{tot}} = 400 \text{ ns}$  nach Formel 6.6 einzuhalten. Damit die Sperrschichtkapazitäten  $C_{\text{OSS}}$  von T1 und T2 sicher umgeladen sind, ist bei den Berechnungen und den Messungen ein Abschaltstrom gewählt, bzw. eingestellt worden von  $\check{I}_{L \text{ ZVS}} = -1 \text{ A}$ .

Unter Berücksichtigung des Stroms  $\check{I}_L$ , welcher bei der Beschreibung des ZVS in Kapitel 6.2.2 vernachlässigt wurde, ergeben sich durch die nachfolgenden Formeln die in Tabelle 9.1 gezeigten Strom-

## 9 Verlustleistungen im BCM

und Frequenzwerte, die für die Berechnungen in den weiteren Unterkapiteln genutzt werden. Wobei die Gleichungen 8.5 zur leichteren Lesbarkeit der Arbeit an dieser Stelle nochmals aufgeführt ist.

$$\hat{I}_L = 2 \cdot (\bar{I}_L + |\check{I}_L|) \quad (9.1)$$

$$\hat{I}_L = 2 \cdot \bar{I}_L + |\check{I}_L| \quad (9.2)$$

$$\tilde{I}_L = \sqrt{\bar{I}_L^2 + \left(\frac{\hat{I}_L}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (8.5)$$

$$f_{\text{sw}} = \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{L \cdot \hat{I}_L \cdot U_{\text{DC-Link}}} \quad (9.3)$$

Tabelle 9.1: Hilfsgrößen im BCM

Lastfall	I	II	III
$\hat{I}_L$ [A]	12	22	55,3
$\hat{I}_L$ [A]	11	21	54,3
$\tilde{I}_L$ [A]	6,1	11,9	31,1
$f_{\text{sw}}$ [kHz]	65,1	71	42,4

### 9.1.1 Stellerdrosselverlustleistung

Wie bei den Untersuchungen im CCM sind die Stellerdrosselverlustleistungen auch beim BCM in Eisenverlustleistungen  $P_{\text{Fe}}$  und Leitverlustleistungen  $P_{\text{Leit } L}$  unterteilt.

#### $P_{\text{Fe}}$

Da zur Berechnung der Eisenverluste nach der Steinmetzformel sowohl für den CCM als auch für den BCM die gleichen Steinmetz-Parameter genutzt werden können, werden die Parameter aus Kapitel 8.1.1 verwendet. Die ermittelten Exponenten betragen  $\alpha = 1,78$  und  $\beta = 2,88$

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

Dementsprechend kann auch die Formel 8.16 (hier noch einmal wiederholt) zur Ermittlung der Eisenverluste angewandt werden, woraus sich die Verluste aus Tabelle 9.2 ergeben.

$$P_{\text{Fe}} = k_p \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \cdot V_{\text{Fe}} \cdot 0,81 \quad (8.16)$$

Tabelle 9.2: Berechnete Eisenverlustleistungen im BCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Fe}}$ [W]	0.2	1	5.5
$\frac{P_{\text{Fe}}}{P_{\text{Ein}}}$ [%]	0.2	0,7	1,4

Für den gesamten Arbeitsbereich ergeben sich die Eisenverlustleistungen aus Abbildung 9.1, die nach Formel 8.14 mit Hilfe von MATLAB numerisch bestimmt wurden.

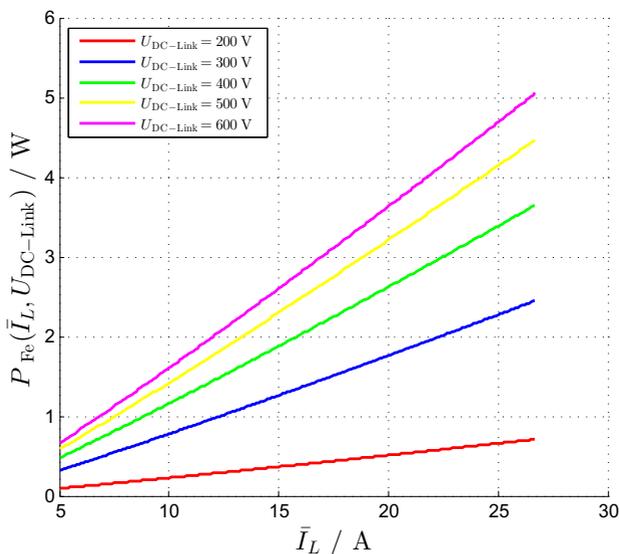


Abbildung 9.1: Eisenverlustleistungen im BCM

## 9 Verlustleistungen im BCM

Im Gegensatz zum CCM (Vergleich Abbildung 8.2) sind die Eisenverlustleistungen im BCM nicht nur von der DC-Link Spannung, sondern auch vom mittleren Spulenstrom  $\bar{I}_L$  abhängig. Dies liegt daran, dass im BCM der Stromrippel  $\hat{I}_L$  (und damit auch die Aussteuerung der magnetischen Flussdichte im Kern) neben der Spannung auch vom Spulenstrom abhängt, was aus Gleichung 9.1 hervorgeht. Ebenfalls Einfluss auf die Eisenverlustleistung hat die Schaltfrequenz  $f_{sw}$  aus Gleichung 9.3. Dass es trotz sinkender Schaltfrequenz (bedingt durch steigenden Laststrom  $\bar{I}_L$ ) zu steigenden Verlustleistungen kommt, liegt an den Exponenten  $1,78 = \alpha < \beta = 2,88$ . Hierdurch hat die Flussdichtenänderung  $\hat{B}$  (proportional zum Ripplestrom  $\hat{I}_L$ ) einen stärkeren Einfluss auf die Verlustleistung als die Frequenz  $f$ .

### $P_{Leit L}$

Neben den beschriebenen Verlustleistungen im Kern treten zusätzliche Leitverluste auf. Hierzu können die Formeln 8.17, 8.20 und 8.22 aus Kapitel 8.1.1 zur Bestimmung genutzt werden. Zur besseren Übersicht sind diese hier noch einmal aufgeführt.

$$P_{Leit L} = P_{Leit DC L} + P_{Leit AC L} \quad (8.17)$$

$$P_{Leit DC L} = I_{L DC}^2 \cdot R_{L DC} \quad (8.20)$$

$$P_{Leit AC L} = \left( \frac{\hat{I}_L}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_{L AC} \quad (8.22)$$

Die Widerstandswerte  $R_{L AC}$  sind mithilfe des Impedanzanalysers (siehe Abbildung 8.4) ermittelt worden und in Tabelle 9.3 aufgelistet.

Tabelle 9.3: AC-Widerstand im BCM

Lastfall	I	II	III
$R_{L AC}$ [mΩ]	70,1	72,3	61,2

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

Durch die Anwendung der Gleichungen 8.17 bis 8.19 und unter Verwendung der AC-Widerstandswerte aus Tabelle 9.3 erhält man die Verluste aus Tabelle 9.4.

Tabelle 9.4: Berechnete Leitverlustleistungen der Spule im BCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Leit DC } L} \text{ [W]}$	0,3	1	7,2
$\frac{P_{\text{Leit DC}}}{P_{\text{Ein}}} \text{ [%]}$	0,3	0,7	1,79
$P_{\text{Leit AC } L} \text{ [W]}$	0,8	2,9	15,6
$\frac{P_{\text{Leit AC}}}{P_{\text{Ein}}} \text{ [%]}$	1,1	1,9	3,9
$P_{\text{Leit } L} \text{ [W]}$	1,1	3,9	22,8
$\frac{P_{\text{Leit}}}{P_{\text{Ein}}} \text{ [%]}$	1,5	2,6	5,7

Die in MATLAB bestimmten Leitverlustleistungen ( $P_{\text{Leit DC}}$  oben,  $P_{\text{Leit AC}}$  unten) sind in Abbildung 9.2 dargestellt. Die Grundlage zur Berechnung der Leistungen in MATLAB sind die beiden Gleichungen 8.22 und 8.20.

## 9 Verlustleistungen im BCM

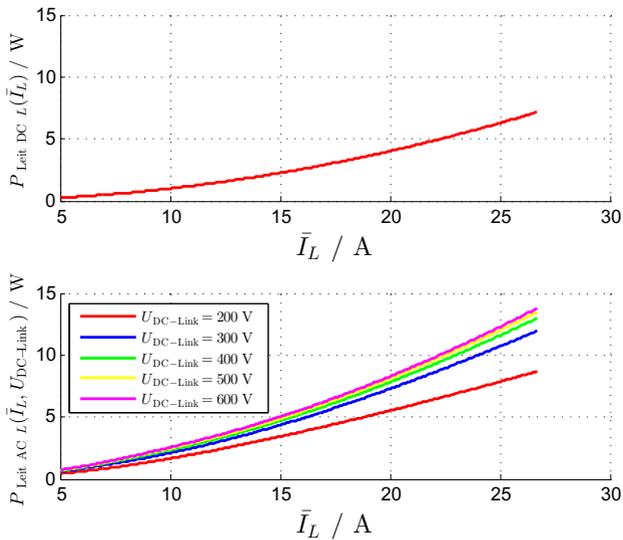


Abbildung 9.2: DC und AC Leitverlustleistungen der Spule im BCM

Da die DC-Leitverlustleistung nach Gleichung 8.20 in der Spule nicht spannungsabhängig ist, ergibt sich der obere Verlauf, welcher nur vom Laststrom abhängt.

Aus der Addition der beiden Leitverlustleistungen  $P_{\text{Leit DC } L}$  und  $P_{\text{Leit AC } L}$  ergibt sich nach Gleichung 8.17 die in der Wicklung umgesetzte Gesamtleitverlustleistung  $P_{\text{Leit } L}$ , welche in Abbildung 9.3 dargestellt ist.

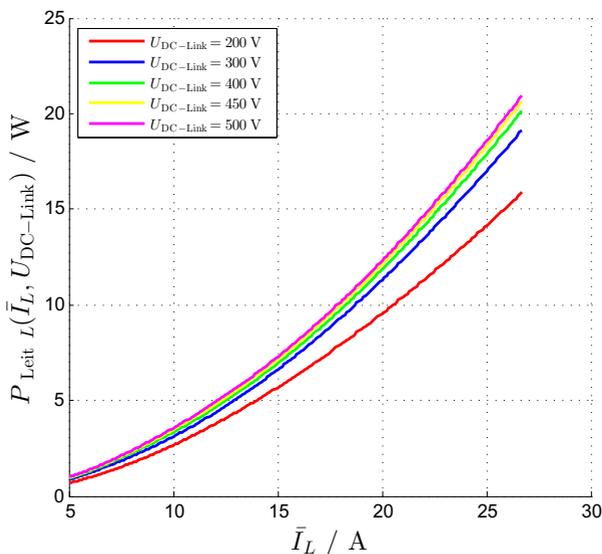


Abbildung 9.3: Leitverlustleistungen der Spule im BCM

$$\overline{P_{V L}}$$

Durch die Addition der Eisenverlustleistungen  $P_{Fe}$  mit den Leitverlustleistungen  $P_{Leit L}$  ergeben sich die Gesamtverlustleistungen der Spule, welche in Tabelle 9.5 zu sehen sind. Hierzu ist Gleichung 8.6 verwendet worden. Diese gilt gleichermaßen im CCM als auch im BCM und ist hier noch einmal wiederholt.

$$P_L = P_{Fe} + P_{Leit L} \quad (8.6)$$

Tabelle 9.5: Berechnete Spulenverlustleistungen im BCM

Lastfall	I	II	III
$P_{V L}$ [W]	1,2	4,9	28,2
$\frac{P_{V L}}{P_{Ein}}$ [%]	2,7	3,3	7,1

Durch die Anwendung der Gleichung 8.6 ergibt sich die in MATLAB erstellte Abbildung 9.4.

## 9 Verlustleistungen im BCM

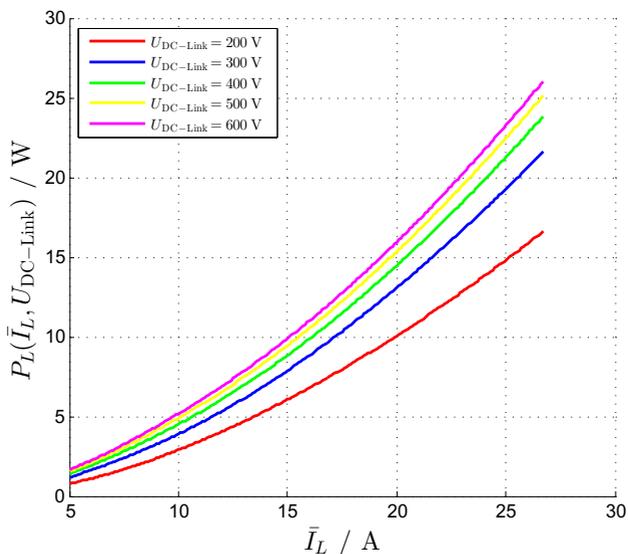


Abbildung 9.4: Verlustleistungen der Spule im BCM

Wie bereits die Berechnungsergebnisse der Teilverlustleistungen zeigen, erhöhen sich die Verlustleistungen der Drossel sowohl bei steigendem Spulenstrom  $\bar{I}_L$  als auch bei steigender Zwischenkreisspannung  $U_{DC-Link}$ .

Angelehnt an die Abbildungen 8.9 und 8.10 aus der Untersuchung des CCM zeigen die Abbildungen 9.5 und 9.6 die aufgeteilten Verlustleistungen (Eisenverluste  $P_{Fe}$ , DC Leitverluste  $P_{Leit DC L}$  und AC Leitverluste  $P_{Leit AC L}$ ) in der Drossel. Die Verluste sind bei  $U_{DC-Link} = 200 V$  und  $U_{DC-Link} = 600 V$  bei gleicher Skalierung dargestellt worden.

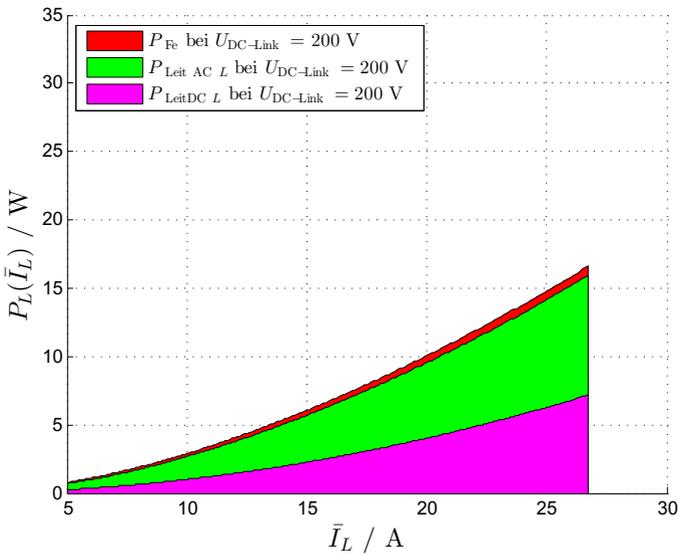


Abbildung 9.5: Anteilige Verluste der Stellerdrossel bei  $U_{DC-Link} = 200$  V im BCM

Wie Abbildung 9.5 verdeutlicht, sind bei einer Spannung von  $U_{DC-Link} = 200$  V Eisenverluste  $P_{Fe}$  vernachlässigbar. Dies ist auf die niedrige Schaltfrequenz  $f_{sw}$  aus Gleichung 8.16 zurückzuführen, die zur besseren Lesbarkeit hier noch einmal aufgeführt ist.

$$P_{Fe} = k_p \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \cdot V_{Fe} \cdot 0,81 \quad (8.16)$$

## 9 Verlustleistungen im BCM

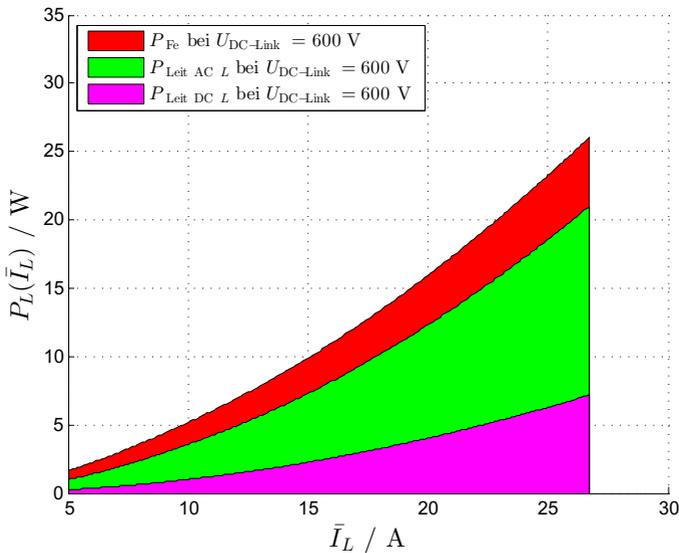


Abbildung 9.6: Anteilige Verluste der Stellerdrossel bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  im BCM

Bei der höheren Zwischenkreisspannung aus Abbildung 9.6 ist gut ersichtlich, dass die Eisenverluste  $P_{\text{Fe}}$  aufgrund der steigenden Frequenz  $f_{\text{sw}}$  gestiegen sind (siehe Gleichung 8.16). Da durch die höheren Schaltfrequenzen bei der höheren Zwischenkreisspannung auch der AC Widerstand  $R_{\text{LAC}}$  steigt, (siehe Abbildung 8.4) ist eine Erhöhung der AC Leitverluste  $P_{\text{Leit AC L}}$  in Abbildung 9.6 im Vergleich zur Abbildung 9.5 zu erkennen.

### 9.1.2 DC-Link Kondensatorverlustleistung

Wie in Kapitel 8.1.2 wurde auch hier mithilfe einer FFT der Wechselanteil des Ausgangsstroms  $I_C$  in die Grundschwingung und die ersten 49 Oberschwingungen zerlegt.

Aufgrund des identischen Aufbaus werden auch an dieser Stelle die Ersatzgrößen aus Tabelle 8.7 zur weiteren Berechnung genutzt. Die-

se sind zur besseren Lesbarkeit der Arbeit an dieser Stelle nochmals aufgeführt.

Tabelle 8.7: Kennwerte der Kondensatoren

$C_{\text{Elko}}$	470 $\mu\text{F}$	$C_1$	470 $\mu\text{F}$
$C_{\text{Folie}}$	20 $\mu\text{F}$	$C_2$	20 $\mu\text{F}$
$C_{\text{Keramik}}$	150 nF	$C_3$	1,35 $\mu\text{F}$
$R_{\text{Elko}}$	112 m $\Omega$	$R_1$	112 m $\Omega$
$R_{\text{Folie}}$	6,8 m $\Omega$	$R_2$	6,8 m $\Omega$
$R_{\text{Keramik}}$	41,4 m $\Omega$	$R_3$	4,6 m $\Omega$
$L_{\text{Elko}}$	170 nH	$L_1$	170 nH
$L_{\text{Folie}}$	37 nH	$L_2$	37 nH
$L_{\text{Keramik}}$	1,7 nH	$L_3$	0,19 nH

Neben dem deutlich höheren Wechselanteil des Ausgangsstroms  $I_C$  ist ein weiterer Unterschied zum CCM die variable Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$ , die zu lastabhängigen Admittanzen  $Y_1$ ,  $Y_2$  und  $Y_3$  führt.

Wie auch im CCM sind zur Kondensatorverlustleistungsberechnung die Gleichungen 8.36 und 8.37 aus Kapitel 8.1.2 genutzt worden.

Für die aus Tabelle 8.1 bekannten Lastpunkte ergeben sich die in Tabelle 9.6 gezeigten Verlustleistungen.

Zusätzlich zu diesen drei Lastpunkten zeigen die Abbildungen 9.7 bis 9.13 die Verlustleistungen über den vollen, in dieser Arbeit untersuchten, Lastbereich.

## 9 Verlustleistungen im BCM

Tabelle 9.6: Verlustleistungen der Kondensatoren im BCM

Lastfall	I	II	III
$P_{C1} / \text{W}$	1,2	4,2	18
$\frac{P_{C1}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1,7	2,8	4,5
$P_{C2} / \text{W}$	< 0,1	< 0,4	1,5
$\frac{P_{C2}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	0,1	0,2	0,4
$P_{C3} / \text{W}$	< 0,1	0,2	0,6
$\frac{P_{C3}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	< 0,1	0,1	0,1
$P_C / \text{W}$	1,4	4,7	20,1
$\frac{P_C}{P_{\text{Ein}}} / \%$	1,8	3,1	5

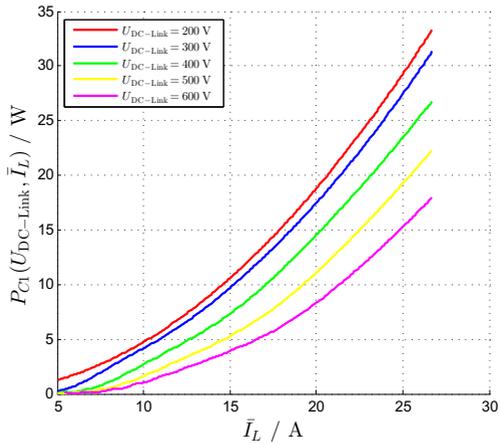


Abbildung 9.7: Verlustleistungen in den Elektrolytkondensatoren

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

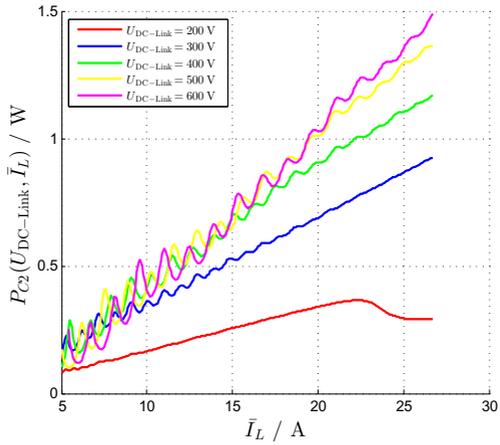


Abbildung 9.8: Verlustleistungen in dem Folienkondensator

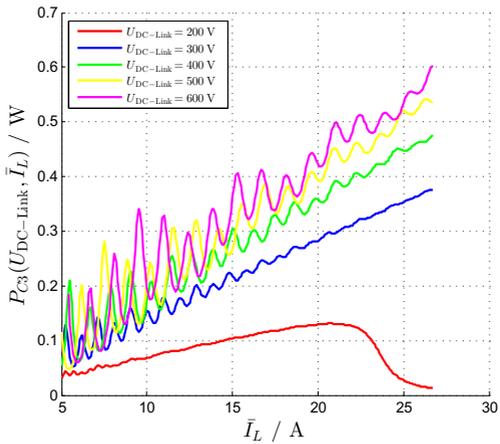


Abbildung 9.9: Verlustleistungen in den Keramikkondensatoren

## 9 Verlustleistungen im BCM

Vor allem die Verlustleistungen im Folienkondensator  $C_2$  und in den Keramikkondensatoren  $C_3$  aus Abbildung 9.8 und 9.9 zeigen ein deutliches Schwingen über dem Laststrom  $\tilde{I}_L$ . Dies kann auf die sich verändernde Schaltfrequenz  $f_{sw}$  zurückgeführt werden (siehe Gleichung 9.3). Durch die Reduzierung der Schaltfrequenz  $f_{sw}$  verändern sich die Amplituden der fouriertransformierten Ströme. Dies ist beispielhaft für die ersten zwölf harmonischen Schwingungen des Stroms  $I_3$  in Abbildung 9.10 bei  $U_{DC-Link} = 600$  V dargestellt. Durch diese stark schwankenden Amplitudenströme resultierten die schwankenden Verlustleistungen aus Abbildung 9.9.

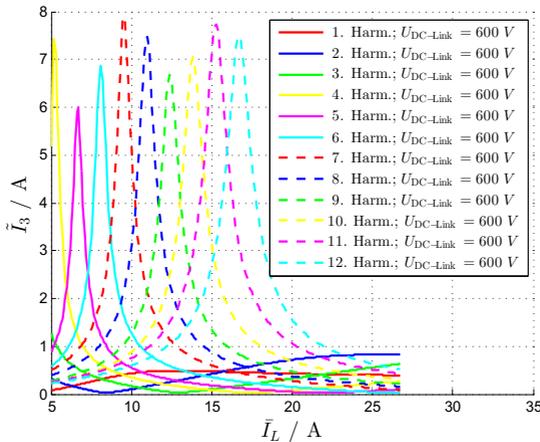


Abbildung 9.10: Grund- und Oberschwingungen des Kondensatorstroms  $I_3$

Die Abbildungen 9.11 und 9.12 zeigen, analog zu den Kondensatorverlustleistungen im CCM, die anteiligen Verlustleistungen der Kondensatoren im BCM sowohl bei  $U_{DC-Link} = 200$  V als auch bei 600 V.

