

# **Beiträge zu fehlertoleranten Fahrzeugantrieben mit Radnabenmotoren ohne Reibungsbremse**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik  
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

(abgekürzt: Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Tobias Krone

geboren am 26. Oktober 1985

in Oldenburg (Oldb.)

2019

1. Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
2. Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Mark-M. Bakran

Tag der Promotion: 11. April 2019

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover. Bei der Fertigstellung der Dissertation habe ich von verschiedenen Seiten Unterstützung erfahren. Dafür möchte ich mich an dieser Stelle bedanken.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für Möglichkeit, mich am Institut mit verschiedenen interessanten Forschungsthemen zu befassen. Seine Anregungen haben maßgeblich zur Fertigstellung dieser Arbeit beigetragen. Prof. Dr.-Ing. Mark Bakran danke ich für sein Interesse an meiner Forschung und für die Übernahme des Korreferats. Außerdem danke ich Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Wesentliche Ergebnisse dieser Dissertation sind im Rahmen meiner Arbeit an den vom Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (BMWi) geförderten Verbundvorhaben FuSy (FKZ: 01MY12007A) und RABBIT (FKZ: 01MY14005E) entstanden. Ich danke dem BMWi für die Unterstützung dieser Vorhaben und den Projektpartnern von Continental, Ford, Fraunhofer IFAM und Schaeffler für die gute Zusammenarbeit.

Meinen Kollegen vom IAL danke ich für die schöne Zeit am Institut. Für die vielen fachlichen Diskussionen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben, danke ich insbesondere Arvid Merkert, Dennis Karwatzki, Fabian Oelkers und Jakub Kučka.

Besonders herzlich bedanke ich mich bei meinen Eltern und meinen Schwiegereltern für ihre Unterstützung und bei meiner Frau und meinen Kindern, die mir immer wieder ermöglicht haben, mich dieser Dissertation zu widmen.

Hannover, April 2019

Tobias Krone

# Inhaltsverzeichnis

<b>Formelzeichen und Abkürzungen</b>	<b>VI</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>XI</b>
<b>Abstract</b>	<b>XIII</b>
<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
<b>2 Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1 Optimale Bremskraftverteilung . . . . .	5
2.2 Anforderungen an das Bremssystem . . . . .	7
2.3 Betrachtete Fahrzyklen . . . . .	9
2.4 Übersicht heutiger Bremssysteme . . . . .	10
2.5 Fehlertolerante Wechselrichtertopologien . . . . .	12
2.5.1 Dreisträngige Antriebe ohne Redundanz . . . . .	12
2.5.2 Dreisträngige Antriebe mit Redundanz im Wechselrichter . . . . .	13
2.5.3 Mehrsträngige Antriebe mit unabhängigen Teilsystemen . . . . .	14
<b>3 Anwendungsoptimierte Topologie des elektrischen Antriebsstrangs</b>	<b>18</b>
3.1 Topologieüberblick . . . . .	19
3.2 Komponentendimensionierung und -modellierung . . . . .	22
3.2.1 Batterie . . . . .	22
3.2.2 Radnabenmotor . . . . .	26
3.2.3 Leistungshalbleiter . . . . .	29
3.2.4 Passive Komponenten . . . . .	40
3.3 Dynamisches Verhalten des LE-Trenners . . . . .	46
3.4 Verbrauchsoptimierte Topologieauswahl . . . . .	49
3.4.1 Energiebedarf im Fahrzyklus . . . . .	49
3.4.2 Gegenüberstellung von Bauteilgrößen und Energiebedarf . . . . .	55
3.5 Experimentelle Validierung . . . . .	59
3.5.1 Versuchsaufbau . . . . .	59
3.5.2 Energieverbrauch . . . . .	61
3.5.3 Dynamisches Verhalten des LE-Trenners . . . . .	62
3.6 Zusammenfassung . . . . .	65
<b>4 Sicherheitskonzept des elektrischen Antriebsstrangs</b>	<b>67</b>
4.1 Kritische Fehlfunktionen . . . . .	68
4.2 Funktionales Sicherheitskonzept . . . . .	69

4.3	Fehlerursachen . . . . .	72
4.3.1	Komponentenfehler und ihre Auswirkungen . . . . .	72
4.3.2	Fehlerbäume kritischer Fehler . . . . .	79
4.4	Sicherheitskonzept des Antriebsstrangs . . . . .	79
4.5	Überwachung der LE-Trenner . . . . .	86
4.6	Notbetrieb ohne Kühlmittelfluss . . . . .	88
4.7	Zusammenfassung . . . . .	90
<b>5</b>	<b>Halbleiternahe Kurzschlusserkennung</b>	<b>91</b>
5.1	Beschleunigte Entsättigungsüberwachung . . . . .	93
5.1.1	Schaltungsauslegung . . . . .	96
5.1.2	Schaltungssimulation . . . . .	99
5.1.3	Experimentelle Validierung . . . . .	100
5.2	Kurzschlusserkennung über Spannungstransienten im Zwischenkreis . . . . .	105
5.2.1	Schaltungsauslegung . . . . .	106
5.3	Zusammenfassung . . . . .	111
<b>6</b>	<b>Zwischenkreisdimensionierung</b>	<b>112</b>
6.1	Berechnungsmethodik . . . . .	112
6.1.1	Reduziertes Frequenzspektrum . . . . .	114
6.1.2	Vereinfachte Frequenzanalyse . . . . .	124
6.2	Zwischenkreisoptimierung . . . . .	133
6.2.1	Fehlertoleranter Antrieb . . . . .	133
6.2.2	Fehlertolerantes Gesamtsystem . . . . .	143
6.3	Experimentelle Validierung . . . . .	151
6.4	Zusammenfassung . . . . .	155
<b>7</b>	<b>Fazit und Ausblick</b>	<b>158</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>162</b>
A.1	Motorkennfelder . . . . .	162
A.2	Parameter der Leistungsmodule . . . . .	164
A.2.1	Si-Modul . . . . .	164
A.2.2	SiC-Modul . . . . .	165
A.3	Simulationsparameter LE-Trenner . . . . .	166
A.4	Gegenüberstellung von Bauteilgrößen und Energiebedarf . . . . .	167
A.5	Experimentelle Validierung der anwendungsoptimierten Antriebsstrangtopologie . . . . .	168
A.6	Kurzschlussverhalten des Antriebs . . . . .	169
A.7	Halbleiternahe Kurzschlusserkennung . . . . .	170
	<b>Literatur</b>	<b>171</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>181</b>

# Formelzeichen und Abkürzungen

## Konventionen

Beispiel	Bedeutung
$a$	Zeitabhängige Größe
$A$	Effektivwert / stationäre Größe
$\bar{a}$	Mittelwert
$\underline{A}$	Komplexer Zeiger
$\mathbf{A}$	Matrix

## Abkürzungen

AC	Wechselspannungs- bzw. Wechselstromanteil (englisch: alternating current)
ASIL	Automotive Safety Integrity Level
DC	Gleichspannungs- bzw. Gleichstromanteil (englisch: direct current)
FPGA	Programmierbare Logik (Field Programmable Gate Array)
FUL	Fault under load
GuR	Gefährdungsanalyse und Risikoabschätzung
HA	Hinterachse
H	Hochsetzsteller
HSF	Hard switching fault
HT	Hoch-/Tiefsetzsteller
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
NEFZ	Neuer Europäischer Fahrzyklus
PCB	Leiterplatte (printed circuit board)
PWM	Pulsdauermodulation (englisch: pulse-width modulation)
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

STD	Direkte Verbindung zwischen Batterie und Antrieb
THD	Bezogener Oberschwingungsanteil (englisch: Total Harmonic Distortion)
Tr	Leistungselektronischer Batterietrenner
VA	Vorderachse
WLTC	Worldwide harmonized Light duty driving Test Cycle

## Konstanten

$g$	Erdbeschleunigung	$9,81 \text{ m/s}^2$
-----	-------------------	----------------------

## Indizes

$k$	Nummer der Vielfachen der Schaltfrequenz
KS	Kurzschlusszustand
$m$	Nummer der Vielfachen der dreifachen Grundfrequenz
max	Maximalwert
min	Minimalwert
NZ	Fehlerfreier Zustand / Normalzustand
sk	Chipflächenskalierte Werte
$x$	Quellen des HV/DC-Netzes
$z$	Zweige des HV/DC-Netzes

## Lateinische Formelzeichen

$a$	Aussteuergrad
$a$	Beschleunigung
$A_{\text{Ch}}$	Chipfläche
$C$	Kapazität
$\cos \varphi$	Leistungsfaktor
$C_{\text{WR}}$	Zwischenkreiskapazität
$F$	Kraft

$f_0$	Grundfrequenz
$f_S$	Schaltfrequenz
$F_{sk}$	Skalierungsfaktor der Chipflächenskalierung
$h_S$	Höhe des Fahrzeugschwerpunkts
$i_{Bat}$	Batteriestrom
$i_C$	Strom im Zwischenkreiskondensator
$i_{CE}$	Kollektorstrom
$i_{Last}$	Laststrom
$i_{Str}$	Strangstrom des Wechselrichters
$i_{Tr}$	Strom durch den LE-Trenner
$i_{WR}$	Zwischenkreisstrom des Wechselrichters
$L$	Induktivität
$l_{RS}$	Radstand
$M$	Drehmoment
$M$	Modulationsgrad (Amplitude der Ausgangsspannung geteilt durch halbe Zwischenkreisspannung)
$m$	Masse
$P$	Leistung
$R$	Elektrischer Widerstand
$r_{Rad}$	Dynamischer Reifenradius
$R_{th}$	Thermischer Widerstand
$T_J$	Sperrschichttemperatur
$U_{CC}$	Gatetreiberversorgungsspannung
$u_{CE}$	Kollektor-Emitter-Spannung
$u_{CED}$	Kollektor-Emitter-Spannung zzgl. der Diodenflussspannung
$U_{comp}$	Vergleichsspannung am Komparator
$u_{DC}$	Zwischenkreisspannung
$u_{GE}$	Gate-Emitter-Spannung
$U_{Miller}$	Millerplateau-Gate-Emitter-Spannung
$w_S$	Schaltenergie

## Griechische Formelzeichen

$\Delta\varphi_U$	Magnetische Phasenverschiebung eines Teilsystems zu einem Referenzsystem
-------------------	--

$\Delta U_C$	Spannungswelligkeit am Zwischenkreiskondensator
$\theta_{\text{PWM}}$	Interleavingwinkel zwischen den PWM-Trägersignalen
$\mu$	Kraftschlussreibwert
$\varphi$	Phasenwinkel (aus dem Leistungsfaktor folgend)
$\varphi_U$	Grundfrequent umlaufender Spannungswinkel



# Kurzfassung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit fehlertoleranten Radnabenantrieben mit integrierter Leistungselektronik für Elektrofahrzeuge. Die Besonderheit des betrachteten Fahrzeugtyps ist, dass die Bremsfunktion an den angetriebenen Rädern vollständig von den Radnabenantrieben übernommen wird, sodass an diesen Rädern keine zusätzlichen Reibungsbremsen notwendig sind.

Im Rahmen der Arbeit wird für diese Anwendung zunächst eine optimale Topologie für den elektrischen Antriebsstrang ermittelt. Der Fokus liegt bei dieser Betrachtung auf dem Bauteilbedarf der leistungselektronischen Komponenten und ihrer Energieeffizienz im Zyklusbetrieb. Dafür werden verschiedene Topologien, z. B. mit oder ohne einen Hochsetzsteller zwischen der Traktionsbatterie und den elektrischen Antrieben, verglichen und die optimale Spannung der Traktionsbatterie für die jeweilige Topologie ermittelt. Für diesen Vergleich werden die benötigten Komponentenmodelle der Batterie, der Leistungselektronik und des elektrischen Motors entwickelt. Diese ermöglichen eine detaillierte Auslegung und Analyse der verschiedenen Topologien, sodass als Ergebnis eine anwendungsoptimierte Topologie vorliegt.

Auf dieser Topologie aufbauend wird im nächsten Schritt ein Sicherheitskonzept für den Leistungsteil des elektrischen Antriebsstrangs entwickelt. Dafür werden die sicherheitskritischen Fehlfunktionen, die von Fehlern im Antriebsstrang ausgehen können, beschrieben und entsprechende Abhilfen aufgezeigt.

Zur Umsetzung dieses Sicherheitskonzepts werden anschließend zwei neu entwickelte Verfahren zur halbleiternahen Erkennung von Halbbrückenkurzschlüssen vorgestellt und untersucht. Diese bieten gegenüber den bekannten Verfahren Vorteile hinsichtlich der Fehlererkennungszeit und des Schaltungsaufwands.

Darüber hinaus wird eine Methodik zur Berechnung der Zwischenkreisbelastung entwickelt. Diese ermöglicht eine vereinfachte Berechnung der im Betrieb auftretenden Belastungen unter Berücksichtigung der Wechselwirkungen zwischen den verteilten leistungselektronischen Komponenten, die über das Hochvolt-Gleichspannungsnetz im Fahrzeug miteinander verbunden sind und einen verteilten Zwischenkreis darstellen. Mit Hilfe dieser Methodik erfolgt im Anschluss eine Optimierung der Zwischenkreisauslegung in den Antrieben und im Hochvolt-Gleichspannungsnetz.

Die Ergebnisse dieser Arbeit liefern signifikante Beiträge für die Entwicklung anwendungs-

optimierter Radnabenantriebe und für den Aufbau eines elektrischen Antriebsstrangs, der geeignet ist, die Bremsfunktion an der Hinterachse komplett über die elektrischen Antriebe zu realisieren.

**Schlagworte:** Elektromobilität, Radnabenantrieb, Antriebsstrang, Zwischenkreis, Fehlertoleranter Antrieb, SiC, Hochsetzsteller, Wechselrichter, Bremse

# Abstract

This thesis deals with fault-tolerant wheel hub drives with integrated power electronics for electric vehicles. The special feature of the vehicle type under consideration is that the braking function is completely implemented into the wheel hub drives of the driven wheels, so that no additional friction brakes are necessary on these wheels.

Within the scope of the work, an optimal topology for the electric power train is determined for this application. The focus of this analysis is on the component requirements of the power electronic components and their energy efficiency in different driving cycles. Various topologies, e. g. with or without a boost converter between the traction battery and the electric drives, are compared and the optimum voltage of the traction battery for the respective topology is determined. This comparison requires the development of component models of the battery, the power electronics, and the electric motor. These enable a detailed design and analysis of the various layouts, resulting in an application-optimized topology.

In the next step, a safety concept for the electric power train is developed based on this topology. For this purpose, the most safety-critical malfunctions that can be caused by faults in the power train are described and appropriate remedies are shown.

In order to implement this safety concept, two newly developed methods for the detection of half-bridge short-circuits are presented and investigated. Compared to the known methods, these offer advantages in terms of fault detection time and circuit complexity.

In addition, a methodology for calculating the current stress in the DC link is developed. This enables a simplified calculation of the current stress occurring during operation, taking into account the interactions between the distributed power electronic components, which are connected to each other via the high-voltage DC system in the vehicle and represent a distributed DC link. This methodology is then used to optimize the design of the DC links in the drives and in the high-voltage DC system.

The results of this work provide significant contributions for the development of application-optimized wheel hub drives and for the construction of an electric powertrain that is suitable for implementing the braking function on the rear axle completely with the help of electric drives.

**Keywords:** in-wheel drive, wheel-hub drive, drivetrain, powertrain, DC link, inverter, boost converter, e-mobility, brake, fault-tolerant drive



# 1 Einführung

In der Automobilindustrie vollzieht sich derzeit ein Wandel. Aufgrund gesetzlicher Vorgaben hinsichtlich Energieverbrauch und Emissionen und aufgrund fahrdynamischer Vorteile elektrischer Antriebe kommt es zu einer zunehmenden Elektrifizierung des Antriebsstrangs. Die Elektrifizierung erfolgt sowohl über hybride Antriebsstränge, die elektrische Antriebe mit Verbrennungsmotoren verbinden, als auch über voll elektrische Antriebsstränge [1].

In rein elektrischen Fahrzeugen kommen verschiedene elektrische Antriebsstrangvarianten zum Einsatz. Eine Variante ist ein elektrischer Zentralantrieb, der über ein Getriebe und ein Differenzial auf eine oder beide Achsen wirkt und den Verbrennungsmotor konventioneller Fahrzeuge ersetzt. Dadurch kann in bestehenden Fahrzeugplattformen der Verbrennungsmotor direkt durch einen Elektromotor ersetzt werden. Eine Alternative dazu sind Achsantriebe, die jeweils nur eine Achse antreiben. Diese ermöglichen, die Antriebsleistung in der Längsrichtung des Fahrzeugs zu verteilen [1]. Die dritte Variante sind Direktantriebe. Diese können als radnahe Antriebe, die über eine kurze Welle mit den einzelnen Rädern verbunden sind, oder als Radnabenantriebe realisiert werden. Der Vorteil der Direktantriebe ist, dass die Drehmomente aller Räder individuell gestellt werden können. Dadurch sind hinsichtlich der Fahrdynamikregelung neue Möglichkeiten gegeben [1]. Radnabenantriebe bieten außerdem den Vorteil, dass das gesamte Antriebssystem im Rad untergebracht ist. Dadurch werden neue Bauraumkonzepte für das Fahrzeug möglich [2].

Elektronische Unterstützungssysteme, wie z. B. das Antiblockiersystem oder das elektronische Stabilitätsprogramm, erfordern eine individuelle Bremsmomentregelung für jedes Rad, die in konventionellen Fahrzeugen über die Reibungsbremse realisiert wird [3]. Aufgrund der individuellen Drehmomentstellung bieten Direktantriebe theoretisch die Möglichkeit, die komplette Bremsfunktion an den angetriebenen Rädern über den elektrischen Antrieb zu realisieren und auf eine zusätzliche Reibungsbremse zu verzichten. Bei Radnabenantrieben ist diese Möglichkeit besonders interessant, da die Integration der Reibungsbremse in den Antrieb durch den begrenzten Bauraum und die Temperaturentwicklung, die von den Bremsen ausgeht, eine große Herausforderung darstellt. Die benötigten Bremsmomente sind durch die dynamische Gewichtsverlagerung beim Bremsen an der Hinterachse deutlich geringer als an der Vorderachse (vgl. optimale Bremskraftverteilung in Abschnitt 2.1). An der Hinterachse liegen diese in einem ähnlichen Bereich wie die Antriebsmomente, die zur Beschleunigung des Fahrzeugs sinnvoll sind. Die nötigen Bremsmomente der Vorderachsen übersteigen durch die dynamische Gewichtsverlagerung deutlich die Antriebsmomente, die beim Beschleunigen des Fahrzeugs auf die Straße übertragen werden können. Daher ist das Bremsen über die

elektrischen Antriebe nur an der Hinterachse ohne eine starke Überdimensionierung der Antriebe realisierbar.

