

Christian Axtmann

---

Untersuchung einer neuartigen  
leistungselektronischen Schaltungs-  
topologie als Antriebsstromrichter im  
Elektrofahrzeug

---



# **Untersuchung einer neuartigen leistungselektronischen Schaltungstopologie als Antriebsstromrichter im Elektrofahrzeug**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**

von der KIT-Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)  
genehmigte

**DISSERTATION**

von

M.Sc. Christian Patrick Axtmann  
geb. in: Pforzheim

Tag der mündlichen Prüfung:

22. Oktober 2020

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog  
(Technische Universität Darmstadt)



DOI: 10.5445/IR/1000125292

Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung -  
Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz (CC BY-SA 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) im Rahmen eines Industrieprojektes. Während dieser Zeit trugen einige Personen zum Gelingen dieser Arbeit bei, die hier nicht unerwähnt bleiben sollen.

Allen voran danke ich meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Michael Braun für die Möglichkeit zur Promotion und die hervorragende Betreuung. Vor allem die gemeinsame Konferenzreise nach Peking war ein unvergesslich schönes Abenteuer. Weiterhin danke ich Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog von der Technischen Universität Darmstadt für das Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Beim Projektpartner *SHARE am KIT* gilt mein außerordentlicher Dank Herrn Dr.-Ing. Johannes Kolb. Die fortwährende Unterstützung und das stete Interesse am Thema führten zu zahlreichen wissenschaftlichen Diskussionen und zu so mancher Lösung wichtiger Problemstellungen.

Weiterhin gilt mein Dank meinen ehemaligen Studierenden, besonders meinem späteren Kollegen Michael Hetzel, für den Entwurf und Aufbau der benötigten Hardware in seiner Abschlussarbeit. Natürlich benötigt der Aufbau eines funktionierenden Prototypen auch eine gut ausgerüstete Werkstatt mit kompetenten Mitarbeitern. So gilt mein Dank dem gesamten Werkstattpersonal unter der Leitung von Andreas Maier für die stets produktive Zusammenarbeit.

Einige Menschen haben meine Zeit am ETI ganz besonders geprägt. Nebst allen Kollegen und Mitarbeitern mit denen ich im Laufe der Zeit zusammenarbeiten durfte, sind dies vornehmlich zwei Personen. So ist über die Jahre hinweg mit meinem ehemaligen Bürokollegen Bernd Bohnet auch außerhalb der Arbeit eine tiefe Freundschaft entstanden, die über die gemeinsame Zeit am ETI hinaus noch immer anhält.

Die wundervollste Begegnung am ETI ist jedoch eindeutig meine damalige Kollegin und heutige Lebensgefährtin Miriam Boxriker. Den manchmal steinigem Weg einer Promotion zu zweit zu begehen machte vieles erträglicher. Auf ihr Verständnis und ihre Unterstützung konnte ich mich immer verlassen.

Zuletzt möchte ich mich bei meinen Eltern Günter und Sabine Axtmann bedanken. Schon früh haben sie mein Interesse an allem Technischem und Elektronischem geweckt und gefördert. Ihr Rückhalt, ihre Ratschläge und ihre Unterstützung -auch in Krisenzeiten- haben mich schließlich an dieses Ziel gebracht, das ich seit langem verfolgt habe.

Marxzell im Oktober 2020

Christian Axtmann

# Inhaltsverzeichnis

<b>Vorwort</b> . . . . .	<b>iii</b>
<b>1 Einleitung</b> . . . . .	<b>1</b>
1.1 Zielsetzung . . . . .	4
1.2 Gliederung der Arbeit . . . . .	5
<b>2 Der Triebstrang eines Elektrofahrzeuges</b> . . . . .	<b>7</b>
2.1 Energiespeicher . . . . .	8
2.1.1 Batterien . . . . .	9
2.1.2 Brennstoffzellen . . . . .	11
2.1.3 Doppelschichtkondensatoren . . . . .	13
2.2 Drehfeldmaschinen . . . . .	14
2.3 Leistungselektronik . . . . .	18
2.3.1 Drehstrombrücke . . . . .	18
2.3.2 Gleichstromsteller . . . . .	22
<b>3 Der Split DC Tandem Converter</b> . . . . .	<b>27</b>
<b>4 Schaltungsanalyse</b> . . . . .	<b>33</b>
4.1 Gleichspannungsseitiger Steller . . . . .	34
4.2 Motorseitiger Umrichter . . . . .	37
4.3 Maximale Strangspannungsamplitude . . . . .	42
4.4 Wirkung des Stromnullsystems der Maschine . . . . .	44
4.5 Zusätzlicher Inverswandler . . . . .	48
4.6 Bauelementbelastungen . . . . .	50
4.6.1 Drossel . . . . .	50
4.6.2 Halbleiter im Gleichstromsteller . . . . .	52
4.6.3 Zwischenkreiskondensatoren . . . . .	54

<b>5</b>	<b>Regelungstechnische Analyse und Synthese</b>	<b>57</b>
5.1	Regelung der Maschinenströme	58
5.2	Gesamtmodell der Zwischenkreisregelstrecke	61
5.3	Regelung des Quellenstromes	62
5.4	Regelung der inneren Kondensatorspannung	64
5.5	Regelung der äußeren Kondensatorspannungen	65
5.5.1	Symmetrieregulung	65
5.5.2	Absolutwertregelung	69
5.5.3	Regelung des Inverswandlers	73
5.6	Zusammenfassung der Gesamtregelung	77
<b>6</b>	<b>Optimaler Betrieb</b>	<b>79</b>
6.1	Optimierung der maximalen Strangspannungsamplitude	80
6.2	Einschalten	87
6.3	Betrieb mit mehreren Quellen	91
<b>7</b>	<b>Vergleichende Ermittlung des Bauteilaufwands</b>	<b>95</b>
7.1	Schaltleistung	97
7.1.1	Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller	99
7.1.2	Split DC Tandem Converter	101
7.1.3	Gegenüberstellung der Ergebnisse	103
7.2	Modellbasierte beispielhafte Auslegung	106
7.2.1	Auslegungsalgorithmus	106
7.2.2	Modell eines 200V-MOSFETs	108
7.2.3	Modell eines 650V-IGBTs	114
7.2.4	Stationäres Modell der Entwärmung	117
7.2.5	Anwendung des Verfahrens	120
7.3	Vergleich der Ergebnisse	125
<b>8</b>	<b>Versuchsaufbau</b>	<b>127</b>
8.1	Leistungselektronik	129
8.2	Signalverarbeitung	131
<b>9</b>	<b>Messergebnisse</b>	<b>135</b>
9.1	Einschalten	135
9.2	Stationärer Betrieb	137
9.3	Dynamisches Verhalten	140
9.4	Einfluss des zusätzlichen Inverswandlers	145

<b>10 Zusammenfassung und Ausblick . . . . .</b>	<b>147</b>
<b>Symbolverzeichnis . . . . .</b>	<b>151</b>
<b>Abbildungsverzeichnis . . . . .</b>	<b>157</b>
<b>Tabellenverzeichnis . . . . .</b>	<b>165</b>
<b>Literaturverzeichnis . . . . .</b>	<b>167</b>





# 1

## Einleitung

Eines der drängendsten Probleme des 21. Jahrhunderts ist der Klimawandel und die damit verbundene globale Erwärmung. Die vier wärmsten Jahre seit Beginn der Wetteraufzeichnungen (1880) waren 2015-2018 [1]. Das Abtauen des arktischen Permafrostbodens hat sich mittlerweile derart beschleunigt, dass die Prognosen für 2090 schon heute überschritten wurden [2]. Der Menschheit steht das Überschreiten gleich mehrerer klimatischer Kippunkte kurz bevor. Es besteht dringender Handlungsbedarf, das Leben der Weltbevölkerung auf klimaneutrale, regenerative und emissionsfreie Technik umzustellen. Dazu zählt auch der Straßenverkehr.

Eine bereits marktreife Technologie ist der elektrische Antrieb von Kraftfahrzeugen. Von den rund 3,4 Millionen neu zugelassenen PKW in Deutschland im Jahr 2018 besitzt rund 1 % einen rein elektrischen Antrieb. Im Vergleich zum Vorjahr entspricht dies einem Zuwachs von 44 % [3]. Man kann also feststellen, dass die Zahl zwar rapide steigt, der Anteil an Elektrofahrzeugen am deutschen Individualverkehr jedoch noch verschwindend gering ist. Im Gegensatz dazu hat der Spitzenreiter Norwegen im selben Jahr 30 % Marktanteil von Elektrofahrzeugen verzeichnen können [4].

Der elektrische Antrieb besitzt den inhärenten Vorteil der lokalen Emissionsfreiheit, sowie die grundlegende Möglichkeit der Verwendung emissionsfrei erzeugter Energie. Damit ist das Elektrofahrzeug ein wichtiger Schritt (jedoch bei weitem nicht der einzige) hin zur klimaneutralen Gesellschaft. Um diesem Anspruch vollständig gerecht zu werden, müssen aber weitere Faktoren berücksichtigt werden.

Elektrofahrzeuge sind ganz offensichtlich lokal emissionsfrei, was eine notwendige Bedingung für globale Emissionsfreiheit darstellt. Jedoch relativiert der Strommix diese Aussage. Der derzeitige deutsche Strommix mit 35 % (Stand 2019) erneuerbaren Energien [5] im Jahresschnitt führt dazu, dass Abgase gegenwärtig lediglich an anderer Stelle entstehen.

Auch die verwendeten Lithium-Batterien bringen noch ungelöste Probleme mit sich. Kritikpunkte an Lithium-Batterien zielen hauptsächlich auf den Rohstoff Lithium ab. Dessen Abbau kann Umweltschäden nach sich ziehen, der Marktpreis und die Verfügbarkeit unterliegen politischen Einflüssen und ein vollständiges Recycling ist derzeit noch nicht möglich. Obwohl Lithium-Batterien im Vergleich zu anderen Batterietechnologien eine hohe Energiedichte besitzen, bauen batterieelektrische Fahrzeuge häufig schwerer als vergleichbare Fahrzeuge mit Verbrennungsmotor. Zuletzt ist das Laden ein weiterer wichtiger Kritikpunkt. Im privaten Umfeld werden kaum mehr als 22 kW Ladeleistung eingesetzt, die leistungsfähigsten Schnellladesäulen übertragen bis zu 250 kW (*Tesla Supercharger v3*). Dennoch werden Ladezeiten benötigt, die deutlich länger dauern als ein Tankvorgang eines konventionellen Fahrzeugs.

Eine Alternative zur Lithium-Batterie stellt die Wasserstoff-Brennstoffzelle dar. Durch eine kalte Verbrennung von Wasserstoff zu Wasser wird darin elektrische Energie erzeugt. Noch bietet ein Brennstoffzellenantrieb eine größere Reichweite und eine kürzere Betankungszeit. Jedoch schwindet dieser Vorsprung stetig. Durch die Trennung der Energieumwandlung (Brennstoffzelle) und Energiespeicherung (Tank) lassen sich außerdem Kapazität und Leistungsfähigkeit des Speichers, anders als bei Batterien, quasi unabhängig voneinander einstellen. Aber auch die Wasserstofftechnologie besitzt noch nennenswerte Probleme, die es zu lösen gilt. Der Edelmetallbedarf der Zellen konnte bereits drastisch reduziert werden. Die verbleibenden Probleme sind eher der wirtschaftlichen Domäne zuzuordnen. Zum einen ist das Tankstellennetz äußerst dünn und die Kosten für eine Zapfsäule sind sehr hoch. Zum anderen sind sich europäische Autohersteller unsicher über die zukünftige Bedeutung angesichts sich stetig verbessernder Batterietechnik. Trotzdem ist die Brennstoffzellentechnik beispielsweise im *Toyota Mirai* bereits im Markt angekommen.

Häufig kommen in Fahrzeugen mit Brennstoffzellenantrieb zusätzlich Lithiumbatterien unterstützend zum Einsatz. Sie dienen dann als Kurzzeitspeicher, um die Brennstoffzelle optimal betreiben zu können sowie um rekuperierte Energie aufzunehmen. Denkbar wäre hier auch der Einsatz von Doppelschichtkondensatoren. Wird ein elektrischer Triebstrang mit mehr als einer Energiequelle betrieben, werden üblicherweise Gleichstromsteller verwendet, um den Leistungsfluss einstellen zu können. Abhandlung [6] listet mögliche Topolo-

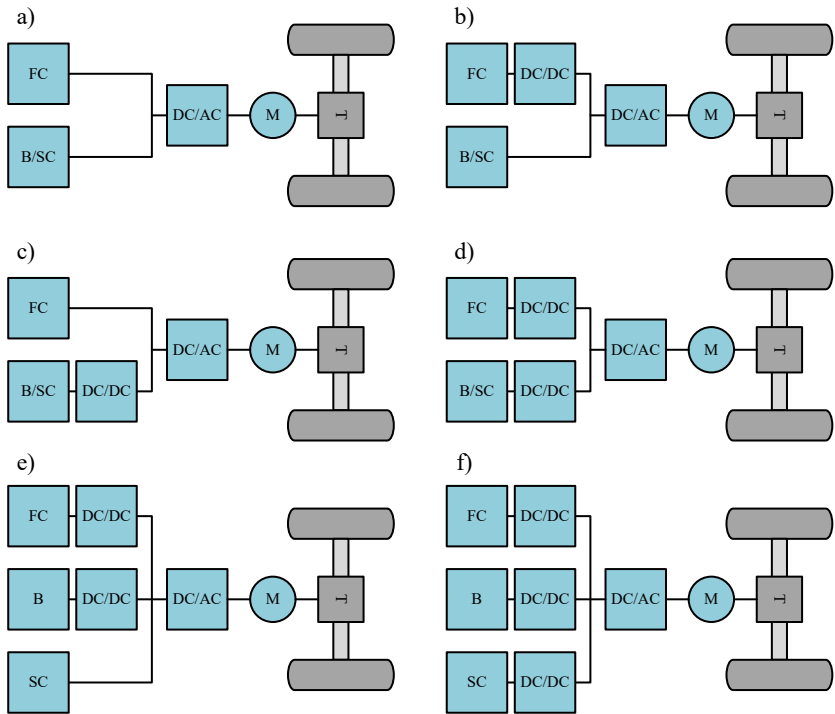


Abbildung 1.1: Übersicht möglicher Topologien zum gemeinsamen Betrieb mehrerer Energiequellen im Elektrofahrzeug [6]. Abkürzungen: FC=Fuel Cell, B=Batterie, SC=Super Capacitor.

gien auf, die in Abbildung 1.1 dargestellt sind. Der universellste Fall ist in Abbildung 1.1 d) bzw. f) dargestellt. Jede Quelle erhält einen separaten Gleichstromsteller ( $DC/DC$ ). Es können jedoch auch Gleichstromsteller weggelassen werden, wie in Abbildung 1.1 b), c) oder d) gezeigt. Der Leistungsfluss in die ungerichtete Quelle stellt sich dann anhand der Leistungsbilanz von selbst ein. Vorteil dieser reduzierten Topologien ist die Verringerung von Volumen und Kosten der Leistungselektronik. Abbildung 1.2 zeigt eine ungefähre Aufteilung dieser Größen für die Leistungselektronik eines elektrischen Antriebsstrangs. Der größte Anteil des Volumens wird durch Luft eingenommen und trägt damit nicht zur Funktion bei. Diesen Anteil zu reduzieren ist Aufgabe der Integration und größtenteils unabhängig von der expliziten Schaltung. Von den funktio-

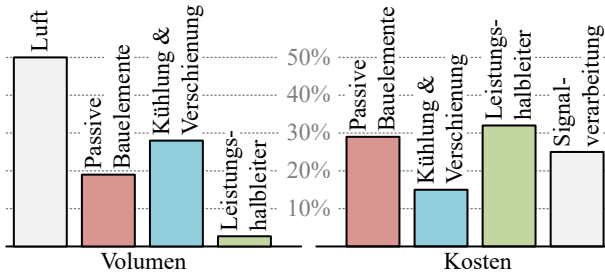


Abbildung 1.2: Typische Zusammensetzung von Volumen und Kosten eines Stromrichters [E1]. Daten aus [7] und [8] zusammengeführt.

nalen Anteilen nehmen Kühlung und Verschienung am meisten Volumen ein, gefolgt von den passiven Bauelementen. Die Leistungshalbleiter an sich nehmen nur einen verschwindend geringen Anteil an Volumen ein, führen jedoch die Kosten zusammen mit den passiven Bauelementen an. Diese Anteile können beispielsweise durch Weglassen einzelner Gleichstromsteller, wie in Abbildung 1.1 gezeigt, verringert werden. Weiterhin können durch Veränderung von Systemgrößen, wie beispielsweise einer höheren Taktfrequenz, passive Bauelemente unter einer Verringerung der Effizienz kleiner dimensioniert werden.

Eine davon unabhängige Idee ist die Verringerung des Bauelementaufwands durch die Wahl der Topologie. In [9] wird eine neuartige Schaltung vorgestellt, die genau auf diesen Zweck hin entwickelt wurde. Der Split DC Tandem Converter (SDTC) ist in Abbildung 1.3 dargestellt. Nach Abbildung 1.1 lässt er sich in Kategorie f) einordnen, jedoch verschwimmen die Grenzen von Gleichstromsteller und Maschinenumrichter, um den Aufwand des Gleichstromstellers zu verringern. Die Untersuchung dieser Schaltung und der Vergleich zu einer derzeit üblichen Schaltungstopologie ist der Inhalt dieser Arbeit.

## 1.1 Zielsetzung

Aus der Patentanmeldung [9] sind nur grundsätzliche Aspekte der Einsparung bekannt. Nun sollen die Umsetzbarkeit geprüft und die möglichen Vorteile quantitativ belegt werden. Die Prüfung der Umsetzbarkeit bedingt zuerst die genaue Analyse der Stromrichterschaltung. Dies bildet die Grundlage der Entwicklung einer geeigneten Regelungsstruktur zum Betrieb der Schaltung. Darauf aufbauend kann das Betriebsverhalten untersucht und gegebenenfalls opti-

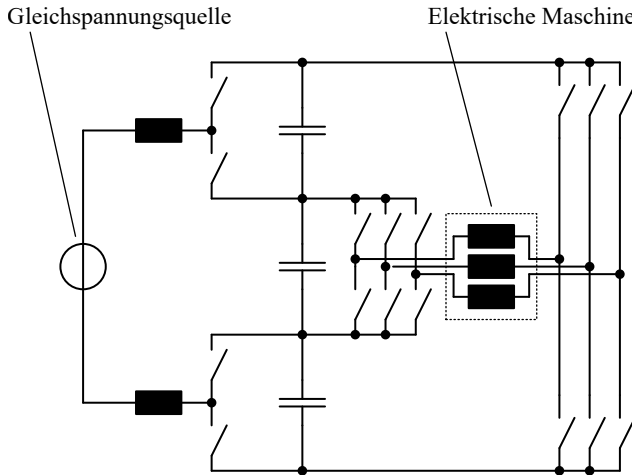


Abbildung 1.3: Schaltplan der in [9] vorgeschlagenen Schaltungstopologie.

miert werden. An einem Demonstrator kleiner Leistung soll die entworfene Regelungs- und Steuerungsstruktur in der Realität erprobt und die Funktionsfähigkeit validiert werden. Die Ergebnisse der technischen Betrachtung bilden die Grundlage zur quantitativen Analyse der möglichen Vorteile. Dabei dienen mehrere Bewertungsverfahren dem Vergleich der neuen Schaltung mit einer Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller.

## 1.2 Gliederung der Arbeit

Kapitel 2 fasst den derzeitigen Stand der Technik des Triebstrangs gängiger Elektrofahrzeuge zusammen, unterteilt nach den Komponenten Energiequelle, elektrische Maschine und Leistungselektronik.

Kapitel 3 stellt die zu untersuchende Stromrichterschaltung vor. Da sie von einer optimierten Solarwechselrichterschaltung abgeleitet wurde, wird diese ebenso beschrieben.

In Kapitel 4 wird die Schaltungsanalyse der neuen Schaltung ausführlich dargestellt. Damit können Aussagen zum Verhalten und zur Funktion der einzelnen Schaltungsteile getroffen werden. Weiterhin können Bauelementbelastungen

und Betriebsgrenzen bestimmt werden. All dies dient den folgenden Kapiteln als Grundlage.

Kapitel 5 beschreibt die regelungstechnische Analyse der Schaltung. Beginnend mit einem Modell der Zwischenkreisregelstrecke wird die Struktur der Regelung entwickelt und ausgelegt. Dabei wird ein kaskadiertes Regelschema aufgebaut. Zudem wird die Verkopplung der Zwischenkreis- und Maschinenregelung untersucht und entkoppelt.

In Kapitel 6 wird der optimale Betrieb der Schaltung beschrieben. Nebst einem einfachen Vorgehen zum Vorladen und Einschalten des Stromrichters, stellt das Kapitel eine Methode zur optimalen Wahl der Zwischenkreisspannungen vor. Diese wird benötigt, um die maximale Strangspannungsamplitude an der Maschine in jedem Betriebspunkt erreichen zu können. Zuletzt wird der Betrieb der Schaltung mit mehreren Quellen erläutert.

In Kapitel 7 wird das mögliche Einsparpotential quantifiziert. Anhand verschiedener Vergleichsverfahren wird der Bauelementaufwand der neuen Schaltung im Vergleich zu einer Drehstrombrücke bewertet. Als Nebeneffekt lassen sich Aussagen über die zu erwartenden Verluste bzw. Wirkungsgrade beim Einsatz als Antriebsstromrichter im Automobil treffen.

Zur Validierung der Regelverfahren aus Kapitel 5 sowie der optimierten Betriebsführung aus Kapitel 6, wurde ein Laborprototyp kleiner Leistung aufgebaut. Dieser wird in Kapitel 8 beschrieben.

Messergebnisse aus dem Betrieb dieses Prototyps werden in Kapitel 9 vorgestellt. Kapitel 10 fasst die Ergebnisse der Arbeit zusammen.

# 2

## Der Triebstrang eines Elektrofahrzeuges

Das geplante Anwendungsgebiet des zu untersuchenden SDTC ist der Einsatz als Antriebsstromrichter in Elektrofahrzeugen. Im Folgenden soll daher der Triebstrang eines Elektrofahrzeugs beschrieben werden. Die Betrachtung wird dabei auf das elektrische Teilsystem begrenzt.

Abbildung 2.1 stellt ein Schema eines elektrischen Triebstrangs dar. Notwendigerweise besteht das elektrische Teilsystem aus einer Energiequelle, sowie einer Maschine als Energiewandler. Typische Energiequellen sind Batterien, Brennstoffzellen und Doppelschichtkondensatoren [10].

Da aufgrund der erzielbaren Leistungsdichte üblicherweise Drehfeldmaschinen zum Einsatz kommen, werden leistungselektronische Schaltungen benötigt. Ihre Aufgabe besteht darin, die Gleichspannung der Energiespeicher in ein Drehspannungssystem zum Betrieb und zur Regelung der Maschine zu wandeln. Die elektrische Maschine treibt dann über ein Getriebe und ein Differential die Räder der Antriebsachse an.

Ohne Einschränkung der Allgemeinheit werden die einzelnen Systeme nach Funktionen getrennt gezeigt und erläutert. Sonderformen wie Radnabenantriebe können auf Differenzial und Getriebe verzichten [11], sogar die Leistungselektronik kann zusätzlich integriert werden [12]. Bei dieser Anordnung muss jedes angetriebene Rad mit einem eigenen Motor ausgestattet sein. Werden hochdrehende Maschinen verwendet [13], sind Getriebe häufig unabdingbar und können



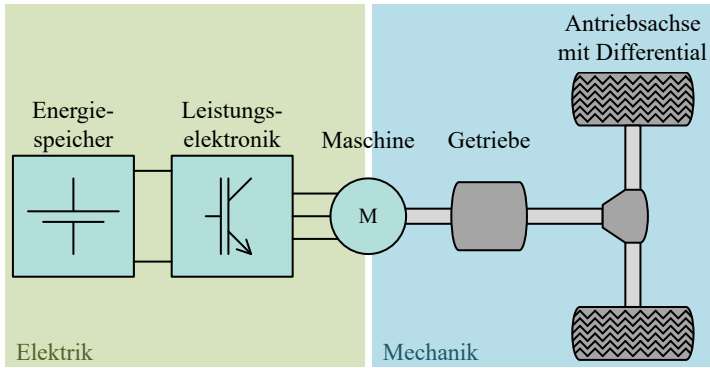


Abbildung 2.1: Schema eines elektrischen Triebstrangs.

sogar mit der Maschine eine integrierte Einheit bilden [14]. Diese können als radnahe Antriebe (d.h. ein Motor pro angetriebenem Rad), oder als Zentralantrieb ausgeführt sein, was bei mehrspurigen Fahrzeugen ein Differential bedingt. Bei diesen Systemen kann die Leistungselektronik ebenso integriert werden, sodass eine kompakte Einheit entsteht. Dieser Aufbau stellt heute bei vielen modernen Elektrofahrzeugen (Tesla, Toyota ...) den Normalfall dar.

Weitere Forschungsarbeiten zielen auf die Integration von Leistungselektronik und Energiespeicher ab. Wird eine Batterie in einzelne, kleinere Stränge aufgeteilt, können diese mit Mehrstufentopologien, beispielsweise Modulare Multilevel-Umrichter, kombiniert werden [15].

Die folgende Beschreibung ist eine kompakte Zusammenfassung der am häufigsten vorkommenden elektrischen Komponenten des Triebstrangs. Sie dient sowohl der Beschreibung und Identifikation der Umgebung (Quelle, Maschine), in der der SDTC untersucht werden soll, als auch des derzeitigen Stands der Technik in der Leistungselektronik, gegenüber dem der spätere Vergleich stattfinden soll. Dabei wird auf die umgebenden Komponenten nur soweit eingegangen, wie es für die spätere Untersuchung des SDTC notwendig ist.

## 2.1 Energiespeicher

Die am häufigsten eingesetzten Energiespeicher für Elektrofahrzeuge sind Batterien und Brennstoffzellen. Doppelschichtkondensatoren wurden als Zu-

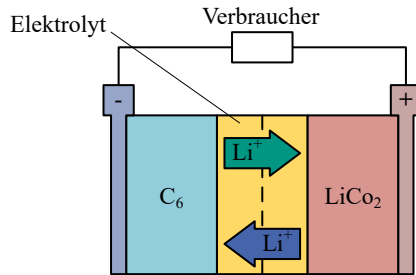


Abbildung 2.2: Schematischer Querschnitt einer Lithiumzelle mit eingezeichneter  $\text{Li}^+$ -Ionenbewegung für die Entladung (grün) und für die Ladung (blau).

satzspeicher beispielsweise in [10] untersucht, finden jedoch in gegenwärtigen Elektrofahrzeugen quasi keine Verwendung.

### 2.1.1 Batterien

In modernen batterieelektrischen Fahrzeugen (BEV) werden fast ausschließlich Lithium-Batterien eingesetzt. Vereinzelt wurden auch Nickel-Metallhydrid-Batterien (NiMH) verwendet (*General Motors EVI* bzw. *Toyota Prius Plug-in Hybrid*). Heute dienen sie jedoch lediglich noch als Puffer zur Unterstützung einer Brennstoffzelle, so zum Beispiel im *Toyota Mirai* [16]. Deswegen werden im Folgenden nur Lithium-Batterien betrachtet. Es sollen nur diejenigen Aspekte angesprochen werden, die zum Verständnis des SDTC notwendig sind. Ausführlichere Informationen sind beispielsweise in [17–19] zu finden.

Eine Lithium-Ionen-Batterie (LiIon-Batterie) besteht, wie alle Batterien, aus zwei Elektroden, die über einen Elektrolyten in Verbindung stehen. Die negative Elektrode (Anode) besteht in der Regel aus reinem Graphit ( $\text{C}_6$ ). Die positive Elektrode (Kathode) besteht aus einem Lithium-Metall-Oxid, beispielsweise Lithiumcobaltdioxid ( $\text{LiCoO}_2$ ; ca. 90% aller Lithiumbatterien im Jahr 2008 [20]). In Elektrofahrzeugen wird auch zunehmend Lithiummanganoxid ( $\text{LiMn}_2\text{O}_4$ ) mit besserer Hochstromfähigkeit eingesetzt. Der flüssige Elektrolyt besteht aus einem Lithiumsalz (beispielsweise  $\text{LiClO}_4$ ) und einem organischen Lösungsmittel. Feste Elektrolyte in Form von Keramiken befinden sich derzeit in der Entwicklungsphase.

Beide Elektroden können reversibel Lithium-Ionen einlagern. Beim Laden werden Lithium-Ionen ( $\text{Li}^+$ ) aus der positiven  $\text{LiCoO}_2$ -Elektrode durch den

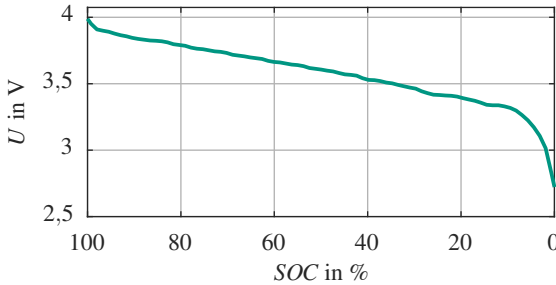
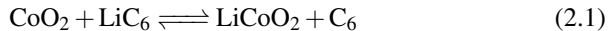


Abbildung 2.3: Gemessene Entladekennlinie einer Lithium-Zelle [E2]. Aufgetragen ist die Zellspannung  $U$  über der auf die Kapazität  $C$  normierten entnommenen Ladung  $Q$ .

Elektrolyten in der negativen Graphit-Elektrode eingelagert, das Entladen verläuft entgegengesetzt. Die Zellreaktion lässt sich zusammenfassen zu



und wird beim Entladen von links nach rechts, beim Laden von rechts nach links durchlaufen. Ein schematischer Querschnitt einer solchen Zelle ist in Abbildung 2.2 gezeigt.

Die Nennspannung einer Zelle beträgt typischer Weise 3,6 V, die Ladeschlussspannung 4,2 V und die Entladeschlussspannung 2,5 V. Diese Grenzen sind durch die Zellchemie vorgegeben und können für unterschiedliche Elektrolyte und Elektrodenmaterialien von den hier genannten Werten abweichen. Bei deren Überschreitung würde die Zelle irreversibel geschädigt, sodass in der Regel Schaltungen zur Zellüberwachung (Batterie-Management-System, BMS) eingesetzt werden. Abbildung 2.3 zeigt beispielhaft eine Entladekennlinie. Um Schädigung zu vermeiden und gleichzeitig die Lebensdauer zu verlängern, wird häufig nicht der ganze Spannungsbereich ausgenutzt, was die nutzbare Kapazität reduziert.

Einzelne Zellen werden durch Parallel- und Seriell-Verschaltung zu Batterien verbunden. In der Batterie *EVBI-350-40-HP* der *Brusa Elektronik AG* [21] werden beispielsweise 96 Zellen in Serie geschaltet, mit maximal 400 V, minimal 290 V Klemmenspannung. Pro Zelle sind dies folglich 4,17 V bis 3,0 V. Die Batterie kann einen kontinuierlichen Strom von 320 A liefern (in der Spitze 600 A) und besitzt einen ohmschen Innenwiderstand von 140 mΩ. Werden frequenz-

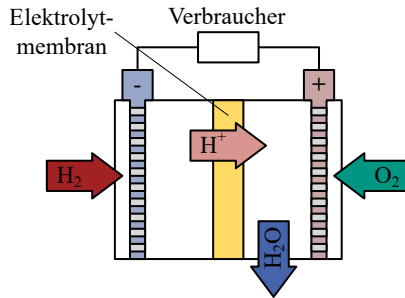


Abbildung 2.4: Schematischer Querschnitt einer Brennstoffzelle.

und zeitabhängige Eigenschaften (komplexe Impedanz, Diffusion, [22]) vernachlässigt, kann sie näherungsweise als linearer Zweipol aufgefasst werden.

### 2.1.2 Brennstoffzellen

Eine weitere mögliche Stromquelle für den elektrischen Triebstrang ist die Brennstoffzelle. Die Zelle bildet in Verbindung mit ihrem Brennstoffreservoir einen elektrischen Energiespeicher. Als Brennstoff können neben Wasserstoff auch beispielsweise Methanol oder Butan zum Einsatz kommen. Der Umfang dieser Betrachtung soll aber, der Übersichtlichkeit und Umweltverträglichkeit wegen, auf Wasserstoff beschränkt werden. Außerdem sollen lediglich diejenigen Facetten beispielhaft beschrieben werden, die zum Verständnis des SDTC benötigt werden. Tiefgreifende Informationen finden sich beispielsweise in [19, 23].

Funktion und Aufbau der Brennstoffzelle sind ähnlich der Batterie: zwei Elektroden stehen durch einen Elektrolyten in ionenleitender Verbindung. Der Zelle wird an der negativen Elektrode (Anode) Wasserstoff ( $H_2$ ) zugeführt, an der positiven Elektrode (Kathode) Sauerstoff ( $O_2$ ), beispielsweise in Form von Luft. Der Elektrolyt ist als Ionenleiter und im beispielhaften Falle einer Polymermembran (Proton Exchange Membrane Fuel Cell, PEMFC) nur für  $H^+$ -Ionen durchlässig. Die Elektronen fließen als elektrischer Strom über den Verbraucher. Auf der Kathodenseite reagieren Sauerstoff und Wasserstoffionen unter Elektronenaufnahme zu Wasser. Die gesamte Zellreaktion entspricht damit der Verbrennung von Wasserstoff zu Wasser:



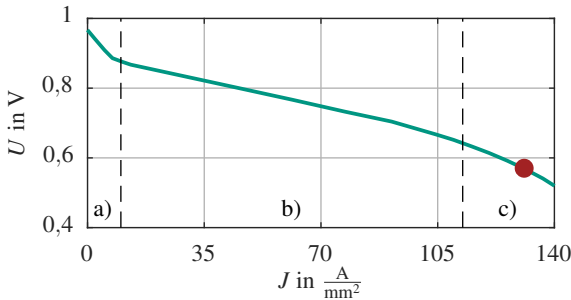


Abbildung 2.5: Kennlinie der Klemmenspannung einer Brennstoffzelle aus [23]. a) Aktivierungsbereich. b) Arbeitsbereich. c) Grenzbereich. In rot ist der Punkt maximaler Leistungsentnahme markiert.

Die theoretische Spannung solch einer Wasserstoffbrennstoffzelle ist 1,23 V (bei 25 °C), wobei im praktischen Betrieb üblicherweise höchstens 1 V erreicht wird. Die Klemmenspannung einer Brennstoffzelle besitzt eine ausgeprägte Abhängigkeit von der Stromdichte innerhalb der Zelle und gliedert sich in drei Anteile: Aktivierungsbereich, Arbeitsbereich und Grenzbereich.

Diese sind in Abbildung 2.5 gekennzeichnet. An den Leerlaufpunkt von 0,97 V schließt sich der Aktivierungsbereich a) an. Der entstehende Spannungsabfall wird durch die sog. Durchtrittsreaktion hervorgerufen, den Durchtritt der Elektronen vom Elektrolyt zu den Elektroden. Der daran anschließende Arbeitsbereich b) wird vom ohmschen Spannungsabfall in Elektrolyt und Elektroden dominiert, sodass die Zellspannung mit steigender Stromdichte etwa linear abnimmt. Bei hohen Stromdichten wird der Grenzstrombereich c) erreicht, in dem der begrenzte Stofftransport der Reaktionspartner die Zellspannung zusätzlich mindert.

Hier liegt auch der Punkt maximaler Leistung (Roter Punkt in Abbildung 2.5), in dem das Produkt aus Zellspannung und Stromdichte maximal wird. Eine weitere Erhöhung der Stromdichte führt zu keiner größeren Ausgangsleistung mehr, sodass dieser Punkt bei ca. 0,57 V die natürliche Untergrenze für den Betriebsbereich darstellt. Laut [16] besteht der Brennstoffzellenstapel des *Toyota Mirai* aus einer Serienschaltung von 370 PEMFC-Brennstoffzellen. Folglich sollte dieser Stapel eine Spannung von etwa 359 V (Leerlauf) bis 210 V (Volllast) erzeugen. Lässt man auch hier das frequenz- und zeitabhängige Verhalten außer Acht, lässt sich auch eine Brennstoffzelle als linearer Zweipol modellieren.

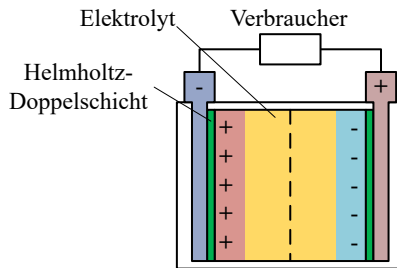


Abbildung 2.6: Beispielhafter Querschnitt eines Doppelschichtkondensators. Die Helmholtz-Doppelschicht in grün ist (nicht maßstabsgetreu) dicker dargestellt.

### 2.1.3 Doppelschichtkondensatoren

Doppelschichtkondensatoren (DSK) besitzen im Vergleich zu Batterien und Brennstoffzellen eine hohe Leistungsdichte, jedoch nur eine geringe Energiedichte. Deswegen kommen sie nicht als alleiniger Energiespeicher in Betracht, sondern dienen anderen Energiespeichern zur Unterstützung [10] oder zur (kurzfristigen) Speicherung von rekuperierter Bremsenergie in Bussen und Bahnen [24]. Auch hier sollen nur die zum Verständnis des SDTC wichtigen Aspekte beschrieben werden. Weitere Informationen finden sich beispielsweise in [19]. Der Aufbau eines Doppelschichtkondensators erinnert stark an den eines Elektrolytkondensators, funktional gibt es jedoch wesentliche Unterschiede. Ein schematischer Querschnitt ist in Abbildung 2.6 gezeigt. Die ladungstrennende Schicht (quasi das Dielektrikum) ist eine sog. Helmholtz-Doppelschicht. Sie kann an der Grenzfläche einer Elektrode mit einem Elektrolyten unter Einwirkung von Spannung entstehen und besteht aus einer molekularen Schicht des polaren Lösungsmittels (beispielsweise Wasser) des Elektrolyten und ist nur wenige Nanometer dick. Die Ladungstrennung geschieht innerhalb dieser Helmholtz-Schicht. Durch Anlegen einer Spannung an die Elektroden lagern sich die dissoziierten Ionen des Elektrolyten an der Doppelschicht der jeweiligen Elektrode an. Dies ist in Abbildung 2.6 angedeutet. Da die Doppelschicht an beiden Elektroden entsteht, besteht ein Doppelschichtkondensator praktisch aus einer Serienschaltung zweier Kondensatoren.

Die Doppelschicht ist jedoch nur bis zur Zersetzungsspannung des Elektrolyten stabil, was die nutzbare Spannung pro Kondensator auf 1,6 V bis 3 V begrenzt. Typische Doppelschichtkondensatoren wie der *BCAP3000* von *Maxwell Tech-*

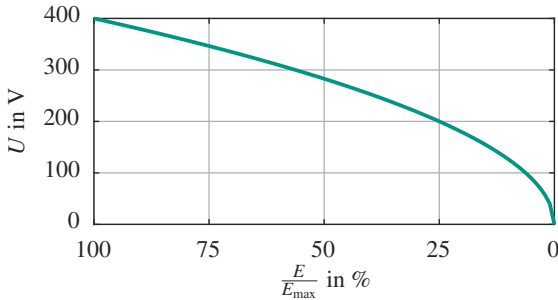


Abbildung 2.7: Beispielhafte Kennlinie der Klemmenspannung eines DSK-Moduls in Abhängigkeit der gespeicherten Energie.

nologies [25] besitzen eine Nennspannung von 2,7 V bei Kapazitäten von bis zu 3000 F. Der Innenwiderstand beträgt bei diesem Exemplar 0,29 mΩ, sodass auch hier von einem linearen Zweipol nahezu ohne Innenwiderstand ausgegangen werden kann.

Um größere Spannungen und Kapazitäten zu erreichen, können Doppelschichtkondensatoren parallel und seriell verschaltet werden. Werden beispielsweise 148 der genannten Zellen in Serie verbunden, entsteht ein Modul mit einer Nennspannung von 400 V. Der Energieinhalt  $E$  eines Kondensators mit Kapazität  $C$  bei Spannung  $U$  berechnet sich bekanntermaßen zu:

$$E = \frac{1}{2} C U^2 \quad (2.3)$$

Für eine konstante Kapazität bedeutet dies, dass die gespeicherte Energie quadratisch zur Zell- bzw. Modulspannung ansteigt. Umgekehrt bedeutet es aber auch, dass bei einer Entladung bis zur halben Spannung, dreiviertel der gespeicherten Energie entnommen wurde. Eine beispielhafte Darstellung dieses Verhaltens für das oben genannte Modul mit 400 V Nennspannung ist in Abbildung 2.7 gezeigt.

## 2.2 Drehfeldmaschinen

Üblicherweise werden in Elektrofahrzeugen der hohen Leistungsdichte wegen Synchronmaschinen eingesetzt, zunehmend auch Asynchronmaschinen. Abbildung 2.8 zeigt ein schematisches Ersatzschaltbild einer Maschine, die durch

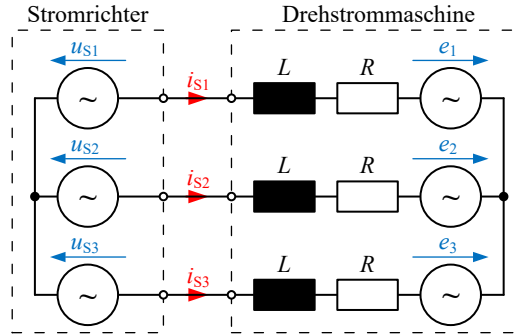


Abbildung 2.8: Ersatzschaltbild eines Stromrichters mit angeschlossener Maschine.

einen Stromrichter gespeist wird. Betrachtet man lediglich die linearen Grundwellenmodelle, dann stellen beide Maschinentypen die gleichen grundlegenden Anforderungen an den Stromrichter: Sie benötigen an ihren Klemmen ein symmetrisch sinusförmiges Drehspannungssystem:

$$\begin{bmatrix} u_{S1}(t) \\ u_{S2}(t) \\ u_{S3}(t) \end{bmatrix} = \hat{U}_S \cdot \sin \begin{bmatrix} \omega t \\ \omega t - \frac{2\pi}{3} \\ \omega t - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Auf dieses antwortet die Maschine dann mit einem (um den Winkel  $\varphi$  phasenverschobenen) symmetrisch sinusförmigen Drehstromsystem:

$$\begin{bmatrix} i_{S1}(t) \\ i_{S2}(t) \\ i_{S3}(t) \end{bmatrix} = \hat{I}_S \cdot \sin \begin{bmatrix} \omega t + \varphi \\ \omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi \\ \omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Die Darstellung der drei Phasenspannungen bzw. -ströme erfolgt vorteilhafterweise in amplitudeninvarianter Raumzeigerdarstellung:

$$\underline{u}_S = \frac{2}{3} \cdot (u_{S1} + \underline{a} \cdot u_{S2} + \underline{a}^2 \cdot u_{S3}) \quad (2.6)$$

$$\underline{i}_S = \frac{2}{3} \cdot (i_{S1} + \underline{a} \cdot i_{S2} + \underline{a}^2 \cdot i_{S3}) \quad (2.7)$$



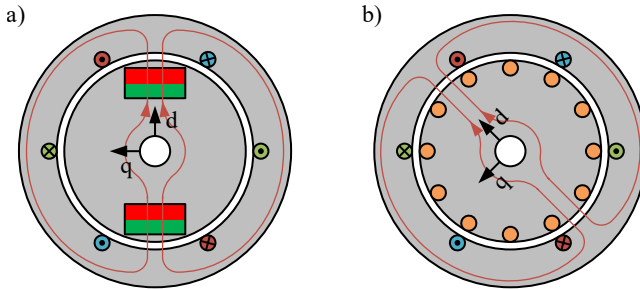


Abbildung 2.9: Beispielhafte Schnittbilder elektrischer Drehfeldmaschinen. a) Synchronmaschine. b) Asynchronmaschine.

Darin bezeichnet  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  den komplexen Drehfaktor. Damit werden die drei Phasengrößen auf nur zwei Informationen (Real- und Imaginärteil des Raumzeigers) abgebildet. Dies ist nur dann gültig, wenn kein Nullsystem (beispielsweise durch Sternschaltung) auftreten kann. Andernfalls muss dieses zusätzlich beschrieben werden:

$$u_{S0} = \frac{1}{3} \cdot (u_{S1} + u_{S2} + u_{S3}) \quad (2.8)$$

$$i_{S0} = \frac{1}{3} \cdot (i_{S1} + i_{S2} + i_{S3}) \quad (2.9)$$

Die Maschinenregelung geschieht heute üblicherweise in einem rotierenden, kartesischen Bezugssystem. Bei Synchronmaschinen ist dieses am Rotor orientiert, womit die *d-Achse* in Richtung der Rotorerregung zeigt. Bei Asynchronmotoren erfolgt die Orientierung am Rotorfluss. Die *q-Achse* steht in allen Fällen senkrecht auf der *d-Achse*.

Die Ermittlung des benötigten Transformationswinkels  $\gamma$  gestaltet sich bei Synchronmaschinen einfach; er kann mit einem Winkelsensor (bspw. Resolver) direkt gemessen werden. Da die Erregung bei Asynchronmaschinen transformatorisch über den Stator übertragen werden muss, steht der Rotorfluss bezogen auf den Rotor nicht still, sondern dreht sich mit Schlupffrequenz. Üblicherweise werden hier Maschinenmodelle eingesetzt, um die Lage und Amplitude des Rotorflusses zu schätzen. Die Modelle werden dabei durch Messdaten von Klemmenspannung, Leiterstrom und Drehzahl bzw. Winkel gestützt.

Die sich drehenden Raumzeiger  $\underline{u}_S$  bzw.  $\underline{i}_S$  können dann über eine Vektordrehung zu Gleichgrößen in Richtung der (rotierenden) d/q-Achsen transformiert werden:

$$\begin{aligned} u_d &= \Re \{ \underline{u}_S \cdot e^{-j\gamma} \} & u_q &= \Im \{ \underline{u}_S \cdot e^{-j\gamma} \} \\ i_d &= \Re \{ \underline{i}_S \cdot e^{-j\gamma} \} & i_q &= \Im \{ \underline{i}_S \cdot e^{-j\gamma} \} \end{aligned} \quad (2.10)$$

In diesem rotierenden Koordinatensystem vereinfachen sich zusätzlich die Zusammenhänge innerhalb der Maschine. Das innere Moment einer Synchronmaschine lässt sich dann ausdrücken durch:

$$M_{i,SM} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left( \underbrace{\Psi_f \cdot i_q}_{\text{Synchrones Moment}} + \underbrace{(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q}_{\text{Reluktanzmoment}} \right) \quad (2.11)$$

Darin ist  $p$  die Polpaarzahl,  $\Psi_f$  die Erregerflussverkettung und  $L_d$  bzw.  $L_q$  die Induktivität der Maschine in Richtung der jeweiligen Bezugsachse. Das innere Moment besteht aus zwei Anteilen: dem synchronen Moment sowie dem Reluktanzmoment. Isotrope Maschinen ( $L_d = L_q$ ) können kein Reluktanzmoment erzeugen, sodass zur Minimierung von Stromwärmeverlusten  $i_d = 0$  eingestellt wird.  $i_q$  wird dann gemäß (2.11) anhand des Sollmoments eingestellt. Anisotrope Maschinen ( $L_d \neq L_q$ ) werden zur Momentenbildung mit einem Tupel  $(i_d; i_q) \neq (0; 0)$  betrieben, das z.B. durch das MTPA-Verfahren (Maximum Torque per Ampere) vorgegeben werden kann [26, 27]. Ist die Synchronmaschine zusätzlich nichtlinear, kommen aufwändigere Verfahren wie z.B. [28] zum Einsatz.

Das innere Moment einer Asynchronmaschine lässt sich ausdrücken durch:

$$M_{i,ASM} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi'_R \cdot i_q \cdot \frac{1}{1 + \sigma_R} \quad (2.12)$$

Darin ist  $\Psi'_R$  die Rotorflussverkettung, dessen Bestimmung Aufgabe des bereits genannten Maschinenmodells ist, sowie  $\sigma_R = \frac{L'_{R\sigma}}{L_h}$  der Rotorstrefaktor. Der Rotorfluss folgt mit PT1-Verhalten dem d-Strom der Maschine. Da die Asynchronmaschine magnetisiert werden muss, muss folglich ein Strom  $i_d$  der benötigten Höhe eingepreßt werden. Der Strom  $i_q$  wird dann anhand der Momentenanforderung gemäß (2.12) eingestellt.

Die gemeinsame Betrachtung beider Maschinentypen zeigt, dass sie grundsätzlich gegeneinander austauschbar sind, da die Systemgrenzen (elektrisch,

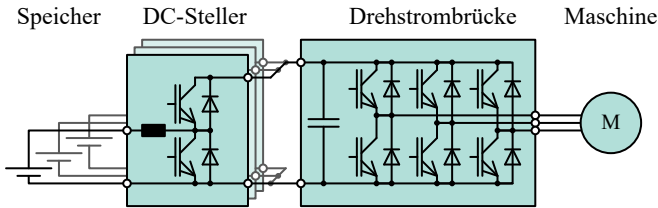


Abbildung 2.10: Blockschaltbild des elektrischen Teilantriebssystems mit mehreren Quellen, Gleichstromstellern sowie Zentralantrieb.

mechanisch) identisch sind. Lediglich die innere Funktionsweise und folglich die Regelung und die zugehörige Signalverarbeitung unterscheiden sich. Auf eine tiefgreifende Beschreibung der einzelnen Maschinentypen wird an dieser Stelle verzichtet. Weitere Informationen zur Funktionsweise und den individuellen Regelkonzepten finden sich in der einschlägigen Fachliteratur [26, 29–32].

## 2.3 Leistungselektronik

Zur Erzeugung eines Drehspannungssystems für die Maschine aus der Gleichspannung der verschiedenen Quellen werden Stromrichter verwendet. Derzeit findet in Serienprodukten meist die Drehstrombrücke ihren Einsatz. Wird mehr als eine Quelle verwendet, müssen zur Leistungssteuerung Gleichstromsteller genutzt werden. Gleichzeitig können sie zur Spannungshaltung eingesetzt werden, um Spannungsschwankungen der Quellen auszugleichen und eine konstante maximale Strangspannungsamplitude an der Maschine zu garantieren [33].

Ein beispielhaftes Schema dazu ist in Abbildung 2.10 gezeigt. Die beiden Teilsysteme Gleichstromsteller und Drehstrombrücke werden im Folgenden näher betrachtet.

### 2.3.1 Drehstrombrücke

In Elektrofahrzeugen werden üblicherweise selbstgeführte Spannungszwischenkreisumrichter eingesetzt, d.h. die Drehstrombrücke besteht aus 6 abschaltbaren Halbleitern (meist IGBT) mit antiparallelen Dioden. Der Schaltplan ist in Abbildung 2.11 dargestellt.

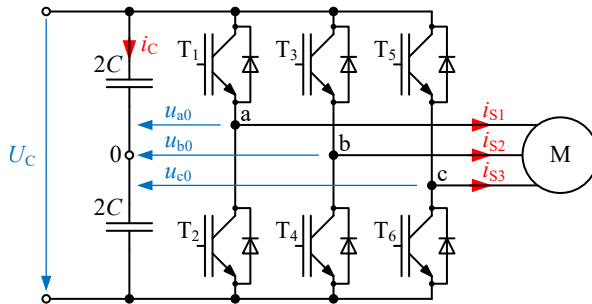


Abbildung 2.11: Schaltbild der Drehstrombrückenschaltung aus Abbildung 2.10.

Beim sog. Unterschwingungsverfahren werden die Halbleiter einer Halbbrücke (a, b, c) hochfrequent mit der Pulsfrequenz  $f_P$  mit veränderlichem Aussteuergrad komplementär geschaltet (PWM - Pulsweitenmodulation). Im Mittel über eine Pulsperiode kann dann pro Halbbrücke eine Spannung im Intervall  $[-\frac{U_C}{2}; \frac{U_C}{2}]$  gestellt werden. Durch symmetrisch sinusförmige Vorgabe des Aussteuergrads kann am Ausgang ein symmetrisch sinusförmiges Drehspannungssystem erzeugt werden. Beim Unterschwingungsverfahren ist dessen Grundfrequenz wesentlich kleiner (Faktor 5 bis 10) als die Pulsfrequenz. Die Amplitude des Drehspannungssystems  $\hat{U}_S$  bezogen auf die halbe Zwischenkreisspannung  $\frac{U_C}{2}$  ergibt den Modulationsgrad  $g$ :

$$g = \frac{\hat{U}_S}{\frac{U_C}{2}} \quad (2.13)$$

Ist eine Maschine in Stern- oder Dreieckschaltung angeschlossen, kann eine Nullkomponente der Ausgangsspannung keine Nullkomponente im Ausgangsstrom verursachen. Durch gezieltes Einprägen einer Spannungsnullkomponente  $u_{S0}$  gemäß (2.14) kann der Modulationsgrad auf das Intervall  $[0; \frac{2}{\sqrt{3}}]$  erweitert werden:

$$u_{S0} = -\frac{\max(u_{S1}, u_{S2}, u_{S3}) + \min(u_{S1}, u_{S2}, u_{S3})}{2} \quad (2.14)$$

Es existieren noch weitere Formen von Nullkomponenten (beispielsweise die 3. Harmonische), die den gleichen Effekt erzielen. Praktisch bedeutet dies, dass die maximal erreichbare Leiter-Leiter-Spannung an der Maschine der Zwischen-

kreisspannung  $U_C$  entspricht, bzw. die maximale Strangspannungsamplitude  $\frac{U_C}{\sqrt{3}}$ .