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

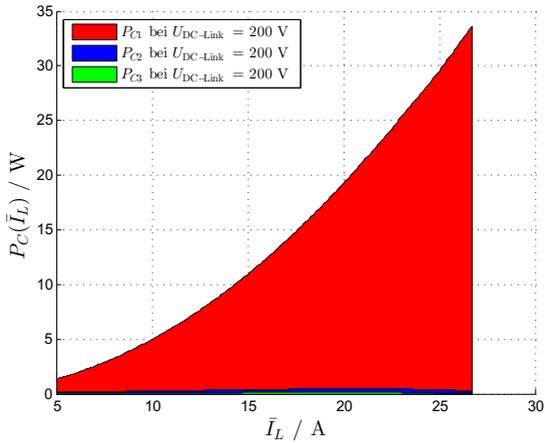


Abbildung 9.11: Anteilige Verlustleistungen der Kondensatoren bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$

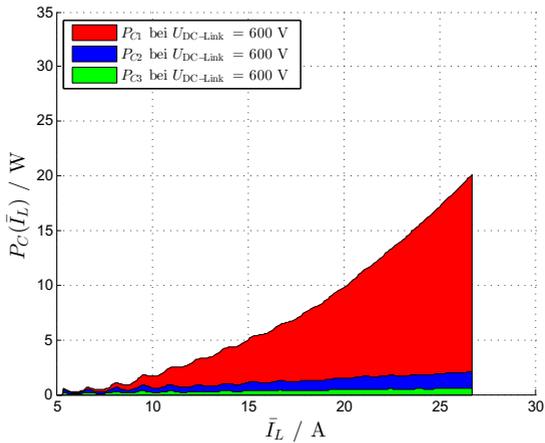


Abbildung 9.12: Anteilige Verlustleistungen der Kondensatoren bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$

## 9 Verlustleistungen im BCM

Die beiden Abbildungen verdeutlichen, dass aufgrund der deutlich niedrigeren Frequenzen bei höheren Strömen die Verluste nahezu ausschließlich in den Elektrolytkondensatoren  $C_3$  umgesetzt werden, da diese bei den niedrigeren Frequenzen den Großteil des Kondensatorstroms  $I_C$  aufnehmen.

Wie im CCM, kann durch Summation der Kondensatorleistungen  $P_1$ ,  $P_2$  und  $P_3$  die Verlustleistung berechnet werden, die in allen Kondensatoren auftritt. Diese Verlustleistung  $P_C$  wird in Abbildung 9.13 gezeigt. Des weiteren zeigt Abbildung 9.14 die relativen Verluste der Kondensatoren in Prozent bezogen auf die Eingangsleistung  $P_{\text{Ein}}$ .

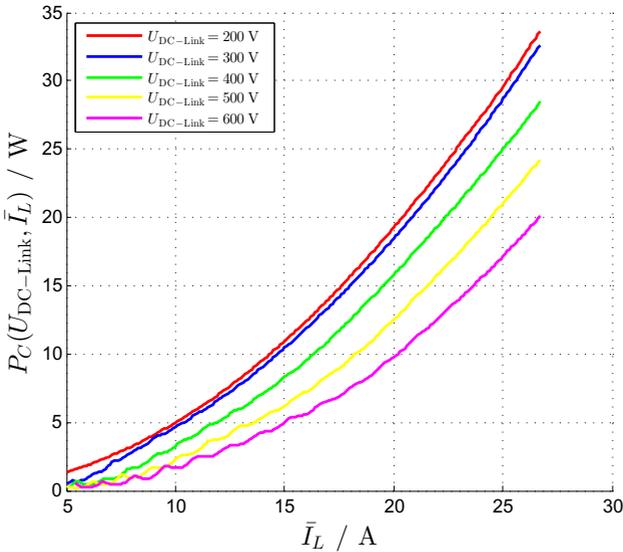


Abbildung 9.13: Gesamtverlustleistungen der Kondensatoren im BCM

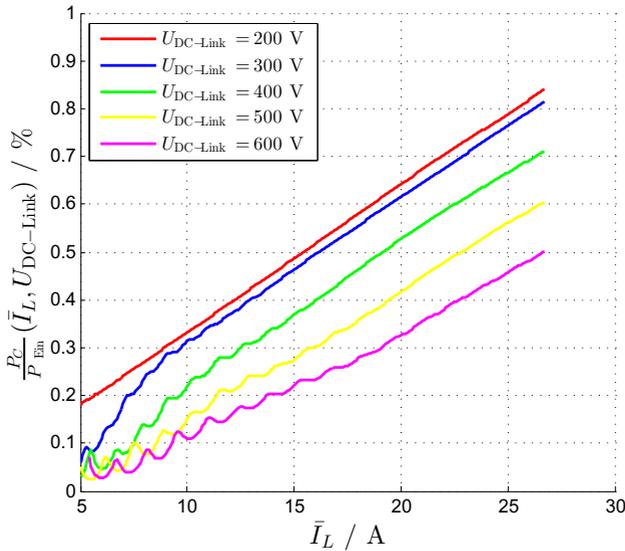


Abbildung 9.14: Relative Gesamtverlustleistungen der Kondensatoren im BCM

### 9.1.3 Transistorverlustleistung

Analog zu Kapitel 8.1.3, den Transistorverlusten im CCM, wird hier die Transistorverlustleistung im BCM beschrieben. Aufgrund der Änderung des Modus variiert diese jedoch im gleichen Lastfall wegen des höheren AC-Anteils des Stroms und der geänderten Frequenz. Die prinzipiellen Spannungs- und Stromverläufe im BCM, an dem die in diesem Kapitel beschriebenen Verlustleistungen erläutert werden, sind in Abbildung 9.15 gezeigt.

## 9 Verlustleistungen im BCM

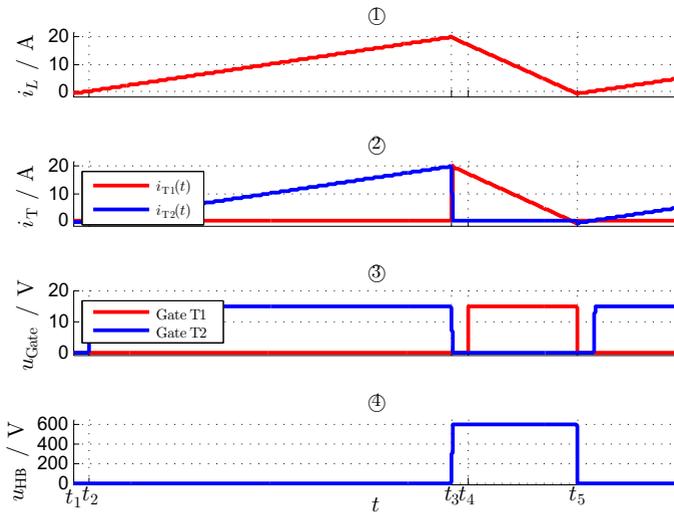


Abbildung 9.15: Strom- und Spannungsverläufe im BCM

Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird die Bodydiode D2 des unteren Transistors T2 leitend. Aufgrund der geringen Einschaltverluste  $P_{FR}$  der Diode werden die Verlustleistungen hierbei vernachlässigt.

$P_{Leit\ D2}$  (Zeitraum  $t_1$  bis  $t_2$ )

Im Zeitraum  $t_1$  bis  $t_2$  ist die Diode D2 des unteren Transistors T2 leitend und führt den Strom  $i_L$  bis zum Einschalten des Transistors T2. Diese Leitverluste können nach der Formel 9.4 beschrieben werden.

$$P_{Leit\ D2} = T_{Tot} \cdot f_{sw} \cdot \check{I}_L \cdot U_F \quad (9.4)$$

Für die drei ausgewählten Arbeitspunkte ergeben sich die Verluste nach Tabelle 9.7. Die Vorwärtsspannung  $U_F$  wurde aus Grafik 13.2 ermittelt und beträgt  $U_F = 1,8\text{ V}$  bei  $\check{I}_L = -1\text{ A}$ .

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

Tabelle 9.7: Berechnete Leitverlustleistungen der Diode D2 im BCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Leit D2}} / \text{W}$	< 0,1	< 0,1	< 0,1
$\frac{P_{\text{Leit D2}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	< 0,1	< 0,1	< 0,1

Wie an den Leistungen und den relativen Leistungen  $\frac{P_{\text{Leit D2}}}{P_{\text{Ein}}}$  zu erkennen ist, spielen die Leitverluste der Diode D2 im BCM keine Rolle. Dies liegt an dem geringen Spulenstrom zum Zeitpunkt  $t_1$ .

Ähnlich niedrige Verlustleistungen können den MATLAB Berechnungen entnommen werden, die in Abbildung 9.16 zu sehen sind.

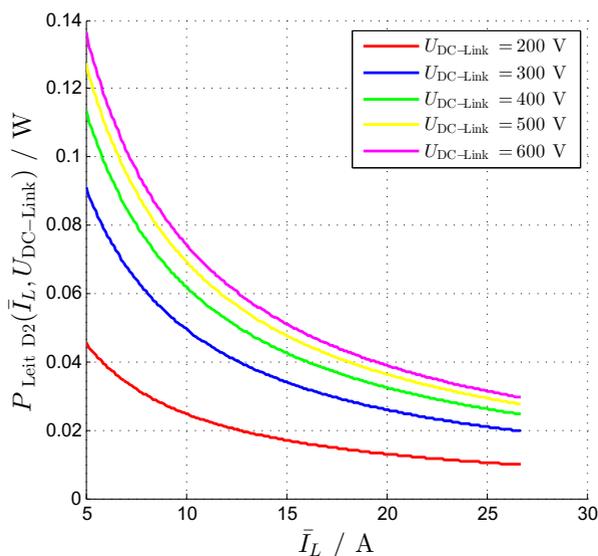


Abbildung 9.16: Leitverlustleistungen der Diode D2 im BCM

Das Sinken der Verlustleistung über dem Spulenstrom  $\bar{I}_L$  lässt sich durch die sinkende Frequenz (siehe Gleichungen 9.4 und 9.3) erklären. Dies führt zu einem selteneren Auftreten der Leitphasen der Diode D2. Da sich die Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  mit steigender DC-Link

## 9 Verlustleistungen im BCM

Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$  erhöht, steigen auch die Verluste bei gleichbleibendem Spulenstrom  $\bar{I}_L$ , was ebenfalls aus Gleichung 9.3 hervorgeht. Zur besseren Lesbarkeit ist Gleichung 9.3 an dieser Stelle noch einmal aufgeführt. Wie auch bei den zuvor berechneten Werten aus Tabelle 9.7, ist in Abbildung 9.16 zu erkennen, dass die Leitverlustleistungen  $P_{\text{Leit D2}}$  keinen signifikanten Anteil an den Gesamtverlustleistungen darstellen werden ( $P_{\text{Leit D2}} < 0,14 \text{ W}$ ). Die Auf-führung dieser Verluste dient vielmehr der Vergleichbarkeit mit den Verlusten im CCM.

$$f_{\text{sw}} = \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{L \cdot \hat{I}_L \cdot U_{\text{DC-Link}}} \quad (9.3)$$

Die Einschaltverlustleistungen, die durch Transistor T2 im Zeitpunkt  $t_2$  entstehen, können vernachlässigt werden, da die Diode D2 sich zu diesem Zeitpunkt im leitenden Zustand befindet und T2 somit (abgesehen von der Vorwärtsspannung  $U_F$  der Diode) spannungslos einschaltet.

$P_{\text{Leit T2}}$  (Zeitraum  $t_2$  bis  $t_3$ )

Innerhalb des Zeitraums  $t_2$  bis  $t_3$  leitet der Transistor T2 den Strom  $i_L$  und verursacht Leitverluste, die durch Gleichung 9.5 beschrieben werden können. Der zur Berechnung benötigte Strom  $\tilde{I}_{L t2-t3}$  lässt sich mit den Gleichungen 9.6 bis 9.8 berechnen. Sowohl die Verluste  $P_{\text{Leit T2}}$  als auch die zur Bestimmung der Leistung benötigten Stromwerte  $\tilde{I}_{L t2-t3}$  können für die drei bekannten Arbeitspunkte der Tabelle 9.8 entnommen werden.

$$P_{\text{Leit T2}} = (1 - a - T_{\text{tot}} \cdot f_{\text{sw}}) \cdot \tilde{I}_{L t2-t3}^2 \cdot R_{\text{DS on}} \quad (9.5)$$

$$\tilde{I}_{L t2-t3} = \sqrt{\tilde{I}_{L t2-t3 \text{ AC}}^2 + \tilde{I}_{L t2-t3 \text{ DC}}^2} \quad (9.6)$$

$$\tilde{I}_{L t2-t3 \text{ AC}} = \frac{U_{\text{Bat.}} \cdot \left(\frac{1-a}{f_{\text{sw}}} - T_{\text{tot}}\right)}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot L} \quad (9.7)$$

$$\tilde{I}_{L t2-t3 \text{ DC}} = \frac{1}{2} \left( \tilde{I}_L + \frac{U_{\text{Bat.}} \cdot T_{\text{Tot}}}{L} + \hat{I}_L \right) \quad (9.8)$$

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

Tabelle 9.8: Berechnete Leitverlustleistungen des Transistors T2 im BCM

Lastfall	I	II	III
$\tilde{I}_L \text{ } t_2-t_3 \text{ / V}$	6,4	12,2	31,4
$P_{\text{Leit T2}} \text{ / W}$	0,5	4,1	60,4
$\frac{P_{\text{Leit T2}}}{P_{\text{Ein}}} \text{ / \%}$	0,6	2,8	15,1

Neben Tabelle 9.8 kann aus Gleichung 9.5 Abbildung 9.17 abgeleitet werden.

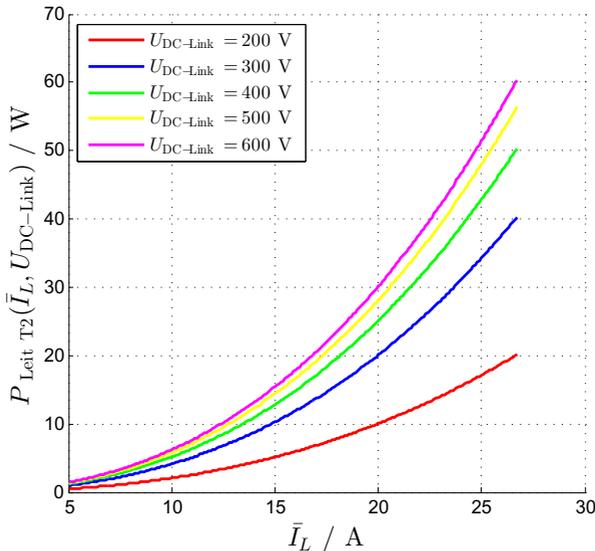


Abbildung 9.17: Leitverlustleistungen des Transistors T2 im BCM

Wie Abbildung 9.17 zeigt, steigen die Leitverluste zum einen mit der DC-Link-Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$ , was an der höheren Einschaltzeit ( $t_2$  bis  $t_3$ ), beziehungsweise dem reduzierten Tastgrad  $a$  liegt. Zum anderen steigen die Verluste mit steigendem Laststrom  $\tilde{I}_L$ , bedingt durch den höheren effektiven Strom  $\tilde{I}_L \text{ } t_2 \text{ } t_3$ , was aus Gleichung 9.6 hervorgeht.

## 9 Verlustleistungen im BCM

$\overline{P_{A_{\text{us T2}}}}$  (Zeitpunkt  $t_3$ )

Nach der Leitphase von T2 entstehen Ausschaltverlustleistungen  $P_{A_{\text{us T2}}}$  durch das Abschalten des Transistors T2. Wie bereits bei der Verlustleistungsberechnung im CCM werden auch im BCM die Schaltverlustleistungen mithilfe der LT-Spice Simulationen ermittelt. Die doppelt quadratische Gleichung 13.7 ist zusammen mit den dazugehörigen Koeffizienten (Auszug aus Tabelle 13.9) zur besseren Übersicht hier noch einmal aufgeführt. Ebenso ist der Zusammenhang zwischen Schaltverlustenergie und Schaltverlustleistung durch Gleichung 8.48 an dieser Stelle noch einmal dargestellt.

$$E_{A_{\text{us}}} = (a_{1 \text{ off}} \cdot U_{\text{DC-Link}}^2 + a_{2 \text{ off}} \cdot U_{\text{DC-Link}} + a_{3 \text{ off}}) \cdot (b_{1 \text{ off}} \cdot \hat{I}_L^2 + b_{2 \text{ off}} \cdot \hat{I}_L + b_{3 \text{ off}}) \quad (13.7)$$

$$P_{A_{\text{us T2}}} = E_{A_{\text{us}}} \cdot f_{\text{sw}} \quad (8.48)$$

Auszug aus Tabelle 13.9: Koeffizienten zur Schaltverlustenergieberechnung

Koeffizient	Wert	Einheit
$a_{1 \text{ off}}$	$72 \cdot 10^{-12}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}^2}$
$a_{2 \text{ off}}$	$110 \cdot 10^{-9}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}}$
$a_{3 \text{ off}}$	$-874 \cdot 10^{-9}$	J
$b_{1 \text{ off}}$	$382 \cdot 10^{-6}$	$\frac{1}{\text{A}^2}$
$b_{2 \text{ off}}$	$22 \cdot 10^{-3}$	$\frac{1}{\text{A}}$
$b_{3 \text{ off}}$	$-3 \cdot 10^{-3}$	1

Durch Anwenden der Gleichungen 13.7 und 8.48 mit den Koeffizienten aus Tabelle 13.9 können die Werte ermittelt werden, die in Tabelle 9.9 zu sehen sind.

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

Tabelle 9.9: Berechnete Ausschaltverlustleistungen von T2 im BCM

Lastfall	I	II	III
$P_{\text{Aus T2}} / \text{W}$	0,4	0,9	3,5
$\frac{P_{\text{Aus T2}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	0,5	0,6	0,9

Mithilfe der Gleichung 13.7 und Gleichung 8.48 ist in MATLAB Abbildung 9.18 erzeugt worden.

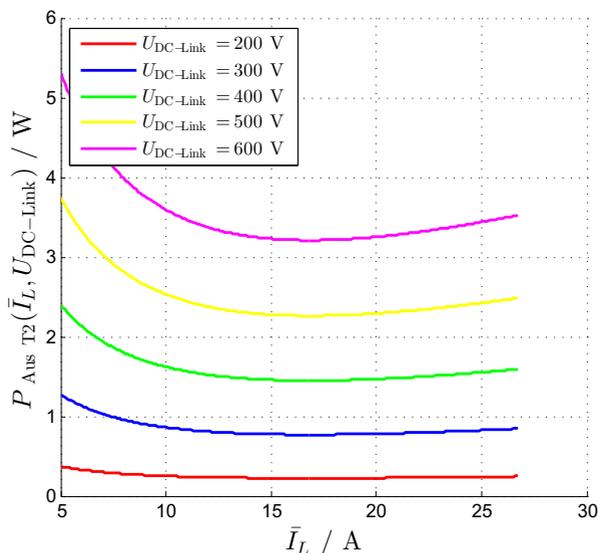


Abbildung 9.18: Ausschaltverlustleistungen des Transistors T2 im BCM

Ähnlich wie zum Zeitpunkt  $t_1$  kommutiert der Strom  $i_L$  nach Abschalten des Transistors T2 zum Zeitpunkt  $t_3$  auf die Diode D1. Auch hier werden die Einschaltverluste  $P_{\text{FR}}$  der Diode vernachlässigt.

$P_{\text{Leit D1}}$  (Zeitbereich  $t_3$  bis  $t_4$ )

Im Zeitbereich  $t_3$  bis  $t_4$  entstehen durch das Führen des Stroms  $i_L$  in der Diode D1 Leitverluste, welche sich nach Formel 9.9 bestimmen lassen. In den drei gewählten Arbeitspunkten entstehen dabei

## 9 Verlustleistungen im BCM

die Verlustleistungen, die in Tabelle 9.10 zu sehen sind. Die Vorwärtsspannungen  $U_F$  der Diode sind dem Datenblatt [3, S. 4, Fig. 9] des Transistors entnommen und ebenfalls in Tabelle 9.10 aufgeführt worden.

$$P_{\text{Leit D1}} = f_{\text{sw}} \cdot T_{\text{tot}} \cdot U_F \cdot \hat{I}_L \quad (9.9)$$

Tabelle 9.10: Berechnete Leitverlustleistungen von D1 im BCM

Lastfall	I	II	III
$U_F / \text{V}$	2,4	2,9	4,2
$P_{\text{Leit D1}} / \text{W}$	0,7	1,8	4,1
$\frac{P_{\text{Leit D1}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	0,9	1,2	1

Ergänzend zu Tabelle 9.10 zeigt Abbildung 9.19 den in MATLAB berechneten Arbeitsbereich. Zur Bestimmung des Spannungsabfalls  $U_F$  an der Diode ist das Polynom 13.2 aus Kapitel 13.3 verwendet worden.

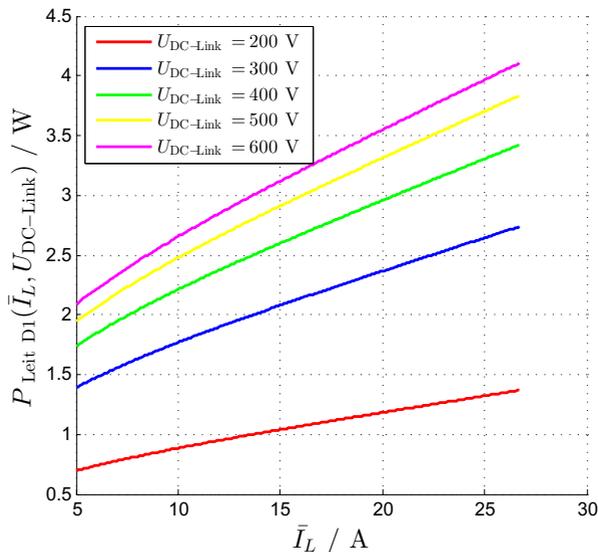


Abbildung 9.19: Leitverlustleistungen der Diode D1 im BCM

Aufgrund des steigenden Spulenstroms  $I_L$  erhöht sich neben dem Spitzenwert des Spulenstroms  $\hat{I}_L$  auch die Vorwärtsspannung der Diode  $U_F$ , was der sinkenden Frequenz  $f_{\text{sw}}$  entgegenwirkt und so zu steigenden Leitverlustleistungen über  $\bar{I}_L$  führt. Weiterhin steigt die Leitverlustleistung mit der DC-Link Spannung. Dies ist zurückzuführen auf den Anstieg der Frequenz  $f_{\text{sw}}$  bei steigender Zwischenkreisspannung  $U_{\text{DC-Link}}$  und die damit häufiger auftretende Leitverlustenergie  $E_{\text{Leit D1}} = T_{\text{tot}} \cdot U_F \cdot \hat{I}_L$ .

Nach der Leitphase von D1 wird der Transistor T1 zugeschaltet. Da auch hier der Schalter „weich“ einschaltet, können die Einschaltverluste zum Zeitpunkt  $t_4$  vernachlässigt werden.

## 9 Verlustleistungen im BCM

$P_{\text{Leit T1}}$  (Zeitbereich  $t_4$  bis  $t_5$ )

Weitere, nicht vernachlässigbare Verlustleistungen treten während der Leitphase des Transistors T1 auf. Formel 9.10 beschreibt diese und Tabelle 9.11 gibt die Verlustleistung  $P_{\text{Leit T1}}$  für die drei Lastfälle wieder.

$$P_{\text{Leit T1}} = (a - T_{\text{tot}} \cdot f_{\text{sw}}) \cdot \tilde{I}_{L t4-t5}^2 \cdot R_{\text{DS on}} \quad (9.10)$$

Der Strom  $\tilde{I}_{L t4-t5}$  lässt sich durch die Gleichungen 9.11 bis 9.13 berechnen. Die errechneten Werte sind in Tabelle 9.11 zu sehen.

$$\tilde{I}_{L t4-t5} = \sqrt{\tilde{I}_{L t4-t5 \text{ AC}}^2 + \tilde{I}_{L t4-t5 \text{ DC}}^2} \quad (9.11)$$

$$\tilde{I}_{L t4-t5 \text{ DC}} = \check{I}_L + \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot \left(\frac{a}{f_{\text{sw}}} - T_{\text{tot}}\right)}{2 \cdot L} \quad (9.12)$$

$$\tilde{I}_{L t4-t5 \text{ AC}} = \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot \left(\frac{a}{f_{\text{sw}}} - T_{\text{tot}}\right)}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot L} \quad (9.13)$$

Tabelle 9.11: Berechnete Leitverlustleistungen von T1 im BCM

Lastfall	I	II	III
$\tilde{I}_{L t4-t5} / \text{A}$	5,8	11,1	28,9
$P_{\text{Leit T1}} / \text{W}$	2,6	6,5	30
$\frac{P_{\text{Leit T1}}}{P_{\text{Ein}}} / \%$	3,4	4,3	7,5

Neben den Lastpunkten aus Tabelle 9.11 zeigt Abbildung 9.20 die Verlustleistung für den in dieser Arbeit untersuchten Arbeitsbereich.