Radnabenantriebe mit einem integrierten Antriebswechselrichter sind Teil der aktuellen Forschung und Entwicklung. In der Regel werden aufgrund ihrer höheren Drehmomentdichte permanentmagneterregte Synchronmotoren in Radnabenantrieben eingesetzt. Diese sind häufig als konzentrierte Zahnspulenwicklungen ausgeführt. Neben den üblichen Motoren mit Innenläufern [4] finden häufig Motoren mit Außenläufern in Radnabenantrieben Verwendung [5]–[9]. Diese haben den Vorteil, dass der Durchmesser des Luftspalts größer ist. Dadurch ist die Kraft im Luftspalt, die zum Erreichen des gewünschten Drehmoments benötigt wird, kleiner [8].

Ein Antriebswechselrichter, der in einen Radnabenantrieb integriert werden kann, ist in [10] vorgestellt. Dabei handelt es sich um einen modularen Antriebswechselrichter, der aus Halbbrückenmodulen besteht und sowohl für dreiphasige als auch für sechsphasige Radnabenantriebe eingesetzt werden kann. Ein weiterer Wechselrichter für Radnabenantriebe ist in [8] beschrieben. Bei diesem ist eine andere modulare Herangehensweise gewählt. Er besteht aus acht dreiphasigen Teilsystemen, die jeweils über eine eigene Leistungselektronik und über ein eigenes Regelungssystem verfügen.

Radnabenantrieben werden als Produkt bereits von mehreren Herstellern angeboten. Beispiele für Antriebe für Personenkraftwagen (Pkw) mit integriertem Antriebswechselrichter sind der Schaeffler E-Wheel Drive [11], der Protean Drive<sup>®</sup> [12] und TheWheel von e-Traction [13]. Außerdem bietet die Firma elaphe Radnabenmotoren mit einem externen Wechselrichter an [14]. Das ZAWheel<sup>®</sup> [15] von ZIEHL-ABEGG ist ein Radnabenantrieb, der speziell für Stadtbusse entwickelt wurde.

Die verfügbaren Antriebe haben alle eine Reibungsbremse mit integriert. In den genannten wissenschaftlichen Veröffentlichungen wird die Reibungsbremse hingegen nicht thematisiert. Eine Ausnahme bildet der in [4] beschriebene Radnabenantrieb. Dieser ist als Hinterradantrieb für einen Sportwagen vorgesehen. Entsprechend der gegebenen Drehmomentkennlinie ist dieser Antrieb geeignet, die Drehmomentanforderungen für das Bremsen zu erfüllen. Jedoch werden in [4] keine darüber hinausgehenden Anforderungen an das Bremssystem, wie z. B. deren Sicherheit und deren Verfügbarkeit, betrachtet.

Die zentrale Forschungsfrage dieser Arbeit ist, ob und unter welchen Bedingungen es sinnvoll ist, die Funktion der Reibungsbremse an der Hinterachse durch die Radnabenantriebe mit zu übernehmen. Daraus ergeben sich die Fragen, welche zusätzlichen Anforderungen daraus an den elektrischen Antriebsstrang und an die Radnabenantriebe resultieren, mit welchen Lösungen diese Anforderungen optimal erfüllt werden können und welchen Mehraufwand diese Lösungen gegenüber Antrieben mit zusätzlicher Reibungsbremse darstellen.

Dazu werden zunächst die Anforderungen ermittelt, die an den elektrischen Antriebsstrang in einem Pkw mit Radnabenantrieben an der Hinterachse und ohne Reibungsbremsen an den angetriebenen Rädern gestellt werden. Darauf aufbauend wird ein Konzept für einen

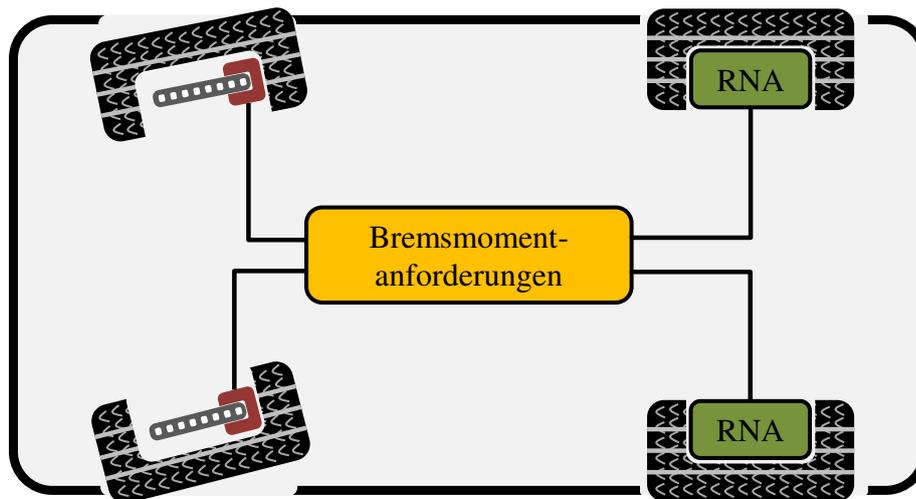


Abbildung 1.1: Bremssystem des Fahrzeugs

fehlertoleranten Antriebsstrang entwickelt. Die Untersuchungen konzentrieren sich auf den Leistungsteil des elektrischen Antriebsstrangs. Ein besonderer Fokus liegt dabei auf dem Antriebswechselrichter, der in die Radnabenantriebe integriert ist. Das Regelungssystem der Antriebe und des Fahrzeugs werden in dieser Arbeit nur am Rande betrachtet.

Das zugrundeliegende Bremssystem des Fahrzeugs ist in Abb. 1.1 dargestellt. Da die Bremsfunktion der angetriebenen Räder vollständig über die Antriebe realisiert wird, werden nur an der Vorderachse Reibungsbremsen eingesetzt. Ein zentrales Steuergerät stellt die Bremsmomentanforderungen für die Radnabenantriebe und die Reibungsbremsen bereit. Als Beispielfahrzeug ist in dieser Arbeit ein Kleinwagen aus dem sogenannten B-Segment (z. B. VW Polo, Opel Corsa, Ford Fiesta) gewählt, da die Antriebsmomente bei diesem gut über Radnabenantriebe darstellbar sind. Darüber hinaus kann der Bauraumvorteil durch die Radnabenantriebe insbesondere bei einem Kleinwagen als Stadtfahrzeug sinnvoll genutzt werden, um den verfügbaren Innenraum durch neue Bauraumkonzepte zu vergrößern [16]. Die maximale Geschwindigkeit des Zielfahrzeugs ist auf  $130 \text{ km/h}$  beschränkt, da dies für die Zielanwendung als Stadtfahrzeug mit gelegentlichen Überland- und Autobahnfahrten ausreichend ist. Das Fahrzeugkonzept für das rein elektrische Bremsen an der Hinterachse wurde im Rahmen des Forschungsvorhabens RABBIT<sup>1)</sup> entwickelt und ist in [17] beschrieben.

In den Grundlagen in Kapitel 2 werden unter anderem die Anforderungen, die an ein Bremssystem gestellt werden, vorgestellt und ein Überblick über heutige Bremssysteme gegeben. Da das Bremsen eine sicherheitskritische Funktion darstellt, ist die Verfügbarkeit und Fehlertoleranz bei Antrieben ohne zusätzliche mechanische Reibungsbremse noch wichtiger als bei Radnabenantrieben mit Reibungsbremsen. Um die Verfügbarkeit des Antriebssystems zu erhöhen, können fehlertolerante Wechselrichter Verwendung finden. In Kapitel 2 wird daher

<sup>1)</sup>Radnabenantrieb ohne Bremse – Bremswiderstand integriert in Thermomanagement, gefördert durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (FKZ:01MY14005)

außerdem ein detaillierterer Vergleich verschiedener fehlertoleranter Wechselrichtertopologien, die für diese Anwendung geeignet sind, gegeben.

In Kapitel 3 wird der elektrische Antriebsstrang für die speziellen Anforderungen optimiert, die sich aus dem rein elektrischen Bremsen ergeben. Dabei werden Möglichkeiten untersucht, die Antriebe nicht direkt sondern stattdessen z. B. über Gleichspannungswandler mit der Traktionsbatterie zu verbinden. Die Veröffentlichungen zur Untersuchung verschiedener Antriebsstrangtopologien, auf die in Kapitel 3 näher eingegangen wird, zeigen, dass die Topologien mit einem Hochsetzsteller zwischen der Batterie und dem Antrieb Vorteile gegenüber denen ohne Hochsetzsteller aufweisen. Die Ergebnisse lassen sich jedoch nur eingeschränkt auf den Antriebsstrang, der im Rahmen dieser Arbeit betrachtet wird, übertragen, da aus den Bremsanforderungen andere Drehmoment-/ Drehzahlanforderungen als in konventionellen Antriebssträngen an das Antriebssystem resultieren. In Kapitel 3 werden daher verschiedene Antriebsstrangtopologien gegenübergestellt, für diese Anwendung ausgelegt und hinsichtlich Realisierungsaufwand und Energieeffizienz verglichen.

Auf Grundlage der gewählten Antriebsstrangtopologie wird in Kapitel 4 die funktionale Sicherheit des elektrischen Antriebsstrangs analysiert. Die Anforderungen hinsichtlich der funktionalen Sicherheit von elektrischen und elektronischen Komponenten in Fahrzeugen resultieren aus der Norm ISO 26262 [18]. In Teil 3 dieser Norm ist die Vorgehensweise zur Ermittlung der Gefahren und Risiken und den resultierenden Anforderungen an die funktionale Sicherheit der Einzelkomponenten beschrieben. In Kapitel 4 werden die Ergebnisse einer Gefährdungsanalyse und Risikoabschätzung (GuR), die für ein Fahrzeug mit Radnabenantrieben und ohne Reibungsbremsen an den angetriebenen Rädern durchgeführt wurde, vorgestellt. Aus dieser gehen die kritischen Fehlfunktionen hervor. Im Anschluss werden die Fehler, die zu diesen Fehlfunktionen führen, identifiziert und ein Sicherheitskonzept des Antriebsstrangs zur Vermeidung der kritischen Fehlfunktionen entwickelt.

In den Kapiteln 5 und 6 werden spezielle Aspekte des Antriebswechselrichters, die zur Umsetzung des Sicherheitskonzepts notwendig sind, detailliert untersucht. Kapitel 5 beschreibt zwei verschiedene Ansätze zur halbleiternahen Erkennung von Halbbrückenkurzschlüssen. Das Verhalten der Spannungszwischenkreise der Antriebswechselrichter wird in Kapitel 6 unter Berücksichtigung der Wechselwirkungen zwischen den Antriebsstrangkomponenten über das Hochvolt-Gleichspannungsnetz im Fahrzeug (HV/DC-Netz) untersucht. Darauf aufbauend werden die Zwischenkreiskondensatoren der Wechselrichter und die Filter zwischen den Komponenten des HV/DC-Netzes dimensioniert. Das Kapitel 7 liefert ein abschließendes Fazit und einen Ausblick.

## 2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden zunächst die fahrzeugspezifischen Grundlagen vorgestellt, die in dieser Arbeit für die Untersuchungen des elektrischen Antriebsstrangs erforderlich sind. Im Anschluss wird ein Überblick über fehlertolerante Wechselrichtertopologien gegeben.

Bei der Bestimmung der erforderlichen Bremsmomente ist die optimale Bremskraftverteilung zwischen der Vorder- und der Hinterachse zu berücksichtigen. Daher wird im Folgenden zunächst auf die optimale Verteilung der Bremskraft eingegangen, bevor im Anschluss die Bremsanforderungen betrachtet werden.

### 2.1 Optimale Bremskraftverteilung

Die maximale Kraft, die vom Reifen auf die Fahrbahn übertragen werden kann, ist durch das Produkt der dynamischen Achslasten der Vorder- und Hinterachse, die senkrecht auf die Fahrbahn wirken ( $F_{z,VA}$  und  $F_{z,HA}$  in Abb. 2.1), und des Kraftschlussreibungswerts ( $\mu$ ) begrenzt. Der Reibwert folgt aus der Beschaffenheit der Reifen und der Fahrbahn sowie aus dem Schlupf. Unter der Annahme eines gleichen Reibwerts für alle vier Räder ergibt sich die optimale Verteilung der Bremskraft zwischen den Achsen über die dynamische Achslastverteilung.

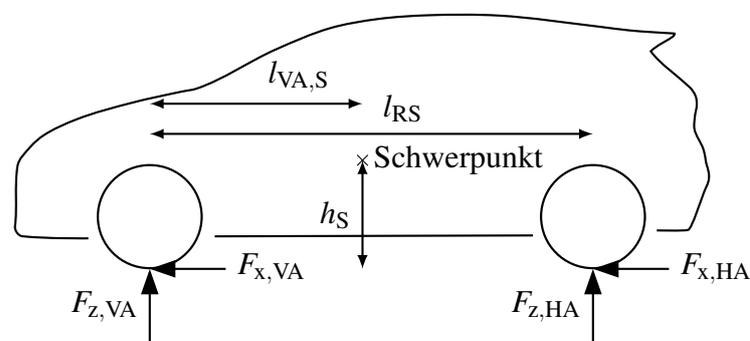


Abbildung 2.1: Dynamische Achslastverteilung

Nach [19] ist die optimale Verteilung der Bremskraft zwischen der Vorderachse ( $F_{x,VA}$ ) und der Hinterachse ( $F_{x,HA}$ ) gegeben, wenn die folgenden Gleichungen erfüllt sind

$$F_{x,VA} = -\nu \mu F_{z,VA} \quad (2.1)$$

$$F_{x,HA} = -\nu \mu F_{z,HA} . \quad (2.2)$$

Dadurch wirkt an beiden Achsen der gleiche Anteil  $\nu$  der maximal übertragbaren Bremskraft. Zur Bestimmung des Faktors  $\nu$  wird die Summe der Gleichungen (2.1) und (2.2) gebildet und nach  $\nu$  aufgelöst. Das Ergebnis ist die Division der Summe der Bremskräfte durch die Summe der Achslasten mal dem Kraftschlussreibungswert. Die Summe der Bremskräfte entspricht unter Vernachlässigung der Reibungs- und Strömungswiderstände dem Produkt aus der zu beschleunigenden Fahrzeugmasse ( $m_{ges}$ ) und der Beschleunigung des Fahrzeugs ( $a_{ges}$ ). Die Summe der Achslasten ist gleich der Gewichtskraft des Fahrzeugs. Dadurch kann  $\nu$  weiter vereinfacht werden zu

$$\nu = \frac{F_{x,VA} + F_{x,HA}}{\mu (F_{z,VA} + F_{z,HA})} = \frac{m_{ges} a_{ges}}{\mu m_{ges} g} = \frac{a_{ges}}{\mu g} . \quad (2.3)$$

Die dynamischen Achslasten sind die Summen der stationären Gewichtskräfte und der dynamischen Lastverschiebungen. Die dynamische Lastverschiebung resultiert aus der Bremskraft und kann über die Drehmomentenbilanz ( $M_S$ ) um den Fahrzeugschwerpunkt bestimmt werden. Da die stationären Gewichtskräfte keinen Beitrag zur Drehmomentenbilanz liefern, werden hier nur die dynamischen Anteile der Kräfte in z-Richtung an der Hinterachse ( $F_{z,HA,dyn}$ ) und an der Vorderachse ( $F_{z,VA,dyn}$ ) berücksichtigt. Darüber hinaus gehen die Höhe des Schwerpunkts ( $h_S$ ), der Radstand des Fahrzeugs ( $l_{RS}$ ) und der Abstand der Vorderachse zum Schwerpunkt ( $l_{VA,S}$ ) in die Drehmomentenbilanz ein

$$M_S = (F_{x,VA} + F_{x,HA}) h_S + F_{z,VA,dyn} l_{VA,S} - F_{z,HA,dyn} (l_{RS} - l_{VA,S}) \stackrel{!}{=} 0 . \quad (2.4)$$

Da sich das Fahrzeuggewicht durch die Lastverschiebung nicht ändert, haben die dynamischen Anteile gegensätzliche Vorzeichen und sind betragsmäßig gleich groß. Dadurch entfällt die Abhängigkeit von  $l_{VA,S}$  in Gleichung (2.4). Des Weiteren entspricht Summe der Kräfte in x-Richtung in Gleichung (2.4) der Beschleunigungskraft des Fahrzeugs ( $m_{ges} a_{ges}$ ). Daraus folgt die dynamische Lastverschiebung

$$F_{z,HA,dyn} = -F_{z,VA,dyn} = \frac{h_S}{l_{RS}} m_{ges} a_{ges} . \quad (2.5)$$

Die stationären Gewichtskräfte folgen aus den Massen  $m_{VA}$  und  $m_{HA}$ , die stationär auf die Vorder- bzw. auf die Hinterachse wirken. Die gesamten Achslasten während der Beschleunigung des Fahrzeugs betragen

$$F_{z,VA} = m_{VA} g - \frac{h_S}{l_{RS}} m_{ges} a_{ges} \quad (2.6)$$

$$F_{z,HA} = m_{HA} g + \frac{h_S}{l_{RS}} m_{ges} a_{ges} . \quad (2.7)$$

**Tabelle 2.1:** Fahrzeugdaten des Referenzfahrzeugs

Beschreibung	Zeichen	Wert
Zulässige Gesamtmasse	$m_{\text{ges}}$	1700 kg
Stationäre Hinterachslast	$m_{\text{HA}}$	$0,52 m_{\text{ges}}$
Radstand	$l_{\text{RS}}$	2,49 m
Schwerpunkthöhe	$h_{\text{S}}$	0,52 m
Dynamischer Reifenradius	$r_{\text{Rad}}$	0,31 m
Strömungswiderstandskoeffizient	$c_{\text{W}}$	0,3512
Referenzflächeninhalt	$A$	2,09 m <sup>2</sup>
Rollwiderstandskoeffizient	$c_{\text{R}}$	0,018

Es ist zu beachten, dass die Beschleunigung beim Bremsen negativ ist, sodass die dynamische Achslast beim Bremsen an der Vorderachse steigt und an der Hinterachse sinkt. Über den Faktor  $\nu$  aus Gleichung (2.3) und die dynamische Achslastverteilung aus den Gleichungen (2.6) und (2.7) ergeben sich über die Gleichungen (2.1) und (2.2) die optimalen Bremskräfte der Achsen zu

$$F_{x,VA} = \frac{a_{\text{ges}}}{g} \left( m_{VA} g - \frac{h_{\text{S}}}{l_{\text{RS}}} m_{\text{ges}} a_{\text{ges}} \right) \quad (2.8)$$

$$F_{x,HA} = \frac{a_{\text{ges}}}{g} \left( m_{HA} g + \frac{h_{\text{S}}}{l_{\text{RS}}} m_{\text{ges}} a_{\text{ges}} \right) . \quad (2.9)$$

Das maximale Bremsmoment, das an der Hinterachse von den Radnabenantrieben erzeugt werden muss, folgt aus der maximalen Verzögerung ( $a_{\text{max}}$ ) und dem Reifenradius ( $r_{\text{Rad}}$ ) und beträgt

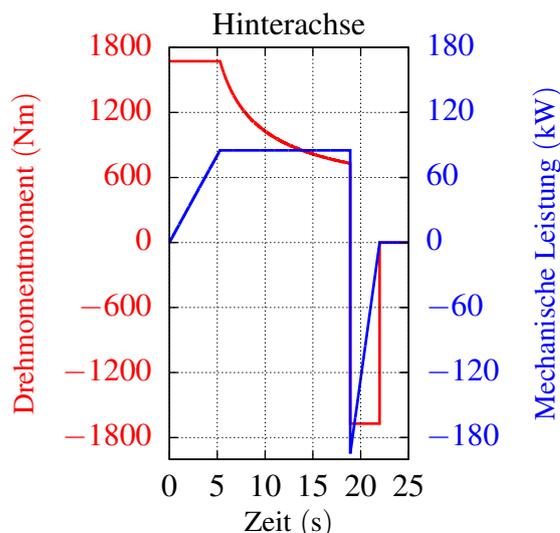
$$M_{\text{max,HA}} = r_{\text{Rad}} \frac{a_{\text{max}}}{g} \left( m_{HA} g + \frac{h_{\text{S}}}{l_{\text{RS}}} m_{\text{ges}} a_{\text{max}} \right) . \quad (2.10)$$

Diese Gleichung beschreibt das maximale Bremsmoment, das an der Hinterachse mit Hilfe der Radnabenantriebe bereitgestellt werden muss.