In [34] ist beschrieben, wie die mittleren ( $\bar{i}$ ) und effektiven ( $i_{\text{eff}}$ ) Ströme der einzelnen Transistoren (T) bzw. Dioden (D) bestimmt werden können:

$$\begin{aligned} \bar{i}_T &= \frac{\hat{I}_S}{2} \cdot \left( \frac{1}{\pi} + \frac{g}{4} \cdot \cos(\varphi) \right) & \bar{i}_D &= \frac{\hat{I}_S}{2} \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{g}{4} \cdot \cos(\varphi) \right) \\ i_{T,\text{eff}} &= \hat{I}_S \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{g}{3\pi} \cdot \cos(\varphi)} & i_{D,\text{eff}} &= \hat{I}_S \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{g}{3\pi} \cdot \cos(\varphi)} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Wird die Durchlasskennlinie der verwendeten Halbleiter mit der Knickspannung  $U_{T0}$  bzw.  $U_{D0}$  sowie dem differentiellen Widerstand  $r_T$  bzw.  $r_D$  angenähert, dann lassen sich daraus die mittleren Durchlassverluste  $P_d$  pro Halbleiter im stationären Betrieb wie folgt bestimmen:

$$P_{d,T} = U_{T0} \cdot \bar{i}_T + r_T \cdot i_{T,\text{eff}}^2 \quad (2.16)$$

$$P_{d,D} = U_{D0} \cdot \bar{i}_D + r_D \cdot i_{D,\text{eff}}^2 \quad (2.17)$$

Neben den Durchlassverlusten existieren zusätzlich Sperr-, Ansteuer- und Schaltverluste, von denen jedoch in der Regel nur letztere einen nennenswerten Beitrag zu den Gesamtverlusten leisten. Die Schaltverluste lassen sich, sofern die Schaltenergien gegeben sind, ebenso im Mittel pro Halbleiter bestimmen:

$$P_{s,T} = \frac{1}{\pi} \cdot f_P \cdot \frac{\hat{I}_S}{i_{\text{ref}}} \cdot \left( \frac{U_C}{u_{\text{ref}}} \right)^{1,35} \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}})_{u_{\text{ref}}, i_{\text{ref}}} \quad (2.18)$$

$$P_{s,D} = \frac{1}{\pi} \cdot f_P \cdot \left( \frac{\hat{I}_S}{i_{\text{ref}}} \right)^{0,6} \cdot \left( \frac{U_C}{u_{\text{ref}}} \right)^{0,6} \cdot (E_{\text{rec}})_{u_{\text{ref}}, i_{\text{ref}}} \quad (2.19)$$

Darin bezeichnen die Größen  $u_{\text{ref}}$  bzw.  $i_{\text{ref}}$  die Sperrspannung bzw. den Bauelementstrom, bei dem die Schaltenergien  $E_{\text{on}}$ ,  $E_{\text{off}}$  und  $E_{\text{rec}}$  gemessen wurden. Gemäß [35] sind die Transistorschaltverluste mit Exponent 1,3 bis 1,4 von der Sperrspannung abhängig, sowie die Diodenschaltverluste mit Exponent 0,6 jeweils von Strom und Spannung.

Der Eingangsstrom der Drehstrombrückenschaltung besteht aus der Überlagerung eines Gleichanteils mit hochfrequenten Wechselanteilen. Die hochfrequenten Wechselanteile werden vom Zwischenkreiskondensator  $C$  getragen. Die

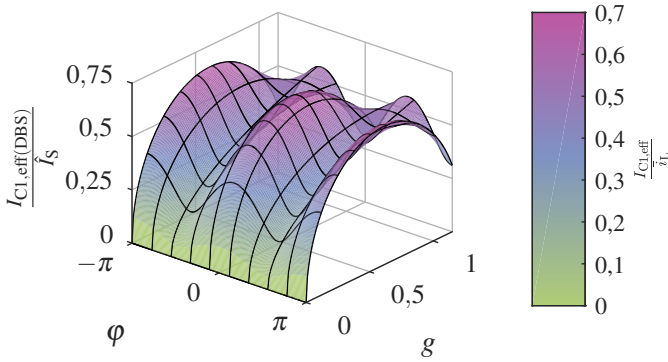


Abbildung 2.12: Normierte Effektivstrombelastung des Zwischenkreiskondensators durch die Drehstrombrücke nach [36].

effektive Strombelastung, die er dadurch erfährt, lässt sich gemäß [36] bestimmen zu:

$$I_{C,\text{eff(DBS)}} = \hat{I}_S \cdot \sqrt{2g \left( \frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2(\varphi) \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}g \right) \right)} \quad (2.20)$$

Abbildung 2.12 stellt den auf die Strangstromamplitude normierten Effektivstrom im Zwischenkreiskondensator in Abhängigkeit des Phasenwinkels  $\varphi$  und des Modulationsgrad  $g$  dar.

Elektrolytkondensatoren besitzen, bezogen auf ihre Kapazität, nur eine geringe Wechselstromtragfähigkeit. Werden sie als Zwischenkreiskondensator eingesetzt, muss deren Auslegung üblicherweise anhand dieses Effektivstroms mittels Parallelschaltung erfolgen [36]. Der Wechselstromanteil durch den Kondensator erzeugt unweigerlich einen (hier vernachlässigten) Spannungsripple im Zwischenkreis. Die Kapazität ist dann in der Regel ausreichend groß, damit der Spannungsripple nur klein ausfällt. Folienkondensatoren dagegen können deutlich größere Wechselströme führen, besitzen aber eine kleinere spezifische Kapazität. Diese werden nach dem maximalen Spannungsripple im Zwischenkreis ausgelegt, der sich beispielsweise gemäß [37] berechnen lässt. Die Wechselstromfestigkeit ist dann in der Regel ausreichend groß für die Anwendung.

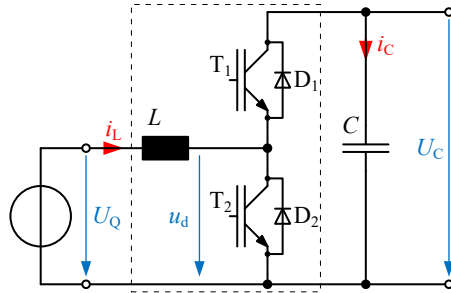


Abbildung 2.13: Schaltbild einer der Zweiquadrantensteller aus Abbildung 2.10.

### 2.3.2 Gleichstromsteller

Mit einem Gleichstromsteller zwischen Batterie und Drehstrombrücke kann die Reichweite eines Elektrofahrzeuges gesteigert werden [33]. Gleichstromsteller werden aber auch eingesetzt, wenn beispielsweise mehrere Quellen an einen gemeinsamen Zwischenkreis angeschlossen werden, um den Leistungsfluss steuern zu können. Hier existieren verschiedene topologische Möglichkeiten der Anordnung der Steller. Es soll sich jedoch auf diejenige Variante aus Abbildung 2.10 beschränkt werden. Jede Quelle besitzt einen separaten Gleichstromsteller, ausgeführt als Zweiquadrantensteller, über den sie in einen gemeinsamen Zwischenkreis einspeist.

Abbildung 2.13 zeigt den Schaltplan einer der Zweiquadrantensteller aus Abbildung 2.10. Notwendigerweise muss die Quellenspannung  $U_Q$  stets kleiner als die Zwischenkreisspannung  $U_C$  sein. Genauso wie die Drehstrombrücke wird die Halbbrücke im Zweiquadrantensteller mittels PWM betrieben. Der Stellbereich des Mittelwerts der Spannung  $u_d$  ist dann  $[0; U_C]$ . Im quasistationären Betrieb muss  $u_d = U_Q$  gelten. Der stationäre Aussteuergrad  $a$  kann über die relative Einschaltzeit des Transistors  $T_1$  definiert werden:

$$a = \frac{T_{T1}}{T_P} = \frac{U_Q}{U_C} \quad (2.21)$$

Aufgrund der Schaltvorgänge ist der Drosselgleichstrom  $i_L$  mit einem Wechselanteil, dem Stromripple  $\Delta i_L$ , überlagert. Für eine konstante Zwischenkreis-

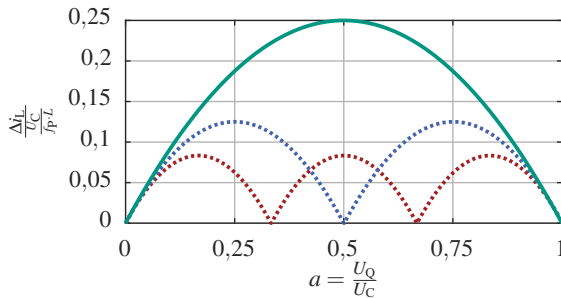


Abbildung 2.14: Normierter Stromripple in der Quelle in Abhängigkeit der Quellenspannung. Die grüne Volllinie gilt für einen Steller, die Strichlinien für zwei (blau) bzw. drei (rot) parallele Steller.

spannung und eine veränderliche Quellenspannung lässt sich dieser beschreiben durch:

$$\Delta i_L = \frac{U_C}{f_P \cdot L} \cdot (a - a^2) \quad (2.22)$$

Der auf Zwischenkreisspannung  $U_C$ , Pulsfrequenz  $f_P$  und Induktivität  $L$  normierte Verlauf dieser Funktion ist in Abbildung 2.14 in grün dargestellt. Der Stromripple wird für  $a = 0,5$  maximal und beträgt dort:

$$\left. \frac{\Delta i_L}{\frac{U_C}{f_P \cdot L}} \right|_{a=0,5} = 0,25 \quad (2.23)$$

Da die Batterie beim späteren Vergleich des SDTC mit der Drehstrombrücke und Hochsetzsteller unverändert bleiben soll, ist es sinnvoll, als Bezugsgröße die Quellenspannung  $U_Q$  anstatt der Zwischenkreisspannung  $U_C$  zu verwenden. Somit kann bei gegebener Quellenspannung, Induktivität und Pulsfrequenz ein Maß für den Stromripple angegeben werden, den ein Steller hervorruft. Bei  $a = 0,5$  lässt sich  $U_C = \frac{U_Q}{a} = 2U_Q$  substituieren und ergibt für den Zweiquadrantensteller:

$$\left. \frac{\Delta i_L}{\frac{U_Q}{f_P \cdot L}} \right|_{a=0,5} = 0,5 \quad (2.24)$$



Das ist für den späteren Vergleich mit dem SDTC wichtig. Werden mehrere Halbbrücken (mit eigenen Drosseln) parallel geschaltet und mit phasenverschobenem Takt angesteuert, dann überlagern sich die Rippleanteile am Ausgang und es kommt zu einer teilweisen oder ganzen Auslöschung. Die einzelnen Steller besitzen jedoch nach wie vor den in grün eingezeichneten, vollen Ripple. Für zwei parallele Halbbrücken fällt jedoch der Ripple am Ausgang auf den in Abbildung 2.14 in blau eingezeichneten Verlauf. Für drei parallele Steller fällt er auf den roten Verlauf. Der maximale normierte Stromripple sinkt also umgekehrt proportional zur Anzahl der parallelen Steller, tritt jedoch an gleichermaßen mehr Stellen auf. Weiterhin entstehen Betriebspunkte, in denen sich die Stromripple komplett auslöschen. Im Allgemeinen bleibt die nach unten geöffnete Parabelform erhalten, "repliziert" sich aber im Betriebsbereich mit der Anzahl der Steller. Die Stromripple der einzelnen Steller können also proportional erhöht werden, um am Ausgang einen zum einphasigen Betrieb identischen maximalen Stromripple zu erhalten.

Die mittleren und effektiven Halbleiterströme bestimmen sich zu:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{D1} &= a \cdot \bar{i}_L & \bar{i}_{T2} &= (1-a) \cdot \bar{i}_L \\ i_{D1,\text{eff}} &= \sqrt{a \cdot \left( \bar{i}_L^2 + \frac{1}{12} \Delta i_L^2 \right)} & i_{T2,\text{eff}} &= \sqrt{(1-a) \cdot \left( \bar{i}_L^2 + \frac{1}{12} \Delta i_L^2 \right)} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Für vernachlässigbar kleinen Ripple kann die Effektivwertberechnung vereinfacht werden:

$$i_{D1,\text{eff}} = \sqrt{a} \cdot \bar{i}_L \quad i_{T2,\text{eff}} = \sqrt{(1-a)} \cdot \bar{i}_L \quad (2.26)$$

Diese Berechnungen gelten für den Hochsetzstellerbetrieb, also Leistungsfluss von der Quelle in den Zwischenkreis. Hier sind nur  $T_2$  und  $D_1$  abwechselnd stromführend. Aufgrund der Symmetrie führen bei umgekehrtem Leistungsfluss (vom Zwischenkreis in die Quelle) nur  $T_1$  und  $D_2$  abwechselnd Strom. Die Berechnungen von  $T_2$  gelten dann für  $D_2$  und die von  $D_1$  für  $T_1$ .

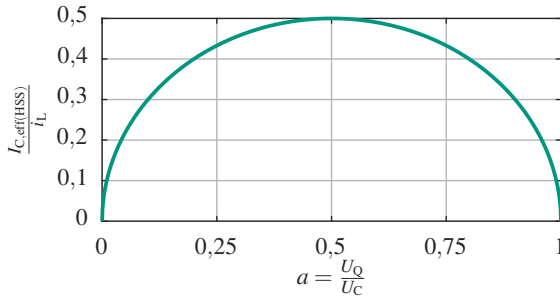


Abbildung 2.15: Normierte Effektivstrombelastung des Zwischenkreiskondensators durch den Zweiquadrantensteller.

Mit diesen Strömen können dann analog zur Vorgehensweise bei der Drehstrombrücke ((2.16) und (2.17)) die Durchlassverluste bestimmt werden. Die Schaltverluste bestimmen sich in Anlehnung an (2.18) bzw. (2.19) zu:

$$P_{s,T} = f_P \cdot \frac{\bar{i}_L}{i_{ref}} \cdot \left( \frac{U_C}{u_{ref}} \right)^{1,35} \cdot (E_{on} + E_{off})_{u_{ref}, i_{ref}} \quad (2.27)$$

$$P_{s,D} = f_P \cdot \left( \frac{\bar{i}_L}{i_{ref}} \right)^{0,6} \cdot \left( \frac{U_C}{u_{ref}} \right)^{0,6} \cdot (E_{rec})_{u_{ref}, i_{ref}} \quad (2.28)$$

Zuletzt wirkt der geschaltete Strom gleichermaßen wie bei der Drehstrombrücke auf den Zwischenkreiskondensator ein. Der Effektivwert des durch den Zweiquadrantensteller hervorgerufenen Kondensatorstroms ist:

$$I_{C,eff(HSS)} = \sqrt{a \cdot \left( \bar{i}_L^2 (1-a) + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right)} \quad (2.29)$$

Dieser kann für vernachlässigbar kleinen Stromripple ebenso vereinfacht werden zu:

$$I_{C,eff(HSS)} = \bar{i}_L \cdot \sqrt{a - a^2} \quad (2.30)$$

Abbildung 2.15 verdeutlicht nochmals diesen Zusammenhang.

Werden Zweiquadrantensteller und Drehstrombrücke an einen gemeinsamen Zwischenkreiskondensator angeschlossen, überlagern sich die durch die beteiligten Schaltungen eingeprägten Wechselströme. Eine genaue Effektivwertbildung würde eine vorausgehende Addition der (auf Taktebene zeitveränderli-

chen) Ströme erfordern, was rechnerisch nur schwer zu lösen ist. Neben der Zeitbereichssimulation [E3] kann der auftretende Effektivstrom jedoch nach oben abgeschätzt werden [36]. Gemäß der Cauchy-Schwarzschen Ungleichung können alle Effektivströme nach Baugruppen getrennt berechnet werden (wie oben vorgestellt) und dann einfach addiert werden. Damit erhält man die Worst-Case-Abschätzung des effektiven Kondensatorstroms:

$$I_{C,\text{eff}} = I_{C,\text{eff}(\text{DBS})} + I_{C,\text{eff}(\text{HSS})} \quad (2.31)$$

# 3

## Der Split DC Tandem Converter

Betrachtet man die Kennlinien der Batterien und Brennstoffzellen aus Kapitel 2, fällt auf, dass sich deren Klemmenspannungen im Betrieb nicht bis zur Spannung Null absenken können (Defekte ausgeschlossen). Die Spreizung, also das Verhältnis von größter zu kleinster Klemmenspannung, beträgt für die im letzten Kapitel gezeigte Lithiumzelle  $\frac{4,2\text{V}}{2,5\text{V}} = 1,68$ . Eine Serienschaltung mehrerer Zellen ändert die Spreizung nicht, sodass sie ebenso für die vorgestellte Batterie gilt. Durch die herstellerseitige Begrenzung der Entladeschlussspannung auf 3 V [21] wird die Spreizung sogar auf 1,38 verringert. Die Spreizung der gezeigten Brennstoffzelle (und damit des gesamten Stapels) beträgt ebenso  $\frac{0,97\text{V}}{0,57\text{V}} = 1,7$ . Für Kondensatoren, die bekanntermaßen bis 0 V entladen werden können, beträgt die Spreizung unendlich und besitzt so keine Aussagekraft mehr. Setzt man eine zusätzliche Randbedingung an, z.B. dass 75 % der enthaltenen Energie entnommen werden können sollen [38], dann lässt sich mittels (2.3) eine Spreizung von 2 bestimmen. Ein Kondensatormodul mit beispielsweise 400 V Nennspannung würde also bis auf 200 V entladen.

Bei näherer Betrachtung fällt auf, dass die Klemmenspannungen aller Quellen eine ähnliche Spreizung (1,7...2) besitzen. Ebenso liegen die Klemmenspannungen bereits in einem gemeinsamen Spannungsband (200 V...400 V), was sich andernfalls durch eine geeignete Serienschaltung einzelner Komponenten erreichen ließe. Weiterhin ist allen gemein, dass das Spannungsband nicht bis nach

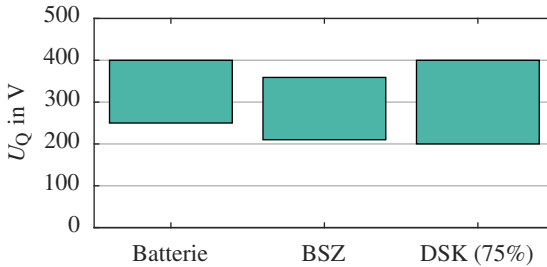


Abbildung 3.1: Lage der Quellenspannungen aus dem vorherigen Kapitel.

0 V reicht. Abbildung 3.1 verbildlicht nochmals die Spannungsbereiche der einzelnen Quellen.

Vergleichbare Eigenschaften findet man auch bei Solarzellen [39, 40]. Sie werden aus wirtschaftlichen Gründen üblicherweise im Punkt maximaler Leistung (Maximum Power Point, MPP) betrieben. Dessen Spannung liegt nur wenig unter der Leerlaufspannung der Module.

Bei größeren Anlagen oder ungünstigen Einstrahlungsbedingungen werden durch Serienschaltung von Solarmodulen mehrere Strings gebildet. Diese besitzen häufig unterschiedliche Spannungen, die auch in jedem Betriebspunkt ungleich Null sind. Sie werden separat über Gleichstromsteller (beispielsweise Hochsetzsteller, Abbildung 2.13) mit einem gemeinsamen Zwischenkreis verbunden, aus dem wiederum über einen Stromrichter (beispielsweise Drehstrombrücke, Abbildung 2.11) in das Stromnetz eingespeist wird.

In [41] wurden neuartige Solarwechselrichterschaltungen vorgestellt und untersucht, die sich die Beschränktheit der Strings Spannungen zu Nutze machen. Der Stellbereich eines Gleichstromstellers nach Abbildung 2.13 reicht bis zu 0 V hinab, was jedoch zum Betrieb von Solarmodulen überhaupt nicht benötigt wird. Eine in [41] vorgeschlagene Schaltung ist in Abbildung 3.2 a) gezeigt. Sie verzichtet auf den Teil des Spannungsstellbereichs, in welchem die Solarzellen ohnehin nicht betrieben werden.

Realisiert wird dies, indem die den Strings zugeordneten Halbbrücken zwar untereinander und mit einer Kapazität  $C_1$  verbunden sind, diese jedoch über eine Kapazität  $C_2$  mit dem gemeinsamen Bezugspotential nur mittelbar verbunden sind. Eine weitere Halbbrücke speist den Gleichstromeingang eines Netzstromrichters. Daraus resultiert ein Spannungsstellbereich an den Strings

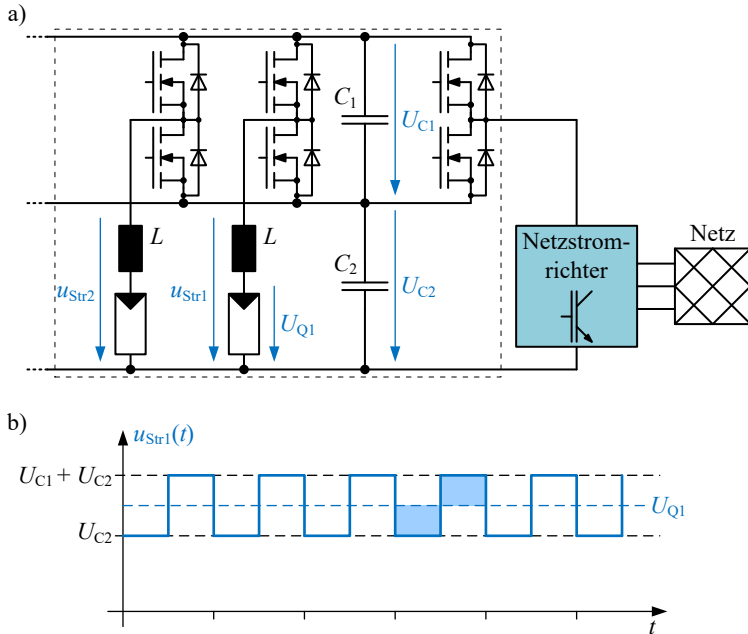


Abbildung 3.2: HILEM-Schaltung aus [41]: a) Schaltplan. b) Getaktete Spannung des Gleichstromstellers für einen Strang.

von  $U_{Str1} \in [u_{C2}; u_{C1} + u_{C2}]$ . Ein beispielhafter Verlauf dieser Spannung ist in Abbildung 3.2 b) gezeigt. Man kann gut erkennen, dass die getaktete Spannung nur zwischen den zwei Spannungen ungleich Null umschaltet. Die Wahl dieser Spannungen geschieht derart, dass  $u_{C2}$  der kleinsten aller Stringspannungen  $u_{Strn}$  entspricht, sowie  $u_{C1} + u_{C2}$  der größten aller Stringspannungen. Damit bleibt die Regelbarkeit aller angeschlossenen Strings vollständig erhalten.

Durch den verringerten Wechselanteil in der Spannung kann für einen identischen Stromripple die Induktivität  $L$  verkleinert werden. Weiterhin ist die Spannung  $u_{C1}$  vergleichsweise klein, da sie nur der Differenz aller beteiligten Stringspannungen entspricht. Damit können Halbleiterschalter mit geringerer Sperrspannung verwendet werden, was zusätzlich die Verluste verringert [40]. In [42] wurde zuvor schon eine ähnliche Topologie veröffentlicht. Dort lag die Idee zu Grunde, eine batteriegepeiste Multilevelzelle mit einem aufwandsar-

men Gleichstromsteller zu versehen, um den Batteriestrom von grundfrequenten Anteilen zu befreien.

Verschiedene Weiterentwicklungen dieser Topologie wurden in [9] beschrieben. Eine Variante davon ist der SDTC, der in Abbildung 3.3 gezeigt ist. Diese soll in der folgenden Arbeit untersucht werden. Die Schaltung gliedert sich in drei Teile: den Gleichstromsteller, den Inverswandler und den Maschinenumrichter. Alle Schaltungsteile sind mit einem gemeinsamen, dreigeteilten Zwischenkreis verbunden.

Der Gleichstromsteller betreibt eine Gleichspannungsquelle nach dem gleichen Prinzip wie die oben vorgestellte HILEM-Schaltung: da seine Halbbrücken nur mit den äußeren Zwischenkreisspannungen verbunden sind, schaltet die getaktete Spannung lediglich zwischen mindestens  $u_{C2}$  und höchstens  $u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}$  um. Diese Spannungen werden analog zur HILEM-Schaltung gewählt: die innere Spannung  $u_{C2}$  entspricht der kleinsten und die Summenspannung  $u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}$  der größten vorkommenden Quellenspannung. Für ein Antriebssystem mit den in Kapitel 2 vorgestellten Quellen sollte der Spannungsbereich von 200 V bis 400 V ausreichend sein, entsprechend einer Spreizung von 1:2. Damit ergibt sich als Zwischenkreisspannungen  $u_{C1} = 100\text{ V}$ ,  $u_{C2} = 200\text{ V}$  sowie  $u_{C3} = 100\text{ V}$ .

Die Referenztopologie, eine Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller und einem 400 V-Zwischenkreis, würde stattdessen zwischen 0 V und 400 V umschalten. Das bedeutet einen doppelt so großen Wechselanteil. Folglich benötigt die Drossel des SDTC, um einen identischen Stromripple zu erzielen, nur die Hälfte der Induktivität der Referenztopologie. Genauso werden die Gleichstromstellerhalbleiter nur mit einem Viertel der Spannung (im Vergleich zur Referenz) betrieben.

Der Maschinenumrichter besteht aus zwei Drehstrombrücken in Tandemschaltung. Drehstrombrücke 1 wird von der gesamten Zwischenkreisspannung versorgt, Drehstrombrücke 2 dagegen nur von einem Teil der Zwischenkreisspannung. Die Maschine wird in offener Schaltung betrieben.

Der gezeigte Inverswandler ist in [9] nicht beschrieben. Jedoch existieren Betriebsbereiche, in denen die Schaltung ohne den gezeigten Inverswandler nicht betrieben werden könnte. Durch seine Hinzunahme wird letztendlich ein Betrieb in allen Betriebspunkten gewährleistet (s. Kapitel 5). Er muss jedoch (wie später gezeigt werden wird) keine nennenswerte Leistung übertragen und kann deswegen sehr klein dimensioniert werden.

Die folgenden Kapitel werden die grundlegenden Fragen nach der Funktionsweise (Kapitel 4), dem Betrieb (Kapitel 5, 6, 8, 9), und dem Vergleich zu einer gängigen Schaltungstopologie (Kapitel 7) behandeln. Das nun folgende Kapitel

---

beginnt mit der Schaltungsanalyse, die die Funktion und das Zusammenspiel der einzelnen Bestandteile erläutert.



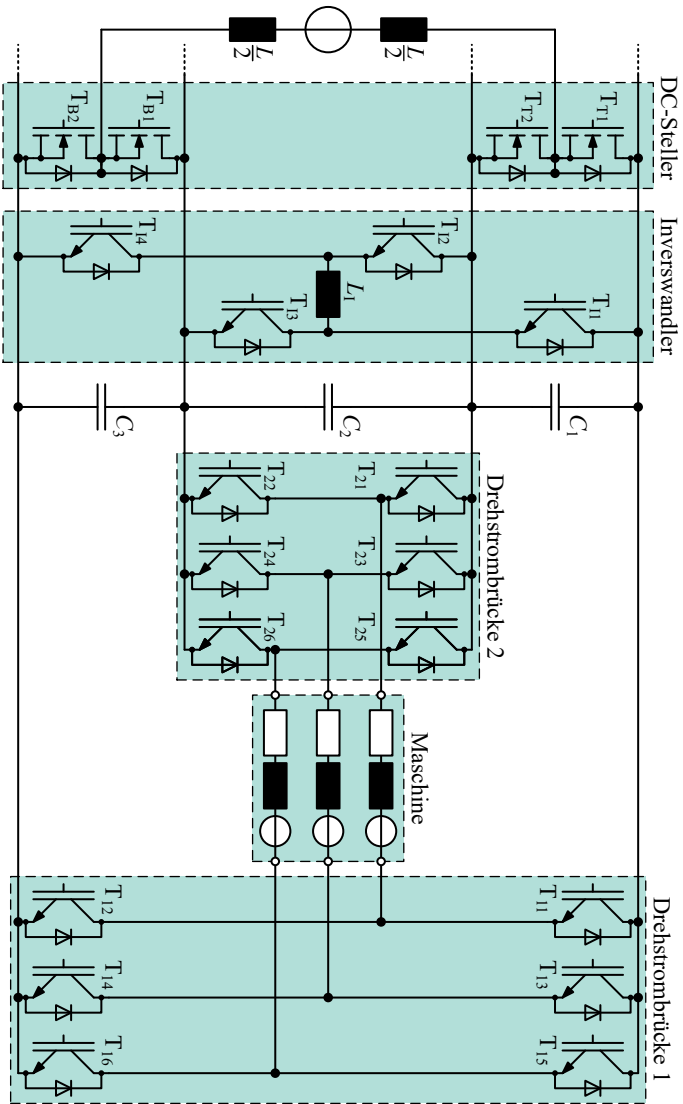


Abbildung 3.3: Vollständiger Schaltplan der untersuchten Stromrichtertopologie SDTC nach [9]. Sie wurde um einen Inverswandler zur Spannungsregelung der äußeren Kondensatoren erweitert.

# 4

## Schaltungsanalyse

In diesem Kapitel wird die Stromrichterschaltung analysiert und die grundsätzliche Betriebsweise erklärt. Aufgrund der Komplexität der Schaltung wird die Analyse getrennt nach den einzelnen Teilsystemen vorgenommen. Sie beginnt beim Gleichstromsteller, setzt sich beim Maschinenstromrichter fort und endet beim Inverswandler. Für die Schaltungsanalyse werden folgende Vereinfachungen getroffen:

- Alle Bauelemente werden als ideal angenommen. Für passive Bauelemente bedeutet dies eine Vernachlässigung ihrer parasitären Eigenschaften (bzw. ohmscher Widerstände). Aktive Bauelemente werden als ideale Schalter betrachtet, d.h. als verlustfrei.
- Es werden nur Mittelwerte über eine Schaltperiode hinweg betrachtet. Das bedeutet, dass beispielsweise eine getaktete Spannung mit veränderlichem Tastgrad als zeitdiskrete, wertkontinuierliche veränderbare Spannung angenommen wird. Diese Mittelwerte werden im Folgenden mit einem Kleinbuchstaben als Formelzeichen beschrieben ( $u$ ,  $i$ ). In Abgrenzung dazu werden konstante Größen und Amplitudenwerte mit Großbuchstaben bezeichnet.
- Weiterhin wird nur der quasistationäre Betriebsfall betrachtet. Das bedeutet, dass sich die Periodenmittelwerte von Periode zu Periode nicht verändern.

Da die Schaltungstopologie nur aus Energiespeichern (Drosseln, Kondensatoren) und Halbleiterschaltern besteht, folgt aus der ersten Forderung unmittelbar,

dass die der Batterie entnommene Leistung  $P_{\text{Bat}}$  im stationären Betrieb zu jedem Zeitpunkt der Maschinenleistung  $P_{\text{M}}$  entsprechen muss. Dieser (triviale) Zusammenhang ist wichtig für die folgende Schaltungsanalyse. Die gesamte Schaltung wird also vereinfachend als idealer Leistungswandler betrachtet.

## 4.1 Gleichspannungsseitiger Steller

Abbildung 4.1 zeigt den Teilschaltplan des Gleichstromstellers. Alle in diesem Abschnitt verwendeten Formelzeichen und Bauelementbezeichnungen sind dort dargestellt. Der dreigeteilte Zwischenkreis wird gedanklich in der Mitte aufgetrennt und das virtuelle Bezugspotential 0 eingeführt. Auf dieses Potential beziehen sich die dem oberen und dem unteren Schaltungsteil zugeordneten Teilspannungen der Halbbrücken  $u_{\text{T}}$  und  $u_{\text{B}}$ , was die spätere Betrachtung vereinfacht.

Der Gleichstromsteller besitzt insgesamt 4 sinnvoll mögliche Schaltzustände, die in Abbildung 4.2 gezeigt sind. Diese Schaltzustände lassen sich unterscheiden nach

- den symmetrischen Schaltzuständen a) und d), bei denen nur die äußeren bzw. inneren Halbleiter eingeschaltet sind, sodass der Quellenstrom durch alle drei oder nur den inneren Kondensator fließt, sowie
- den unsymmetrischen Schaltzuständen b) und c), bei denen jeweils ein äußerer und ein innerer Halbleiter eingeschaltet sind, sodass der Quellenstrom nur durch 2 der 3 Kondensatoren fließt.

Der Aussteuergrad der oberen Halbbrücke ( $T_{\text{T1}}, T_{\text{T2}}$ ) bezeichnet die relative Einschaltdauer des (oberen) Transistors  $T_{\text{T1}}$  innerhalb einer Pulsperiode  $T_{\text{P}}$ . Der Aussteuergrad der unteren Halbbrücke ( $T_{\text{B1}}, T_{\text{B2}}$ ) bezeichnet im Gegensatz dazu die relative Einschaltdauer des (unteren) Transistors  $T_{\text{B2}}$  innerhalb der Pulsperiode  $T_{\text{P}}$ :

$$a_{\text{T}} = \frac{T_{\text{T1}}}{T_{\text{P}}} \in [0; 1] \quad (4.1)$$

$$a_{\text{B}} = \frac{T_{\text{B2}}}{T_{\text{P}}} \in [0; 1] \quad (4.2)$$

Diese spiegelsymmetrische Festlegung hat den Vorteil, dass die Mittelwerte der beiden zugehörigen Teilspannungen der Halbbrücken  $u_{\text{T}}$  bzw.  $u_{\text{B}}$  direkt

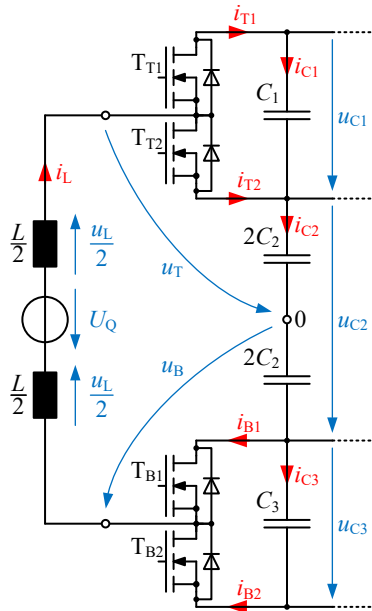


Abbildung 4.1: Schaltplan des Gleichstromstellers des SDTC mit allen verwendeten Formelzeichen und Bauelementbezeichnungen. [E4]

proportional zum zugehörigen Aussteuergrad sind. Sie können dann durch die Zwischenkreisspannungen folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$u_T = \frac{u_{C2}}{2} + a_T \cdot u_{C1} \in \left[ \frac{u_{C2}}{2}; \frac{u_{C2}}{2} + u_{C1} \right] \quad (4.3)$$

$$u_B = \frac{u_{C2}}{2} + a_B \cdot u_{C3} \in \left[ \frac{u_{C2}}{2}; \frac{u_{C2}}{2} + u_{C3} \right] \quad (4.4)$$

Aufgrund der natürlichen Beschränkung des Stellbereichs unterliegt die Quellenspannung  $U_Q$  zwangsweise der Einschränkung

$$u_{C2} \leq U_Q \leq u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} \quad (4.5)$$

da sonst die Freilaufdioden der inneren bzw. äußeren Halbleiter des Gleichstromstellers leitfähig würden und somit keine Steuerbarkeit mehr gegeben wäre. Im quasistationären Betrieb muss der Mittelwert der Spannung einer

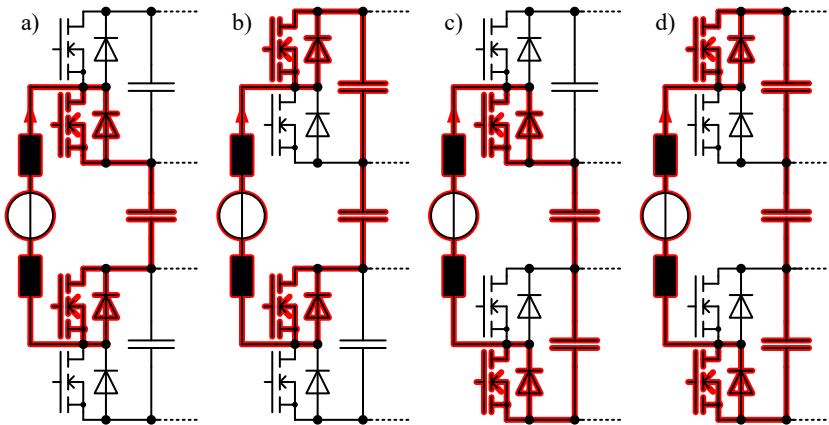


Abbildung 4.2: Mögliche Schaltzustände des Gleichstromstellers. Im stationären, symmetrischen Betrieb werden nur die Zustände a) und d) benötigt. Die asymmetrischen Zustände b) und c) können Asymmetrien der Spannungen der äußeren Kondensatoren beseitigen (s. Abschnitt 5.5.1). [E4]

Schaltperiode über der Eingangsdrosele  $u_L$  des Gleichstromstellers verschwinden:

$$u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = u_T + u_B - U_Q \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.6)$$

Für die stationäre Ausgangsspannung des Gleichstromstellers  $u_T + u_B$  ergibt sich folglich

$$u_T + u_B = U_Q \quad (4.7)$$

Unter Annahme von Symmetrie (d.h.  $u_{C1} = u_{C3}$ ) wird die Ausgangsspannung des Gleichstromstellers  $u_T + u_B$  nur über die Schaltzustände a) und d) aus Abbildung 4.2 gebildet. Die Aussteuergrade der oberen und unteren Halbbrücken sind dann identisch und können vereinfachend durch einen gemeinsamen Aussteuergrad  $a$  ausgedrückt werden:

$$a_T = a_B \stackrel{!}{=} a = \frac{U_Q - u_{C2}}{u_{C1} + u_{C3}} \quad (4.8)$$

Die Verwendung der Schaltzustände b) oder c) würde zu einer asymmetrischen Spannungsaufteilung der äußeren Zwischenkreiskondensatoren führen. Das bedeutet, dass der Quellenstrom  $i_L$  entweder durch die Transistoren  $T_{T2}$  und  $T_{B1}$

(Abbildung 4.2 a) oder durch  $T_{T1}$  und  $T_{B2}$  (Abbildung 4.2 d) fließt. Damit kann gezielt die Symmetrie der äußeren Kondensatoren beeinflusst werden.

Der Quellenstrom  $i_L$  ergibt sich über die zu übertragende Leistung  $P_M$ :

$$i_L = \frac{P_M}{U_Q} \quad (4.9)$$

Die Ausgangsströme des Gleichstromstellers in den vier Anschlussklemmen der Zwischenkreiskondensatoren entsprechen gerade den Transistorströmen  $i_{Tn}$  bzw.  $i_{Bn}$ . Beim bisher betrachteten, symmetrischen Betrieb gilt

$$i_{T1} = i_{B2} = a \cdot i_L = \frac{U_Q - u_{C2}}{u_{C1} + u_{C3}} \cdot i_L \quad (4.10)$$

$$i_{T2} = i_{B1} = (1 - a) \cdot i_L = \left(1 - \frac{U_Q - u_{C2}}{u_{C1} + u_{C3}}\right) \cdot i_L \quad (4.11)$$

## 4.2 Motorseitiger Umrichter

Um konstante Zwischenkreisspannungen beizubehalten, müssen die mittleren Ströme  $i_{Cn}$  durch die Kondensatoren zu Null werden. Das bedeutet, dass die vom Gleichstromsteller eingespeisten Ströme (4.10) und (4.11) durch die Stromaufnahme der angeschlossenen Drehstrombrücken kompensiert werden müssen. Dies stellt eine Zwangsbedingung an die Stromaufnahme der Drehstrombrücken dar, um die Knotengleichungen der Knoten  $K_1$  und  $K_2$  aus Abbildung 4.3 zu erfüllen:

$$i_{Tn} = i_{Bm} \Big|_{n=1,2} \quad (4.12)$$

Die Gleichstromaufnahme<sup>1</sup>  $i_{Br1}$  bzw.  $i_{Br2}$  der Drehstrombrücken nach Abbildung 4.3 kann unter der bereits getroffenen Annahme der Verlustfreiheit durch die Leistungsbilanz bestimmt werden:

$$P_{Br1} = (u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}) \cdot i_{Br1} = \frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \hat{U}_{S1} \cdot \cos(\varphi_1) \quad (4.13)$$

$$P_{Br2} = u_{C2} \cdot i_{Br2} = \frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \hat{U}_{S2} \cdot \cos(\varphi_2) \quad (4.14)$$

<sup>1</sup>O.B.d.A. wird hier nur vom motorischen Betrieb mit  $i_{Bm} > 0$  gesprochen. Die Aussagen gelten natürlich analog für den generatorischen Betrieb, d.h. Stromabgabe mit  $i_{Bm} < 0$ .

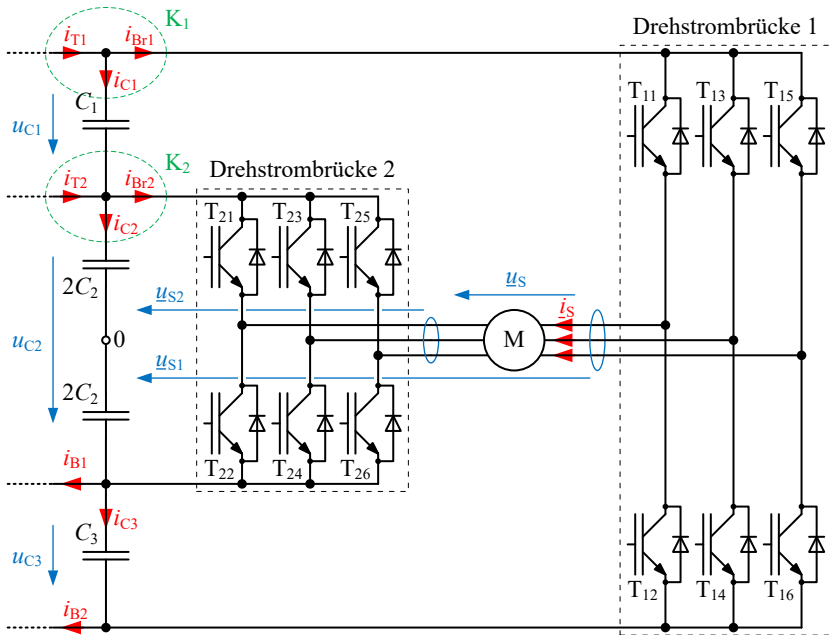


Abbildung 4.3: Schaltplan des Maschinenumrichters des SDTC mit allen verwendeten Formelzeichen und Bauelementbezeichnungen. [E4]

Darin ist  $\hat{I}_S$  die Amplitude des Raumzeigers des Maschinenstroms, die für beide Brücken gleich ist.  $\hat{U}_{S1}$  und  $\hat{U}_{S2}$  sind die Amplituden der Raumzeiger der durch die Drehstrombrücken erzeugten Drehspannungssysteme  $\underline{u}_{S1}$  bzw.  $\underline{u}_{S2}$ :

$$\underline{u}_{S1} = \hat{U}_{S1} \cdot e^{j\gamma_1} \quad (4.15)$$

$$\underline{u}_{S2} = \hat{U}_{S2} \cdot e^{j\gamma_2} \quad (4.16)$$

Aufgrund der Tandemschaltung ist der an der Maschine wirksame Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_S$  die Differenz beider Raumzeiger der zwei Drehstrombrücken:

$$\underline{u}_S = \underline{u}_{S1} - \underline{u}_{S2} \quad (4.17)$$

Die Betrachtung des Leistungsflusses im Gesamtsystem zeigt, dass die an die Motorklemmen übertragene Leistung  $P_M$  durch die Schaltung fließen und von

der Batterie bereitgestellt werden muss. Der Maschine wird diese Leistung anteilig von den beiden Drehstrombrücken zugeführt, sodass gilt:

$$P_M = P_{Br1} + P_{Br2} \quad (4.18)$$

Der Anteil der Leistung einer Drehstrombrücke an der Gesamtleistung wird nun durch den Faktor  $b \in [0; 1]$  ausgedrückt und folgendermaßen definiert:

$$P_{Br1} = b \cdot P_M \quad (4.19)$$

$$P_{Br2} = (1 - b) \cdot P_M \quad (4.20)$$

Das bedeutet also, dass bei  $b = 1$  die gesamte Leistung von Brücke 1 bereitgestellt wird, analog dazu bei  $b = 0$  von Brücke 2. Die Forderung aus (4.18) wird damit erfüllt. Die Gleichstromaufnahme der Drehstrombrücken kann durch Anwendung von (4.19) und (4.20) auf (4.13) und (4.14) bestimmt werden:

$$i_{Br1} = \frac{P_{Br1}}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} = \frac{b \cdot P_M}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} \quad (4.21)$$

$$i_{Br2} = \frac{P_{Br2}}{u_{C2}} = \frac{(1 - b) \cdot P_M}{u_{C2}} \quad (4.22)$$

Lösen der Gleichung (4.12) mit (4.9), (4.10), (4.11), (4.21) und (4.22) nach  $b$  ergibt:

$$b = \frac{(U_Q - u_{C2})(u_{C1} + u_{C2} + u_{C3})}{U_Q(u_{C1} + u_{C3})} \quad (4.23)$$

Es ist zu erkennen, dass die Aufteilung der übertragenen Leistung  $P_M$  auf die zwei Drehstrombrücken einzig von den Spannungen im Zwischenkreis  $u_{Cn}$  sowie von der Speisespannung  $U_Q$  abhängt. Erwartungsgemäß bestimmen diese Spannungen im quasistationären Betrieb die Aussteuergrade des Gleichstromstellers und diese wiederum die in die Anschlussklemmen der Zwischenkreiskondensatoren eingespeisten Ströme, welche kompensiert werden müssen. Die Funktionswerte der Leistungsaufteilung (4.23) an den Grenzen der Quellenspannung (Definitionsbereich) gemäß (4.5) ergeben sich gerade zu:

$$b(U_Q = u_{C2}) = 0 \quad (4.24)$$

$$b(U_Q = u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}) = 1 \quad (4.25)$$



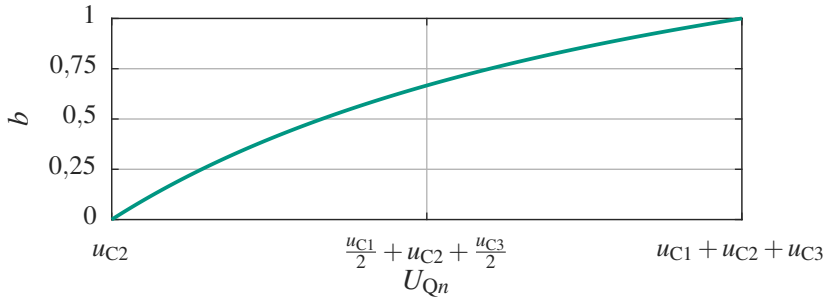


Abbildung 4.4: Verteilung  $b$  der gesamten Ausgangsleistung in Abhängigkeit von  $U_Q$  und einem festen Verhältnis  $\frac{u_{C1}}{u_{C2}} = 0.5$  und Symmetrie ( $u_{C1} = u_{C3}$ ). Man kann erkennen, dass die Leistungsaufteilung für jede Quellenspannung definiert ist. [E4]

Die partielle Ableitung von (4.23) nach der Quellenspannung  $U_Q$  ergibt:

$$\frac{\partial b}{\partial U_Q} = \frac{u_{C2} \cdot (u_{C1} + u_{C2} + u_{C3})}{u_{C1} + u_{C3}} \cdot \frac{1}{U_Q^2} \quad (4.26)$$

Da alle Zwischenkreisspannungen  $u_{Cn}$  sowie die Quellenspannung  $U_Q$  größer 0 sind, ist die Ableitung ebenso immer größer 0. Es gibt folglich keine lokalen Maxima oder Minima in (4.23), vielmehr ist die Funktion in ihrem Wertebereich streng monoton steigend, was auch Abbildung 4.4 bestätigt. Es lässt sich also für jede zulässige Quellenspannung  $U_Q \in [u_{C2}; u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}]$  eine realisierbare Leistungsaufteilung  $b \in [0; 1]$  finden. Zur abschließenden Beurteilung der Leistungsaufteilung können die auftretenden Spannungen auf die Zwischenkreisspannung  $u_{C2}$  normiert werden:

$$b = \frac{\left(\frac{U_Q}{u_{C2}} - 1\right) \left(2 \frac{u_{C1}}{u_{C2}} + 1\right)}{2 \frac{U_Q}{u_{C2}} \frac{u_{C1}}{u_{C2}}} \quad (4.27)$$

Abbildung 4.5 stellt die Leistungsaufteilung als Funktion der Spannungsaufteilung zwischen dem inneren und den äußeren Kondensatoren dar. Es ist zu erkennen, dass die Steigung und Krümmung der Leistungsaufteilung von den einzelnen Spannungen abhängt, die Leistungsaufteilung jedoch nie das erlaubte Intervall verlässt.

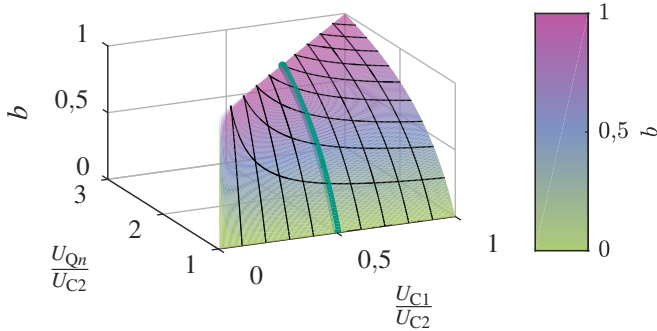


Abbildung 4.5: Normierte Leistungsverteilung  $b$  der gesamten Ausgangsleistung in Abhängigkeit von  $\frac{U_Q}{u_{C2}}$  und  $\frac{u_{C1}}{u_{C2}}$  unter Annahme von Symmetrie ( $u_{C1} = u_{C3}$ ). Die Linie aus Abbildung 4.4 ist in grün eingezeichnet.

Es stellt sich nun die Frage, wie die zuvor hergeleitete Leistungsaufteilung, bei deren Anwendung die Knotengleichungen des Zwischenkreises erfüllt werden, erzielt werden soll. Da die Drehstrombrücken als verlustfrei angenommen werden, kann durch die Steuerung der Ausgangsleistung einer Brücke ihre Eingangsleistung eingestellt werden. (4.13) und (4.14) zeigen die möglichen Freiheitsgrade:

- Die Amplitude der Strangspannungen  $\hat{U}_{S1}$  bzw.  $\hat{U}_{S2}$
- Der Phasenversatz  $\cos \varphi_1$  bzw.  $\cos \varphi_2$

Durch die Tandemschaltung sind die Phasenströme beider Drehstrombrücken gleich den jeweiligen Maschinenströmen, jedoch mit verschiedenen Vorzeichen. Die Amplitude des Strangstromes kann also nicht zur brückenweisen Einstellung der Leistung herangezogen werden. Dies wäre auch insofern unvorteilhaft, als dass der Strom die Regelgröße ist, um Fluss und Drehmoment in der Maschine einzustellen. Es bleiben also nur die Längen  $\hat{U}_{S1}$  und  $\hat{U}_{S2}$  und relativen Lagen  $\varphi_1$  bzw.  $\varphi_2$  der Spannungsraumzeiger. Aufgrund der linearen Abhängigkeit wird im Folgenden die Amplitude des jeweiligen Drehspannungssystems der zwei Drehstrombrücken zur Leistungsaufteilung verwendet. Die relative Lage der einzelnen Spannungsraumzeiger wird wie folgt festgelegt:

- Der Zeiger  $\underline{u}_{S1}$  zeigt in Richtung  $\underline{u}_S$

- Der Zeiger  $\underline{u}_{S2}$  zeigt in Gegenrichtung von  $\underline{u}_S$

Abbildung 4.6 verdeutlicht dies beispielhaft. Die gesamte, an der Maschine wirksame Spannungsamplitude ist dann die Summe beider Amplituden:

$$\hat{U}_S = \hat{U}_{S1} + \hat{U}_{S2} \quad (4.28)$$

Gleichsetzen von (4.13) und (4.19) liefert für Drehstrombrücke 1:

$$P_{Br1} = \frac{3}{2} \hat{I}_S \hat{U}_{S1} \cos(\varphi_1) \stackrel{!}{=} b \cdot P_M = b \cdot \frac{3}{2} \hat{I}_S \hat{U}_S \cos(\varphi_1) \quad (4.29)$$

$$\hat{U}_{S1} = b \cdot \hat{U}_S \quad (4.30)$$

Gleichermaßen ergibt sich aus (4.14) und (4.20) für Brücke 2:

$$\hat{U}_{S2} = (1 - b) \cdot \hat{U}_S \quad (4.31)$$

In Summe liegt an der Maschine folgende Spannung an:

$$\hat{U}_{S1} + \hat{U}_{S2} = b \cdot \hat{U}_S + (1 - b) \cdot \hat{U}_S = \hat{U}_S \quad (4.32)$$

Die zum Betrieb erforderliche Leistungsaufteilung kann folglich durch die gewichtete Aufteilung der am Motor benötigten Strangspannungsamplitude  $\hat{U}_S$  auf die zwei Drehstrombrücken erreicht werden. Abbildung 4.6 zeigt ein Beispiel. Die von den Drehstrombrücken erzeugten Spannungsraumzeiger sind gegensätzlich orientiert ( $180^\circ$ ). Zur Leistungsaufteilung wird nur die Spannungsamplitude verändert. Die Motorströme  $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$ ,  $i_{S3}$  mit der Raumzeigerdarstellung  $\hat{i}_S = \hat{I}_S \cdot \exp^{j\varphi}$  ergeben sich dann aus der symmetrisch angenommenen Lastimpedanz.