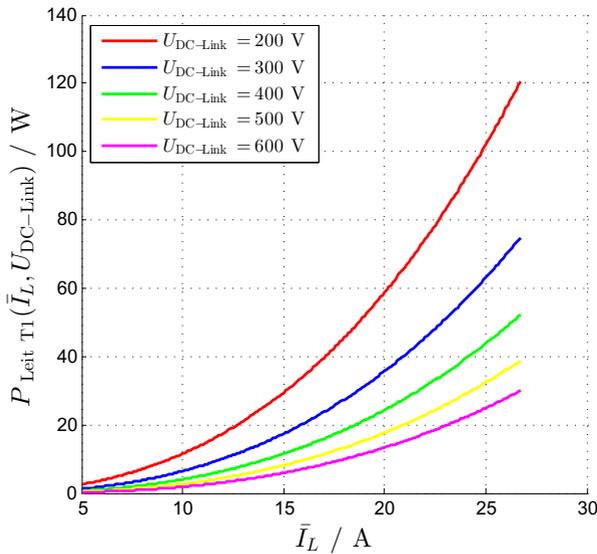


Abbildung 9.20: Leitverlustleistungen des Transistors T1 im BCM

Die höchsten Leitverlustleistungen  $P_{Leit\ T1}$  sind bei der niedrigsten Zwischenkreisspannung  $U_{DC-Link}$  und dem maximalen Spulenstrom  $\bar{I}_L$  zu sehen. Zu erklären ist dies durch Gleichung 9.10, da sich bei der niedrigsten Zwischenkreisspannung der höchste Tastgrad  $a$  (und damit auch die längste Leitphase) ergibt. Ebenso steigt mit dem Spulenstrom  $\bar{I}_L$  der Strom  $\tilde{I}_L$   $t4-t5$  nach Gleichung 9.11, was auch zu steigenden Leitverlustleistungen  $P_{Leit\ T1}$  führt.

$P_{T1}$ ,  $P_{T2}$  &  $P_{T1, T2}$

Die Gesamtverlustleistungen der Transistoren  $P_{T1}$  und  $P_{T2}$  sowie beider Halbleiter  $P_{T1, T2}$  sind in Tabelle 9.12 aufgeführt. Die Berechnung der Verlustleistungen ergibt sich aus den Gleichungen 9.14, 9.15 und 9.16.

$$P_{T1} = P_{Leit\ D1} + P_{Leit\ T1} \quad (9.14)$$

$$P_{T2} = P_{Leit\ D2} + P_{Leit\ T2} + P_{Aus\ T2} \quad (9.15)$$

## 9 Verlustleistungen im BCM

$$\begin{aligned}
 P_{T1, T2} &= P_{T1} + P_{T2} & (9.16) \\
 &= (P_{Leit D1} + P_{Leit T1}) + (P_{Leit D2} + P_{Leit T2} + P_{Aus T2})
 \end{aligned}$$

Tabelle 9.12: Transistorverlustleistungen im BCM

Lastfall	I	II	III
Verluste in T1:			
$P_{T1} / W$	3,3	8,2	34,1
$\frac{P_{T1}}{P_{Ein}} / \%$	4,3	5,5	8,5
Verluste in T2:			
$P_{T2} / W$	0,9	5,1	63,9
$\frac{P_{T2}}{P_{Ein}} / \%$	1,2	3,4	16
<b>Verluste in beiden Transistoren:</b>			
$P_{T1, T2}$	<b>4,2</b>	<b>13,3</b>	<b>98</b>
$\frac{P_{T1, T2}}{P_{Ein}} / \%$	<b>5,5</b>	<b>8,9</b>	<b>24,5</b>

Neben Tabelle 9.12 leiten sich auch die in MATLAB generierten Abbildungen 9.21 bis 9.27 aus den Gleichungen 9.14 bis 9.16 ab.

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

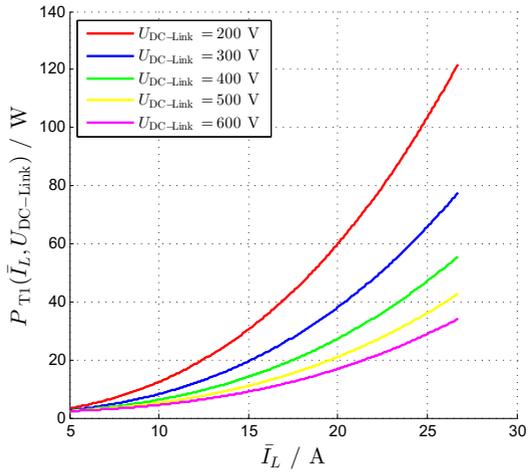


Abbildung 9.21: Gesamtverlustleistung des Transistors T1 im BCM

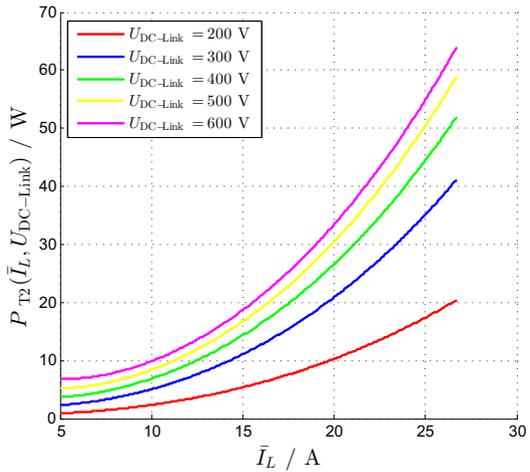


Abbildung 9.22: Gesamtverlustleistungen des Transistors T2 im BCM

## 9 Verlustleistungen im BCM

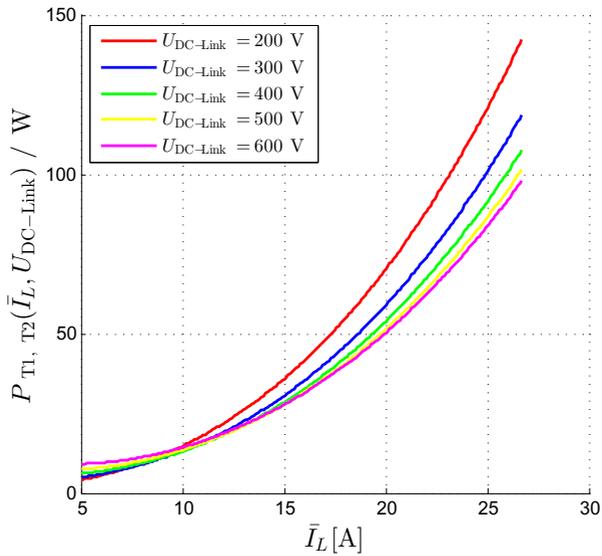


Abbildung 9.23: Verlustleistungen der Halbleiter im BCM

Zur besseren Visualisierung der Verluste zeigen Abbildung 9.24 bis 9.27 die anteiligen Verlustleistungen bei  $U_{DC-Link} = 200 V$  und  $U_{DC-Link} = 600 V$  in Transistor T1 und Transistor T2.

## 9.1 Verlustleistungsberechnungen

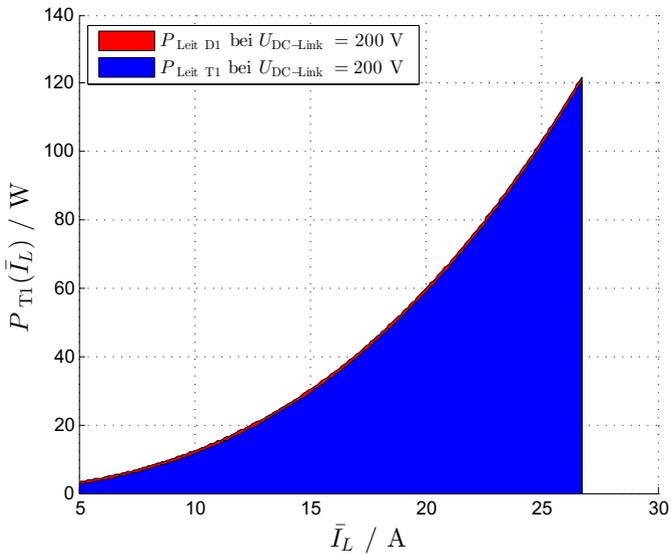


Abbildung 9.24: Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T1 im BCM bei  $U_{DC-Link} = 200$  V

Wie in Abbildung 9.24 zu sehen ist, dominieren im Transistor T1 hier die Leitverluste  $P_{Leit T1}$  des MOSFET.

Da sich bei  $U_{DC-Link} = 200$  V die niedrigste Schaltfrequenz einstellt, sind die Leitverluste der Diode  $P_{Leit D1}$  vernachlässigbar gering.

## 9 Verlustleistungen im BCM

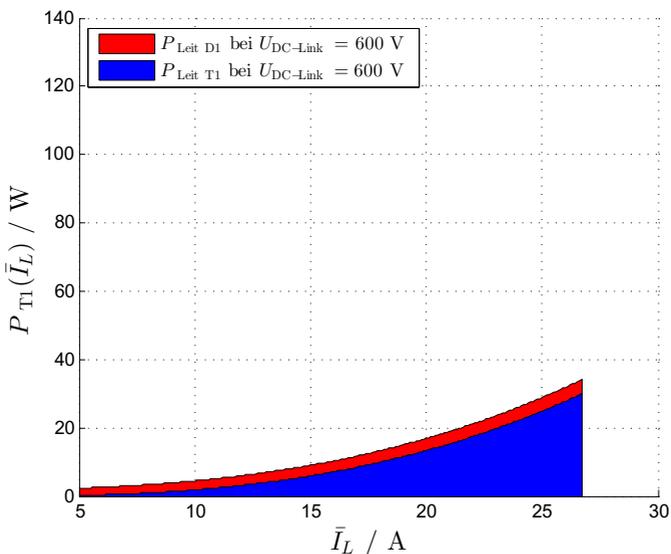


Abbildung 9.25: Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T1 im BCM bei  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$

Auch in Abbildung 9.25 dominieren die Leitverluste des MOSFET  $P_{\text{Leit T1}}$  für höhere Spulenströme  $\bar{I}_L$ .

Des weiteren ist gut ersichtlich, dass die Leitverluste der Diode sich erhöht haben. Dies liegt an der steigenden Schaltfrequenz und damit häufiger auftretender Leitverluste.

Ebenfalls gut zu erkennen sind die deutlich niedrigeren Leitverluste des Transistors. Diese lassen sich durch die kürzere Leitdauer des Transistors aufgrund des sinkenden Tastgrads  $a = \frac{U_{\text{Bat}}}{U_{\text{DC-Link}}}$  erklären.

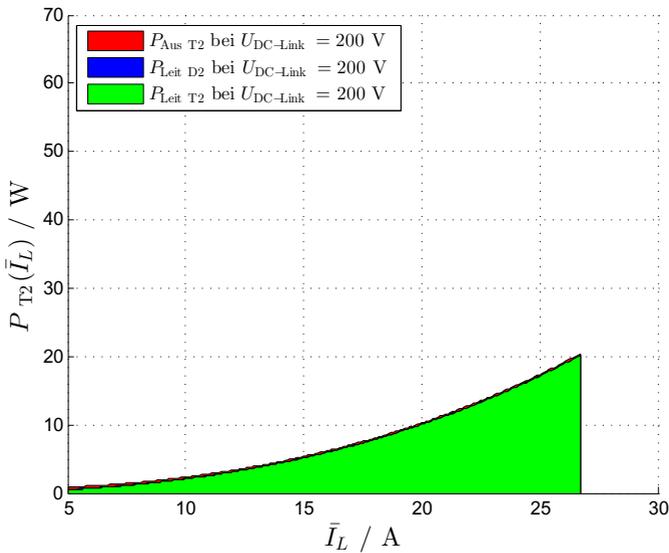


Abbildung 9.26: Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T2 im BCM bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$

Abbildung 9.26 zeigt, dass für niedrige Zwischenkreisspannungen  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  die Verlustleistungen im Transistor T2 nahezu ausschließlich aus den Leitverlusten  $P_{\text{Leit T2}}$  bestehen.

Da im BCM die Diode D2 nur nahe des Stromnullpunkts betrieben wird, fallen auch Leitverluste  $P_{\text{Leit D2}}$  in dieser vernachlässigbar gering aus.

## 9 Verlustleistungen im BCM

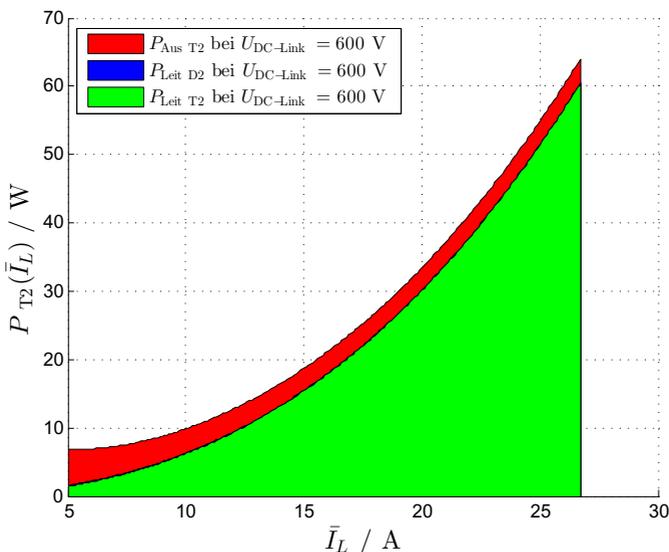


Abbildung 9.27: Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T2 im BCM bei  $U_{DC-Link} = 600$  V

Aus Abbildung 9.27 geht im Vergleich zu Abbildung 9.26 hervor, dass die Leitverluste des Transistors  $P_{Leit\ T2}$  deutlich gestiegen sind. Begründbar ist dies durch die längere Leitphase  $b = 1 - \frac{U_{Bat}}{U_{DC-Link}}$ .

Mit der Zwischenkreisspannung  $U_{DC-Link}$  steigt durch das schnellere Abmagnetisieren der Spule auch die Schaltfrequenz  $f_{sw}$ . Dies führt zu einem häufigeren Auftreten der Ausschaltverluste  $P_{Aus\ T2}$ . Verstärkt wird dieser Effekt durch die steigende Ausschaltenergie  $E_{Aus\ T2}$  bei steigender Zwischenkreisspannung  $U_{DC-Link}$ .

### 9.1.4 Gesamtverlustleistung

Durch Summation der einzelnen Gesamtverlustleistungen  $P_L$ ,  $P_C$  und  $P_{T1, T2}$  ergeben sich die Verlustleistungen aus Tabelle 9.13. Dies zeigt die gleiche Rechenvorschrift wie in dem CCM. Zur besseren Übersicht ist Gleichung 8.52 an dieser Stelle noch einmal dargestellt.

$$P_V = P_L + P_C + P_{T1, T2} \quad (8.52)$$

Tabelle 9.13: Gesamtverlustleistungen im BCM

Lastfall	I	II	III
$P_V / W$	6,7	22,7	148
$\frac{P_V}{P_{\text{Ein}}} / \%$	0,9	1,5	3,7

Zur besseren Visualisierung der Gesamtverluste  $P_V$  sind diese wie auch im CCM mit MATLAB grafisch dargestellt worden. Diese sind in Abbildung 9.28 bis 9.29 zu sehen.

## 9 Verlustleistungen im BCM

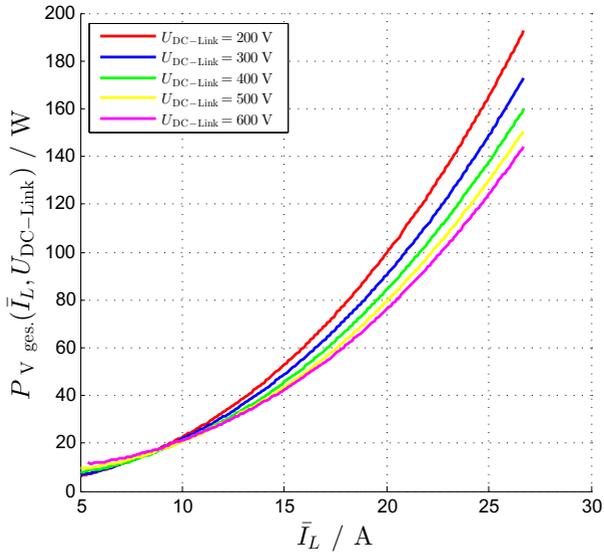


Abbildung 9.28: Gesamtverlustleistungen im BCM

Nach Gleichung 9.17 kann der Wirkungsgrad bestimmt werden. Die simulierte Gesamteffizienz ist in Abbildung 9.29 zu sehen.

$$\eta = \frac{P_{\text{Bat.}} - P_V}{P_{\text{Bat.}}} \quad (9.17)$$

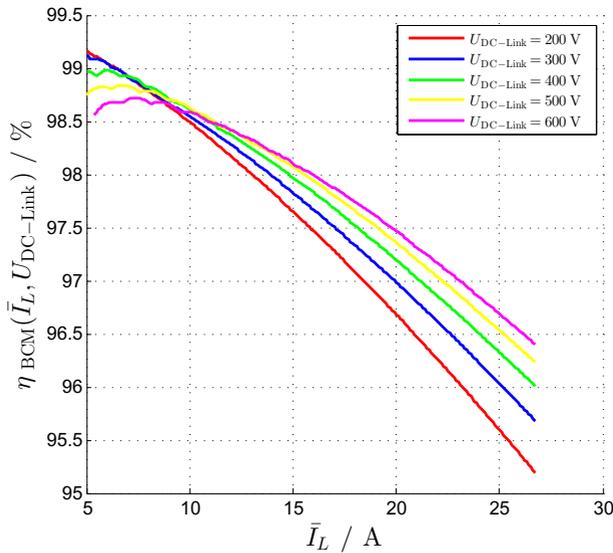


Abbildung 9.29: Gesamtwirkungsgrad im BCM

Die höchste Effizienz mit 99,1 % wird im BCM bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$  erreicht, während sich die höchsten Verluste mit 193 W bei gleicher DC-Link Spannung und dem maximalen Spulenstrom von  $\bar{I}_L = 26,7 \text{ A}$  ergeben.

## 9.2 Verlustleistungsmessung

Wie bei den Messungen im CCM sind im BCM ebenfalls zwei Messreihen bei den Zwischenkreisspannungen  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $U_{\text{DC-Link}} = 300 \text{ V}$  aufgenommen worden. Bei beiden Zwischenkreisspannungen ist der mittlere Spulenstrom  $\bar{I}_L$  in 2,5 A Schritten zwischen 5 und 20 A variiert worden.

Die relevanten Ergebnisse der Messungen sind der Tabelle 9.14 zu entnehmen, während weitere Messwerte in den Tabellen im Anhang ab Seite 175 zu finden sind.

## 9 Verlustleistungen im BCM

Tabelle 9.14: Gemessene Wirkungsgrade im BCM

$U_{\text{DC-Link}} / \text{V}$	200	300
$\eta_{\text{BCM}} / \%$ bei $\bar{I}_L = 5 \text{ A}$	99,16	98,53
$\eta_{\text{BCM}} / \%$ bei $\bar{I}_L = 7,5 \text{ A}$	98,94	98,49
$\eta_{\text{BCM}} / \%$ bei $\bar{I}_L = 10 \text{ A}$	98,50	98,33
$\eta_{\text{BCM}} / \%$ bei $\bar{I}_L = 12,5 \text{ A}$	97,94	98,19
$\eta_{\text{BCM}} / \%$ bei $\bar{I}_L = 15 \text{ A}$	97,95	97,93
$\eta_{\text{BCM}} / \%$ bei $\bar{I}_L = 17,5 \text{ A}$	97,59	97,62
$\eta_{\text{BCM}} / \%$ bei $\bar{I}_L = 20 \text{ A}$	97,36	96,90

In Abbildung 9.30 und 9.31 sind die Verlustleistungen beziehungsweise die daraus resultierenden Wirkungsgrade dargestellt.

An den Fehlerbalken ist zu erkennen, dass die Simulationsergebnisse in weiten Bereichen innerhalb der Vertrauensbereiche der Messungen liegen.

Wie auch bei den Untersuchungen im CCM sind verschiedene Annahmen getroffen worden, um die Verlustleistungsberechnung durchführen zu können. Neben den gezeigten Messfehlern könnten die in Kapitel 8.2 beschriebenen angenommenen Vereinfachungen der Berechnungen für die Abweichungen zwischen Messwerten und Berechnungsergebnissen verantwortlich sein.

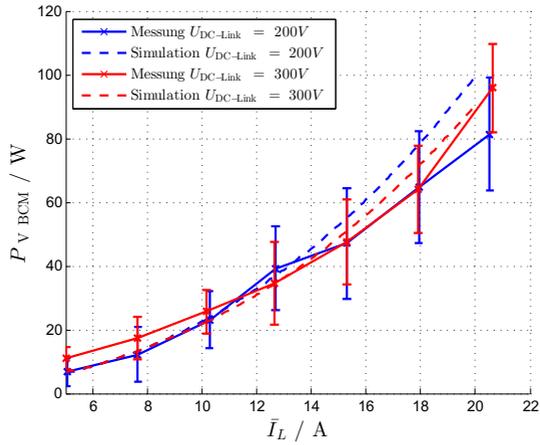


Abbildung 9.30: Gemessene Verlustleistungen im BCM

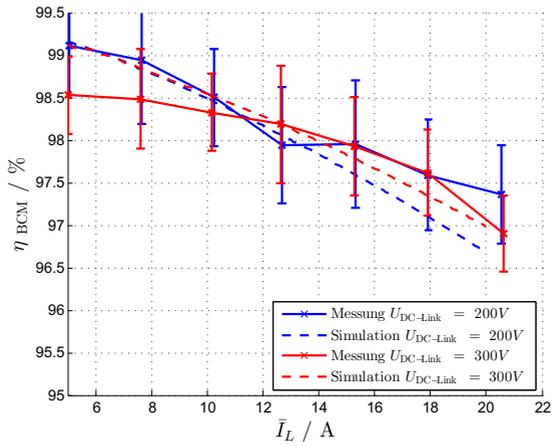


Abbildung 9.31: Gemessene Wirkungsgrade im BCM

## 10 Vergleich von BCM und CCM

In den folgenden Unterkapiteln 10.1 bis 10.3 werden sowohl die berechneten als auch die gemessenen Werte aus den Kapiteln 8 und 9 miteinander verglichen.

### 10.1 Vergleich der Berechnungen

#### 10.1.1 Stellerdrosselverlustleistung

Vergleicht man die berechneten Verlustleistungen der Spule im CCM aus Kapitel 8.1.1 mit den Spulenverlustleistungen im BCM aus Kapitel 9.1.1 erhält man die Verläufe aus Abbildung 10.1.

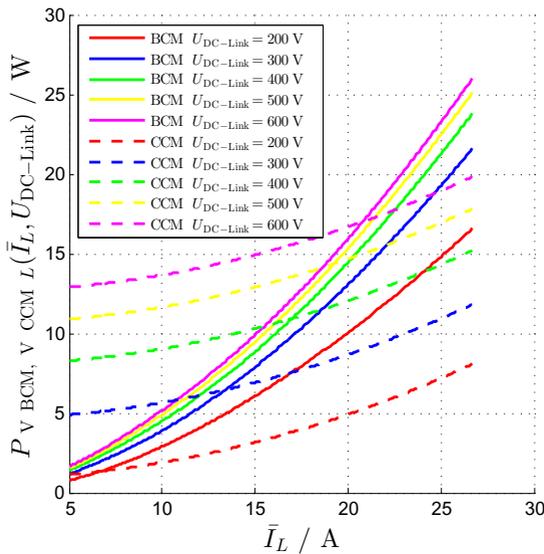


Abbildung 10.1: Vergleich der berechneten Spulenverlustleistungen im BCM und CCM

Die oben aufgeführten Verluste zeigen die gesamten Induktivitätsverluste ( $P_{\text{FE } L} + P_{\text{Leit } L}$ ). Zwar liegen die Verluste der einzelnen

Modi in der gleichen Größenordnung, jedoch ist bei einem niedrigen Spannungsübersetzungsverhältnis und kleinem Spulenstrom  $\bar{I}_L$  ein deutlicher Effizienzvorteil im BCM zu erkennen. Bei steigendem Spulenstrom übersteigen die Verluste im BCM die Verluste im CCM, sodass dann Effizienzvorteile im CCM entstehen.