## 2.2 Anforderungen an das Bremssystem

Die gesetzlichen Anforderungen an die Bremssysteme im Fahrzeug sind im Wesentlichen in der Richtlinie ECE R13-H [20] gegeben. Die maximale Verzögerung, die mit der Betriebsbremse erreicht werden muss, beträgt darin  $5,76 \text{ m/s}^2$ . Für die Fahrzeugdaten des betrachteten Referenzfahrzeugs in Tab. 2.1 und die optimale Bremskraftverteilung aus Gleichung (2.10) erfordert dies ein maximales Bremsmoment von 1206,3 Nm an der Hinterachse (Tab. 2.2).

Neben den gesetzlichen Anforderungen sind bei der Auslegung des Bremssystems vor allem die Anforderungen der Fahrzeughersteller zu berücksichtigen. Diese gehen zum Teil weit



**Abbildung 2.2:** Beschleunigung auf Maximalgeschwindigkeit und anschließende Vollbremsung

**Tabelle 2.2:** Bremsanforderungen für die Hinterachse des Referenzfahrzeugs mit den Fahrzeugdaten aus Tab. 2.1

Anforderung	Verzögerung	Bremsmoment	je Rad
Gesetzlich (ECE R13-H)	5,76 m/s <sup>2</sup>	1206,3 Nm	603,15 Nm
Fahrzeughersteller	1,2 g	1671,3 Nm	835,65 Nm

über die gesetzlichen Anforderungen hinaus. Die Zielvorgabe für die maximale Verzögerung durch die Betriebsbremsen entspricht in der Regel der maximal physikalisch möglichen Verzögerung. Diese resultiert aus dem Kraftschlussreibungswert zwischen Reifen und Fahrbahn. Der maximale Reibwert eines Pkw liegt bei etwa 1,1 [21]. Die maximale Verzögerung folgt aus dem Produkt von Reibwert und Erdbeschleunigung, sodass diese 1,1 g beträgt.

Um mit dem Bremssystem sicher die maximal mögliche Verzögerung erreichen zu können, erfolgt die Auslegung in dieser Arbeit für eine Verzögerung von 1,2 g. Das maximal nötige Bremsmoment an der Hinterachse beträgt daher 1671,3 Nm (Tab. 2.2). Daraus folgt ein maximales Bremsmoment je Radnabenantrieb von etwa 836 Nm. Dieses Bremsmoment ist über den gesamten Drehzahlbereich bis zur maximalen Fahrzeuggeschwindigkeit erforderlich. Abbildung 2.2 zeigt eine Abschätzung des zeitlichen Verlaufs des Drehmoments und der mechanischen Leistung an der Hinterachse für einen Beschleunigungsvorgang auf die maximale Fahrzeuggeschwindigkeit von 130 km/h und eine anschließende Vollbremsung. In den Verläufen sind auch die Roll- und Strömungswiderstände entsprechend der Fahrzeugdaten aus Tab. 2.1 berücksichtigt. Die mechanische Leistung ist beim Beschleunigen auf 85 kW begrenzt. Der Verlauf zeigt, dass die maximale mechanische Leistung fast 200 kW beträgt und der Bremsvorgang etwa drei Sekunden dauert.

Darüber hinaus gibt es von Seiten der Hersteller weitere Anforderungen hinsichtlich der Leistungsfähigkeit des Bremssystems. Diese sind im Wesentlichen in den Bremsentests abgebildet, die bei der Fahrzeugprüfung durchgeführt werden. Herstellerübergreifende Tests, die extreme Bremsbelastungen simulieren, sind die Großglocknerabfahrt und der

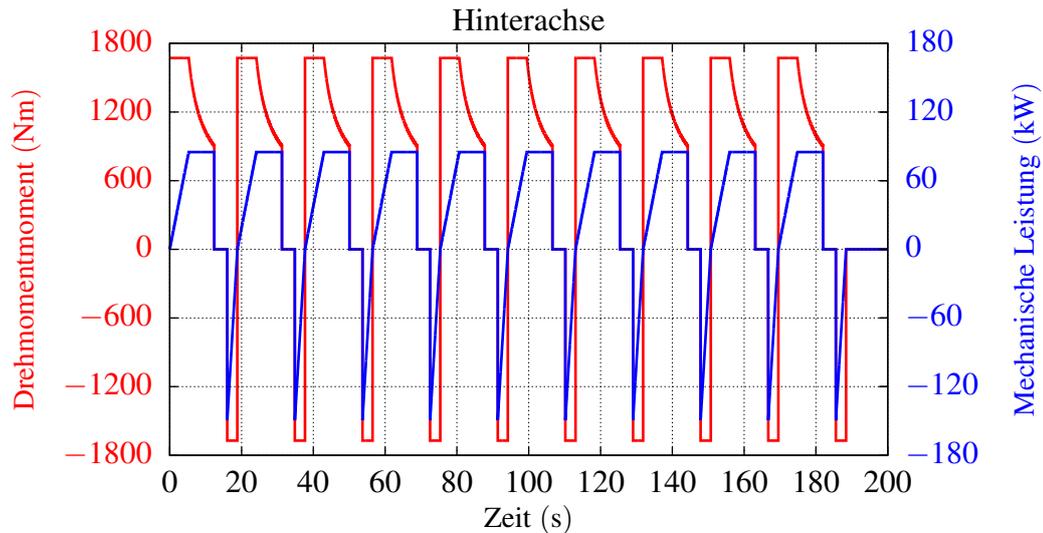


Abbildung 2.3: AMS-Bremstest

sogenannte Auto-Motor-Sport Test (kurz: AMS-Test) [22]. Die Großglocknerabfahrt ist eine lange Bergabfahrt, bei der das Fahrzeug nur über die Betriebsbremse verzögert wird. Dies stellt eine hohe Dauerbelastung für das Bremssystem dar. Der AMS-Test besteht aus zehn direkt aufeinander folgenden Beschleunigungs- und Bremszyklen jeweils vom Stillstand auf 100 km/h und umgekehrt. Dieser Test ist für die Radnabenantriebe eine besonders extreme Belastung, da die Antriebe, wie die Darstellung des Drehmoments und der mechanischen Leistung an der Hinterachse in Abb. 2.3 zeigt, sowohl beim Beschleunigen als auch beim Bremsen das maximale Drehmoment liefern müssen.

Die Anforderung an alle elektronischen bzw. elektrischen Komponenten im Fahrzeug hinsichtlich ihrer funktionalen Sicherheit folgen aus den Vorgaben der Norm ISO 26262 [18]. Diese Vorgaben sind auch für die elektronischen und elektrischen Komponenten des Bremssystems gültig und werden in Kapitel 4 detaillierter betrachtet.

## 2.3 Betrachtete Fahrzyklen

Im Rahmen der Untersuchung der optimalen Antriebsstrangtopologie in Kapitel 3 wird die Energieeffizienz der Topologien anhand verschiedener Fahrzyklen bewertet. Der erste Fahrzyklus ist der Neue Europäische Fahrzyklus (kurz: NEFZ, [23]). Dieser war in der EU zur Ermittlung der Verbrauchswerte vorgeschrieben und wird immer noch in vielen Untersuchungen als Vergleichswert herangezogen.

Seit September 2017 soll die Bestimmung der Verbrauchswerte bei Neufahrzeugen in der EU über das weltweit harmonisierte Prüfverfahren für leichte Nutzfahrzeuge (englisch: worldwide harmonized light vehicles test procedure, kurz: WLTP) erfolgen [24]. Der Fahrzyklus, der in diesem Prüfverfahren enthalten ist (worldwide harmonized light duty driving test cycle, kurz: WLTC [25]), ist der zweite betrachtete Fahrzyklus. Der Vergleich mit dem NEFZ in Abb. 2.4

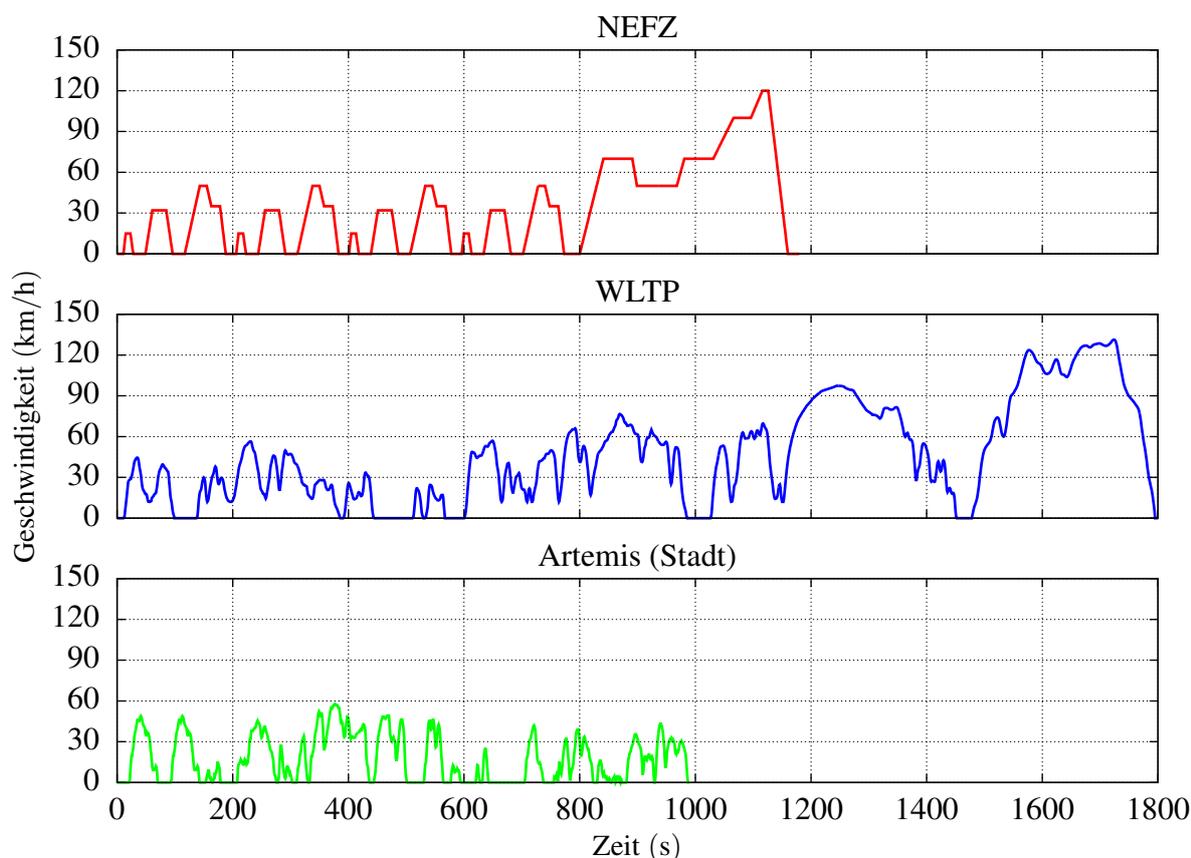


Abbildung 2.4: Betrachtete Fahrzyklen

zeigt, dass der WLTC längere Zeiten mit hoher Geschwindigkeit aufweist und häufigere und schnellere Geschwindigkeitsänderungen beinhaltet.

Als dritter Zyklus wird der Artemis-Fahrzyklus [26] untersucht. Dieser wurde auf Grundlagen von Fahrdaten entwickelt, die über einen langen Zeitraum bei Fahrten im Straßenverkehr in verschiedenen Umgebungen (Stadt, Überland, Autobahn) aufgezeichnet wurden. Er hat daher den Anspruch, das tatsächliche Fahrverhalten genauer abzubilden als die anderen Fahrzyklen [27]. Da das hier betrachtete Beispielfahrzeug vor allem auf den Einsatz im Stadtverkehr ausgelegt ist, wird die Betrachtung auf den Teilfahrzyklus zur Abbildung des Stadtverkehrs beschränkt. Die Geschwindigkeitsänderungen sind in diesem Fahrzyklus nochmals schneller als im WLTC (Abb. 2.4).

## 2.4 Übersicht heutiger Bremssysteme

Heutige Pkw verfügen über mechanische Reibungsbremsen (Trommel- oder Scheibenbremsen) an allen vier Rädern. Zur Aktuierung der Bremsen wird die Bremskraft vom Bremspedal hydraulisch an die Bremsen übertragen. Dabei wird der Bremsdruck in den meisten heutigen

Pkw über Vakuum-Bremskraftverstärker verstärkt [28]. Der Nachteil dieser Bremssysteme ist, dass für die Bremskraftverstärkung ein Hauptzylinder notwendig ist, über den die Pedalkraft verstärkt wird. Dieser nimmt einen großen Bauraum ein. Darüber hinaus muss ein Vakuum erzeugt werden. In Fahrzeugen mit Ottomotoren wird das Vakuum über das Ansaugrohr des Motors hergestellt [29]. Dies ist jedoch bei Motoren mit Direkteinspritzung und in (Hybrid-) Elektrofahrzeugen nicht möglich. In diesen Fahrzeugen kommt stattdessen eine elektrische Vakuumpumpe zum Einsatz [3]. Elektronische Unterstützungssysteme (z. B. Antiblockiersystem, elektronische Bremskraftverteilung, Antriebsschlupfregelung, elektronisches Stabilitätsprogramm) werden über elektrisch aktivierte Magnetventile in das Hydrauliksystem integriert [3].

Bei Elektrofahrzeugen ist eine weitere Herausforderung, dass zur Rekuperation der Bremsenergie die Bremskraft zwischen dem Elektromotor und den Reibungsbremsen aufgeteilt werden soll. Diese Aufteilung soll aus Komfortgründen und um den Fahrer nicht zu irritieren, von den Fahrzeuginsassen unbemerkt erfolgen. Daher bieten elektrohydraulische Bremssysteme Vorteile für Elektrofahrzeuge. Diese verzichten im Normalbetrieb auf eine mechanische bzw. hydraulische Verbindung zwischen dem Bremspedal und der Bremse [28]. Eine Variante ist z. B. das MK C1-Bremssystem der Firma Continental [30]. Dieses System verfügt weiterhin über hydraulische Bremsleitungen. Der Druck wird im Normalbetrieb jedoch elektrisch erzeugt, z. B. über einen Elektromotor. Dies bietet die Möglichkeit, die Bremskraftverstärkung und die Unterstützungssysteme in einem Bremsmodul zu vereinen. Eine Simulorkammer stellt gleichzeitig sicher, dass der Fahrer das normale Pedalgefühl hat. Die Erfassung der Pedalstellung erfolgt im MK C1-System redundant über eine elektronische Positionserkennung und über eine Druckmessung in der Simulorkammer [30]. Da im Normalfall keine direkte Verbindung zwischen Pedal und den Bremsaktuatoren besteht, kann das rekuperative Bremsen durch den Hauptantrieb einfach über das Bremsensteuergerät in den Bremsvorgang integriert werden. Bei Fehlerfällen kann das Bremspedal als Rückfallebene über entsprechende Ventile hydraulisch auf die Bremsen wirken [31]. Dadurch ist laut [30] bei der MK C1 sichergestellt, dass im Fehlerfall sogar die gesetzliche geforderte Mindestverzögerung für die Betriebsbremse erreicht wird.

Elektromechanische Bremssysteme verzichten vollständig auf ein hydraulisches System. Stattdessen werden z. B. die Bremsbeläge direkt über Elektromotoren gegen die Brems Scheibe gedrückt [28]. Diese Systeme sind derzeit jedoch nicht in Serien-Pkw zu finden. Die Nachteile dieser Systeme sind, dass die Aktoren für die Räder der Vorderachse aufgrund der hohen Bremskraftanforderung vergleichsweise groß sind und dass außerdem keine Rückfallebene für Fehler im elektrischen System besteht [31]. Eine weitere Variante ist daher ein Hybridsystem mit einer Kombination einer (elektro-) hydraulischen Bremse an der Vorderachse mit einer elektromechanischen Bremse an der Hinterachse. Dadurch ist eine hydraulische Rückfallebene gegeben und gleichzeitig wird der hydraulische Aufwand im Fahrzeug reduziert [31].

Das in dieser Arbeit untersuchte Bremssystem in Abb. 1.1 verfügt über ein elektrohydraulisches Bremssystem an der Vorderachse, das eine hydraulische Rückfallebene bietet. Da

das Bremsen über die Radnabenantriebe an der Hinterachse mit den elektromechanischen Bremsen vergleichbar ist, ähnelt das untersuchte Bremssystem dem Hybridsystem.