### 4.3 Maximale Strangspannungsamplitude

In Abbildung 4.6 sind zusätzlich die Aussteuerungen der Drehstrombrücken für Sinus-Dreieck-Modulation (ohne Nullkomponente) als Kreise dargestellt. Da die zwei Brücken mit unterschiedlichen Gleichspannungen betrieben werden und die Aufteilung der Strangspannung abhängig von der Quellenspannung ist, muss untersucht werden, welchen Einfluss dies auf die maximal erzeugbare Strangspannungsamplitude hat. Dies erfolgt für beide Drehstrombrücken separat. Im Allgemeinen kann eine Drehstrombrücke, die mit der Zwischenkreisspannung  $U_C$  betrieben wird, mit Sinus-Dreieck-Modulation auf der Dreh-

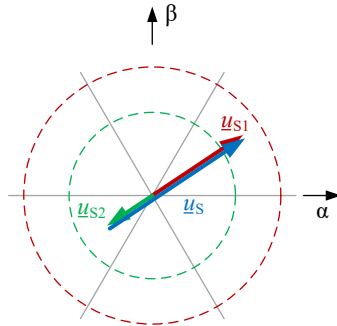


Abbildung 4.6: Beispiel zur Erzeugung eines gewünschten Spannungsraumzeigers durch Gewichtung der Amplituden der Raumzeiger der einzelnen Drehstrombrücken. [E1]

stromseite eine maximale Strangspannungsamplitude  $\hat{U}_{S,\max} = \frac{U_C}{2}$  erreichen. Aus (4.30) und (4.23) ergibt sich für Drehstrombrücke 1:

$$b \cdot \hat{U}_{S,\max} = \hat{U}_{B1,\max} \left( = \frac{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}}{2} \right) \quad (4.33)$$

$$\hat{U}_{S,\max} \Big|_{B1,\max} = \frac{(u_{C1} + u_{C3}) U_Q}{2(U_Q - u_{C2})} \quad (4.34)$$

(4.34) stellt somit die maximale Strangspannungsamplitude an der Maschine dar, die erreicht werden kann, ohne dass Drehstrombrücke 1 in Begrenzung gerät. Auf die gleiche Weise kann die maximale Strangspannungsamplitude der Drehstrombrücke 2 berechnet werden:

$$\hat{U}_{S,\max} \Big|_{B2,\max} = \frac{(u_{C1} + u_{C3}) U_Q}{2(u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} - U_Q)} \quad (4.35)$$

Während des Betriebs darf keine der beiden Drehstrombrücken ihren linearen Bereich verlassen, da dies nicht mit der angewandten, linearen Modellbildung vereinbar ist. Die maximal erreichbare Strangspannungsamplitude an der Maschine ist also immer die kleinere der beiden Grenzen:

$$\hat{U}_{S,\max} = \min \left( \hat{U}_{S,\max} \Big|_{B1,\max}, \hat{U}_{S,\max} \Big|_{B2,\max} \right) \quad (4.36)$$

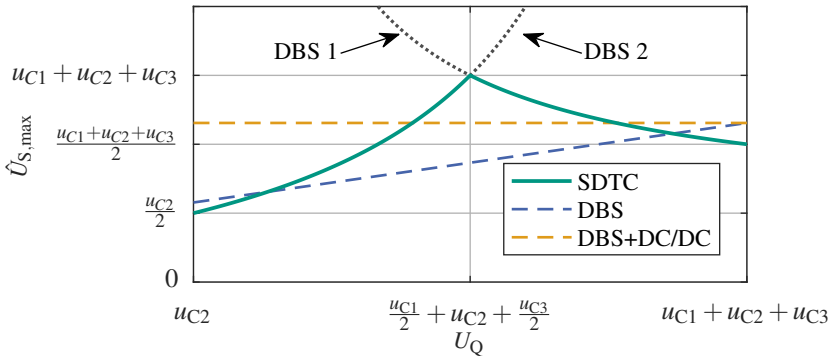


Abbildung 4.7: Maximale Strangspannungsamplitude des SDTC in Abhängigkeit der Quellenspannung. Zum Vergleich sind die maximalen Strangspannungsamplituden einer Drehstrombrücke (blau, "DBS") und einer Drehstrombrücke mit Gleichstromsteller (gelb, "DBS+DC/DC") gezeigt. [E1]

Abbildung 4.7 zeigt die maximale Strangspannungsamplitude  $\hat{U}_{S,max}$  in Abhängigkeit der Quellenspannung  $U_Q$ . Gemäß (4.36) handelt es sich um eine zusammengesetzte Funktion aus den Maximalkehlkurven der beiden Drehstrombrücken, welche ebenso angedeutet sind. Zum Vergleich sind die maximalen Strangspannungsamplituden einer reinen Drehstrombrücke (Abbildung 2.11) und einer Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller (Abbildung 2.10; mit konstanter maximaler Strangspannungsamplitude) dargestellt. Der Vergleich zeigt, dass der SDTC in einigen Betriebsbereichen eine größere Strangspannungsamplitude erreichen kann. Durch ein optimiertes Betriebsverfahren (Kapitel 6) kann die zeltförmige Kurve abgeflacht und in weiten Teilen der gelben Kurve der Drehstrombrücke mit Gleichstromsteller angeglichen werden.

## 4.4 Wirkung des Stromnullsystems der Maschine

In Kapitel 2 wurde bereits die Transformation der Phasengrößen einer Maschine in Raumzeigergrößen vorgestellt. Diese Transformation wurde ebenso im vorangegangenen Abschnitt verwendet, um die Leistungsaufteilung herzuleiten. Bei einer klassischen Drehstrombrücke nach Abbildung 2.11 kann ein Nullsystem der Spannung kein Nullsystem des Stromes hervorrufen.

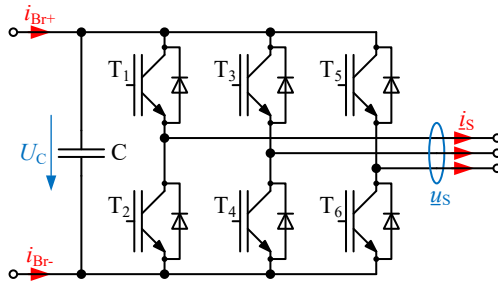


Abbildung 4.8: Drehstrombrücke. Man beachte die zwei verschiedenen Ströme auf Gleichstromseite  $i_{Br+}$  und  $i_{Br-}$ .

Im SDTC wird die Maschine allerdings in offener Schaltung betrieben, was bedeutet, dass durch ein Nullsystem in der Spannung auch ein Nullsystem im Strom erzeugt werden kann. Da sich das an der Maschine wirksame Spannungsnullsystem aus der Differenz der Spannungsnullsysteme beider Drehstrombrücken ergibt, muss hier eine Fallunterscheidung stattfinden. Gleichphasige Spannungsnullsysteme identischer Amplitude erzeugen kein resultierendes Spannungsnullsystem und könnten damit zur Erweiterung des Modulationsgrads eingesetzt werden. Gegenphasige Spannungsnullsysteme, oder Spannungsnullsysteme ungleicher Amplitude jedoch lassen ein resultierendes Spannungsnullsystem an der Maschine entstehen, das wiederum ein Stromnullsystem hervorruft. Das Stromnullsystem der Maschine hat allerdings in der gegebenen Schaltungstopologie eine besondere Rückwirkung auf den Zwischenkreis. Diese soll anhand Abbildung 4.8 für eine Gleichgröße als Nullsystem beschrieben werden. Dazu wird die Definition des symmetrisch sinusförmigen Drehstromsystems aus (2.5) um die Nullkomponente  $i_{s0}$  aus (2.9) erweitert:

$$\begin{bmatrix} i_{s1}(t) \\ i_{s2}(t) \\ i_{s3}(t) \end{bmatrix} = \hat{I}_S \cdot \sin \begin{bmatrix} \omega t + \varphi \\ \omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi \\ \omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi \end{bmatrix} + i_{s0} \quad (4.37)$$

Da die Stromnullkomponente durch eine Spannungsnullkomponente hervorgerufen wird, wird auch das symmetrisch sinusförmige Drehspannungssystem um eine Nullkomponente  $u_{s0}$  erweitert. Daraus können die Aussteuergrade  $a_n$  der

Schalter  $T_n$  in der Drehstrombrückenschaltung bei Sinus-Dreieck-Modulation abgeleitet werden:

$$\begin{bmatrix} a_1(t) \\ a_3(t) \\ a_5(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} + \frac{u_{S0}}{U_C} + \frac{\hat{U}_S}{U_C} \cdot \sin \begin{bmatrix} \omega t \\ \omega t - \frac{2\pi}{3} \\ \omega t - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Die Aussteuergrade der komplementären Schalter ergeben sich zu:

$$\begin{bmatrix} a_2(t) \\ a_4(t) \\ a_6(t) \end{bmatrix} = 1 - \begin{bmatrix} a_1(t) \\ a_3(t) \\ a_5(t) \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Die Ströme  $i_{Br+}$  sowie  $i_{Br-}$  sind dann die Summen der Produkte aus Phasenstrom und Aussteuergrad des zugehörigen Schalters:

$$i_{Br+} = a_1(t) \cdot i_{S1}(t) + a_3(t) \cdot i_{S2}(t) + a_5(t) \cdot i_{S3}(t) \quad (4.40)$$

$$i_{Br-} = a_2(t) \cdot i_{S1}(t) + a_4(t) \cdot i_{S2}(t) + a_6(t) \cdot i_{S3}(t) \quad (4.41)$$

Einsetzen von (4.37) bis (4.39) und auflösen ergibt:

$$i_{Br+} = \frac{3}{2} \frac{\hat{U}_S}{U_C} \hat{I}_S \cos(\varphi) + \underbrace{3 \frac{u_{S0}}{U_C} i_{S0}}_{\approx 0} + \frac{3}{2} i_{S0} \quad (4.42)$$

$$i_{Br-} = -\frac{3}{2} \frac{\hat{U}_S}{U_C} \hat{I}_S \cos(\varphi) - \underbrace{3 \frac{u_{S0}}{U_C} i_{S0}}_{\approx 0} + \frac{3}{2} i_{S0} \quad (4.43)$$

Die Stromflüsse auf der Gleichstromseite der Drehstrombrücke setzen sich also insgesamt aus drei Anteilen zusammen. Der erste Anteil entsteht durch die sinusförmigen, symmetrischen Strom- und Spannungssysteme auf der Drehstromseite und entspricht der Wirkleistungsabgabe. Aufgrund der Wahl der Zählpfeilrichtung sind diese Beiträge betraglich gleich, jedoch mit entgegengesetztem Vorzeichen, was einer Leistungsentnahme aus dem Zwischenkreis entspricht.

Sowohl der zweite als auch der dritte Anteil sind abhängig vom zusätzlich vorhandenen Nullstrom. Besitzt die angeschlossene Last nur eine kleine Impedanz im Nullsystem, ist die Spannung  $u_{S0}$  in Bezug auf  $U_C$  häufig vernachlässigbar klein, wodurch der gesamte zweite Term vernachlässigbar wird. Der dritte

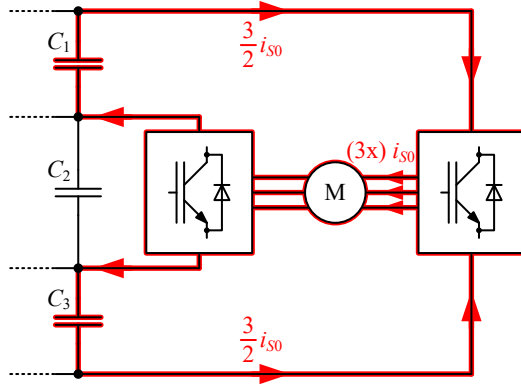


Abbildung 4.9: Rückwirkung des Stromnullsystems in der Maschine auf den Zwischenkreis.

Term bleibt bestehen, allerdings besitzt er in den zwei Gleichströmen identische Vorzeichen. Ein Nullsystem auf der Drehstromseite ruft also eine Gleichtaktkomponente auf der Gleichstromseite hervor. Üblicherweise kann sich die Gleichtaktkomponente nicht ausbreiten, beim hier betrachteten SDTC jedoch schon.

Abbildung 4.9 zeigt den Ausbreitungsweg und die Rückwirkung dieser Gleichtaktkomponente auf den Zwischenkreis. Da der Nullstrom durch die Maschine aus Sicht der Drehstrombrücken jeweils ein anderes Vorzeichen besitzt, schließen sich die Gleichtaktkomponenten über die äußeren Kondensatoren. Jedoch werden sie in entgegengesetzte Richtungen durchströmt:

$$i_{C1} = -\frac{3}{2} i_{s0} \quad (4.44)$$

$$i_{C3} = \frac{3}{2} i_{s0} \quad (4.45)$$

Ein Nullstrom in der Maschine führt folglich zu einer Asymmetrie der Spannung der äußeren Zwischenkreiskondensatoren. Nullströme sollten jedoch ohnehin vermieden werden, da sie keinen Beitrag zur Drehmomentbildung leisten und zusätzliche Verluste erzeugen. Eine vorteilhafte Nutzung des Nullstroms durch die Maschine wird in Abschnitt 5.5.1 zur Regelung der Zwischenkreisspannungen beschrieben.



## 4.5 Zusätzlicher Inverswandler

Nach der oben vorgestellten Schaltungsanalyse ist die Schaltung in allen Betriebspunkten betreibbar, wie es auch in [9] angedeutet wird. Im realen Betrieb mit nicht-idealen Bauelementen sind jedoch Verluste, Leckströme usw. zu berücksichtigen.

Die Regelung der äußeren Zwischenkreisspannungen, wie sie in Kapitel 5 beschrieben wird, hängt vom Quellenstrom  $i_L$  und den Maschinenströmen  $i_S$  ab. Werden diese Ströme zu Null, kann der Stelleingriff nicht mehr zur Steuerung benutzt werden. Im Falle des Quellenstromes kann ein alternativer Stelleingriff verwendet werden, bei verschwindenden Maschinenströmen allerdings nicht. Der fehlende Stelleingriff verhindert dann die Regelung der Kondensatorspannungen  $u_{C1}$  und  $u_{C3}$  und führt so zu einem singulären Betriebspunkt. Der im Folgenden beschriebene Inverswandler bietet eine weitere, alternative Eingriffsmöglichkeit. Da es sich um Betriebsbereiche mit keiner oder nur geringer Leistungsübertragung handelt, kann der Wandler sehr klein dimensioniert werden.

Abbildung 4.10 zeigt den Teilschaltplan des Inverswandlers. Die Schalter  $T_{12}$  und  $T_{13}$  bzw.  $T_{11}$  und  $T_{14}$  werden gleichzeitig getaktet. Dadurch wird die Drossel an der inneren Spannung  $u_{C2}$  aufmagnetisiert und an der Summenspannung  $u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}$  abmagnetisiert. Dadurch kann eine Energieübertragung zwischen Kondensator  $C_2$  und den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_3$  stattfinden, die zur Spannungsregelung dienen kann.

Der Aussteuergrad der Schaltung wird definiert über die relative Einschaltdauer der Transistoren  $T_{12}$  und  $T_{13}$ :

$$a_1 = \frac{T_{12}}{T} = \frac{T_{13}}{T} \quad (4.46)$$

Die Spannung  $u_{L,I}$  über der Inverswandlerdrossel bestimmt sich dann zu:

$$u_{L,I} = a_1 \cdot u_{C2} - (1 - a_1) \cdot (u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}) \quad (4.47)$$

$$= a_1 \cdot (u_{C1} + 2u_{C2} + u_{C3}) - (u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}) \quad (4.48)$$

bzw.

$$a_1 = \frac{u_{L,I} + (u_{C1} + u_{C2} + u_{C3})}{u_{C1} + 2u_{C2} + u_{C3}} \quad (4.49)$$

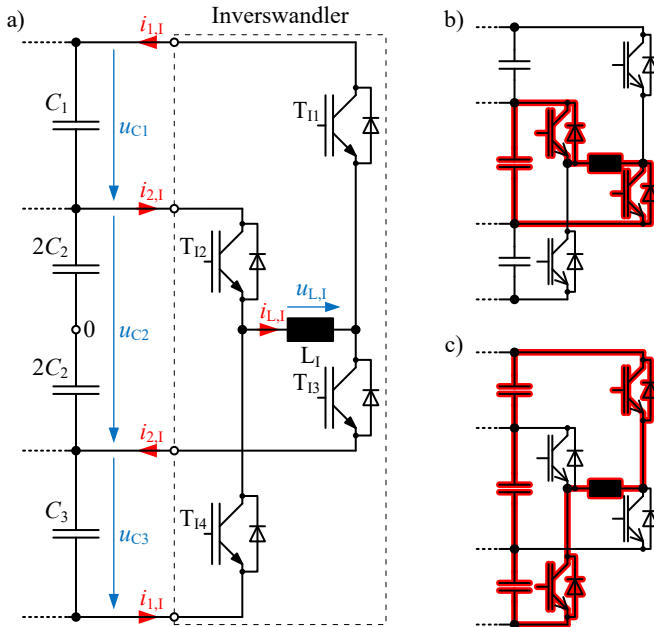


Abbildung 4.10: a) Teilschaltplan des zusätzlichen Inverswandlers. b) und c) Mögliche Schaltzustände zum Auf- bzw. Abmagnetisieren der Inverswandlerdrossel.

Das Ziel der Schaltung ist die Einprägung eines einstellbaren Stroms  $i_{1,I}$  (Abbildung 4.10), durch den die Spannungen der äußeren Kondensatoren eingestellt werden kann. Dieser Strom besitzt allerdings eine nichtlineare Abhängigkeit vom Aussteuergrad, da es sich gleichzeitig um den Strom durch den Transistor  $T_{11}$  handelt:

$$i_{1,I} = (1 - a_1) \cdot i_{L,I} \quad (4.50)$$

Der Zusammenhang ergibt eine Nullstelle in der rechten Halbebene (Right Half Plane Zero, RHPZ) im Bildbereich [43]. Im stationären Betrieb ist dieser Zusammenhang unwesentlich, bei dynamischen Vorgängen kann das Verhalten dieser Nullstelle jedoch den Regelkreis instabil werden lassen. Eine genaue Beschreibung des Effekts und der Umgang mit selbigem findet sich in Ab-

schnitt 5.5.3. Als Rückwirkung auf den inneren Zwischenkreiskondensator  $C_2$  wirkt der Strom

$$i_{2,I} = a_I \cdot i_{L,I} \quad (4.51)$$

Wie später gezeigt wird, kann diese Rückwirkung allerdings als Störgröße aufgefasst und vernachlässigt werden.

## 4.6 Bauelementbelastungen

Die Bestimmung der Bauelementbelastungen dient zur Auslegung der Gesamtschaltung und dem späteren Vergleich (Kapitel 7). Die Belastungen werden getrennt nach den einzelnen Bauelementtypen bestimmt. Die Belastungen der Drehstrombrücken sowie deren Zwischenkreisrückwirkungen entsprechen denen aus Kapitel 2 und gelten für die Drehstrombrücken des SDTC analog. Deswegen werden im Folgenden lediglich die Belastungen der Gleichstromdrossel, der Gleichstromsteller-Transistoren und die Auswirkungen des Gleichstromstellers auf den Zwischenkreis bestimmt.

### 4.6.1 Drossel

Wie bereits in Kapitel 3 dargestellt wurde, ist die Belastung der Gleichstromsteller-Drossel geringer als bei einem konventionellen Hochsetzsteller. Diese Belastungen sollen nun quantifiziert werden. Der mittlere Dauerstrom durch die Drossel entspricht dem eines konventionellen Hochsetzstellers. Dies ist insofern einfach ersichtlich, als dass zur Übertragung der gleichen Leistung bei gleicher Batteriespannung auch der gleiche Strom aus der Batterie entnommen werden muss:

$$i_{L,\max} = \frac{P_{\max}}{U_Q} \quad (4.52)$$

Da über die Drossel jedoch im stationären Betrieb ein geringerer Spannungshub anliegt, kann für den gleichen Stromripple die Induktivität verkleinert werden. Allgemein lässt sich der Stromripple bestimmen, indem entweder Stromaufbau oder Stromabbau innerhalb einer Taktperiode betrachtet werden. Hier soll es über den Stromabbau geschehen. Durch eine Spannung  $u_L$  während einer Zeit  $\Delta t$  wird in einer Induktivität  $L$  die Stromänderung  $\Delta i_L$  hervorgerufen:

$$\Delta i_L = \frac{u_L \cdot \Delta t}{L} \quad (4.53)$$

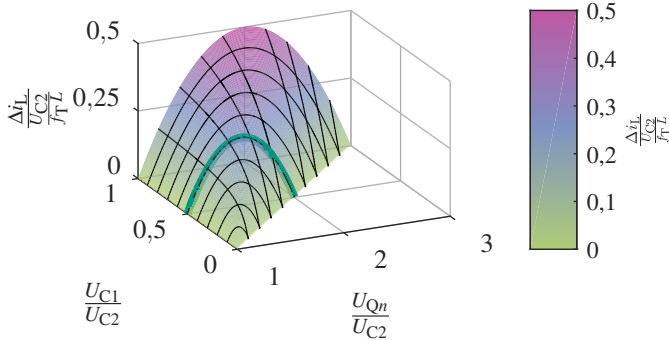


Abbildung 4.11: Normierter Drosselstromripple, aufgetragen über bezogener Eingangsspannung und bezogenen äußeren Kondensatorspannungen (unter Annahme von Symmetrie).

Während der Zeitdauer  $aT_P$  sind die äußeren Transistoren gemäß Abbildung 4.2 d) eingeschaltet. In dieser Zeit wirkt über der Drossel die Spannung  $U_Q - u_{C1} - u_{C2} - u_{C3}$ :

$$\Delta i_L = \frac{(U_Q - u_{C1} - u_{C2} - u_{C3}) \cdot aT}{L} \quad (4.54)$$

Unter Annahme von Symmetrie lässt sich  $a$  durch (4.8) sowie  $T$  durch  $\frac{1}{f_P}$  ersetzen:

$$\Delta i_L = \frac{1}{f_P L} \cdot \frac{(U_Q - u_{C1} - u_{C2} - u_{C3}) \cdot (U_Q - u_{C2})}{u_{C1} + u_{C3}} \quad (4.55)$$

Dieser Ausdruck gibt den Stromripple innerhalb der Drossel für jede Zusammenstellung von Quellen- und Zwischenkreisspannungen an. Um den Vergleich mit einem konventionellen Hochsetzsteller ziehen zu können, wird der Stromripple auf die innere Zwischenkreisspannung  $u_{C2}$  sowie auf die Taktfrequenz  $f_P$  und auf die Induktivität  $L$  normiert:

$$\frac{\Delta i_L}{\frac{u_{C2}}{f_P L}} = \frac{(1 + 2 \frac{u_{C1}}{u_{C2}} - \frac{U_Q}{u_{C2}}) \cdot (\frac{U_Q}{u_{C2}} - 1)}{2 \cdot \frac{u_{C1}}{u_{C2}}} \quad (4.56)$$

Abbildung 4.11 stellt den normierten Drosselstromripple dar. Die grüne Linie ist der Flächenschnitt für ein konstantes Spannungsverhältnis im Zwischenkreis von  $\frac{u_{C1}}{u_{C2}} = 0,5$  in Abhängigkeit von der Quellenspannung. Das gewählte Verhält-

nis von 0,5 entspricht dem zu erwartenden, größten Verhältnis aus maximaler und minimaler Batteriespannung, wie es in Kapitel 3 beschrieben wurde. In Richtung der Batteriespannungsachse beschreibt der Flächenschnitt eine umgekehrte Parabel, wie sie ebenfalls aus Kapitel 2 bekannt ist. Der Scheitelpunkt der Parabel ist der Punkt maximalen Stromripples und liegt immer bei  $a = 0,5$ , was  $U_Q = \frac{1}{2}u_{C1} + u_{C2} + \frac{1}{2}u_{C3}$  entspricht. Unter der Annahme, dass die innere Kondensatorspannung  $u_{C2} = U_{Q,\min}$  eingestellt werden kann, ist der maximale, normierte Drosselstromripple:

$$\frac{\Delta i_L}{\frac{U_{Q,\min}}{f_p L}} = 0,25 \quad (4.57)$$

Im Vergleich zum Stromripple des konventionellen Hochsetzstellers gemäß Gleichung (2.24), bedeutet dies eine Halbierung des Ripples bei sonst gleichbleibenden Randbedingungen. Umgekehrt kann also, um den gleichen maximalen Stromripple zu erreichen, die Induktivität halbiert werden. Da die Spreizung der Eingangsspannung proportional zu  $\frac{u_{C1}}{u_{C2}}$  ist, geht aus (4.56) und Abbildung 4.11 hervor, dass bei kleiner werdender Spreizung der Eingangsspannung der maximale Stromripple abnimmt. Dies ist in gleichem Maße der Fall bei einem konventionellen Hochsetzsteller, sodass der gerade beschriebene Vorteil der Reduktion der Induktivität immer erhalten bleibt.

#### 4.6.2 Halbleiter im Gleichstromsteller

Die Belastungen, anhand derer ein Halbleiter ausgelegt werden muss, sind die maximale Spannung im sperrenden Zustand, sowie der Mittel- als auch Effektivwert des maximalen Strom im leitenden Zustand. Die maximal auftretenden Sperrspannungen sind  $u_{C1}$  bzw.  $u_{C3}$ . Durch die in Kapitel 3 zugrunde gelegte Strategie der Wahl der Zwischenkreisspannungen kann die maximale Sperrspannung durch die größte und kleinste Quellenspannung ausgedrückt werden:

$$U_{DC,\max} = \frac{U_{Q,\max} - U_{Q,\min}}{2} \quad (4.58)$$

Ein Vorteil des SDTC ist die Möglichkeit, aufgrund der geringen, notwendigen Sperrspannung, MOSFETs im Gleichstromsteller einzusetzen. MOSFETs sind unipolare Bauelemente, d.h. ihr Kanal kann Strom in beide Richtungen führen und besitzt eine rein ohmsche Charakteristik. Freilaufdioden tragen den Laststrom nur kurzzeitig bei der Kommutierung. Aufgrund der ohmschen

Kanalcharakteristik muss nur der Effektivwert des Transistorstroms bestimmt werden. Allgemein beträgt der Effektivstrom  $I_{T,\text{eff}}$  eines Schalters, der mit Aussteuergrad  $a_T$  eingeschaltet wird, unter Annahme von Geradenverktettungen für den Stromripple gemäß (2.29)):

$$I_{T,\text{eff}} = \sqrt{a_T \cdot \left( i_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right)} \quad (4.59)$$

Der mittlere Drosselstrom  $i_L$  muss aufgrund der Leistungsbilanz (4.52) identisch zum Drosselstrom im konventionellen Hochsetzsteller sein. Außerdem sollte, wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben wurde, die Drossel derart verkleinert werden, dass ein zum konventionellen Hochsetzsteller identischer Stromripple  $\Delta i_L$  entsteht. Der Aussteuergrad  $a_T$  eines einzelnen Transistors kann, ebenso wie im konventionellen Hochsetzsteller, maximal den Wert 1 annehmen. Folglich werden die Halbleiter des Gleichstromstellers mit dem gleichen maximalen Effektivstrom wie die des konventionellen Hochsetzstellers belastet. Für kleine Stromripple  $\Delta i_L$  kann der dazu proportionale Anteil in (4.59) vernachlässigt werden und  $a_T$  kann durch (4.8) ersetzt werden:

$$I_{T_{T1},\text{eff}} = I_{T_{B2},\text{eff}} = \sqrt{\frac{U_Q - u_{C2}}{u_{C1} + u_{C3}}} \cdot i_L \quad (4.60)$$

$$I_{T_{B1},\text{eff}} = I_{T_{T2},\text{eff}} = \sqrt{\frac{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} - U_Q}{u_{C1} + u_{C3}}} \cdot i_L \quad (4.61)$$

Durch normieren aller Spannungen auf  $u_{C2}$  und des Effektivstroms auf den mittleren Quellenstrom  $i_L$  ergibt sich:

$$\frac{I_{T_{T1},\text{eff}}}{i_L} = \sqrt{\frac{\frac{U_Q}{u_{C2}} - 1}{2 \cdot \frac{u_{C1}}{u_{C2}}}} \quad (4.62)$$

$$\frac{I_{T_{T2},\text{eff}}}{i_L} = \sqrt{\frac{2 \cdot \frac{u_{C1}}{u_{C2}} + 1 - \frac{U_Q}{u_{C2}}}{2 \cdot \frac{u_{C1}}{u_{C2}}}} \quad (4.63)$$

Dieser normierte Effektivstrom ist jeweils für die äußeren sowie für die inneren Transistoren des Gleichstromstellers in Abbildung 4.12 dargestellt. Die grüne Linie stellt wieder den Flächenschnitt für die angestrebte Aufteilung der Zwischenkreisspannungen dar.

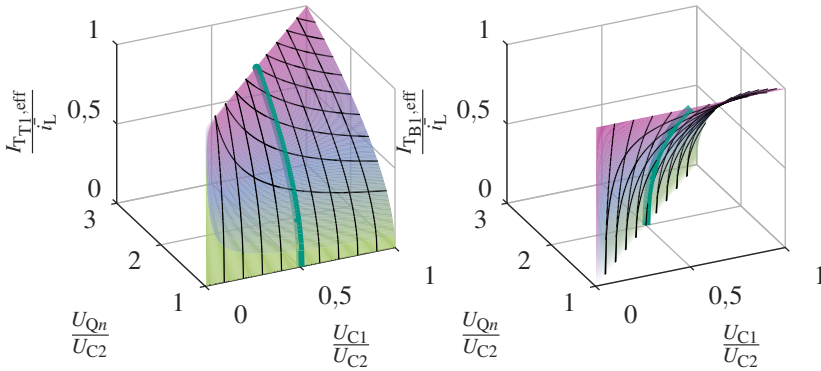


Abbildung 4.12: Normierter Effektivstrom der Gleichstromsteller-Transistoren, aufgetragen über bezogener Eingangsspannung und bezogenen äußeren Kondensatorspannungen (unter Annahme von Symmetrie).

### 4.6.3 Zwischenkreiskondensatoren

Zur Bestimmung der Belastungen der Zwischenkreiskondensatoren kann auf die in Abschnitt 4.6.2 hergeleiteten Strombelastungen der Halbleiter im Gleichstromsteller zurückgegriffen werden. Da die Belastungen der Zwischenkreiskondensatoren aufgrund der angeschlossenen Drehstrombrücken bereits bekannt sind [36], genügt es, den Einfluss des Gleichstromstellers auf die Zwischenkreiskondensatoren zu bestimmen. Die gesamte Belastung lässt sich dann aus den einzelnen Belastungen bestimmen. Im Worst-Case ist dies die reine Addition der einzelnen Komponenten [36]. Die möglichen Schaltzustände im Gleichstromsteller aus Abbildung 4.2 lassen erkennen, dass der Wechselanteil des Quellengleichstroms immer durch den inneren Kondensator  $C_2$  fließt, jedoch nur in Abhängigkeit des Schaltzustandes durch die äußeren Kondensatoren. Durch Integration der rot markierten Flächen in Abbildung 4.13 a) und b) können die Spannungsripple über den Kondensatoren errechnet werden:

$$\Delta u_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{T_a} i_{C1}(t) dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{T_a} -I_{B1} dt = \frac{i_L \cdot (a^2 - a)}{f_P \cdot C_1} \quad (4.64)$$

$$\Delta u_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{\frac{T_a}{2}} i_{C2}(t) dt + \int_0^{\frac{T_d}{2}} i_{C2}(t) dt = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f_P \cdot C_2} \quad (4.65)$$

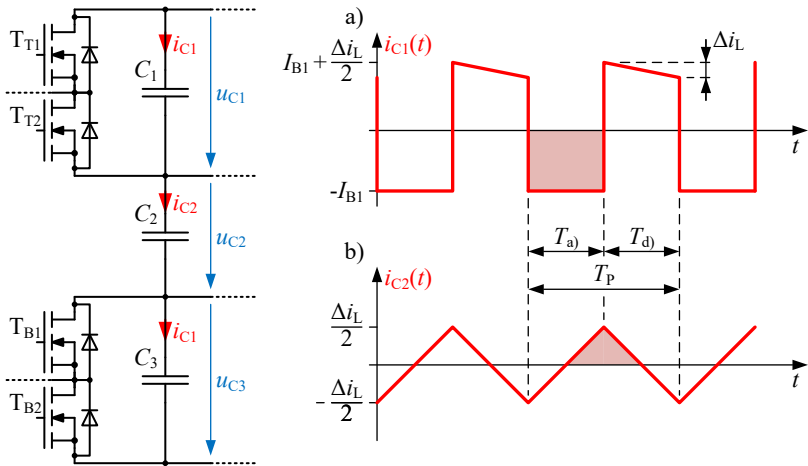


Abbildung 4.13: Stromkurvenformen durch die Zwischenkreiskondensatoren ohne Einfluss der Drehstrombrücken (unter Annahme von Symmetrie). Die Schaltzustände sind nach Abbildung 4.2 benannt.

Dabei gilt der für  $C_1$  berechnete Spannungsripple ebenso für  $C_3$ , wenn Symmetrie angenommen wird. Die Spannungsripple sind nur diejenigen Anteile, die durch die vom Gleichstromsteller erzeugten Wechselströme hervorgerufen werden. Diesen überlagert sind noch zusätzlich die Wechselanteile der Ströme der Drehstrombrücken, wie sie bereits in [37] berechnet wurden. Die Effektivströme der Kondensatoren können durch Integration über eine komplette Taktperiode bestimmt werden:

$$I_{C1,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} i_{C1}^2(t) dt} = \sqrt{a \cdot \left( i_L^2(1-a) + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right)} \quad (4.66)$$

sowie:

$$I_{C2,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} i_{C2}^2 dt} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}} \quad (4.67)$$

Die Ergebnisse sowohl der Spannungsripple als auch der Effektivströme durch die Kondensatoren entsprechen den bereits bekannten Ergebnissen für *Hochsetzsteller* und *Tiefsetzsteller*. Hier zeigt sich, dass die Schaltung sich gegenüber Kondensator  $C_2$  wie ein Tiefsetzsteller und gegenüber den Kondensatoren  $C_1$



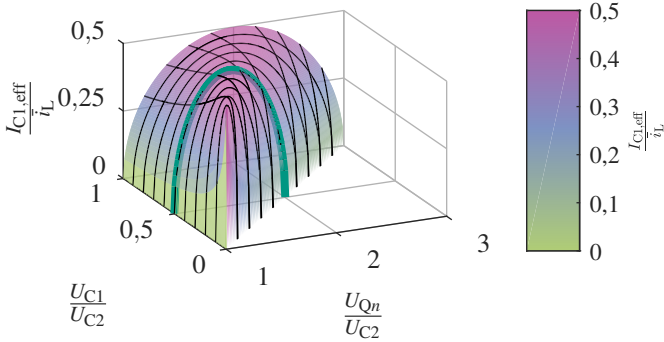


Abbildung 4.14: Normierter Effektivstrom der äußeren Kondensatoren in der normierten Spannungsebene (unter Annahme von Symmetrie). Der Drosselstrom-ripple wird vernachlässigt.

und  $C_3$  wie ein Hochsetzsteller verhält. Der Effektivstrom in  $C_2$  ist über den gesamte Betriebsbereich hinweg konstant, der Effektivstrom durch  $C_1/C_3$  ist jedoch vom mittleren Drosselstrom abhängig. Durch Vernachlässigung des Drosselstromripples und Ersetzen von  $a$  durch (4.8) kann der Effektivstrom durch  $C_1/C_3$  doppelt normiert dargestellt werden:

$$I_{C1,eff} = i_L \cdot \sqrt{a \cdot (1 - a)} = i_L \cdot \sqrt{\frac{\left(\frac{U_Q}{u_{C2}} - 1\right) \cdot \left(2 \frac{u_{C1}}{u_{C2}} + 1 - \frac{U_Q}{u_{C2}}\right)}{\left(2 \frac{u_{C1}}{u_{C2}}\right)^2}} \quad (4.68)$$

Der normierte Effektivstrom ist wiederum in Abbildung 4.14 veranschaulicht. Auch hier zeigt die grüne Linie wieder den Flächenschnitt für die vorgeschlagene Spannungsaufteilung im Zwischenkreis von 1:2:1. Der Vergleich mit Abbildung 2.15 verdeutlicht nochmals das zum Hochsetzsteller identische Verhalten.

# 5

## Regelungstechnische Analyse und Synthese

In diesem Kapitel wird die Regelung des SDTC entwickelt. Zu diesem Zweck wird zuerst ein Modell der Regelstrecke für den Gleichstromsteller und den Zwischenkreis des Stromrichters erstellt. Darauf aufbauend werden die Regelgrößen bzw. Zustandsgrößen und deren zugehörige Stellgrößen identifiziert. Schließlich wird eine Regelung in Kaskadenstruktur für die einzelnen Schaltungsteile abgeleitet. Die Schaltung besitzt folgende zu regelnde Freiheitsgrade:

- Drosselstrom:  $i_L$
- 3 Kondensatorspannungen:  $u_{C1}, u_{C2}, u_{C3}$
- 3 Lastströme:  $i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}$

Abbildung 5.1 zeigt eine schematische Darstellung der zu entwerfenden Regelung. Die Maschinenregelung (blau) muss vorgegebene Ströme in die verwendete Maschine einprägen können. Dazu stehen ihr die zwei Drehstrombrücken als Stellglieder zur Verfügung. Die Zwischenkreisregelung (grün) muss die drei Zwischenkreisspannungen regeln. Als Stellglieder stehen ihr der Gleichstromsteller, der Inverswandler, sowie eine zusätzliche Eingriffsmöglichkeit in die Stellgrößen der Maschinenregelung (violett) zur Verfügung. Dieser Eingriff, der die Leistungsaufteilung zwischen den beiden Drehstrombrücken steuert, darf allerdings die Regelung der Lastströme nicht beeinflussen.

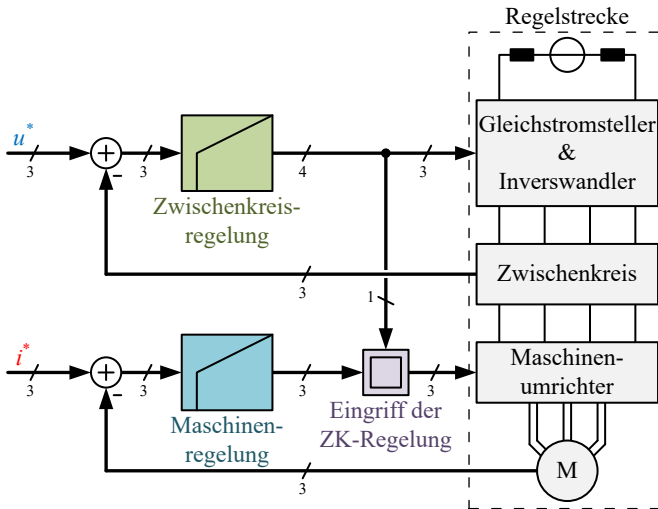


Abbildung 5.1: Übersicht der zu entwerfenden Regelungen. Die Regelstrecke umfasst die Energiequelle, die Gleichstromsteller, den Zwischenkreis und den Laststromrichter mit Last.

Da die Regelung der Zwischenkreisspannungen eines Eingriffes in die Maschinenregelung bedarf, wird zunächst die Maschinenregelung beschrieben. Es wird eine Schnittstelle gezeigt, die es erlaubt, Regelungen sowohl für Synchron- als auch Asynchronmaschinen anzuwenden. Daran schließt sich die regelungstechnische Analyse der Gleichstromseite, beginnend mit der Herleitung des Gesamtmodells der Zwischenkreisregelstrecke an. Aus diesem werden die einzelnen Regelungen der Gleichstromseite sukzessive abgeleitet.

## 5.1 Regelung der Maschinenströme

Das Blockschaltbild der Maschinenregelung ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Die Drehstrombrücken ("DBS 1" und "DBS 2") des SDTC speisen den Motor in offener Schaltung. Der Zwischenkreis sowie der Gleichstromsteller sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Die zwei Drehstrombrücken werden von jeweils einem Modulator ("Mod.") mit den Schaltsignalen für die Leistungshalbleiter versorgt.

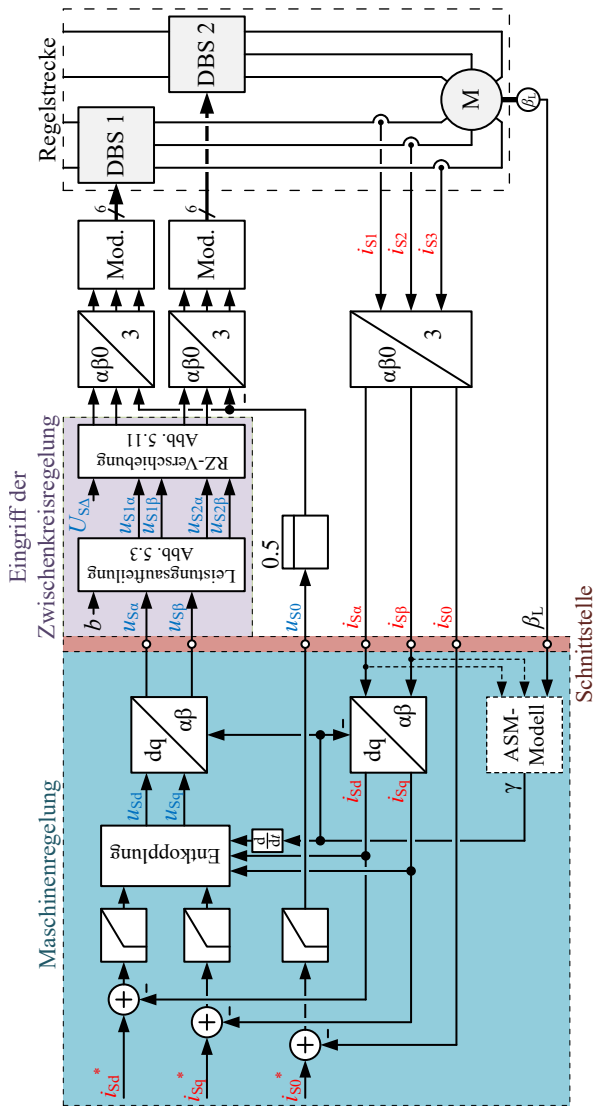


Abbildung 5.2: Blockschalbild der feldorientierten Maschinenregelung (untere Hälfte von Abbildung 5.1), ergänzt um die benötigte Leistungsaufteilung und Nullstromregelung zum Betrieb des SDTC.

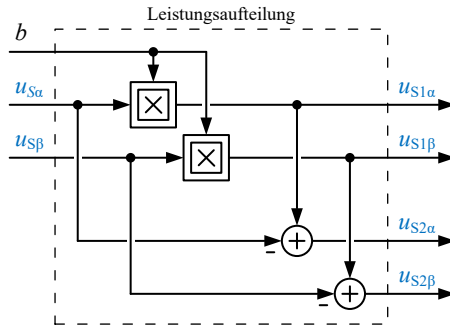


Abbildung 5.3: Signalflussplan zur Leistungsaufteilung in  $\alpha/\beta$ -Koordinaten gemäß (4.23).

Die Aufteilung der gewünschten Strangspannung  $u_S$  auf die zwei Drehstrombrücken erfolgt gemäß (4.23) in  $\alpha/\beta$ -Koordinaten, was in Abbildung 5.3 detailliert dargestellt ist. Danach folgt die Überlagerung der Raumzeiger mit einem zusätzlichen Spannungsanteil, der zur Regelung der äußeren Zwischenkreisspannungen benötigt wird. Der genaue Vorgang wird in Abschnitt 5.5.2 beschrieben. Die Spannungen werden dann separat in die Phasengrößen umgerechnet, wobei eine Spannungsnullkomponente im Gegentakt hinzugefügt werden kann, um einen Regeleingriff für das Nullsystem des Maschinenstroms zu erhalten. Es ergibt sich also eine Schnittstelle zur vorgelagerten Maschinenregelung, die nur die zu stellenden Spannungen an der Maschine  $u_{S\alpha}/u_{S\beta}$  sowie  $u_{S0}$  benötigt.

Gemessen werden die drei Phasenströme  $i_{S1}$  bis  $i_{S3}$  und stehen nach einer Transformation an der bereits beschriebenen Schnittstelle in  $\alpha/\beta/0$ -Komponenten zusammen mit dem Rotorlagewinkel  $\beta_L$  zur Verfügung.

Dies bedeutet, dass hinter der Schnittstelle eine Maschinenregelung nach dem Stand der Technik eingesetzt werden kann [26, 44, 45]. Grundlegend für die Funktion ist lediglich, dass eine ausreichend hochfrequente Taktung stattfindet und die Leistungsaufnahme steuerbar ist. Im gezeigten Fall ist es eine feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine, die diese Anforderungen erfüllt und im Versuchsaufbau (Kapitel 8) auch so verwendet wurde. Auf ähnliche Weise kann eine rotororientierte Regelung für eine Synchronmaschine aufgebaut sein. Das Maschinenmodell der Asynchronmaschine entfällt und der (elektrische)

Transformationswinkel  $\gamma$  kann aus dem Rotorlagewinkel  $\beta_L$  und der Polpaarzahl  $p$  der Maschine bestimmt werden.

Aufbauend auf den in [31, 44, 45] dargestellten Modellgleichungen der jeweiligen Maschine kann eine adäquate Regelung implementiert werden. Die Sollwerte der Maschinenströme werden dabei durch eine überlagerte Steuerung beispielsweise im MTPA-Verfahren oder durch Flussregler und Drehmomentanforderung vorgegeben.

## 5.2 Gesamtmodell der Zwischenkreisregelstrecke

Das gesamte Modell der Zwischenkreisregelstrecke ist in Abbildung 5.4 abgebildet. Anhand dieses Bildes wird die Regelstrecke zunächst erklärt, bevor Ansätze zu ihrer Regelung vorgeschlagen werden.

Die Stellspannungen  $u_T$  und  $u_B$  des Gleichstromstellers sind bereits aus Kapitel 4 bekannt. Die Differenz aus Quellenspannung  $U_Q$  und der Summe beider Stellspannungen ergibt gemäß (4.6) die über der Drossel wirksame Spannung  $u_L$ . Diese Spannung wirkt auf die Induktivität  $L$ , die als Integrator modelliert wird. Eine Berücksichtigung des Drosselwiderstandes würde zu einem PT1-Glied führen. Die Ausgangsgröße ist der Drosselstrom  $i_L$ . Abzüglich der von den Drehstrombrücken aufgenommenen Ströme  $i_{Br1}$  und  $i_{Br2}$ , wirkt der verbleibende Rest unabhängig vom Schaltzustand auf den Kondensator  $C_2$ , woraus die Spannung  $u_{C2}$  entsteht. Alle Kondensatoren werden ebenfalls, unter Annahme idealer Bauelemente, als Integratoren modelliert.

Der Drosselstrom  $i_L$  fließt gemäß (4.10) abhängig vom Schaltzustand des Gleichstromstellers durch die äußeren Kondensatoren. Der genaue Anteil ist gerade der jeweilige Aussteuergrad der oberen bzw. unteren Halbbrücke  $a_T$  bzw.  $a_B$  nach (4.3)/(4.4). Mit diesen gewichtet, fließt der Drosselstrom, abzüglich dem von Drehstrombrücke 1 aufgenommenen Strom, in die äußeren Kondensatoren  $C_1$  bzw.  $C_3$ . Zusätzlich wirkt die Nullkomponente der Maschinenströme gemäß (4.44)/(4.45) auf die äußeren Kondensatoren, allerdings mit verschiedenen Vorzeichen. Die Stromaufnahme der Drehstrombrücken kann allgemein als Störgröße aufgefasst werden. Diese Störgrößen können aber durch die Leistungsaufteilung  $b$  gemäß (4.23) gezielt beeinflusst werden. Hier zeigt sich die Betriebs- und Regelstrategie nochmals genauer: Die Stromaufnahmen der Drehstrombrücken stellen steuerbare Störgrößen dar und müssen an die vom Gleichstromsteller gelieferten Ströme angepasst werden.

Zusätzlich, jedoch in Abbildung 5.4 nicht gezeigt, existieren weitere Störgrößen im Kondensatorstrom. Dies sind Leckströme, Entladeströme und teilweise

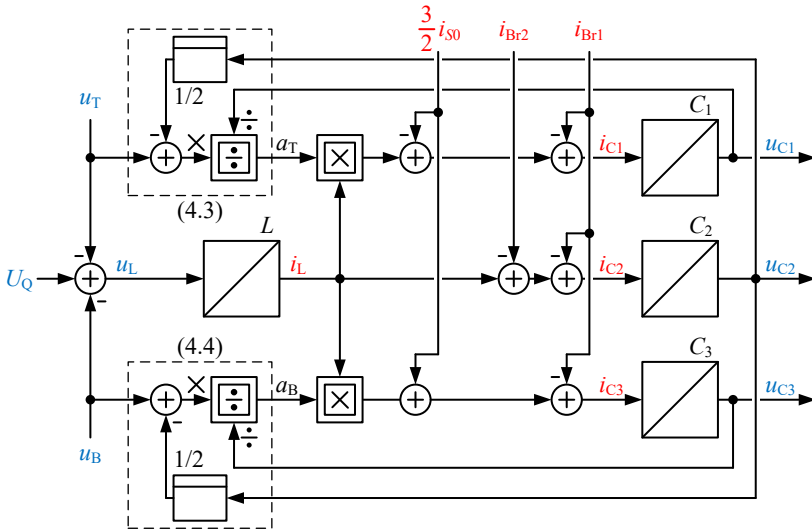


Abbildung 5.4: Mittelwertmodell der Zwischenkreisregelstrecke. Nicht dargestellt sind zusätzliche Störgrößen der Regelung und der zur Abhilfe gedachte Inverswandler.

die Verluste der beteiligten Halbleiter. Diese wirken ungleichmäßig auf die einzelnen Kondensatoren. Im Folgenden wird gezeigt, dass die zur Verfügung stehenden Stellgrößen zwar ausreichen, jedoch ein singulärer Betriebsbereich existiert, bei dem keine Regelbarkeit mehr gegeben ist. Für diesen singulären Bereich wurde der zusätzliche Inverswandler entwickelt. Da der singuläre Betriebsbereich nur bei  $P_M = 0$  auftritt, sind die zu deckenden Leckströme jedoch sehr gering. In Kapitel 9 wird der Einfluss des Inverswandlers messtechnisch ermittelt.