### 10.1.2 Kondensatorverlustleistungen

Dieses Unterkapitel vergleicht die berechneten Verlustleistungen der Kondensatoren im CCM aus Kapitel 8.1.2 mit den Kondensatorverlustleistungen im BCM aus Kapitel 9.1.2 miteinander. Der Vergleich ist in Abbildung 10.2 gezeigt.

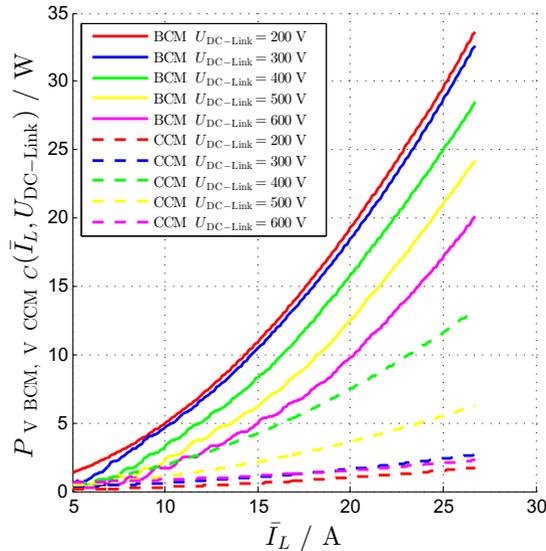


Abbildung 10.2: Vergleich der berechneten Kondensatorverlustleistungen im BCM und CCM

Es ist erkennbar, dass die Verluste im BCM deutlich über den Verlustleistungen im CCM liegen. Dies liegt vor allem an der höheren Stromwelligkeit im BCM.

### 10.1.3 Transistorverlustleistungen

Abbildung 10.3 zeigt die Gesamtverlustleistungen, die sowohl im BCM als auch im CCM in den Transistoren entstehen. Hierbei handelt es sich um die Summe der Verlustleistungen ( $P_{V T1}$  und  $P_{V T2}$ ) von beiden Transistoren T1 und T2.

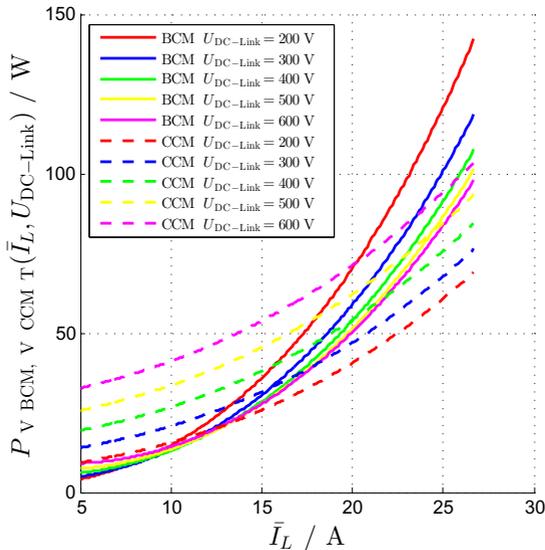


Abbildung 10.3: Vergleich der berechneten Transistorverlustleistungen im BCM und CCM

Es ist zu erkennen, dass bei höheren Spulenströmen  $\bar{I}_L$  ein Effizienzvorteil beim CCM entsteht. Zurückzuführen ist das auf die im BCM dominierenden Leitverluste in den Transistoren. Die höheren Leitverluste werden bei höheren Spulenströmen  $\bar{I}_L$  hauptsächlich durch den AC-Anteil des Stroms im BCM hervorgerufen (Siehe Abbildung 9.24 bis 9.27 beziehungsweise Abbildung 8.34 bis 8.38). Bei niedrigen Spulenströmen  $\bar{I}_L$  hingegen sind die Schaltverluste in den Transistoren dominierend wodurch BCM die geringeren Verluste aufweist.

### 10.1.4 Gesamtverlustleistungen

Der Vergleich der zusammengefassten Gesamtverlustleistungen ist in Abbildung 10.4 zu sehen.

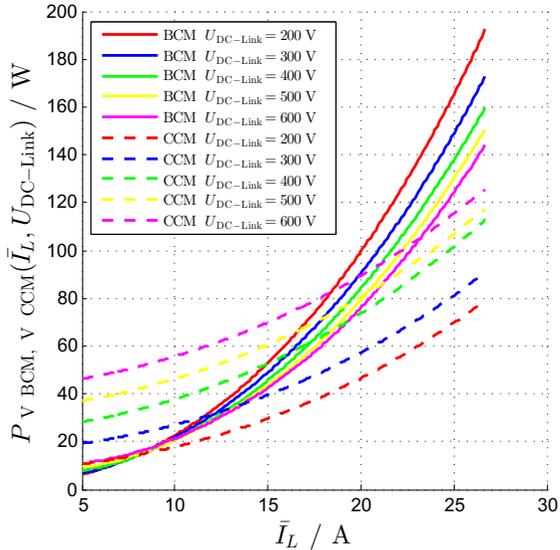


Abbildung 10.4: Vergleich der Gesamtverlustleistungen im BCM und CCM

Der nach Gleichung 9.17 resultierende Wirkungsgrad ist in Abbildung 10.5 gezeigt.

## 10 Vergleich von BCM und CCM

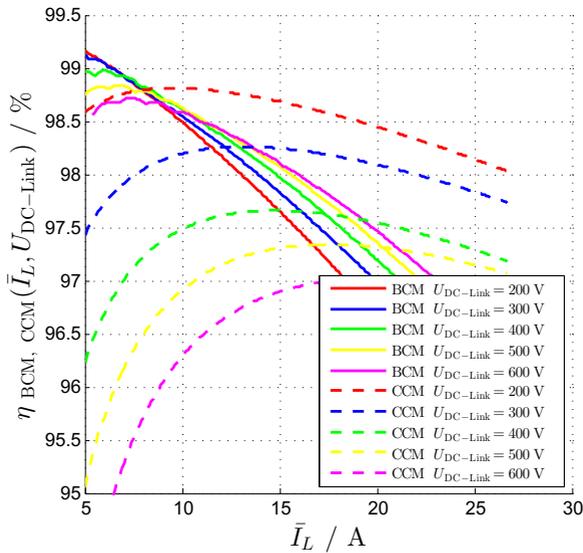


Abbildung 10.5: Wirkungsgradvergleiche zwischen BCM und CCM

Vor allem bei hohen Spannungsübersetzungsverhältnissen  $\frac{U_{\text{DC-Link}}}{U_{\text{Bat.}}}$  und kleinen Spulenströme  $\bar{I}_L$  ist eine deutliche Effizienzsteigerung durch den Einsatz des BCM zu erkennen. Bei steigendem Laststrom und sinkendem Spannungsübersetzungsverhältnis erreicht jedoch der CCM die höhere Effizienz.

Durch geeignete Kombination der beiden Modi BCM und CCM erhält man eine optimierte Effizienz, indem man, je nach Lastfall, den Wandler im effektiveren Modus betreibt. Diese Kombination ist in Abbildung 10.6 veranschaulicht.

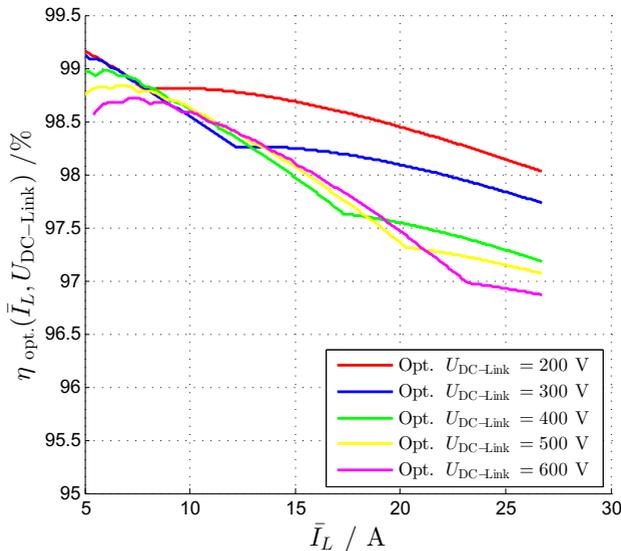


Abbildung 10.6: Effizienz im kombinierten Modus

## 10.2 Aufteilung der Verlustleistungen

Durch die Aufteilung der Gesamtverlustleistungen des DC/DC-Wandlers in die Verlustleistungen der Transistoren ( $P_{T1, T2}$ ), der Spule ( $P_L$ ) und der Kondensatoren ( $P_C$ ) ergibt sich der Verlauf aus Abbildung 10.7 für den CCM und 10.8 für den BCM.

Es ist zu erkennen, dass vor allem die Verlustleistungen, die in den Kondensatoren entstehen, einen wesentlich höheren Anteil beim BCM als beim CCM haben. Dies liegt vor allem an dem sehr hohen AC Anteil des Stroms  $\hat{\hat{I}}_L$  und der damit verbundenen niedrigen Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$  im BCM (siehe Kapitel 9.1.2). Der gewählte Lastpunkt aus Tabelle 10.1 ist der Lastpunkt, bei dem die maximalen Verluste auftreten ( $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $\bar{I}_L = 26,7 \text{ A}$ ).

## 10 Vergleich von BCM und CCM

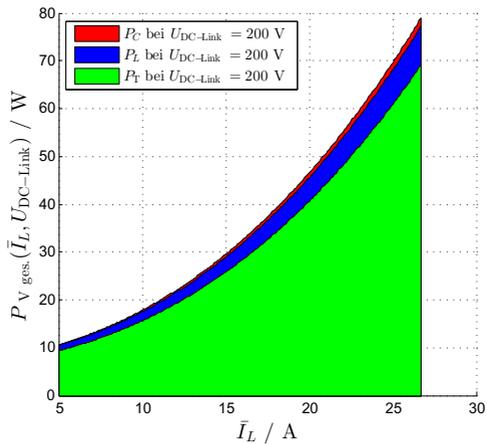


Abbildung 10.7: Verlustleistungsaufteilung bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  im CCM

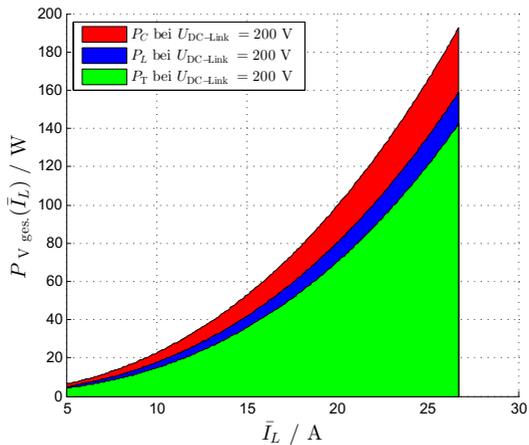


Abbildung 10.8: Verlustleistungsaufteilung bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  im BCM

## 10.2 Aufteilung der Verlustleistungen

Tabelle 10.1: Verteilung der Verlustleistungen bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$  und  $\bar{I}_L = 26,7 \text{ A}$

	CCM	BCM
$\frac{P_C}{P_{V \text{ ges.}}} / \%$	2,6	17,5
$\frac{P_L}{P_{V \text{ ges.}}} / \%$	12,2	8,6
$\frac{P_T}{P_{V \text{ ges.}}} / \%$	85,2	73,9

Bei der Verwendung eines mehrsträngigen, phasenversetzt arbeitenden DC/DC-Wandlers entsteht eine Überlagerung der einzelnen Spulenströme, was zu einem deutlich geringeren AC-Stromanteil  $\hat{I}_C$  und gleichzeitig zu einem höherfrequenten Gesamtstrom führt (siehe Kapitel 5.2). Vor allem im BCM führt dies zu einer signifikanten Reduzierung der Verluste in den Kondensatoren. Unter Vernachlässigung der Kondensatorverluste ergeben sich im BCM simulierte Wirkungsgrade, die in Abbildung 10.9 zu sehen sind. Als Bezugseffizienz ist der Gesamtwirkungsgrad (einschließlich der Kondensatorverlustleistungen) im BCM ebenfalls in Abbildung 10.9 dargestellt.

## 10 Vergleich von BCM und CCM

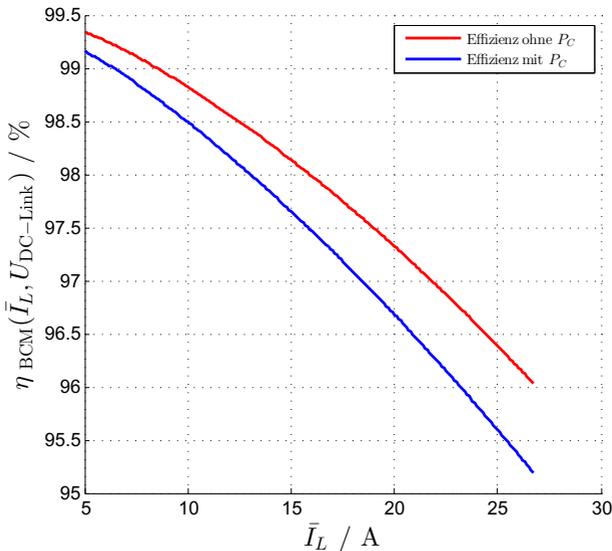


Abbildung 10.9: Wandlereffizienzen mit und ohne Kondensatorverluste

### 10.3 Vergleich der Messungen

Im folgenden Unterkapitel sollen sowohl die gemessenen Wirkungsgrade als auch die Verlustleistung des BCM mit denen des CCM verglichen werden.

Abbildung 10.10 zeigt die Verlustleistung der beiden Messreihen bei 200 V und 300 V für den BCM und den CCM.

Wie auch bereits die Simulationen gezeigt haben, entsteht im BCM vor allem für höhere DC-Link-Spannungen und niedrige Spulenströme weniger Verlustleistung.

Gleiches zeigt sich in Abbildung 10.11, die einen Effizienzvergleich zwischen BCM und CCM wiedergibt.

### 10.3 Vergleich der Messungen

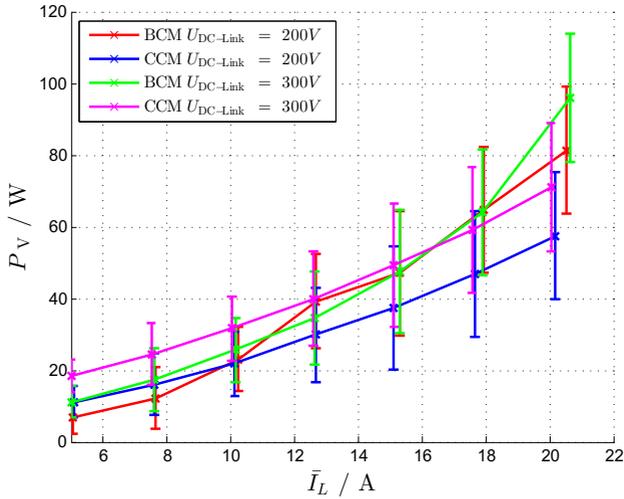


Abbildung 10.10: Vergleich der gemessenen Verlustleistungen des BCM und des CCM

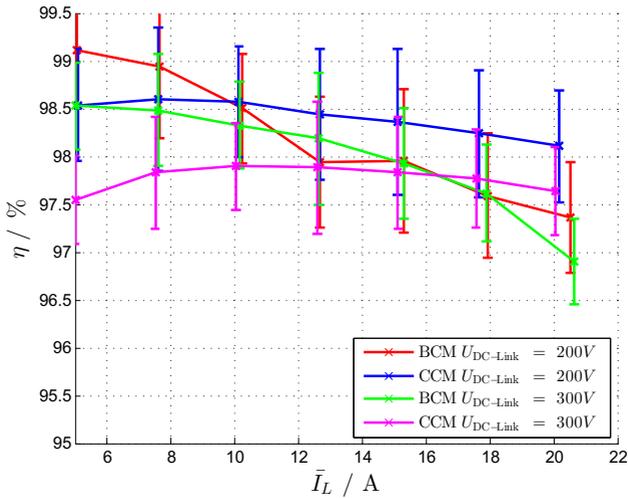


Abbildung 10.11: Wirkungsgradvergleich zwischen BCM und CCM

## 11 Fazit

Wie sowohl aus den Simulations- als auch aus den Messergebnissen hervorgeht, ist es abhängig vom Arbeitspunkt, welcher Modus die höhere Effizienz liefert.

So kann für niedrigere Batterieströme eine bessere Effizienz mit dem BCM erreicht werden, dafür erzielt man mit dem CCM bei hohen Batterieströmen einen höheren Wirkungsgrad.

Eine weitere Abhängigkeit der Effizienz ergibt sich durch die Variation der DC-Link-Spannung. So ist der BCM dem CCM bei hohen DC-Link-Spannungen überlegen.

Als logische Schlussfolgerung ergibt sich für eine optimierte Regelungsstrategie eine Kombination aus beiden Regelmodi. Hier sollte bei niedrigem Batteriestrom und hoher DC-Link Spannung der Wandler im BCM arbeiten, während er bei niedriger DC-Link Spannung und hohem Batteriestrom in den CCM wechseln sollte.

Diese Optimierung kann, da die eingesetzten Komponenten sowohl für den BCM als auch den CCM geeignet sind, lediglich durch eine angepasste Ansteuerung der Leistungshalbleiter erreicht werden, sodass keinerlei Mehrkosten bei der Serienentwicklung entstehen würden.

Somit kann in der hier vorliegenden Anwendung ein Wandler mit einer Gesamteffizienz von mehr als 96,5 % über dem untersuchten Lastbereich dargestellt werden.

Für einen mehrsträngigen DC/DC-Wandler rücken mit steigender Strangzahl die Kondensatorverluste weiter in den Hintergrund, sodass die Effizienz eines im BCM geregelten Wandlers über einen weiteren Bereich Wirkungsgradvorteile bieten könnte.

Da je nach Lastfall im CCM oder BCM höhere Wirkungsgrade erreicht worden sind, ist eine Untersuchung für den einzelnen Anwendungsfall notwendig. In dem hier vorliegenden Anwendungsfall, als Koppelglied zwischen Traktionsbatterie und DC-Link, sind durch eine optimierte Regelung deutliche Wirkungsgradvorteile aufgrund des hohen Teillastbetriebs zu erwarten.

# 12 Ausblick

## 12.1 Einphasiges Laden

Ergänzend zu Kapitel 5.2 wird hier ein weiterer Vorteil von mehrsträngigen DC/DC-Wandlern für BEV und HEV vorgestellt. Bei dieser Modifikationsart werden mindestens drei bzw. fünf Stränge benötigt [26]. Bei der Verwendung von mehrsträngigen DC/DC-Wandlern besteht die Möglichkeit der Zweckentfremdung. Hierbei können, wie in Abbildung 12.1 gezeigt, zwei Stränge von der Batterie getrennt und an das einphasige 230 V / 50 Hz Netz angeschlossen werden [28]. Diese Veränderung der Wandlerstruktur ermöglicht einen bidirektionalen Leistungsfluss, der im weiteren Verlauf des Kapitels detaillierter erläutert wird.

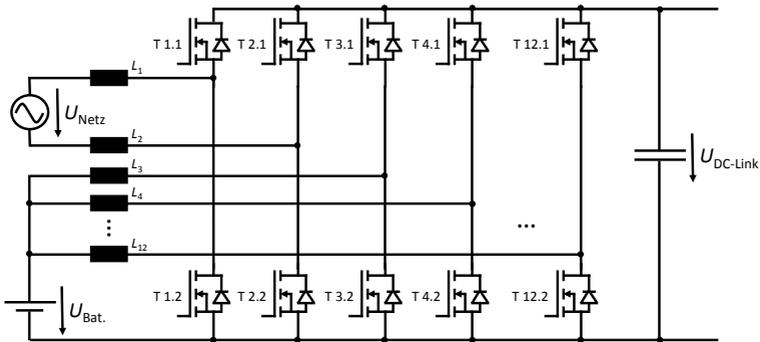


Abbildung 12.1: Einphasige Ladefunktionalität des DC/DC-Wandlers aus dem 230 V / 50 Hz Netz

Als Erweiterung der Schaltung von Abbildung 12.1 besteht die Möglichkeit, anstelle von zwei Brückenzeigen, vier Brückenzeige zur Netzanbindung zu verwenden. Dabei kann, ähnlich wie in Kapitel 5.2, die phasenversetzte Ansteuerung der Halbbrücken genutzt werden, um den Gesamtstromrippel und damit auch die gesamte harmonische Verzerrung (engl.: Total Harmonic Distortion) (THD) zu verringern. Die Alternativschaltung zu Abbildung 12.1 ist in Abbildung 12.2 zu sehen.

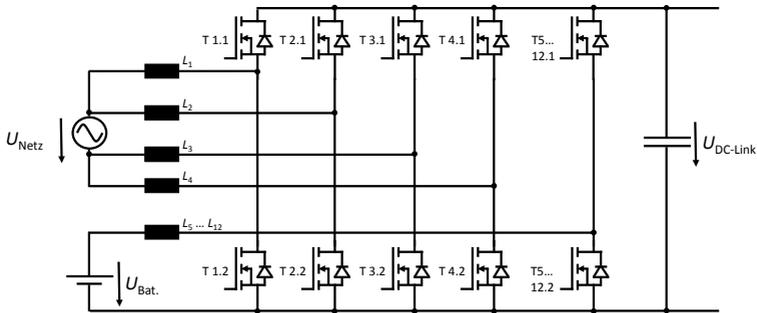


Abbildung 12.2: Einphasige Ladefunktionalität mit vier Halbbrücken

Durch geeignete Ansteuerung der Halbleiter kann ein Stromfluss vom 230 V Netz zum DC-Link gewährleistet werden. Mithilfe der übrigen Halbbrücken wird die DC-Link Spannung konstant gehalten, sodass die vom Netz in den Zwischenkreis gelangte Energie weiter in die Traktionsbatterie gelangt. Abbildung 12.3 zeigt die Netzspannung sowie den durch den Wandler geregelten Netzstrom, der der Netzspannung in Phase folgt.

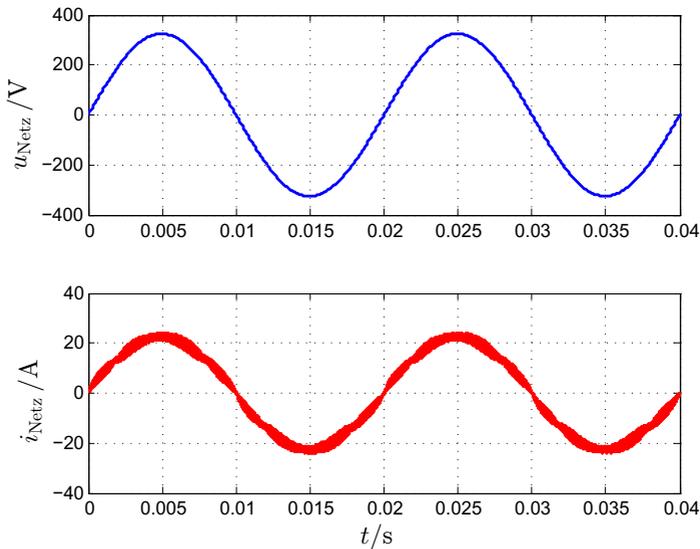


Abbildung 12.3: Netzspannung und -strom

Die in den Grafiken der Abbildung 12.4 gezeigten Verläufe zeigen die simulierten Ströme durch die Stellerinduktivitäten  $L_1$  und  $L_3$  bzw.  $L_2$  und  $L_4$ . Dabei wird in der positiven Netzspannungshalbschwingung der Phasenstrom über die Stellerinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  geregelt, während über die Stellerinduktivität  $L_3$  und den dauerhaft geschalteten Transistor T3.2 der Strom ins Netz zurückfließt. Die vierte Halbbrücke mit  $L_4$  ist hierbei unbestromt.

Während der negativen Halbschwingung wird analog zur positiven der Strom über die beiden Halbbrücken 3 und 4 geregelt, während er über den Transistor T1.2 und  $L_1$  dem Netz zurückgeführt wird.

Durch Überlagerung der Ströme  $I_{L1}$  und  $I_{L2}$  während der positiven Halbschwingung bzw.  $I_{L3}$  und  $I_{L4}$  während der negativen Halbschwingung, ergibt sich der Netzstrom der unteren Grafik aus Abbildung 12.3.