## 2.5 Fehlertolerante Wechselrichtertopologien

Im Folgenden werden verschiedene fehlertolerante Umrichtertopologien, die sich prinzipiell als Wechselrichter für Radnabenantriebe eignen, vorgestellt und verglichen. Die betrachteten Topologien können in drei Kategorien unterteilt werden. Die erste Kategorie sind dreisträngige Zweipunktwechselrichter ohne zusätzliche Redundanz. Die zweite Kategorie sind dreisträngige Wechselrichter mit zusätzlicher Redundanz und die dritte Kategorie sind Antriebssysteme mit mehr als drei Strängen.

Die verschiedenen Topologien werden hinsichtlich des Implementierungsaufwands, der abgedeckten Fehlerfälle und des möglichen Leistungsbereichs im Fehlerfall verglichen. Dabei werden nieder- und hochohmige Fehler in den Leistungshalbleitern und in den Motorsträngen betrachtet. Eine detaillierte Analyse der Auswirkungen von Fehlern in den Leistungshalbleitern auf das Antriebssystem erfolgt jedoch erst im Rahmen der Entwicklung des Sicherheitskonzepts in Kapitel 4.

### 2.5.1 Dreisträngige Antriebe ohne Redundanz

In dreisträngigen Antriebssystemen ohne Redundanz kann bei einem Fehler in einem Strang kein konstantes Drehmoment gestellt werden, da kein symmetrischer Drehstrom eingepreßt werden kann [32]. Die Fehler können jedoch mit Hilfe einer umrichterinternen Fehlererkennung erkannt und behandelt werden. Als Fehlerbehandlung können entweder alle Leistungshalbleiter abgeschaltet werden (Pulssperre) oder alle Stränge des Motors aktiv über den Wechselrichter kurzgeschlossen werden (aktiver Kurzschluss). Die Pulssperre führt bei hochohmigen Fehlern dazu, dass kein Strom im Motor fließt und auch kein Drehmoment erzeugt wird. Bei den in Radnabenantrieben häufig eingesetzten Antriebssystemen mit permanentmagneterregten Synchronmaschinen kommt es im Feldschwächbereich zu einem Rückspeisestrom über die Freilaufdioden. Dieser resultiert daraus, dass die induzierte Spannung des Motors größer als die Zwischenkreisspannung ist und er bewirkt ein hohes Bremsmoment. Bei niederohmigen Fehlern in einem Leistungshalbleiter kann sich außerdem im gesamten Drehzahlbereich ein Strom über den niederohmigen Schalter und die Freilaufdioden der anderen Stränge ausbilden, der ein Pendelmoment zur Folge hat. Der Mittelwert des Pendelmoments ist ein Bremsmoment, das bei größeren Drehzahlen das Kurzschlussbremsmoment des dreisträngigen Kurzschlusses übersteigt (vgl. Abb. 4.5). Abhilfe kann in diesen Fällen der aktive Kurzschluss der Motorwicklungen bieten. Durch diesen entsteht ein konstantes Bremsmoment, das jedoch mit Ausnahme des unteren Drehzahlbereichs relativ gering ist (vgl. Abb. 4.5).

Insgesamt kann durch die Fehlerbehandlung zwar erreicht werden, dass der Antrieb im Fehlerfall ein geringeres Drehmoment aufweist. Das aktive Stellen eines Drehmoments ist jedoch nicht möglich.

### 2.5.2 Dreisträngige Antriebe mit Redundanz im Wechselrichter

In dreisträngigen Antriebssystemen kann durch zusätzliche Leistungshalbleiter eine Fehlertoleranz des Wechselrichters erreicht werden. Die dafür geeigneten Topologien können weiter in Topologien mit voller Leistung im Fehlerfall und Topologien mit reduzierter Leistung unterteilt werden. Detaillierte Untersuchungen dieser Topologien sind in [33] und [34] gegeben.

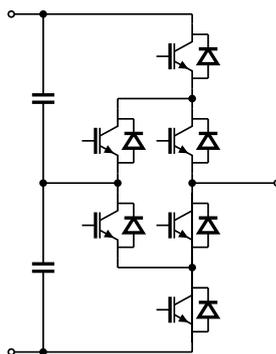
Eine vollständige Redundanz aller Leistungshalbleiter, die sowohl hoch- als auch niederohmige Fehler abdeckt, kann dadurch erreicht werden, dass jeder Schalter durch vier Schalter (zwei in Serie zweimal parallel) ersetzt wird. Die Schalter müssen so gewählt sein, dass jeder den kompletten Strom führen und die gesamte Zwischenkreisspannung sperren kann, sodass dieses System im Normalbetrieb um den Faktor vier überdimensioniert ist.

Ein anderer Ansatz, um den Wechselrichter im Fehlerfall mit voller Leistung weiter zu betreiben, ist eine zusätzliche Halbbrücke, die im Fehlerfall zugeschaltet wird. Hinsichtlich der benötigten Leistungshalbleiter erfordert dies zunächst einen überschaubaren Mehraufwand. Jedoch muss bei einem Kurzschlussfehler sichergestellt sein, dass die fehlerhafte Halbbrücke vom Motor getrennt wird. In [34] wird dafür der Einsatz von Schmelzsicherungen zur Trennung der kurzgeschlossenen Halbbrücke untersucht. Die Ergebnisse bestätigen, dass Schmelzsicherungen prinzipiell dafür geeignet sind. Bei der Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators sei jedoch die Energie zu berücksichtigen, die zum Auslösen der Sicherungen notwendig ist. Um darüber hinaus sicherzustellen, dass die Sicherungen auch auslösen, wenn der Kurzschluss nicht so niederohmig ist, wird in [34] und [35] die Möglichkeit beschrieben, die Sicherungen über zusätzliche Thyristoren parallel zu den Halbleitern auszulösen. In [36] wird gezeigt, dass auch Leiterbahnen auf Leiterplatten als Schmelzsicherungen genutzt werden können.

Das Zuschalten der redundanten Halbbrücke kann über bidirektionale Schalter erfolgen. In [35], [37], [38] werden die redundanten Zweige über Triacs mit dem betroffenen Strang verbunden. In [39] wird darüber hinaus auch die fehlerhafte Halbbrücke über einen Triac vom Motor getrennt. Als Alternative dazu kommen in [40] Relais zum Trennen der fehlerhaften Halbbrücke und zum Verbinden der redundanten Halbbrücke zum Einsatz.

Zusammengefasst wird über die zusätzliche Halbbrücke eine vollständige Redundanz geschaffen. Jedoch nimmt die Komplexität des Systems insbesondere durch die Sicherungen und die zusätzlichen Leistungshalbleiter zu.

Ein Weiterbetrieb im Fehlerfall mit reduzierter Leistung kann durch ein Verbinden des be-



**Abbildung 2.5:** ANPC-Dreipunktwechselrichter (Abbildung eines Stranges)

troffenen Strangs mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises ermöglicht werden. In [35] und [41] wird diese Verbindung ebenfalls über einen Triac hergestellt. Auch hier ist eine sichere Trennung der defekten Halbbrücke vom Zwischenkreis notwendig. Das resultierende maximale Drehmoment über der Drehzahl ist in [34] dargestellt. Aufgrund der halben maximalen Leiter-Leiter-Spannung liegt die Eckdrehzahl bei der halben Drehzahl. Die maximale Leistung des Antriebs ist daher halb so groß wie bei dem fehlerfreien System.

Eine fehlertolerante Topologie kann alternativ dazu auch über eine Reihenschaltung von Schaltern erzielt werden. Ein Ansatz dafür ist der Active Neutral Point Clamped (ANPC) Dreipunktwechselrichter [34]. Bei diesem werden die Dioden, die im normalen NPC-Dreipunktwechselrichter den Mittelpunkt des Zwischenkreiskondensators anbinden, durch aktive Leistungshalbleiter ersetzt (Abb. 2.5). Daher sind bei dieser Topologie sechs zusätzliche Leistungshalbleiter notwendig. Im Fehlerfall wird in den meisten Fehlerfällen der betroffene Strang mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises verbunden [34], sodass noch die halbe Leiter-Leiter-Spannung eingestellt werden kann. Der Vorteil gegenüber den fehlertoleranten Zweipunkttopologien ist, dass keine weiteren Trenn- und Verbindungselemente notwendig sind.

### 2.5.3 Mehrsträngige Antriebe mit unabhängigen Teilsystemen

Mehrsträngige Antriebssysteme mit unabhängigen Teilsystemen bieten im Gegensatz zu den beschriebenen dreisträngigen Systemen mit Redundanz im Wechselrichter auch eine Fehlertoleranz hinsichtlich Motorfehlern. Allerdings erfordern diese Antriebssysteme spezielle mehrsträngige Motoren. Die Teilsysteme können sowohl als unabhängige dreisträngige Teilsysteme (Abb. 2.6a) als auch als unabhängige Einzelstränge (Abb. 2.6b) ausgeführt werden.

Die Fehlertoleranz dieser Systeme folgt daraus, dass das betroffene Teilsystem im Fehlerfall durch eine Pulssperre oder einen aktiven Kurzschluss deaktiviert wird und die anderen Teilsysteme gleichzeitig weiter betrieben werden können. In [42] wird gezeigt, dass so Fehler, die in kritischen Fahrsituation auftreten, besser beherrschbar sind.

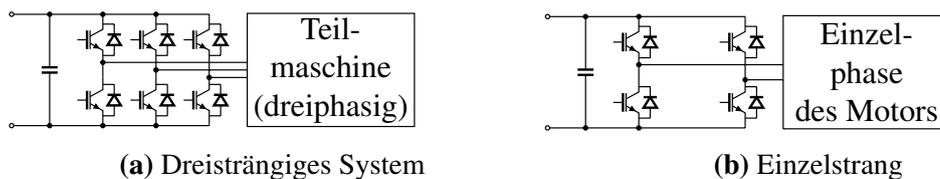


Abbildung 2.6: Unabhängige Teilsysteme

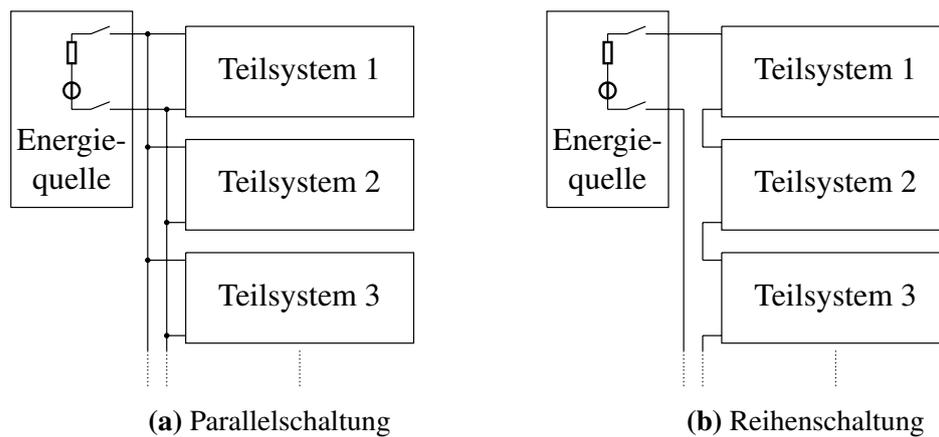
Antriebssysteme mit zwei unabhängigen dreisträngigen Teilsystemen, die magnetisch um  $30^\circ$  zueinander verschoben sind und dadurch magnetisch einen sechssträngigen Antrieb bilden, sind in [6] und [43], [44] beschrieben. In [8] wird ein Antrieb mit acht Teilsystemen mit eigenen Wechselrichtern inklusive eigener Regelung vorgestellt. Die Veröffentlichungen [45]–[47] beschreiben hingegen fehlertolerante fünfsträngige Antriebssysteme mit unabhängigen Einzelsträngen, die über Vollbrücken gespeist werden.

Ein Vorteil unabhängiger dreisträngiger Teilsysteme ist die einfache Regelung des Antriebs. Wenn die magnetische Kopplung der Teilsysteme ausreichend gering ist, können diese unabhängig voneinander geregelt werden [6], [8], [48]. Die geringe magnetische Kopplung kann durch Zahnspulenwicklungen und bestimmte Pol-Nutzahlkombinationen erreicht werden [6], [44], [49]. Bei mehrsträngigen Antrieben mit Einzelsträngen ist hingegen eine mehrsträngige Regelung, wie z. B. in [50] beschrieben, notwendig. Gegebenenfalls kann es nach [47] darüber hinaus sinnvoll sein, spezielle Stromformen einzuprägen.

Ein weiterer Vorteil unabhängiger dreisträngiger Teilsysteme in Sternschaltung ist die Möglichkeit, in jedem System eine Nullspannungskomponente einzuprägen, aus der aufgrund der Sternschaltung kein Nullstrom folgen kann. Dadurch kann die maximale Strangspannung z. B. durch eine Raumzeigermodulation um 15 % erhöht werden [51]. Gleichzeitig sind im Vergleich zu den unabhängigen Einzelsträngen weniger Leistungshalbleiter je Strang notwendig. Die maximale Strangspannung ist bei den Antrieben mit Einzelsträngen durch die Vollbrücken zwar größer. Da jedoch aus einer eingepprägten Nullspannungskomponente ein Nullstrom folgt, kann keine Nullspannungskomponente zur Erhöhung der maximalen Strangspannung genutzt werden. Folglich ist die maximale Strangspannung trotz der doppelten Anzahl an Halbleitern nicht doppelt so groß. Der Nullstrom bietet bei den unabhängigen Einzelsträngen die Möglichkeit, im Bereich kleiner Drehzahlen, bei denen aufgrund der geringen elektrischen Frequenz des Motors einzelne Stränge stärker belastet sind, die thermische Belastung zwischen den Strängen gleichmäßiger zu verteilen. In [52] wird gezeigt, dass sich dadurch die Verluste in dem am stärksten belasteten Strang um bis zu 25 % reduzieren.

Für die Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren ist die konstante Leistung der dreisträngigen Teilsysteme vorteilhaft. Bei den Einzelsträngen schwingt die Leistung hingegen mit der doppelten Grundfrequenz. Ein Vorteil der Einzelstränge ist jedoch, dass im Fehlerfall nur ein Motorstrang und nicht ein ganzes dreisträngiges Teilsystem ausfällt.

Bei Antrieben mit unabhängigen Teilsystemen sind eingangsseitig verschiedene Verschaltungen der Teilsystemwechselrichter möglich. Die einfachste Variante ist die Parallelschaltung

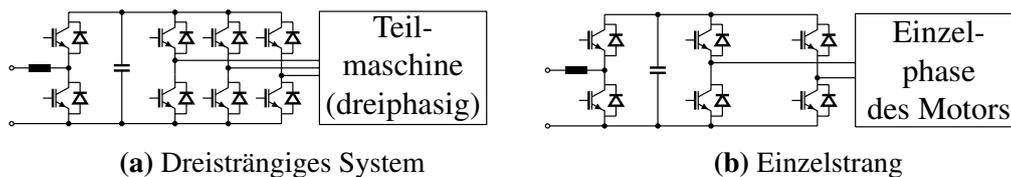


**Abbildung 2.7:** Verschaltungsarten der Spannungszwischenkreise

der Teilsysteme (Abb. 2.7a), bei der die Teilsysteme gemeinsam mit der Energiequelle verbunden sind. Wenn die Teilsysteme in Parallelschaltung über gemeinsame oder niederinduktiv verbundene Zwischenkreiskondensatoren verfügen, ist eine Entlastung der Kondensatoren durch eine Verschiebung der Trägersignale für die Pulsdauermodulation (englisch: pulse-width modulation, kurz PWM) möglich. Durch dieses sogenannte PWM-Interleaving kann die Strombelastung im Zwischenkreis reduziert werden (vgl. Abschnitt 3.2.4). Die Parallelschaltung bietet bei den unabhängigen Einzelstränge darüber hinaus den Vorteil, dass durch diese die mittlere Leistung je Schaltperiode konstant ist und die Zwischenkreiskondensatoren nur auf die Leistungsschwankung innerhalb einer Schaltperiode ausgelegt werden müssen.

Eine Fehlertoleranz ist bei dieser Verschaltung nur auf der Motorseite gegeben. Um eine Fehlerausbreitung auf der Gleichspannungsseite zu verhindern, sind zusätzliche Trennmöglichkeiten (Schütze, Sicherungen, Leistungshalbleiter) notwendig. Dieser Aspekt wird in Kapitel 4 im Rahmen des Sicherheitskonzepts detaillierter adressiert. Die negativen Auswirkungen der zusätzlichen Trennmöglichkeit auf das PWM-Interleaving werden in Kapitel 6 genauer analysiert.

Alternativ ist auch eine Reihenschaltung der Teilsysteme möglich (Abb. 2.7b). Diese ist, wie in [53] dargestellt, nur bei unabhängigen dreisträngigen Teilsystemen sinnvoll, da die Zwischenkreiskondensatoren bei unabhängigen Einzelsträngen auf die Leistungsschwankungen innerhalb der Grundperiode ausgelegt werden müssen. Darüber hinaus ist es bei der Reihenschaltung der Teilsysteme erforderlich, dass die Leistungen der Systeme gleich sind. Diese Anforderung ist allerdings bei mehreren dreisträngigen Systemen in einem Antrieb im Normalfall gegeben. Da die Leistungen jedoch immer leicht abweichen können, erfordert die Reihenschaltung eine Balancierung der Zwischenkreisspannungen zwischen den einzelnen Teilsystemen. Ein Verfahren, das die Balancierung über leichte Anpassungen der Teilsystemleistungen erreicht, ist in [54] beschrieben. Durch ein PWM-Interleaving zwischen den Teilsystemen kann die Strombelastung der Gleichspannungsquelle durch die Schaltfrequenzharmonischen reduziert werden [55]. Die Belastung der Zwischenkreiskondensatoren reduziert sich dadurch allerdings nicht.