### 5.3 Regelung des Quellenstromes

Zum Betrieb der Schaltung wird eine Regelung in Kaskadenstruktur angestrebt. Diese zeichnet sich durch eine hohe Regelgüte bei trotzdem einfacher Umsetzbarkeit aus. Dazu muss mit der Auslegung des innersten Regelkreises begonnen werden. Dies ist die Regelung des Eingangs- bzw. Quellenstromes  $i_L$ . Es wird angenommen, dass die Zwischenkreisspannungen und die Quellenspannung

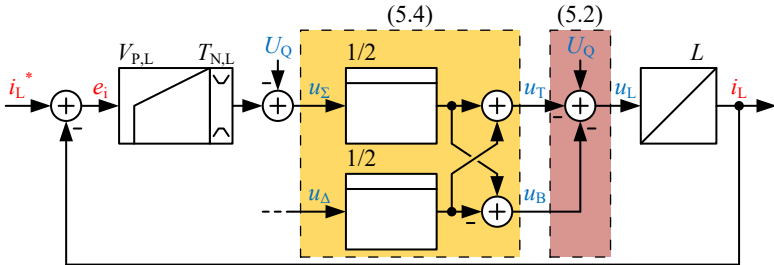


Abbildung 5.5: Geschlossener Regelkreis der Stromregelung. Die gewünschte Summenspannung  $u_\Sigma$  wird in die zwei Spannungen  $u_T$  und  $u_B$  transformiert. Es wird nur  $u_\Sigma$ , nicht jedoch  $u_\Delta$  benötigt. [E4]

im betrachteten Zeitraum konstant sind und dass die Eingangsdrossel keinen ohmschen Innenwiderstand besitzt. Ausgehend vom bekannten Zusammenhang zwischen Spannung und Strom an einer Drossel

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5.1)$$

und Abbildung 5.4, kann die an der Eingangsdrossel  $L$  wirksame Spannung beschrieben werden als:

$$u_L = U_Q - (u_T + u_B) \quad (5.2)$$

Die an der Eingangsdrossel wirksame Spannung ist also nur von der Summe der Teilspannungen  $u_T$  und  $u_B$  abhängig, nicht jedoch von deren genauer Aufteilung. Damit bietet sich eine Summen/Differenz-Transformation der beiden Spannungen  $u_T$  und  $u_B$  an, sodass gilt:

$$u_\Sigma = u_T + u_B \quad u_\Delta = u_T - u_B \quad (5.3)$$

$$u_T = \frac{1}{2}(u_\Sigma + u_\Delta) \quad u_B = \frac{1}{2}(u_\Sigma - u_\Delta) \quad (5.4)$$

Der geschlossene Regelkreis ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Die Transformation in Summe und Differenz ist gelb hinterlegt dargestellt. In rot hinterlegt ist die Summe der Spannungen  $u_T$ ,  $u_B$  und  $U_Q$ . Diese Summe wirkt auf die Drossel als Integrator. Da die Quellenspannung  $U_Q$  eine messtechnisch ermittelte Störgröße darstellt, kann sie vorgesteuert werden.



Über die eingeführte Summenspannung  $u_{\Sigma}$  ergibt sich somit ein linearer Zusammenhang mit Verstärkung eins zwischen der Reglerausgangsgröße und der Spannung an der Drossel  $u_L$ . Die bisher nicht verwendete Information  $u_{\Delta}$  wird später als Stellgröße für die Symmetrierung der Kondensatorspannungen  $u_{C1}$  und  $u_{C3}$  verwendet. Durch die Betrachtung als Summe und Differenz werden weiterhin die Stromregelung und die Symmetrieregulierung voneinander entkoppelt.

In Abbildung 5.5 wurde ein PI-Regler verwendet, jedoch lassen sich aufgrund der linearen Struktur auch andere Reglertypen verwenden. Zudem kann die Eingangsdrossel, unter Berücksichtigung ihres Innenwiderstandes, auch als PT1-Glied modelliert werden.

Da in der feldorientierten Regelung die Maschinenströme gemessen und die Maschinenspannungen gestellt werden, kann die Leistungsaufnahme der Maschine berechnet werden. Dies kann zur Verbesserung der Regeldynamik herangezogen werden, indem die Leistungsaufnahme am Eingangstromregler vorgesteuert wird. Über die Batteriespannung wird sie in einen benötigten Strom  $i_{L,V}$  umgerechnet:

$$i_{L,V} = \frac{P_M}{U_Q} \quad (5.5)$$

## 5.4 Regelung der inneren Kondensatorspannung

Wie aus Abbildung 4.2 und Abbildung 5.4 zu erkennen ist (und bereits in Abschnitt 4.6.3 beschrieben wurde), wirkt der Drosselstrom  $i_L$  direkt auf den inneren Kondensator  $C_2$ , unabhängig vom jeweiligen Schaltzustand des Gleichstromstellers. Dieses Verhalten ist äquivalent zum konventionellen *Tiefsetzsteller*. Die Lastströme durch die Drehstrombrücken  $i_{B1}$  und  $i_{B2}$  werden dabei als (einstellbare) Störgrößen aufgefasst. Es bietet sich also an, den seit dem letzten Abschnitt regelbaren Drosselstrom in Form einer Kaskadenregelung zur Regelung der inneren Kondensatorspannung  $u_{C2}$  zu verwenden. Es wäre ebenso denkbar, die Summenspannung  $u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}$  zu regeln. Allerdings ist dieser Zusammenhang nicht mehr linear, das Verhalten entspricht dann dem eines *Hochsetzstellers* mit einer Nullstelle in der rechten Halbebene [43], die zusätzliche regelungstechnische Probleme mit sich bringt.

Die Struktur des geschlossenen Spannungsregelkreises ist in Abbildung 5.6 gezeigt. Der unterlagerte Drosselstromregler kann als PT1-Glied angenähert werden [46], der Zwischenkreiskondensator wird als Integrator modelliert. Dessen Zeitkonstante entspricht in etwa der Durchtrittsfrequenz des offenen

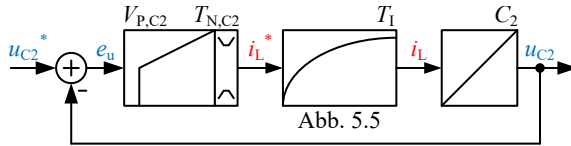


Abbildung 5.6: Kaskadierte Regelung der inneren Kondensatorspannung  $u_{C2}$ . Die unterlagerte Drosselstromregelung kann als PT1-Glied angenähert werden. [E4]

Stromregelkreises. Durch die geschickte Wahl der Regelung von  $u_{C2}$  ist auch dieser Regelkreis innerhalb seiner Stellgrenzen linear. Auch hier muss nicht zwingend der gezeigte PI-Regler zum Einsatz kommen. Vielmehr können auch andere Reglertypen verwendet werden.

## 5.5 Regelung der äußeren Kondensatorspannungen

Die Spannungen  $u_{C1}$  und  $u_{C3}$  der äußeren Kondensatoren  $C_1$  und  $C_3$  stellen zwei Freiheitsgrade dar. Demzufolge werden zwei Stelleingriffe benötigt, um sie vollständig regeln zu können. Betrachtet man die Summe und die Differenz der äußeren Kondensatorspannungen, so kann mit den noch verfügbaren Stelleingriffen eine vollständige Regelung erfolgen. Die Differenz beider Spannungen soll, der Betriebsstrategie entsprechend, Null sein. Dadurch entsteht eine Symmetrie der Zwischenkreisspannungen, weswegen im Folgenden von einer Symmetrieregung gesprochen wird. Zuletzt muss noch die Summe beider Spannungen geregelt werden, was (unter Annahme der Symmetrie) dem gemeinsamen Absolutwert entspricht.

### 5.5.1 Symmetrieregung

Um einen besseren Überblick zu erhalten, wird die Gesamtregelstrecke des Zwischenkreises aus Abbildung 5.4 in Abbildung 5.7, um die bereits geregelten Zustandsgrößen bereinigt, dargestellt. Die Regelung der Symmetrie bedeutet die Regelung der Differenz beider Spannungen. Diese Differenzbildung wurde in Abbildung 5.7 rechts bereits ergänzt. Die Symmetrierung der äußeren Spannungen wird teilweise ohne weiteren Stelleingriff erreicht. Diese *natürli-*

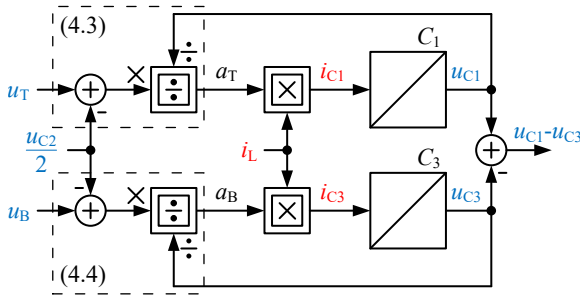


Abbildung 5.7: Regelstrecke der Symmetrieregung, d.h. die Gesamtstrecke aus Abbildung 5.4 bereinigt um die bereits geregelten Zustandsgrößen. Die Rückkopplung der Spannungen  $u_{C1}$  und  $u_{C3}$  in die Aussteuergradberechnung (4.3) und (4.4) wirkt als *natürliche Symmetrierung*.

Die *Symmetrierung* basiert auf der Rückkopplung der Spannungen  $u_{C1}$  und  $u_{C3}$  in den Nenner der Berechnung der Aussteuergrade  $a_T$  bzw.  $a_B$  bei gegebenen Stellspannungen (vgl. (4.3) und (4.4) bzw. Abbildung 5.7). Steigt eine der beiden Kondensatorspannungen an, so sinkt der zugehörige Aussteuergrad, was als Gegenkopplung auf die Eingangsgröße des Integrators  $i_{Cn}$  wirkt. Gleichermäßen wird bei sinkender Kondensatorspannung der zugehörige Aussteuergrad erhöht, wodurch sich ebenso die Eingangsgröße des Integrators erhöht. Jedoch ist dieser Zusammenhang nichtlinear und gilt nur für einen positiven Drosselstrom  $i_L$ , also im motorischen Betrieb. Bei generatorischem Betrieb, d.h.  $i_L < 0$  wandelt sich die oben beschriebene Gegenkopplung in eine Mitkopplung. Folglich ist für den Betrieb in allen Betriebspunkten trotzdem eine Regelung notwendig, die im Folgenden hergeleitet wird. Der rechte Teil von Abbildung 5.7 kann beschrieben werden durch:

$$u_{C1} - u_{C3} = \frac{1}{C_1} \int i_{C1}(t) dt - \frac{1}{C_3} \int i_{C3}(t) dt \quad (5.6)$$

Unter der Voraussetzung, dass die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_3$  gleich sind, lässt sich aufgrund der Linearität der Integration die Differenzbildung vorziehen:

$$u_{C1} - u_{C3} = \frac{1}{C_1} \int i_{C1}(t) - i_{C3}(t) dt \quad (5.7)$$

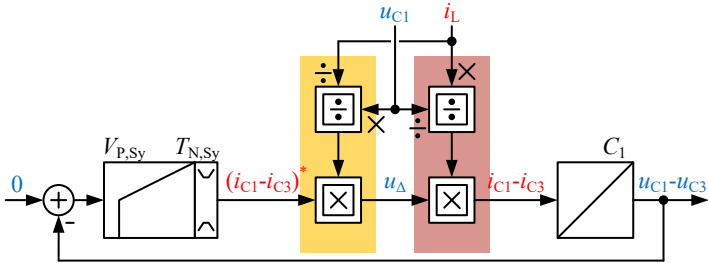


Abbildung 5.8: Geschlossener Regelkreis für die Regelung von  $u_{C1} - u_{C3}$ . Die vereinfachte Regelstrecke ist noch immer nichtlinear (rot), kann jedoch durch Vorschalten ihrer Inversen (gelb) linearisiert werden.

Die Ströme  $i_{C1}$  und  $i_{C3}$  bestehen aus dem Produkt des Drosselstroms und des jeweiligen Aussteuergrades gemäß (4.3) bzw. (4.4). Einsetzen liefert den nicht-linearen Zusammenhang:

$$u_{C1} - u_{C3} = \frac{1}{C_1} \int i_L(t) \left( \underbrace{\frac{u_T - \frac{u_{C2}}{2}}{u_{C1}}}_{a_T} - \underbrace{\frac{u_B - \frac{u_{C2}}{2}}{u_{C3}}}_{a_B} \right) dt \quad (5.8)$$

Eine Linearisierung um den Betriebspunkt der Symmetrie, d.h.  $u_{C1} = u_{C3}$ , führt schließlich zu:

$$u_{C1} - u_{C3} = \frac{1}{C_1} \int \frac{i_L}{u_{C1}} (u_T - u_B) dt \quad (5.9)$$

Die Differenz der Kondensatorspannungen besitzt also eine integrale Abhängigkeit von der Differenz der Stellspannungen  $u_T$  und  $u_B$ . Diese kann praktischerweise gemäß der Summen/Differenz-Transformation (5.3) transformiert werden:

$$u_{C1} - u_{C3} = \frac{1}{C_1} \int \frac{i_L}{u_{C1}} u_{\Delta} dt \quad (5.10)$$

Das System wurde nun so weit als möglich vereinfacht. Dabei ergibt sich, dass durch den noch freien Stelleingriff der Differenzspannung des Gleichstromstellers  $u_{\Delta}$  die Symmetrie der äußeren Kondensatoren beeinflusst werden kann. Jedoch ist die sich ergebende Strecke noch immer nichtlinear, da sie vom zeitvarianten Quotienten  $\frac{i_L}{u_{C1}}$  abhängt. Da jedoch beide Größen bekannt sind und

gemessen werden, kann der Strecke zur Linearisierung ihre Inverse vorgeschaltet werden [46]. Die sich ergebende, nichtlineare Regelstrecke, ihre Inverse, sowie der zugehörige Regler sind in Abbildung 5.8 abgebildet. Anschaulich dargestellt, bedeutet die bisher vorgestellte Regelung, dass die jeweiligen äußeren Schalter  $T_{T1}$  bzw.  $T_{B2}$  nicht mehr gleichzeitig, sondern gemäß den Schaltzuständen b) und c) aus Abbildung 4.2 versetzt eingeschaltet werden. Dadurch werden, je nach Asymmetrie der Kondensatorspannungen, die äußeren Kondensatoren ungleich bestromt.

Bei genauerer Betrachtung der Strecke aus Abbildung 5.8 bzw. der Streckenübertragungsfunktion (5.10) fällt auf, dass der mögliche Stelleingriff mit dem Drosselstrom  $i_L$  skaliert. Das bedeutet, dass ohne fließenden Drosselstrom keine Symmetrieregung stattfinden kann. Es muss also noch ein weiterer Stelleingriff gefunden werden, der eine Regelung der Symmetrie für den Fall  $i_L = 0$  ermöglicht. Dies erfolgt durch gezielte Beeinflussung des Nullsystems in der Maschine.

Wie in Abschnitt 4.4 beschrieben wurde, erzeugt ein Nullsystem in der Maschine einen Stromfluss im Zwischenkreis, der zu einer Asymmetrie der äußeren Kondensatoren führt. Umgekehrt kann so aber auch eine bestehende Asymmetrie ausgeregelt werden. Im Allgemeinen ist es ratsam, das Nullsystem der Maschine zu Null zu regeln. Es liefert keine Beiträge zur Drehmomentbildung, dafür aber zusätzliche Stromwärme- und Eisenverluste. Zudem kann das erreichbare Maximalmoment sinken, da eine maximale Stromdichte in den Leitern der Maschine nicht überschritten werden darf.

Verschwundet allerdings der mögliche Regeleingriff, weil der Drosselstrom zu Null wird, bedeutet dies, dass die Maschine keine Leistung abgibt, also  $M = 0$  (Leerlauf) oder  $n = 0$  (Stillstand). Im Leerlauf ist der Motorstrom null, folglich kann ein Nullsystem eingepreßt werden, ohne den Betriebsbereich einzuschränken. Im Stillstand kann ein Strom zur Drehmomentbildung fließen. Die dabei entstehenden Verluste, die über den Stromrichter gedeckt werden müssen, können zu einem Drosselstrom führen, der ausreichend groß ist, um die Symmetrierung über den Gleichstromsteller garantieren zu können.

Die Regelung über den Gleichstromsteller ist grundsätzlich zu bevorzugen, da sie einen ohnehin vorhandenen Stelleingriff verwendet ohne zusätzliche Belastungen oder Verluste zu erzeugen. Auf die Regelung über das Nullsystem sollte nur zurückgegriffen werden, wenn der erste Stelleingriff nicht verfügbar ist. Da somit die Prioritäten genau geklärt sind, sollte die zugehörige Regelungsstruktur die Stellgrößen genau so vorgeben.

Abbildung 5.9 zeigt eine mögliche Lösung dieser Aufgabe durch Erweiterung von Abbildung 5.8 unter Einbezug des Nullstromregelkreises (blau). Da alle

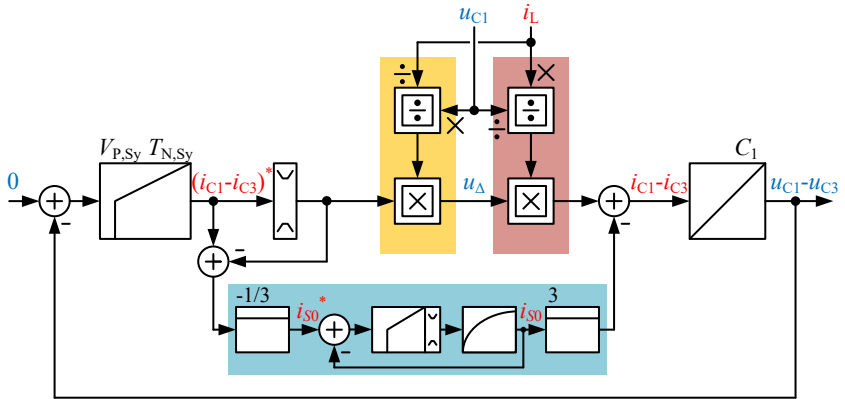


Abbildung 5.9: Geschlossener Regelkreis für die Regelung von  $u_{C1} - u_{C3}$ , erweitert um den möglichen Eingriff des Nullstromreglers (blau).

Größen der nichtlinearen Regelstrecke bekannt sind, kann direkt die zugehörige Stellgrößenbegrenzung bestimmt werden.

Lediglich Anteile, die diese Stellgrößenbegrenzung überschreiten werden dem Nullstromregler als Sollwert vorgegeben. Kann die Symmetrie über den Gleichstromsteller erreicht werden, wird der Sollwert des Nullstromreglers automatisch null. Dadurch wird die geforderte Bevorzugung der Symmetrierung über den Gleichstromsteller soweit als möglich erfüllt.

Aus (4.44) und (4.45) kann der für die Symmetrierung wirksame Strom bestimmt werden:

$$i_{C1} - i_{C3} = -\frac{3}{2} i_{S0} - \frac{3}{2} i_{S0} = -3 i_{S0} \quad (5.11)$$

Der Sollwert des Nullstromreglers muss also noch mit dem Faktor  $-\frac{1}{3}$  gewichtet werden, um den Verstärkungsfaktor der Regelstrecke zu kompensieren.

## 5.5.2 Absolutwertregelung

Nachdem die Symmetrie der äußeren Kondensatorspannungen in jedem Betriebspunkt gewährleistet werden kann, muss folglich nur noch der Mittelwert beider Spannungen geregelt werden. Dies kann durch die Veränderung der Leistungsaufteilung (4.23) und damit der Stromaufnahme der Drehstrombrücken aus dem Zwischenkreis geschehen, wie es bereits in [E4] angedeutet wurde. Die

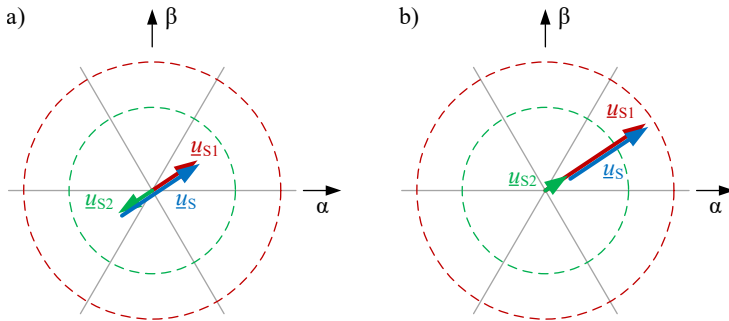


Abbildung 5.10: Beispiel zum Raumzeigerversatz. a) Originale Raumzeiger. Das Verhältnis wurde aus der Leistungsaufteilung (4.23) gewonnen. b) Mit  $U_{S\Delta}$  versetzte Raumzeiger. Die an der Maschine wirksame Spannung (blau) bleibt unverändert, die Leistungsaufnahme der einzelnen Brücken ändert sich jedoch, da sich die Zeigerlängen (rot, grün) ändern.

Strecke ist dann allerdings nichtlinear und die Bestimmung der Stellgrenzen ist komplex. Den eigentlich gewünschten Effekt, nämlich die Veränderung der Stromaufnahme der beiden Drehstrombrücken  $i_{Br1}$  und  $i_{Br2}$ , kann jedoch auch einfacher erreicht werden. Dazu werden die Spannungsamplituden  $\hat{U}_{S1}$  und  $\hat{U}_{S2}$  mit einem weiteren Anteil  $U_{S\Delta}$  beaufschlagt:

$$\hat{U}_{S1} = \hat{U}_{S1} + U_{S\Delta} \quad (5.12)$$

$$\hat{U}_{S2} = \hat{U}_{S2} - U_{S\Delta} \quad (5.13)$$

Die Komponente  $U_{S\Delta}$  muss den zwei Amplituden  $\hat{U}_{S1}$  und  $\hat{U}_{S2}$  mit unterschiedlichen Vorzeichen hinzu addiert werden, denn nur so bleibt die an der Maschine wirksame Spannung unverändert:

$$(\hat{U}_{S1} + U_{S\Delta}) + (\hat{U}_{S2} - U_{S\Delta}) = \hat{U}_{S1} + \hat{U}_{S2} = \hat{U}_S \quad (5.14)$$

Abbildung 5.10 verbildlicht die Veränderung der Raumzeiger infolge der  $\Delta$ -Komponente beispielhaft. Die an der Maschine wirksame Spannung darf natürlich nicht verändert werden, damit der Durchgriff für die Maschinenregelung erhalten und auch linear bleibt.

Die Stromaufnahmen (4.13) und (4.14) werden dann erweitert zu:

$$i_{Br1} = \frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \frac{\hat{U}_{S1} + U_{S\Delta}}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} \cdot \cos(\varphi) \quad (5.15)$$

$$i_{Br2} = \frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \frac{\hat{U}_{S2} - U_{S\Delta}}{u_{C2}} \cdot \cos(\varphi) \quad (5.16)$$

Diese lassen sich nun auftrennen in einen Anteil, der aufgrund der Leistungsabgabe an die Maschine zwangsweise aufgenommen werden muss, sowie einen über  $U_{S\Delta}$  frei einstellbaren Anteil. Dieser kann nun zur Regelung der äußeren Zwischenkreisspannungen herangezogen werden:

$$i_{Br1} = \frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \frac{\hat{U}_{S1}}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} \cdot \cos(\varphi) + \underbrace{\frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \frac{U_{S\Delta}}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} \cdot \cos(\varphi)}_{\text{Frei einstellbar}} \quad (5.17)$$

$$i_{Br2} = \frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \frac{\hat{U}_{S2}}{u_{C2}} \cdot \cos(\varphi) - \underbrace{\frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \frac{U_{S\Delta}}{u_{C2}} \cdot \cos(\varphi)}_{\text{Störgröße}} \quad (5.18)$$

Für die Regelung ist nur der zweite, frei einstellbare Anteil von  $i_{Br1}$  in (5.17) wichtig, da dieser den Stelleingriff darstellt. Da die Leistungsübertragung vom inneren Zwischenkreiskondensator zu den äußeren Kondensatoren stattfindet, wird zwangsweise die innere Zwischenkreisspannung belastet, allerdings mit anderem Vorfaktor. Dieser Anteil in (5.18) wird als Störgröße betrachtet. Da die innere Zwischenkreisspannung bereits in jedem Betriebspunkt geregelt werden kann, muss sie nicht weiter betrachtet werden.

Abbildung 5.11 zeigt die Realisierung der Spannungsraumzeigerverschiebung in  $\alpha/\beta$ -Koordinaten. Da die Amplitude, nicht aber das Argument der Spannungen, manipuliert werden darf, findet zuerst eine Kartesisch/Polar-Wandlung statt, sodass beide Größen getrennt voneinander vorliegen. Dann kann der zusätzliche Anteil  $U_{S\Delta}$  einmal additiv, einmal subtraktiv überlagert werden, bevor die Wandlung zurück in  $\alpha/\beta$ -Koordinaten stattfindet.

Der symmetrisch auf beide äußeren Kondensatoren überlagerte Stromanteil  $i_{Cn,\Delta}$  ist der frei einstellbare Anteil von (5.17):

$$i_{C1,\Delta} = i_{C3,\Delta} = \frac{3}{2} \cdot \hat{I}_S \cdot \frac{U_{S\Delta}}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} \cdot \cos(\varphi) \quad (5.19)$$



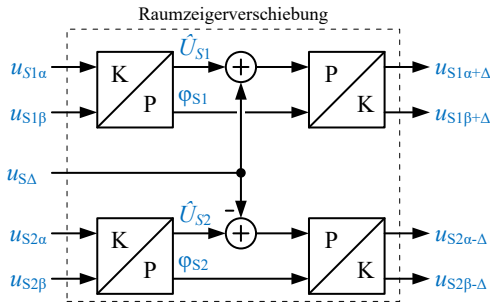


Abbildung 5.11: Signalflussplan zur additiven Überlagerung der Raumzeigerverschiebung  $u_{S\Delta}$  gemäß (5.12) bzw. (5.13). Es gelten unterschiedliche Vorzeichen für den oberen und den unteren Pfad.

Wie zu sehen ist, ist der einprägbare Strom wieder nichtlinear von der Stellgröße  $U_{S\Delta}$  abhängig, da er zusätzlich vom Strangstrom der Maschine  $\hat{I}_S$ , den Zwischenkreisspannungen  $u_{C,n}$  und dem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi)$  abhängt. Der Strangstrom und die Zwischenkreisspannungen werden ohnehin gemessen, der Leistungsfaktor kann zusammen mit den Stellspannungen der Regelung berechnet werden. Dadurch lässt sich auch diese Strecke durch Vorschalten ihrer Inversen linearisieren [46].

Abbildung 5.12 zeigt den geschlossenen Regelkreis der Absolutwertregelung der äußeren Kondensatoren. Als Strecke ist neben der Nichtlinearität (5.19) nur die Kapazität der äußeren Kondensatoren vorhanden. Der einprägbare Strom ist von der Strangstromamplitude  $\hat{I}_S$  und dem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi)$  abhängig. Das bedeutet, dass kein Stelleingriff möglich ist, wenn kein Strangstrom fließt, oder nur Blindleistung abgegeben wird. Es muss also für diesen Fall noch eine Eingriffsmöglichkeit gefunden werden. Leider sind alle Eingriffsmöglichkeiten, die die Topologie inhärent bietet, erschöpft. Somit muss für diesen letzten Anwendungsfall die Topologie um eine Hilfsschaltung erweitert werden, die Energie zwischen dem inneren und den äußeren Kondensatoren verschieben kann. Diesem Problem wird mit einem Inverswandler begegnet, dessen Regelung im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

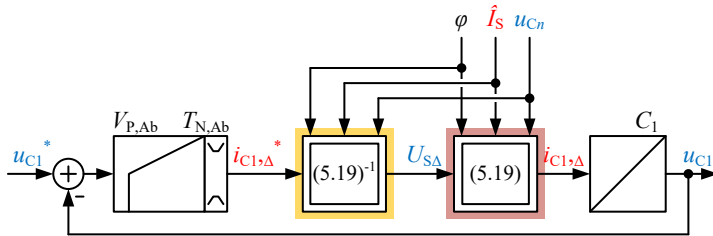


Abbildung 5.12: Geschlossener Regelkreis für die Regelung des Absolutwertes von  $u_{C1}$  bzw.  $u_{C3}$ . Die nichtlineare Regelstrecke (rot) kann durch Vorschalten ihrer Inversen (gelb) linearisiert werden.

### 5.5.3 Regelung des Inverswandlers

Der Inverswandler nach Abbildung 4.10 bringt nun den erwünschten Stelleingriff, um Energie aus dem inneren Kondensator zu gleichen Teilen auf die äußeren Kondensatoren übertragen zu können. Die Schaltzustände in Abbildung 4.10 b) und c) verdeutlichen dies. Da der Inverswandler unabhängig arbeitet, kann er besagten Energietransfer auch immer durchführen, sodass er sich für die Absolutwertregelung der äußeren Kondensatorspannungen im oben beschriebenen, singulären Betriebspunkt eignet.

Regelungstechnisch besitzt ein Inverswandler allerdings eine Besonderheit: Wird eine kaskadierte Regelung verwendet in der der inneren Drosselstromregelung eine weitere Spannungsregelung überlagert wird, dann entsteht in der Übertragungsfunktion eine *Nullstelle in der rechten Halbebene (Right Half Plane Zero, RHPZ)*. Solch eine Nullstelle tritt bei denjenigen Wandlern auf, deren Ausgangsstrom über das Tastverhältnis der beteiligten Schalter in Abhängigkeit zum Drosselstrom steht. Aus (4.50) geht hervor, dass das auch bei diesem Wandler der Fall ist. Der Name leitet sich von der linearisierten Übertragungsfunktion im Bildbereich ab. Dort entsteht eine Nullstelle, die rechts der imaginären Achse liegt.

Abbildung 5.13 zeigt das Blockschaltbild des geschlossenen Regelkreises. Die Struktur des Auslösers der RHPZ ist in rot hinterlegt. Zwischen dem Drosselstrom  $i_{L,I}$  und dem zur Spannungsregelung benötigten Strom  $i_{1,I}$  besteht ein nichtlinearer und zeitvarianter Zusammenhang.

Die eigentliche Regelgröße bleibt jedoch der Drosselstrom  $i_{L,I}$ . Eine Messung von  $i_{1,I}$  bringt keine weiteren Vorteile, da die Nichtlinearität bestehen bleibt.

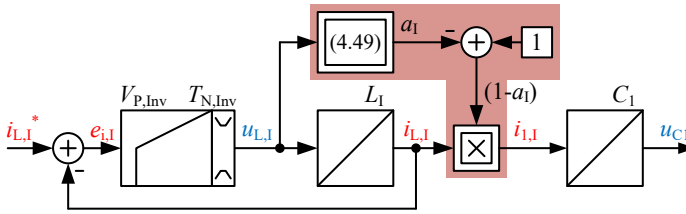


Abbildung 5.13: Geschlossener Regelkreis für die Regelung des Inverswandlerausgangsstroms  $i_{L,I}$  zur Spannungsregelung in  $C_1/C_3$ . Die nichtlineare Abhängigkeit des Ausgangsstroms  $i_{1,I}$  vom Aussteuergrad  $a_1$  verursacht die Nullstelle in der rechten Halbebene (rot).

Sie stellt sich außerdem technisch schwierig dar, da es sich um einen getakteten Transistorstrom ( $T_{11}$ ) handelt.

Es stellen sich also die zwei Fragen, welchen Einfluss die Nichtlinearität der RHPZ ausübt und, wie eine adäquate Regelung ausgelegt werden kann. Die erste Frage soll zunächst durch eine einfache, beispielhafte Überlegung beantwortet werden:

Eine sprungförmige, positive Änderung von  $u_{L,I}$  (etwa weil ein Sollwertsprung von  $i_{L,I}^*$  vorliegt) ruft über (4.49) eine sprungförmige, positive Änderung von  $a_1$  hervor und damit eine sprungförmige, negative Änderung von  $(1 - a_1)$ . Der Drosselstrom  $i_{L,I}$  (Integratorausgang) kann sich jedoch nicht sprungförmig ändern, sodass die Strecke mit einer Verminderung von  $i_{1,I}$  reagiert. Erst wenn in der Folge der Drosselstrom  $i_{L,I}$  steigt und die Drosselspannung  $u_{L,I}$  zurückgenommen werden kann, steigt auch der Ausgangsstrom  $i_{1,I}$ .

Es bleibt die Frage, wie das Ziel der Spannungsregelung von  $C_1$  erreicht werden kann. Da der unterlagerte Regelkreis des Drosselstroms  $i_{L,I}$  von der Nichtlinearität nicht betroffen ist, kann dieser nach bekannten, linearen Verfahren ausgelegt werden. Die Nichtlinearität muss also im überlagerten Spannungsregler berücksichtigt werden, wozu sie aber linearisiert werden muss. Die Multiplikation von  $a_1$  und  $i_{L,I}$  wird durch die Bildung des totalen Differenzials im Arbeitspunkt AP linearisiert (entspricht einer Taylorreihenentwicklung mit Abbruch nach dem linearen Term) [47]:

$$i_{1,I} = (1 - a_1) \cdot i_{L,I} \stackrel{!}{=} \left( \frac{\partial i_{1,I}}{\partial i_{L,I}} \right)_{AP} \cdot \Delta i_{L,I} + \left( \frac{\partial i_{1,I}}{\partial a_1} \right)_{AP} \cdot \Delta a_1 \quad (5.20)$$

$$i_{1,I} = (1 - a_1|_{AP}) \cdot \Delta i_{L,I} - i_{L,I}|_{AP} \cdot \Delta a_1 \quad (5.21)$$

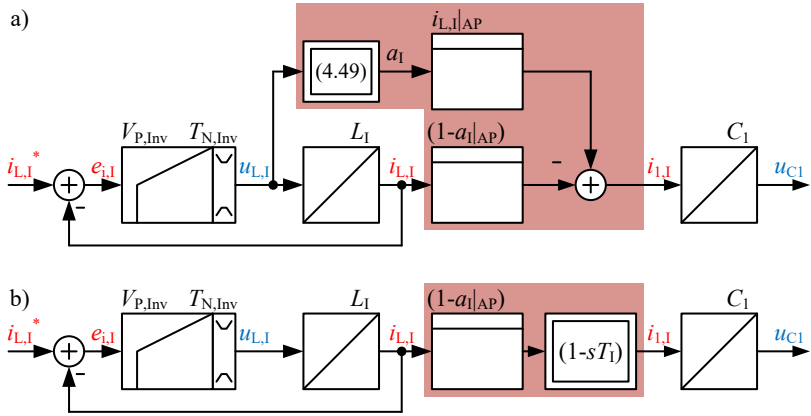


Abbildung 5.14: a) Linearisierte Multiplikation gemäß (5.21). Der Durchgriff von  $u_{L,I}$  hinter den Integrator ist noch immer vorhanden. b) Linearisierte Reihenschaltung aller Elemente gemäß (5.27).

Die Übertragungsfunktion wurde also auf Kleinsignaländerungen von  $i_{L,I}$  und  $a_1$  um ihren Arbeitspunkt AP reduziert. Man beachte, dass  $\Delta i_{L,I}$  in diesem besonderen Fall nicht den Stromripple, sondern die Kleinsignaländerung um den Arbeitspunkt bezeichnet. Der Aussteuergrad  $a_1|_{AP}$  im Arbeitspunkt errechnet sich aus (4.49) mit  $u_{L,I} = 0$ :

$$a_1|_{AP} = \frac{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}}{u_{C1} + 2u_{C2} + u_{C3}} \quad (5.22)$$

Der erste Anteil in (5.21) ist also eine reine P-Verstärkung von  $(1 - a_1|_{AP})$ . Damit ist zwar die Multiplikation linearisiert, nicht jedoch der Eingriff der Drosselspannung  $u_{L,I}$  über (4.49) an der Drossel vorbei, da  $a_1$  noch immer im zweiten Anteil von (5.21) vorkommt (siehe Abbildung 5.14 a). Um dies zu eliminieren, muss zuerst die Kleinsignalübertragungsfunktion von (4.49) aufgestellt werden:

$$\frac{\partial a_1}{\partial u_{L,I}} = \frac{1}{u_{C1} + 2u_{C2} + u_{C3}} \quad (5.23)$$

Einsetzen des Induktionsgesetzes  $u = L \frac{di}{dt}$  ergibt:

$$\Delta a_I = \frac{L_I}{u_{C1} + 2u_{C2} + u_{C3}} \cdot \frac{di_{L,I}}{dt} \quad (5.24)$$

Um die Differentiation mathematisch zu vereinfachen, ist an dieser Stelle ein Wechsel in den Bildbereich ratsam.

$$a_I(s) = s \cdot \frac{L_I}{u_{C1} + 2u_{C2} + u_{C3}} \cdot i_{L,I}(s) \quad (5.25)$$

Nun lässt sich also das Tastverhältnis  $a_I$  in Abhängigkeit des Drosselstromes ausdrücken. Geschicktes Ersetzen des Vorfaktors  $\frac{1}{u_{C1} + 2u_{C2} + u_{C3}}$  durch  $\frac{1 - a_I|_{AP}}{u_{C2}}$  ergibt für  $a_I$ :

$$a_I(s) = (1 - a_I|_{AP}) \cdot s \cdot \frac{L_I}{u_{C2}} \cdot i_{L,I}(s) \quad (5.26)$$

Einsetzen von (5.26) in (5.21) liefert schließlich das gewünschte Ergebnis:

$$\frac{i_{1,I}(s)}{i_{L,I}(s)} = \underbrace{(1 - a_I|_{AP})}_{\text{P-Verstärkung}} \cdot \underbrace{(1 - s \cdot T_I)}_{\text{RHPZ-Verhalten}} \quad \text{mit} \quad T_I = \frac{L_I \cdot i_{L,I}|_{AP}}{u_{C2}} \quad (5.27)$$

Die Übertragungsfunktion gliedert sich in zwei Anteile: eine konstante P-Verstärkung sowie eine Nullstelle mit der Zeitkonstanten  $T_I$ , die in der rechten Halbebene liegt, was die bereits genannte Bezeichnung begründet. Damit ist der linearisierte Zusammenhang zwischen dem Drosselstrom  $i_{L,I}$  und dem zur Spannungsregelung nötigen Ausgangsstrom  $i_{1,I}$  hergestellt. Der Eingriff der Drosselspannung  $u_{L,I}$  am Integrator vorbei konnte umgeformt werden, sodass nun alle Übertragungsglieder linear sind und in Reihe liegen (Abbildung 5.14 b). Mit der gewonnenen Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises kann nun eine stabile, lineare Regelung für den Absolutwert der äußeren Kondensatorspannungen nach gängigen Entwurfsverfahren ausgelegt werden.

Es existieren nun auch bei der Absolutwertregelung der äußeren Kondensatorspannungen zwei mögliche Stelleingriffe mit klaren Prioritäten. Solange es möglich ist, soll die Regelung über den Raumzeigerversatz gemäß Abschnitt 5.5.2 eingreifen, da dieser Stelleingriff ohnehin verfügbar ist und keine weiteren Belastungen bzw. Verluste nach sich zieht. Nur wenn dieser Stellein-

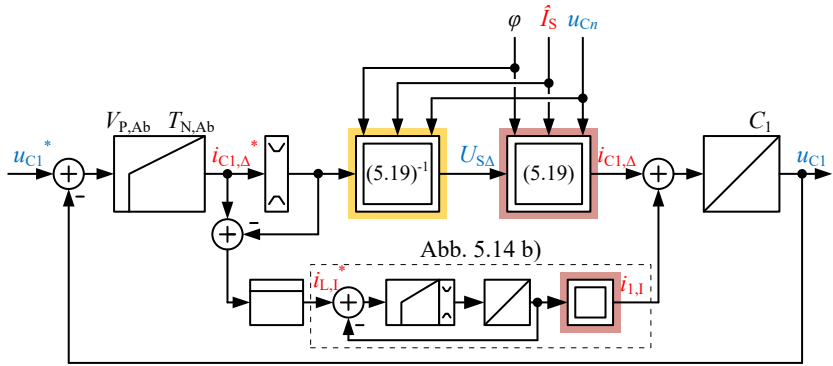


Abbildung 5.15: PI-Regler mit priorisierender Stellgrößenabgabe zur Regelung des Absolutwerts der äußeren Kondensatorspannungen.

griff verschwindet, soll ersatzweise der Inverswandler zum Zuge kommen. Die Anforderungen gleichen denen der Symmetrieregung, sodass das gleiche Konzept des Prioritätenreglers angewendet werden kann. Abbildung 5.15 zeigt die Verknüpfung beider Regelungen.

## 5.6 Zusammenfassung der Gesamregelung

Durch die in diesem Kapitel vorgestellten Regelungen wird immer jeweils ein vorhandener Freiheitsgrad geregelt. Da die Regelungen der einzelnen Freiheitsgrade größtenteils separat beschrieben wurden, soll Abbildung 5.16 nochmals den Gesamtzusammenhang aller Teilregelungen darstellen.

Die Regelung der inneren Kondensatorspannung  $u_{C2}$  gibt der Drosselstromregelung ihren Sollwert vor, die dann wiederum auf die Summenspannung  $u_{\Sigma}$  des Gleichstromstellers wirkt. Die Symmetrie beider äußerer Kondensatorspannungen kann entweder über den verbleibenden Eingriff der Differenzspannung  $u_{\Delta}$  oder durch das Einprägen eines Nullstromes in der Maschine geschehen. Dabei wird der Eingriff über  $u_{\Delta}$  immer bevorzugt. Der Absolutwert der äußeren Kondensatorspannungen kann entweder über die Verschiebung der beiden Raumzeiger der Drehstrombrücken geschehen, oder über einen separaten Inverswandler. Hier ist der Eingriff über die Raumzeigerverschiebung zu bevorzugen. Wie zu sehen ist, sind also für drei zu regelnde Spannungen auch drei

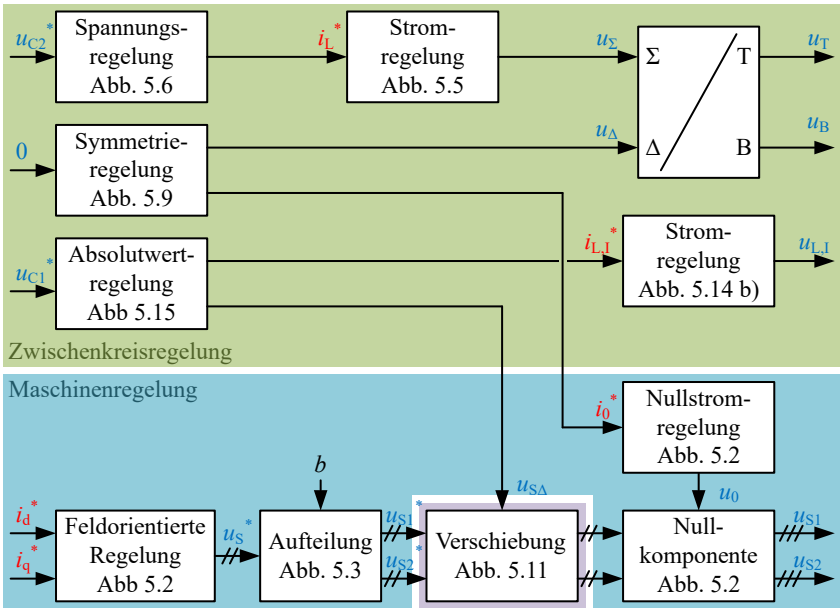


Abbildung 5.16: Übersicht der gesamten Regelung des SDTC. Die Verkopplung von Zwischenkreis- und Maschinenregelung ist gut zu erkennen.

Regler vorhanden, die jeweils unabhängige Größen regeln. Es folgt also, dass die Gesamtregelung wohldefiniert ist.

Die Maschinenregelung kann gemäß Stand der Technik für die verwendete Maschine in Verbindung mit einem spannungseinprägenden Stromrichter ausgelegt werden. Die Schnittstelle "Statorspannungsraumzeiger" bleibt erhalten, es findet lediglich eine Nachverarbeitung statt, um der Zwischenkreisregelung Eingriff zu gewähren, ohne die Maschinenregelung zu stören.

# 6

## Optimaler Betrieb

Aus Kapitel 4 ist bekannt, dass die maximale Strangspannungsamplitude an der Maschine  $\hat{U}_S$  abhängig von der relativen Größe der Quellenspannung  $U_Q$  zu den Kondensatorspannungen ist (siehe (4.36) bzw. Abbildung 4.7). Für den Betrieb als Antriebsumrichter sollte dieser Zusammenhang allerdings beseitigt werden, sodass im ganzen Bereich der Eingangsspannung eine konstante, maximale Strangspannungsamplitude erzeugt werden kann. Da der Zusammenhang aus Zwischenkreisspannungen, Eingangsspannung und maximaler Strangspannungsamplitude jedoch unveränderlich ist, müssen folglich die Zwischenkreisspannungen derart verändert werden, dass in Verbindung mit einer veränderlichen Quellenspannung gerade eine konstante, maximale Strangspannungsamplitude entsteht. Das Verfahren, das bereits in [E1] beschrieben wurde, wird im Folgenden nochmals vorgestellt und die Betrachtung erweitert.

Daran anschließend wird ein Verfahren zum Inbetriebsetzen des SDTC vorgestellt. Da durch eine passive Vorladung die Zwischenkreisspannungen üblicherweise nicht direkt den Sollwerten entsprechen, müssen die Spannungen an ihre Sollwerte herangeführt werden. Eine harte, sprungartige Aufschaltung der Regler ist nicht vorteilhaft, da unter Umständen die Sperrspannung der Gleichstromsteller-Transistoren überschritten werden kann.



## 6.1 Optimierung der maximalen Strangspannungsamplitude

Im vorangegangenen Kapitel wurde die Regelung des SDTC hergeleitet, so dass nun davon ausgegangen werden kann, dass beliebige Sollwerte innerhalb der Stell- und Betriebsgrenzen eingestellt werden können. Durch geschickte Vorgabe der Sollspannungen des Zwischenkreises lässt sich die maximale Strangspannungsamplitude einstellen. Das Bildungsgesetz, welche Spannungen wann einzustellen sind, wird im Folgenden hergeleitet.

Abbildung 6.1 zeigt einen typischen Anwendungsfall. Die Quellenspannung wird mit einer Spreizung von 2:1 angenommen, also von 400 V bis 200 V. Im Vollladezustand kann somit eine konventionelle Drehstrombrücke  $\frac{400\text{V}}{\sqrt{3}} \approx 231\text{V}$  an der Maschine anlegen. Wird ein Hochsetzsteller zur Spannungshaltung eingesetzt, kann diese Spannung unabhängig von der tatsächlichen Batteriespannung an der Maschine angelegt werden. Das ist in Abbildung 6.1 in rot gezeigt.

Beim SDTC soll, wie in Kapitel 3 beschrieben wurde, die innere Kondensatorspannung  $u_{C2}$  der kleinsten vorkommenden Quellenspannung entsprechen (200 V), die Summenspannung  $u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}$  der größten vorkommenden Spannung (400 V). Damit ergibt sich die dunkelgrüne Kurve in Abbildung 6.1, deren Maximum bei einer Eingangsspannung von  $U_Q = 300\text{V}$  liegt. Je nach Eingangsspannung liegt also die maximal erreichbare Strangspannungsamplitude über oder unter der von einer Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller erreichbaren maximalen Strangspannungsamplitude.

Wird nun die innere Kondensatorspannung variiert, verschiebt sich die zeltförmige Kurve der maximalen Strangspannungsamplitude und deren Maximum (hellgrüne Linien in Abbildung 6.1). Wie zu erkennen ist, lässt sich so in einem größeren Betriebsbereich die gewünschte, maximale Strangspannungsamplitude erreichen, wenn der Sollwert der inneren Kondensatorspannung nachgeführt wird. Die blaue Kurve gibt die Ortskurve der "Zeltspitze" an, dem Punkt der maximal erzeugbaren Strangspannungsamplitude. Durch den Schnittpunkt mit der roten Kurve ergeben sich zwei Eingangsspannungsbereiche.

Um eine gewünschte maximale Strangspannungsamplitude  $\hat{U}_{S,\max}^*$  in einem größtmöglichen Betriebsbereich zu erreichen, wird nun ein Bildungsgesetz für die Sollwerte der Zwischenkreisspannungen  $u_{C1}^*$ ,  $u_{C2}^*$  und  $u_{C3}^*$  hergeleitet. Die Betrachtung dazu erfolgt in zwei Abschnitten, die sich aus Abbildung 6.1 ergeben:

1. Abschnitt:  $U_Q \geq \hat{U}_{S,\max}^*$

Die Quellenspannung ist größer als die gewünschte maximale Strangspan-

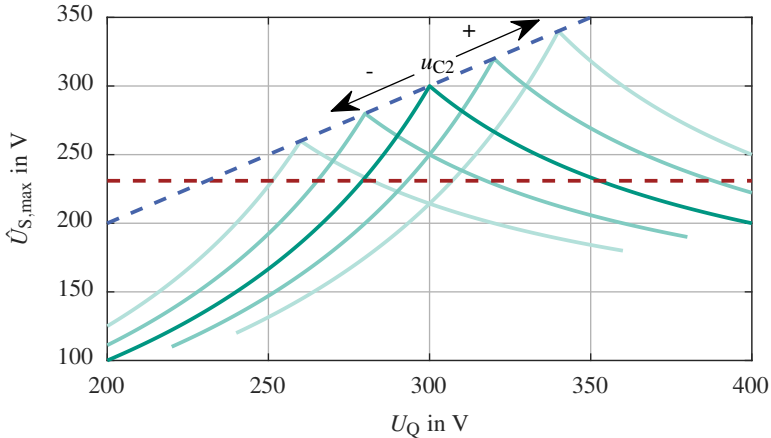


Abbildung 6.1: Eine beispielhafte Kurvenschar, die die maximale Strangspannungsamplitude  $\hat{U}_{S,\max}$  in Abhängigkeit der Quellenspannung  $U_Q$  für verschiedene innere Kondensatorspannungen  $u_{C2}$  zeigt (grün). Ebenso ist die gewünschte, maximale Strangspannungsamplitude in rot gezeigt, sowie die Ortskurve des Maximumpunktes in blau.

nungsamplitude (rechts vom Schnittpunkt der roten/blauen Linie). Die gewünschte maximale Strangspannungsamplitude kann über eine oder mehrere Lösungen, d.h. Sollwerte für  $u_{C2}$ , erreicht werden.

## 2. Abschnitt: $U_Q < \hat{U}_{S,\max}^*$

Die Quellenspannung ist kleiner als die gewünschte maximale Strangspannungsamplitude (links vom Schnittpunkt der roten/blauen Linie). Die gewünschte Strangspannungsamplitude kann nicht erreicht werden.

Der erste Abschnitt wird durch die zwei Grenzfälle  $U_Q = \hat{U}_{S,\max}^*$  (Quellenspannung entspricht der gewünschten, maximalen Strangspannungsamplitude; links) und  $U_Q = U_{Q,\max}$  (Maximale Quellenspannung; rechts) begrenzt.

Zuerst wird die rechte Grenze der maximalen Quellenspannung untersucht. Da es sich um die höchste auftretende Quellenspannung handelt, sollten die Sollwerte der Zwischenkreisspannungen aus der rechten Hälfte von Abbildung 4.7 gewählt werden, in der Drehstrombrücke 1 die maximale Strangspannungsamplitude begrenzt. Daraus ergeben sich die kleinsten möglichen Zwischenkreisspannungen. Mittels (4.34) lassen sich aus einer gegebenen Quel-

lenspannung und einer gewünschten Strangspannungsamplitude die Sollwerte der Zwischenkreisspannungen bestimmen. Jedoch müssen der Lösbarkeit wegen (3 Spannungssollwerte und 1 Gleichung) noch weitere Randbedingungen definiert werden. Zum einen kann Symmetrie angenommen werden:

$$u_{C1}^* = u_{C3}^* \quad (6.1)$$

Zum anderen wird eine weitere Forderung nach gleich hohen Spannungsstufen an der Maschine gestellt. Die an der Maschine anlegbaren Spannungen sind  $+(u_{C1} + u_{C2})$ ,  $+(u_{C1})$ ,  $-(u_{C3})$  sowie  $-(u_{C2} + u_{C3})$ . Die Forderung nach gleicher Stufenhöhe ergibt dann eine weitere Bedingung an die Sollwerte der Zwischenkreisspannung:

$$u_{C2}^* = 2u_{C1}^* \quad (6.2)$$

Lösen von (4.34) mit den Randbedingungen (6.1) und (6.2) ergibt als Sollwert der inneren Kondensatorspannung:

$$u_{C2}^*(U_Q = U_{Q,\max}) = \frac{2U_{Q,\max} \cdot \hat{U}_{S,\max}^*}{U_{Q,\max} + 2\hat{U}_{S,\max}^*} \quad (6.3)$$

sowie als Sollwert für die äußeren Kondensatorspannungen:

$$u_{C1}^* = u_{C3}^* = \frac{1}{2}u_{C2}^*(U_Q = U_{Q,\max}) = \frac{U_{Q,\max} \cdot \hat{U}_{S,\max}^*}{U_{Q,\max} + 2\hat{U}_{S,\max}^*} \quad (6.4)$$

Gemäß Abbildung 4.7 bzw. (4.34) steigt die maximale Strangspannungsamplitude, wenn die Quellenspannung sinkt. Folglich können die Kondensatorspannungen angepasst werden.