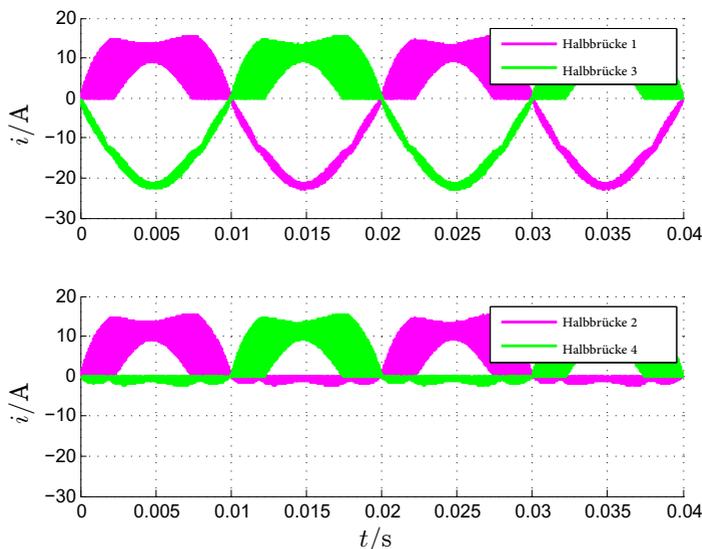


Abbildung 12.4: Phasenströme

Neben dem Laden der Batterie ist ebenso ein Umkehren des Energieflusses möglich, bei dem Energie von der Traktionsbatterie ins 230 V Netz gespeist wird.

Durch eine geeignete, übergeordnete Steuerung können so BEV und HEV zur Stabilisierung des Netzes beitragen, indem sie Lastschwankungen im öffentlichen Stromnetz abfangen können. [58]

Durch den Einsatz des DC/DC-Wandlers als Ladegerät der Traktionsbatterie kann auf ein zusätzliches Ladegerät verzichtet werden, was wiederum Gewicht, Volumen und Kosten einspart.

Ein weiterer Vorteil der Ladegerätsfunktion ist die galvanische Kopplung des 230 V Netz mit dem HV-Netzes des Fahrzeugs. Klassische Ladegeräte in BEV und HEV sind mit einem transformatorbasierten Ladegerät ausgestattet [45, ab Seite 108]. Wirkungsgrade bei Photovoltaik (PV)-Netzwechselrichtern zeigen jedoch, dass durch den Wegfall der galvanischen Trennung ein deutlicher Effizienzvorteil möglich ist [12], [11].

Auch wenn die transformatorlose Kopplung des öffentlichen Netzes an das Fahrzeug unüblich ist, da die Schutzklasse II (Schutz durch doppelte oder verstärkte Isolierung) nicht mehr gegeben ist, so stellt sie dennoch eine alternative Lademöglichkeit nach der geltenden Norm DIN EN 61851-1 dar [36, Seite 21].

## 12.2 Dreiphasiges Laden

Neben der einphasigen Netzladefunktionalität aus Kapitel 12.1 des DC/DC-Wandlers ist auch eine dreiphasige Netzladung möglich. Hierzu werden - ähnlich wie beim einphasigen Laden - drei Stränge *zweckentfremdet* und mit den drei Phasen des 400 V / 50 Hz Netzes verbunden. Der Aufbau ist in Abbildung 12.5 zu sehen.

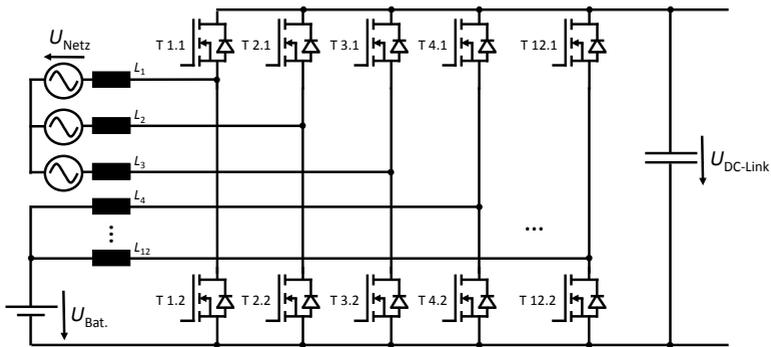


Abbildung 12.5: dreiphasige Ladefunktionalität am 400 V Netz

Wie bei der einphasigen Ladegerätsfunktionalität aus Kapitel 12.1 ist auch hier die Verwendung mehrerer Stränge zur Reduktion des THD möglich. Auf die Darstellung eines Schemas wird an dieser Stelle verzichtet.

# Abbildungsverzeichnis

2.1	DrEM-Hybrid . . . . .	3
2.2	Benötigte, maschinendrehzahlabhängige Zwischenkreisspannung während des WLTC (Hinterachsmotoren) . . . . .	5
4.1	Antriebsstrang ohne DC/DC-Wandler . . . . .	10
4.2	Ersatzschaltbild PSM . . . . .	11
4.3	Induzierte Amplitude der Polradspannung (Hinterachsmotoren) . . . . .	12
4.4	Antriebsstrang mit DC/DC-Wandler . . . . .	13
4.5	Effizienz des DrEM Antriebsumrichters bei unterschiedlichen DC-Link Spannungen . . . . .	14
4.6	Schaltvorgänge des Antriebswechsellrichters bei variabler Zwischenkreisspannung . . . . .	15
5.1	Ersatzschaltbild Zweiquadrantensteller . . . . .	19
5.2	Dreisträngiger Zweiquadrantensteller . . . . .	20
5.3	Stromverlauf mehrsträngiger Betrieb . . . . .	21
6.1	Stromverlauf im Toleranzbandregler . . . . .	25
6.2	Stromverläufe des CCM, BCM und DCM . . . . .	27
6.3	Schaltfrequenzvariation im BCM . . . . .	29
6.4	ZVS und ZCS im BCM . . . . .	30
6.5	Umladevorgang der Ausgangskapazitäten im HSS Betrieb . . . . .	32
8.1	Verlustleistungsdichte des Kernmaterials 3C97 . . . . .	44
8.2	Eisenverluste der Spule im CCM . . . . .	47
8.3	Aufteilung von $i_L$ in $i_{DC}$ und $i_{AC}$ . . . . .	48
8.4	Frequenzabhängiger, ohmscher Anteil $R_L$ der Spule . . . . .	49
8.5	AC und DC Kupferverlustleistungen der Spule im CCM . . . . .	51
8.6	Gesamtkupferverlustleistungen der Spule im CCM . . . . .	52
8.7	Gesamtverlustleistung der Spule im CCM . . . . .	53
8.8	Relative Verlustleistung der Spule im CCM . . . . .	54

8.9	Anteilige Verluste in der Stellerdrossel bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ im CCM . . . . .	54
8.10	Anteilige Verluste in der Stellerdrossel bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ im CCM . . . . .	55
8.11	Ersatzschaltbild der Kondensatoren . . . . .	56
8.12	Ersatzschaltbild des DC-Links . . . . .	58
8.13	idealisiertes DC-Link Kapazitätsstrom . . . . .	59
8.14	Verlustleistungen in den Elektrolytkondensatoren . . . . .	61
8.15	Verlustleistungen in dem Folienkondensator . . . . .	62
8.16	Verlustleistungen in den Keramikkondensatoren . . . . .	62
8.17	Verteilung der ersten 20 harmonischen Ströme in den Kondensatoren . . . . .	63
8.18	Anteilige Verluste in den Kondensatoren bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ . . . . .	64
8.19	Anteilige Verluste in den Kondensatoren bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ . . . . .	64
8.20	Anteilige Verluste in den Kondensatoren bei $U_{\text{DC-Link}} = 400 \text{ V}$ . . . . .	65
8.21	Gesamtverlustleistung der Kondensatoren im CCM . . . . .	66
8.22	Relative Verlustleistungen der Kondensatoren im CCM . . . . .	67
8.23	Strom- und Spannungsverläufe im CCM . . . . .	68
8.24	Signalzuordnung des DC/DC-Wandlers . . . . .	68
8.25	Simulierte Diodenleitverlustleistung im Zeitbereich $t_1$ bis $t_2$ im CCM . . . . .	70
8.26	Leitverlustleistungen des Transistors T1 im CCM im Zeitbereich $t_2$ bis $t_3$ . . . . .	72
8.27	Leitdauer des Transistors T1 im CCM ( $t_3 - t_2$ ) . . . . .	73
8.28	Diodenleitverlustleistung im Zeitbereich $t_3$ bis $t_4$ im CCM . . . . .	74
8.29	Reverse Recovery Verlustleistung von D1 im CCM . . . . .	76
8.30	Einschaltverlustleistungen von T2 im CCM . . . . .	78
8.31	Leitverlustleistung von T2 im CCM . . . . .	79

## Abbildungsverzeichnis

8.32	Ausschaltverlustleistungen von T2 im CCM . . . . .	81
8.33	Gesamtverlustleistungen des Transistors T1 im CCM	82
8.34	Anteilige Verluste im Transistor T1 bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ im CCM . . . . .	83
8.35	Anteilige Verluste im Transistor T1 bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ im CCM . . . . .	84
8.36	Verlustleistungen von T2 im CCM . . . . .	85
8.37	Anteilige Verluste im Transistor T2 bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ im CCM . . . . .	86
8.38	Anteilige Verluste im Transistor T2 bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ im CCM . . . . .	87
8.39	Gesamtverlustleistungen von T1 und T2 im CCM .	88
8.40	Relative Verlustleistungen von T1 und T2 im CCM	89
8.41	Berechnete Gesamtverlustleistungen im CCM . . .	90
8.42	Berechnete Wirkungsgrade im CCM . . . . .	91
8.43	Gesamtverlustleistungen im CCM . . . . .	93
8.44	Gesamteffizienzen im CCM . . . . .	93
9.1	Eisenverlustleistungen im BCM . . . . .	97
9.2	DC und AC Leitverlustleistungen der Spule im BCM100	
9.3	Leitverlustleistungen der Spule im BCM . . . . .	101
9.4	Verlustleistungen der Spule im BCM . . . . .	102
9.5	Anteilige Verluste der Stellerdrossel bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ im CCM . . . . .	103
9.6	Anteilige Verluste der Stellerdrossel bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ im CCM . . . . .	104
9.7	Verlustleistungen in den Elektrolytkondensatoren .	106
9.8	Verlustleistungen in dem Folienkondensator . . . .	107
9.9	Verlustleistungen in den Keramikkondensatoren . .	107
9.10	Grund- und Oberschwingungen des Kondensator- stroms $I_3$ . . . . .	108
9.11	Anteilige Verlustleistungen der Kondensatoren bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ . . . . .	109

9.12	Anteilige Verlustleistungen der Kondensatoren bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ . . . . .	109
9.13	Gesamtverlustleistungen der Kondensatoren im BCM110	
9.14	Relative Gesamtverlustleistungen der Kondensatoren im BCM . . . . .	111
9.15	Verluste von T2 im CCM . . . . .	112
9.16	Leitverlustleistungen der Diode D2 im BCM . . . . .	113
9.17	Leitverlustleistungen des Transistors T2 im BCM . . . . .	115
9.18	Ausschaltverlustleistungen des Transistors T2 im BCM . . . . .	117
9.19	Leitverlustleistungen der Diode D1 im BCM . . . . .	119
9.20	Leitverlustleistungen des Transistors T1 im BCM . . . . .	121
9.21	Gesamtverlustleistung des Transistors T1 im BCM . . . . .	123
9.22	Gesamtverlustleistungen des Transistors T2 im BCM . . . . .	123
9.23	Verlustleistungen der Halbleiter im BCM . . . . .	124
9.24	Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T1 im BCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ . . . . .	125
9.25	Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T1 im BCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ . . . . .	126
9.26	Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T2 im BCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ . . . . .	127
9.27	Anteilige Gesamtverlustleistungen des Transistors T2 im BCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$ . . . . .	128
9.28	Gesamtverlustleistungen im BCM . . . . .	130
9.29	Gesamtwirkungsgrad im BCM . . . . .	131
9.30	Gemessene Verlustleistungen im BCM . . . . .	133
9.31	Gemessene Wirkungsgrade im BCM . . . . .	133
10.1	Vergleich der berechneten Spulenverlustleistungen im BCM und CCM . . . . .	134
10.2	Vergleich der berechneten Kondensatorverlustleistungen im BCM und CCM . . . . .	135
10.3	Vergleich der berechneten Transistorverlustleistungen im BCM und CCM . . . . .	136

## Abbildungsverzeichnis

10.4	Vergleich der Gesamtverlustleistungen im BCM und CCM . . . . .	137
10.5	Wirkungsgradvergleiche zwischen BCM und CCM	138
10.6	Effizienz im kombinierten Modus . . . . .	139
10.7	Verlustleistungsaufteilung bei $U_{\text{DC-Link}} = 200$ V im CCM . . . . .	140
10.8	Verlustleistungsaufteilung bei $U_{\text{DC-Link}} = 200$ V im BCM . . . . .	140
10.9	Wandlereffizienzen mit und ohne Kondensatorverluste	142
10.10	Vergleich der gemessenen Verlustleistungen des BCM und des CCM . . . . .	143
10.11	Wirkungsgradvergleich zwischen BCM und CCM .	143
12.1	Einphasige Ladefunktionalität des DC/DC-Wandlers aus dem 230 V / 50 Hz Netz . . . . .	145
12.2	Einphasige Ladefunktionalität mit vier Halbbrücken	146
12.3	Netzspannung und -strom . . . . .	147
12.4	Phasenströme . . . . .	148
12.5	dreiphasige Ladefunktionalität am 400 V Netz . . .	149
13.1	Vereinfachter Geschwindigkeitsregler des DrEM-Hybrid . . . . .	178
13.2	Datenblattauszug: Diodendurchlassspannung . . . .	179
13.3	Diodendurchlassspannung nach Gleichung 13.2 . .	181
13.4	Simulationsmodell zur Schaltverlustermittlung . . .	183
13.5	Simulierter Ausschaltvorgang bei $U_{\text{DC-Link}} = 250$ V und $\hat{I}_L = 30$ A . . . . .	185
13.6	Simulierte Verlustenergien in Abhängigkeit der geschalteten Spannung . . . . .	186
13.7	Simulierte Verlustenergien in Abhängigkeit des geschalteten Stroms . . . . .	186
13.8	Einschaltverlustenergie in Abhängigkeit der DC-Link Spannung $U_{\text{DC-Link}}$ und des Spulenstroms $\hat{I}_L$	187

13.9	Reverse Recovery Verlustenergie in Abhängigkeit der DC-Link Spannung $U_{\text{DC-Link}}$ und des Spulenstroms $\check{I}_L$ . . . . .	188
13.10	Ausschaltverlustenergie in Abhängigkeit der DC-Link Spannung $U_{\text{DC-Link}}$ und des Spulenstroms $\check{I}_L$ . . . . .	188
13.11	Temperaturabhängigkeit der Einschaltverlustenergie . . . . .	191
13.12	Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Transistors mit parasitärer Induktivität . . . . .	195
13.13	Resonanzpunkt des Elektrolytkondensators . . . . .	196
13.14	Resonanzpunkt des Folienkondensators . . . . .	197
13.15	Resonanzpunkt des Keramikkondensators . . . . .	197
13.16	Amplituden von $I_C$ im Frequenzbereich im CCM . . . . .	199
13.17	Amplituden von $I_C$ im Frequenzbereich im BCM . . . . .	199

# Tabellenverzeichnis

1.1	PKW Neuzulassungen zwischen 2005 und 2016 [49, Seite 11] . . . . .	2
8.1	Zu berechnende Arbeitspunkte im CCM . . . . .	41
8.2	Hilfsvariablen im CCM . . . . .	43
8.3	Arbeitspunkte des Kernmaterials 3C97 . . . . .	45
8.4	Berechnete Eisenverlustleistungen im CCM . . . . .	46
8.5	Berechnete Leitungsverlustleistungen der Spule im CCM . . . . .	50
8.6	Berechnete Spulenverlustleistungen im CCM . . . . .	52
8.7	Kennwerte der Kondensatoren . . . . .	57
8.8	Verlustleistungen der Kondensatoren im CCM . . . . .	60
8.9	Berechnete Leitverlustleistungen von D1 im CCM . . . . .	69
8.10	Berechnete Leitverlustleistungen von T1 im CCM . . . . .	72
8.11	Berechnete Leitverlustleistungen von D1 im CCM . . . . .	74
8.12	Berechnete Reverse Recovery Verlustleistungen von D1 im CCM . . . . .	76
8.13	Berechnete Einschaltverlustleistungen von T2 im CCM . . . . .	78
8.14	Berechnete Leitverlustleistungen von T2 im CCM . . . . .	79
8.15	Berechnete Ausschaltverlustleistungen von T2 im CCM . . . . .	80
8.16	Transistorverlustleistungen im CCM . . . . .	82
8.17	Gesamtverlustleistung im CCM . . . . .	90
8.18	Gemessene Wirkungsgrade im CCM . . . . .	92
9.1	Hilfsgrößen im BCM . . . . .	96
9.2	Berechnete Eisenverlustleistungen im BCM . . . . .	97
9.3	AC-Widerstand im BCM . . . . .	98
9.4	Berechnete Leitverlustleistungen der Spule im BCM . . . . .	99
9.5	Berechnete Spulenverlustleistungen im BCM . . . . .	101
9.6	Verlustleistungen der Kondensatoren im BCM . . . . .	106
9.7	Berechnete Leitverlustleistungen der Diode D2 im BCM . . . . .	113

9.8	Berechnete Leitverlustleistungen des Transistors T2 im BCM . . . . .	115
9.9	Berechnete Ausschaltverlustleistungen von T2 im BCM . . . . .	117
9.10	Berechnete Leitverlustleistungen von D1 im BCM .	118
9.11	Berechnete Leitverlustleistungen von T1 im BCM .	120
9.12	Transistorverlustleistungen im BCM . . . . .	122
9.13	Gesamtverlustleistungen im BCM . . . . .	129
9.14	Gemessene Wirkungsgrade im BCM . . . . .	132
10.1	Verteilung der Verlustleistungen bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ und $\bar{I}_L = 26,7 \text{ A}$ . . . . .	141
13.1	Wesentliche Kenndaten einer Zelle der Traktionsbatterie . . . . .	175
13.2	Kenndaten der Traktionsbatterie . . . . .	176
13.3	Kenndaten der DrEM . . . . .	176
13.4	Kenndaten der Hinterachsmotoren . . . . .	177
13.5	Lastpunkte der Freilaufdiode . . . . .	180
13.6	Koeffizienten zur Beschreibung der Freilaufdiodespannung $U_F$ . . . . .	180
13.7	In LTspice simulierte Arbeitspunkte . . . . .	182
13.8	Parametrierung des Simulationsmodells zur Schaltverlustermittlung . . . . .	184
13.9	Koeffizienten zur Schaltverlustberechnung . . . . .	190
13.10	Messergebnisse im CCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ . .	200
13.11	Messergebnisse im CCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 300 \text{ V}$ . .	201
13.12	Messergebnisse im BCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ . .	201
13.13	Messergebnisse im BCM bei $U_{\text{DC-Link}} = 300 \text{ V}$ . .	202

## Formelzeichenverzeichnis

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
$\alpha$	-	Steinmetzfaktor $\alpha$
$\beta$	-	Steinmetzfaktor $\beta$
$a$	-	Tastgrad, oberer Leistungshalbleiter
$b$	-	Tastgrad, unterer Leistungshalbleiter
$K_i$	-	Stromabhängigkeitsexponent der Schaltverluste
$K_v$	-	Spannungsabhängigkeitsexponent der Schaltverluste
$N$	-	Windungszahl
$a_{x \text{ RR}}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}^x}$	x. Spannungskoeffizient zur Berechnung der Sperrverzögerungsenergie
$a_{x \text{ on}}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}^x}$	x. Spannungskoeffizient zur Berechnung der Einschaltenergie
$a_{x \text{ off}}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}^x}$	x. Spannungskoeffizient zur Berechnung der Ausschaltenergie
$b_{x \text{ on}}$	$\frac{1}{\text{A}^x}$	x. Stromkoeffizient zur Berechnung der Einschaltenergie
$b_{x \text{ off}}$	$\frac{1}{\text{A}^x}$	x. Stromkoeffizient zur Berechnung der Ausschaltenergie
$\hat{I}_L$	A	Spulenstrom, Spitzenwert
$I_{\text{UT}}$	A	untere Toleranzbandstromgrenze
$I_{\text{OT}}$	A	obere Toleranzbandstromgrenze

$\bar{I}_L$	A	Spulenstrom, Mittelwert
$\check{I}_L$	A	Spulenstrom, neg. Spitzenwert
$\tilde{I}_L$	A	Spulenstrom, Effektivwert
$\hat{\hat{I}}_L$	A	Spulenstrom, Spitzen-Spitzenwert
$\check{I}_{L \text{ ZVS min}}$	A	benötigter Spulenstrom um ZVS zu gewährleisten
$\check{I}_{L \text{ ZVS}}$	A	gewählter Spulenstrom, der ZVS gewährleistet
$I_{\text{ref}}$	A	Referenzstrom zur Schaltverlustleistungsberechnung
$\hat{I}_{L \text{ max}}$	A	Maximaler, mittlerer Spulenstrom
$I_{\text{Bat max}}$	A	Maximaler Batteriestrom
$\tilde{I}_D$	A	Drainstrom, Effektivwert
$i_{T1}$	A	Strom des oberen Transistors T1
$i_{T2}$	A	Strom des unteren Transistors T2
$I_{\text{rr}}$	A	Referenzstrom zur Ermittlung der Sperrverzögerungsenergie
$\frac{di_t}{dt}$	$\frac{A}{s}$	Referenzstromsteilheit zur Ermittlung der Sperrverzögerungsenergie
$U_{\text{DC-Link}}$	V	Zwischenkreisspannung
$U_{\text{Bat.}}$	V	Traktionsbatteriespannung
$u_F$	V	Diodenvorwärtsspannung
$U_{\text{ref}}$	V	Referenzspannung zur Schaltverlustleistungsberechnung
$U_L$	V	Spannung an der Induktivität

$u_{\text{Gate T1}}$	V	Gate-Source Spannung des oberen Transistors T1
$u_{\text{Gate T2}}$	V	Gate-Source Spannung des unteren Transistors T2
$U_{\text{Gate on}}$	V	Gate-Source Spannung im angesteuerten Zustand
$U_{\text{Gate off}}$	V	Gate-Source Spannung im nicht angesteuerten Zustand
$u_{\text{HB}}$	V	Halbbrückenspannung
$\underline{U}_{\text{S}}$	V	Komplexe Strangspannung
$\underline{U}_{\text{P}}$	V	Komplexe Polradspannung
$\underline{U}_{\text{LS}}$	V	Komplexe Spannung an der Motorinduktivität
$\underline{U}_{\text{R}}$	V	Komplexe Spannung am Wicklungswiderstand
$R_{\text{DS on}}$	$\Omega$	Leitwiderstand der Drain-Source Strecke
$R_{\text{L DC}}$	$\Omega$	DC-Widerstand der Spule
$R_{\text{L AC}}$	$\Omega$	AC-Widerstand der Spule
$r_{\text{L}}$	$\Omega$	Widerstand der Spule (frequenzabhängig)
$R_{\text{Par}}$	$\Omega$	Parasitärer, ohmscher Anteil des Kondensators
$P_{\text{Fe}}$	W	Eisenverlustleistung der Spule
$P_{\text{Leit DC L}}$	W	DC-Kupferverlustleistung der Spule
$P_{\text{Leit AC L}}$	W	AC-Kupferverlustleistung der Spule

$P_{Leit L}$	W	Kupferverlustleistung der Spule
$P_{Leit 1 D1}$	W	Leitverlustleistung der Diode D1, Zeitbereich 1
$P_{Leit 2 D1}$	W	Leitverlustleistung der Diode D1, Zeitbereich 2
$P_{Aus T1}$	W	Ausschaltverlustleistung des Transistors T1
$P_{Aus T2}$	W	Ausschaltverlustleistung des Transistors T2
$P_{Ein T1}$	W	Einschaltverlustleistung des Transistors T1
$P_{Ein T2}$	W	Einschaltverlustleistung des Transistors T2
$P_{RR}$	W	Sperrverzögerungsverlustleistung der Diode D1
$P_{T2 max}$	W	Maximale Verlustleistung in T2
$P_{Fe(sin)}$	W	Eisenverluste in der Spule für eine sinusförmige Erregung
$P_L$	W	Gesamtverlustleistung der Spule
$P_C$	W	Gesamtverlustleistung der Kondensatoren
$P_{T1, T2}$	W	Gesamtverlustleistungen in den Transistoren T1 und T2
$P_{CCM}$	W	Gesamtverlustleistung im CCM
$P_{BCM}$	W	Gesamtverlustleistung im BCM