**Abbildung 2.8:** Unabhängige Teilsysteme mit Hochsetzsteller

Um einen Weiterbetrieb der anderen Systeme im Fehlerfall zu ermöglichen, muss der Zwischenkreiskondensator des fehlerbehafteten Systems kurzgeschlossen werden [56]. Für diesen Fall ist eine Überdimensionierung der Teilsysteme hinsichtlich ihrer maximalen Zwischenkreisspannung notwendig, da sich der Spannungsanteil des ausgefallenen Systems auf die übrigen aufteilt. Das fehlerhafte System erzeugt außerdem ein Kurzschlussdrehmoment, sodass das Drehmoment des Antriebs im Fehlerfall beeinträchtigt ist. Insgesamt kann die Reihenschaltung jedoch bei vielen unabhängigen Teilsystemen sinnvoll sein. In diesem Fall können viele kleine Teilwechselrichter mit Leistungshalbleitern mit geringerer Sperrspannung, wie z. B. MOSFET auf Siliziumbasis, verwendet werden.

Eine weitere Möglichkeit zur Verbindung der Teilsysteme ist die Reihenschaltung über Hochsetzstellerstufen in jedem Teilsystem (Abb. 2.8). Nach [57] sind dadurch Drosseln mit einer geringeren Induktivität als bei einem einzelnen Hochsetzsteller ausreichend. Bei dieser Topologie muss die Leistungsflussrichtung in allen Teilsystemen gleich sein, die Leistungen können jedoch unterschiedlich sein. Daher ist sie sowohl für Teilsysteme mit Einzelsträngen ([58], Abb. 2.8b) als auch für dreisträngige Teilsysteme ([59], Abb. 2.8a) geeignet. Bei den Einzelsträngen führt die Blindleistung zu einem erhöhten Kapazitätsbedarf in den Teilsystemen [60], da der Leistungsfluss dadurch kurzzeitig unterschiedliche Richtungen aufweist. Durch eine optimierte Ansteuerung kann der Kapazitätsbedarf zwar reduziert werden [61], bleibt jedoch vergleichsweise hoch. Ein fehlertoleranter Antrieb mit dieser Topologie ist in [62] realisiert.

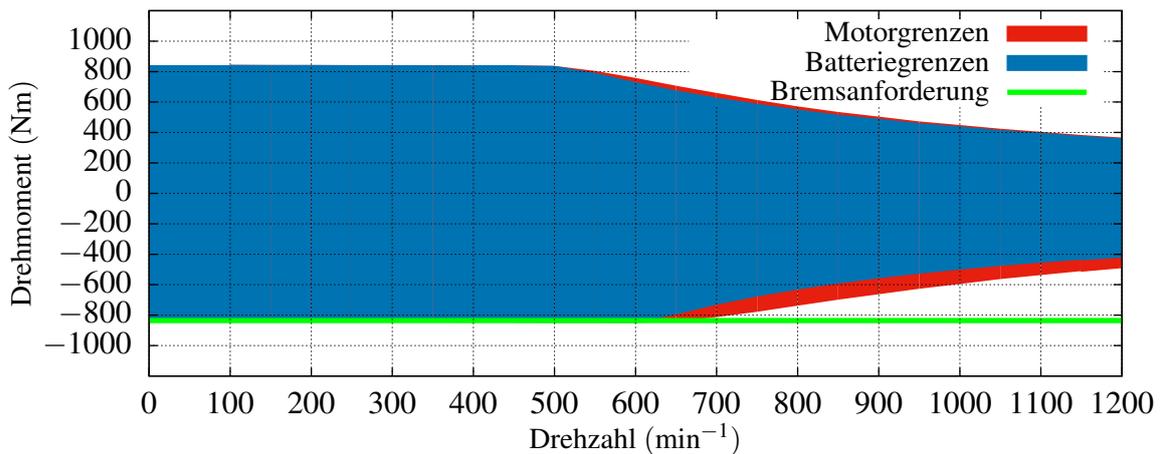
Insgesamt zeigt der Vergleich der fehlertoleranten Topologien, dass die dreisträngigen Wechselrichter mit zusätzlicher Redundanz zwar gut für dreisträngige Antriebssysteme geeignet sind, jedoch keine Fehlertoleranz hinsichtlich Motorfehlern bieten. Darüber hinaus erfordern diese Topologien zusätzliche Trenn- und Verbindungselemente, durch die deren Realisierung aufwändiger wird. Im Rahmen dieser Arbeit kommen daher fehlertolerante Antriebe mit zwei unabhängigen dreisträngigen Teilsystemen zum Einsatz. Eingangsseitig werden die Systeme parallelgeschaltet, da die Reduzierung der Zwischenkreisbelastung durch das PWM-Interleaving zu entscheidenden Bauraumvorteilen im Radnabenantrieb führt.

## 3 Anwendungsoptimierte Topologie des elektrischen Antriebsstrangs

Aus der hier betrachteten Anwendung folgen gegenüber konventionellen Antriebssystemen für Elektrofahrzeuge erhöhte Drehmomentanforderungen an die Radnabenantriebe. Die elektrischen Antriebssysteme heutiger Elektrofahrzeuge sind so ausgelegt, dass nur im Drehzahlbereich unterhalb der Eckdrehzahl das maximale Drehmoment bereitgestellt werden kann. Bei höheren Geschwindigkeiten wird aufgrund der Spannungsgrenze des Antriebssystems das Luftspaltfeld geschwächt, um die induzierte Spannung zu reduzieren (der sog. Feldschwächbereich). Um den dafür notwendigen Feldschwächstrom einprägen zu können, wird zur Einhaltung der Stromgrenze des Antriebs der drehmomentbildende Strom reduziert. Dadurch steht in diesem Bereich nur noch ein reduziertes Drehmoment zur Verfügung.

Die Anforderung an die Betriebsbremse ist dagegen ein konstantes maximales Bremsmoment über den gesamten Drehzahlbereich. Für das betrachtete Beispielfahrzeug beträgt die Bremsmomentanforderung, die bei einer Vollbremsung je Rad bis zur Maximaldrehzahl von  $1112 \text{ min}^{-1}$  notwendig ist,  $836 \text{ Nm}$  (vgl. Berechnung in Abschnitt 2.1). Der Rollwiderstand und der Strömungswiderstand bleiben hier unberücksichtigt, da deren Bremskraft im Vergleich zur geforderten Bremskraft wie folgt vernachlässigbar ist. Bei einer Geschwindigkeit von  $130 \text{ km/h}$  beträgt die Kraft des Roll- und Strömungswiderstands mit den Fahrzeugparametern aus Tab. 2.1  $874 \text{ N}$ . Die geforderten maximale Bremskraft an Vorder- und Hinterachse bei einer Vollbremsung mit einem voll beladenem Fahrzeug ist hingegen mit  $20 \text{ kN}$  um ein Vielfaches größer. Damit trotz Feldschwächung das geordnete Bremsmoment über den ganzen Drehzahlbereich gestellt werden kann, muss bei einem Antrieb mit ausgeprägtem Feldschwächbereich das maximale Drehmoment entsprechend größer sein. Dies ist nur bei sehr stark motorisierten Fahrzeugen sinnvoll, wie zum Beispiel bei Sportwagen [4]. Bei anderen Fahrzeugen ist es dagegen notwendig, den Grunddrehzahlbereich über eine Anpassung der Eckdrehzahl zu erweitern.

Die Lage der Eckdrehzahl ist über die Windungszahl der Maschine einstellbar, da die induzierte Spannung proportional zum Produkt aus Windungszahl und Drehzahl ist. Eine Verschiebung der Eckdrehzahl in die Richtung der Maximaldrehzahl führt jedoch zum Nachteil, dass zum Erreichen des gleichen Drehmoments über den gesamten Drehzahlbereich ein umgekehrt proportional größerer Strom notwendig ist. Die Skalierung hat zwar, wie in Abschnitt 3.2.2 näher dargelegt wird, nur einen geringen Einfluss auf die Motorverluste. Der höhere Strangstrom führt jedoch im Wechselrichter zu einer Erhöhung der Strombelastung und damit zu höheren Verlusten. Daher stellt die Eckdrehzahl einen Optimierungsparameter



**Abbildung 3.1:** Bremsmomentanforderungen, Drehmomentgrenzen des Motors und Drehmomentgrenzen durch die Leistungsgrenzen der Batterie über der Motordrehzahl

für den Wirkungsgrad des Gesamtsystems dar. Darüber hinaus bleibt bei Antrieben mit permanentmagneterregten Synchronmaschinen die maximale Leistung im Feldschwächbereich über der Drehzahl näherungsweise konstant, sodass Antriebs- und Batterieleistung gut aufeinander abgestimmt werden können. In Abb. 3.1 sind die Drehmomentbereiche über der Motordrehzahl dargestellt, die aufgrund der Spannungs- und Stromgrenzen eingestellt werden können. Diesen ist der Bereich gegenübergestellt, der aus der Leistungsgrenze einer Beispielbatterie folgt. Der Vergleich des maximalen positiven Drehmoments zeigt, dass bei dieser Beispielformatung die Spannungs- und Stromgrenzen den Drehmomentbereich nicht einschränken, da die Leistungsgrenze der Batterie den Bereich bereits stärker einschränkt. Die Wahl der Eckdrehzahl erfolgt daher bei konventionellen elektrischen Antriebssystemen für Fahrzeuge auf Grundlage der Anforderungen an das Beschleunigungsverhalten des Fahrzeugs, der Größen- und Kostenanforderungen für den elektrischen Antriebsstrang und hinsichtlich der Gesamtsystemenergieeffizienz.

In diesem Kapitel erfolgt die Untersuchung verschiedener Antriebsstrangtopologien, die geeignet sind, den Grunddrehzahlbereich für negative Drehmomente auf den gesamten Drehzahlbereich zu erweitern. Bei der Untersuchung werden die Komponentendimensionierung und Gesamtsystemenergieeffizienz detailliert betrachtet. Zunächst werden die betrachteten Topologien beschrieben und die skalierbaren Modelle für die Untersuchung des Antriebsstrangs und die Komponentendimensionierung vorgestellt. Mit Hilfe dieser Modelle erfolgt im nächsten Schritt eine Analyse der Energieeffizienz der Topologien über eine Betrachtung des Energieverbrauchs des Antriebsstrangs in verschiedenen Fahrzyklen.

### 3.1 Topologieüberblick

Die Grundkomponenten des elektrischen Antriebsstrangs sind eine Energiequelle (z. B. Batterie oder Brennstoffzelle) und ein Antrieb. In dieser Arbeit wird eine Batterie als Ener-

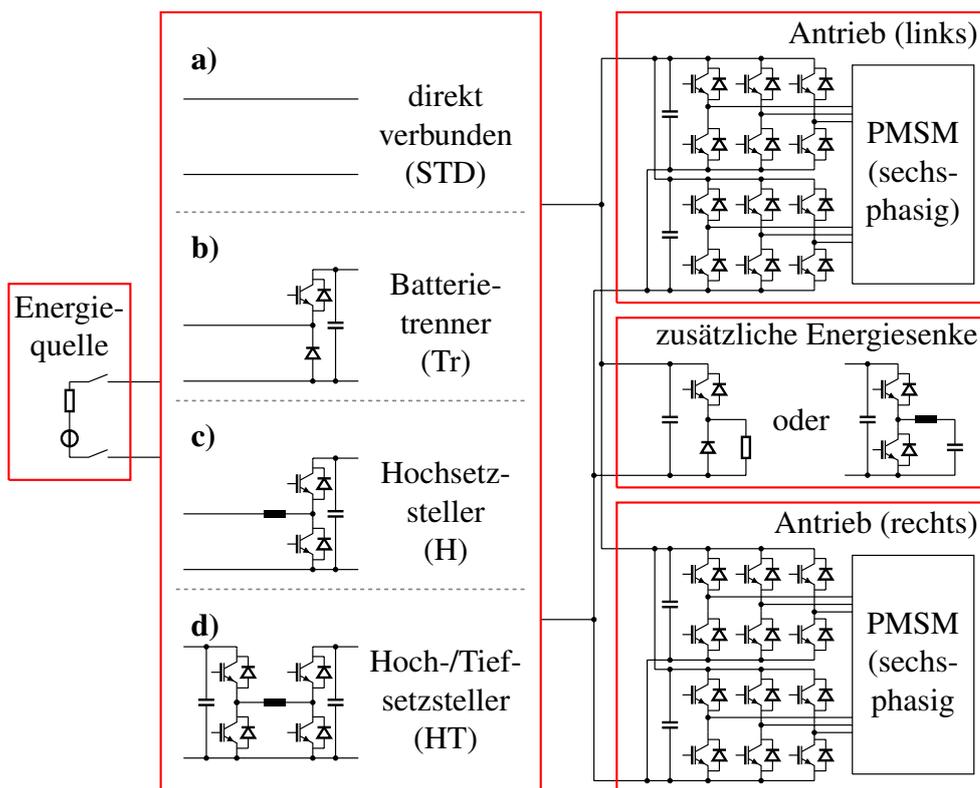


Abbildung 3.2: Übersicht der betrachteten Antriebsstrangtopologien

giespeicher angenommen, da dies der derzeit am häufigsten eingesetzte Energiespeicher in Elektrofahrzeugen ist. Das Zielsystem soll über zwei Radnabantriebe an der Hinterachse verfügen, sodass der betrachtete Antriebsstrang zwei Antriebe enthält (Abb. 3.2). Wie in Abschnitt 2.5 beschrieben, wurden sechssträngige Antriebe mit zwei dreisträngigen Teilsystemen gewählt. Auf die Auslegung der Radnabenmotoren wird in Abschnitt 3.2.2 näher eingegangen.

Die Auslegung des Energiespeichers auf die maximale Rekuperationsleistung beim Bremsen würde eine signifikante Überdimensionierung dieser Komponenten erfordern. Z. B. beträgt bei dem in dieser Arbeit betrachteten Beispielfahrzeug die maximale mechanische Bremsleistung bei einer Maximalgeschwindigkeit von 130 km/h etwa 200 kW. Die maximale Antriebsleistungen der stärker motorisierten Fahrzeuge in diesem Segment liegen jedoch nur im Bereich von 100 kW. Darüber hinaus kann der Energiespeicher seine maximale Rekuperationsleistung nicht in jedem Betriebszustand aufnehmen. So ist z. B. bei einer kalten oder eine fast voll geladenen Batterie die Rekuperationsleistung reduziert [1], [63]. Daher ist zur zuverlässigen Umwandlung der elektrischen Bremsenergie eine zusätzliche Energiesenke erforderlich. Eine solche Energiesenke kann z. B. ein Superkondensator sein, der über einen Hochsetzsteller mit dem Antriebssystem verbunden wird. Dieser speichert die Bremsenergie zwischen und stellt sie beim Wiederantreiben des Fahrzeugs den Antrieben wieder bereit [64]. Eine andere Möglichkeit ist ein geschalteter Bremswiderstand, der die elektrische Bremsenergie in thermische Energie umwandelt [65]. Auch eine Kombination dieser beiden Varianten ist denkbar.

Superkondensatoren bieten den Vorteil, dass die rekuperierte Energie direkt wieder zum Antreiben des Fahrzeugs verwendet werden kann und durch das Speichern der Energie in den Superkondensatoren anstatt in der Batterie auch im Normalbetrieb die Batteriebelastung reduziert wird. Der geschaltete Bremswiderstand wandelt hingegen die Bremsenergie ohne ein weiteres Zwischenspeichern in thermische Energie um. Mit der thermischen Energie kann der Fahrzeuginnenraum direkt geheizt werden. Dies ist energieeffizienter als in heutigen Elektrofahrzeugen, die über einen PTC-Zuheizer verfügen [1]. In diesen wird die Bremsenergie mit den damit verbundenen Verlusten wieder in der Batterie gespeichert, während gleichzeitig der PTC-Heizer mit Energie aus der Batterie betrieben wird. In Summe kann daraus insbesondere im Winterbetrieb ein Effizienzgewinn aufgezeigt werden [65].

Beide Varianten müssen die gesamte Bremsenergie von der angetriebenen Achse sicher aufnehmen können. Um ihre Leistungsaufnahme dynamisch regeln zu können, verfügen diese Komponenten außerdem über eine Regelung und eine Leistungselektronik. Daher ist die Annahme zulässig, dass diese Komponenten beim Bremsen die Zwischenkreisspannung regeln bzw. auf eine maximale Spannung begrenzen können. Eine detaillierte Untersuchung der zusätzlichen Energiesenken erfolgt im Rahmen dieser Arbeit nicht.

Die Ausgangsspannung der Batterie ist abhängig von ihrem Last- und Ladezustand und schwankt über einen relativ großen Bereich (vgl. Abschnitt 3.2.1). Dieser Spannungsbereich muss bei der Auslegung der direkt verbundenen Antriebe (Abb. 3.2a) berücksichtigt werden. Um auch bei niedriger Batteriespannung das volle Bremsmoment erreichen zu können, ist eine entsprechende Überdimensionierung erforderlich. An dieser Stelle können Gleichspannungssteller Vorteile bieten, die die Spannung auf ein konstantes Niveau regeln.

Eine Möglichkeit ist die Verwendung eines Hochsetzstellers (auch Aufwärtswandler, Abb. 3.2c). Der Hochsetzsteller setzt die Spannung hoch und stabilisiert sie. Nach [66] und [67] ist der Hochsetzsteller durch die variable Anpassung der Zwischenkreisspannung an den Lastpunkt außerdem geeignet, die Systemeffizienz zu erhöhen. In [68] wird gezeigt, dass in einem Antriebssystem mit einer permanentmagneterregten Synchronmaschine im Fahrzyklus NEFZ durch einen Hochsetzsteller bis zu 15 % der Verluste im Antriebsstrang eingespart werden können. In [69] konnte für ein Antriebssystem mit einer Asynchronmaschine eine Energieeinsparung von 4,5 % durch die Verwendung eines Hochsetzstellers nachgewiesen werden. Die Ergebnisse des Topologievergleichs in [70] zeigen darüber hinaus, dass bei Umrichtersystemen mit Siliziumcarbidhalbleitern (SiC-Halbleitern) die benötigte Gesamtchipfläche durch den Hochsetzsteller sogar verringert wird, wenn die Batteriespannung im Verhältnis zur maximalen Zwischenkreisspannung gering ist. Insgesamt zeigen diese Ergebnisse, dass ein Antriebsstrang mit einem Hochsetzsteller Vorteile bietet. Die Ergebnisse können jedoch aufgrund der anderen Drehmomentanforderungen in dieser Anwendung nicht direkt auf den hier betrachteten Antriebsstrang übertragen werden, sodass in diesem Kapitel weitere Untersuchungen hinsichtlich des Hochsetzstellers erfolgen. Ein weiterer Vorteil in dieser Anwendung ist, dass der Hochsetzsteller genutzt werden kann, um den zurückgespeisten Strom in die Batterie zu begrenzen. Dies vereinfacht gegenüber der direkt verbundenen Topologie die Regelung der Energieverteilung zwischen der Batterie und der zusätzlichen Energiesenke. Die geregelte Energieverteilung ist in dieser Anwendung notwendig, um ein

Abschalten der Batterie aufgrund einer Überlastung durch einen zu großen Rekuperationsstrom zu verhindern. Neben dem Hochsetzsteller wird im Folgenden auch der kaskadierte Hoch-/Tiefsetzsteller (auch Ab-/Aufwärtswandler, Abb. 3.2d) betrachtet. Der zusätzliche Tiefsetzsteller ermöglicht auch eine Reduzierung der Zwischenkreisspannung auf die minimale Spannung, die zum Stellen der Motorspannung notwendig ist. Dadurch können die Schaltverluste in den Wechselrichtern verringert werden.