Prinzipiell können alle Kondensatorspannungen angepasst werden, der einfachste Fall ist jedoch eine Senkung von  $u_{C2}$ , während  $u_{C1}$  und  $u_{C3}$  über den gesamten Betriebsbereich hinweg auf den gerade berechneten Sollwerten verbleiben. Der Vorteil der Senkung von  $u_{C2}$  liegt darin, dass beide Drehstrombrücken von der Absenkung ihrer Betriebsspannung profitieren. Der Gleichstromsteller wird davon nicht beeinflusst, er erzeugt aber ohnehin bereits nur geringe Verluste.

Im nächsten Schritt wird nur noch der Sollwert der inneren Kondensatorspannung bestimmt. Dies erfolgt im Betriebspunkt  $U_Q = \hat{U}_{S,\max}^*$  (Quellenspannung entspricht der gewünschten maximalen Strangspannungsamplitude). Dies entspricht dem Schnittpunkt aus roter und blauer Gerade in Abbildung 4.7. Hier

ist die gewünschte Strangspannungsamplitude lediglich mit der "Zeltspitze" zu erreichen, bei der gilt:

$$U_Q = \hat{U}_{S,\max}^* = \frac{u_{C1}}{2} + u_{C2} + \frac{u_{C3}}{2} \quad (6.5)$$

Da der Sollwert  $u_{C1}^*$  aus (6.4) bestehen bleibt, lässt sich der benötigte Sollwert  $u_{C2}^*$  aus (6.5) bestimmen:

$$u_{C2}^*(U_Q = \hat{U}_{S,\max}^*) = \hat{U}_{S,\max}^* - u_{C1}^* = \hat{U}_{S,\max}^* \cdot \left( 1 - \frac{U_{Q,\max}}{U_{Q,\max} + 2\hat{U}_{S,\max}^*} \right) \quad (6.6)$$

Es sind nun die Randpunkte des ersten Abschnittes beschrieben. Im dazwischenliegenden Intervall  $U_Q \in [\hat{U}_{S,\max}^*; U_{Q,\max}]$  kann zwischen den beschriebenen Randpunkten linear interpoliert werden, um den Sollwert  $u_{C2}^*$  für jede Quellenspannung  $U_Q$  innerhalb des Intervalls  $[\hat{U}_{S,\max}^*; U_{Q,\max}]$  zu bestimmen:

$$u_{C2}^*(U_Q) = \frac{\Delta u_{C2}^*}{\Delta U_Q} \cdot U_Q \quad \text{für } U_Q \in [\hat{U}_{S,\max}^*; U_{Q,\max}] \quad (6.7)$$

In dieser Gleichung ist

$$\Delta u_{C2}^* = u_{C2}^*(U_Q = U_{Q,\max}) - u_{C2}^*(U_Q = \hat{U}_{S,\max}^*) \quad (6.8)$$

die Spanne vom maximalen zum minimalen Sollwert der inneren Zwischenkreisspannung, sowie

$$\Delta U_Q = U_{Q,\max} - \hat{U}_{S,\max}^* \quad (6.9)$$

die Spanne der im betrachteten Intervall überstrichenen Quellenspannung.

Der zweite Abschnitt wird durch die Grenzfälle  $U_Q = U_{Q,\min}$  (Minimale Quellenspannung; links), sowie  $U_Q = \hat{U}_{S,\max}^*$  (Quellenspannung entspricht der gewünschten, maximalen Strangspannungsamplitude; rechts) begrenzt. Für  $U_Q < \hat{U}_{S,\max}^*$  (links des Schnittpunktes blau/rot in Abbildung 6.1) kann die gewünschte maximale Strangspannungsamplitude nicht mehr erreicht werden, da hier die Ortskurve des absoluten Maximums die gewünschte maximale Strangspannungsamplitude unterschreitet. Folglich muss der Maximalpunkt ausgenutzt werden, damit die erreichbare maximale Strangspannungsamplitude so groß wie möglich wird. Dann bestimmt sich der Sollwert der inneren Kondensatorspannung zu:

$$u_{C2}^*(U_Q < \hat{U}_{S,\max}^*) = U_Q - u_{C1}^* \quad \text{für } U_Q \in [U_{Q,\min}; \hat{U}_{S,\max}^*] \quad (6.10)$$

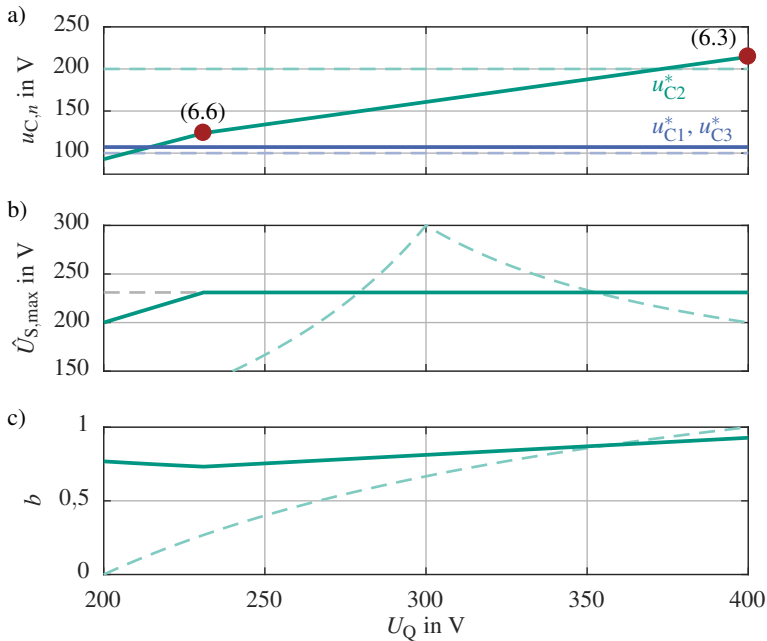


Abbildung 6.2: Vergleich konstanter und veränderlicher Zwischenkreisspannungen: a) Sollwerte der Zwischenkreisspannungen. b) Maximale Strangspannungsamplitude nach (4.36). c) Leistungsaufteilung nach (4.23).

Eine beispielhafte Berechnung soll nun für den bereits in Abbildung 6.1 vorgestellten Anwendungsfall erfolgen. Es gelte weiterhin wie oben beschrieben:

$$U_Q = 200 \text{ V} \dots 400 \text{ V} \quad \text{sowie} \quad \hat{U}_{S,max}^* = \frac{400 \text{ V}}{\sqrt{3}} \approx 231 \text{ V} \quad (6.11)$$

Abbildung 6.2 a) zeigt den berechneten Verlauf der Sollwerte. Durch (6.3) und (6.6) können die maßgeblichen Stützstellen für  $u_{C2}^*$  zu 214 V bzw. 124 V bestimmt werden, zwischen denen dann interpoliert wird. Im Vergleich zur (ebenso eingetragenen) bisher konstanten Zwischenkreisspannung von 200 V kann die innere Kondensatorspannung in weiten Teilen bedeutend gesenkt werden. Der

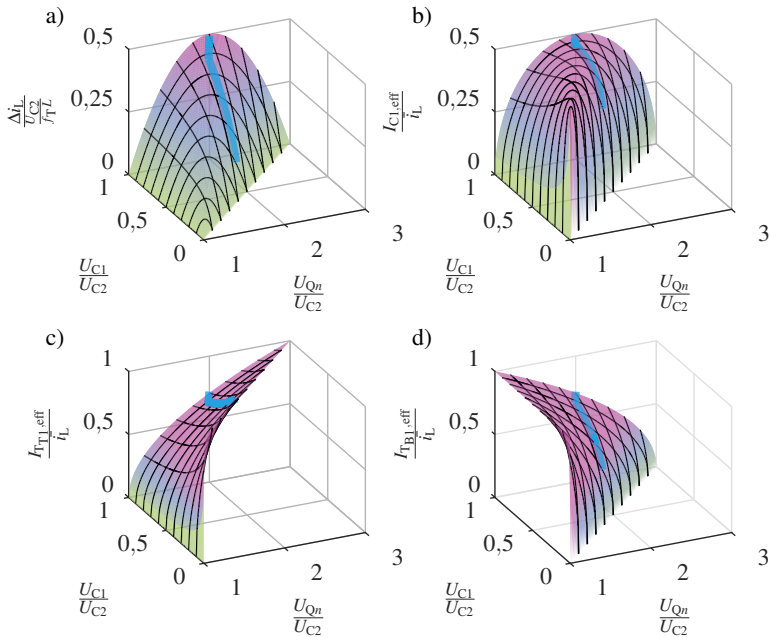


Abbildung 6.3: Trajektorien der Bauelementbelastungen mit optimierten Zwischenkreisspannungen. a) Drosselstromrippe. b) Effektivstrom der äußeren Kondensatoren. c) Effektivstrom äußere Gleichstromsteller-Transistoren. d) Effektivstrom der inneren Gleichstromsteller-Transistoren.

konstante Sollwert  $u_{C1}^*$  von 107 V gilt im gesamten Betriebsbereich. Die bisher konstante Zwischenkreisspannung war hier 100 V.

In Abbildung 6.2 b) ist die maximal erreichbare Strangspannungsamplitude  $\hat{U}_{S,max}$  gemäß (4.36) dargestellt. Im Vergleich zur durch konstante Zwischenkreisspannungen erreichbaren maximalen Strangspannungsamplitude liegt hier ein glatter Verlauf über einen weiten Betriebsbereich vor. Wie erwartet, lässt sich die gewünschte maximale Strangspannungsamplitude ab dem durch (6.6) beschriebenen Punkt durchgängig erreichen.

Auch die Leistungsaufteilung nach (4.23) lässt sich in jedem Betriebspunkt erreichen, wie aus Abbildung 6.2 c) hervorgeht. Sie liegt nun durchgängig in der oberen Hälfte und durchläuft nicht mehr das ganze mögliche Intervall  $[0; 1]$ .

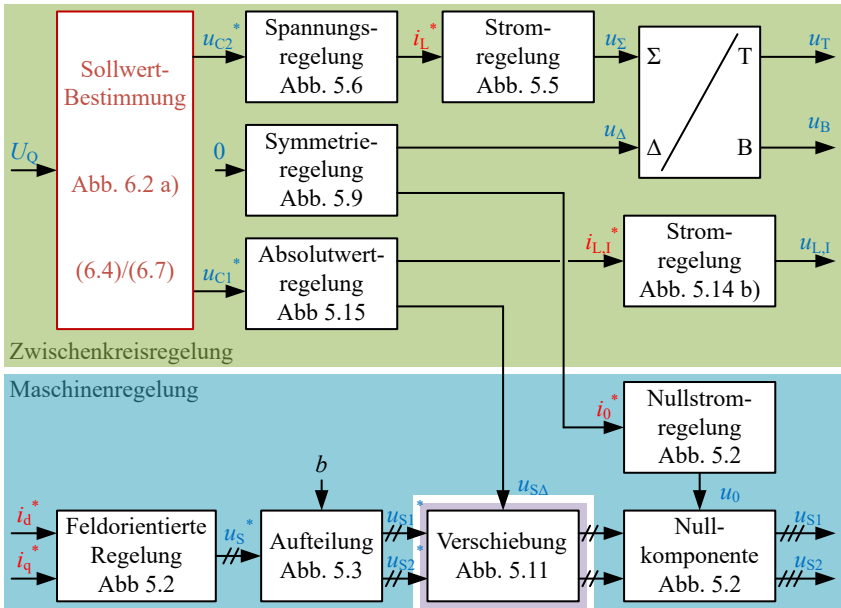


Abbildung 6.4: Regelungsübersicht aus Abbildung 5.16, ergänzt um die Erzeugung der Zwischenkreisspannungssollwerte.

Wie in Abschnitt 4.6 bereits hergeleitet wurde, sind die Bauelementbelastungen abhängig von Zwischenkreis- und Quellenspannung. Dort wurden konstante Zwischenkreisspannungen über den ganzen Betriebsbereich hinweg angenommen und beispielhaft Trajektorien der Belastungen angegeben. Mit den nun erlangten Informationen der exakten Zwischenkreis- und Quellenspannungen können die jetzt gültigen Trajektorien der einzelnen Bauelementbelastungen bestimmt werden. Dargestellt sind sie in Abbildung 6.3.

Da der Quotient  $\frac{U_Q}{u_{C2}}$  durch die Optimierung zwischen den Punkten aus (6.6) und (6.3) konstant ist, verlaufen alle Trajektorien in Abbildung 6.3 größtenteils parallel zur  $\frac{u_{C1}}{u_{C2}}$ -Achse. Aus Abbildung 6.3 a) wird ersichtlich, dass der bezogene Drosselstromripple seinen Maximumpunkt erreicht. Jedoch muss beachtet werden, dass der Stromripple unter anderem auf die sich verringernde Spannung  $u_{C2}$  bezogen ist. Abbildung 6.3 b) zeigt den Effektivstrom der äußeren Kondensatoren. Der Effektivstrom des inneren Kondensators ist gemäß (4.67) proportional

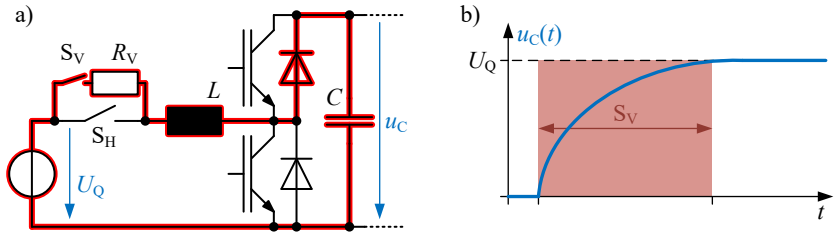


Abbildung 6.5: Resistive Zwischenkreisvorladung. a) Schaltplan. b) Verlauf der Zwischenkreisspannung beim Vorladen.

zum Drosselstromrippe. Abbildung 6.3 c) und d) bilden die Effektivströme der Gleichstromsteller-Halbleiter ab.

Die Implementierung der vorgestellten optimierten Sollwertvorgabe gestaltet sich sehr einfach. Da die maximal benötigte Strangspannungsamplitude und der Bereich der Eingangsspannung in der Regel konstant und bekannt sind, können die Sollwerte entweder als Tabelle abgelegt oder online berechnet werden. Unabhängig von der genauen Implementierung ist der "Einbauort" der Sollwertberechnung in Abbildung 6.4 gezeigt. Sie wird einfach den bereits beschriebenen Spannungsreglern vorgeschaltet und erhält nur die Quellenspannung  $U_Q$  als Eingangsgröße.

## 6.2 Einschalten

Bisher wurde für die Analyse der Regelung ein stationärer Betrieb angenommen. Zusätzlich wurde zur Optimierung der Strangspannungsamplitude vorausgesetzt, dass die Sollwerte durch die Regelkreise eingestellt werden können.

Im realen Betrieb muss der SDTC allerdings auch definiert in Betrieb gesetzt werden können. Im einfachsten Fall kann eine resistive Vorladung über einen Vorladewiderstand  $R_V$  und einen Hilfsschütz  $S_H$  verwendet werden, was beispielhaft für einen Hochsetzsteller in Abbildung 6.5 a) gezeigt ist.

Diese gezielte Vorladung des Zwischenkreiskondensators ist notwendig, da ein direktes Einschalten des Hauptschützes  $S_H$  eine sprungförmige Anregung des Reihenschwingkreis aus  $L$  und  $C$  bewirken würde. Die entstehende Spannungsüberhöhung der Zwischenkreisspannung  $u_C$  auf den zweifachen Wert der Eingangsspannung könnte dann die Sperrspannung der Halbleiter überschreiten.



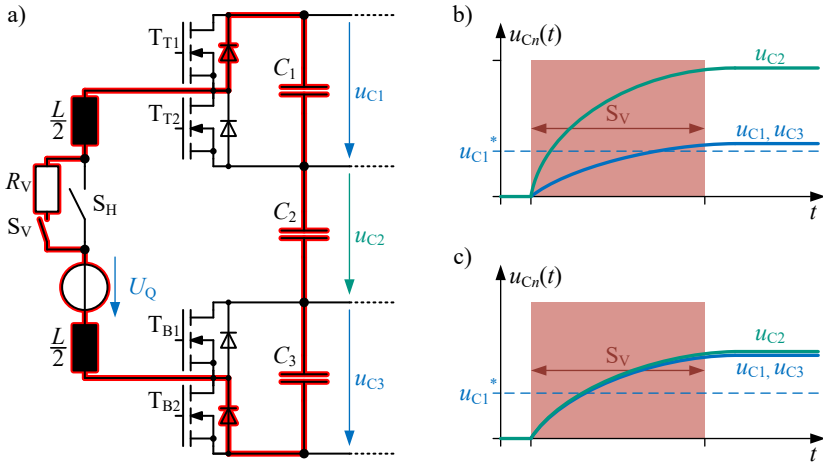


Abbildung 6.6: Resistive Zwischenkreisvorladung. a) Schaltplan. b) Spannungsaufteilung mit ungleichen Kapazitäten. c) Spannungsaufteilung mit gleichen Kapazitäten oder Entladewiderständen.

Ebenso kann der kurzzeitig der hohe Strom die Halbleiter beschädigen. Durch den Vorladewiderstand  $R_V$ , der mit einem Hilfsschalter  $S_V$  eingeschaltet wird, wird der Schwingkreis derart gedämpft, dass ein asymptotischer Einschwingvorgang entsteht, wie er in Abbildung 6.5 b) zu sehen ist.

Abbildung 6.6 a) zeigt eine analoge Übertragung auf den SDTC. Im passiven Vorladezustand wird allerdings die Serienschaltung der drei Zwischenkreiskondensatoren auf die Quellenspannung aufgeladen. Die Kondensatoren bilden einen kapazitiven Spannungsteiler, sodass die stationären Endwerte der Zwischenkreisspannungen nach der Vorladung sich reziprok aufteilen:

$$u_{C1\infty} = \frac{1}{C_1} \cdot \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)^{-1} \cdot U_Q \quad (6.12)$$

$$u_{C2\infty} = \frac{1}{C_2} \cdot \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)^{-1} \cdot U_Q \quad (6.13)$$

$$u_{C3\infty} = \frac{1}{C_3} \cdot \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)^{-1} \cdot U_Q \quad (6.14)$$

Je nach Verhältnis der Kapazitäten kann dies verschiedene Auswirkungen haben. Wie bereits durch (4.67) und (4.68) in Abschnitt 4.6 gezeigt wurde, werden die äußeren Kondensatoren mit einem größeren Effektivstrom belastet. Werden die äußeren Kondensatoren aufgrund der erwarteten Belastungen größer als der innere ausgelegt, werden die äußeren Spannungen auf einen geringeren Endwert ansteigen als die Spannung des inneren Kondensators. Da die äußeren Spannungen ohnehin die kleineren Sollwerte aufweisen (s. Abschnitt 6.1), kann dies die Spannungen auf natürliche Weise nahe an die Sollwerte heranführen, s. Abbildung 6.6 b).

Jedoch bewirkt der durch die Kondensatoren dargestellte kapazitive Spannungsteiler nur ein konstantes Verhältnis  $\frac{u_{C1}}{u_{C2}}$ . Die Kondensatorspannungen erreichen durch die Vorladung also nur im Ausnahmefall direkt die benötigten Sollwerte. Außerdem können Entladewiderstände an den Zwischenkreiswiderständen zu einer Veränderung der Endspannungen führen. Werden an allen Kondensatoren identische Widerstände eingesetzt, ergeben sich als stationärer Endwert gleiche Spannungen an allen Kondensatoren, wie in Abbildung 6.6 c) dargestellt. Dann gilt:

$$u_{C1\infty} = u_{C2\infty} = u_{C3\infty} = \frac{1}{3}U_Q \quad (6.15)$$

Das bedeutet, dass ab einer Spannung von  $U_Q = 3 \cdot u_{C1}^* = 3 \cdot 107 \text{ V} = 321 \text{ V}$  die äußeren Kondensatoren auf Spannungen größer ihrem Sollwert vorgeladen werden, wohingegen die Spannung  $u_{C2}$  immer kleiner ihrem Sollwert bleibt. Wie die Schaltungsanalyse in Kapitel 4 gezeigt hat, wirkt der Strom des Gleichstromstellers nicht nur auf den inneren, sondern auch auf die äußeren Kondensatoren. Ein Stromfluss (vorgegeben durch den  $u_{C2}$ -Spannungsregler) zur Erhöhung der inneren Kondensatorspannung bewirkt also ebenso steigende äußere Spannungen. Aus Kapitel 5 ist bekannt, dass, ohne den Betrieb der Maschine, die äußeren Kondensatorspannungen über einen zusätzlichen Inverswandler geregelt werden müssen. Dieser sollte, im Vergleich zum Gleichstromsteller, aus beschriebenen Gründen kompakt gehalten werden.

Alles zusammen genommen bedeutet, dass die äußeren Spannungen durch den Einfluss des Gleichstromstellers beim Einschalten auf unzulässige Werte ansteigen können und dies durch den Inverswandler nicht verhindert werden kann. Dieser Fall ist beispielhaft in Abbildung 6.7 in rot gezeigt. Als Abhilfe genügt jedoch eine einfache Ablaufsteuerung wie sie in Abbildung 6.8 gezeigt ist.

Nach dem Einschaltbefehl wird zuerst regulär passiv vorgeladen. In Abhängigkeit der dadurch erreichten Spannung in den äußeren Kondensatoren wird dann entweder zuerst der Inverswandler mit Regler ( $\geq u_{C1}^*$ ) oder der Gleich-

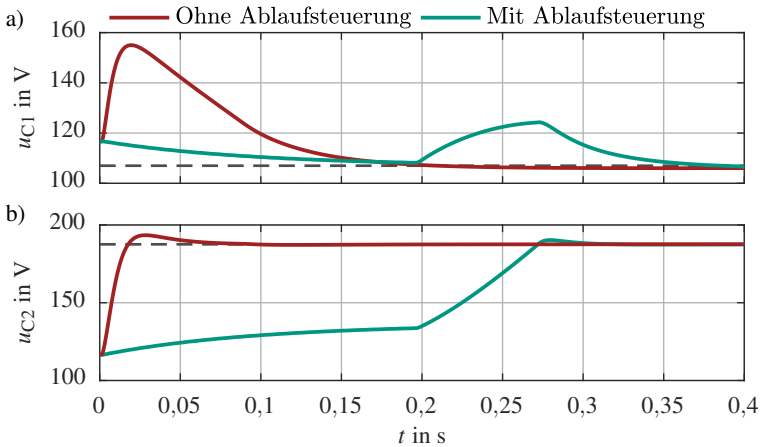


Abbildung 6.7: Simulierte Spannungsverläufe beim Einschalten mit und ohne Ablaufsteuerung. a) Äußere Kondensatorspannungen. b) Innere Kondensatorspannung.

stromsteller mit Regler ( $< u_{C1}^*$ ) aktiviert. Wenn der Betrag der jeweiligen Regeldifferenz unter einen Schwellwert  $\varepsilon$  gesunken ist, wird der jeweils andere Regler zusätzlich aktiviert und das Absinken beider Regelabweichungen unter ihren Schwellwert abgewartet. Danach kann dem gesamten Stromrichter die Pulsfreigabe erteilt und der Betrieb aufgenommen werden. Während dieses Ablaufs wird der Gleichstrom des Gleichstromstellers begrenzt, sodass dessen Einfluss auf die äußeren Kondensatoren vom Inverswandler kompensierbar bleibt. Ein beispielhafter Verlauf solch eines Einschaltvorgangs ist in Abbildung 6.7 in grün gezeigt. Da die äußeren Kondensatorspannungen nach dem Vorladen bereits über ihrem Sollwert liegen, wird zuerst der Inverswandler aktiviert. Nach Erreichen des Sollwertes  $u_{C1}^*$  wird der Gleichstromsteller mit Strombegrenzung freigegeben. Der Einfluss auf die äußeren Kondensatorspannungen ist noch immer erkennbar, jedoch deutlich geringer ausgeprägt. Eine Strombegrenzung auf kleinere Werte könnte den Einfluss weiter verringern. Beide Spannungen erreichen ihren Sollwert zwar erst nach etwa der doppelten Zeit als zuvor, jedoch sollte die absolut benötigte Zeit noch keine nennenswerte bzw. störende Verzögerung beim Einschalten des Stromrichters darstellen.

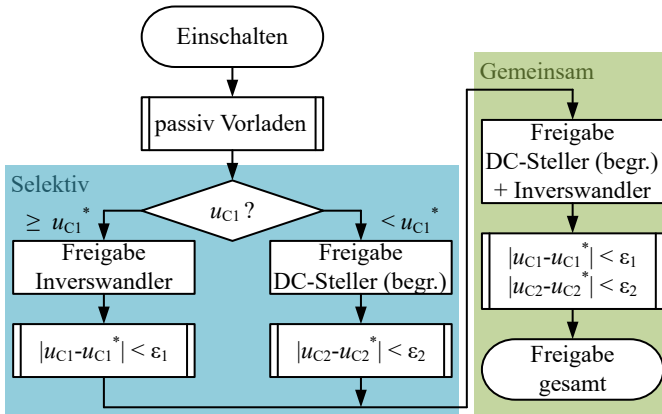


Abbildung 6.8: Ablaufsteuerung zum Einschalten und gezielten Hochfahren. Zuerst werden Regler abhängig von der Quellenspannung selektiv eingeschaltet, nach Erreichen des jeweiligen Sollwerts dann alle gemeinsam.

## 6.3 Betrieb mit mehreren Quellen

Bisher wurde der SDTC nur mit Speisung durch eine einzelne Quelle betrachtet. Da jedoch ein potentieller Vorteil in der Skalierbarkeit für den Betrieb mit mehreren Quellen gesehen wird, soll diese Betriebsweise noch angesprochen werden.

Abbildung 6.9 zeigt einen beispielhaften, vereinfachten Schaltplan des SDTC mit  $n$  Quellen, von denen die ersten zwei gezeigt sind. Das Vorgehen ist analog zu Abschnitt 4.2. Unter Annahme des Mittelwertmodells sowie Symmetrie ( $u_{C1} = u_{C2}$ ), sind die Aussteuergrade der oberen und unteren Halbbrücken identisch mit denen eines einzelnen Gleichstromstellers.

Der Strom  $i_T$  setzt sich nun aus den einzelnen Quellenströmen  $i_{Ln}$ , gewichtet mit den jeweiligen Aussteuergraden  $a_n$ , zusammen:

$$i_{T1} = i_{L1} \cdot a_1 \quad + i_{L2} \cdot a_2 \quad \dots \quad + i_{Ln} \cdot a_n \quad (6.16)$$

$$i_{T2} = i_{L1} \cdot (1 - a_1) \quad + i_{L2} \cdot (1 - a_2) \quad \dots \quad + i_{Ln} \cdot (1 - a_n) \quad (6.17)$$

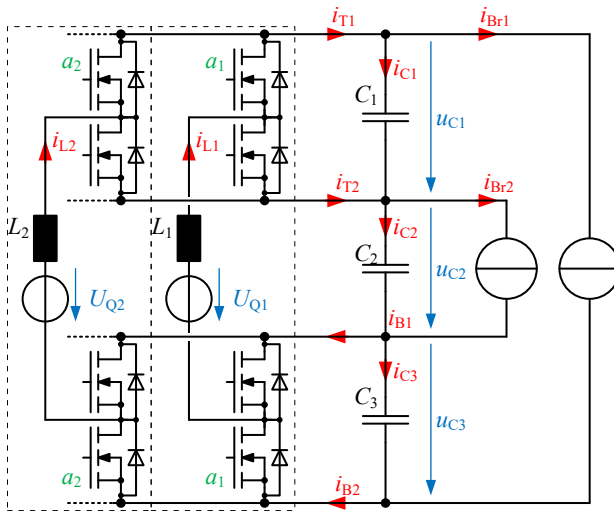


Abbildung 6.9: Schaltplan der Anbindung mehrerer Quellen an den SDTC. Die Drehstrombrücken sind als Gleichstromsenken modelliert, die Maschine ist nicht gezeigt.

Zum Betrieb müssen die Kondensatorströme  $i_{Cn}$  verschwinden. Daraus folgt für die Stromaufnahme der Drehstrombrücken  $i_{Br1}$  bzw.  $i_{Br2}$ :

$$i_{Br1} \stackrel{!}{=} i_{T1} = \sum_{i=1}^n i_{Li} \cdot a_i \quad (6.18)$$

$$i_{Br2} \stackrel{!}{=} i_{T2} = \sum_{i=1}^n i_{Li} \cdot (1 - a_i) \quad (6.19)$$

Zusammen mit den Leistungsbilanzen der jeweiligen Drehstrombrücken (4.19) und (4.20) sowie (4.18), kann die Leistungsaufteilung  $b$  bestimmt werden zu:

$$b = \frac{(u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}) \cdot \sum_{i=1}^n i_{Li} \cdot a_i}{u_{C1} + u_{C3}} \quad (6.20)$$

Ein zusätzlicher Faktor  $q$  gibt nun den Anteil einer Quelle an der gesamten Leistungsabgabe an:

$$i_L = q \cdot \frac{P_M}{U_Q} \quad (6.21)$$

Da die Aufteilung der Ausgangsleistung auf die einzelnen Gleichspannungsquellen mit dem Faktor  $q_i$  geschieht, muss gelten:

$$\sum_{i=1}^n q_i \stackrel{!}{=} 1 \quad (6.22)$$

Zusammen mit der Definition des Aussteuergrades  $a$  nach (4.8) lässt sich die allgemeine Form der Leistungsaufteilung  $b$  für  $n$  Quellen herleiten als:

$$b = \frac{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}}{u_{C1} + u_{C3}} \cdot \sum_{i=1}^n \left( 1 - \frac{u_{C2}}{U_{Qi}} \right) \cdot q_i \quad (6.23)$$

Die in (4.23) beschriebene Leistungsaufteilung ist folglich nur ein Spezialfall für den Betrieb mit einer einzelnen Quelle ( $n = 1$  und somit  $q_i = 1$ ).



# 7

## Vergleichende Ermittlung des Bauteilaufwands

In Kapitel 3 wurde die Schaltung mit dem Vorteil eines geringeren Bauteilaufwandes, d.h. also auch mit einer möglichen Kostenreduktion, vorgestellt. Die tatsächlichen Kosten eines Stromrichters genau zu bestimmen ist allerdings im hier gegebenen Rahmen nicht möglich bzw. sinnvoll. Statt einer ökonomischen Betrachtung kann aber eine technische Betrachtung stattfinden.

Bauelemente werden in der Regel nach ihrer Belastung ausgelegt, wobei höhere Belastungen üblicherweise zu teureren Bauelementen führen. Es kann also die Belastung eines Bauelements als relatives Maß seiner Kosten gesehen werden. Der Vorteil liegt darin, dass Bauelementbelastungen eindeutig bestimmbar sind. Verschiedene Modelle lassen dann eine Schlussfolgerung über den Materialeinsatz und damit die Kosten zu.

Im Folgenden werden zwei verschiedene Vergleichsverfahren nach steigender Komplexität vorgestellt. Die Verfahren werden auf eine Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller (Abbildung 7.1 a) und den SDTC (Abbildung 7.1 b) angewandt. Die Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller kann die gleichen Anforderungen wie der SDTC erfüllen und stellt die am häufigsten genutzte Topologie in der elektrischen Antriebstechnik dar.

Allen Vergleichen liegen die gleichen technischen Randbedingungen zu Grunde:

- **Batterie:**

In Kapitel 2 wurde ein typischer Bereich, in dem sich Spannungen von Ener-



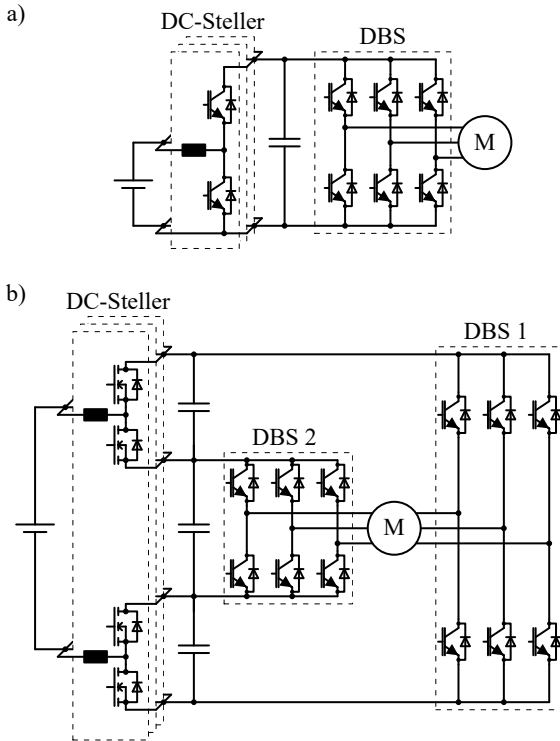


Abbildung 7.1: Zu vergleichende Topologien: a) Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller, b) SDTC-Topologie.

giequellen im Fahrzeug bewegen, mit ca. 200 V... 400 V angegeben. Wie aus Kapitel 6 bekannt ist, kann der SDTC eine gewünschte maximale Strangspannungsamplitude nur dann stellen, wenn die Quellenspannung größer als diese ist. Der Spannungsbereich der Quelle wird für den Vergleich auf 250 V... 400 V festgelegt. Das entspricht in guter Näherung den Spannungen eines Batteriestacks aus 100 Lithium-Ionen-Zellen in Serienschaltung, wobei die genaue Art der Spannungsquelle für den Vergleich jedoch unerheblich ist.

- **Maschine:** Die Vergleiche werden im Nennbetriebspunkt der Maschine durchgeführt. Dieser wird mit  $\hat{U}_S = 231 \text{ V}$ ,  $\hat{I}_S = 215 \text{ A}$  und  $\cos(\varphi) = 0,94$  festgelegt. Dadurch ergibt sich eine Maschinenleistung von  $P_M = 70 \text{ kW}$ .

Der Betriebspunkt entspricht dem Nennbetriebspunkt einer *HSM1-6.17.12* der Marke *Brusa* [48]. Dabei handelt es sich um eine permanentmagneterregte Synchronmaschine, die speziell für den Einsatz in Elektrofahrzeugen konzipiert wurde.

Ein ähnlicher Vergleich wurde bereits in [E4] überschlägig anhand von Proportionalitäten vollzogen, jedoch noch nicht an einem realen Fallbeispiel.

## 7.1 Schaltleistung

Die Bestimmung der Schaltleistung ist eines der einfachsten Verfahren zum Vergleich von Stromrichter-Topologien. Entwickelt wurde es in [49] als Component Load Factors (CLF) und kann vergleichende Aussagen zum Aufwand an aktiven wie passiven Bauelementen in leistungselektronischen Schaltungen treffen. Das Verfahren wurde ursprünglich nur für Gleichstromsteller beschrieben, kann jedoch auch auf Wechsel- und Drehstromanwendungen übertragen werden.

Zu Grunde liegt die Idee, dass ein Transistor im schaltenden Betrieb entweder eine Spannung  $U^*$  sperrt oder einen Strom  $I^*$  leitet. Dazu werden die Maximalwerte eingesetzt, die im Betriebsbereich auftreten, für die der Stromrichter konzipiert ist. Jeder der beiden Faktoren sorgt für eine Belastung des Transistors. Verdoppelt sich beispielsweise der zu schaltende Strom, so kann ein identischer Transistor parallel geschaltet werden. Verdoppelt sich die zu sperrende Spannung, kann ein zweiter Transistor in Serie geschaltet werden. In beiden Fällen verdoppelt sich also der Bauelementaufwand. Das Produkt beider Größen ergibt eine virtuelle Leistung, bekannt als *Schaltleistung*:

$$P_{\text{sw}} = U^* \cdot I^* \quad (7.1)$$

Diese Produktbildung gilt für die Schaltleistungsbestimmung aller Bauelemente (Transistoren, Dioden, Kondensatoren, Drosseln und Transformatoren). Die Produkte gleicher Bauelementgattung werden am Ende summiert und stellen den jeweiligen Aufwand für den Stromrichter dar. Zusätzlich kann die Schaltleistung auf die übertragene Leistung bezogen werden, sodass ein (dimensionsloses) Maß für die Effektivität, also Aufwand pro Nutzen, entsteht. Für eine Erweiterung der Schaltleistung, die auf den Kehrwert dieser Größe hinausläuft, wurde in [50–52] der Begriff Switch Utilization Ratio (SUR) geprägt. Er gibt an, wie gut ein Bauelement in einer Schaltung ausgenutzt wird, um eine bestimmte Leistung zu übertragen. Hier sollen jedoch nur die CLF nach [49] bestimmt wer-

den. Besondere Aufmerksamkeit gilt der genauen Bestimmung der Größen  $U^*$  bzw.  $I^*$  für die einzelnen Bauelementgattungen.

Für Transistoren jeder Art sowie Dioden entspricht  $U^*$  immer der zu sperrenden Spannung. Da IGBTs in der Veröffentlichung nicht genannt sind, ist die Definition von  $I^*$  für diese Bauelementart nicht geklärt. Deswegen wird als  $I^*$  der effektive Schalterstrom gemäß (2.15) angesetzt, wie er bereits für MOSFETs definiert wurde. Bei Dioden wird als  $I^*$  der mittlere Strom, ebenfalls gemäß (2.15), veranschlagt.

Bei Kondensatoren wird für  $U^*$  die Betriebsspannung  $U_C$  und für  $I^*$  der effektive Strom durch den Kondensator  $I_{C,\text{eff}}$  verwendet.

Bei Drosseln kommt als  $I^*$  der mittlere Gleichstrom  $I_L$  zum Ansatz, wobei Wechselanteile im Strom vernachlässigt werden. Die Definition von  $U^*$  wird allerdings erweitert. In [49] wurde dafür die Hälfte der Spitzen-Spitzen-Spannung  $U_{\text{pp}}$  vorgeschlagen. Dies ist allerdings eine Vereinfachung für den Fall einer symmetrischen Spannung an der Drossel (m. a. W.  $a = 0,5$ ), da dort der Stromripple in der Drossel maximal wird (s. Abschnitt 2.3.2). Da unter den gegebenen Randbedingungen dieser Betriebspunkt im Gleichstromsteller aber nicht erreichbar ist, wird eine verallgemeinernde Abwandlung vorgenommen:  $U^*$  wird definiert als die auf die Pulsperiodendauer  $T_P$  normierte Spannungs-Zeit-Fläche  $\Psi_{\text{SZ}}$ , die während eines Schaltzustandes (innerhalb der Taktperiode) auf die Drossel einwirkt. Da stationärer Betrieb angenommen wird, ist es unerheblich, welcher genaue Schaltzustand betrachtet wird. Durch die Wahl einer Spannungs-Zeit-Fläche wird der geforderten Wahl eines beliebigen Betriebspunktes (mit beliebigem Aussteuergrad) entsprochen. Durch die Normierung auf die Pulsperiodendauer wird der Zeitbezug gelöst und eine zum CLF-Verfahren konforme Spannung verbleibt. Diese Spannung ist nun ein abstraktes Maß für die Induktivität bei gegebenem Stromripple (und umgekehrt).

Abgesehen von der Stromdefinition für IGBTs und der Spannungsdefinition für Drosseln entspricht diese Wahl der vorgeschlagenen Definition aus [49], die in Tabelle 7.1 zusammengefasst ist. Es muss natürlich beachtet werden, dass die individuellen, maximalen Belastungen eines jedes Bauelements betrachtet werden. Verschiedene Bauelemente müssen nicht notwendigerweise im gleichen Betriebspunkt ihre maximalen Belastungen erfahren.

Es ist erkennbar, dass alle zum Vergleich benötigten Belastungen durch einfache Untersuchungen der Schaltungen gewonnen werden können. Dies wird zuerst für eine Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller (Referenz), dann für den SDTC durchgeführt.

Tabelle 7.1: Übersicht der angepassten Belastungsindikatoren nach [49]

Belastungsindikator	Transistor	Diode	Drossel	Kondensator
$U^*$	$U_{\text{Sperr}}$	$U_{\text{Sperr}}$	$\frac{\Psi_{\text{SZ}}}{T_{\text{p}}}$	$U_{\text{C}}$
$I^*$	$I_{\text{T,eff}}$	$I_{\text{D,mn}}$	$I_{\text{L}}$	$I_{\text{C,eff}}$

### 7.1.1 Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller

Aus dem Betriebspunkt der Maschine lässt sich zunächst die benötigte Zwischenkreisspannung ableiten. Diese entspricht den maximalen Sperrspannungen aller Halbleiter sowie der maximalen Betriebsspannung des Kondensators:

$$U_{\text{zk}} = \sqrt{3} \hat{U}_{\text{S}} = U_{\text{Sperr}} = U_{\text{C}} = 400 \text{ V} \quad (7.2)$$

Weiterhin können nun die maximalen Halbleiterströme der Drehstrombrücke gemäß (2.15) aus Kapitel 2 bestimmt werden:

$$g = \frac{\hat{U}_{\text{S}}}{\frac{U_{\text{zk}}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (7.3)$$

$$I_{\text{T,eff}} = \hat{I}_{\text{S}} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{g}{3\pi} \cdot \cos(\varphi)} = 105,4 \text{ A} \quad (7.4)$$

$$I_{\text{D,mn}} = \frac{\hat{I}_{\text{S}}}{2} \cdot \left( \frac{1}{\pi} + \frac{g}{4} \cdot \cos(\varphi) \right) = 63,4 \text{ A} \quad (7.5)$$

Es ist anzumerken, dass der Effektivstrom der Dioden für den generatorischen Betrieb bestimmt wurde, da hier die individuellen, maximalen Ströme in den Dioden auftreten und nicht im motorischen Betrieb. Da natürlich ein uneingeschränkter Rückspeisebetrieb anzustreben ist, muss dem hier auch Rechnung getragen werden.

Der durch die Drehstrombrücke hervorgerufene Effektivstrom im Zwischenkreiskondensator gemäß (2.20) wird jedoch an anderer Stelle maximal. Wie in [36] beschrieben, lässt sich der Maximumpunkt für Antriebe mit permanentma-

gnerregten Maschinen und dem damit einhergehenden hohen Leistungsfaktor nahe 1 (hier: 0,94) annähern durch:

$$I_{C,\text{eff(DBS)}} \approx \frac{\hat{I}_S}{2} = 107,5 \text{ A} \quad (7.6)$$

Für die Betrachtung des Hochsetzstellers wird angenommen, dass der Ripple des Drosselstroms vernachlässigbar klein ist. Der maximale mittlere Drosselstrom lässt sich aus der übertragenen Leistung  $P_M$  und der minimalen Quellenspannung  $U_{Q\text{min}}$  bestimmen zu:

$$i_L = \frac{P_M}{U_{Q\text{min}}} = 280,1 \text{ A} \quad (7.7)$$

Zusammen mit dem stationären Aussteuergrad  $a = \frac{U_{Q\text{min}}}{U_{zk}} = 0,625$  lassen sich die maximalen Transistor- und Diodenströme des Hochsetzstellers ermitteln. Dazu werden sowohl für den motorischen sowie den generatorischen Betrieb die mittleren bzw. effektiven Schalterströme für beide Dioden bzw. Transistoren bestimmt. Die größeren Werte treten beim oberen Transistor bzw. der oberen Diode auf und sind für die Schaltleistung ausschlaggebend:

$$I_{T,\text{eff}} = \sqrt{a} \cdot i_L = 221,4 \text{ A} \quad (7.8)$$

$$I_{D,\text{mn}} = a \cdot i_L = 175,1 \text{ A} \quad (7.9)$$

Der Anteil des Effektivstroms im Zwischenkreiskondensator, der durch den Hochsetzsteller hervorgerufen wird, wird hier ebenfalls maximal:

$$I_{C,\text{eff(HSS)}} = i_L \cdot \sqrt{a(1-a)} = 135,6 \text{ A} \quad (7.10)$$

Der Effektivstrom des Kondensators  $I_{C,\text{eff}}$  setzt sich aus den Anteilen des Hochsetzstellers  $I_{C,\text{eff(HSS)}}$  und der Drehstrombrücke  $I_{C,\text{eff(DBS)}}$  zusammen. Zu seiner korrekten Bestimmung müsste eine Analyse des Zeitverlaufs der Summe der beteiligten Anteile erfolgen, da sich manche Spektralanteile der Ströme kompensieren. In [36] wird anhand der Cauchy-Schwarzschen Ungleichung bewiesen, dass eine Addition aller beteiligten Effektivwerte immer den schlechtest möglichen Betriebsfall, d.h. den größten Effektivstrom im Kondensator, darstellt. Für eine vergleichende Betrachtung von Auslegungen ist dies zulässig und wird deswegen angewandt:

$$I_{C,\text{eff}} = I_{C,\text{eff(DBS)}} + I_{C,\text{eff(HSS)}} \quad (7.11)$$

Tabelle 7.2: Belastungen  $U^*$ ,  $I^*$ , Anzahl  $n$  sowie Schaltleistungen  $P_{sw}$  für die Bauelemente der Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller (Referenz)

	$U^*$	$I^*$	$n$	$P_{sw}$	$\frac{P_{sw}}{S_M}$
<b>Drehstrombrücke</b>					
Transistor	400 V	105,4 A	6	252,9 kVA	3,39
Diode	400 V	63,4 A	6	152,2 kVA	2,04
<b>Hochsetzsteller</b>					
Transistor	400 V	221,4 A	2	177,2 kVA	2,38
Diode	400 V	175,1 A	2	140,1 kVA	1,88
Drossel	93,75 V	280,1 A	1	26,3 kVA	0,35
Kondensator	400 V	243,1 A	1	97,2 kVA	1,31

Zuletzt muss noch die bezogene Spannungs-Zeit-Fläche an der Drossel ermittelt werden. Auch diese wird bei geringster Quellenspannung maximal. Hierzu wird der Einschaltzustand  $(1 - a)$  des unteren Hochsetzsteller-Transistors betrachtet. Es gilt:

$$\frac{\Psi_{SZ}}{T_P} = U_Q \cdot (1 - a) = 93,75 \text{ V} \quad (7.12)$$

Somit sind alle Belastungsindikatoren vorhanden, und der Bauelementaufwand kann mit (7.1) bestimmt werden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 7.2 gelistet, sowohl die tatsächliche, als auch die auf die Maschinenscheinleistung (74,5 kVA) bezogene Schaltleistung. Die errechneten Größen gewinnen ihren Informationsgehalt allerdings erst durch die gleichartige Bestimmung beim SDTC. Erst dadurch können Aussagen über die Veränderung des Aufwandes getroffen werden.

### 7.1.2 Split DC Tandem Converter

Für den SDTC wird ein Betrieb nach Abschnitt 6.1 angenommen. Dadurch kann bei gleichen Randbedingungen (Quelle, Maschine) gleiche Funktionalität gewährleistet werden, was für einen belastbaren Vergleich wichtig ist. Jedoch treten hier, wie oben schon angedeutet, die individuellen, maximalen Belas-

tungen der Bauelemente bei verschiedenen Betriebspunkten auf. Die Spannung im Zwischenkreis wird der Quellenspannung nachgeführt und wird bei größter Quellenspannung auch maximal. Die maximalen Zwischenkreisspannungen sind damit als Ergebnis der Optimierungsrechnung bereits bekannt. Dieser Betriebspunkt ist für die Betrachtung der Sperrspannungen aller Halbleiter der zwei Drehstrombrücken bestimmend:

$$U_{\text{Sperr,DBS1}} = u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} = 428 \text{ V} \quad (7.13)$$

$$U_{\text{Sperr,DBS2}} = u_{C2} = 214 \text{ V} \quad (7.14)$$

Zur Bestimmung der maximalen (effektiven bzw. mittleren) Halbleiterströme muss der Modulationsgrad  $g$  für jede Brücke bestimmt werden, um die Leistungsaufteilung und die jeweilige Zwischenkreisspannung zu berücksichtigen. Diese hängen von der veränderlichen Leistungsaufteilung  $b$  und der veränderlichen Zwischenkreisspannung  $u_{C2}$  ab,  $u_{C1}$  und  $u_{C3}$  sind über den Betriebsbereich konstant. Da diese Spannungen aus Abschnitt 6.1 bekannt sind, kann der maximale Modulationsgrad für jede Brücke ermittelt werden, da dieser gemäß (2.15) die größten Halbleiterströme liefert. Dies ist bei  $U_Q = 250 \text{ V}$  der Fall:

$$g_1 = \frac{\hat{U}_{S1}}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} = \frac{b \cdot \hat{U}_S}{u_{C1} + u_{C2} + u_{C3}} = 1 \quad (7.15)$$

$$g_2 = \frac{\hat{U}_{S2}}{u_{C2}} = \frac{(1-b) \cdot \hat{U}_S}{u_{C2}} = 0,848 \quad (7.16)$$

Die Leiterströme der Maschine gelten grundsätzlich für beide Drehstrombrücken. Durch das entwickelte Steuerverfahren, bei dem die von den Brücken erzeugten Raumzeiger immer auf der Achse der Klemmenspannung der Maschine liegen (vgl. Abbildung 4.6), gilt der Leistungsfaktor für beide Brücken gleichermaßen. Somit können die Ströme der Transistoren und Dioden beider Drehstrombrücken sowie ihre Effektivstromanteile im Zwischenkreis wieder gemäß (2.15) und (2.20) mit den individuellen Modulationsgraden bestimmt werden. Der Übersichtlichkeit wegen werden lediglich die Ergebnisse der Rechnungen in Tabelle 7.3 aufgelistet.

Die Bestimmung sämtlicher Belastungen der Halbleiter im Gleichstromsteller geschieht im Betriebspunkt geringster Quellenspannung. Die Betriebsspannung der Gleichstromsteller-Halbleiter ist gemäß Abschnitt 6.1 im gesamten Betriebsbereich konstant, die Strombelastung wird bei geringster Quellenspannung am größten, da dies aufgrund der Leistungsbilanz dem größten Quellenstrom entspricht. Auch müssen zur Bestimmung der individuell größten Belastun-

gen, sowohl die Belastungen des generatorischen Nennpunkts als auch des motorischen Nennbetriebspunktes betrachtet werden. Ebenso wird der durch den Gleichstromsteller erzeugte Anteil am Effektivstrom der äußeren Zwischenkreiskondensatoren gemäß (4.68) bestimmt. Da der Drosselstromripple vernachlässigt wird, ergibt sich aus (4.67) kein Effektivstrombeitrag zum inneren Kondensator.

Aufgrund identischer Randbedingungen (Quelle, Senke), ist der aus der Quelle bezogene mittlere Gleichstrom identisch dem der Referenztopologie (7.7). Somit ist auch der Belastungsindikator  $I^*$  identisch.  $U^*$  wird für die Drossel im Einschaltzustand der äußeren Schalter für niedrigste Quellenspannung bestimmt:

$$\frac{\Psi_{SZ}}{T_P} = (u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} - U_{\text{Bat}}) \cdot a = 53,23 \text{ V} \quad (7.17)$$

Da die größten Betriebsspannungen der Kondensatoren bereits bekannt sind, muss lediglich noch ihr Effektivstrom bestimmt werden. Dabei treten unterschiedliche Überlagerungen auf. Es gilt weiterhin, dass Effektivwerte direkt addiert werden dürfen (7.11). Auf die äußeren Kondensatoren  $C_1, C_3$  wirken sowohl der Gleichstromsteller als auch die Drehstrombrücke 1:

$$I_{C1,\text{eff}} = I_{C,\text{eff}(\text{DBS1})} + I_{C1,\text{eff}(\text{DC})} \quad (7.18)$$

Die Effektivstrombelastung des inneren Kondensators  $C_2$  setzt sich aus den Effektivströmen beider Drehstrombrücken zusammen, da der Einfluss des Gleichstromstellers vernachlässigt wird:

$$I_{C2,\text{eff}} = I_{C,\text{eff}(\text{DBS1})} + I_{C,\text{eff}(\text{DBS2})} \quad (7.19)$$

Da nun alle benötigten Belastungsindikatoren vorliegen, kann die Schaltleistung für jede Bauelementgattung gemäß (7.1) bestimmt werden. Alle Ergebnisse sind in Tabelle 7.3 zusammengestellt.

### 7.1.3 Gegenüberstellung der Ergebnisse

Zu einem Vergleich beider Topologien können die in den vorigen Abschnitten gewonnenen Schaltleistungen ausgewertet werden. Dazu werden die jeweiligen Schaltleistungen, d. h. Belastungsindikatoren, für eine Funktionsgruppe addiert. Funktionsgruppen sind:

- Drehstrombrücke(n)-Halbleiter



Tabelle 7.3: Belastungen  $U^*$ ,  $I^*$ , Anzahl  $n$  sowie Schaltleistungen  $P_{sw}$  für die Bauelemente des SDTC

	$U^*$	$I^*$	$n$	$P_{sw}$	$\frac{P_{sw}}{S_M}$
<u>Drehstrombrücke 1</u>					
Transistor	428 V	101,9 A	6	261,7 kVA	3,51
Diode	428 V	59,5 A	6	152,7 kVA	2,05
<u>Drehstrombrücke 2</u>					
Transistor	214 V	98,4 A	6	126,4 kVA	1,70
Diode	214 V	55,6 A	6	71,4 kVA	0,96
<u>Gleichstromsteller</u>					
Transistor	107 V	198,1 A	4	88,2 kVA	1,18
Diode	107 V	242,5 A	4	64,9 kVA	0,87
Drossel	53,2 V	280,1 A	1	14,9 kVA	0,20
Kondensatoren 1/3	107 V	247,1 A	2	52,9 kVA	0,71
Kondensator 2	214 V	215 A	1	46,0 kVA	0,62

- Gleichstromsteller-Halbleiter
- Drossel
- Kondensator(en)

Diese separat summierten Schaltleistungen können dann verglichen werden und sind in Abbildung 7.2 dargestellt. Da die einzelnen Schaltleistungen in unterschiedlichen Größenordnungen liegen, empfiehlt es sich, sie zu normieren:

$$p_{sw} = \frac{P_{sw}}{P_{sw,ref}} \quad (7.20)$$

Als Bezugsgröße  $P_{sw,ref}$  der Normierung dient die Referenztopologie (Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller), sodass deren Schaltleistung in der Abbildung immer 1 ist.