$p_{\text{Fe1}}$	$\frac{\text{W}}{\text{m}^3}$	Spezifische Eisenverluste im AP 1 zur Parameterermittlung der Steinmetzformel
$p_{\text{Fe2}}$	$\frac{\text{W}}{\text{m}^3}$	Spezifische Eisenverluste im AP 2 zur Parameterermittlung der Steinmetzformel
$k_p$	$\frac{\text{W}}{\text{m}^3}$	Steinmetzfaktor $k_p$
$V_{\text{Fe}}$	$\text{m}^3$	Volumen des Spulenkerns
$F$	-	Formfaktor für nicht sinusförmige Erregung der Steinmetzformel, allgemein
$F_{\text{rect}}$	-	Formfaktor für rechteckförmige Erregung der Steinmetzformel
$f_{\text{sw}}$	Hz	Schaltfrequenz
$\underline{Y}_{C1}$	S	Admittanz Ersatzkondensator 1
$L$	H	Induktivität der Stellerdrossel
$L_{\text{BCM}}$	H	Berechnete Induktivität der Stellerinduktivität im BCM
$L_{\text{CCM}}$	H	Berechnete Induktivität der Stellerinduktivität im CCM
$L_{\text{DCM}}$	H	Stellerinduktivität im DCM
$L_{\text{Par}}$	H	Parasitärer, induktiver Anteil des Kondensators
$A_L$	H	Magnetischer Leitwert
$R_{L \text{ DC}}$	$\Omega$	DC-Widerstand der Spule
$R_{L \text{ AC}}$	$\Omega$	AC-Widerstand der Spule

$C_1$	F	Ersatzkapazität der Elektrolytkondensatoren
$C_2$	F	Ersatzkapazität des Folienkondensators
$C_3$	F	Ersatzkapazität der Keramikkondensatoren
$C_{\text{Elko}}$	F	Kapazität des Elektrolytkondensators
$C_{\text{Folien}}$	F	Kapazität des Folienkondensators
$C_{\text{Keramik}}$	F	Kapazität des Keramikkondensators
$C_{\text{OSS}}$	F	Ausgangskapazität des Transistors
$R_m$	$\frac{\text{A}}{\text{Vs}}$	Magnetischer Widerstand
$A_e$	$\text{m}^2$	Eisenfläche
$\mu_0$	$\frac{\text{Vs}}{\text{A}}$	Magnetische Feldkonstante
$T_{\text{tot}}$	s	Totzeit
$t$	s	Zeit, allgemein
$C_{\text{OSS}}$	F	Ausgangskapazität des MOSFETs
$Q_{\text{RR}}$	As	Sperrverzögerungsladung
$W, E,$	Ws	Energie, allgemein
$E_{\text{Ein}}$	Ws	Transistor Einschaltenergie
$E_{\text{Aus}}$	Ws	Transistor Ausschaltenergie
$E_{\text{RR}}$	Ws	Sperrverzögerungsenergie
$E_{\text{Ein Db}}$	Ws	Transistor Referenzeinschaltenergie
$E_{\text{Aus Db}}$	Ws	Transistor Referenzausschaltenergie
$n_{\text{Stränge}}$	-	Anzahl der Stränge / Halbbrücken

$l_{\text{luft}}$	m	Länge des Luftspalts in der Spule
$f_1$	Hz	Frequenz im AP 1 zur Parameterermittlung der Steinmetzformel
$f_2$	Hz	Frequenz im AP 2 zur Parameterermittlung der Steinmetzformel
$B_1$	T	Flussdichte im AP 1 zur Parameterermittlung der Steinmetzformel
$B_2$	T	Flussdichte im AP 2 zur Parameterermittlung der Steinmetzformel
$B$	T	Magnetische Flussdichte, allgemein
$\hat{B}$	T	Magnetische Flussdichte, Spitzenwert
$M_{\text{Fahrzeug}}$	Nm	Traktionsdrehmoment des Fahrzeugs
$M_{\text{RE}}$	Nm	Drehmoment des Range Extenders
$M_{\text{PSM1}}$	Nm	Drehmoment der ersten Hinterachsmaschine
$M_{\text{PSM2}}$	Nm	Drehmoment der zweiten Hinterachsmaschine
$\ddot{u}_{\text{Differential}}$	-	Getriebeübersetzungsverhältnis des Differenzials
$v_{\text{Fahrzeug}}$	$\frac{\text{km}}{\text{h}}$	Fahrzeuggeschwindigkeit
$K_E$	$\frac{\text{Vs}}{2 \cdot \pi}$	Drehzahlkonstante
$\omega$	Hz	Ständerfrequenz des elektrischen Drehfeldes der DrEM

$L_S$	H	Motorinduktivität der DrEM
$\underline{R}_S$	A	Komplexer Ständerstrom
$R_S$	A	Wicklungswiderstand der DrEM
$\eta$	%	Wirkungsgrad, allgemein
$\eta_{CCM}$	%	Wirkungsgrad im CCM
$\eta_{BCM}$	%	Wirkungsgrad im BCM
$n_{sw}$	-	Anzahl der Schaltvorgänge innerhalb einer elektrischen Periode ( $T_{DrEM}$ )
$T_{DrEM}$	-	Periodendauer (elektrisch) der DrEM
$U_{1P}$	-	Spannung der 1. Motorphase der DrEM zum Sternpunkt
$P_{Strang}$	W	Leistung einer Strangs
$\hat{I}_{ges}$	A	positiver Spitzenstrom des DC/DC-Wandlers
$\check{I}_{ges}$	A	negativer Spitzenstrom des DC/DC-Wandlers
$\hat{I}_x$	A	positiver Spitzenstrom des x. Strangs des DC/DC-Wandlers
$\check{I}_x$	A	negativer Spitzenstrom des x. Strangs des DC/DC-Wandlers
$T_{mag}$	s	Aufmagnetisierungsdauer der Stellerdrossel

# Abkürzungsverzeichnis

<b>2QS</b>	Zweiquadrantensteller (engl.: Two-Quadrant-Chopper)..... 6
<b>4QS</b>	Vierquadrantensteller / H- oder Vollbrücke..... 18
<b>BCM</b>	Lückgrenzbetrieb (engl.: Boundary Conduction Mode)
<b>BEV</b>	Batteriebetriebenes Elektrofahrzeug (engl.: Battery Electric Vehicle)
<b>CCM</b>	Kontinuierlicher Betrieb (engl.: Continuous Current Mode)
<b>DC/DC</b>	Gleichspannungswandler
<b>DC-Link</b>	Zwischenkreis..... I
<b>DCM</b>	Diskontinuierlicher Betrieb (engl.: Discontinuous Conduction Mode)..... 26
<b>DrEM</b>	Doppelt rotierende Elektrische Maschine
<b>DSK</b>	Doppelschichtkondensator..... 17
<b>EMB</b>	Elektromaschinenbau GmbH..... 177
<b>EMS</b>	Energiemanagementsystem..... 177
<b>ETEC</b>	Electrical Engineering and Power Electronics.... 7
<b>ETH</b>	Eidgenössische Technische Hochschule Zürich
<b>FCHEV</b>	Brennstoffzellenhybridfahrzeug (engl.: Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle)..... 7
<b>FFT</b>	Schnelle Fouriertransformation (engl.: fast Fourier transform)
<b>HEV</b>	Hybridfahrzeuge (engl.: Hybrid Electric Vehicle)
<b>HSS</b>	Hochsetzsteller (engl.: Boost Converter)
<b>HV</b>	Hochvolt (engl.: High Voltage)..... 10
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor..... 6
<b>IISB</b>	Fraunhofer Institut für Integrierte Systeme und Bauelementetechnologie
<b>iZVS</b>	Unvollständiges Nullspannungsschalten (engl.: incomplete Zero Voltage Switching)
<b>LiIon</b>	Lithium-Ionen..... 16
<b>MOSFET</b>	Metalloxid Halbleiter Feldeffekttransistor (engl.: Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor)
<b>NiMH</b>	Nickel-Metallhydrid..... 17
<b>PES</b>	Power Electronic Systems Laboratory..... 8

<b>PFC</b>	Leistungsfaktorkorrektur (engl.: Power Factor Correction) . . . . .	8
<b>PHEV</b>	Plug-in Hybridfahrzeug (engl.: Plug-in Hybrid Electric Vehicle)	
<b>PKW</b>	Personenkraftwagen . . . . .	4
<b>PSM</b>	Permanenterregte Synchronmaschine . . . . .	10
<b>PV</b>	Photovoltaik . . . . .	148
<b>PWM</b>	Pulsdauermodulation (engl.: Pulse Width Modulation) . . . . .	7
<b>RE</b>	Reichweitenverlängerer (engl.: Range Extender) . .	3
<b>SEPIC</b>	Single Ended Primary Inductance Converter . . .	18
<b>Si</b>	Silizium (engl.: Silicon) . . . . .	I
<b>SiC</b>	Siliziumkarbid (engl.: Silicon-Carbide) . . . . .	I
<b>TCM</b>	Triangular Current Mode . . . . .	33
<b>THD</b>	Gesamte Harmonische Verzerrung (engl.: Total Harmonic Distortion)	
<b>TSS</b>	Tiefsetzsteller (engl.: Buck Converter)	
<b>VKM</b>	Verbrennungskraftmaschine . . . . .	3
<b>VUB</b>	Freie Universität Brüssel (Vrije Universiteit Brussel)	
<b>WLTC</b>	Weltweit einheitlicher Leichtfahrzeuge-Testzyklus (engl.: Worldwide harmonized Light vehicles Test Cycle)	
<b>ZCS</b>	Nullstromschalten (engl.: Zero Current Switching)	7
<b>ZVS</b>	Nullspannungsschalten (engl.: Zero Voltage Switching) . . . . .	7

## Datenblätter / Applikationsbeschreibungen

- [1] AGILENT TECHNOLOGIES INC.: *Handbuch: Agilent 4294A - Precision Impedance Analyzer*
- [2] CREE, INC.: *LT-Spice Modell: C3M0065090J*, Online abgerufen 10.2018
- [3] CREE, INC.: *Datenblatt: C3M0065090J Rev. B*, Online abgerufen 11.2018
- [4] FERROXCUBE INTERNATIONAL HOLDING B.V.: *Datenblatt: ER64/13/51*, 2016
- [5] FERROXCUBE INTERNATIONAL HOLDING B.V.: *Datenblatt: 3C97 Material specification*, Online abgerufen: 11.2018
- [6] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *Applikationsbeschreibung: Primary Side MOSFET Selection for LLC Topology*, 2014
- [7] KEMET CORPORATION: *Datenblatt: ALP22 and ALT22/23 Series*, Online abgerufen: 11.2018
- [8] KEMET CORPORATION: *Datenblatt: C2225X154KDRACTU*, Online abgerufen: 11.2018
- [9] KOKAM CO., LTD.: *SLPB (Superior Lithium Polymer Battery) Technical Specification - SLPB100216216H*, 2013
- [10] LAMP, J.: *Applikationsbeschreibung: IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification*, 2008
- [11] SMA SOLAR TECHNOLOGY AG: *Datenblatt: Sunny Boy 2000HF / 2500HF / 3000HF*, Online abgerufen: 11.2018
- [12] SMA SOLAR TECHNOLOGY AG: *Datenblatt: Sunny Boy 3000TL / 4000TL / 5000TL*, Online abgerufen: 11.2018
- [13] WIMA GMBH & CO. KG: *Datenblatt: DC-LINK MKP 4*, Online abgerufen: 11.2018
- [14] WINTRICH, A. ; NICOLAI, U. ; TURSKY, W. ; REIMANN, T.: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH, 2015

- [15] ZES ZIMMER ELECTRONIC SYSTEMS GMBH: *Benutzerhandbuch: Gerätefamilie LMG600*, 2016

## Eigene Quellen

- [16] BÖH, M. ; LOHNER, A. ; AMRANI, N. E.: Efficiency Increasing by a Variable DC Link Voltage in Combination with a Bang-Bang Controlled Inverter for an Automotive Application. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, S. 1–5
- [17] LOHNER, A. ; BÖH, M.: DrEM-Hybrid: Development, demonstration and evaluation of an innovative, efficient, cost-optimized and compact hybrid drive train structure for the individual drive operation, 2012
- [18] LOHNER, A. ; BÖH, M.: DrEM-Hybrid: Entwicklung, Darstellung und Erprobung einer kostenbewussten und optimierten Antriebskombination für den individuellen Fahrbetrieb, 2012
- [19] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *DrEM-Hybrid: Entwicklung, Darstellung und Erprobung einer kostenbewussten und optimierten Antriebskombination für den individuellen Fahrbetrieb*. 2. Kompetenztreffen Elektromobilität NRW, 2013
- [20] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *Entwicklung eines elektrischen Allradantriebes für PKW mit integriertem Range Extender*. Elektrische Antriebstechnologie für Hybrid- und Elektrofahrzeuge, 2013
- [21] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *DrEM-Hybrid: Development, demonstration and evaluation of an innovative, efficient, cost-optimized and compact hybrid drive train structure for the individual drive operation*. EEVC, 2014
- [22] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *DrEM-Hybrid: Entwicklung, Darstellung und Erprobung einer kostenbewussten und optimierten Antriebskombination für den individuellen Fahrbetrieb*. 3. Kompetenztreffen Elektromobilität NRW, 2014

- [23] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *Development of a compact, high efficient multi-phase DC/DC-converter for coupling a traction battery to a DC-link with integrated plug-in function for electrical vehicles*. Automotive 48 Volt Power Supply Systems, 2015
- [24] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *DrEM-Hybrid: Entwicklung, Darstellung und Erprobung einer kostenbewussten und optimierten Antriebskombination für den individuellen Fahrbetrieb*. 4. Kompetenztreffen Elektromobilität NRW, 2015
- [25] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *DrEM-Hybridantrieb - Der elektrische Allradantrieb mit effizient integriertem Range Extender*. Elektrische Traktions- und Hilfsantriebe für die Elektrifizierung und Hybridisierung von Kraftfahrzeugen, 2015
- [26] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *Offenlegungsschrift: Hybridumrichter für Elektrofahrzeuge (DE 10 2014 002 908 A1)*. 2015
- [27] LOHNER, A. ; BÖH, M. ; ENGELHARD, C.: *Development of a multifunctional multiphase DC/DC-converter for traction battery coupling with integrated charging function*. PEMC, 2014
- [28] LOHNER, A. ; BÖH, M. ; ENGELHARD, C.: *Entwicklung eines kompakten, hocheffizienten, bidirektionalen multiphasigen DC/DC-Wandlers zur Anbindung einer Traktionsbatterie an einen Zwischenkreis mit integrierter Netzanbindung für Hybrid und Elektrofahrzeuge*. In: *EEHE Tagungsband 2015*, 2015
- [29] LOHNER, A. ; BÖH, M. ; ENGELHARD, C. ; VOSSWINKEL, M.: *Frequency and PWM controlled, not galvanic isolated multiphase DC/DC converter for hybrid and electric vehicles*. EEVC, 2014
- [30] LOHNER, A. ; BÖH, M. ; TRAGELEHN, J.: *Entwicklung eines modularen, dezentralen Batteriemanagementsystems für Lithium/Ionen -Batterien mit kapazitivem Zellausgleich*. EEHE, 2015
- [31] LOHNER, A. ; BÖH, M. ; VOSSWINKEL, M.: *DrEM-Hybrid: Entwicklung, Darstellung und Erprobung einer kostenbewussten und optimierten Antriebskombination für den individuellen Fahrbetrieb*. VDE ETG, 2013

- [32] LOHNER, A. ; SIGMUND, D. ; BÖH, M.: *Simulation-based development of an energymanagement system for a drive train of a parallel hybrid electric vehicle*. PEMC, 2014
- [33] LOHNER, A. ; SIGMUND, D. ; BÖH, M.: *Simulation-based Development of an Energy Management System for an innovative power-splitting hybrid Drive Train with a double rotating Electric Machine*. VPPC, 2015
- [34] LOHNER, A. ; BÖH, M. ; TRAGELEHN, J.: Entwicklung eines modularen, dezentralen Batteriemanagementsystems für Lithium/Ionen -Batterien mit kapazitivem Zellausgleich. In: *EEHE Tagungsband 2015*, 2015
- [35] LOHNER, A. ; BÖH, M.: *DrEM-Hybrid: Development, demonstration and evaluation of an innovative, efficient, cost-optimized and compact hybrid drive train structure for the individual drive operation*. EEVC, 2015

## Weitere Quellen

- [36] *DIN EN 61851-1 Elektrische Ausrüstung von Elektrostraßenfahrzeugen - Konduktive Ladesysteme für Elektrofahrzeuge - Teil 1: Allgemeine Anforderungen*. VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V., 2011
- [37] A. LOHNER AND OTHERS: *Elektromobilität in NRW - Tagungsband zum 1. Kompetenztreffen*. 2012
- [38] APPEL, T. G.: *Ein Beitrag zur Analyse des Schaltverhaltens unipolarer SiC-Transistoren*, Universität Rostock, Diss., 2014
- [39] ARADEX: *Möglicher Einsatz von bidirektionalen DC/DC Wandlern im Bereich mobile Anwendungen*. 2017
- [40] BAUMGARTEN, C.: *Hochwasser*. Umweltbundesamt, 2011
- [41] BRANDER, T. ; GERFER, A. ; RALL, B. ; ZENKNER, H.: *Trilogie der induktiven Bauelemente*. Swiridoff Verlag, 2008
- [42] ECKARDT, B.: *Gleichspannungswandler hoher Leistungsdichte im Antriebsstrang von Kraftfahrzeugen*, IISB, Diss., 2010

## Weitere Quellen

- [43] ECKARDT, B.: *Visions for Power Electronics in Automotive Applications*. European Conference on Nanoelectronics and Embedded Systems for Electric Mobility, 2014
- [44] HOFMAN, M.: *Elektrische Antriebe für Fahrzeuge*. IISB Jahrestagung, 2010
- [45] HOFMANN, P.: *Hybridfahrzeuge Elektronische Ressource*. Vienna: Springer-Verlag Vienna, 2010
- [46] KASPER, M. ; BURKART, R. ; DEBOY, G. ; KOLAR, J. W.: ZVS of Power MOSFETs Revisited. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, S. 8063–8067
- [47] KLOEFFER, C.: *Reichweitenverlängerung von Elektrofahrzeugen durch Optimierung des elektrischen Antriebsstranges*, KIT, Diss., 2010
- [48] KOLAR, J. W. ; MINIBÖCK, J.: Hocheffizienz-Gleichrichtersysteme mit 99,2% Wirkungsgrad. In: *Elektronikpraxis* (2012)
- [49] KRAFTFAHRT-BUNDESAMT: *Fahrzeugzulassungen - Bestand an Kraftfahrzeugen nach Umwelt-Merkmalen*. Bundesministeriums für Verkehr und digitale Infrastruktur, 05 2017
- [50] KREUTZER, O. ; MÄRZ, M. ; NAKATA, H.: Full SiC DC/DC Converter with a Power Density of more than 100kW/dm<sup>3</sup>. In: *Silicon Carbide and Related Materials 2014*, Trans Tech Publications, 2015
- [51] KUCERA, G.: 6% höherer Wirkungsgrad in AC/DC-Wandlern durch SiC. In: *Elektronikpraxis* (2015)
- [52] LI, Z.: Ein Plädoyer für den Einsatz von SiC-Devices. In: *Elektronikpraxis* (2018)
- [53] LIU, J. ; WONG, K. L. ; ALLEN, S. ; MOOKKEN, J.: *Performance Evaluations of Hard Switching Interleaved DC/DC Boost Converter with New Generation Silicon Carbide MOSFETs*. Whipter Cree Inc., 2015
- [54] LUTZ, J.: *Halbleiter-Leistungsbaulemente Elektronische Ressource: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2012

- [55] MAPPUS, S.: Got PFC?: Understanding Power Factor Correction and the tradeoffs in the various approaches to implementing it. In: *Planet Analog* (2009)
- [56] MÜHLFELD, O.: *Charakterisierung und Optimierung parasitärer Elemente in Umrichtern mit niedrigen Zwischenkreisspannungen und hohen Betriebsströmen*, Christian-Albrechts-Universität Kiel, Diss., 2013
- [57] MÄRZ, M.: Leistungselektronik für Hybridfahrzeuge – Einflüsse von Bordnetztopologie und Traktionsspannungslage. In: *Internationaler ETG Kongress*, 2017
- [58] NOBIS, P. ; SAMWEBER, F. ; FISCHHABER, S.: *Energiesysteme im Wandel: Evolution oder Revolution?*, 2015
- [59] OLSZEWSKI, M.: *Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System*. U.S. Department of Energy Vehicle Technologies, EE-2G, 03 2011
- [60] POHLENZ, D.: *Wirkungsgradoptimale Regelung eines elektrischen Fahrantriebes mit variabler Zwischenkreisspannung*, Universität Paderborn, Diss., 2012
- [61] QIN, A.: *A Pioneer in Lithium-Ion Batteries*. Forbes China Magazine, 2014
- [62] SAHAN, B. ; ARAÚJO, S. V. ; KIRSTEIN, T. ; MENEZES, L. ; ZACHARIAS, P.: *Photovoltaic converter topologies suitable for SiC-JFETs*, 2009
- [63] SAKKA, M. A. ; MIERLO, J. V. ; GUALOUS, H.: *DC/DC Converters for Electric Vehicles*, 2011. – ISBN 978-953-307-477-1
- [64] SCHLIENZ, U.: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie Elektronische Ressource: Dimensionierung, Einsatz, EMV*. 3., aktualisierte und erweiterte Auflage. Wiesbaden : GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2007
- [65] SCHOENEN, T.: *Einsatz eines DC-DC-Wandlers zur Spannungsanpassung zwischen Antrieb und Energiespeicher in Elektro- und Hybridfahrzeugen*, RWTH Aachen, Diss., 2010

- [66] SCHOTT, B. ; PÜTTNER, A. ; NIEDER, T. ; MAAS, F. ; ROHN, M. ; MEY, J.: *Entwicklung der Elektromobilität in Deutschland im Internationalen Vergleich und Analyse zum Stromverbrauch*. Zentrum für Sonnenenergie- und Wasserstoff-Forschung Baden-Württemberg, 2012
- [67] STROH, K. ; GERKE, M.: Lärm - Hören, messen, bewerten. In: *UmweltWissen* (2013)
- [68] UMWELTBUNDESAMT: *Trend der Emissionen von Kohlendioxid, Methan und Distickstoffoxid*. 2017
- [69] VETTER, T. ; SCHULZ, M.: FPGA steuert Leistungshalbleiter an. In: *Elektronikpraxis* (2014)
- [70] WALLMANN, J.: Leistungshalbleiter im Fokus Siliziumkarbid-Halbleiter auf der Überholspur. In: *Elektronik-Industrie* (2016)
- [71] ZACH, F.: *Leistungselektronik Elektronische Ressource: Ein Handbuch Band 1 / Band 2*. 5., überarb. u. erw. Aufl. 2015. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, Imprint: Springer Vieweg, 2015
- [72] ZIEBARTH, N. u. a.: *EinBlick in die Nordsee*. Bund für Umwelt und Naturschutz, 2010

# 13 Anhang

## 13.1 Spezifikationen des DrEM-Hybridantriebsstrangs

In den folgenden Unterkapiteln wird kurz auf die einzelnen Komponenten des bereits in Kapitel 2 vorgestellten Hybridantriebs eingegangen.

### 13.1.1 Traktionsbatterie

Ausgehend von den verwendeten Zellen der Firma Kokam ist eine Traktionsbatterie entworfen worden mit einem Energieinhalt von ca.  $W_{\text{Bat}} = 6 \text{ kWh}$  [9], die für eine rein elektrische Reichweite von ca. 25 bis 35 km ausreichen soll. Die wichtigsten Eckdaten der verwendeten Zelle sind in Tabelle 13.1 aufgeführt.

Tabelle 13.1: Wesentliche Kenndaten einer Zelle der Traktionsbatterie

$C_{\text{N}} / \text{Ah}$	40
$U_{\text{nom}} / \text{V}$	3,7
$I_{\text{Lade kont. max.}} / \text{A}$	120
$I_{\text{Entlade max.}} / \text{A} (< 10 \text{ s})$	480
$I_{\text{Entlade kont. max.}} / \text{A}$	320

Entsprechend der nominalen Kapazität von 40 Ah je Zelle ergibt sich die Zellenanzahl  $n_{\text{Zellen}}$  nach Gleichung 13.1.

$$\begin{aligned} n_{\text{Zellen}} &\approx \frac{W_{\text{Bat}}}{U_{\text{nom}} \cdot C_{\text{N}}} \\ &= 40 \end{aligned} \tag{13.1}$$

Durch eine serielle Verschaltung aller Zellen ergeben sich die Spezifikationen der Traktionsbatterie aus Tabelle 13.2.

Tabelle 13.2: Kenndaten der Traktionsbatterie

$C_N / \text{Ah}$	40
$n_{\text{Zellen}} / 1$	40
$U_{\text{Bat. nom}} / \text{V}$	148
$I_{\text{Lade kont. max.}} / \text{A}$	120
$I_{\text{Entlade max.}} / \text{A} (<10 \text{ s})$	480
$I_{\text{Entlade kont. max.}} / \text{A}$	320
$W_{\text{Bat}} / \text{kWh}$	5,92

### 13.1.2 DrEM

Die DrEM ist in enger Zusammenarbeit mit den beiden Projektpartnern Meta Motoren- und Energie-Technik GmbH und der Technischen Hochschule Köln von der Firma CCM (Centre for Concepts in Mechatronics) B.V. entwickelt worden. Die wichtigsten Eckdaten sind in Tabelle 13.3 zu sehen.