Neben der Verwendung der Gleichspannungssteller besteht bei dieser speziellen Anwendung die Möglichkeit, die Zwischenkreisspannung beim Bremsen über die zurückgespeiste Energie zu erhöhen ohne gleichzeitig die Batterie zu überlasten, indem die Batterie kurzzeitig vom Antriebssystem getrennt wird. Dieser Anstieg kann wiederum durch die zusätzliche Energiesenke begrenzt werden, indem diese die weitere Bremsenergie aufnimmt. In dieser Anwendung ist es kein Nachteil, dass die Erhöhung der Zwischenkreisspannung dadurch nur beim Bremsen möglich ist, da das volle Bremsmoment und damit verbunden auch die maximale Zwischenkreisspannung nur beim Bremsen notwendig sind. Die kurzzeitige Trennung kann über einen leistungselektronischen Batterietrenner (kurz: LE-Trenner, Abb. 3.2b) zwischen Batterie und Antriebssystem geschehen. Dieser trennt in dem Fall, dass eine höhere Zwischenkreisspannung als die Batteriespannung erforderlich ist oder dass der Rekuperationsstrom der Batterie sein Maximum übersteigt, die Antriebe von der Batterie und ermöglicht so den Anstieg der Zwischenkreisspannung und die Begrenzung des Rekuperationsstroms.

## 3.2 Komponentendimensionierung und -modellierung

In diesem Abschnitt erfolgt die Dimensionierung der Komponenten für die verschiedenen Antriebsstrangtopologien. Darüber hinaus werden die Modelle entwickelt, die bei der Untersuchung des Antriebsstrangs zur Anwendung kommen. Zunächst erfolgt die Dimensionierung möglicher Batterien. Auf Grundlage der Batterieparameter werden im Anschluss geeignete Radnabenmotoren ausgelegt. Im letzten Schritt erfolgt auf Grundlage der Anforderungen, die sich aus den Batterieparametern und den Motorkenngrößen ergeben, die Dimensionierung der leistungselektronischen Komponenten.

### 3.2.1 Batterie

Bei der Modellierung von Lithium-Ionen-Akkus müssen verschiedene Effekte berücksichtigt werden. Zunächst verfügt die Batterie durch den Aufbau über eine Eigeninduktivität und einen ohmschen Innenwiderstand [71]–[73]. Darüber hinaus beeinflusst die Passivierungsschicht zwischen Anode und Elektrolyt das elektrische Verhalten der Batterie. Daneben haben die elektrochemische Reaktion sowie die Doppelschichtkapazität zwischen den Elektroden und dem Elektrolyt einen Einfluss auf die Ausgangsspannung der Batterie. Als weiterer Punkt ist die Diffusionsspannung durch die Ladungsträgerkonzentrationen im Elektrolyt und in

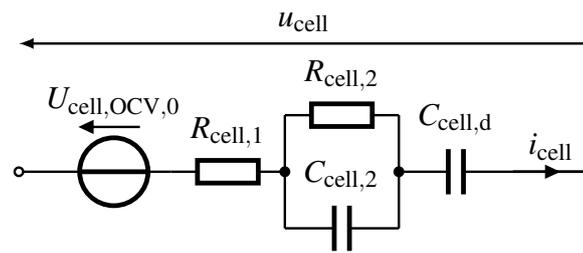


Abbildung 3.3: Batteriemodell

den Elektroden zu nennen. Diese Effekte haben jeweils eine Abhängigkeit vom Batteriezustand, wie dem Ladezustand, der Temperatur und der Strombelastung. Außerdem haben diese Effekte verschiedene Zeitkonstanten und treten folglich vor allem in bestimmten Frequenzbereichen in Erscheinung. Die Induktivität beeinflusst das elektrische Verhalten vor allem bei hohen Frequenzen im Kilohertzbereich. Für die Modellierung der anderen Effekte gibt es verschiedene Ansätze mit unterschiedlichem Detaillierungsgrad. Eine detaillierte Modellierung der Effekte über eine große Anzahl verschiedener Ersatzschaltbildelemente erfolgt in [72]. Dieser Ansatz erfordert jedoch eine detaillierte Kenntnis und Vermessung der Batterie. Eine Alternative ist die Modellierung über RC-Glieder mit verschiedenen Zeitkonstanten, wie sie in [74] und [75] Verwendung finden. In [74] kommen dabei zwei RC-Glieder zum Einsatz. Im RC-Glied mit der kürzeren Zeitkonstanten bildet der Widerstand die elektrochemische Reaktion ab. Der parallele Kondensator stellt die Ersatzkapazität der Doppelschichtkapazität dar. Die Zeitkonstante liegt bei unter einer Sekunde. Da die Schrittweite für die Modellierung des Antriebsstrangs in Kapitel 3 eine Sekunde beträgt und in den Fahrzyklen keine hohen Lastsprünge auftreten, wird das dynamische Verhalten durch die Doppelschichtkapazität im Folgenden vernachlässigt. Nach [71] und [73] ist die Zeitkonstante der Effekte durch die Passivierungsschicht noch kleiner, sodass auch hier der dynamische Einfluss vernachlässigt werden kann. Daher werden diese Effekte in dem hier verwendeten Batteriemodell (Abb. 3.3) zusammen mit dem ohmschen Widerstand zu einem Ersatzwiderstand ( $R_{\text{cell},1}$ ) zusammengefasst. Bei diesem Widerstand ist zu berücksichtigen, dass der Widerstandsanteil durch die elektrochemische Reaktion stark stromabhängig ist. Diese Abhängigkeit wird im Batteriemodell über einen stromabhängigen Widerstand berücksichtigt.

Die Diffusionsvorgänge können im Bereich mehrerer Stunden ablaufen und werden allgemein über die Warburg-Impedanz ( $\underline{Z}_W$ ) modelliert [72]. Der Betrag dieser Impedanz ist umgekehrt proportional zur Wurzel der Frequenz und ihr Phasenwinkel beträgt konstant  $-45^\circ$ . Die mathematische Darstellung der Warburg-Impedanz erfolgt nach [72] über

$$\underline{Z}_W = \sqrt{\frac{R_D}{j\omega C_D}} \cdot \coth\left(\sqrt{R_D j\omega C_D}\right). \quad (3.1)$$

Da diese Impedanz in eine Zeitbereichssimulation nur aufwendig, z. B. über Kettenleiter mit vielen RC-Kettenelementen, integriert werden kann, erfolgt in der Regel eine vereinfachte Nachbildung über ein bis zwei RC-Glieder mit Zeitkonstanten im Bereich einiger zehn Sekunden [74], [76]. Laut [72] liefert die Simulation die besten Ergebnisse, wenn die Diffusion

**Tabelle 3.1:** Batterieparameter für eine Zelle

Maximale Klemmspannung, unbelastet	$U_{\text{cell,OCV,max}}$	4,2 V
Minimale Klemmspannung, unbelastet	$U_{\text{cell,OCV,min}}$	3,4 V
Nennspannung	$U_{\text{cell,N}}$	3,7 V
Minimale Klemmspannung, unbelastet, Nennstrom zulässig	$U_{\text{cell,OCV,I}_N}$	3,6 V
Minimale Klemmspannung bei Nennstrom	$U_{\text{cell,I}_N,\text{min}}$	3 V
Nennleistung	$P_{\text{cell,N}}$	30 W
Nennstromstärke	$I_{\text{cell,N}}$	8.1 A
Innenwiderstand bei voller Batterie und Nennstrom	$R_{\text{cell,1}}$	51,4 m $\Omega$
Warburg-Impedanz Widerstandswert	$R_D$	66,4 m $\Omega$
Warburg-Impedanz Kapazität	$C_D$	7,3 kF
Widerstand des RC-Glieds	$R_{\text{cell,2}}$	20,6 m $\Omega$
Zeitkonstante des RC-Glieds	$R_{\text{cell,2}} \cdot C_{\text{cell,2}}$	25 s
Zellkapazität	$C_{\text{cell,d}}$	7,3 kF

und die Batterieentladung gemeinsam über die Warburg-Impedanz abgebildet werden. Daher wird hier die Warburg-Impedanz über ein RC-Glied ( $R_{\text{cell,2}}$ ,  $C_{\text{cell,2}}$ ) und einen Kondensator ( $C_{\text{cell,d}}$ ), der die Batterieentladung abbildet, in das Modell implementiert.

Die Parameter für eine einzelne Zelle (Tab. 3.1) werden aus dem Datenblatt eines kommerziellen Batteriemoduls gewonnen [77]. Zur Bestimmung der Aufteilung des Spannungsabfalls auf den ohmschen Innenwiderstand und auf die Warburg-Impedanz dienen die veröffentlichten Messergebnisse in [72]–[74], [76] als Referenz. Die Daten für die Zellen sind in Tab. 3.1 dargestellt. Der verwendete Innenwiderstand für die Modellierung der Batterie ist abhängig vom Ladezustand der Batterie und von der Strombelastung. Die Ersatzschaltbildelemente  $R_{\text{cell,2}}$ ,  $C_{\text{cell,2}}$  und  $C_{\text{cell,d}}$  sind so gewählt, dass sie den transiente Verlauf durch die Warburg-Impedanz in der Simulation gut nachbilden. Der in Abb. 3.4 dargestellte Vergleich zwischen den Verläufen einer Simulation, in der die Warburg-Impedanz über einen Kettenleiter mit einhundert Kettenelementen modelliert wird, und den Verläufen mit dem Ersatzmodell aus Abb. 3.3 bestätigt dies.

Der thermische Einfluss auf die Batterieparameter wird im Rahmen dieser Arbeit vernachlässigt, da angenommen wird, dass das Batteriekühlsystem diese auf Raumtemperatur temperiert.

Die Skalierung der Batterie erfolgt auf Grundlagen der Verschaltung mehrerer Batteriezellen in Parallel- und Reihenschaltung. Die Gesamtanzahl der Zellen bleibt aufgrund der konstanten Nennleistung der skalierten Batterien konstant. Die Spannung wird über die Anzahl der Zellen in Reihe skaliert und die Stromgrenze über die Anzahl der parallelen Zellen. Entsprechend steigt der Innenwiderstand quadratisch mit der Anzahl der Zellen in Reihe. Dadurch bleibt die Verlustleistung als Funktion der abgegebenen Leistung konstant.

Für die Auslegung des Antriebssystems sind die folgenden Spannungswerte von Bedeutung. Die maximale Klemmspannung der unbelasteten Batterie (englisch: open cell voltage, kurz: OCV) entspricht bei dem direkt verbundenen Antriebssystem der maximalen Zwischenkreis-

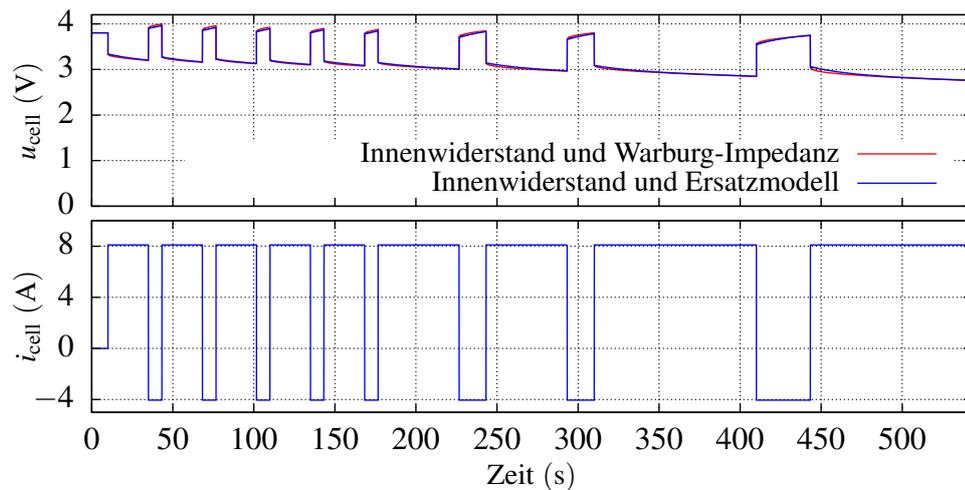


Abbildung 3.4: Zellspannung und Zellstrom bei Lastsprüngen mit Nennstromstärke

Tabelle 3.2: Parameter der skalierten Batterien

Batterie	B1	B2	B3
Zellen in Reihe	108	72	48
Parallele Zellen	30,9	46,9	69,4
Maximalspannung	453,6 V	302,4 V	201,6 V
Minimalspannung beim Bremsen	367,2 V	244,8 V	163,2 V
Minimalspannung beim Fahren	323,5 V	215,7 V	143,8 V
Nennspannung	399,6 V	266,4 V	177,6 V
Nennleistung	100 kW	100 kW	100 kW
Nennstromstärke	250,3 A	375,4 A	563,1 A

spannung im Antriebssystem. Die Minimalspannung beim Bremsen, die bei der Auslegung der direkt mit der Batterie verbundenen Antriebe berücksichtigt werden muss, resultiert daraus, dass die Batterie in bestimmten Betriebszuständen (z. B. zu kalte Batterie) keine Leistung aufnehmen kann und die gesamte Bremsenergie in der zusätzlichen Energiesenke umgesetzt wird. In diesem Fall darf die Klemmenspannung der unbelasteten Batterie nicht überschritten werden, sodass die Minimalspannung beim Bremsen gleich der minimalen Klemmenspannung ist. Die Minimalspannung beim Fahren ist ausschlaggebend für die Auslegung der Antriebe in den Antriebsstrangtopologien, die keine Erhöhung der Zwischenkreisspannung im motorischen Betrieb erlauben (direkt verbundene Antriebe, LE-Trenner). Diese minimalen Batteriespannung bei Vollast entspricht der minimalen Klemmenspannung der unbelasteten Batterie, bei der der Nennstrom zulässig ist ( $U_{\text{cell,OCV},I_N}$ ) abzüglich des Spannungsabfalls am Innenwiderstand durch den Nennstrom

$$U_{\text{cell},I_N,\text{min}} = U_{\text{cell,OCV},I_N} - I_{\text{cell},N} (R_{\text{cell},1} + R_{\text{cell},2}) . \quad (3.2)$$

Hier werden drei verschiedene Batteriekonfigurationen näher betrachtet. Alle verfügen über eine Nennleistung von 100 kW. Die maximale Spannung der ersten Batterie entspricht der

maximal zulässigen Zwischenkreisspannung der Leistungselektronik. Da Leistungshalbleiter mit einer maximalen Sperrspannung von 650 V im Beispielsystem verwendet werden, wird eine maximale Zwischenkreisspannung von 450 V angenommen. Der Spannungsbereich der zweiten Batterie ist so gewählt, dass die Drehmoment-Drehzahl-Anforderung mit der minimalen Batteriespannung bei Volllast ohne eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung erreicht werden kann. Die Spannung der dritten Batterie ermöglicht ein Fahren im Stadtverkehr ohne erhöhte Zwischenkreisspannung. Für höhere Geschwindigkeiten ist jedoch bei dieser Batterie eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung notwendig. Tabelle 3.2 zeigt die Parameter der skalierten Batterien.

### 3.2.2 Radnabenmotor

Als Grundlage für das Modell der Radnabenmotoren findet ein Motormodell eines permanent-erregten Radnabensynchronmotors Verwendung, das aus den Ergebnissen einer numerischen Finite-Elemente-Simulationen erstellt wurde. Die Ergebnisse der ursprünglichen Motorauslegung sind in [7] dargestellt. Tabelle 3.3 zeigt die Strom- und Spannungsgrenzen sowie die Drehmoment- und Drehzahlgrenzen dieses Motors. Damit das maximale Drehmoment dem geforderten Bremsmoment entspricht, erfolgt eine axiale Skalierung des Motors. Durch die Änderung der spannungshaltenden Windungszahl wird die Eckdrehzahl des Motors im Anschluss so verschoben, dass das maximale Bremsmoment von 836 Nm bis zur maximalen Höchstgeschwindigkeit des betrachteten Fahrzeugs von 130 km/h mit den gegebenen Spannungsgrenzen und unter Einhaltung der Stromgrenze des Motors gestellt werden kann. Die Motorverluste werden durch diese Skalierung nur geringfügig beeinflusst. Durch die Reduzierung der Windungszahl reduziert sich z. B. die induzierte Spannung proportional zur Windungszahl, sodass zum Erreichen des gleichen Drehmoments ein umgekehrt proportional größerer Strom notwendig ist. Gleichzeitig sinkt jedoch mit der Windungszahl auch die Länge der Kupferleitung in der Wicklung. Durch die geringere Windungszahl kann darüber hinaus der Querschnitt der einzelnen Leiter größer ausgeführt werden und der Widerstand nimmt insgesamt quadratisch ab. Die Stromwärmeverluste bleiben daher unter Vernachlässigung der Stromverdrängung konstant. Wenn der Strom umgekehrt proportional zur Windungszahl angepasst wird, ist das resultierende Magnetfeld in der Maschine nahezu identisch, sodass auch die magnetischen Verluste identisch angenommen werden können.

Unter der Vorgabe der Spannungs- und Stromgrenzen werden für die resultierenden Windungszahlen wirkungsgradoptimierte Drehmoment-Drehzahl-Kennfelder ermittelt. Dabei kommt die Optimierungssoftware *PMOK*<sup>1)</sup> zum Einsatz. Diese Software ermöglicht die Skalierung der Ergebnissen der numerischen Finite-Elemente-Simulationen über Maschinenparameter (z. B. die Windungszahl) und erzeugt aus diesen Ergebnissen optimierte Drehzahl-Drehmoment-Kennfelder.