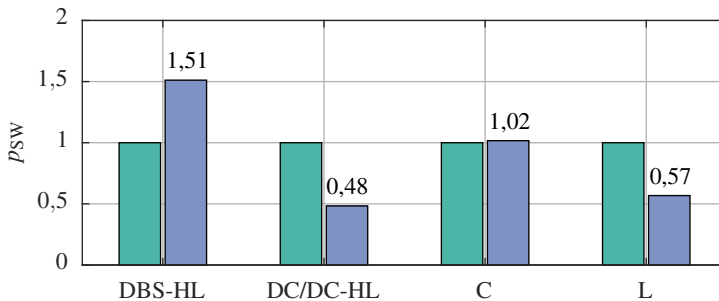


Abbildung 7.2: Vergleich der auf die Referenztopologie normierten Schaltleistungen, sortiert nach Funktionsgruppe.

Somit erhält man die relative Änderung des Bauelementaufwandes gemäß den CLF. Der Aufwand der Halbleiter in den Drehstrombrücken ist um 51% gestiegen. Der Aufwand der Gleichstromsteller-Halbleiter ist allerdings um 53% gesunken. Somit ist, nach dieser Bewertungsmethode, der gesamte Halbleiteraufwand beider Topologien nahezu identisch.

Der Aufwand der Zwischenkreiskondensatoren ist ebenso nahezu identisch. Die Verwendung mehrerer Kondensatoren wird durch die reduzierte Betriebsspannung annähernd kompensiert. Der nun größere Effektivstromanteil des Gleichstromstellers muss jedoch nur von den äußeren Kondensatoren mit geringerer Spannung getragen werden. Der innere Kondensator wird lediglich mit den Effektivstromanteilen beider Drehstrombrücken belastet, allerdings bei höherer Spannung. Alles in allem kompensieren sich annähernd alle Unterschiede in den Belastungen. Zusammen mit leicht erhöhten Zwischenkreisspannungen, die der Optimierung aus Kapitel 6 geschuldet sind, wächst der Aufwand um 2%. Da die Auslegung von Elektrolytkondensatoren üblicherweise anhand der Betriebsspannung und dem zu tragenden Effektivstrom erfolgt, kommt diesem berechneten Aufwand durchaus eine praktische Bedeutung (beispielsweise in Form von Kondensatorvolumen) zu.

Der Drosselaufwand sinkt im Vergleich zur Referenztopologie um ca. 43%. Der mittlere Gleichstrom in der Drossel ist jedoch aufgrund der Leistungsbilanz identisch, sodass die Veränderung des Aufwands nur auf die verminderte Spannungs-Zeit-Fläche an der Drossel zurückzuführen ist. Hier zeigt sich ganz deutlich der topologische Vorteil des modifizierten Gleichstromstellers mit eingeschränktem Stellbereich. Praktisch bedeutet dies, dass zum Erreichen eines identischen Stromripples eine geringere Induktivität (bei gleicher Stromtrag-

fähigkeit) genügt. Auch vom Drosselaufwand lässt sich eine Parallele zur tatsächlichen Auslegung der Drossel ziehen. Die gewonnene Schaltleistung ist proportional zur in der Drossel gespeicherten Energie [49, Anhang A]. Wiederum dazu proportional ist das Volumen einer Drossel [53, 54] und unter Annahme konstanter Dichte ebenso die Drosselmasse. Folglich kann sich die Masse bzw. das Volumen der Drossel um oben genannte 43% reduzieren.

## 7.2 Modellbasierte beispielhafte Auslegung

Das vorangegangene Vergleichsverfahren konnte für die passiven Komponenten zufriedenstellende Aussagen treffen. Bei den aktiven Komponenten lässt sich allerdings keine befriedigende Interpretation des beschriebenen Aufwandes finden. Jedoch lassen andere Bewertungsverfahren eine exakte Beurteilung der einzusetzenden Halbleiter zu [55–57, E5]. In diesen Verfahren werden Halbleitermodelle durch einen iterativen Algorithmus derart ausgelegt, dass ein Betrieb der Schaltung möglich ist. Aus den Modellen kann dann die benötigte Halbleiterfläche bestimmt werden, was ein direktes Maß für die Kosten darstellt. Da die Auslegung anhand der Halbleiterverluste geschieht, fallen diese als zusätzliche Information an.

Im Folgenden wird zunächst der iterative Auslegungsalgorithmus nach [E5] erklärt. Anschließend werden die dazu benötigten Modelle vorgestellt und abschließend die gewonnenen Ergebnisse diskutiert.

### 7.2.1 Auslegungsalgorithmus

Der iterative Auslegungsalgorithmus basiert auf Halbleitermodellen, deren elektrische und thermische Eigenschaften von der Halbleiterfläche  $A_{HL}$  abhängig sind. Das Ziel des Algorithmus ist es, ein funktionierendes Stromrichter-Design zu finden. Zur Beurteilung wird dazu die Sperrschichttemperatur  $T_j$  auf das Unterschreiten einer vorgegebenen Schwelle, die einen Betrieb zulässt, überprüft. Der Ablauf des Algorithmus ist in Abbildung 7.3 dargestellt. Zuerst wird die Halbleiterfläche so gewählt, dass sie auf jeden Fall zu klein ist, um ein funktionierendes Design zu ergeben (Initialisierung). Die Halbleitermodelle liefern dazugehörige elektrische Eigenschaften, mit deren Hilfe die Verluste eines jeden Halbleiters bestimmt werden. Dazu muss natürlich, wie oben, der Worst-Case-Betriebspunkt betrachtet werden. Mit den ebenso durch die Halbleitermodelle bestimmten Entwärmungseigenschaften können dann die individuellen Sperrschichttemperaturen bestimmt werden. Diese werden auf die Unterschreitung

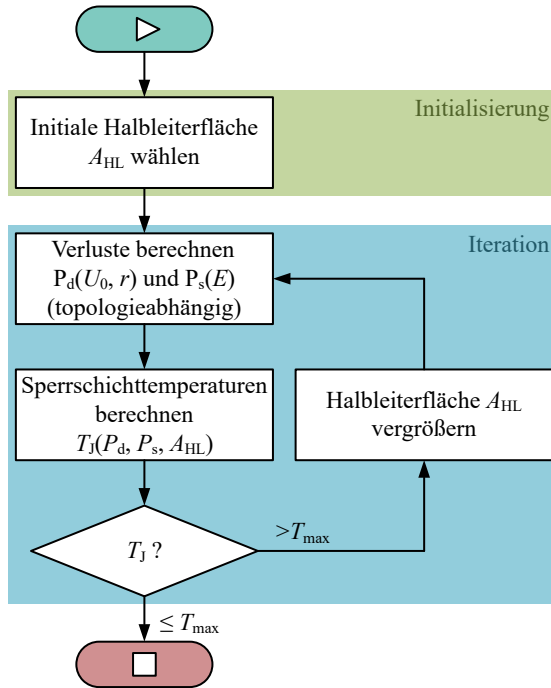


Abbildung 7.3: Flussdiagramm des Auslegungsalgorithmus nach [E5].

des Schwellwertes  $T_{\max}$  überprüft, wobei das initiale Design diese mit Sicherheit überschreiten muss. Ist dies der Fall, wird die Halbleiterfläche inkrementell vergrößert und der Zyklus aus Verlust- und Temperaturberechnung wird wiederholt (Iteration). Durch die größere Halbleiterfläche verringern sich die Verluste und der thermische Widerstand, sodass die Sperrschichttemperaturen kontinuierlich sinken. Haben alle Sperrschichttemperaturen die Grenze  $T_{\max}$  unterschritten, wird der Algorithmus beendet, da ein funktionierendes Design gefunden wurde. Dadurch wird garantiert, dass genau (im Rahmen des Flächeninkrements) diejenige Halbleiterfläche bestimmt wird, mit der ein Betrieb gerade möglich wird. Wird der Algorithmus auf beide Topologien gleichermaßen angewandt, können die gewonnenen Halbleiterflächen als belastbares Vergleichskriterium verwendet werden. Da die Auslegung über die Verlustleistung geschieht, wird diese ebenfalls bestimmt. Die zur Auslegung benötigten Modelle werden nun

Tabelle 7.4: Zur Modellerstellung verwendete 200 V-MOSFETs von *Infineon*.

Bezeichnung	$I_{DN}$	$R_{DS(on)}$	$A_{HL}$	Datenblatt
BSC22DN20NS3	7 A	380 m $\Omega$	-	[D1]
BSC12DN20NS3	11,3 A	218 m $\Omega$	-	[D2]
BSC900N20NS3	15,2 A	151 m $\Omega$	-	[D3]
IPP320N20N3	35 A	56 m $\Omega$	-	[D4]
IPP110N20N3	88 A	19 m $\Omega$	30,15 mm <sup>2</sup>	[D5]

vorgestellt. Dazu werden Datenblattangaben verschiedener Bauelemente einer gemeinsamen Serie verwendet, um über Least-Squares-Schätzungen funktionale Zusammenhänge zu beschreiben. Die Güte jeder Schätzung wird über das adjustierte Bestimmtheitsmaß [58] quantifiziert.

## 7.2.2 Modell eines 200V-MOSFETs

Ein topologischer Vorteil der neuen Schaltung ist die Möglichkeit, im Gleichstromsteller Bauelemente mit geringerer Sperrspannung zu verwenden. Aus der Optimierung in Kapitel 6 hat sich eine konstante Betriebsspannung von 107 V für die äußeren Kondensatoren und damit für die Gleichstromsteller-Transistoren ergeben. Die nächstgrößere, sinnvolle Sperrspannungskategorie ist 200 V. Die *OptiMOS*-Reihe von *Infineon* besitzt Halbleiter in dieser Sperrspannungskategorie, deren Datenblattangaben als Datengrundlage zur Modellerstellung herangezogen werden. Alle verwendeten Transistoren sind mit ihren wichtigsten Datenblattangaben in Tabelle 7.4 aufgeführt. Zur Durchlassverlustbestimmung wird zuerst der Kanalwiderstand  $R_{DS(on)}$  des MOSFETs betrachtet. In einem zweiten Schritt wird das Schaltverhalten untersucht, um die Schaltverluste ermitteln zu können. Dies stellt eine besondere Herausforderung dar, da in Datenblättern diskreter MOSFETs üblicherweise keine Schaltenergien angegeben sind. Wie [59] zeigt, können die Schaltenergien jedoch aus anderen Datenblattangaben näherungsweise berechnet werden.

### Kanalwiderstand

Der Kanalwiderstand eines MOSFETs ist der Bauteilparameter zur Bestimmung der Durchlassverluste. In Abbildung 7.4 sind die gegebenen Kanalwiderstände

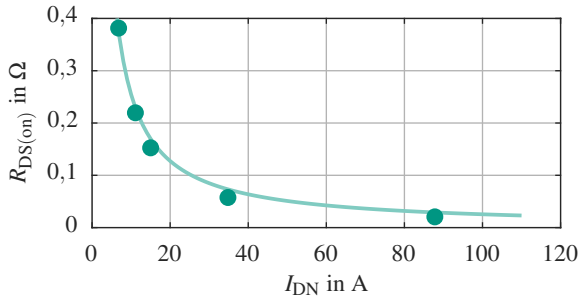


Abbildung 7.4: Kanalwiderstand  $R_{DS(on)}$  eines MOSFETs in Abhängigkeit des Nenndrainstromes  $I_{DN}$ . Die Punkte stellen die Datenblattwerte für 120 °C dar, die Kurve das Ergebnis der Regressionsrechnung [E5].

als grüne Punkte in Abhängigkeit vom Nenndrainstrom  $I_{DN}$  aufgetragen. Die Werte wurden für eine Sperrschichttemperatur von 120 °C dem Datenblatt entnommen. Wie man erkennen kann, sinkt der Kanalwiderstand mit steigendem Nenndrainstrom, er besitzt eine sehr gute inverse Proportionalität.

Es liegt die Vermutung nahe, dass sich die Halbleiterfläche bei wachsendem Nenndrainstrom vergrößert. Unter der Annahme konstanter Dicke und Stromdichte über alle Halbleiter, kann ein flächenbezogener Kanalwiderstand  $r'_{DS}$  bestimmt werden, der den Zusammenhang zwischen Nenndrainstrom und Kanalwiderstand herstellt:

$$R_{DS(on)} = r'_{DS} \cdot \frac{1}{I_{DN}} \quad (7.21)$$

Das Ergebnis der Least-Squares-Schätzung ist ebenso in Abbildung 7.4 als hellgrüne Linie dargestellt. Der flächenbezogene Kanalwiderstand beträgt  $r'_{DS} = 2,546 \Omega A$ , mit einem Bestimmtheitsmaß 98,8%. Die als konstant angenommene Stromdichte lässt sich durch die gegebene Fläche eines Transistors zu  $J = 2,919 \frac{A}{mm^2}$  berechnen. Mit den gewonnenen Informationen kann nun aus der Angabe eines beliebigen Nenndrainstroms der Kanalwiderstand sowie die benötigte Halbleiterfläche für einen 200 V-MOSFET bestimmt werden. Für die Schaltenergien sind aber noch umfassendere Betrachtungen notwendig.

### Schaltenergien

Da die ausgewählten MOSFETs lediglich in diskreten Gehäusen angeboten werden, sind in den Datenblättern keine Informationen zu den umgesetzten

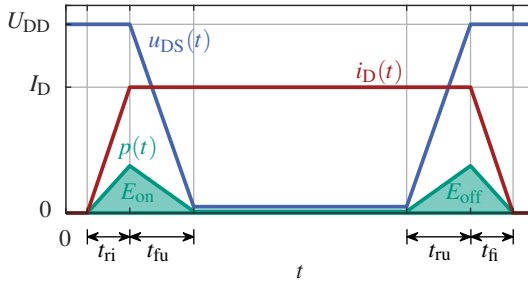


Abbildung 7.5: Vereinfachtes Schaltverhalten eines MOSFETs unter induktiver Last [E5, 59]. Der Einfluss von Streuinduktivitäten ist vernachlässigt.

Schaltenergien angegeben. Jedoch sind aus [59, 60] Verfahren bekannt, anhand derer die auftretenden Schaltenergien abgeschätzt werden können. Es wird im Folgenden das Verfahren aus [59] angewandt. Weiterhin wird angenommen, dass der Schaltvorgang aus Geradenabschnitten besteht, wie es in Abbildung 7.5 gezeigt ist.

Weiterhin werden die Schaltenergien von den vorhandenen Streuinduktivitäten beeinflusst. Diese sind jedoch stark vom mechanischen Aufbau der Leistungshalbleiter und der gesamten Schaltung abhängig und können nicht mit vertretbarem Aufwand beschrieben werden. Da der Vergleich ohnehin nur auf Ebene der Topologie stattfinden soll, werden im Folgenden Streuinduktivitäten vernachlässigt.

Beim Einschalten unter induktiver Last steigt zuerst der Bauelementstrom  $i_D(t)$  auf seinen von außen eingprägten Nennwert  $I_D$  an. Dies geschieht innerhalb der Zeit  $t_{ri}$ . Anschließend fällt die Drain-Source-Spannung innerhalb der Zeit  $t_{fu}$  von der Betriebsspannung  $U_{DD}$  auf die Flussspannung  $R_{DS(on)} \cdot i_D(t)$  ab.

Das Ausschalten passiert in entgegengesetzter Richtung. Zuerst steigt die Spannung am Bauelement während  $t_{ru}$  auf  $U_{DD}$  an, dann fällt der Drainstrom  $i_D(t)$  während  $t_{fi}$  auf Null ab. Der Augenblickswert der Verluste im Halbleiter ist definiert als das Produkt aus Spannung und Strom durch das Bauelement (grün

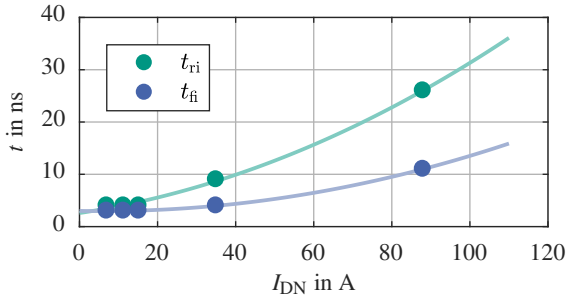


Abbildung 7.6: Stromanstiegs- und -abfallzeiten [E5].

dargestellt). Die gesuchten Schaltenergien können durch Integration der Verlustleistung während der Schaltzeiten  $t_{ri} + t_{fu}$  bzw.  $t_{fi} + t_{ru}$  bestimmt werden.

$$E_{on} = U_{DD} \cdot I_D \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (7.22)$$

$$E_{off} = U_{DD} \cdot I_D \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \quad (7.23)$$

$$E_{rec} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (7.24)$$

Zusätzliche Verluste entstehen durch die Sperrverzögerungsladung  $Q_{rr}$  der Diode, die ebenfalls im Schaltvorgang umgesetzt wird. Sowohl die Stromanstiegszeit  $t_{ri}$  als auch die Abfallzeit  $t_{fi}$  sind für alle betrachteten MOSFETs im jeweiligen Datenblatt gegeben und in Abbildung 7.6 in Abhängigkeit des Nenn-drainstroms visualisiert.

Die ebenfalls gezeigten Linien stellen Polynome zweiten Grades dar, die per Regressionsrechnung an die vorhandenen Stützstellen angepasst wurden:

$$t_{\delta i} = a \cdot I_{DN}^2 + b \cdot I_{DN} + c \quad (7.25)$$

Die Wahl eines Polynomes zweiten Grades erfolgte auf empirischer Basis, da dieses sowohl Absolutwerte als auch Krümmung mit wenigen Parametern darstellen kann. Darüber hinaus steigt die gewählte Funktion bei möglicher Extrapolation überproportional an, wodurch ein Worst-Case-Szenario (gegenüber einem linearen Fit) geschaffen wird. Die Ergebnisse für die Parameter  $a, b$  und  $c$  des Least-Squares-Fit sind in Tabelle 7.5 für  $t_{ri}$  und  $t_{fi}$  getrennt aufgeführt.



Tabelle 7.5: Koeffizienten zur Bestimmung der Stromanstiegs- und abfallzeiten in Abhängigkeit des Nenndrainstroms [E5].

Zeitdauer	$a$	$b$	$c$	$R_{\text{adj}}^2$
$t_{\text{ri}}$	$1,736 \times 10^{-3} \frac{\text{ns}}{\text{A}^2}$	$0,1136 \frac{\text{ns}}{\text{A}}$	$2,589 \text{ ns}$	$99,5 \%$
$t_{\text{fi}}$	$1,19 \times 10^{-3} \frac{\text{ns}}{\text{A}^2}$	$-0,0138 \frac{\text{ns}}{\text{A}}$	$3 \text{ ns}$	$99,9 \%$

Damit können nun die Anstiegs- und Abfallzeiten der 200 V-MOSFETs in Abhängigkeit des Nenndrainstroms angegeben werden.

Komplizierter ist es jedoch, einen funktionalen Zusammenhang zu den Anstiegs- und Abfallzeiten der Spannung  $t_{\text{ru}}$  bzw.  $t_{\text{fu}}$  zu finden, da diese nicht im Datenblatt angegeben sind. Laut [59] können die Zeiten bestimmt werden mit:

$$t_{\text{fu}} = (U_{\text{DD}} - R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{D}}) \cdot R_{\text{G}} \cdot \frac{C_{\text{GD1}} + C_{\text{GD2}}}{2 \cdot (U_{\text{Tr}} - U_{\text{pl}})} \quad (7.26)$$

$$t_{\text{ru}} = (U_{\text{DD}} - R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{D}}) \cdot R_{\text{G}} \cdot \frac{C_{\text{GD1}} + C_{\text{GD2}}}{2 \cdot U_{\text{pl}}} \quad (7.27)$$

Neben den vom System vorgegebenen Größen der Betriebsspannung  $U_{\text{DD}}$ , des Drainstroms  $I_{\text{D}}$  und des Kanalwiderstandes  $R_{\text{DS(on)}}$  hängen diese Zeiten noch von einer Reihe anderer Parameter ab.  $R_{\text{G}} \approx 3,7 \Omega$  ist der verwendete Gatewiderstand,  $U_{\text{Tr}} = 10 \text{ V}$  die Spannung des Gatetreibers sowie  $U_{\text{pl}} = 4,4 \text{ V}$  die Plateauspannung der Halbleiter, jeweils aus dem Datenblatt entnommen. Diese Größen werden über alle MOSFETs hinweg als Konstanten betrachtet. Die Kapazitäten  $C_{\text{GD1}}$  und  $C_{\text{GD2}}$  sind die wirksamen Gate-Kapazitäten, die umgeladen werden müssen. Diese können nach [59] angenähert werden durch:

$$C_{\text{GD1}} = C_{\text{rss}}(U_{\text{DD}}) \quad (7.28)$$

$$C_{\text{GD2}} = C_{\text{rss}}(R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{D}}) \quad (7.29)$$

Es muss folglich die Rückwirkungskapazität  $C_{\text{rss}}$  des MOSFETs bei Betriebsspannung (sperrt) und Flussspannung (leitet) ausgewertet werden. Diese Kapazität hat eine stark nichtlineare Abhängigkeit von der tatsächlichen Drain-Source-Spannung  $u_{\text{DS}}$ , wie Abbildung 7.7 a) zeigt.

Während eines Schaltvorgangs werden diese Kurven von  $u_{\text{DS}} = U_{\text{DD}}$  bis  $u_{\text{DS}} = R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{D}}$  durchlaufen. Für Betriebsspannungen  $U_{\text{DD}} > \approx 70 \text{ V}$  ist  $C_{\text{rss}}$  als

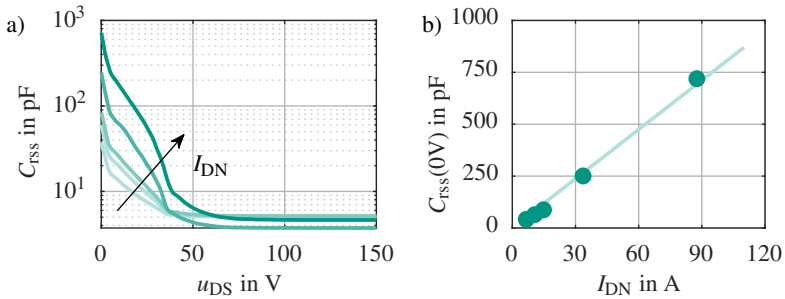


Abbildung 7.7: a) Rückwirkungskapazität  $C_{\text{rssi}}$  in Abhängigkeit der momentanen Drain-Source-Spannung  $u_{\text{DS}}$  [E5]. b)  $C_{\text{rssi}}(u_{\text{DS}} = 0\text{V})$  in Abhängigkeit des Nenndrainstroms [E5].

konstant anzusehen. Da die Betriebsspannung der MOSFETs später 107 V entspricht, kann diese Konstante als  $C_{\text{GD1}}$  angesetzt werden:

$$C_{\text{GD1}} \approx \overline{C_{\text{rssi}}}(U_{\text{DD}} \geq 70\text{V}) = 4,44\text{pF} \quad (7.30)$$

Für  $u_{\text{DS}} = R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{D}} \approx 0\text{V}$  hat  $C_{\text{rssi}}$  eine lineare Abhängigkeit vom Nenndrainstrom, was in Abbildung 7.7 b) dargestellt ist. Dies scheint vernünftig, da eine Kapazität mit ihrer Querschnittsfläche wächst und ein steigender Nenndrainstrom eine größere Halbleiterfläche bedeutet. Es ergibt sich

$$C_{\text{GD2}} \approx C_{\text{rssi}}(0\text{V}) = c'_{\text{rssi}} \cdot I_{\text{DN}} \quad (7.31)$$

mit  $c'_{\text{rssi}} = 7,908 \frac{\text{pF}}{\text{A}}$  ( $R_{\text{adj}}^2 = 99\%$ ).

### Abschaltverhalten der Diode

Aufgrund ihres Schichtaufbaus besitzen MOSFETs eine intrinsische Diode. Ihre Durchlasscharakteristik soll hier unbeachtet bleiben, da davon ausgegangen werden kann, dass der Kanal des betreffenden MOSFET den Strom (rückwärts) führt. Jedoch erzeugt die Diode nennenswerte Schaltverluste, da ihre Sperrverzögerungsladung  $Q_{\text{tr}}$  abgebaut werden muss. Die entstehenden Verluste müssen gemäß (7.22) und (7.24) berücksichtigt werden. Da die Diode während der Verriegelungszeit den Laststrom führt, fallen diese Verluste trotz der oben ge-

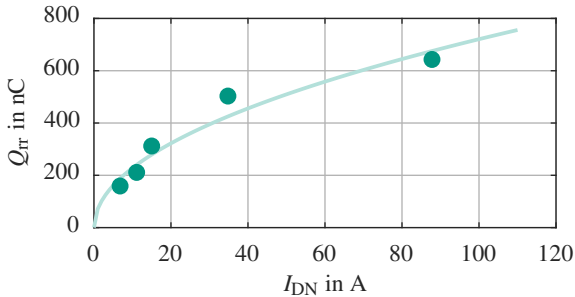


Abbildung 7.8: Sperrverzögerungsladung  $Q_{rr}$  der intrinsischen Diode in Abhängigkeit des Nenndrainstroms  $I_{DN}$  [E5].

troffenen Annahme an. Die Datenblattangaben zu  $Q_{rr}$  sind in Abbildung 7.8 aufgetragen.

Auch hier wurde empirisch nach Funktionen gesucht, die mit möglichst wenig Parametern die gegebenen Datenpunkte erreichen. Aufgrund der negativen Krümmung bietet sich an:

$$Q_{rr} = q'_{rr} \cdot \sqrt{I_{DN}} \tag{7.32}$$

Die flächenbezogene Sperrverzögerung bestimmt sich per Least-Squares-Verfahren auf  $q'_{rr} = 72,1 \frac{nC}{\sqrt{A}}$  mit einer Bestimmtheit von  $R^2_{adj} = 94,0\%$ . Dies stellt eine Verbesserung gegenüber [E5] dar, da die Berechnungsvorschrift auf einen Parameter reduziert und die adjustierte Bestimmtheit gesteigert werden konnte. Die Verwendung einer Wurzelfunktion stellt nicht notwendigerweise eine Worst-case-Betrachtung dar, sollte das Modell zu höheren  $I_{DN}$  extrapoliert werden. Jedoch genügt die Funktion den gegebenen Daten mit nur einem Parameter.

### 7.2.3 Modell eines 650V-IGBTs

Zum Vergleich der Halbleiterfläche werden 650 V-IGBT von *Infineon* herangezogen. Im SDTC wird, gemäß Kapitel 6, Drehstrombrücke 1 mit maximal 428 V betrieben, Drehstrombrücke 2 sogar nur mit 214 V, sodass hier auch Schalter geringerer Sperrspannung eingesetzt werden könnten. Jedoch existieren nur einzelne, wenige IGBT-Module mit Sperrspannungen unter 650 V, sodass keine ausreichende Datenlage zur Modellbildung vorhanden ist. Die zur Modeller-

Tabelle 7.6: Zur Modellerstellung verwendete 650 V-IGBT von *Infineon*.

Bezeichnung	$I_{CN}$	$A_T$	$A_D$	Datenblatt
FS100R06KE3	100 A	-	-	[D6]
FS200R07A1E3	200 A	-	-	[D7]
FS400R07A1E3	400 A	200 mm <sup>2</sup>	100 mm <sup>2</sup>	[D8]
FS600R07A2E3	600 A	-	-	[D9]
FS800R07A2E3	800 A	400 mm <sup>2</sup>	200 mm <sup>2</sup>	[D10]

stellung verwendeten Halbleiter sind in Tabelle 7.6 aufgelistet. Es handelt sich um Halbleiter aus einer gemeinsamen Baureihe, der auch die *HybridPacks* angehören. Soweit bekannt, sind die Halbleiterflächen von IGBT bzw. Diode angegeben.

Es werden wie zuvor die Datenblattangaben zur Modellbildung herangezogen. Auch hier müssen die Durchlasskennlinie und die Schaltenergien bestimmt werden. Da die Module teilweise wassergekühlt sind und Pin-Fin-Bodenplatten besitzen, wird ebenso ein stationäres Entwärmungsmodell für alle Halbleiter abgeleitet. Damit ist die Leistungsfähigkeit der Kühlung repräsentativ für moderne Antriebsstromrichter.

### Durchlasskennlinie

Da ein IGBT ein bipolares Bauelement ist, wird seine Durchlasskennlinie durch eine Exponentialfunktion beschrieben. Näherungsweise kann der Spannungsabfall über der Kollektor-Emitter-Strecke  $u_{CE}$  durch eine Knickspannung  $U_{T0}$  und einen differentiellen Widerstand  $r_T$  beschrieben werden:

$$u_{CE} = U_{T0} + r_T \cdot i_d \quad (7.33)$$

Da IGBTs Strom nur in eine Richtung führen können, benötigen sie in Spannungszwischenkreisumrichtern eine Freilaufdiode. Diese ist ebenfalls ein bipolares Bauelement und kann demzufolge auch mittels Knickspannung  $U_{D0}$  und differentiellem Widerstand  $r_D$  beschrieben werden. Die aus den Datenblättern abgelesenen Knickspannungen und differentiellen Widerstände sind in Abbildung 7.9 als Punkte dargestellt. Die Knickspannung wird durch den

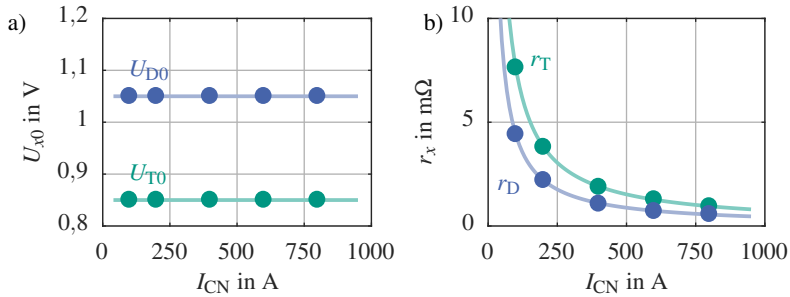


Abbildung 7.9: a) Knickspannung und b) differentieller Widerstand von IGBT (grün) und Diode (blau) nach [E5].

pn-Übergang im Halbleiter hervorgerufen, weswegen diese konstant und nicht abhängig von der Fläche des Halbleiters ist:

$$U_{T0} = 0,85 \text{ V} \quad U_{D0} = 1,05 \text{ V} \quad (7.34)$$

Die differentiellen Widerstände weisen die gleiche inverse Proportionalität zur Fläche des jeweiligen Halbleiters auf, wie bereits bei MOSFETs festgestellt wurde. Somit wird der gleiche Ansatz inverser Proportionalität für  $r_T$  bzw.  $r_D$  verwendet:

$$r_T = r'_T \cdot \frac{1}{I_{CN}} \quad r_D = r'_D \cdot \frac{1}{I_{CN}} \quad (7.35)$$

Die flächenspezifischen differentiellen Widerstände  $r'_T$  bzw.  $r'_D$  bestimmen sich per Least-Squares-Verfahren zu

$$r'_T = 0,7615 \frac{\Omega}{\text{A}} \quad r'_D = 0,440 \frac{\Omega}{\text{A}} \quad (7.36)$$

bei einer Bestimmtheit von jeweils  $R_{\text{adj}}^2 = 100\%$ . Die Proportionalität der Halbleiterfläche  $A_{HL}$  zum Kollektordauerstrom  $I_{CN}$  wird durch die gefundene, inverse Abhängigkeit des differentiellen Widerstandes weiter unterstützt. Damit lassen sich wiederum die als konstant angenommenen Stromdichten ableiten:

$$J_T = \frac{I_{CN}}{A_T} = 2 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad J_D = J_D = \frac{I_{CN}}{A_D} = 4 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad (7.37)$$

Tabelle 7.7: Koeffizienten zur Beschreibung der Schaltenergien in Anlehnung an [E5].

Energie	$a_x$	$b_x$	$R_{\text{adj}}^2$
$E_{\text{on}}$	$3,16 \frac{\mu\text{J}}{\text{A}}$	$17,56 \frac{\mu\text{J}}{\text{A}}$	92,1 %
$E_{\text{off}}$	$2,84 \frac{\mu\text{J}}{\text{A}}$	$41,16 \frac{\mu\text{J}}{\text{A}}$	98,5 %
$E_{\text{rec}}$	$1,01 \frac{\mu\text{J}}{\text{A}}$	$177,2 \frac{\mu\text{J}}{\text{A}^{0,6}}$	94,8 %

### Schaltenergien

Alle betrachteten IGBT sind als Drehstrombrückenmodule aufgebaut, sodass Angaben zu ihren Schaltenergien in den Datenblättern gegeben sind. Unter den in den Datenblättern geforderten Randbedingungen muss ein funktionaler Zusammenhang zur Halbleiterfläche gefunden werden. Gemäß [35] sind die Ein- und Ausschaltenergien  $E_{\text{on}}$  bzw.  $E_{\text{off}}$  linear abhängig vom geschalteten Strom  $I_C$ . Die Reverse-Recovery-Energie ist proportional zu  $I_C^{0,6}$ . Es wird eine lineare Abhängigkeit der Schaltenergien von der Halbleiterfläche angenommen, wie sie auch schon in [E5] vorgeschlagen wurde. Damit ergeben sich folgende funktionalen Zusammenhänge zur Beschreibung der Schaltenergien:

$$E_{\text{on}} = a_{\text{on}} \cdot I_{\text{CN}} + b_{\text{on}} \cdot I_C \quad (7.38)$$

$$E_{\text{off}} = a_{\text{off}} \cdot I_{\text{CN}} + b_{\text{off}} \cdot I_C \quad (7.39)$$

$$E_{\text{rec}} = a_{\text{rec}} \cdot I_{\text{CN}} + b_{\text{rec}} \cdot I_C^{0,6} \quad (7.40)$$

Die aus den Datenblättern abgelesenen Schaltenergien sind in Abbildung 7.10 als Punkte eingetragen. Sie gelten gemäß den im Datenblatt vorgegebenen Randbedingungen für eine Sperrschichttemperatur von 125 °C und einer Spannung von 300 V. Abweichende Spannungen werden gemäß [35] mit dem Exponenten 1,2 extrapoliert. Die Flächen in Abbildung 7.10 stellen die Ergebnisse der Least-Squares-Schätzung gemäß (7.38) bis (7.40) mit den Parametern aus Tabelle 7.7 dar.

### 7.2.4 Stationäres Modell der Entwärmung

Die Daten der IGBT-Module werden auch dazu verwendet, ein flächenabhängiges Modell der Entwärmung herzuleiten. Wie bereits beschrieben, sind

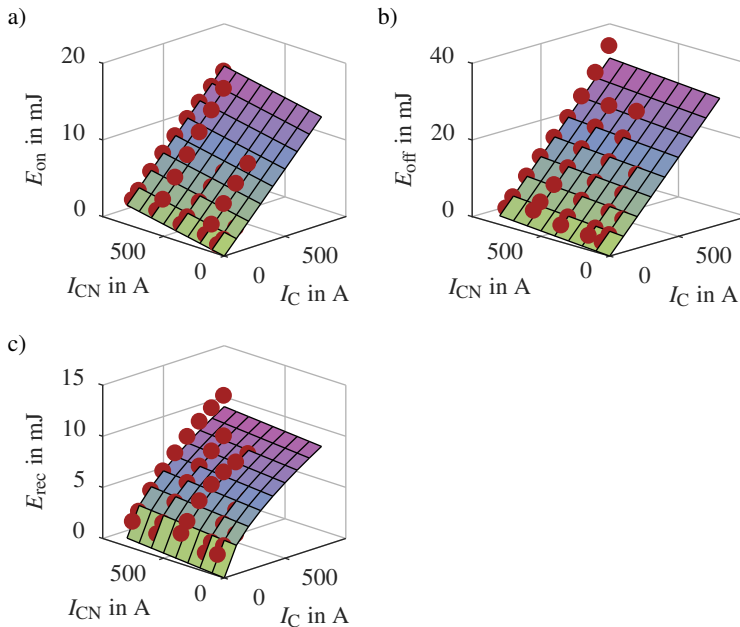


Abbildung 7.10: Schaltenergien in Abhängigkeit von Kollektordauergleichstrom  $I_{CN}$  und geschaltetem Strom  $I_C$  nach [E5]. a) Einschaltenergie  $E_{on}$ , b) Ausschaltenergie  $E_{off}$ , c) Reverse-Recovery-Energie  $E_{rec}$ .

die Module, abgesehen von *FS100R06KE3* und *FS200R07A1E3* mit Pin-Fin-Bodenplatte erhältlich. Ein schematisches Schnittbild ist in Abbildung 7.11 a) gezeigt. Die Bodenplatte des Moduls bildet ein Raster von Stiften aus, die von einer Kühlflüssigkeit umflossen werden. Im Vergleich zu einem konventionellen Wasserkühlkörper, der in sich dicht ist, muss hier die Bodenplatte des Moduls gegenüber dem umgebenden Kühlkörper abgedichtet werden. Dieser konstruktiven Herausforderung steht eine deutliche Reduktion des Wärmewiderstandes vom Halbleiter zum Kühlmedium gegenüber. Es handelt sich um ein Kühlverfahren für hohe Leistungsdichten, das für den Einsatz in Mobilanwendungen prädestiniert ist.

Die Datenblätter geben den thermischen Übergangswiderstand sowohl für den IGBT als auch für die Diode von der Sperrschicht zum Kühlmedium an.

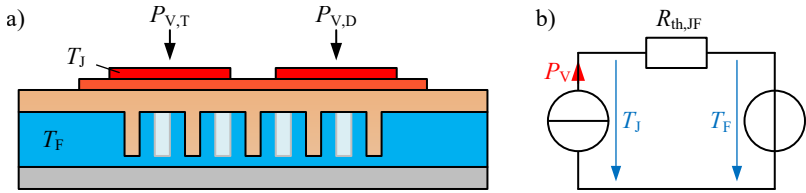


Abbildung 7.11: a) Beispielfähiges Schnittbild eines wassergekühlten Leistungshalbleitermoduls mit Pin-Fins [E5]. b) Stationäres thermisches Ersatzschaltbild.

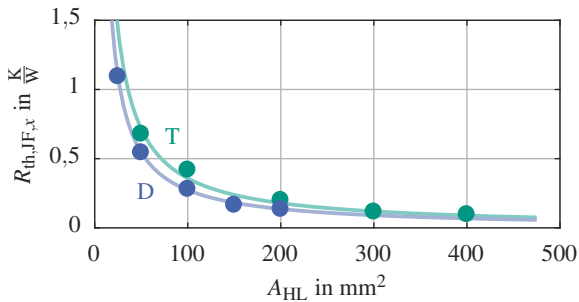


Abbildung 7.12: Wärmewiderstand  $R_{th,JF}$  in Abhängigkeit der Halbleiterfläche für den IGBT (grün) und die Diode (blau) nach [E5].

Im Fall des *FS100R06KE3*, welches eine konventionelle Bodenplatte besitzt, wurde ein in der Größe angepasster Wasserkühlkörper mit den Daten aus [D11] rechnerisch mit einbezogen. Das Kühlmittel laut Datenblatt ist eine Wasser-Glykol-Mischung (50/50) bei einem Volumenstrom von  $10 \frac{l}{min}$ .

Weiterhin wird angenommen, dass die Abfuhr der Verlustwärme aus den Halbleitern unabhängig und untereinander entkoppelt ist, und dass ein stationärer Betrieb vorliegt. Dann lässt sich der thermische Widerstand  $R_{th,JF}$  definieren durch

$$R_{th,JF} = \frac{T_F - T_J}{P_V} \quad (7.41)$$

Darin ist  $T_F$  die Kühlmitteltemperatur,  $T_J$  die Sperrschichttemperatur und  $P_V$  die abzuführende Verlustleistung. Damit lässt sich ein einfaches, bekanntes thermisches Ersatzschaltbild der Entwärmung skizzieren, Abbildung 7.11 b). Der



Wärmewiderstand ist (wie der elektrische Widerstand) invers proportional zur Halbleiterfläche und folgt damit einem dem elektrischen Widerstand analogen Ansatz:

$$R_{\text{th,JF,T}} = r'_{\text{th,T}} \cdot \frac{1}{A_{\text{T}}} \quad R_{\text{th,JF,D}} = r'_{\text{th,D}} \cdot \frac{1}{A_{\text{D}}} \quad (7.42)$$

Die Least-Squares-Schätzung der Parameter liefert:

$$r'_{\text{th,T}} = 35,77 \frac{\text{K}}{\text{W}} \text{mm}^2 \quad r'_{\text{th,D}} = 27,30 \frac{\text{K}}{\text{W}} \text{mm}^2 \quad (7.43)$$

Die adjustierte Bestimmtheit beträgt  $R_{\text{adj}}^2 = 97,7\%$  für die Transistoren, sowie  $R_{\text{adj}}^2 = 99,9\%$  für die Dioden. Die der Berechnung zu Grunde liegenden Datenpunkte der Wärmewiderstände sowie die Ergebnisse der Least-Squares-Approximation sind in Abbildung 7.12 abgebildet. Es ist zu beachten, dass hier die Darstellung in Abhängigkeit der Halbleiterfläche und nicht mehr des Kollektordauergleichstroms erfolgt. Dazu wurden die Kollektordauerleichströme über die Stromdichte auf die Halbleiterfläche umgerechnet. Damit können die abgeleiteten, flächenbezogenen Wärmewiderstände der Transistoren sowohl für die IGBTs als auch für die MOSFETs des vorangegangenen Abschnitts verwendet werden.

## 7.2.5 Anwendung des Verfahrens

Nachdem nun sowohl Algorithmus als auch Halbleitermodelle vorhanden sind, können diese auf die Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller (Abbildung 7.1 a) sowie auf den SDTC (Abbildung 7.1 b) angewandt werden. Zusätzlich zu den bereits zu Beginn des Kapitels gesetzten Randbedingungen (Batterie, Maschine), müssen zu dieser expliziten Auslegung der Halbleiter weitere Randbedingungen gesetzt werden. Dies sind:

- Die Taktfrequenz wird zu  $f_{\text{P}} = 8\text{kHz}$  festgelegt.
- Die Zwischenkreisspannungen des SDTC werden gemäß Kapitel 6 eingestellt, die Zwischenkreisspannung der Referenztopologie beträgt 400 V. Damit kann der Nennbetriebspunkt der Maschine erreicht werden. In diesem soll der Vergleich stattfinden.
- Die Gleichstromsteller beider Topologien bestehen aus drei parallelen Brücken, die jeweils eine Drossel besitzen und um  $120^\circ$  phasenverschoben angesteuert und einzeln geregelt werden. Der Ripple wird vernachlässigt, der Laststrom wird als symmetrisch aufgeteilt angenommen.

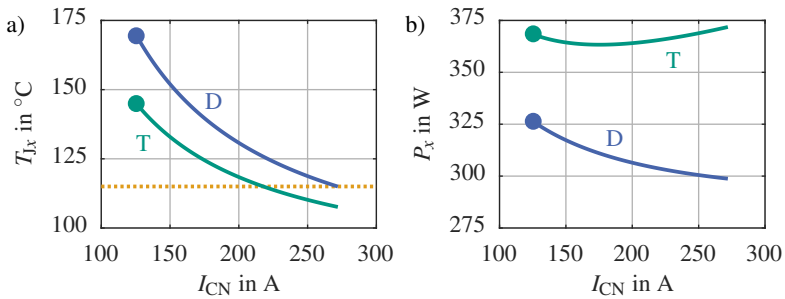


Abbildung 7.13: Ablauf des Auslegungsalgorithmus für den Hochsetzsteller der Referenztopologie. a) Zieltemperatur (gelb), sowie Sperrschichttemperatur der Transistoren (grün) und Dioden (blau). b) Zugehörige gesamte Verlustleistungen.

- Die Kühlmitteltemperatur beträgt  $T_F = 75^{\circ}\text{C}$ . Die Zielhalbleitertemperatur des Auslegungsalgorithmus ist  $T_{\max} = 115^{\circ}\text{C}$ .
- Die Verlustberechnung geschieht gemäß den in Abschnitt 2.3 vorgestellten Zusammenhängen.
- In Abschnitt 7.2.3 wurde implizit ein festes Größenverhältnis von Diode zu Transistor unterstellt, nämlich so, wie die Verhältnisse in den betrachteten Halbleitermodulen vorgefunden wurden. Dieses Verhältnis wird im Folgenden beibehalten. Das bedeutet, dass aus der Angabe eines Kollektordauergleichstroms für einen IGBT auch immer auf die zugehörige Diode geschlossen werden kann.
- Der zusätzlich benötigte Inverswandler wird nicht berücksichtigt. Zum einen, da seine Belastungen, und damit die Auslegung, sich erst durch den realen Aufbau bestimmen lässt, zum anderen, weil er ohnehin nur geringe Leistungen übertragen muss. Weiterhin könnte ein zukünftiges Regelverfahren auf taktfrequenter Ebene den Steller ohnehin überflüssig machen.

Der Algorithmus aus Abbildung 7.3 wird für jeden Schaltungsteil separat ausgeführt. Im Falle der Referenztopologie wird mit der Auslegung der Drehstrombrücke begonnen. Nachdem für sie ein funktionierendes Design gefunden wurde, wird der Hochsetzsteller ausgelegt. Dabei werden die Verluste, die durch die Drehstrombrücke erzeugt werden, mit berücksichtigt, da sie durch

Tabelle 7.8: Ergebnisse des iterativen Auslegungsalgorithmus für die Referenztopologie.

Bezeichnung	Drehstrombrücke	Hochsetzsteller
<b>Transistor</b>		
Schaltverluste	51,3 W	84,4 W
Durchlassverluste	87,8 W	39,6 W
Sperrschichttemperatur	115 °C	107,6 °C
<b>Diode</b>		
Schaltverluste	14,2 W	28,4 W
Durchlassverluste	6,1 W	71,1 W
Sperrschichttemperatur	83,9 °C	115 °C
Summierte Verluste	956,6 W	670,6 W
Summierte Chipfläche	1121 mm <sup>2</sup>	1224 mm <sup>2</sup>
Ausgelegt bei	$U_{Q,\min}$	$U_{Q,\min}$

den Hochsetzsteller ebenso bereitgestellt werden müssen. Die Batteriespannung entspricht der Minimalspannung. Bei dieser entstehen im Hochsetzsteller die größten Verluste. Die Verluste der Drehstrombrücke sind unabhängig von der Batteriespannung. Folglich ist dies der Worst-Case.

In Abbildung 7.13 sind die Verläufe der Sperrschichttemperaturen und Verlustleistungen für diese Auslegung dargestellt. Es ist zu sehen, dass die als Startwert gewählten Halbleiterflächen (zugehörige  $I_{CN}/T_{Jx}$ -Werte mit einem Punkt markiert) zu deutlich höheren Sperrschichttemperaturen als die Zieltemperatur (gelbe Strichlinie) führen. Mit jeder Iteration wird der Kollektordauergleichstrom nun erhöht (entspricht einer Bewegung nach rechts im Schaubild), wodurch die Sperrschichttemperaturen sinken. Erst wenn beide Temperaturen die vorgegebene Höchsttemperatur unterschreiten, endet die Iteration. Die Verluste im gezeigten Transistor sind am Ende des Algorithmus sogar leicht gestiegen, wohingegen die Verluste der gezeigten Diode sinken. Dass trotzdem die

Tabelle 7.9: Ergebnisse des iterativen Auslegungsalgorithmus für den SDTC.

Bezeichnung	DBS 1	DBS 2	Gleichstromsteller
<b>Transistor</b>			
Schaltverluste	56,3 W	11,3 W	19,1 W
Durchlassverluste	82,3 W	88,5 W	55,3 W
Sperrschichttemperatur	115 °C	115 °C	115 °C
<b>Diode</b>			
Schaltverluste	14,8 W	7,3 W	0,2 W
Durchlassverluste	11,5 W	18,0 W	65,2 W
Sperrschichttemperatur	86,5 °C	90,4 °C	110,2 °C
Summierte Verluste	989,6 W	750,5 W	838,2 W
Summierte Chipfläche	1121 mm <sup>2</sup>	806 mm <sup>2</sup>	798 mm <sup>2</sup>
Ausgelegt bei	$U_{Q,max}$	$U_{Q,min}$	$U_{Q,min}$

Temperatur sinkt, ist der wachsenden Halbleiterfläche geschuldet, wodurch die Entwärmung verbessert wird. Die sich ergebenden Verluste, Temperaturen und Halbleiterflächen des Auslegungsalgorithmus für die Referenztopologie sind in Tabelle 7.8 gezeigt. Bei der Drehstrombrücke sind die Transistoren das dominierende Element; sie erreichen die vorgegebene Maximaltemperatur zuletzt. Die Dioden der Drehstrombrücke erreichen in diesem Fall eine deutlich geringere Temperatur. Im Hochsetzsteller unterscheiden sich die Temperaturen der Halbleiter nur wenig. Die Höhe der Verluste (und damit der Sperrschichttemperaturen) ist nicht von der Leistungsflussrichtung abhängig, sondern die Verluste entstehen je nach Flussrichtung in verschiedenen Bauteilen.

Der SDTC wird nach den gleichen Vorgaben ausgelegt. Auch hier werden zuerst die Halbleiterflächen und Verluste der Drehstrombrücken bestimmt, dann die der Gleichstromsteller, inklusive Berücksichtigung der durch die Drehstrombrücken hervorgerufenen Verluste. Jedoch gestaltet sich die Wahl der

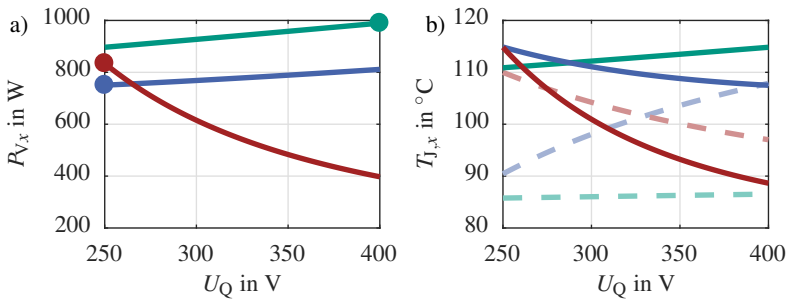


Abbildung 7.14: a) Verlauf der Verlustleistungen der einzelnen Schaltungsteile: DBS 1 (grün), DBS 2 (blau), Gleichstromsteller (rot). Die Punkte markieren die individuelle Auslegung. b) Verlauf der Sperrschichttemperaturen der zugehörigen Bauelemente: Transistor (Volllinie), Diode (Strichlinie).

Batteriespannung, die zur Auslegung dienen soll, schwieriger. Bei geringster Batteriespannung erzeugt der Gleichstromsteller die größten Verluste (größter Gleichstrom), die Drehstrombrücken jedoch nicht notwendigerweise, denn bei geringster Batteriespannung ist auch die veränderliche Zwischenkreisspannung gemäß Kapitel 6 am geringsten. Für die Drehstrombrücken muss also separat bestimmt werden, wann ihre Verluste maximal werden. Bei Drehstrombrücke 1 fällt die maximale Verlustleistung, wie erwartet, bei größter Batteriespannung und damit größter Zwischenkreisspannung an. Im Gegensatz dazu fallen bei Drehstrombrücke 2, entgegen der Erwartung, die größten Verluste bei kleinster Batterie- bzw. Zwischenkreisspannung an. Folglich sind die nach Schaltungsteilen summierten Verluste aus Tabelle 7.9 abhängig von der Quellenspannung und können nicht einfach addiert werden.

Abbildung 7.14 a) zeigt den Verlustleistungsverlauf der einzelnen Schaltungsteile in Abhängigkeit der Eingangsspannung. Die Auslegungspunkte sind markiert. Trotz steigender Verluste in Drehstrombrücke 2 (blau) sinkt die Transistortemperatur, wie in Abbildung 7.14 b) zu sehen ist. Jedoch wird ein Teil der Verluste auf die zugehörige Diode verlagert, sodass deren Temperatur steigt. Der Auslegungsalgorithmus sorgt jedoch dafür, dass sämtliche Sperrschichttemperaturen in jedem Betriebspunkt unter den geforderten 115 °C liegen.