Tabelle 13.3: Kenndaten der DrEM

$n_{\text{VKM max.}} / \frac{1}{\text{min}}$	4.500
$n_{\text{Diff. max.}} / \frac{1}{\text{min}}$	1.400
$\Delta n / \frac{1}{\text{min}}$	3.000
$M_{\text{Diff.kont max.}} / \text{Nm}$	120
$M_{\text{Diff. max.}} / \text{Nm} (<10\text{s})$	200
$\psi / \text{Vs}$	0,727
$k_E / \frac{\text{Nm}}{\text{A}}$	1,02
$\ddot{u}_{\text{Diff}} / 1$	3,15
Kühlung	Luft, forciert
Kontaktierung der Phasen	Schleifringe

### 13.1.3 Hinterachsmotoren

In Zusammenarbeit mit der Firma Elektromaschinenbau GmbH (EMB) sind die beiden Hinterachssynchronmotoren entwickelt worden. Die wichtigsten Kenndaten sind in Tabelle 13.4 zu sehen.

Tabelle 13.4: Kenndaten der Hinterachsmotoren

$n_{\max.} / \frac{1}{\min}$	1.400
$M_{\text{Diff.kont. max.}} / \text{Nm}$	300
$M_{\text{Diff. max.}} / \text{Nm} (< 10\text{s})$	600
$\psi / \text{Vs}$	12,7
$k_E / \frac{\text{Nm}}{\text{A}}$	4,69
Kühlung	Wasser

## 13.2 Berechnungsgrundlage der DC-Link Spannung im WLTP

Die im unteren Diagramm der Abbildung 2.2 gezeigte Zwischenkreisspannung wurde mithilfe eines MATLAB Simulink Modells berechnet. Hierzu ist die Fahrzeuggeschwindigkeit des DrEM-Hybrids mittels eines Geschwindigkeitsreglers so nachgeführt worden, dass diese dem Geschwindigkeitsprofil des WLTC entspricht. Dies ist in Abbildung 13.1 dargestellt. Weitere Details zum Energiemanagementsystem (EMS) sind in [33] und [32] zu finden.

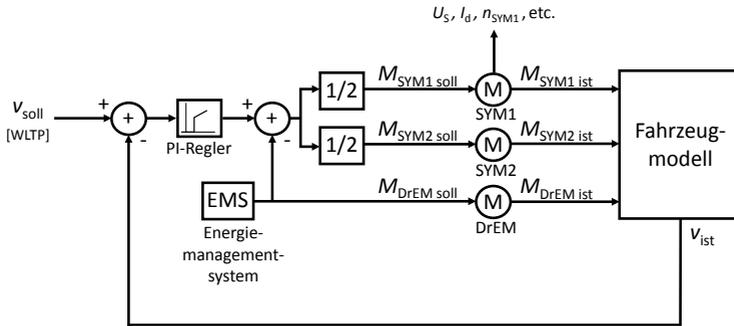


Abbildung 13.1: Vereinfachter Geschwindigkeitsregler des DrEM-Hybrid

Mithilfe der Fahrzeuggeschwindigkeit, die sich proportional zur Drehzahl der Hinterachsmotoren verhält, und dem zur Erlangung der Geschwindigkeit benötigten Drehmoments, kann mittels Gleichung 4.1 bis Gleichung 4.5 aus Kapitel 4.2 die minimale DC-Link Spannung bestimmt werden. Zur besseren Übersicht sind die Gleichungen hier wiederholt dargestellt.

$$\underline{U}_S = \underline{U}_p + \underline{U}_{L S} + \underline{U}_{R S} \quad (4.1)$$

$$\underline{U}_p = n \cdot K_E \quad (4.2)$$

$$\underline{U}_{L S} = j\omega L_S \cdot \underline{I}_S \quad (4.3)$$

$$\underline{U}_{R S} = R_S \cdot \underline{I}_S \quad (4.4)$$

$$U_{\text{DC-Link}} = |\underline{U}_S| \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \quad (4.5)$$

Bei der Simulation ist davon ausgegangen worden, dass die Antriebsmotoren nicht im Feldschwäcbereich eingesetzt werden ( $I_d = 0$ ;  $I_q = I_S$ ).

### 13.3 Vorwärtsspannung der Freilaufdiode

Zur Berechnung der Halbleiterverluste wird die vom Vorwärtsstrom  $i_F$  abhängige Freilaufdiodenspannung  $u_F$  benötigt. Abbildung 13.2 zeigt einen Auszug aus dem Datenblatt des verwendeten Transistors [3, S.4, Fig. 9].

Der unterste Verlauf zeigt den relevanten Spannungsverlauf bei einer Gate/Source-Spannung von  $U_{GS} = 0$  V.

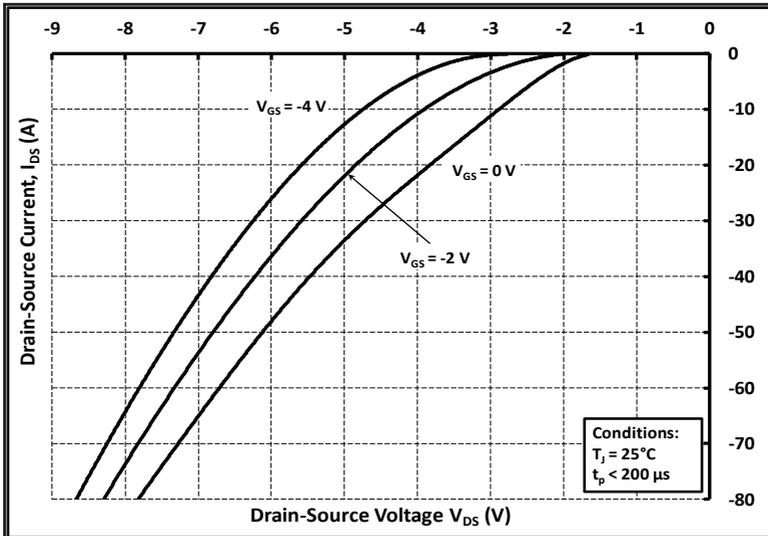


Abbildung 13.2: Datenblattauszug; Diodendurchlassspannung [3, S.4, Fig. 9]

In Tabelle 13.5 sind verschiedene Arbeitspunkte dem Diagramm 13.2 entnommen worden, um mithilfe von MATLAB ein Polynom 5. Grades zu berechnen. Das Polynom beschreibt den Spannungsverlauf in Abhängigkeit des Stroms. Der Spannungsverlauf ist durch Gleichung 13.2 beschrieben. Die dazugehörigen Parame-

### 13 Anhang

ter sind in Tabelle 13.6 zu sehen. Aus dieser Gleichung leitet sich der Verlauf aus Abbildung 13.3 her.

Tabelle 13.5: Lastpunkte der Freilaufdiode

$i_F / \text{A}$	$u_F / \text{V}$
0	1,7
6,6	2,6
16,9	3,5
27,4	4,5
36,9	5,3
51,7	6,2
70,1	7,3

$$\begin{aligned}
 U_F = & \alpha_{Uf\ 5} \cdot I_F^5 + \alpha_{Uf\ 4} \cdot I_F^4 + \alpha_{Uf\ 3} \cdot I_F^3 \\
 & + \alpha_{Uf\ 2} \cdot I_F^2 + \alpha_{Uf\ 1} \cdot I_F + \alpha_{Uf\ 0}
 \end{aligned}
 \tag{13.2}$$

Tabelle 13.6: Koeffizienten zur Beschreibung der Freilaufdiodenspannung  $U_F$

$\alpha_{Uf\ 5}$	$175 \cdot 10^{-9} \frac{1}{\text{A}^5}$
$\alpha_{Uf\ 4}$	$-2,99 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{A}^4}$
$\alpha_{Uf\ 3}$	$183 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{A}^3}$
$\alpha_{Uf\ 2}$	$-5,3 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{A}^2}$
$\alpha_{Uf\ 1}$	$163 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{A}}$
$\alpha_{Uf\ 0}$	1,67

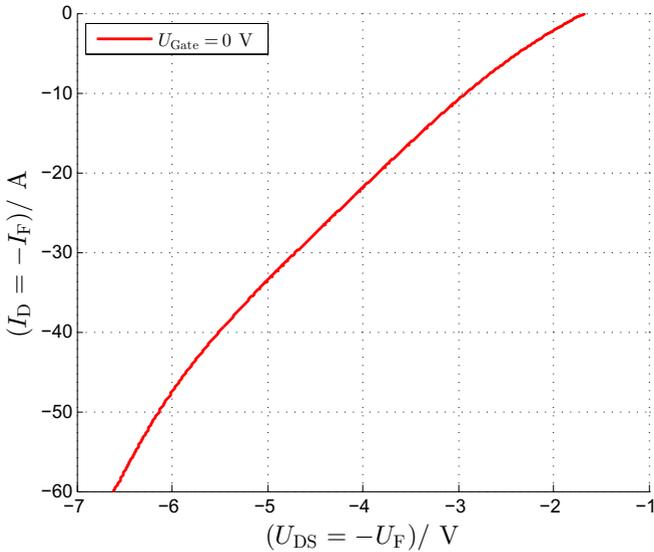


Abbildung 13.3: Diodendurchlassspannung nach Gleichung 13.2

## 13.4 Simulation der Schaltverluste

Da aufgrund des kompakten Umrichteraufbaus und des verwendeten Transistorgehäuses (TO-263-7, [3, Seite 9]) ein Messen der Schaltverluste nur schwer möglich ist, sind die Schaltverluste mithilfe des Simulationstools LTspice nachgebildet worden. In Tabelle 13.7 sind die simulativ bestimmten Arbeitspunkte sowie die die Verlustenergien zu sehen.

Tabelle 13.7: In LTspice simulierte Arbeitspunkte

$\frac{\dot{I}_L}{\text{A}}$	$\frac{E_{\text{aus}}}{\mu\text{J}}$	$\frac{\dot{I}_L}{\text{A}}$	$\frac{E_{\text{ein}}}{\mu\text{J}}$	$\frac{E_{\text{rr}}}{\mu\text{J}}$	$\frac{U_{\text{DC-Link}}}{\text{V}}$
10	14	10	37	25	600
15	14	15	43	24	600
20	16	20	48	24	600
25	18	25	53	23	600
30	22	30	58	23	600
35	26	35	64	23	600
40	30	40	70	23	600
45	34	45	74	22	600
50	38	50	88	22	600
55	44	55	85	22	600
30	5	25	12	6	200
30	6	25	17	7	250
30	8	25	22	8	300
30	10	25	27	10	350
30	12	25	33	12	400
30	14	25	39	14	450
30	16	25	44	17	500
30	19	25	52	25	550

Abbildung 13.4 zeigt den Aufbau des simulierten Wandlers mit den parasitären Elementen. Für die Leistungshalbleiter ist das LTspice Modell der Firma Cree/Wolfspeed verwendet worden.

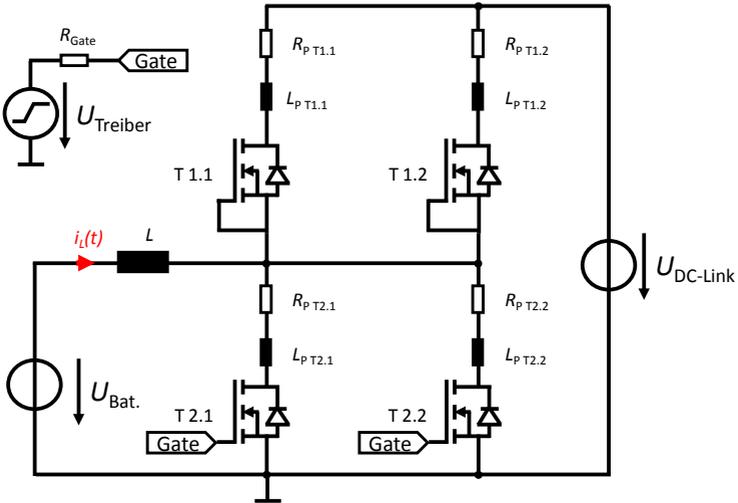


Abbildung 13.4: Simulationsmodell zur Schaltverlustermittlung

Die Werte, mit denen das Modell parametrisiert wurden, sind in Tabelle 13.8 zu sehen.

Tabelle 13.8: Parametrierung des Simulationsmodells zur Schaltverlustermittlung

Element	Wert	Einheit
$R_{\text{Gate}}$	20	$\Omega$
$R_{\text{P T1.1}}$	1	$\text{m}\Omega$
$L_{\text{P T1.1}}$	10	$\text{nH}$
$R_{\text{P T1.2}}$	1	$\text{m}\Omega$
$L_{\text{P T1.2}}$	10	$\text{nH}$
$R_{\text{P T2.1}}$	1	$\text{m}\Omega$
$L_{\text{P T2.1}}$	10	$\text{nH}$
$R_{\text{P T2.2}}$	1	$\text{m}\Omega$
$L_{\text{P T2.2}}$	10	$\text{nH}$
Anstiegszeit $U_{\text{Treiber}}$	15	$\text{ns}$

Die LT-Spice Simulationsergebnisse sind in MATLAB weiter aufgearbeitet worden. Beispielhaft sind in Abbildung 13.5 Strom-, Spannungs-, Leistungs- und Energie-Zeitdiagramme des Ausschaltvorgangs zu sehen. Im Diagramm ist der Zeitbereich gekennzeichnet, in der die Einschaltverlustenergie entsteht. Die gewählten Zeitpunkte zur Bestimmung der Verlustenergien sind in den Formeln 13.3 und 13.4 beschrieben.

$$t_{\text{aus } 2} : i_{\text{D}}(t) < 0,05 \cdot \hat{I}_L \quad (13.3)$$

$$t_{\text{aus } 1} : u_{\text{DS}}(t) > 0,05 \cdot U_{\text{DC-Link}} \quad (13.4)$$

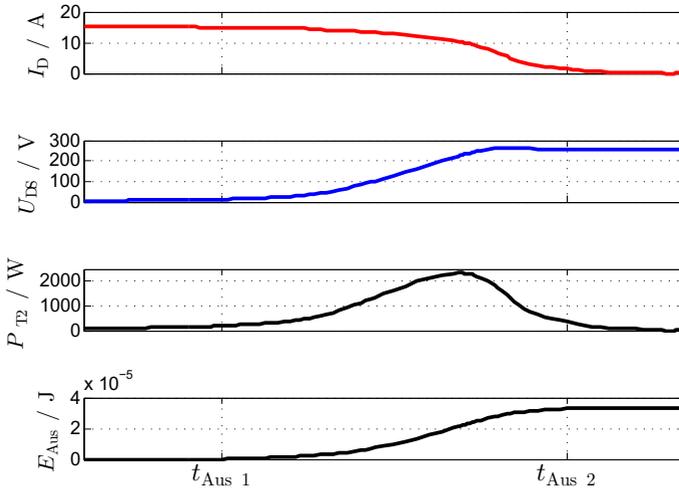


Abbildung 13.5: Simulierter Ausschaltvorgang bei  $U_{DC-Link} = 250$  V und  $\hat{I}_L = 30$  A

Analog zu den Ausschaltverlusten  $E_{Aus}$  wurden ebenso beim Einschaltvorgang die Einschaltenergie  $E_{Ein}$  und Reverse Recovery Energie  $E_{RR}$  der Diode ermittelt.

In den Abbildungen 13.6 bis 13.7 sind die simulierten Verlustenergien über die Spannung und über den Strom dargestellt. Zusätzlich ist in den beiden Abbildungen die Interpolation der Verlustenergien zu sehen. Die Grafiken zeigen, dass sich die simulierten Verluste hinreichend genau durch die quadratischen Gleichungen annähern lassen.

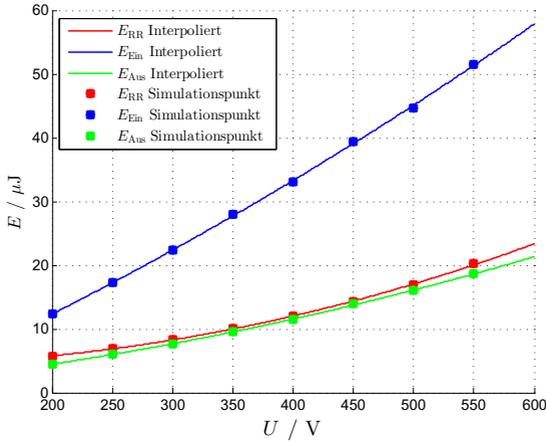


Abbildung 13.6: Simulierte Verlustenergien in Abhängigkeit der geschalteten Spannung

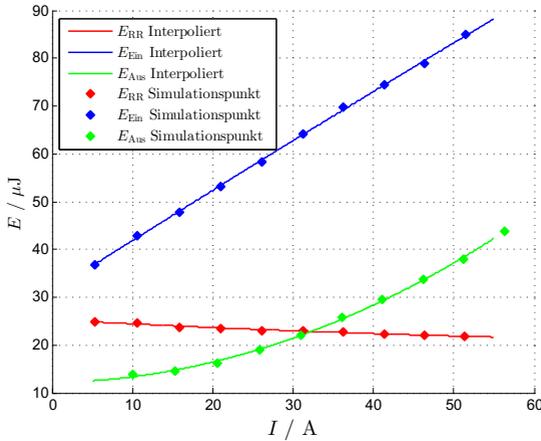


Abbildung 13.7: Simulierte Verlustenergien in Abhängigkeit des geschalteten Stroms

Abbildung 13.8 bis Abbildung 13.10 zeigen die Ein- Reverse Recovery- und Ausschaltverlustenergien bei der Variation des zu schaltenden Stroms bzw. der Spannung, sowie deren doppelt qua-

dratischen Annäherungen über den vollen in dieser Arbeit untersuchten Lastbereich.

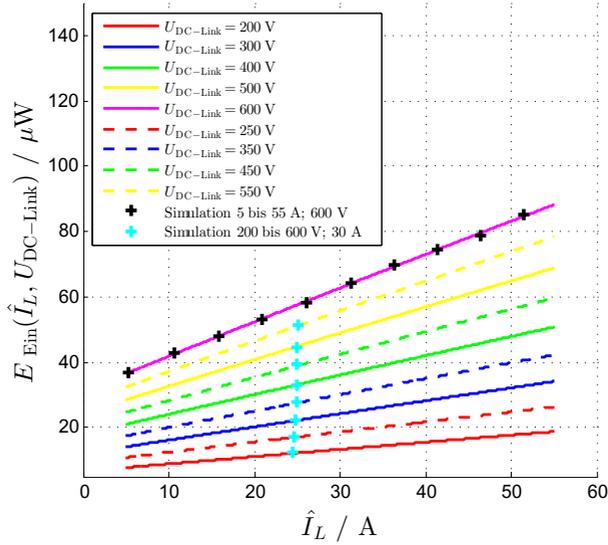


Abbildung 13.8: Einschaltverlustenergie in Abhängigkeit der DC-Link Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$  und des Spulenstroms  $\hat{I}_L$

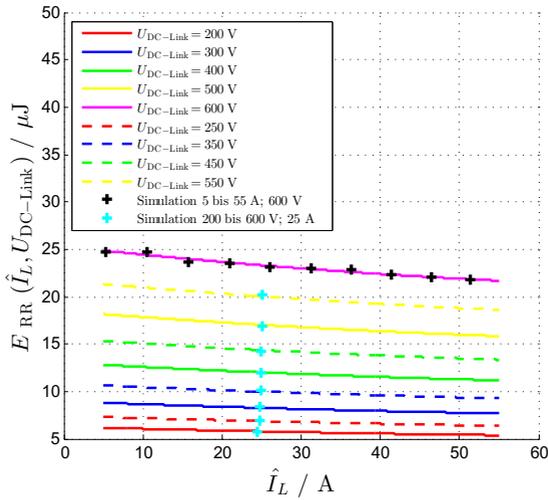


Abbildung 13.9: Reverse Recovery Verlustenergie in Abhängigkeit der DC-Link Spannung  $U_{DC-Link}$  und des Spulenstroms  $\hat{I}_L$

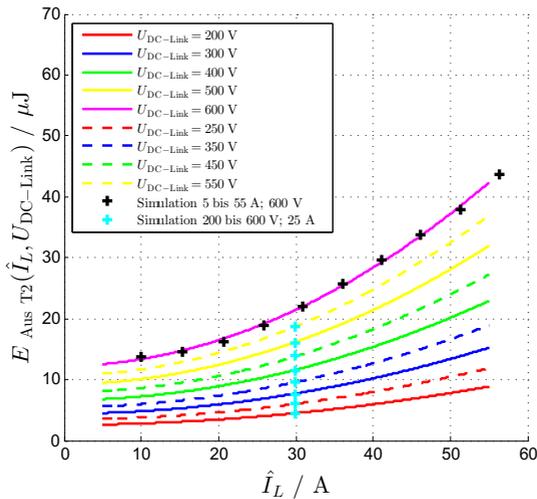


Abbildung 13.10: Ausschaltverlustenergie in Abhängigkeit der DC-Link Spannung  $U_{DC-Link}$  und des Spulenstroms  $\hat{I}_L$

Mithilfe der Approximationen sind die Gleichungen 13.5 bis 13.7 aufgestellt worden. Die dazugehörigen Koeffizienten sind in Tabelle 13.9 zu finden.

$$E_{\text{Ein}} = (a_{1 \text{ on}} \cdot U_{\text{DC-Link}}^2 + a_{2 \text{ on}} \cdot U_{\text{DC-Link}} + a_{3 \text{ on}}) \cdot (b_{1 \text{ on}} \cdot \check{I}_L^2 + b_{2 \text{ on}} \cdot \check{I}_L + b_{3 \text{ on}}) \quad (13.5)$$

$$E_{\text{RR}} = (a_{1 \text{ RR}} \cdot U_{\text{DC-Link}}^2 + a_{2 \text{ RR}} \cdot U_{\text{DC-Link}} + a_{3 \text{ RR}}) \cdot (b_{1 \text{ RR}} \cdot \check{I}_L^2 + b_{2 \text{ RR}} \cdot \check{I}_L + b_{3 \text{ RR}}) \quad (13.6)$$

$$E_{\text{Aus}} = (a_{1 \text{ off}} \cdot U_{\text{DC-Link}}^2 + a_{2 \text{ off}} \cdot U_{\text{DC-Link}} + a_{3 \text{ off}}) \cdot (b_{1 \text{ off}} \cdot \hat{I}_L^2 + b_{2 \text{ off}} \cdot \hat{I}_L + b_{3 \text{ off}}) \quad (13.7)$$

Tabelle 13.9: Koeffizienten zur Schaltverlustberechnung

Koeffizient	Wert	Einheit
$a_{1 \text{ on}}$	$88,9 \cdot 10^{-12}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}^2}$
$a_{2 \text{ on}}$	$156 \cdot 10^{-9}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}}$
$a_{3 \text{ on}}$	$-10 \cdot 10^{-6}$	J
$b_{1 \text{ on}}$	$-9,5 \cdot 10^{-6}$	$\frac{1}{\text{A}^2}$
$b_{2 \text{ on}}$	$18,5 \cdot 10^{-3}$	$\frac{1}{\text{A}}$
$b_{3 \text{ on}}$	$540 \cdot 10^{-3}$	1
$a_{1 \text{ RR}}$	$127 \cdot 10^{-12}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}^2}$
$a_{2 \text{ RR}}$	$-13,9 \cdot 10^{-9}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}}$
$a_{3 \text{ RR}}$	$9,3 \cdot 10^{-6}$	J
$b_{1 \text{ RR}}$	$19 \cdot 10^{-6}$	$\frac{1}{\text{A}^2}$
$b_{2 \text{ RR}}$	$-3,9 \cdot 10^{-3}$	$\frac{1}{\text{A}}$
$b_{3 \text{ RR}}$	1, 1	1
$a_{1 \text{ off}}$	$67 \cdot 10^{-12}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}^2}$
$a_{2 \text{ off}}$	$30 \cdot 10^{-9}$	$\frac{\text{J}}{\text{V}}$
$a_{3 \text{ off}}$	$159 \cdot 10^{-9}$	J
$b_{1 \text{ off}}$	$449 \cdot 10^{-6}$	$\frac{1}{\text{A}^2}$
$b_{2 \text{ off}}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$\frac{1}{\text{A}}$
$b_{3 \text{ off}}$	$572 \cdot 10^{-3}$	1

## 13.5 Einfluss der Temperatur auf die Verluste

Wie in Kapitel 11 beschrieben, beeinflusst die Temperatur die Verluste in den einzelnen Komponenten. Beispielhaft ist hier der Einfluss der Temperatur auf die Einschaltverlustenergie  $E_{\text{Ein}}$ , angelehnt an Kapitel 13.4, simulativ untersucht worden.