Das auslegungsrelevante Kriterium für die Motorskalierung über die spannungshaltende

---

<sup>1)</sup>Permanentmagneterregte Synchronmaschine und die Berechnung optimierter Kennfelder

**Tabelle 3.3:** Strom- und Spannungsgrenzen des Referenzmotors

Maximale Strangspannung	$U_{\text{Str,max}}$	230 V
Maximale Strangstromstärke	$I_{\text{Str,max}}$	102 A
Maximales Drehmoment	$M_{\text{max}}$	695 Nm
Maximale Drehzahl	$n_{\text{max}}$	1200 min <sup>-1</sup>
Spannungshaltende Windungszahl	$w$	88

Windungszahl ist die Möglichkeit, das maximale Bremsmoment über den gesamten Drehzahlbereich bei der niedrigsten maximal möglichen Strangspannung einzustellen. Die maximale Strangspannung resultiert aus der Zwischenkreisspannung, dem Modulationsverfahren, der Regelreserve sowie den Abweichungen zwischen dem gewählten und dem tatsächlichen Aussteuergrad durch die Verriegelungszeit. Diese ist notwendig, um beim Schalten einen Halbbrückenkurzschluss zu verhindern.

Als Modulationsverfahren kommt hier eine Raumzeigermodulation zum Einsatz. Diese erlaubt einen maximalen Modulationsgrad von  $2/\sqrt{3}$ . Dadurch beträgt der Effektivwert der maximalen Strangspannung  $1/\sqrt{6}$  der Zwischenkreisspannung.

Der Einfluss der Verriegelungszeit auf die Ausgangsspannung folgt aus dem Verhältnis der Verriegelungszeit zur Schaltperiode. Dieser Einfluss kann über weite Bereiche durch die Stromregelung kompensiert werden. Diese Kompensation ist jedoch nicht möglich, wenn der Aussteuergrad dafür erhöht werden muss, der maximale Aussteuergrad jedoch bereits erreicht ist. Dies tritt in der Regel nur im motorischen Betrieb auf, da in diesem der Strom hauptsächlich über die IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistoren) fließt und so der tatsächliche Aussteuergrad durch die Verriegelungszeit reduziert wird. Im generatorischen Betrieb dagegen fließt der Strom bei hohen Aussteuergraden hauptsächlich über die Dioden des Wechselrichters, sodass der tatsächliche Aussteuergrad größer ist als der eingestellte. Daher wird die maximale Spannung beim Bremsen nicht durch die Verriegelungszeit beeinträchtigt. Die maximale Spannung wird somit nur durch die Regelreserve begrenzt. Im Folgenden ist eine Reserve von 5 % gewählt. Die resultierende maximale Motorstrangspannung beträgt

$$U_{\text{mot,max}} = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot 0,95 \cdot U_{\text{DC,min}} \quad (3.3)$$

Die resultierenden Motorkonfigurationen für die hier untersuchten Antriebsstrangtopologien und Batterien sind in Tab. 3.4 angegeben. Zusätzlich dazu sind im Anhang in Abschnitt A.1 die Motorkennfelder hinsichtlich Strangspannung, Strangstrom, Leistungsfaktor und Wirkungsgrad für den Motor 2 abgebildet. Insgesamt sind für die möglichen Topologie-Batterie-Kombinationen zwei verschiedene Motorauslegungen notwendig. Der Motor 1 ist für die direkte Verbindung mit der Batterie B1 dimensioniert. Direkt mit den Batterien B2 und B3 verbundene Motoren werden in dieser Arbeit nicht betrachtet, da bei diesen Kombinationen die leistungselektronischen Komponenten hinsichtlich der Zwischenkreisspannung nicht optimal ausgenutzt werden. Antriebe für diese Batterie würden aufgrund der höheren Ströme

**Tabelle 3.4:** Strom- und Spannungsgrenzen der skalierten Motoren

Motoren	Motor 1	Motor 2		
Topologie	STD-B1	H/HT	Tr-B1	Tr-B2
Spannungshaltende Windungszahl	56	68		
Minimale Strangspannung beim Bremsen	142,4 V	174,5 V		
ohne Trennung der Batterie	—	—	142,4 V	94,9 V
Minimale Strangspannung beim Fahren	123,0 V	174,5 V	123,0 V	82,0 V
Maximale Strangstromstärke	160,3 A	132 A	132 A	132 A
Maximalspannung (DC)	450 V			

größere Verluste in den Leistungshalbleitern aufweisen. Der Motor 1 ist so ausgelegt, dass auch bei der niedrigsten Strangspannung, die aufgrund der Batterieeigenschaften beim Bremsen auftreten kann, das maximale Bremsmoment über den gesamten Drehzahlbereich gestellt werden kann.

Der Motor 2 ist für die Topologien mit einem Gleichspannungssteller zwischen den Antrieben und der Batterie sowie für die Systeme mit dem LE-Trenner zwischen den Komponenten geeignet, da diese Topologien alle über die gleiche maximale Strangspannung beim Bremsen verfügen. Bei der Topologie mit dem LE-Trenner ist nur die Kombination dieses Motors mit den Batterien B1 oder B2 möglich. Bei der Spannungslage der Batterie B3 liegt die maximale Antriebsleistung des Motors aufgrund der reduzierten Eckdrehzahl unterhalb der geforderten maximalen Leistung. Zusätzlich zu den Kennfeldern für eine Zwischenkreisspannung von 450 V werden für die Systeme mit LE-Trenner auch die Kennfelder für die verschiedenen Batteriespannungsgrenzen beim Fahren und Bremsen generiert. Diese Kennfelder werden im Anschluss zu Gesamtkennfeldern für diese Topologien zusammengefügt. Die resultierenden Drehzahl-Drehmoment-Grenzen sowie die Drehmomentgrenzen, die sich aus der Leistungsbegrenzung der Batterie ergeben, sind in Abb. 3.5 dargestellt.

Der Vergleich zeigt, dass alle Antriebsstrangtopologien geeignet sind, das geforderte Bremsmoment bereitzustellen. Bei den Topologien mit LE-Trenner ist ein Trennen des Antriebssystems von der Batterie bei bestimmten Bremsvorgängen erforderlich, da sonst die Zwischenkreisspannung zu niedrig ist, um im oberen Drehzahlbereich das maximale Bremsmoment zu stellen. Dieser gelb dargestellte Bereich ist bei der Variante mit der niedrigen Batteriespannung folglich auch größer als bei der Variante mit der höheren Spannung. Für das Antreiben des Fahrzeugs ist die Eckdrehzahl bei den Topologien mit einem Hochsetzsteller am höchsten. Dies folgt daraus, dass die Zwischenkreisspannung bei dieser Topologie auch beim Antreiben auf ein höheres Niveau geregelt werden kann.

Das dynamische Absinken der Batteriespannung durch die Entladung und den Laststrom bewirkt bei den Topologien ohne Hochsetzsteller eine reduzierte Zwischenkreisspannung, die wiederum zur Folge hat, dass auch die Eckdrehzahl des Antriebs sinkt. Dieser Effekt zeigt sich beim direkt mit der Batterie verbundenen Antrieb nur minimal im motorischen Bereich, da bei der Auslegung des Antriebs die Spannungsreduktion durch die Batterieentladung bereits

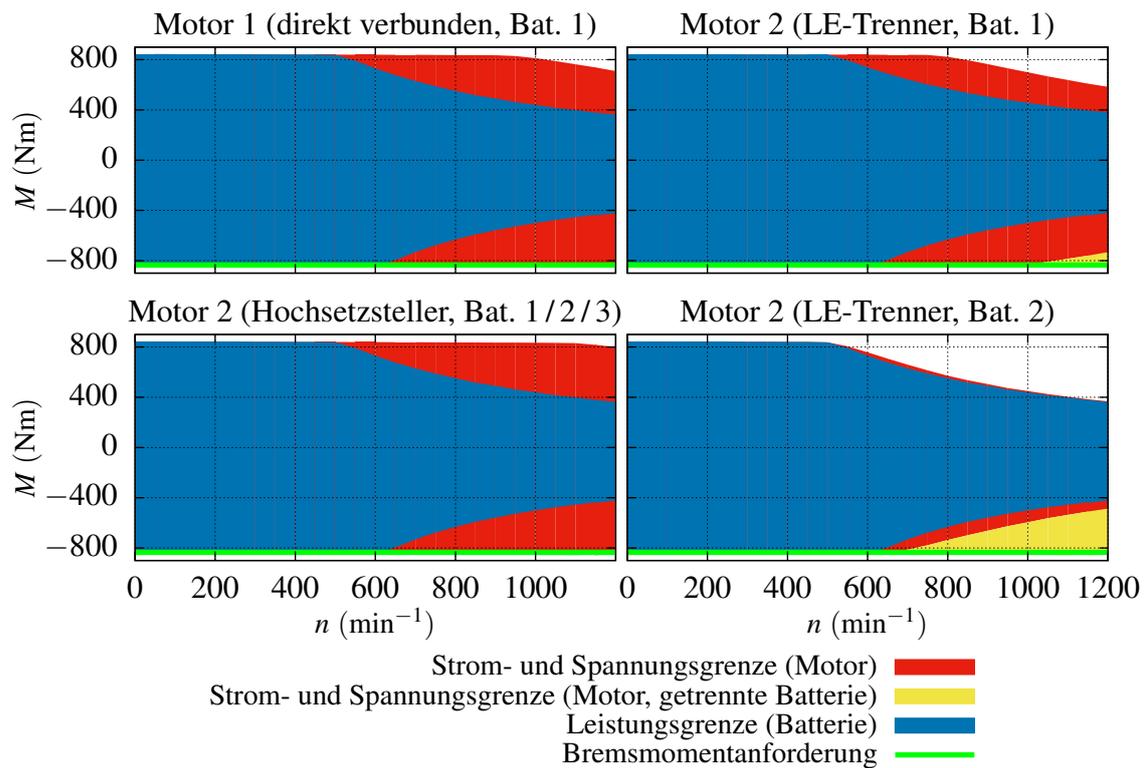


Abbildung 3.5: Drehmomentgrenzkennlinien der Antriebsstränge über der Motordrehzahl

berücksichtigt werden muss, um beim Bremsen ein ausreichendes Drehmoment einstellen zu können. Für die Topologien mit LE-Trenner ist die reduzierte Batteriespannung nicht auslegungsrelevant, daher ist die Eckdrehzahl bei diesen Topologien beim Antreiben niedriger. Insgesamt liegt jedoch die Drehmomentgrenze bei allen Topologien und Varianten oberhalb der Grenze, die aus der begrenzten Batterieleistung folgt, sodass auch mit den Topologien mit LE-Trenner die maximal mit der Batterie möglichen Beschleunigung erreicht werden kann.

Der Einfluss des thermischen Verhaltens des Motors auf die elektrischen Eigenschaften und auf die Verlustleistung des Motors wird bei dieser Untersuchung nicht berücksichtigt. Die Vernachlässigung des thermischen Verhaltens des Motors ist hier zulässig, da das Motormodell im Rahmen dieser Arbeit im Wesentlichen für den Effizienzvergleich der Topologien untereinander verwendet wird. Bei gleicher Drehmoment-Drehzahl-Kombination sind die Motorverluste nahezu identisch und gleichzeitig liegt im Vergleich zur maximalen Motorbelastung in den für den Vergleich betrachteten Fahrzyklen nur eine moderate Belastung vor, sodass der Einfluss des thermischen Verhaltens des Motors auf den Effizienzvergleich vernachlässigbar ist.

### 3.2.3 Leistungshalbleiter

Zur Auslegung und zur Modellierung der Leistungshalbleiter in den Wechselrichtern und den Gleichspannungsstellern bzw. in dem LE-Trenner werden im Folgenden zunächst die

verwendeten Verlustleistungsmodelle der Leistungshalbleiter vorgestellt. Anschließend wird die Vorgehensweise zur Auslegung der Komponenten über eine Skalierung der Parameter der Leistungshalbleiter über deren Chipfläche beschrieben. Auf dieser Grundlage werden dann die Leistungshalbleiter für diese Anwendung dimensioniert.

### Verlustleistungen in Leistungshalbleitern

Die Verlustleistung der Leistungshalbleiter setzt sich im Wesentlichen aus den Durchlassverlusten ( $P_D$ ) und den Schaltverlusten ( $P_S$ ) zusammen

$$P_{\text{ges}} = P_D + P_S . \quad (3.4)$$

Zur Berechnung der mittleren Durchlassverluste wird die Durchlassspannung von bipolaren Leistungshalbleitern, wie dem IGBT und der Diode, über eine stromunabhängige Durchlassspannung ( $U_0$ ) und das Produkt aus dem Strom durch den Transistor bzw. durch die Diode ( $i_{T/D}$ ) und einen differentiellen Widerstand ( $r_d$ ) linearisiert [78]. Die Spannung  $U_0$  resultiert aus der Diffusionsspannung am pn-Übergang des IGBT bzw. der Diode. Da dieser pn-Übergang im Leitungspfad von unipolaren Bauelementen, wie dem MOSFET, nicht vorliegt, fällt diese Spannung dort weg. Die Spannung und der differentielle Widerstand sind von der Sperrschichttemperatur des Halbleiters abhängig. Unter der Annahme, dass die Sperrschichttemperatur über den gemittelten Zeitraum nahezu konstant bleibt, kann die mittlere Durchlassverlustleistung über den Mittelwert ( $\overline{i_{T/D}}$ ) und den Effektivwert ( $I_{T/D}$ ) des Stroms durch das Bauteil berechnet werden [79]

$$P_D = U_0 \cdot \overline{i_{T/D}} + r_d \cdot I_{T/D}^2 . \quad (3.5)$$

Die mittlere Schaltverlustleistung folgt aus dem Produkt der Schaltfrequenz des Umrichters ( $f_S$ ) mit der mittleren Schaltverlustenergie ( $\overline{w_S}$ )

$$P_S = f_S \cdot \overline{w_S} . \quad (3.6)$$

Die Schaltfrequenz beträgt bei den Untersuchungen in dieser Arbeit bei allen Topologien 10 kHz. Die Strommittelwerte und -effektivwerte sowie die mittleren Schaltverlustenergien für einen Gleichspannungssteller und einen dreisträngigen Wechselrichter werden im Folgenden beschrieben.

Für den Gleichspannungssteller werden der Strommittelwert und der Stromeffektivwert unter der Annahme eines konstanten Laststroms durch die Speicherdrossel des Stellers bestimmt. Diese Annahme ist bei ausreichend großer Drossel zulässig. Der Strommittelwert und der Stromeffektivwert eines Leistungshalbleiters folgen in diesem Fall aus dem Drosselstrom ( $I_L$ )

und der auf die Periodendauer bezogenen Einschaltdauer des Halbleiters, den Aussteuergraden des Transistors bzw. der Diode ( $a_{T/D}$ ), und betragen

$$\overline{i_{T/D}} = a_{T/D} \cdot I_L \quad (3.7)$$

$$I_{T/D}^2 = a_{T/D} \cdot I_L^2. \quad (3.8)$$

Die Aussteuergrade resultieren im stationären, kontinuierlichen Betrieb des Hochsetzstellers aus dem Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung.

Die Schaltverlustenergien des Transistors bzw. die Sperrverzugsverluste der Diode können in Abhängigkeit vom Transistor- bzw. Diodenstrom ( $i_{T/D}$ ) und von der Zwischenkreisspannung ( $U_{DC}$ ) aus den Verlusten  $W_{S,nom}$  bestimmt werden, die beim Nennstrom des Transistors bzw. der Diode ( $I_{T/D,nom}$ ) und bei der Nennzwischenkreisspannung ( $U_{DC,nom}$ ) auftreten [78]. Dazu werden die Energien hinsichtlich des Spannungsverhältnisses mit der Potenz  $K_u$  und hinsichtlich des Stromverhältnisses mit der Potenz  $K_i$  skaliert. Da die Ein- und Ausschaltverluste des Transistors und die Sperrverzugsverluste der Diode eine unterschiedliche Spannungs- und Stromabhängigkeit aufweisen, werden verschiedene Potenzen  $K_u$  und  $K_i$  eingesetzt. Zusätzlich wird der stromunabhängige Anteil der Schaltverluste ( $W_{S,konst}$ ), der aus der Umladung der Ausgangskapazität der Transistoren resultiert, mit berücksichtigt. Die Skalierungsgleichung der jeweiligen Schaltverlustenergie lautet

$$w_S = \left( \frac{U_{DC}}{U_{DC,nom}} \right)^{K_u} \cdot \left( W_{S,konst} + (W_{S,nom} - W_{S,konst}) \cdot \left( \frac{i_{T/D}}{I_{T/D,nom}} \right)^{K_i} \right). \quad (3.9)$$

Es ist außerdem zu beachten, dass die Verlustenergien von der Sperrschichttemperatur des Halbleiters abhängen. Die mittlere Schaltverlustenergien zur Bestimmung der mittleren Schaltverlustleistungen bei einem Gleichspannungsstellers betragen

$$\overline{w_S} = \left( \frac{U_{DC}}{U_{DC,nom}} \right)^{K_u} \cdot \left( W_{S,konst} + (W_{S,nom} - W_{S,konst}) \cdot \left( \frac{I_L}{I_{T/D,nom}} \right)^{K_i} \right). \quad (3.10)$$

Diese Gleichung kann unter Berücksichtigung der unterschiedlichen Potenzen sowohl auf die Ein- und Ausschaltverluste des Transistors als auch auf die Sperrverzugsverluste der Diode angewendet werden.

Die Untersuchungen für den Wechselrichter erfolgen in dieser Arbeit unter der Annahme, dass die Ausgangsströme und die Aussteuergrade sinusförmig sind. Dies folgt aus der Antriebsregelung, die im stationären Betrieb sinusförmige Ströme regelt. Die Stromwelligkeit durch die Schaltpulse ist aufgrund der großen Motorinduktivitäten vernachlässigbar. Zur Regelung der sinusförmigen Größen sind in erster Näherung sinusförmige Spannungen erforderlich. Darüber hinaus wird angenommen, dass die Zwischenkreisspannung durch die Zwischenkreiskondensatoren nahezu konstant ist. Daraus folgt, dass auch die Aussteuergrade sinusförmig sind.