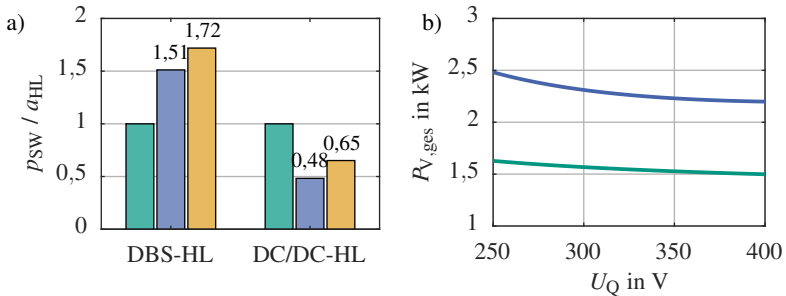


Abbildung 7.15: a) Vergleich der Schaltleistung gemäß CLF (blau) mit der Halbleiterfläche gemäß iterativer Auslegung nach [E5] (gelb) für den Halbleiternaufwand. Beide Größen sind normiert auf den Aufwand der Referenztopologie (grün). b) Verlauf der Gesamtverlustleistung der Referenztopologie (grün) und des SDTC (blau).

## 7.3 Vergleich der Ergebnisse

Vergleicht man den Halbleiternaufwand der Schaltleistungsbetrachtung nach [49] mit dem Verfahren der modellbasierten Auslegung nach [55–57, E5], kann man erkennen, dass beide Verfahren zu ähnlichen Ergebnissen führen. In Abbildung 7.15 a) ist die Schaltleistung aus Abschnitt 7.1 (blau) gemeinsam mit der gerade bestimmten Halbleiterfläche (orange) aufgetragen. Beide Ergebnisse sind wieder auf die Referenz (grün) normiert. Beide Verfahren zeigen, dass der Halbleiternaufwand im motorseitigen Stromrichter für den SDTC größer ist; bei der Schaltleistung um 51%, bei der modellbasierten Auslegung um 72%. Die modellbasierte Auslegung liefert jedoch die belastbareren Ergebnisse. Für den Gleichstromsteller bestätigen sowohl das in Abschnitt 7.1 beschriebene Verfahren der Schaltleistung als auch die modellbasierte Auslegung einen geringeren Halbleiternaufwand für den SDTC. Aber auch hier zeigt die modellbasierte Auslegung mit 35% Rückgang eine geringere Verbesserung als das auf der Schaltleistung basierende Verfahren, das 52% angibt.

Die Gesamtverluste, die jede Schaltung bei Betrieb des Motors im Nennbetriebspunkt erzeugt, sind in Abbildung 7.15 b) in Abhängigkeit von der Quellenspannung dargestellt. Bei der Referenztopologie (grün) erzeugt nur der Hochsetzsteller eine mit der Quellenspannung veränderliche Verlustleistung, nicht jedoch die Drehstrombrücke. Dementsprechend gering fällt auch der Hub aus: von ca. 1,6 kW bei 250 V auf 1,5 kW bei 400 V. Die Verluste des SDTC sind

demgegenüber deutlich größer und aufgrund des Steuerverfahrens auch stärker abhängig von der Quellenspannung: Sie betragen 2,5 kW bis 2,2 kW. Die genaue Zusammensetzung dieser Verluste beim SDTC kann Abbildung 7.14 a) entnommen werden.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass der SDTC beim Vergleich des Aufwandes der passiven Bauelemente gut abschneidet, da die zu installierende Kapazität quasi identisch ist und die Drosseln des Gleichstromstellers um ca. 43% verkleinert werden können. Jedoch wird der Vorteil relativiert durch die 17% größere benötigte Halbleiterfläche ( $2725 \text{ mm}^2$  vs.  $2345 \text{ mm}^2$ ) und die damit einhergehenden, um rund 50% gestiegenen Verluste. Sie bedeuten einen Halbleiterwirkungsgrad im Worst-Case von 96,4 % für den SDTC, im Vergleich zu 97,9 % bei der Referenztopologie.

# 8

## Versuchsaufbau

Zur Validierung der in Kapitel 5 entworfenen Regelung und der in Kapitel 6 entwickelten Betriebsstrategie wurde ein Demonstrator kleiner Leistung aufgebaut. Der Aufbau dieses Demonstrators wird im Folgenden beschrieben. Da er teilweise aus vorgefertigten Baugruppen besteht, kann er nur mit Einschränkungen als Validierung der in Kapitel 7 getroffenen Aussagen herangezogen werden.

Die Übersicht des Gesamtaufbaus ist in Abbildung 8.1 a) abgebildet. Der SDTC wird über ein rückspeisefähiges Labornetzteil *EA-PSB91500-30* (max. 1500 V, 30 A, 15 kW) des Herstellers *Elektro-Automatik* versorgt [61]. Es stellt eine einstellbare Gleichspannung von 250 V ... 400 V bereit und wird seinerseits durch das Drehstromnetz gespeist. Damit kann die Optimierung aus Kapitel 6 angewandt und eine maximale Strangspannungsamplitude von 230 V erzeugt werden. Dies entspricht in etwa den Verhältnissen eines 400 V-Triebstranges. Als Maschine wird eine Drehstrom-Asynchronmaschine *DFV112M2* des Herstellers *SEW-EURODRIVE* [62] verwendet. Die wichtigsten technischen Daten sind in Tabelle 8.1 zusammengestellt.

Als Lastmaschine wird eine identische Maschine verwendet, zusammen bilden sie den Maschinensatz aus Abbildung 8.1 c). Die Lastmaschine wird von einer Drehstrombrücke betrieben, die gleichspannungsseitig von einem Leonardsatz versorgt wird, der wiederum mit dem Drehstromnetz verbunden ist. Sowohl Leistungselektronik als auch Laststromrichter sind in einem gemeinsamen Schaltschrank untergebracht, den Abbildung 8.1 b) zeigt.

Auch die gesamte, selbst entwickelte Signalverarbeitung aus [E6] zur Steuerung und Regelung der Anlage wurde in den Schaltschrank integriert. Mit diesem



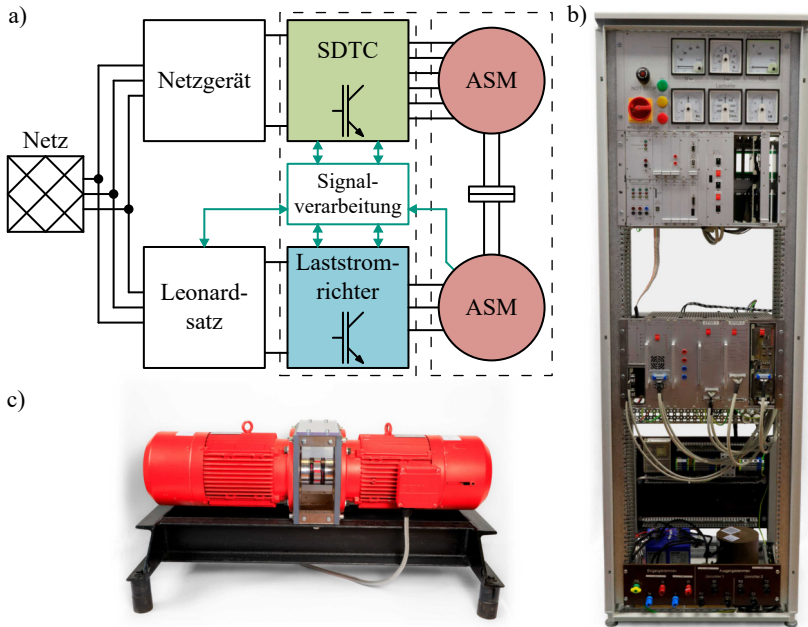


Abbildung 8.1: a) Übersichtsschaltbild des Demonstrationsaufbaus. b) Schaltschrank mit Signalverarbeitung und Leistungselektronik. c) Verwendeter Maschinensatz.

Aufbau ist es möglich, den SDTC mit jeder beliebigen Quellenspannung zu versorgen und die Maschine - und damit den SDTC - in unterschiedlichen Betriebspunkten zu betreiben.

Da es sich bei der verwendeten Asynchronmaschine um eine Maschine für Netzbetrieb (400 V, 50 Hz) handelt, kann diese ihre Maximalleistung in der gegebenen Konfiguration nicht erreichen, da der SDTC lediglich 230 V Strangspannungsamplitude erzeugen kann. Dies tut dem Betrieb der Schaltung aber keinen Abbruch; der Eckpunkt verschiebt sich jedoch zu niedrigerer Drehzahl ( $2100 \text{ min}^{-1}$ ) und die Nennleistung sinkt auf 2,8 kW.

Die einzelnen Komponenten der Leistungselektronik und der Signalverarbeitung werden im Nachfolgenden beschrieben.

## 8.1 Leistungselektronik

Wie bereits festgestellt wurde, lässt sich die Leistungselektronik des SDTC in drei eigenständige Einheiten unterteilen:

- die Drehstrombrücken 1 und 2,
- den Gleichstromsteller sowie
- den Inverswandler.

In [63] wurde eine Drehstrombrücke als variabler Baustein zum schnellen und einfachen Aufbau von Stromrichterschaltungen entwickelt. Die als Einplatinenstromrichter (EPSR) bezeichnete Baugruppe ist in Abbildung 8.2 a) gezeigt. Die Drehstrombrücke kann mit einer maximalen Zwischenkreisspannung von 900 V betrieben werden und maximal etwa 20 kW umsetzen. Außerdem besitzt sie bereits Messstellen zur Messung der Zwischenkreisspannung, der Phasenströme und der Temperaturen. Sie ist dank Grenzwertüberwachung dieser Größen eigensicher ausgelegt. Verwendung findet hier das Halbleitermodul *FS75R12KT4\_B15* [64], eine Drehstrombrückenschaltung von *Infineon*. Es verfügt über eine Sperrspannung von 1200 V und einen maximalen Kollektordauergleichstrom von 75 A. Die Zwischenkreiskapazität der Schaltung beträgt 200  $\mu\text{F}$ . Im SDTC wurden sowohl die beiden Drehstrombrücken als auch der Laststromrichter mit dieser Baugruppe realisiert.

Die Gleichstromsteller-Baugruppe wurde in [S1] speziell für diesen Versuchsaufbau entwickelt (Abbildung 8.2 b). Zum Einsatz kommen hier *IRFP4868* N-Kanal-MOSFETs von *Infineon*. Diese besitzen eine Sperrspannung von 300 V und einen maximalen Draindauergleichstrom von 49 A [65]. Insgesamt besitzt die Baugruppe zwei vollständige, getrennte Gleichstromsteller, sodass auch mehrere Quellen betrieben werden könnten. Jeder Gleichstromsteller besitzt eine Eingangsstrommessung, außerdem misst die Baugruppe die drei Zwischenkreisspannungen sowie die Kühlkörpertemperatur. Sie besitzt einen dreigeteilten Zwischenkreis mit jeweils 200  $\mu\text{F}$  als äußere Kondensatoren bzw. 100  $\mu\text{F}$  als inneren Kondensator. Einer der Gleichstromsteller ist mit dem Netzteil über eine Eisenpulverdrossel von 2 mH bei 45 A von *SMP* verbunden. Dank integrierter Überwachung sind die Gleichstromsteller, wie die Drehstrombrücke, eigensicher ausgelegt.

Der zum Betrieb benötigte Inverswandler ist in Abbildung 8.2 c) abgebildet. Hier wurden *SPP20N60* N-Kanal-MOSFETs von *Infineon* verwendet. Sie können maximal 650 V sperren und führen einen maximalen Draindauergleichstrom

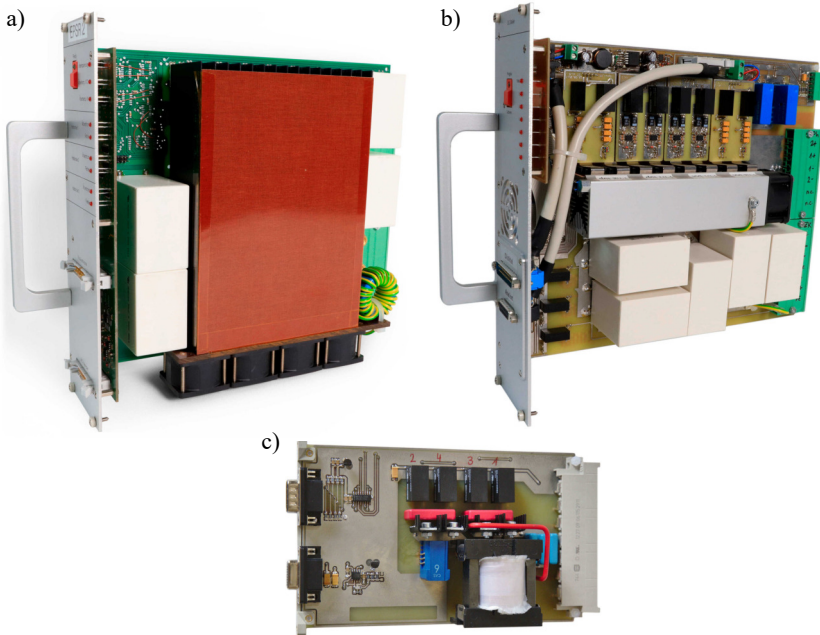


Abbildung 8.2: a) Drehstrombrückenschaltung aus [63]. b) Gleichstromsteller. c) Inverswandler.

von 13 A [66]. Die Platine trägt gleichzeitig die vom Wandler benötigte Induktivität. Sie wurde für diesen Zweck angefertigt, besteht aus einem ETD39 Spulenkörper mit einem N87-Ferritkern und besitzt eine Induktivität von 2,6 mH bei 1 A Sättigungsstrom. Der Inverswandler stellt zudem eine Drosselstrommessung bereit.

Die Abmessungen aller Baugruppen sind gemäß dem Europaformat (DIN 41494, [67]) gewählt. Dadurch lassen sie sich in einem gemeinsamen Baugruppenträger montieren. Dieser ist wiederum im Schaltschrank untergebracht (siehe Abbildung 8.1 b) in der Mitte) und ermöglicht eine unproblematische Verschaltung. Die Verbindung zur Leistungselektronik geschieht über geschirmte Flachbandkabel, getrennt nach analogen Messsignalen und digitalen Schaltsignalen.

Die Daten der verwendeten Komponenten der Leistungselektronik sowie der Maschine sind in Tabelle 8.1 zusammengestellt.

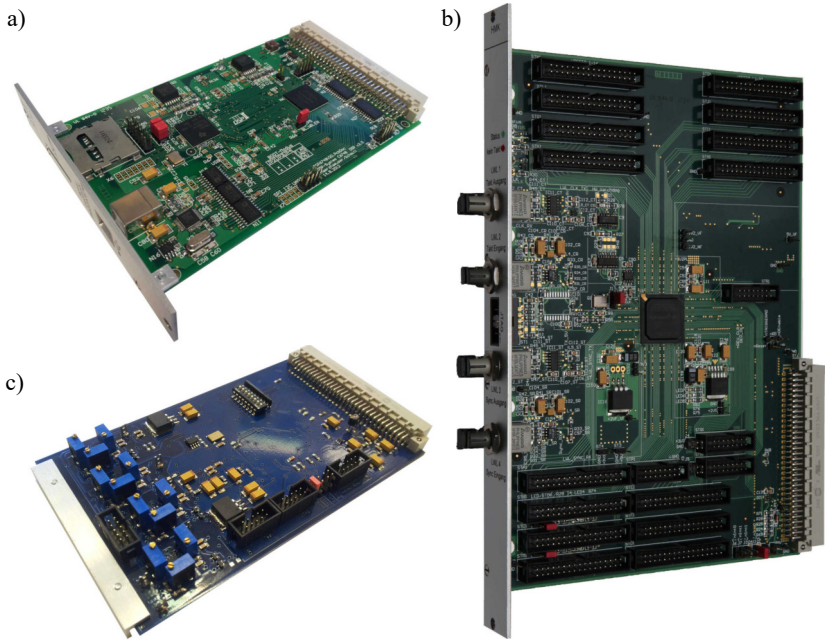


Abbildung 8.3: a) DSP-Platine. b) FPGA-Platine. c) AD-Wandler-Platine.

## 8.2 Signalverarbeitung

Zur Signalverarbeitung kommt das DSP-System zum Einsatz, das in [E6] näher beschrieben ist. Herzstück des Systems ist der *TMS320C6748*, ein Digitaler Signal Prozessor (DSP) von *Texas Instruments*, der ein Fließkomma-Rechenwerk besitzt. Die komplette Platine ist in Abbildung 8.3 a) abgebildet. Er führt die Ablaufsteuerung, die Fehlerüberwachung sowie die komplette Regelung sowohl des SDTC als auch des Laststromrichters aus. Dazu kommuniziert er einerseits über eine USB-Verbindung mit dem Leitrechner, andererseits über ein paralleles Businterface mit seinen Peripheriekomponenten. Vom Leitrechner aus können Sollwerte vorgegeben sowie Messwerte dargestellt und ausgewertet werden.

Zur Wandlung analoger Messwerte wird ein *THS1206* AD-Wandler von *Texas Instruments* eingesetzt. Die Baugruppe zeigt Abbildung 8.3 c). Sie kann vier Kanäle mit jeweils maximal 1,5 MSps und einer Auflösung von 12 bit digitalisieren. Um alle für den Betrieb und die Regelung relevanten Größen zu messen,

werden mehrere dieser Bausteine verwendet. Die Wandler sind über das parallele Businterface mit dem DSP verbunden.

Zur Erzeugung der Schaltsignale dient ein *EP4CE40*, ein Field Programmable Gate Array (FPGA) der *Cyclone IV*-Reihe von *Intel* (ehem. *Altera*). Er besitzt 40000 Logikzellen, 275 IOs und wird mit einer Taktfrequenz von 120 MHz betrieben. Die Baugruppe ist in Abbildung 8.3 b) gezeigt. Die Aufgabe des FPGA ist die Erzeugung der Schaltsignale aller Halbleiter mittels Sinus-Dreieck-Modulation, die Bestimmung der Abtastzeitpunkte der zeitdiskreten Regelung sowie das Auslösen der AD-Wandlung und des Regelinterrupts im DSP. Weiterhin überwacht er eventuelle Fehlermeldungen der beteiligten leistungselektronischen Baugruppen und tätigt einfache digitale und analoge Funktionen, wie etwa die Ansteuerung von Leuchten, Zeigerinstrumenten sowie die Fernsteuerung des beteiligten Leonardsatzes.

Zur feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine besitzen die bereits vorgestellten Motoren optische Inkrementalgeber mit einer Auflösung von 1024 Inkrementen pro Umdrehung. Diese Geber werden mit einem weiteren FPGA (*EP4CE6*) ausgewertet. Dabei wird die Vierfachauswertung [26] zur Winkelmessung und die Periodendauerermessung [68] zur Drehzahlmessung verwendet. Alle beschriebenen Signalverarbeitungsteile sind nach Funktionen getrennt auf separaten Leiterplatten im Europaformat (DIN 41494, [67]) mit dazu passenden Steckverbindern (DIN 41612, [69]) für den Parallelbus ausgeführt. Die Leiterplatten werden ebenso in einen Baugruppenträger eingeschoben, welcher in Abbildung 8.1 b) oben zu erkennen ist.

Auf dem Leitreechner läuft die in [E6] beschriebene Software zur Kommunikation. Sie ermöglicht die Vorgabe von Sollwerten, die Anzeige von Messwerten, sowie die Steuerung der Betriebsführung. Die Regelung und Betriebsführung des SDTC gemäß Kapitel 5 und Kapitel 6 sowie eine gewöhnliche feldorientierte Regelung zum Betrieb der Lastmaschine [26] wurden in *MATLAB/Simulink* implementiert. Der dort integrierte *Simulink Coder* ermöglicht die direkte Erzeugung von Maschinencode für den verwendeten DSP. Es werden ausschließlich PI-Regler eingesetzt. Diese sind, in Abhängigkeit der Strecke, entweder nach dem Betragsoptimum oder dem symmetrischen Optimum ausgelegt. Die berechneten Reglerparameter sind in Tabelle 8.2 zusammengefasst. Da prozessorintern einheitenlos gerechnet wird, sind die Bezugsgrößen innerhalb der Regelung implizit die Basisgrößen 1 A und 1 V.

Tabelle 8.1: Übersicht der verwendeten Komponenten.

Halbleiter		
Gleichstromsteller-MOSFET	$T_{T1} \dots T_{B2}$	IRFP4868
Inverswandler-MOSFET	$T_{I1} \dots T_{I4}$	SPP20N60
Drehstrombrücken-IGBT	$T_{11} \dots T_{26}$	FS75R12KT4_B15
Passive Bauelemente		
Gleichstromdrossel	$L$	2 mH / 45 A
Inverswandlerdrossel	$L_I$	1,2 mH / 1,2 A
Zwischenkreiskondensator	$C_1$	1200 $\mu$ F
Zwischenkreiskondensator	$C_2$	1200 $\mu$ F
Zwischenkreiskondensator	$C_3$	1200 $\mu$ F
Maschine		
Bezeichnung		DFV112M2
Nenn Drehzahl	$n_N$	2860 $\text{min}^{-1}$
Nennmoment	$M_N$	13,4 N m
Nennleistung	$P_N$	4 kW
Nennspannung (eff.)	$U_{LL}$	400 V
Nennstrom (eff.)	$I_{S,N}$	8,1 A
Nennfrequenz	$f_N$	50 Hz
Polpaarzahl	$p$	1
Statorwiderstand	$R_S$	1,8 $\Omega$
Rotorwiderstand (transf.)	$R'_R$	1,3 $\Omega$
Statorstreuinduktivität	$L_{S\sigma}$	6,7 mH
Rotorstreuinduktivität (transf.)	$L'_{R\sigma}$	6,7 mH
Hauptinduktivität	$L_h$	218 mH

Tabelle 8.2: Übersicht der Reglerparameter.

Auslegung: BO = Betragsoptimum, SO = Symmetrisches Optimum

Bezeichnung	Regelgröße	Auslegung	$V_p$	$T_N$
Drosselstrom	$i_L$	BO	6,89	0,151
Kondensatorspannung	$u_{C2}$	SO ( $\alpha = 8$ )	0,47	0,024
Differenzspannung	$u_{C1} - u_{C3}$	SO ( $\alpha = 16$ )	0,23	0,096
Summenspannung	$u_{C1} + u_{C3}$	SO ( $\alpha = 50$ )	0,06	1,335
Inverswandlerstrom	$i_{L,I}$	BO	22,10	0,0075
Nullstrom der Maschine	$i_{S0}$	BO	2,29	0,00048
d/q-Strom der Maschine	$i_d, i_q$	BO	35,73	0,0044

# 9

## Messergebnisse

Der im vorigen Kapitel vorgestellte Prüfstand dient nun der Validierung der in Kapitel 5 abgeleiteten Regelung sowie der in Kapitel 6 entwickelten Betriebsverfahren des SDTC. Die nachfolgenden Messungen sollen die Funktionsfähigkeit der Steuer- und Regelverfahren und damit der gesamten Topologie aufzeigen.

Dazu wird in der Reihenfolge des natürlichen Ablaufs vorgegangen: Zuerst wird das Einschaltverhalten und die Auswirkung der vorgestellten Ablaufsteuerung aus Abschnitt 6.2 betrachtet. Danach wird der stationäre Betrieb behandelt. Der Betriebspunkt wird dabei so gewählt, dass er nur dank der optimierten Zwischenkreisspannungen sowie der damit verbundenen Vergrößerung der maximalen Strangspannungsamplitude erreicht werden kann. Zuletzt wird das dynamische Verhalten vorgestellt. Dies geschieht durch Vorgabe verschiedener  $q$ -Ströme in der Maschine, wobei Klein- und Großsignalsprünge betrachtet werden. In allen Fällen wird die Maschine mit Nennmagnetisierung betrieben.

### 9.1 Einschalten

Das Einschalten des SDTC wurde in Abschnitt 6.2 beschrieben. Es ist vorteilhaft, die dort beschriebene Einschaltreihenfolge und Randbedingungen gemäß Abbildung 6.8 bei diesem Demonstrator einzuhalten, da die Zwischenkreis-kapazitäten gleich groß sind (Tabelle 8.1). Der bereits in Abbildung 6.7 per Simulation gezeigte Fall des Einschaltens wurde gleichermaßen am Demonstra-



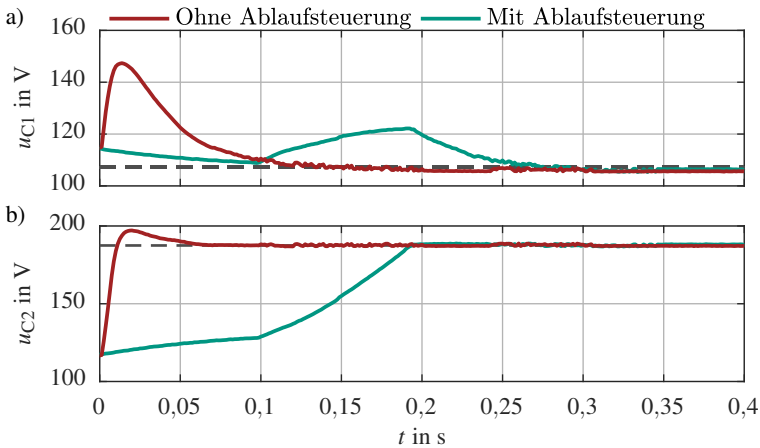


Abbildung 9.1: Gemessene Spannungsverläufe beim Einschalten mit und ohne Ablaufsteuerung (vgl. Abbildung 6.7). a) Äußere Kondensatorspannungen. b) Innere Kondensatorspannung.

tor vermessen. Dazu wurde die Quellenspannung zu 350 V gewählt. Durch die gleichgroßen Zwischenkreiskondensatoren (in Verbindung mit ebenfalls gleich großen Entladewiderständen), werden alle Zwischenkreiskondensatoren auf ein Drittel, d.h. 116,7 V passiv vorgeladen. Dies ist höher als die Sollwerte der äußeren Kondensatorspannungen (107,2 V, Abschnitt 6.1), jedoch niedriger als der Sollwert der inneren Kondensatorspannung (187,8 V).

Werden alle Regelkreise ohne weitere Maßnahmen direkt eingeschaltet, ergeben sich die in Abbildung 9.1 in rot gezeigten Verläufe der Zwischenkreiskondensatorspannungen. Der charakteristische Überschwinger von  $u_{C1}$  (bzw.  $u_{C3}$ ) ist deutlich zu erkennen und folgt in seiner Form gut der Simulation. Die Höhe ist mit 147 V etwas geringer als durch die Simulation vorausbestimmt, was allerdings der nicht-idealen Quelle anzulasten ist, deren Spannung beim Einschalten einbricht (nicht gezeigt). Er tritt zu einem Zeitpunkt auf, an dem die innere Kondensatorspannung bereits angeregt hat, d.h. ihren Sollwert erreicht hat. Dies geschieht zwar mit vernachlässigbarem Überschwinger, die Summenspannung baut sich jedoch kurzzeitig auf bis zu 490 V auf. Würde unter gleichen Bedingungen bei 400 V eingeschaltet werden, könnte die Summe der Zwischenkreisspannungen bis auf 572 V ansteigen, was der projektierten Sperrspannung der Halbleiter in Drehstrombrücke 1 von 650 V unvorteilhaft nahe kommen

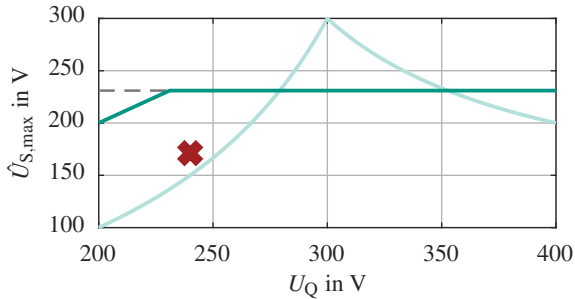


Abbildung 9.2: Maximale Strangspannungsamplitude für konstante Zwischenkreisspannung (hellgrün) bzw. unter Einsatz des Verfahrens aus [E1] (dunkelgrün). Der beschriebene stationäre Betriebspunkt ist in rot gekennzeichnet (vgl. Abbildung 6.2 b).

würde. Die Halbleiter des Demonstrators besitzen jedoch höhere Sperrspannungen, sodass die Versuche bedenkenlos ausgeführt werden konnten.

In grün ist der Verlauf der Zwischenkreisspannungen für das Einschalten mit Ablaufsteuerung gezeigt. Auch hier trifft die Messung die Simulation recht gut. Die äußeren Zwischenkreisspannungen schwingen mit 124 V kaum mehr über die Spannung der passiven Vorladung hinaus. Eine weitere Begrenzung des Gleichstromsteller-Stroms würde die Spannungsüberhöhung in  $u_{C1}$  weiter dämpfen, jedoch auch das Aufladen von  $u_{C2}$  zunehmend verlangsamen. Der Einschwingvorgang verläuft insgesamt jedoch ca. 100 ms schneller als in der Simulation.

## 9.2 Stationärer Betrieb

Anhand des stationären Betriebs soll die allgemeine Funktionsfähigkeit der Schaltung und ihrer Steuerung und Regelung aufgezeigt werden. Zur Überprüfung der optimierten Wahl der Zwischenkreisspannungswerte wird ein Betriebspunkt ausgewählt, der nur bei Verwendung dieses Verfahrens erreicht werden kann. In Abbildung 9.2 ist der Betriebspunkt in der Ebene aus Quellenspannung  $U_Q$  und maximaler Strangspannungsamplitude  $U_{S,max}$  markiert. Bei einer Quellenspannung von 240 V ist die benötigte Strangspannungsamplitude von 173,2 V auf diese Weise erreichbar. Die genauen Daten des gezeigten Betriebspunkts sind in Tabelle 9.1 aufgelistet.

Tabelle 9.1: Daten des betrachteten Betriebspunktes.

Bezeichnung	Parameter	Wert
Drehzahl	$n$	$1500 \text{ min}^{-1}$
Drehmoment	$M$	$9 \text{ N m}$
d-Stromsollwert	$i_d^*$	$4,3 \text{ A}$
q-Stromsollwert	$i_q^*$	$6,8 \text{ A}$
Quellenspannung	$U_Q$	$240 \text{ V}$
Zwischenkreisspannungssollwert außen	$u_{C1}^*, u_{C3}^*$	$107,2 \text{ V}$
Zwischenkreisspannungssollwert innen	$u_{C2}^*$	$128,6 \text{ V}$

In Abbildung 9.3 sind die Messwerte dieses stationären Betriebspunktes dargestellt. Abbildung 9.3 a) zeigt die Phasenströme der Maschine, Abbildung 9.3 b) die selben im Rotorfluss-Bezugssystem. Die Sollwerte der Ströme sind gestrichelt hinterlegt und werden durch die Regelung erreicht. Die sichtbaren periodischen Störungen der sechsfachen Grundfrequenz werden durch die Mindesteinschaltzeit und Verriegelungszeit der Drehstrombrückenhalbleiter erzeugt. Da die Maschinenregelung diese auszugleichen versucht, treten diese periodischen Störungen auch in den Zwischenkreisspannungen sowie im Quellenstrom auf.

Die Sollwerte der Zwischenkreisspannungen sind in Abbildung 9.3 c) dargestellt. Die Sollwerte werden gemäß Kapitel 6 vorgegeben, d.h.  $u_{C1}^*$  und  $u_{C3}^*$  sind über den Betriebsbereich konstant,  $u_{C2}^*$  wird in Abhängigkeit der Eingangsspannung vorgegeben. Sowohl die Absolutwert- als auch die Symmetrieregulierung arbeiten wie erwartet. Da ein ausreichender Quellenstrom fließt, lässt sich die Symmetrie des Zwischenkreises allein durch die Differenzkomponente des Gleichstromstellers  $u_{\Delta}$  erreichen. Der Nullstrom  $i_{S0}$  wird folglich zu Null eingeregelt.

In Abbildung 9.3 d) sind der Quellenstrom  $i_L$  sowie der Strom durch die Inverswandlerdrossel  $i_{L,I}$  zu sehen. Der Sollwert des Quellenstroms wird durch den Zwischenkreisspannungsregler vorgegeben. Da auch auf Maschinenseite ein ausreichender Strom fließt, kann die Absolutwertregelung der äußeren Zwi-

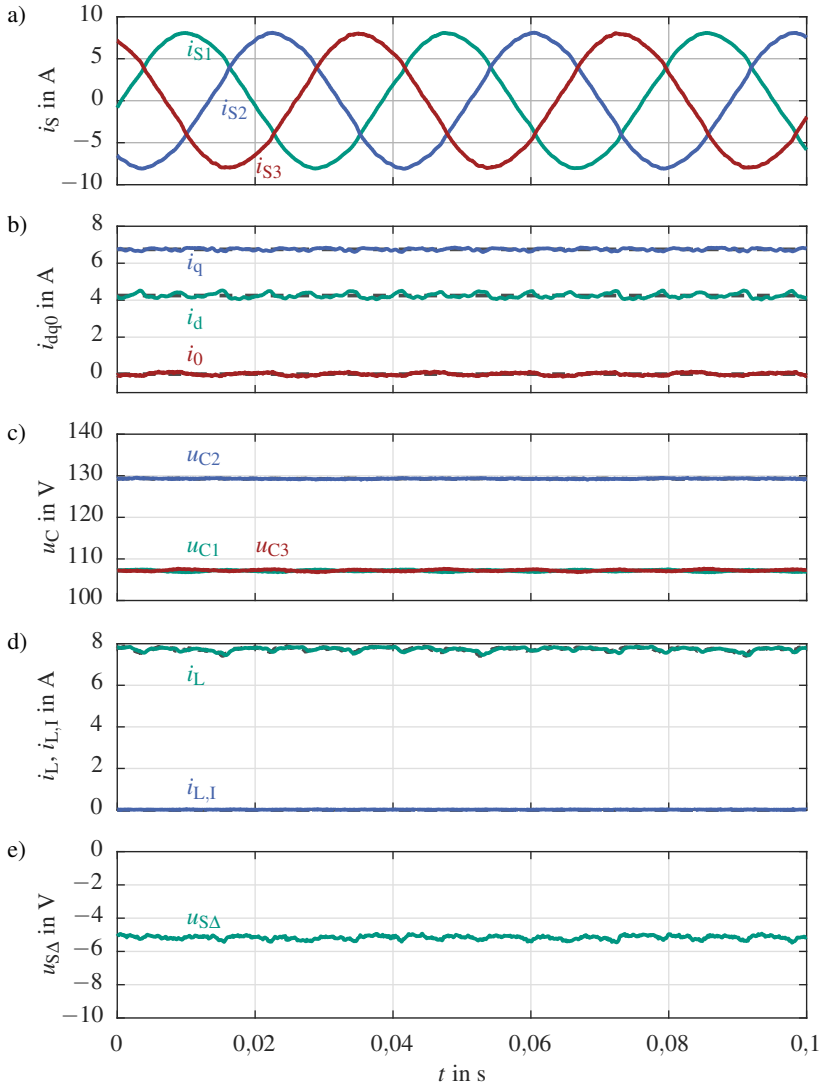


Abbildung 9.3: Stationärer Betrieb. a) Phasenströme. b) Transformierte Maschinenströme. c) Zwischenkreisspannungen. d) Batterie- und Inverswandlerstrom. e) Raumzeigerversatzspannung.

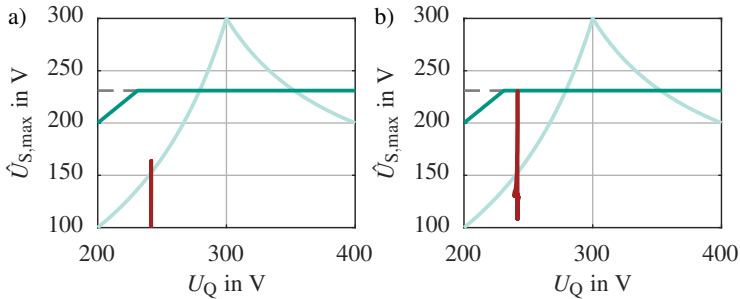


Abbildung 9.4: Maximale Strangspannungsamplitude für konstante Zwischenkreisspannung (hellgrün) bzw. unter Einsatz des Verfahrens aus [E1] (dunkelgrün). Die Trajektorien der Sprünge sind jeweils rot eingezeichnet. a) Kleinsignalsprung. b) Großsignalsprung.

schenkreisspannungen allein durch den Versatz der Raumzeiger erreicht werden. Der Inverswandler ist deaktiviert, der Drosselstrom gleich Null. Die Raumzeigerversatzspannung ist in Abbildung 9.3 e) abgebildet.

### 9.3 Dynamisches Verhalten

Zur Beurteilung des dynamischen Verhaltens der Regelung werden Sollwertsprünge des q-Stroms untersucht, zuerst Kleinsignalsprünge, dann Großsignalsprünge. Die Unterscheidung wird anhand der benötigten Strangspannungsamplitude an der Maschine getroffen. Beim Kleinsignalsprung (Abbildung 9.4 a) wird, im Gegensatz zum Großsignalsprung (Abbildung 9.4 b), die Grenze des Spannungsstellbereichs des Stromrichters noch nicht erreicht. Auch ist der Drehmoment- bzw. q-Stromsprung im Kleinsignalsprung mit 2,25 A wesentlich kleiner als im Großsignalsprung mit 6 A. Im Kleinsignalfall springt das Drehmoment der Maschine von 25 % auf 50 %, im Großsignalfall von 8 % auf 75 % ihres Nennmoments. Die Daten und Randbedingungen beider Sprünge sind in Tabelle 9.2 bzw. 9.3 aufgelistet.

In den Maschinenströmen des Kleinsignalsprungs in Abbildung 9.5 b) ist eine geringe Verkopplung der eigentlich entkoppelten Maschinenströme zu erkennen. Beim Großsignalsprung in Abbildung 9.6 b) tritt diese Verkopplung noch deutlicher hervor. Hier stößt die lineare Modellbildung und Entkopplung in Verbindung mit den Datenblattangaben zur Maschine an ihre Grenzen.

Da die in Abschnitt 5.3 vorgestellte Vorsteuerung der Maschinenleistung schon einen Großteil des Sprunges auf die Gleichstromaufnahme aus der Quelle vorsteuert, werden die Zwischenkreisspannungsregler deutlich entlastet. Wie aus Abbildung 9.5 c) hervorgeht, werden die Zwischenkreisspannungen kaum beeinflusst. Lediglich beim Großsignalsprung in Abbildung 9.6 c) wird die Symmetrie des Zwischenkreises kurzzeitig leicht gestört, jedoch innerhalb von ca. 15 ms wieder vollständig zur Symmetrie hin ausgegletzt.

Der Inverswandler wird hier nicht benötigt, da der Versatz der Raumzeiger nach Abschnitt 5.5.2 ausreichend ist. Da sich die Amplitude des Drehstromsystems innerhalb der Maschine ändert, muss natürlich die Raumzeigerversatzspannung  $U_{S\Delta}$  nachgeführt werden, um (5.19) zu genügen (Abbildung 9.5 bzw. 9.6 e). Auch das Erreichen der Stellgrenze der Strangspannungsamplitude im Großsignalsprung führt zu keinen Problemen innerhalb der vorgestellten Reglerstruktur. Es führt kurzzeitig dazu, dass die Raumzeigerversatzspannung  $U_{S\Delta}$  zu Null wird, da die einander gegenüberliegenden Spannungsraumzeiger der Drehstrombrücken allein durch das Stellen des Statorspannungsraumzeigers  $\underline{u}_S$  an ihre jeweiligen Stellgrenzen stoßen. Hier wird, aufgrund des verschwindenden Stelleingriffs, die Absolutwertregelung der äußeren Kondensatoren durch den Inverswandler unterstützt. Dies geschieht automatisch innerhalb der kaskadierten Stellgrößenbegrenzung (Abbildung 5.15). Der Sollwert des Drosselstroms im Inverswandler steigt jedoch auf maximal 180 mA. Unterstellt man ein stationäres Tastverhältnis, das sich aus den nahezu konstanten Zwischenkreisspannungen gemäß (4.49) für  $u_{L,I} \rightarrow 0$  ergibt, wirkt der Inverswandler lediglich mit  $i_{1,I} = 131$  mA auf die äußeren Kondensatoren ein.

Zusammenfassend lässt sich also sagen, dass die entworfene Steuerung und Regelung den dynamischen Ansprüchen eines realen Betriebs gerecht wird.

Tabelle 9.2: Daten des gezeigten Kleinsignalsprunges.

Bezeichnung	Parameter	Wert
Drehzahl	$n$	$700 \text{ min}^{-1}$
Drehmoment	$M$	$3 \text{ Nm} \rightarrow 6 \text{ Nm}$
d-Stromsollwert	$i_d^*$	$4,3 \text{ A}$
q-Stromsollwert	$i_q^*$	$2,25 \text{ A} \rightarrow 4,5 \text{ A}$
Quellenspannung	$U_Q$	$240 \text{ V}$
Zwischenkreisspannungssollwert außen	$u_{C1}^*, u_{C3}^*$	$107,2 \text{ V}$
Zwischenkreisspannungssollwert innen	$u_{C2}^*$	$128,6 \text{ V}$

Tabelle 9.3: Daten des gezeigten Großsignalsprunges.

Bezeichnung	Parameter	Wert
Drehzahl	$n$	$1000 \text{ min}^{-1}$
Drehmoment	$M$	$1 \text{ Nm} \rightarrow 9 \text{ Nm}$
d-Stromsollwert	$i_d^*$	$4,3 \text{ A}$
q-Stromsollwert	$i_q^*$	$0,75 \text{ A} \rightarrow 6,75 \text{ A}$
Quellenspannung	$U_Q$	$240 \text{ V}$
Zwischenkreisspannungssollwert außen	$u_{C1}^*, u_{C3}^*$	$107,2 \text{ V}$
Zwischenkreisspannungssollwert innen	$u_{C2}^*$	$128,6 \text{ V}$

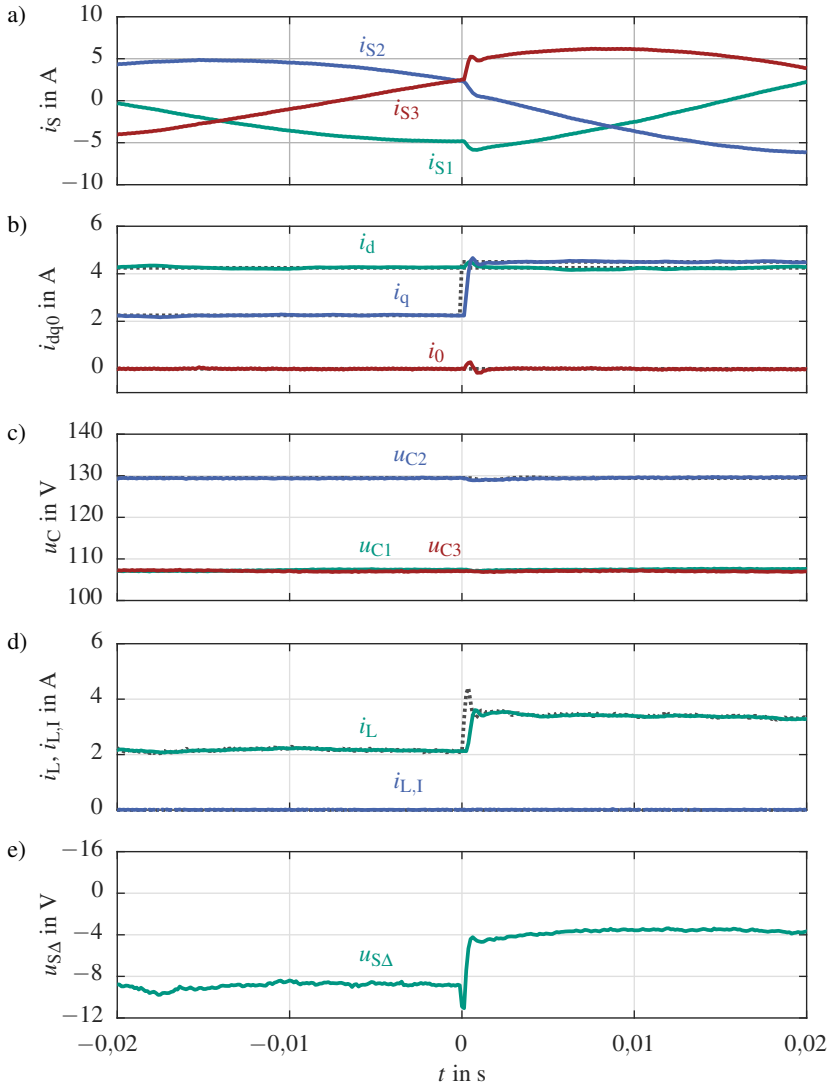


Abbildung 9.5: Kleinsignalsprung. a) Phasenströme. b) Transformierte Maschinenströme. c) Zwischenkreisspannungen. d) Batterie- und Inverterstrom. e) Raumzeigerversatzspannung.



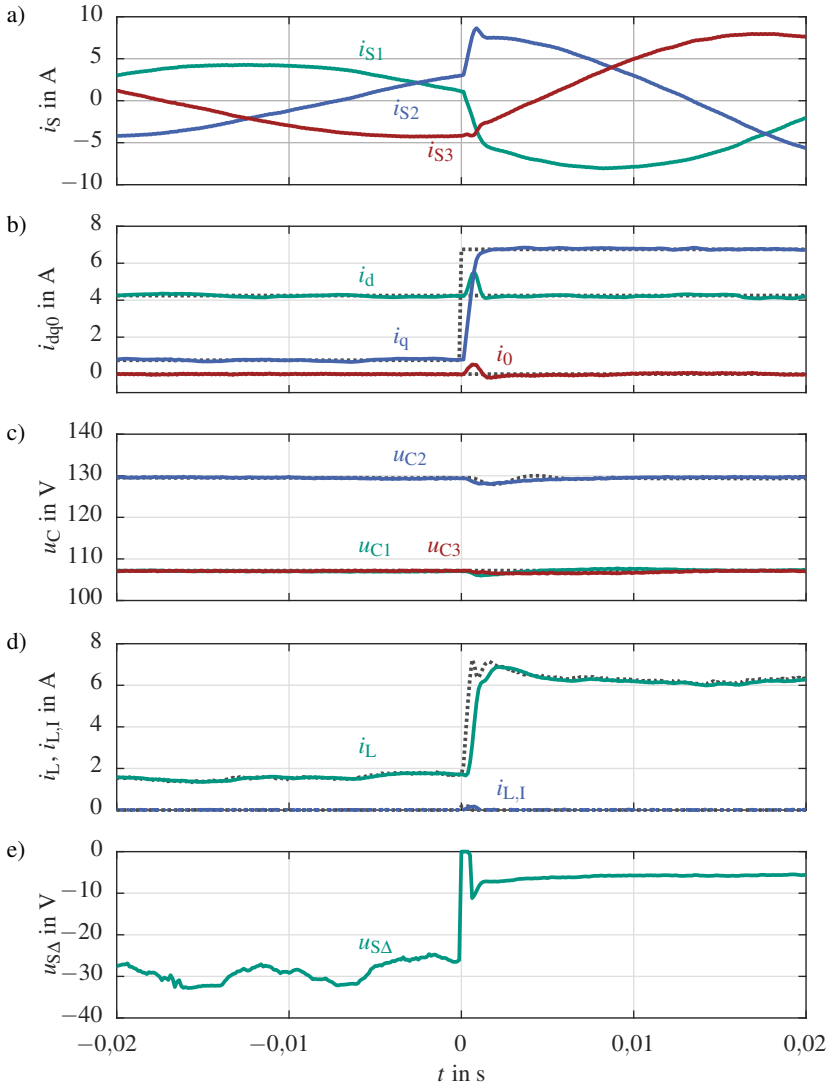


Abbildung 9.6: Großsignalsprung. a) Phasenströme. b) Transformierte Maschinenströme. c) Zwischenkreisspannungen. d) Batterie- und Inverswandlerstrom. e) Raumzeigerversatzspannung.

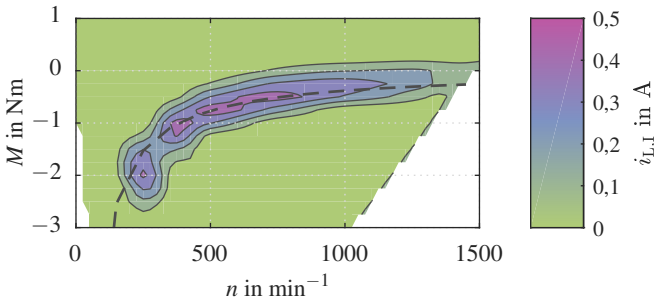


Abbildung 9.7: Drosselstrom  $i_{L,I}$  in Abhängigkeit des Betriebspunktes  $(M,n)$ . Die gestrichelte Hyperbel entspricht einer generatorischen Leistung von 40 W.

## 9.4 Einfluss des zusätzlichen Inverswandlers

Wie bereits beschrieben, wird ein zusätzlicher Inverswandler benötigt, um die Zwischenkreisspannungen regeln zu können, wenn keine Leistungsabgabe stattfindet. Um den Einfluss des Inverswandlers beim aufgebauten Demonstrator beurteilen zu können, wurden verschiedene Betriebspunkte innerhalb der  $(M,n)$ -Ebene eingestellt. Die Messung des Inverswandlerstroms erfolgte dann jeweils bei stationärem Betrieb über eine Messdauer von 0,5 s, bei einer Quellenspannung von 300 V.

Die Messergebnisse sind in Abbildung 9.7 dargestellt. Es ist zu beachten, dass der abgebildete Bereich nur einen kleinen Teil des Kennfelds (max. 13,4 Nm, max. 1500  $\text{min}^{-1}$ ) ausmacht. Das Maximum erreicht der Inverswandlerstrom im Betriebspunkt  $(-0,75 \text{ Nm}, 525 \text{ min}^{-1})$  mit  $i_{L,I} = 466 \text{ mA}$ .

Weiterhin ist zu erkennen, dass die Ortskurve der Maxima entlang einer Hyperbel konstanter generatorischer Leistung von 40 W verläuft. Dies lässt sich durch die Verluste in der Maschine erklären. Auf dieser Hyperbel kompensiert die generatorische Leistung genau die auftretenden Maschinenverluste, sodass von elektrischer Seite keine Leistung eingespeist werden kann bzw. muss. Damit ist der Stelleingriff über die Raumzeigerversatzspannung nicht verfügbar und die Regelung geschieht über den Inverswandler.

Bei einer Quellenspannung von 300 V ergibt sich nach Kapitel 6 eine innere Kondensatorspannung von  $u_{C2}^* = 160,8 \text{ V}$  bei konstantem Sollwert für die äußeren Kondensatorspannungen von  $u_{C1}^* = u_{C3}^* = 107,2 \text{ V}$ . Nach (4.49), (4.50) sowie (4.51) können sowohl die Stromaufnahme  $i_{2,I}$  aus dem inneren Zwischen-

kreis, als auch die Stromabgabe in den Gesamtzwischenkreis bestimmt werden. Für den oben beschriebenen Maximumpunkt belaufen sie sich zu:

$$a_1 = 0,7 \quad i_{1,1} = 139,8 \text{ mA} \quad i_{2,1} = 326,2 \text{ mA} \quad (9.1)$$

# 10

## Zusammenfassung und Ausblick

Die Elektrifizierung von Fahrzeugen verlangt nach kleinen, leichten und effizienten Stromrichterschaltungen. Neben der Optimierung des Betriebs, der Systemgrößen, der Wahl der Bauelemente sowie der Integration spielt auch die Wahl der Schaltungstopologie eine wichtige Rolle. Eine speziell für die Anwendung als Antriebsstromrichter gedachte Schaltung wurde in [9] vorgestellt. Diese Schaltung wurde mit dem Ziel entworfen, den Drosselaufwand von Gleichstromstellern, also deren Masse und Volumen, zu reduzieren und deren Effizienz zu steigern. Zu Grunde liegt ein Stromrichter mit dreigeteiltem Zwischenkreis, an dem eine Maschine in offener Schaltung durch zwei unterschiedlich angeschlossene Drehstrombrücken betrieben wird. Die unterschiedliche Wahl der Gleichspannungen im Zwischenkreis erlauben dem ebenso angeschlossenen Gleichstromsteller kleinere Spannungshübe an den Hochsetzstellerdrosseln.

Ziel dieser Arbeit ist die Analyse und Bewertung der Stromrichterschaltung für die Anwendung als Antriebsstromrichter im Elektrofahrzeug. Grundlage dazu bildet die Schaltungsanalyse. Sie beschreibt die Funktionsweise der Schaltung nach Baugruppen getrennt und konnte die grundlegende Funktionsfähigkeit in jedem Betriebspunkt zeigen.