Im Testaufbau ist die Messung der Chiptemperatur  $T_J$  nur schwer möglich, deshalb ist die Simulation in Kapitel 13.4 mit einer hohen Chiptemperatur ( $T_J = 130 \text{ }^\circ\text{C}$ ) durchgeführt worden. Zum Vergleich ist eine Simulation durchgeführt worden, bei der die Chiptemperatur auf  $T_J = 40 \text{ }^\circ\text{C}$  reduziert wurde. Abbildung 13.11 zeigt die Einschaltenergie  $E_{\text{Ein}}$  über die DC-Link Spannung  $U_{\text{DC-Link}}$ .

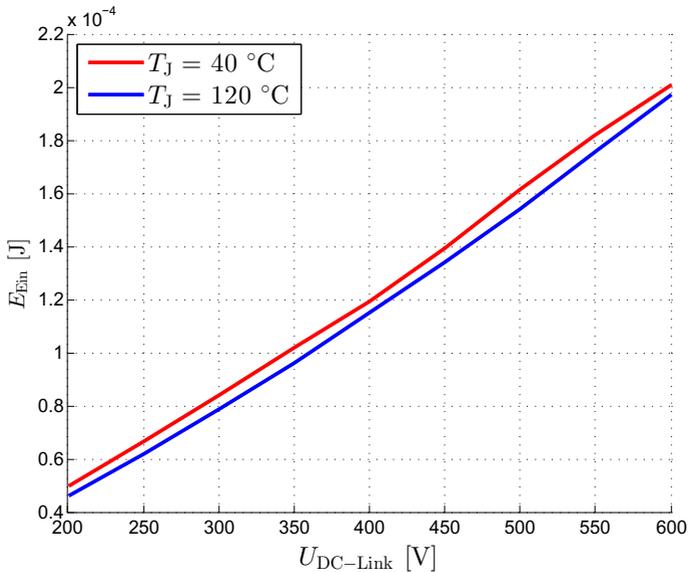


Abbildung 13.11: Temperaturabhängigkeit der Einschaltverlustenergie

Durch die Variation der Temperatur ergibt sich eine Änderung der Einschaltenergie zwischen 1,8 % und 7,9 % bei den untersuchten Arbeitspunkten.

### 13.6 Herleitung des Transistorstroms

Der Spulenstrom  $I_L$  verteilt sich, abhängig vom Tastgrad, auf den unteren Transistor T1, bzw. oberen Transistor T2. Gleichung 13.8 stellt diese Aufteilung da.

$$\tilde{I}_D = \begin{cases} \tilde{I}_L \cdot a & \text{für T1} \\ \tilde{I}_L \cdot b & \text{für T2} \end{cases} \quad (13.8)$$

Formel 13.9 zeigt die Zerlegung des effektiven Spulenstroms  $I_L$  in dessen Gleich- und Wechselanteil.

$$\tilde{I}_D = \begin{cases} \sqrt{\tilde{I}_{L\text{ AC}}^2 + \tilde{I}_{L\text{ DC}}^2} \cdot a & \text{für T1} \\ \sqrt{\tilde{I}_{L\text{ AC}}^2 + \tilde{I}_{L\text{ DC}}^2} \cdot b & \text{für T2} \end{cases} \quad (13.9)$$

Durch den dreiecksförmigen Verlauf des Stroms ergibt sich durch Auflösung des Integrals aus Gleichung 13.10 Formel 13.11.

$$\tilde{I}_{L\text{ AC}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{L\text{ AC}}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{aT} \int_0^{a \cdot T} i_{L\text{ AC}}^2 dt} \quad (13.10)$$

$$\tilde{I}_{L\text{ AC}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (\hat{i}_L - \check{i}_L) \quad (13.11)$$

Der in Formel 13.11 beschriebene Spitzenspitzenstrom  $\hat{I}_L = \hat{i}_L - \check{i}_L$  kann, mithilfe der Differenzgleichung der Stellerinduktivität (siehe 13.12), durch Gleichung 13.13 beschrieben werden. Durch Einsetzen von Gleichung 13.13 in Gleichung 13.11 ergibt sich Formel 13.14.

$$\hat{i}_L - \check{i}_L = \frac{U_L}{L} \cdot a \cdot T \quad (13.12)$$

$$\hat{i}_L - \check{i}_L = \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{L \cdot f_{\text{sw}} \cdot U_{\text{DC-Link}}} \quad (13.13)$$

### 13.7 Herleitung der Schaltfrequenz im BCM

$$\tilde{I}_{L \text{ AC}} = \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{\sqrt{3} \cdot L \cdot f_{\text{sw}} \cdot U_{\text{DC-Link}}} \quad (13.14)$$

Der DC Anteil des Spulenstroms  $I_L$  ergibt sich durch den Formfaktor 1, wie in Gleichung 13.15 zu sehen ist.

$$I_{L \text{ DC}} = \bar{I}_L \quad (13.15)$$

Durch Einsetzen der beiden Gleichungen 13.15 und 13.14 in Gleichung 13.9 ergibt sich Gleichung 7.1, aus Kapitel 7.1. Diese ist hier noch einmal dargestellt.

$$\tilde{I}_D = \begin{cases} \sqrt{\left[ \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{\sqrt{3} \cdot L \cdot f_{\text{sw}} \cdot U_{\text{DC-Link}}} \right]^2 + \bar{I}_L^2} \cdot \left( \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \right) & \text{für T1} \\ \sqrt{\left[ \frac{(U_{\text{DC-Link}} - U_{\text{Bat.}}) \cdot U_{\text{Bat.}}}{\sqrt{3} \cdot L \cdot f_{\text{sw}} \cdot U_{\text{DC-Link}}} \right]^2 + \bar{I}_L^2} \cdot \left( 1 - \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}} \right) & \text{für T2} \end{cases} \quad (7.1)$$

### 13.7 Herleitung der Schaltfrequenz im BCM

Unter der Annahme, dass der Spitzenstrom  $\hat{I}_L$  das Doppelte des mittleren Spulenstroms  $\bar{I}_L$  beträgt, ergibt sich Gleichung 13.16.

$$\hat{I}_L = 2 \cdot \bar{I}_L \quad (13.16)$$

Des Weiteren liegt während der Aufmagnetisierungszeit  $T_{\text{mag}}$  die Batteriespannung  $U_{\text{Bat.}}$  über der Spule  $L$  an, sodass die Differenzialgleichung 13.17 gilt.

$$\begin{aligned} U_{\text{Bat.}} &= L \cdot \frac{di_L}{dt} \\ &= L \cdot \frac{2 \cdot \bar{I}_L}{T_{\text{mag}}} \end{aligned} \quad (13.17)$$

Da Gleichung 6.3 aus Kapitel 6.2.1 sowohl für den CCM als auch für den BCM gültig ist, kann diese nach der Schaltfrequenz  $f_{sw}$  umgestellt werden, wodurch sich Gleichung 13.18 ergibt.

$$f_{sw} = \frac{\left(1 - \frac{U_{\text{Bat.}}}{U_{\text{DC-Link}}}\right)}{T_{mag}} \quad (13.18)$$

Durch Umstellen der Gleichung 13.17 nach  $T_{mag}$  und Einsetzen in Formel 13.18 ergibt sich Gleichung 13.19.

$$f_{sw}(U_{\text{DC-Link}}, U_{\text{Bat}}, I_L) = \frac{1}{2L\bar{I}_L} \left( \frac{U_{\text{DC-Link}} \cdot U_{\text{Bat}} - U_{\text{Bat}}^2}{U_{\text{DC-Link}}} \right) \quad (13.19)$$

### 13.8 Abschätzung der Spannungsreserven der Leistungshalbleiter

Wie in Kapitel 7.1 beschrieben, ist eine Spannungsreserve bei den auszuwählenden Leistungshalbleitern zu beachten, um ein Zerstören der Transistoren durch Überspannung zu vermeiden.

Angelehnt an Kapitel 13.4 ist in Abbildung 13.12 ein Transistor dargestellt, bei dem die parasitären Induktivitäten in der Ersatzspule  $L_P$  zusammengefasst sind.

### 13.8 Abschätzung der Spannungsreserven der Leistungshalbleiter

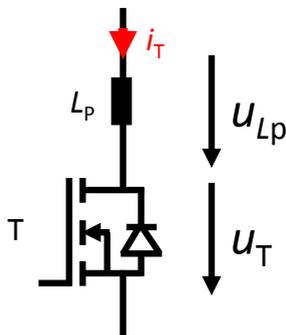


Abbildung 13.12: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Transistors mit parasitärer Induktivität

Durch den Ab- und Einschaltvorgang werden in der parasitären Spule  $L_P$  hohe Spannungen induziert, die zu erhöhter Belastungen des Transistors führen. Anhand des folgenden Szenarios wird die benötigte Spannungsreserve abgeschätzt.

Formel 13.20 zeigt die maximale Spannung, die über dem Transistor auftreten kann.

$$U_T = U_{\text{DC-Link}} - U_{Lp} \quad (13.20)$$

Die Spannung  $U_{Lp}$  über der Spule  $L_P$  kann nach Gleichung 13.21 abgeschätzt werden.

$$U_{Lp} = L_P \cdot -\frac{\Delta I_T}{\Delta t_f} \quad (13.21)$$

Es wurde eine Abfallzeit von  $t_f \approx 8 \text{ ns}$  (siehe Datenblatt [3, Fig. 27] mit Sicherheitsfaktor 1,5) und einen maximal zu schaltenden Transistorstrom von  $I_T \approx 43 \text{ A}$  (Aufteilung des zu schaltenden Stroms  $\hat{I}_L$  in den beiden Transistoren 80 % zu 20 %) angenommen. Die parasitäre Induktivität wurde mit  $L_p \approx 20 \text{ nH}$  abgeschätzt [56], [38]. Anhand dieser Werte ergibt sich eine maximale Spannung von  $U_{Lp} = -108 \text{ V}$  über der parasitären Induktivität.

Hieraus ergibt sich mit der maximalen DC-Link Spannung von  $U_{\text{DC-Link}} = 600 \text{ V}$  nach Gleichung 13.20 Spannung von  $U_{\text{T}} = 708 \text{ V}$  über dem Transistor.

### 13.9 Bestimmung der parasitären Kondensatorelemente

Die Bestimmung der parasitären Induktivitäten  $L_{\text{Elko}}$ ,  $L_{\text{Folie}}$  und  $L_{\text{Keramik}}$  sind mithilfe eines Netzwerkanalysators erfolgt. In den Abbildungen 13.13 bis 13.15 sind auszugsweise die Kapazitätsverläufe  $C_s$  der einzelnen Kondensatoren über der Frequenz  $f$  zu sehen.

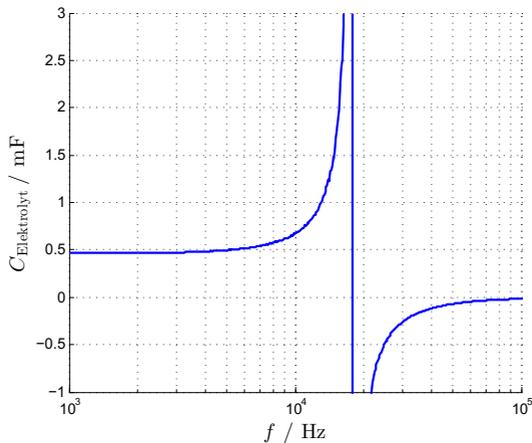


Abbildung 13.13: Resonanzpunkt des Elektrolytkondensators

### 13.9 Bestimmung der parasitären Kondensatorelemente

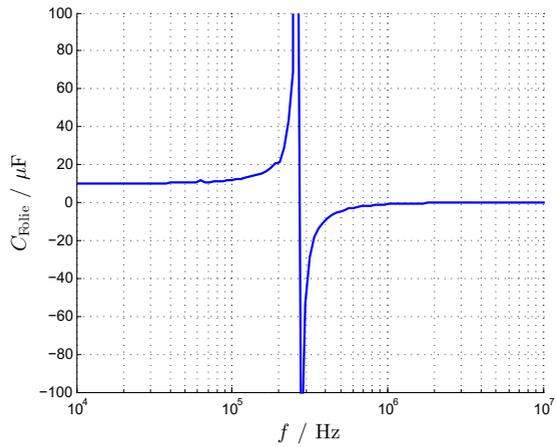


Abbildung 13.14: Resonanzpunkt des Folienkondensators

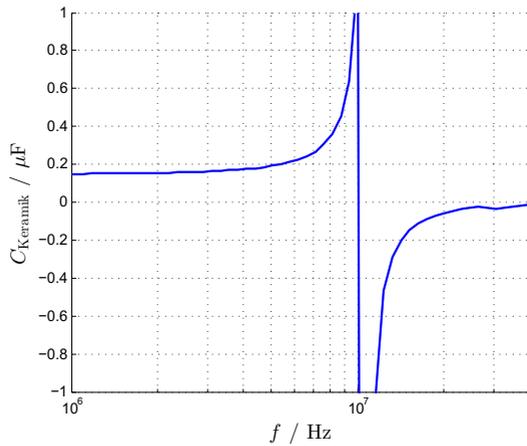


Abbildung 13.15: Resonanzpunkt des Keramikkondensators

Durch Verwendung der Gleichungen 13.22 bis 13.24 sind in den Resonanzpunkten  $f = f_0$  mithilfe der nominalen Kapazitäten die parasitären Induktivitäten bestimmt worden. Die berechneten Werte sind in Tabelle 8.7 zu sehen.

$$L_{\text{Elko}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0_{\text{Elko}})^2 \cdot C_{\text{Elko}}} \quad (13.22)$$

$$L_{\text{Folie}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0_{\text{Folie}})^2 \cdot C_{\text{Folie}}} \quad (13.23)$$

$$L_{\text{Keramik}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0_{\text{Keramik}})^2 \cdot C_{\text{Keramik}}} \quad (13.24)$$

Die parasitären Widerstände  $R_{\text{Elko}}$ ,  $R_{\text{Folie}}$  und  $R_{\text{Keramik}}$  sind ebenfalls mithilfe des Netzwerkanalysators ermittelt worden. Dabei sind die seriellen Widerstände  $R_S$  bei  $f = 100$  Hz verwendet worden. Die ermittelten Werte können ebenfalls Tabelle 8.7 entnommen werden.

### 13.10 Zerlegung der Kondensatorströme

Anknüpfend an die Kapitel 8.1.2 und 9.1.2 wird an dieser Stelle detaillierter auf die Zerlegung der Kondensatorströme  $I_C$  eingegangen.

Hierzu wurde in MATLAB der Kondensatorstrom  $I_C$  nachgebildet und mithilfe der FFT in die ersten 50 harmonischen Ströme zerlegt.

In den Abbildungen 13.16 und 13.17 sind beispielhaft die Stromamplituden  $I_C m$  im Frequenzbereich für den CCM und den BCM gezeigt. Es ist bei beiden Modi der Arbeitspunkt  $U_{\text{DC-Link}} = 600$  V und  $\bar{I}_L = 26,7$  A gewählt worden.

### 13.10 Zerlegung der Kondensatorströme

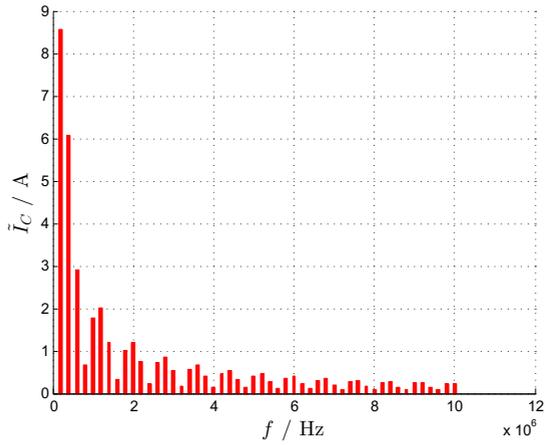


Abbildung 13.16: Amplituden von  $I_C$  im Frequenzbereich im CCM

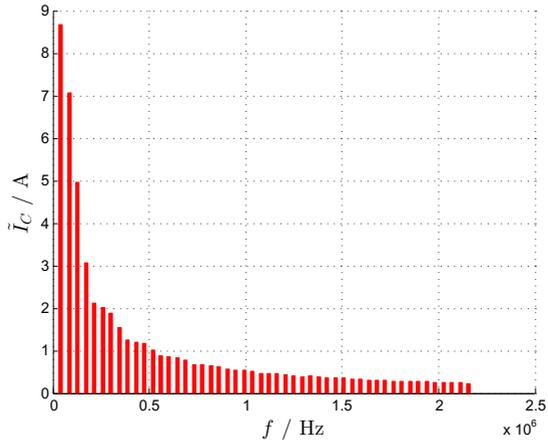


Abbildung 13.17: Amplituden von  $I_C$  im Frequenzbereich im BCM

## 13 Anhang

In den Amplitudengängen des CCM und des BCM ist keine Oberschwingung bei höher harmonischen Schwingen ( $m > 50$ ) mehr zu erwarten, womit die Signale ausreichend gut angenähert worden sind.

### 13.11 Messwerttabellen

Ergänzend zu den Kapiteln 8.2 und 9.2 sind in den Tabellen 13.10 bis 13.13 die Messergebnisse aufgeführt.

Tabelle 13.10: Messergebnisse im CCM bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$

$U_{\text{Bat.}}$ [V]	$U_{\text{DC-Link}}$ [V]	$\bar{I}_L$ [A]	$\bar{I}_{\text{DC-Link}}$ [A]	$P_{\text{Ein}}$ [W]	$P_{\text{Aus}}$ [W]
150,11	202,65	5,079	3,707	762,4	751,2
150,89	203,11	7,623	5,584	1.150	1.134
150,74	202,47	10,14	7,444	1.589	1.507
150,63	201,83	12,68	9,318	1.909	1.880
150,42	201,19	15,12	11,12	2.275	2.237
150,29	200,61	17,65	12,99	2.653	2.606
150,20	200,06	20,18	14,86	3.031	2.973

Tabelle 13.11: Messergebnisse im CCM bei  $U_{\text{DC-Link}} = 300 \text{ V}$ 

$U_{\text{Bat.}}$ [V]	$U_{\text{DC-Link}}$ [V]	$\bar{I}_L$ [A]	$\bar{I}_{\text{DC-Link}}$ [A]	$P_{\text{Ein}}$ [W]	$P_{\text{Aus}}$ [W]
150,04	304,50	5,000	2,400	749,6	731,1
150,09	303,70	7,519	3,635	1.129	1.104
150,82	302,96	10,04	4,870	1.506	1.475
150,04	302,09	12,60	6,126	1.891	1.851
150,59	302,60	15,13	7,356	2.278	2.229
150,41	301,72	17,57	8,560	2.642	2.583
150,22	300,70	20,04	9,774	3.010	2.939

Tabelle 13.12: Messergebnisse im BCM bei  $U_{\text{DC-Link}} = 200 \text{ V}$ 

$U_{\text{Bat.}}$ [V]	$U_{\text{DC-Link}}$ [V]	$\bar{I}_L$ [A]	$\bar{I}_{\text{DC-Link}}$ [A]	$P_{\text{Ein}}$ [W]	$P_{\text{Aus}}$ [W]
150,92	199,98	5,041	3,771	760,9	754,1
150,86	201,72	7,642	5,657	1.153	1.411
150,44	202,16	10,26	7,521	1.543	1.520
150,37	200,00	12,69	9,358	1.907	1.868
150,27	200,64	15,31	11,29	2.300	2.253
150,21	200,79	17,93	13,23	2.693	2.638
150,06	200,29	20,53	15,14	3.080	2.999

Tabelle 13.13: Messergebnisse im BCM bei  $U_{\text{DC-Link}} = 300 \text{ V}$ 

$U_{\text{Bat.}}$ [V]	$U_{\text{DC-Link}}$ [V]	$\bar{I}_L$ [A]	$\bar{I}_{\text{DC-Link}}$ [A]	$P_{\text{Ein}}$ [W]	$P_{\text{Aus}}$ [W]
150,8	289,98	5,027	2,500	758,5	746,4
150,73	301,83	7,623	3,749	1.149	1.132
150,60	301,35	10,17	4,997	1.531	1.506
150,41	298,46	12,65	6,261	1.903	1.869
150,35	300,12	15,29	7,502	2.299	2.254
150,19	301,00	17,89	8,715	2.687	2.623
150,08	301,32	20,64	9,963	3.097	3.001

- 1: Dinca, Christian: Motor design for maximum material exploitation and magnetization procedure with in-line quality check for mass production.** - 2017. - XV, 168 S.  
ISBN 978-3-7983-2883-9 (print) EUR 13,00  
ISBN 978-3-7983-2884-6 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-5630
- 2: Gkountaras, Aris: Modeling techniques and control strategies for inverter dominated microgrids.** - 2017. - 169 S.  
ISBN 978-3-7983-2872-3 (print) EUR 12,00  
ISBN 978-3-7983-2873-0 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-5520
- 3: Wolz, Christoph: Ein schnelles und genaues Simulationsmodell für permanentmagnet-erregte Kommutatormotoren kleiner Leistung mit Zahnspulen unter Berücksichtigung nichtlinearer Eigenschaften.** - 2017. - XXI, 178 S.  
ISBN 978-3-7983-2934-8 (print) EUR 14,00  
ISBN 978-3-7983-2935-5 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-5911
- 4: Zerbe, Johannes: Innovative Wickeltechnologien für Statorspulen zur Erhöhung des Füllfaktors und Reduzierung der Beanspruchungen im Wickelprozess.** - 2019. - 227 S.  
ISBN 978-3-7983-3045-0 (print) EUR 13,50  
ISBN 978-3-7983-3046-7 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-7533
- 5: Schneider, Simon Michael: Test bench design for power measurement of inverter-operated machines in the medium voltage range.** - 2018. - xii, 128 S.  
ISBN 978-3-7983-3024-5 (print) EUR 11,00  
ISBN 978-3-7983-3025-2 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-7222
- 6: Winkler, Tammo: Untersuchungen an weich schaltenden DC/DC Konvertern zur Versorgung von Hochleistungs-Diodenlasern.** - 2019. - vi, 133 S.  
ISBN 978-3-7983-3078-8 (print) EUR 12,00  
ISBN 978-3-7983-3079-5 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-8324
- 7: Sarmadi, Mohammed-Ali: Entwurf und Konstruktion einer vertikal laufenden Windturbine nach dem Widerstandsprinzip unter Nutzung der aerodynamischen Eigenschaften eines Flügelprofils.** - 2018. - XX, 122 S.  
ISBN 978-3-7983-3043-6 (print) EUR 11,00  
ISBN 978-3-7983-3044-3 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-7659
- 8: Eial Awwad, Abdullah: On the perspectives of SiC MOSFETs in high-frequency and high-power isolated DC/DC converters.** - 2020. - xvii, 158 S.  
ISBN 978-3-7983-3096-2 (print)  
ISBN 978-3-7983-3097-9 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-8556
- 9: Dong, Rong: Design and comparison of two brushless DC drives for an electric propulsion system of solar-power unmanned aerial vehicles.** - 2020. - x, 115 S.  
ISBN 978-3-7983-3126-6 (print)  
ISBN 978-3-7983-3127-3 (online)  
DOI 10.14279/depositonnce-9331

## **Effizienzuntersuchung einer weich- und hartschaltenden Konverterstruktur mit Siliziumkarbid-Halbleitern als DC/DC-Wandler für Hybrid- und Elektrofahrzeuge**

Eine Möglichkeit der Effizienzsteigerung bei EV und HEV ist der Einsatz eines DC/DC-Wandlers, der zwischen der Traktionsbatterie und dem DC-Link eingesetzt wird und somit eine variable DC-Link Spannung gewährleistet, die der Motorenspannung angepasst wird.

Dem Effizienzgewinn in den Antriebsumrichtern und den Motoren stehen jedoch die Verlustleistungen im DC/DC-Wandler entgegen, sodass das zusätzliche Stellglied hocheffizient arbeiten muss.

Um eine hohe Effizienz zu erreichen, bietet sich der Einsatz von Halbleitern mit hohem Bandabstand, wie beispielsweise SiC an. Hiermit können höhere Effizienzen erreicht werden als mit konventionellen Si-Halbleitern. Neben dem Einsatz von SiC-Halbleitern spielt auch die Art der Regelung eine Rolle. So kann bei gleichem Hardwareaufbau durch den Einsatz des BCM im Vergleich zum CCM die Schaltfrequenz reduziert werden.

ISBN 978-3-7983-3133-4 (print)

ISBN 978-3-7983-3134-1 (online)



ISBN 978-3-7983-3133-4



<http://verlag.tu-berlin.de>