Im darauffolgenden Schritt konnte dann die regelungstechnische Analyse und die Synthese einer geschlossenen Regelung vorgenommen werden. Dazu wurde

zuerst ein Modell der Zwischenkreisregelstrecke erstellt. Da einer der zu regelnden Freiheitsgrade nicht in jedem Punkt regelbar ist, musste die ursprüngliche Schaltung um einen zusätzlichen Steller erweitert werden. Auf dem Streckenmodell aufbauend wurde eine Regelung in Kaskadenstruktur entworfen, die alle Freiheitsgrade regelt, wozu auch die verwendete rotorflussorientierte Maschinenregelung erweitert werden musste.

Da damit der grundlegende, geregelte Betrieb sichergestellt ist, konnte ein optimiertes, überlagertes Betriebsverfahren entwickelt werden. Dieses umfasst zum einen einen definierten Einschaltvorgang, sodass eine übermäßige Beanspruchung von aktiven und passiven Bauelementen soweit als möglich vermieden werden kann. Zum anderen wurde die Vorgabe der Zwischenkreisspannungen dahingehend optimiert, dass in jedem Betriebspunkt eine konstante maximale Strangspannungsamplitude an der Maschine erzeugt werden kann.

Zur Validierung der entwickelten Regelung und des optimierten Betriebsverfahrens wurde ein Demonstrator im Labormaßstab entwickelt und aufgebaut. Die vorgestellten Messungen zeigen, dass die entworfene Betriebsführung und Regelung funktionieren und ein robuster und gleichermaßen dynamischer Betrieb des gesamten Antriebssystems möglich ist. Darüber hinaus wurde der Einfluss des zusätzlich benötigten Stellers quantifiziert. Wie erwartet beschränkt sich sein Einsatz auf ein kleines Gebiet des gesamten Betriebsbereichs. Zusammenfassend kann hierdurch die Funktionsfähigkeit der Schaltung bestätigt werden. Zur Quantifizierung der möglichen Vorteile wurde die Schaltung mit dem derzeit üblichen Stand der Technik, einer Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller, verglichen. Dabei wurde der Bauelementaufwand als Merkmal herangezogen. Für die verschiedenen Typen von aktiven und passiven Bauelementen existieren bereits bekannte Vergleichsverfahren. Um sowohl den Halbleiteraufwand als auch deren Verluste bestimmen zu können, wurden zusätzlich Halbleitermodelle auf Basis existierender Halbleiter erstellt. Diese umfassen neben den Schalt- und Durchlassverlusten auch die Entwärmungseigenschaften und ermöglichen so die Auslegung und den Vergleich beliebiger Stromrichterschaltungen. Das Einsparpotential bei der Induktivität sowie bei der Halbleiterfläche im Gleichstromsteller konnte damit nachgewiesen werden.

In der hier untersuchten Schaltungsvariante stellt der Maschinenumrichter als Tandemschaltung die größte Schwäche des Konzepts dar. Sein Mehrbedarf an Halbleiterfläche übertrifft die eingesparte Halbleiterfläche, sodass in Summe ein Mehrbedarf entsteht. Weitere Folgen dieser Verschaltung sind die gestiegenen Halbleiterverluste, der zusätzliche Aufwand einer Nullstromregelung sowie ein schlechterer Oberwellengehalt der Ausgangsspannung. Vorrangiges Ziel muss also sein, diese Tandemschaltung aufzulösen. Durch die vier gegebenen Zwi-

---

schlenkreispotentiale bietet sich die Verwendung eines  $\pi$ -Type-Umrichters [9, 70] an. Dadurch wird nicht nur der Oberwellengehalt der Ausgangsspannung reduziert, sondern es entfällt durch die Sternschaltung der Maschine auch die Nullstromregelung.

Die festgestellte Reduktion des Drosselaufwands bedeutet eine Gewichtsreduktion der Gleichstromstellerdrosseln. Diese Reduktion wird teilweise vom Mehraufwand für die Kühlung der Halbleiter kompensiert. Aufgrund der stark unterschiedlichen mittleren Dichten von Drosseln (Eisen, Kupfer) und Kühlkörpern (Aluminium, Wasser), kann eine Gewichtsreduktion des gesamten elektrischen Triebstrangs vermutet werden. In wie weit diese Reduktion jedoch zu einer Reichweitenverlängerung eines realen Elektrofahrzeuges führen könnte, hängt so stark von der Auslegung des Fahrzeugs und des Triebstrangs ab, dass im Rahmen dieser Arbeit keine Aussage darüber getroffen werden kann. Alles in allem kann also die Umsetzbarkeit und Funktion der Schaltung bestätigt werden. Die erhofften Einsparungen im Bauelementaufwand konnten jedoch nur teilweise nachgewiesen werden und werden mit erhöhten Verlusten erkauf.



# Symbolverzeichnis

## Abkürzungen

A/D	Analog/Digital
CLF	Component Load Factors
D/A	Digital/Analog
DBS	Drehstrombrückenschaltung
DC/DC	Gleichstromsteller
dq	Rotororientierte Koordinaten (Direkt- und Querachse)
DSK	Doppelschichtkondensator
DSP	Digitaler Signal Prozessor
EPSR	Einplatinenstromrichter
FPGA	Field Programmable Gate Array
HMK	Hochleistungsmodulorkarte
HSS	Hochsetzsteller
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Field Effect Transistor
PC	Personal Computer
PSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
SDTC	Split DC Tandem Converter
SUR	Switch Utilization Ratio

## Formelzeichen

$\underline{a}$	Drehfaktor der Raumzeigerberechnung
$\alpha$	Einstellparameter des symmetrischen Optimums



$a$	Aussteuergrad
$a_B$	Aussteuergrad der unteren Halbbrücke des DC-Stellers
$A_{HL}$	Querschnittsfläche eines Halbleiterchips
$a_I$	Aussteuergrad der Transistoren des Inverswandlers
$a_T$	Aussteuergrad der oberen Halbbrücke des DC-Stellers
$b$	Leistungsaufteilung der Drehstrombrücken
$C_{GD1}$	Rückwirkungskapazität eines MOSFET bei Betriebsspannung
$C_{GD2}$	Rückwirkungskapazität eines MOSFET bei Flussspannung
$C_{rss}$	Rückwirkungskapazität eines MOSFET
$E_{off}$	Ausschaltenergie eines Halbleiters
$E_{on}$	Einschaltenergie eines Halbleiters
$E_{rec}$	Reverse-Recovery-Energie einer Diode
$f_P$	Pulsfrequenz der Halbleiter
$g$	Modulationsgrad
$i_{1,I}$	Stromaufnahme des Inverswandlers aus dem inneren Zwischenkreiskondensator
$i_{2,I}$	Stromabgabe des Inverswandlers an die äußeren Zwischenkreiskondensatoren
$i_{Br1}$	Gleichstromaufnahme der Drehstrombrücke 1
$i_{Br2}$	Gleichstromaufnahme der Drehstrombrücke 2
$I_{C,eff}$	Kondensatoreffektivstrom
$i_{Cn}$	Strom durch den Zwischenkreiskondensator $n$
$\bar{i}_D$	Mittlerer Laststrom einer Diode
$i_d$	Stromkomponente durch die Maschine in Rotorflussrichtung
$i_{D,eff}$	Effektiver Laststrom einer Diode
$I_{CN}$	Kollektordauererleichstrom eines IGBT
$I_{DN}$	Draindauererleichstrom eines MOSFET
$i_{E1+}$	Zwischenkreisstrom des DC-Stellers auf Potential 1/4

$i_{E1-}$	Zwischenkreisstrom des DC-Stellers auf Potential 4/4
$i_{E2+}$	Zwischenkreisstrom des DC-Stellers auf Potential 2/4
$i_{E2-}$	Zwischenkreisstrom des DC-Stellers auf Potential 3/4
$i_L$	Drosselstrom
$i_{L,1}$	Strom durch die Inverswandlerdrossel
$\bar{i}_L$	Mittlerer Drosselstrom
$\Delta i_L$	Drosselstromripple
$i_{Sn}$	Strom durch die Maschinenwicklung $n$
$i_{S0}$	Nullstromkomponente durch die Maschine
$i_q$	Stromkomponente durch die Maschine quer zur Rotorflussrichtung
$i_{ref}$	Bezugsstrom der Schaltenergien
$i_S$	Raumzeiger des Drehstromsystems in der Maschine
$\hat{i}_S$	Amplitude des Drehstromsystems in der Maschine
$I^*$	Strombelastung zur Schalteleistungsbestimmung
$i_{T,eff}$	Effektiver Laststrom eines IGBT
$\bar{i}_T$	Mittlerer Laststrom eines IGBT
$J$	Stromdichte
$L_d$	Induktivität einer Maschine in d-Richtung
$L_q$	Induktivität einer Maschine in q-Richtung
$L_h$	Hauptinduktivität einer Asynchronmaschine
$L_l$	Induktivität der Inverswandlersdrossel
$L$	Induktivität der Gleichstromstellerdrossel
$L'_{R\sigma}$	Transformierte Rotorstreuinduktivität einer Asynchronmaschine
$M$	Drehmoment
$n$	Drehzahl
$p$	Polpaarzahl
$P_{Br1}$	Anteilig übertragene Leistung der Drehstrombrücke 1

$P_{Br2}$	Anteilig übertragene Leistung der Drehstrombrücke 2
$P_d$	Durchlassverluste
$\varphi$	Phasenwinkel
$P_M$	Übertragene Gesamtleistung
$P_s$	Schaltverluste
$\Psi_f$	Erregerflussverkettung einer Synchronmaschine
$\Psi'_R$	Transformierte Rotorflussverkettung einer Asynchronmaschine
$q$	Anteil einer Gleichspannungsquelle an der gesamten Ausgangsleistung
$Q_{rr}$	Sperrverzugsladung einer Diode
$q'_{rr}$	Flächenbezogene Sperrverzugsladung einer Diode
$R^2_{adj}$	Adjustiertes Bestimmtheitsmaß
$r_D$	Differentieller Widerstand einer Diode
$R_{DS(on)}$	Kanalwiderstand eines MOSFET
$r'_{DS}$	Flächenbezogener Kanalwiderstand von MOSFETs
$r'_D$	Flächenbezogener differentieller Widerstand einer Diode
$r_T$	Differentieller Widerstand eines IGBT
$R_{th,JF}$	Thermischer Übergangswiderstand Sperrschicht-Kühlflüssigkeit
$r'_T$	Flächenbezogener differentieller Widerstand eines IGBT
$\sigma_R$	Rotorstreufaktor einer Asynchronmaschine
$T_F$	Kühlmitteltemperatur
$t_{fi}$	Abfallzeit des Stromes im Schaltvorgang
$t_{fu}$	Abfallzeit der Spannung im Schaltvorgang
$T_J$	Sperrschichttemperatur
$T_N$	Nachstellzeit eines PI-Reglers
$T_P$	Zeitdauer einer Pulsperiode
$t_{ri}$	Anstiegszeit des Stromes im Schaltvorgang
$t_{ru}$	Anstiegszeit der Spannung im Schaltvorgang

$u_B$	Spannung der unteren Halbbrücke des DC-Stellers
$U_C$	Spannung des Zwischenkreiskondensators C
$u_{C1}$	Spannung des Zwischenkreiskondensators $C_1$
$u_{C2}$	Spannung des Zwischenkreiskondensators $C_2$
$u_{C3}$	Spannung des Zwischenkreiskondensators $C_3$
$u_d$	Spannungskomponente an der Maschine in Rotorflussrichtung
$u_\Delta$	Differenzspannung des DC-Stellers in $\Sigma/\Delta$ -Darstellung
$u_{L,I}$	Spannung an der Inverswandlerdrossel
$u_L$	Spannung an Drossel
$u_{Sn}$	Spannung der Maschinenwicklung $n$
$u_{S0}$	Nullspannungskomponente an der Maschine
$u_q$	Spannungskomponente an der Maschine quer zur Rotorflussrichtung
$U_Q$	Spannung der Quelle
$u_{ref}$	Bezugsspannung der Schaltenergien
$\underline{u}_S$	Raumzeiger des Drehspannungssystems an der Maschine
$\underline{u}_{S1}$	Raumzeiger des Drehspannungssystems von DBS 1
$\underline{u}_{S2}$	Raumzeiger des Drehspannungssystems von DBS 2
$\hat{U}_S$	Amplitude des Drehspannungssystems an der Maschine
$\hat{U}_{S1}$	Amplitude des Drehspannungssystems von DBS 1
$\hat{U}_{S2}$	Amplitude des Drehspannungssystems von DBS 2
$U_{S\Delta}$	Verschiebespannung der Raumzeiger
$u_\Sigma$	Summenspannung des DC-Stellers in $\Sigma/\Delta$ -Darstellung
$U^*$	Spannungsbelastung zur Schalteleistungsbestimmung
$u_T$	Spannung der oberen Halbbrücke des DC-Stellers
$U_{D0}$	Knickspannung einer Diode
$U_{T0}$	Knickspannung eines IGBT
$V_P$	Proportionalverstärkung eines PI-Reglers



# Abbildungsverzeichnis

1.1	Übersicht möglicher Topologien zum gemeinsamen Betrieb mehrerer Energiequellen im Elektrofahrzeug [6]. Abkürzungen: FC=Fuel Cell, B=Batterie, SC=Super Capacitor. . . . .	3
1.2	Typische Zusammensetzung von Volumen und Kosten eines Stromrichters [E1]. Daten aus [7] und [8] zusammengeführt. . . . .	4
1.3	Schaltplan der in [9] vorgeschlagenen Schaltungstopologie. . . . .	5
2.1	Schema eines elektrischen Triebstrangs. . . . .	8
2.2	Schematischer Querschnitt einer Lithiumzelle mit eingezeichneter $\text{Li}^+$ -Ionenbewegung für die Entladung (grün) und für die Ladung (blau). . . . .	9
2.3	Gemessene Entladekennlinie einer Lithium-Zelle [E2]. Aufgetragen ist die Zellspannung $U$ über der auf die Kapazität $C$ normierten entnommenen Ladung $Q$ . . . . .	10
2.4	Schematischer Querschnitt einer Brennstoffzelle. . . . .	11
2.5	Kennlinie der Klemmenspannung einer Brennstoffzelle aus [23]. a) Aktivierungsbereich. b) Arbeitsbereich. c) Grenzbereich. In rot ist der Punkt maximaler Leistungsentnahme markiert. . . . .	12
2.6	Beispielhafter Querschnitt eines Doppelschichtkondensators. Die Helmholtz-Doppelschicht in grün ist (nicht maßstabgetreu) dicker dargestellt. . . . .	13
2.7	Beispielhafte Kennlinie der Klemmenspannung eines DSK-Moduls in Abhängigkeit der gespeicherten Energie. . . . .	14
2.8	Ersatzschaltbild eines Stromrichters mit angeschlossener Maschine. . . . .	15
2.9	Beispielhafte Schnittbilder elektrischer Drehfeldmaschinen. a) Synchronmaschine. b) Asynchronmaschine. . . . .	16

2.10	Blockschaltbild des elektrischen Teilantriebssystems mit mehreren Quellen, Gleichstromstellern sowie Zentralantrieb. . . . .	18
2.11	Schaltbild der Drehstrombrückenschaltung aus Abbildung 2.10. . .	19
2.12	Normierte Effektivstrombelastung des Zwischenkreiskondensators durch die Drehstrombrücke nach [36]. . . . .	21
2.13	Schaltbild einer der Zweiquadrantensteller aus Abbildung 2.10. . .	22
2.14	Normierter Stromripple in der Quelle in Abhängigkeit der Quellenspannung. Die grüne Volllinie gilt für einen Steller, die Strichlinien für zwei (blau) bzw. drei (rot) parallele Steller. . . . .	23
2.15	Normierte Effektivstrombelastung des Zwischenkreiskondensators durch den Zweiquadrantensteller. . . . .	25
3.1	Lage der Quellenspannungen aus dem vorherigen Kapitel. . . . .	28
3.2	HILEM-Schaltung aus [41]: a) Schaltplan. b) Getaktete Spannung des Gleichstromstellers für einen Strang. . . . .	29
3.3	Vollständiger Schaltplan der untersuchten Stromrichtertopologie SDTC nach [9]. Sie wurde um einen Inverswandler zur Spannungsregelung der äußeren Kondensatoren erweitert. . . . .	32
4.1	Schaltplan des Gleichstromstellers des SDTC mit allen verwendeten Formelzeichen und Bauelementbezeichnungen. [E4] .	35
4.2	Mögliche Schaltzustände des Gleichstromstellers. Im stationären, symmetrischen Betrieb werden nur die Zustände a) und d) benötigt. Die asymmetrischen Zustände b) und c) können Asymmetrien der Spannungen der äußeren Kondensatoren beseitigen (s. Abschnitt 5.5.1). [E4] . . . . .	36
4.3	Schaltplan des Maschinenumrichters des SDTC mit allen verwendeten Formelzeichen und Bauelementbezeichnungen. [E4] .	38
4.4	Verteilung $b$ der gesamten Ausgangsleistung in Abhängigkeit von $U_Q$ und einem festen Verhältnis $\frac{u_{C1}}{u_{C2}} = 0.5$ und Symmetrie ( $u_{C1} = u_{C3}$ ). Man kann erkennen, dass die Leistungsaufteilung für jede Quellenspannung definiert ist. [E4] . . . . .	40
4.5	Normierte Leistungsverteilung $b$ der gesamten Ausgangsleistung in Abhängigkeit von $\frac{U_Q}{u_{C2}}$ und $\frac{u_{C1}}{u_{C2}}$ unter Annahme von Symmetrie ( $u_{C1} = u_{C3}$ ). Die Linie aus Abbildung 4.4 ist in grün eingezeichnet. .	41
4.6	Beispiel zur Erzeugung eines gewünschten Spannungsraumzeigers durch Gewichtung der Amplituden der Raumzeiger der einzelnen Drehstrombrücken. [E1] . . . . .	43

4.7	Maximale Strangspannungsamplitude des SDTC in Abhängigkeit der Quellenspannung. Zum Vergleich sind die maximalen Strangspannungsamplituden einer Drehstrombrücke (blau, "DBS") und einer Drehstrombrücke mit Gleichstromsteller (gelb, "DBS+DC/DC") gezeigt. [E1] . . . . .	44
4.8	Drehstrombrücke. Man beachte die zwei verschiedenen Ströme auf Gleichstromseite $i_{Br+}$ und $i_{Br-}$ . . . . .	45
4.9	Rückwirkung des Stromnullsystems in der Maschine auf den Zwischenkreis. . . . .	47
4.10	a) Teilschaltplan des zusätzlichen Inverswandlers. b) und c) Mögliche Schaltzustände zum Auf- bzw. Abmagnetisieren der Inverswandlerdrossel. . . . .	49
4.11	Normierter Drosselstromripple, aufgetragen über bezogener Eingangsspannung und bezogenen äußeren Kondensatorspannungen (unter Annahme von Symmetrie). . . . .	51
4.12	Normierter Effektivstrom der Gleichstromsteller-Transistoren, aufgetragen über bezogener Eingangsspannung und bezogenen äußeren Kondensatorspannungen (unter Annahme von Symmetrie). . . . .	54
4.13	Stromkurvenformen durch die Zwischenkreiskondensatoren ohne Einfluss der Drehstrombrücken (unter Annahme von Symmetrie). Die Schaltzustände sind nach Abbildung 4.2 benannt. . . . .	55
4.14	Normierter Effektivstrom der äußeren Kondensatoren in der normierten Spannungsebene (unter Annahme von Symmetrie). Der Drosselstromripple wird vernachlässigt. . . . .	56
5.1	Übersicht der zu entwerfenden Regelungen. Die Regelstrecke umfasst die Energiequelle, die Gleichstromsteller, den Zwischenkreis und den Laststromrichter mit Last. . . . .	58
5.2	Blockschaltbild der feldorientierten Maschinenregelung (untere Hälfte von Abbildung 5.1), ergänzt um die benötigte Leistungsaufteilung und Nullstromregelung zum Betrieb des SDTC. . . . .	59
5.3	Signalfussplan zur Leistungsaufteilung in $\alpha/\beta$ -Koordinaten gemäß (4.23). . . . .	60
5.4	Mittelwertmodell der Zwischenkreisregelstrecke. Nicht dargestellt sind zusätzliche Störgrößen der Regelung und der zur Abhilfe gedachte Inverswandler. . . . .	62
5.5	Geschlossener Regelkreis der Stromregelung. Die gewünschte Summenspannung $u_{\Sigma}$ wird in die zwei Spannungen $u_T$ und $u_B$ transformiert. Es wird nur $u_{\Sigma}$ , nicht jedoch $u_{\Delta}$ benötigt. [E4] . . . . .	63



5.6	Kaskadierte Regelung der inneren Kondensatorspannung $u_{C2}$ . Die unterlagerte Drosselstromregelung kann als PT1-Glied angenähert werden. [E4] . . . . .	65
5.7	Regelstrecke der Symmetrieregulung, d.h. die Gesamtstrecke aus Abbildung 5.4 bereinigt um die bereits geregelten Zustandsgrößen. Die Rückkopplung der Spannungen $u_{C1}$ und $u_{C3}$ in die Aussteuergradberechnung (4.3) und (4.4) wirkt als <i>natürliche Symmetrierung</i> . . . . .	66
5.8	Geschlossener Regelkreis für die Regelung von $u_{C1} - u_{C3}$ . Die vereinfachte Regelstrecke ist noch immer nichtlinear (rot), kann jedoch durch Vorschalten ihrer Inversen (gelb) linearisiert werden. . . . .	67
5.9	Geschlossener Regelkreis für die Regelung von $u_{C1} - u_{C3}$ , erweitert um den möglichen Eingriff des Nullstromreglers (blau). . . . .	69
5.10	Beispiel zum Raumzeigerversatz. a) Originale Raumzeiger. Das Verhältnis wurde aus der Leistungsaufteilung (4.23) gewonnen. b) Mit $U_{S\Delta}$ versetzte Raumzeiger. Die an der Maschine wirksame Spannung (blau) bleibt unverändert, die Leistungsaufnahme der einzelnen Brücken ändert sich jedoch, da sich die Zeigerlängen (rot, grün) ändern. . . . .	70
5.11	Signalflussplan zur additiven Überlagerung der Raumzeigerverschiebung $u_{S\Delta}$ gemäß (5.12) bzw. (5.13). Es gelten unterschiedliche Vorzeichen für den oberen und den unteren Pfad. . . . .	72
5.12	Geschlossener Regelkreis für die Regelung des Absolutwertes von $u_{C1}$ bzw. $u_{C3}$ . Die nichtlineare Regelstrecke (rot) kann durch Vorschalten ihrer Inversen (gelb) linearisiert werden. . . . .	73
5.13	Geschlossener Regelkreis für die Regelung des Inverswandlerausgangsstroms $i_{L,1}$ zur Spannungsregelung in $C_1/C_3$ . Die nichtlineare Abhängigkeit des Ausgangsstroms $i_{L,1}$ vom Aussteuergrad $a_1$ verursacht die Nullstelle in der rechten Halbebene (rot). . . . .	74
5.14	a) Linearisierte Multiplikation gemäß (5.21). Der Durchgriff von $u_{L,1}$ hinter den Integrator ist noch immer vorhanden. b) Linearisierte Reihenschaltung aller Elemente gemäß (5.27). . . . .	75
5.15	PI-Regler mit priorisierender Stellgrößenausgabe zur Regelung des Absolutwertes der äußeren Kondensatorspannungen. . . . .	77
5.16	Übersicht der gesamten Regelung des SDTC. Die Verkopplung von Zwischenkreis- und Maschinenregelung ist gut zu erkennen. . . . .	78

---

6.1	Eine beispielhafte Kurvenschar, die die maximale Strangspannungsamplitude $\hat{U}_{S,\max}$ in Abhängigkeit der Quellenspannung $U_Q$ für verschiedene innere Kondensatorspannungen $u_{C2}$ zeigt (grün). Ebenso ist die gewünschte, maximale Strangspannungsamplitude in rot gezeigt, sowie die Ortskurve des Maximumpunktes in blau. . . . .	81
6.2	Vergleich konstanter und veränderlicher Zwischenkreisspannungen: a) Sollwerte der Zwischenkreisspannungen. b) Maximale Strangspannungsamplitude nach (4.36). c) Leistungsaufteilung nach (4.23). . . . .	84
6.3	Trajektorien der Bauelementbelastungen mit optimierten Zwischenkreisspannungen. a) Drosselstromripple. b) Effektivstrom der äußeren Kondensatoren. c) Effektivstrom äußere Gleichstromsteller-Transistoren. d) Effektivstrom der inneren Gleichstromsteller-Transistoren. . . . .	85
6.4	Regelungsübersicht aus Abbildung 5.16, ergänzt um die Erzeugung der Zwischenkreisspannungssollwerte. . . . .	86
6.5	Resistive Zwischenkreisvorladung. a) Schaltplan. b) Verlauf der Zwischenkreisspannung beim Vorladen. . . . .	87
6.6	Resistive Zwischenkreisvorladung. a) Schaltplan. b) Spannungsaufteilung mit ungleichen Kapazitäten. c) Spannungsaufteilung mit gleichen Kapazitäten oder Entladewiderständen. . . . .	88
6.7	Simulierte Spannungsverläufe beim Einschalten mit und ohne Ablaufsteuerung. a) Äußere Kondensatorspannungen. b) Innere Kondensatorspannung. . . . .	90
6.8	Ablaufsteuerung zum Einschalten und gezielten Hochfahren. Zuerst werden Regler abhängig von der Quellenspannung selektiv eingeschaltet, nach Erreichen des jeweiligen Sollwerts dann alle gemeinsam. . . . .	91
6.9	Schaltplan der Anbindung mehrerer Quellen an den SDTC. Die Drehstrombrücken sind als Gleichstromsenken modelliert, die Maschine ist nicht gezeigt. . . . .	92
7.1	Zu vergleichende Topologien: a) Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller, b) SDTC-Topologie. . . . .	96
7.2	Vergleich der auf die Referenztopologie normierten Schaltleistungen, sortiert nach Funktionsgruppe. . . . .	105

7.3	Flussdiagramm des Auslegungsalgorithmus nach [E5]. . . . .	107
7.4	Kanalwiderstand $R_{DS(on)}$ eines MOSFETs in Abhängigkeit des Nenn drainstromes $I_{DN}$ . Die Punkte stellen die Datenblattwerte für 120 °C dar, die Kurve das Ergebnis der Regressionsrechnung [E5]. . .	109
7.5	Vereinfachtes Schaltverhalten eines MOSFETs unter induktiver Last [E5, 59]. Der Einfluss von Streuinduktivitäten ist vernachlässigt.	110
7.6	Stromanstiegs- und -abfallzeiten [E5]. . . . .	111
7.7	a) Rückwirkungskapazität $C_{rSS}$ in Abhängigkeit der momentanen Drain-Source-Spannung $u_{DS}$ [E5]. b) $C_{rSS}(u_{DS} = 0V)$ in Abhängigkeit des Nenn drainstroms [E5]. . . . .	113
7.8	Sperrverzögerungsladung $Q_{Tr}$ der intrinsischen Diode in Abhängigkeit des Nenn drainstroms $I_{DN}$ [E5]. . . . .	114
7.9	a) Knickspannung und b) differentieller Widerstand von IGBT (grün) und Diode (blau) nach [E5]. . . . .	116
7.10	Schaltenergien in Abhängigkeit von Kollektordauerstrom $I_{CN}$ und geschaltetem Strom $I_C$ nach [E5]. a) Einschaltenergie $E_{on}$ , b) Ausschaltenergie $E_{off}$ , c) Reverse-Recovery-Energie $E_{rec}$ . . . . .	118
7.11	a) Beispielhaftes Schnittbild eines wassergekühlten Leistungshalbleitermoduls mit Pin-Fins [E5]. b) Stationäres thermisches Ersatzschaltbild. . . . .	119
7.12	Wärmewiderstand $R_{th,JF}$ in Abhängigkeit der Halbleiterfläche für den IGBT (grün) und die Diode (blau) nach [E5]. . . . .	119
7.13	Ablauf des Auslegungsalgorithmus für den Hochsetzsteller der Referenztopologie. a) Zieltemperatur (gelb), sowie Sperrschichttemperatur der Transistoren (grün) und Dioden (blau). b) Zugehörige gesamte Verlustleistungen. . . . .	121
7.14	a) Verlauf der Verlustleistungen der einzelnen Schaltungsteile: DBS 1 (grün), DBS 2 (blau), Gleichstromsteller (rot). Die Punkte markieren die individuelle Auslegung. b) Verlauf der Sperrschichttemperaturen der zugehörigen Bauelemente: Transistor (Volllinie), Diode (Strichlinie). . . . .	124
7.15	a) Vergleich der Schaltleistung gemäß CLF (blau) mit der Halbleiterfläche gemäß iterativer Auslegung nach [E5] (gelb) für den Halbleiteraufwand. Beide Größen sind normiert auf den Aufwand der Referenztopologie (grün). b) Verlauf der Gesamtverlustleistung der Referenztopologie (grün) und des SDTC (blau). . . . .	125

---

8.1	a) Übersichtsschaltbild des Demonstrationsaufbaus. b) Schaltschrank mit Signalverarbeitung und Leistungselektronik. c) Verwendeter Maschinensatz. . . . .	128
8.2	a) Drehstrombrückenschaltung aus [63]. b) Gleichstromsteller. c) Inverswandler. . . . .	130
8.3	a) DSP-Platine. b) FPGA-Platine. c) AD-Wandler-Platine. . . . .	131
9.1	Gemessene Spannungsverläufe beim Einschalten mit und ohne Ablaufsteuerung (vgl. Abbildung 6.7). a) Äußere Kondensatorspannungen. b) Innere Kondensatorspannung. . . . .	136
9.2	Maximale Strangspannungsamplitude für konstante Zwischenkreisspannung (hellgrün) bzw. unter Einsatz des Verfahrens aus [E1] (dunkelgrün) . Der beschriebene stationäre Betriebspunkt ist in rot gekennzeichnet (vgl. Abbildung 6.2 b). . . . .	137
9.3	Stationärer Betrieb. a) Phasenströme. b) Transformierte Maschinenströme. c) Zwischenkreisspannungen. d) Batterie- und Inverswandlerstrom. e) Raumzeigerversatzspannung. . . . .	139
9.4	Maximale Strangspannungsamplitude für konstante Zwischenkreisspannung (hellgrün) bzw. unter Einsatz des Verfahrens aus [E1] (dunkelgrün). Die Trajektorien der Sprünge sind jeweils rot eingezeichnet. a) Kleinsignalsprung. b) Großsignalsprung. . . . .	140
9.5	Kleinsignalsprung. a) Phasenströme. b) Transformierte Maschinenströme. c) Zwischenkreisspannungen. d) Batterie- und Inverswandlerstrom. e) Raumzeigerversatzspannung. . . . .	143
9.6	Großsignalsprung. a) Phasenströme. b) Transformierte Maschinenströme. c) Zwischenkreisspannungen. d) Batterie- und Inverswandlerstrom. e) Raumzeigerversatzspannung. . . . .	144
9.7	Drosselstrom $i_{L,1}$ in Abhängigkeit des Betriebspunktes $(M,n)$ . Die gestrichelte Hyperbel entspricht einer generatorischen Leistung von 40 W. . . . .	145



# Tabellenverzeichnis

7.1 Übersicht der angepassten Belastungsindikatoren nach [49] . . . . .	99
7.2 Belastungen $U^*$ , $I^*$ , Anzahl $n$ sowie Schaltleistungen $P_{sw}$ für die Bauelemente der Drehstrombrücke mit Hochsetzsteller (Referenz) . .	101
7.3 Belastungen $U^*$ , $I^*$ , Anzahl $n$ sowie Schaltleistungen $P_{sw}$ für die Bauelemente des SDTC . . . . .	104
7.4 Zur Modellerstellung verwendete 200 V-MOSFETs von <i>Infineon</i> . . .	108
7.5 Koeffizienten zur Bestimmung der Stromanstiegs- und abfallzeiten in Abhängigkeit des Nenndrainstroms [E5]. . . . .	112
7.6 Zur Modellerstellung verwendete 650 V-IGBT von <i>Infineon</i> . . . . .	115
7.7 Koeffizienten zur Beschreibung der Schaltenergien in Anlehnung an [E5]. . . . .	117
7.8 Ergebnisse des iterativen Auslegungsalgorithmus für die Referenztopologie. . . . .	122
7.9 Ergebnisse des iterativen Auslegungsalgorithmus für den SDTC. . . .	123
8.1 Übersicht der verwendeten Komponenten. . . . .	133
8.2 Übersicht der Reglerparameter. Auslegung: BO = Betragsoptimum, SO = Symmetrisches Optimum . . . . .	134
9.1 Daten des betrachteten Betriebspunktes. . . . .	138
9.2 Daten des gezeigten Kleinsignalsprunges. . . . .	142
9.3 Daten des gezeigten Großsignalsprunges. . . . .	142



# Literaturverzeichnis

## Eigene Veröffentlichungen

- [E1] C. AXTMANN, J. KOLB und M. BRAUN, „Optimized Control of a Novel DC/3AC Converter Topology with Reduced Component Effort“, in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, IEEE, Sep. 2018.
- [E2] C. AXTMANN, „Mikrocontrollergesteuertes Akkumulator-Prüfgerät“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2010.
- [E3] C. AXTMANN, J. KOLB und M. BRAUN, „Efficiency map computation of arbitrary converter topologies in EV powertrains“, in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, IEEE, Dez. 2016.
- [E4] C. AXTMANN, J. KOLB und M. BRAUN, „A novel DC/3AC-converter topology with reduced component effort“, in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, Okt. 2017.
- [E5] C. AXTMANN, J. KOLB und M. BRAUN, „Dimensioning and Comparison of a Novel Power Converter Topology by Empirical Semiconductor Models“, in *2018 IEEE 4th Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, IEEE, Dez. 2018.
- [E6] C. AXTMANN, M. BOXRIKER und M. BRAUN, „A custom, high-performance real time measurement and control system for arbitrary power electronic systems in academic research and education“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, IEEE, Sep. 2016.



- [E7] B. BOHNET, C. AXTMANN, R. SCHWENDEMANN und M. BRAUN, „Direct flux linkage control scheme for highly utilized DC/DC converters with simple interleaving method“, in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, IEEE, Dez. 2016.
- [E8] C. AXTMANN, J. KOLB und P. ROLL, „Umschalter, Spannungsvorsorgung und Antriebssystem“, dt. Patentanmeld. DE102017109541A1, Nov. 2018.
- [E9] C. AXTMANN und J. KOLB, „Schaltungsanordnung und Verfahren zum Austausch elektrischer Energie über eine elektrische Maschine“, dt. Patentanmeld. DE102017115646A1, Jan. 2019.

## Studentische Arbeiten

- [S1] M. HETZEL, „Aufbau und Inbetriebnahme einer neuartigen Stromrichtertopologie mit mehrfach geteiltem Zwischenkreis“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [S2] A. LIEBRENZ, „Entwurf und Aufbau einer Abgleicheinrichtung für A/D-Wandler-Karten“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S3] S. SCHIEDECK, „Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme eines Stromrichters mit SiC-MOSFET-Sechspulsbrücke“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [S4] R. SCHWENDEMANN, „Inbetriebnahme eines Stromrichters mit SiC-MOSFET-Sechspulsbrücke und Reglerimplementierung in VHDL“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S5] A. OERDER, „Entwicklung eines Stromrichter-Leistungsteils für den Rennsporteinsatz“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S6] M. REINHARDT, „Aufbau und Untersuchung eines bidirektionalen Kleinspannungs-Gleichstromstellers mit Galliumnitrid-Leistungshalbleitern“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [S7] S. B. H. ALI, „Implementierung von E-Maschinenfunktionen auf einem FPGA“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.

- [S8] S.-E. ASMUSSEN, „Aufbau einer Drehstrombrückenschaltung mit neuartigen, doppelseitig gekühlten Leistungsmodulen zur Verlustcharakterisierung und Potentialabschätzung für die Elektromobilität“, Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S9] A. ZIEGLER, „Potentialabschätzung einer gestuft umschaltbaren Zwischenkreisspannung im elektrischen Triebstrang“, Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.

## **Datenblätter zur Bestimmung der Halbleitermodelle**

- [D1] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „OptiMOS 3 Power-Transistor BSC22DN20NS3 G“, Datenblatt, Mai 2011.
- [D2] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „OptiMOS 3 Power-Transistor BSC12DN20NS3 G“, Datenblatt, Mai 2011.
- [D3] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „OptiMOS 3 Power-Transistor BSC900N20NS3 G“, Datenblatt, Mai 2011.
- [D4] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „OptiMOS 3 Power-Transistor IPP320N20N3 G“, Datenblatt, Mai 2011.
- [D5] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „OptiMOS 3 Power-Transistor IPP110N20N3 G“, Datenblatt, Juli 2011.
- [D6] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Technische Information IGBT-Module FS100R06KE3“, Datenblatt, Okt. 2013.
- [D7] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Technische Information IGBT-Module FS200R07A1E3“, Datenblatt, Nov. 2013.
- [D8] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Technische Information IGBT-Module FS400R07A1E3\_H5“, Datenblatt, Dez. 2014.
- [D9] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Technische Information IGBT-Module FS600R07A2E3\_B31“, Datenblatt, Mai 2014.
- [D10] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Technische Information IGBT-Module FS800R07A2E3\_B31“, Datenblatt, Juni 2014.
- [D11] PADA ENGINEERING S.R.L., „PADA SuperPlate“, Datenblatt, Okt. 2008.

## Fremdliteratur

- [1] NATIONAL OCEANIC AND ATMOSPHERIC ADMINISTRATION, *2018 was 4th hottest year on record for the globe*, Abgerufen: 1. Sep. 2019. [Online]. Verfügbar: <https://www.noaa.gov/news/2018-was-4th-hottest-year-on-record-for-globe>.
- [2] L. M. FARQUHARSON, V. E. ROMANOVSKY, W. L. CABLE, D. A. WALKER, S. V. KOKELJ und D. NICOLSKY, „Climate Change Drives Widespread and Rapid Thermokarst Development in Very Cold Permafrost in the Canadian High Arctic“, *Geophysical Research Letters*, Jg. 46, Nr. 12, S. 6681–6689, Juni 2019.
- [3] KRAFTFAHRT-BUNDESAMT, *Jahresbilanz der Neuzulassungen 2018*, Abgerufen: 31. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: [https://www.kba.de/DE/Statistik/Fahrzeuge/Neuzulassungen/n\\_jahresbilanz.html?nn=644522](https://www.kba.de/DE/Statistik/Fahrzeuge/Neuzulassungen/n_jahresbilanz.html?nn=644522).
- [4] NORSK ELBILFORENING, *Norwegian EV market*, Abgerufen: 31. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: <https://elbil.no/english/norwegian-ev-market/>.
- [5] STATISTISCHES BUNDESAMT, *Bruttostromerzeugung in Deutschland*, Abgerufen: 1. Sep. 2019. [Online]. Verfügbar: <https://www.destatis.de/DE/Themen/Branchen-Unternehmen/Energie/Erzeugung/Tabellen/bruttostromerzeugung.html>.
- [6] H. S. DAS, C. W. TAN und A. YATIM, „Fuel cell hybrid electric vehicles: A review on power conditioning units and topologies“, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Jg. 76, S. 268–291, Sep. 2017.
- [7] M. MÄRZ, A. SCHLETZ, B. ECKARDT, S. EGELKRAUT und H. RAUH, „Power electronics system integration for electric and hybrid vehicles“, in *6th International Conference on Integrated Power Electronics System (CIPS)*, IEEE, 2010.
- [8] S. ROGERS, *Advanced Power Electronics and Electric Motors R&D*, U.S. Department of Energy. Abgerufen: 25. Apr. 2017 [Online]. Verfügbar: [https://energy.gov/sites/prod/files/2014/03/f13/ape00a\\_rogers\\_2013\\_o.pdf](https://energy.gov/sites/prod/files/2014/03/f13/ape00a_rogers_2013_o.pdf).
- [9] J. KOLB und M. GOMMERINGER, „Schaltungsanordnung und Verfahren zum Austausch elektrischer Energie über eine elektrische Maschine“, dt. Patentanmeld. DE102014005124A1, Okt. 2015.

- [10] J. LOTT, „Einsatz des Doppelschichtkondensators als Zusatzspeicher im Elektrofahrzeug“, Diss., Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe (TH), 2000.
- [11] K. REIS und A. BINDER, „Development of a permanent magnet outer rotor direct drive for use in wheel-hub drives“, in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, Sep. 2014.
- [12] D. R. ANDERSSON, K. BRINKFELDT, S. NORD u. a., „COSIVU — Compact, smart and reliable drive unit for fully electric vehicles“, in *2016 Pan Pacific Microelectronics Symposium (Pan Pacific)*, IEEE, Jan. 2016.
- [13] T. EPSKAMP, B. BUTZ und M. DOPPELBAUER, „Design and analysis of a high-speed induction machine as electric vehicle traction drive“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, IEEE, Sep. 2016.
- [14] J. MONTONEN, J. NERG, M. GULEC und J. PYRHONEN, „A New Traction Motor System With Integrated-Gear: A Solution for Off-Road Machinery“, *IEEE Access*, Jg. 7, S. 113 740–113 750, 2019.
- [15] C. KORTE, E. SPECHT, M. HILLER und S. GOETZ, „Efficiency evaluation of MMSPC/CHB topologies for automotive applications“, in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, IEEE, Dez. 2017.
- [16] TOYOTA MOTOR CORPORATION, *Toyota Mirai Technical Specifications*, Abgerufen: 12. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: [https://media.toyota.co.uk/wp-content/files\\_mf/1444919532151015MToyotaMiraiTechSpecFinal.pdf](https://media.toyota.co.uk/wp-content/files_mf/1444919532151015MToyotaMiraiTechSpecFinal.pdf).
- [17] S. DHAMEJA, *Electric Vehicle Battery Systems*, 1. Aufl. Amsterdam: Elsevier, 2001, ISBN: 978-0-080-48876-9.
- [18] FRAUNHOFER GESELLSCHAFT, *Beschreibung Lithium-Ion-System*, Abgerufen: 8. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: <http://www1.ict.fraunhofer.de/deutsch/scope/ae/ion.html>.
- [19] P. KURZWEIL und O. K. DIETLMEIER, *Elektrochemische Speicher*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015, ISBN: 978-3-658-10900-4.
- [20] S. PATOUX, L. SANNIER, H. LIGNIER, Y. REYNIER, C. BOURBON, S. JOUANNEAU, F. L. CRAS und S. MARTINET, „High voltage nickel manganese spinel oxides for Li-ion batteries“, *Electrochimica Acta*, Jg. 53, Nr. 12, S. 4137–4145, Mai 2008.

- [21] BRUSA ELEKTRONIK AG, *EVBI-400-40-HP, EVBI-350-40-HP, Technical Data and Start-Up*, Abgerufen: 8. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: [https://www.brusa.biz/\\_files/drive/02\\_Energy/Battery/EVBI-400-HP\\_man\\_EN.pdf](https://www.brusa.biz/_files/drive/02_Energy/Battery/EVBI-400-HP_man_EN.pdf).
- [22] H. WITZENHAUSEN, „Elektrische Batteriespeichermodelle: Modellbildung, Parameteridentifikation und Modellreduktion“, Diss., Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen, 2017.
- [23] P. KURZWEIL, *Brennstoffzellentechnik*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, ISBN: 978-3-658-00085-1.
- [24] A. WOLF, *Die Funktionsweise von Superkondensatoren*, Abgerufen: 25. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: <https://www.eurotransport.de/artikel/profiwissen-elektroantrieb-die-funktionsweise-von-superkondensatoren-451343.html>.
- [25] MAXWELL TECHNOLOGIES, *2.7V 650-3000F ULTRACAPACITOR CELLS*, Abgerufen: 12. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: [https://www.maxwell.com/images/documents/K2Series\\_DS\\_1015370\\_5\\_20141104.pdf](https://www.maxwell.com/images/documents/K2Series_DS_1015370_5_20141104.pdf).
- [26] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 4. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer, 2015, ISBN: 978-3-642-30096-7.
- [27] C. ACKERMANN, „Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments“, Diss., Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe (TH), 2012.
- [28] J. RICHTER, „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen“, Diss., Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2016.
- [29] G. MÜLLER, K. VOGT und B. PONICK, *Berechnung elektrischer Maschinen*, 6. Aufl. Berlin: Wiley-VCH, 2008, ISBN: 978-3-527-40525-1.
- [30] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, 4. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009, ISBN: 978-3-642-30470-5.
- [31] R. FISCHER, *Elektrische Maschinen*, 14. Aufl. München: Hanser Verlag, 2009, ISBN: 978-3-446-41754-0.
- [32] A. BINDER, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2012, ISBN: 978-3-540-71849-9.
- [33] C. KLÖFFER, „Reichweitenverlängerung von Elektrofahrzeugen durch Optimierung des elektrischen Antriebsstranges“, Diss., Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2015.

- [34] J. KOLAR, H. ERTL und F. ZACH, „Calculation of the Passive and Active Component Stress of Three Phase PWM Converter Systems with High Pulse Rate“, in *1989 3rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, vol. 3, pp. 1303–1311, 1989.
- [35] A. WINTRICH, U. NICOLAI und W. TURSKY, *Applikationsbuch Leistungshalbleiter*. Ilmenau: ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 2015, ISBN: 978-3-938-84385-7.
- [36] J. W. KOLAR und S. D. ROUND, „Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems“, in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, IEEE, 2006.
- [37] X. PEI, W. ZHOU und Y. KANG, „Analysis and Calculation of DC-Link Current and Voltage Ripples for Three-Phase Inverter With Unbalanced Load“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 30, Nr. 10, S. 5401–5412, Okt. 2015.
- [38] J. NÁJERA, P. MORENO-TORRES, M. LAFOZ, R. de CASTRO und J. R. ARRIBAS, „Approach to Hybrid Energy Storage Systems Dimensioning for Urban Electric Buses Regarding Efficiency and Battery Aging“, *Energies*, Jg. 10, Nr. 11, S. 1708, Okt. 2017.
- [39] V. L. BRANO, A. ORIOLI, G. CIULLA und A. D. GANGI, „An improved five-parameter model for photovoltaic modules“, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Jg. 94, Nr. 8, S. 1358–1370, Aug. 2010.
- [40] M. GOMMERINGER, A. SCHMITT, F. KAMMERER und M. BRAUN, „An ultra-efficient maximum power point tracking circuit for photovoltaic inverters“, in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, Nov. 2015.
- [41] M. GOMMERINGER, „Neue effiziente und aufwandsarme Schaltungen zum individuellen Maximum Power Point Tracking mehrerer Solarmodulstränge“, Diss., Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2017.
- [42] M. GOMMERINGER, F. KAMMERER, J. KOLB und M. BRAUN, „Novel DC-AC Converter Topology for Multilevel Battery Energy Storage Systems“, in *PCIM Europe 2013; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, VDE, 2013.
- [43] C. BASSO, „The Right-Half-Plane Zero, a Two-Way Control Path“, ON Semiconductors, Application Note, 2006.

- [44] N. MOHAN, *Electric Drives: An Integrative Approach*. Minneapolis: Mnpere, 2003, ISBN: 978-0-966-35301-3.
- [45] H. SPÄTH, *Steuerverfahren für Drehstrommaschinen*. Berlin, Heidelberg: Springer, 1983, ISBN: 978-3-642-82037-3.
- [46] H. LUTZ und W. WENDT, *Taschenbuch der Regelungstechnik*, 10. Aufl. Haan-Gruiten: Europa-Lehrmittel, 2014, ISBN: 978-3-808-55869-0.
- [47] O. FÖLLINGER, *Regelungstechnik*, 10. Aufl. Heidelberg: Hüthig Verlag, 2008, ISBN: 978-3-778-52970-6.
- [48] BRUSA ELEKTRONIK AG, *HSM1 - Hybrid Synchronous Motor*, Abgerufen: 8. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: [https://www.brusa.biz/fileadmin/template/Support-Center/Datenbl%C3%A4tter/BRUSA\\_DB\\_EN\\_HSM1.pdf](https://www.brusa.biz/fileadmin/template/Support-Center/Datenbl%C3%A4tter/BRUSA_DB_EN_HSM1.pdf).
- [49] B. CARSTEN, „Converter Component Load Factors; A Performance Limitation of Various Topologies“, in *Proceedings - PCI Munich*, 1988.
- [50] E. WITTENBREDER, „Topology Selection by the Numbers – Part One“, Techn. Ber., März 2006.
- [51] E. WITTENBREDER, „Topology Selection by the Numbers – Part Two“, Techn. Ber., Apr. 2006.
- [52] E. WITTENBREDER, „Topology Selection by the Numbers – Part Three“, Techn. Ber., Mai 2006.
- [53] S. CHANDRASEKARAN und L. GOKDERE, „Integrated magnetics for interleaved DC-DC boost converter for fuel cell powered vehicles“, in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, IEEE, 2004.
- [54] T. BÜLO, „Methode zur Evaluation leistungselektronischer Schaltungstopologien für die Anwendung in dezentralen Netzeinspeisern kleiner Leistung“, Diss., Institut für Elektrische Energietechnik, Universität Kassel, 2010.
- [55] T. FRIEDLI und J. W. KOLAR, „A Semiconductor Area Based Assessment of AC Motor Drive Converter Topologies“, in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE, Feb. 2009.
- [56] S. NORRGA, L. JIN, O. WALLMARK, A. MAYER und K. ILVES, „A novel inverter topology for compact EV and HEV drive systems“, in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, Nov. 2013.

- [57] R. SCHWENDEMANN, M. HILLER und B. JANJIC, „System Efficiency and Power Density Comparison of Voltage-Source Based DC-Link and Matrix Converters for highly integrated Electric Motor Drives“, in *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, VDE, Juni 2018.
- [58] R. WALPOLE, R. MYERS, S. MYERS und K. YE, *Probability and Statistics for Engineers and Scientists (9th Edition)*. Boston: Pearson, 2010, ISBN: 978-0-321-62911-1.
- [59] D. GRAOVAC, M. PÜRSCHEL und A. KIEP, „MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters“, Infineon Technologies AG, Application Note, 2006.
- [60] VISHAY SILICONIX, „Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance“, Vishay Siliconix, Application Note, 2016.
- [61] EA ELEKTRO AUTOMATIK GMBH, *EA PSB 9000 3U 5 kW - 15 kW, Programmierbare bidirektionale DC-Netzgeräte*, Abgerufen: 31. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: [https://elektroautomatik.com/media/pdf/36/86/e2/datasheet\\_psb9000.pdf](https://elektroautomatik.com/media/pdf/36/86/e2/datasheet_psb9000.pdf).
- [62] SEW-EURODRIVE GMBH & CO. KG, *Katalog DT/DV-Getriebemotoren*, Abgerufen: 31. Aug. 2019. [Online]. Verfügbar: <https://download.sew-eurodrive.com/download/pdf/16795202.pdf>.
- [63] A. SCHMITT, „Neukonzeption, Aufbau und Inbetriebnahme eines Einplatinenstromrichters mit neuer IGBT-Sechspulsbrücke“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2010.
- [64] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Technische Information IGBT-Module FS75R12KT4\_B15“, Datenblatt, Nov. 2013.
- [65] INTERNATIONAL RECTIFIER, „IRFR4868PbF“, Datenblatt, Okt. 2012.
- [66] INFINEON TECHNOLOGIES AG, „Cool MOS Power Transistor SPP20N60C3“, Datenblatt, Feb. 2018.
- [67] DIN 41494-8:1986-12, *Bauweisen für elektronische Einrichtungen; 482,6-mm-Bauweise; Bauelemente an Frontplatten; Einbaubedingungen, Maße*.
- [68] U. KIENCKE und R. EGER, *Messtechnik*, 7. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer, 2008, ISBN: 978-3-540-78428-9.



- [69] DIN EN 60603-2:2006-04, *Steckverbinder für gedruckte Schaltungen für Frequenzen unter 3 MHz – Teil 2: Bauartspezifikation für qualitätsbewertete indirekte Steckverbinder für gedruckte Schaltungen, Rastermaß 2,54 mm (0,1 in), mit gemeinsamen Einbaumerkmale.*
- [70] B. JIN und X. YUAN, „Topology, Efficiency Analysis, and Control of a Four-Level  $\pi$ -Type Converter“, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Jg. 7, Nr. 2, S. 1044–1059, Juni 2019.

Die Elektrifizierung von Fahrzeugen verlangt nach kleinen, leichten und effizienten Antriebsstromrichtern. Diese Arbeit widmet sich der Untersuchung einer neuartigen Stromrichterschaltung, die Vorteile bezüglich des Aufwands passiver Bauelemente verspricht. Dazu wird die Schaltung vollständig analysiert, womit eine Regelungs- und Betriebsstrategie ausgelegt und experimentell validiert wird. Zur Quantifizierung des Bauelementaufwands kommen zwei universelle Bewertungsverfahren zum Einsatz, mit Hilfe derer die neue Topologie gegenüber dem heutigen Stand der Technik beurteilt werden kann.