Der mittlere Strom und der Stromeffektivwert hängen vom Strangstrom, vom Modulationsgrad ( $M$ ), vom Leistungsfaktor ( $\cos \varphi$ ) und vom Modulationsverfahren ab. Der Modulationsgrad ist definiert als das Verhältnis der Amplitude der Strangspannung ( $\hat{U}_{\text{Str}}$ ) zur halben Zwischenkreisspannung

$$M = \frac{\hat{U}_{\text{Str}}}{U_{\text{DC}}/2} \quad M \in \left[ 0, \frac{2}{\sqrt{3}} \right]. \quad (3.11)$$

In dieser Arbeit werden die Schaltsignale über eine Pulsdauermodulation generiert. Bei dieser vergleicht der Modulator die Aussteuergrade der Stränge ( $a_1, a_2, a_3$ ) mit einem Dreieckssignal. Bei der sogenannten Sinus-Dreieck-Modulation werden sinusförmige Aussteuergrade eingepreßt. Diese werden in dieser Arbeit in Abhängigkeit vom Spannungswinkel ( $\varphi_U$ ) angegeben

$$\begin{aligned} a_1 &= M \cdot \sin(\varphi_U) \\ a_2 &= M \cdot \sin\left(\varphi_U - \frac{2\pi}{3}\right) . \\ a_3 &= M \cdot \sin\left(\varphi_U + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Die dazugehörigen Strangströme mit dem Effektivwert  $I_{\text{Str}}$  und dem Phasenwinkel  $\varphi$  lauten

$$\begin{aligned} i_1 &= \sqrt{2} \cdot I_{\text{Str}} \cdot \sin(\varphi_U - \varphi) \\ i_2 &= \sqrt{2} \cdot I_{\text{Str}} \cdot \sin\left(\varphi_U - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_3 &= \sqrt{2} \cdot I_{\text{Str}} \cdot \sin\left(\varphi_U + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) . \end{aligned} \quad (3.13)$$

Mit der Sinus-Dreieck-Modulation können nur bis zu einem Modulationsgrad von eins sinusförmige Spannungen eingepreßt werden. Um sinusförmige Strangspannungen bis zu einem Modulationsgrad von  $M = 2/\sqrt{3}$  zu ermöglichen, kann eine Spannungsnullkomponente eingepreßt werden. Die so angepassten Aussteuergrade sind

$$\begin{aligned} a_1 &= M \cdot \sin(\varphi_U) - a_0 \\ a_2 &= M \cdot \sin\left(\varphi_U - \frac{2\pi}{3}\right) - a_0 \\ a_3 &= M \cdot \sin\left(\varphi_U + \frac{2\pi}{3}\right) - a_0 . \end{aligned} \quad (3.14)$$

Als Nullkomponente kann z. B. eine dritte Harmonische der Grundfrequenz eingepreßt werden. Alternativ kann eine geeignete Nullkomponente auch über den Mittelwert aus dem maximalen und dem minimalen Aussteuergrad ohne Nullkomponente ( $a'_1, a'_2, a'_3$ ) bestimmt werden zu [80]

$$a_0 = \frac{\max(a'_1, a'_2, a'_3) + \min(a'_1, a'_2, a'_3)}{2} . \quad (3.15)$$

Letzteres Verfahren findet in dieser Arbeit Verwendung und wird als Raumzeigermodulation (RZM) bezeichnet.

Die mittleren Ströme durch den Transistor ( $\bar{i}_T$ ) und die Diode ( $\bar{i}_D$ ) sind nach [81] für die Sinus-Dreieck-Modulation und für die hier verwendete Raumzeigermodulation identisch und betragen

$$\bar{i}_T = \frac{\sqrt{2} I_{\text{Str}}}{2} \left( \frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos \varphi \right) \quad (3.16)$$

$$\bar{i}_D = \frac{\sqrt{2} I_{\text{Str}}}{2} \left( \frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \cos \varphi \right) . \quad (3.17)$$

Die Effektivwerte für die Sinus-Dreieck-Modulation und für die Einprägung einer dritten Harmonischen als Nullkomponente sind in [81] analytisch beschrieben. Die Quadrate der Effektivwerte lauten

$$I_T^2 = I_{\text{Str}}^2 \left( \frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} (\cos(\varphi) - F_\varphi) \right) \quad (3.18)$$

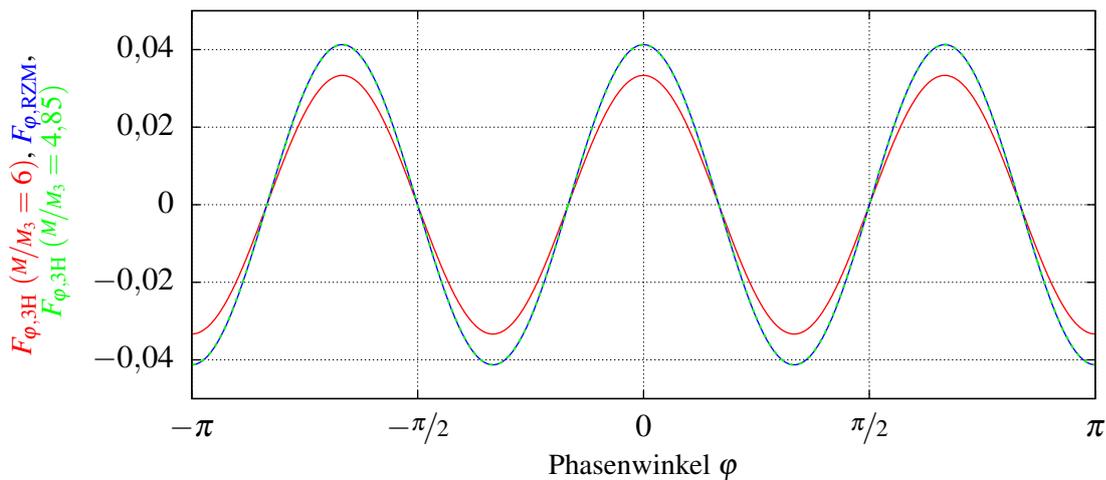
$$I_D^2 = I_{\text{Str}}^2 \left( \frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} (\cos(\varphi) - F_\varphi) \right) . \quad (3.19)$$

Der Faktor  $F_\varphi$  beschreibt die Änderung der Effektivwerte aufgrund der Einprägung der Spannungsnullkomponente und ist vom Leistungsfaktor abhängig. Folglich ist der Faktor für die Sinus-Dreieck-Modulation null. Entsprechend der Beschreibung der Stromeffektivwerte bei der Einprägung einer dritten Harmonischen in [81], wird der Faktor in Abhängigkeit vom Modulationsgrad der eingepprägten dritten Harmonischen ( $M_3$ ) beschrieben als

$$F_{\varphi,3H} = \frac{1}{5} M_3 \cos(3\varphi) . \quad (3.20)$$

Analog zur Berechnung des Stromeffektivwerts bei einer Sinus-Dreieck-Modulation in [79] wird der Stromeffektivwert für die verwendete Raumzeigermodulation im Rahmen dieser Arbeit analytisch hergeleitet. Der daraus resultierende Faktor  $F_{\varphi,\text{RZM}}$  ist in Abhängigkeit vom Leistungsfaktor abschnittsweise beschrieben und beträgt

$$F_{\varphi,\text{RZM}} = \begin{cases} -\frac{1}{2} \cos(\varphi) + \frac{3\sqrt{3}}{8} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos(2\varphi) \right) & \cos \varphi \geq \sqrt{3}/2 \\ \frac{1}{2} \cos(|\varphi| - \frac{\pi}{3}) - \frac{3\sqrt{3}}{8} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos(2(|\varphi| - \frac{\pi}{3})) \right) & 0 \leq \cos \varphi < \sqrt{3}/2 \\ \frac{1}{2} \cos(|\varphi| + \frac{\pi}{3}) + \frac{3\sqrt{3}}{8} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos(2(|\varphi| + \frac{\pi}{3})) \right) & -\sqrt{3}/2 < \cos \varphi \leq 0 \\ -\frac{1}{2} \cos(\varphi) - \frac{3\sqrt{3}}{8} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos(2\varphi) \right) & \cos \varphi < -\sqrt{3}/2 \end{cases} . \quad (3.21)$$



**Abbildung 3.6:** Vergleich des Faktors  $F_\varphi$  für die Einprägung einer dritten Harmonischen und für die Raumzeigermodulation

Dieser Faktor ist in Abb. 3.6 über dem Phasenwinkel dargestellt. Zum Vergleich zeigt Abb. 3.6 auch den Faktor der dritten Harmonischen mit einem Verhältnis zwischen der Modulationsgrade  $M/M_3 = 6$ . Dieses ist nach [51] das optimale Verhältnis, um den maximalen Modulationsgrad zu erreichen. Der Vergleich veranschaulicht, dass der Faktor für die Raumzeigermodulation auch gut über den Faktor für die dritte Harmonische beschrieben werden kann. Da dieser nicht abschnittsweise definiert ist, ermöglicht er eine einfachere Implementierung für die Berechnungen in Kapitel 3. Eine quadratische Fehlerminimierung ergibt, dass für das Verhältnis  $M/M_3 = 4,85$  die beste Übereinstimmung vorliegt (Abb. 3.6).

Das Maximum des Quadrats des Stromeffektivwerts liegt bei der Raumzeigermodulation bei  $M = 2/\sqrt{3}$  und  $\cos \varphi = 1$  beim Transistor bzw.  $\cos \varphi = -1$  bei der Diode vor. Die Berechnung ohne Berücksichtigung des Faktors  $F_\varphi$  ergibt  $0,495 \cdot I_{Str}^2$ . Durch die Berücksichtigung des Faktors sinkt das Ergebnis auf  $0,485 \cdot I_{Str}^2$ . Aus der Vernachlässigung des Faktors  $F_\varphi$  bei der Berechnung der Anteile der Durchlassverluste durch den differentiellen Widerstand folgt daher ein Fehler von bis zu 2 %. Dieser Unterschied ist, wie auch in [81] festgestellt wird, für die Auslegung nicht relevant. Beim Topologievergleich in diesem Kapitel wird der Faktor jedoch mitberücksichtigt, da der Unterschied insbesondere bei unipolaren Bauteilen einen Einfluss auf das Ergebnis hat.

Die mittleren Schaltverlustenergien in einem Wechselrichter werden in [79] unter der Annahme einer linearen Abhängigkeit zwischen dem Strom und den Schaltverlusten analytisch berechnet. Dies entspricht  $K_i = 1$  in Gleichung (3.9). Da bei den Berechnungen in dieser Arbeit auch Abhängigkeiten von  $K_i \neq 1$  möglich sein sollen, wird die Berechnung entsprechend modifiziert. Zur Lösung ist für jedes  $K_i$  das Integral einer Sinuskurve hoch  $K_i$  über eine halbe

Sinusperiode zu berechnen (Gleichung 3.23). Die resultierende mittlere Schaltverlustenergie ist

$$\overline{w_S} = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{DC}}{U_{DC,nom}} \right)^{K_u} \cdot \left( W_{S,konst} + (W_{S,nom} - W_{S,konst}) \cdot \left( \frac{\sqrt{2} I_{Str}}{I_{C,nom}} \right)^{K_i} \cdot F_{Ki} \right) \quad (3.22)$$

mit

$$F_{Ki} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi (\sin \Theta)^{K_i} d\Theta. \quad (3.23)$$

### Chipflächenskalisierung

Die Bestimmung der optimalen Chipfläche der Leistungshalbleiter und die Modellierung der Halbleiterverluste in Kapitel 3 erfolgt über die Skalierung der Charakteristiken der Leistungshalbleiter anhand ihrer Chipflächen entsprechend der in [82] beschriebenen Vorgehensweise. Die Chipfläche kann z. B. über eine Anpassung der Anzahl der parallelgeschalteten Chips verändert werden. Der dafür nötige Skalierungsfaktor  $F_{sk}$  ist definiert als das Verhältnis der gewählten Chipfläche  $A_{Ch,sk}$  zur Ausgangschipfläche  $A_{Ch}$

$$F_{sk} = \frac{A_{Ch,sk}}{A_{Ch}}. \quad (3.24)$$

Durch die Änderung der Chipfläche ändern sich die Verluste in den Leistungshalbleitern. Um die Durchlassspannung der skalierten Halbleiter zu erhalten, wird der Strom durch den Transistor bzw. durch die Diode ( $i_{T/D}$ ) durch den Skalierungsfaktor geteilt. Dies ergibt den Strom des unskalierten Halbleiters, sodass die Durchlassspannung ( $u_{CE}$ ) entsprechend seiner Durchlasscharakteristik bestimmt werden kann. Die Momentanleistung der Durchlassverluste ( $p_{D,sk}$ ) ist das Produkt dieser Spannung mit dem tatsächlichen Strom

$$p_{D,sk} = u_{CE}(i_{T/D}/F_{sk}) \cdot i_{T/D}. \quad (3.25)$$

Bei der mittleren Durchlassverlustleistung nach Gleichung (3.5) bleibt die stromunabhängige Flussspannung konstant und der differentielle Widerstand sinkt mit steigendem Skalierungsfaktor. Die mittlere Verlustleistung des skalierten Halbleiters beträgt daher

$$P_{D,sk} = U_0 \cdot \overline{i_{T/D}} + \frac{r_d}{F_{sk}} \cdot I_{T/D}^2. \quad (3.26)$$

Zur Berechnung der Schaltverlustenergie des skalierten Leistungshalbleiters wird der Strom

ebenfalls durch den Skalierungsfaktor geteilt und die Energie entsprechend dieses Stroms bestimmt. Das Produkt dieser Energie mit dem Skalierungsfaktor liefert die Schaltenergie

$$w_{S,sk} = F_{sk} \cdot w_S(i_{T/D}/F_{sk}) . \quad (3.27)$$

Aus dem Einsetzen dieses Zusammenhangs in die Funktion der Schaltverluste aus Gleichung (3.9) folgt die analytische Beschreibung der skalierten Schaltverluste

$$w_{S,sk} = \left( \frac{u_{DC}}{U_{DC,nom}} \right)^{K_u} \cdot \left( F_{sk} \cdot W_{S,konst} + F_{sk}^{(1-K_i)} \cdot (W_{S,nom} - W_{S,konst}) \cdot \left( \frac{i_{T/D}}{I_{T/D,nom}} \right)^{K_i} \right) . \quad (3.28)$$

Diese Gleichung zeigt, dass der stromunabhängige Anteil der Schaltverluste linear mit der Chipfläche steigt. Dies kann physikalisch darüber erklärt werden, dass die parasitäre Kapazität der Halbleiter mit der Chipfläche zunimmt. Der stromabhängige Teil ändert sich bei  $K_i \approx 1$  durch die Veränderung der Chipfläche nicht. Dies ist häufig bei den Transistoren gegeben (vgl. [78] S. 284). Die Sperrverzugsverluste der Dioden weisen jedoch eine wurzelförmige Abhängigkeit auf. Dadurch steigen die Verluste mit der Chipfläche.

Die Skalierung des thermischen Widerstands erfolgt unter der Annahme, dass die Chipflächen im Leistungsmodul über die Änderung der Anzahl der parallelen Chips angepasst wird. Da eine leistungsstarke Wasserkühlung der Module in den Radnabenantrieben vorgesehen ist, wird außerdem angenommen, dass die Wärmespreizung im Modul gering ist und die thermischen Wechselwirkungen zwischen den parallelen Chips vernachlässigt werden können. Dadurch ist der thermische Leitwert proportional zur Chipfläche. Der skalierte thermische Widerstand ( $R_{th,sk}$ ) lautet daher

$$R_{th,sk} = \frac{R_{th}}{F_{sk}} . \quad (3.29)$$

Die Parameter der Leistungshalbleiter für die Skalierung werden aus den Datenblattangaben für zwei verschiedene Leistungsmodul mit verschiedenen Halbleitertechnologien gewonnen. Im ersten Leistungsmodul (Tab. A.1 im Anhang) sind bipolare Silizium-IGBT (Si-IGBT) mit antiparallelen Dioden verbaut. Der zweite Modultyp (Tab. A.2 im Anhang) verfügt über Siliziumcarbid-MOSFET (SiC-MOSFET).

### Skalierung des Si-Moduls

Die Kenndaten des Si-Moduls sind in Tab. A.1 gegeben. Das Auslegungskriterium bei der Halbleiterskalierung in dieser Arbeit ist, dass im Punkt der maximalen Belastung die maximal zulässige Erwärmung vorliegt. In diesem Punkt entspricht die maximale Verlustleistung

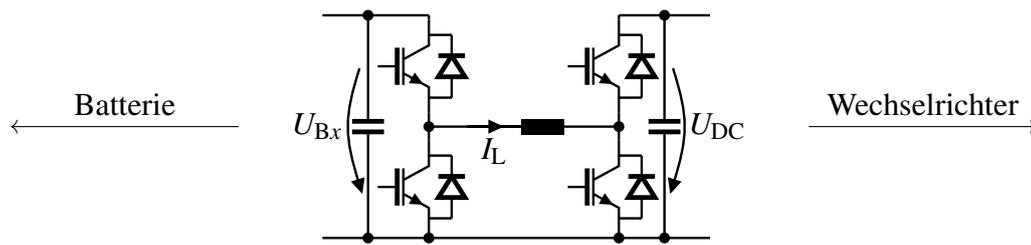


Abbildung 3.7: Hoch-/Tiefsetzsteller

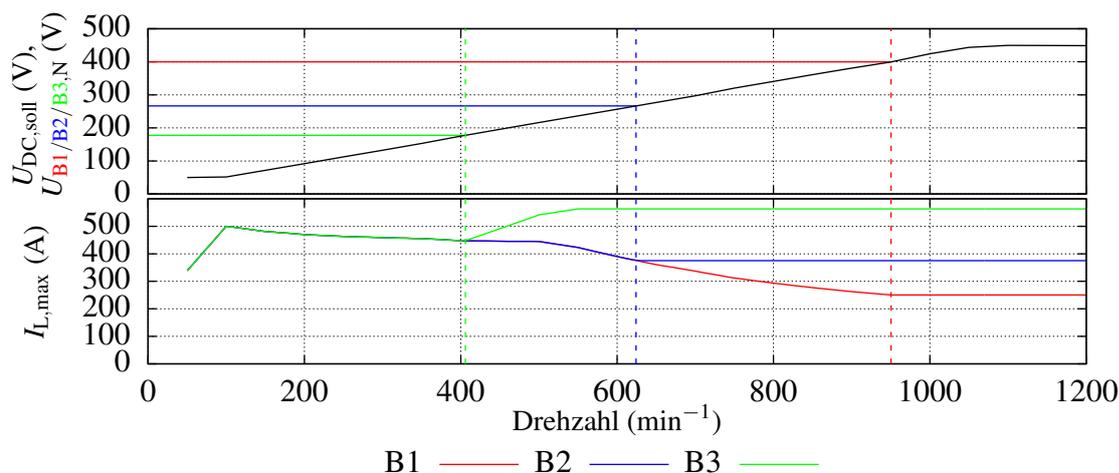
$P_{V,max}$  der maximal thermisch abführbaren Leistung. Diese ergibt sich aus der Division der Temperaturdifferenz zwischen der maximalen Sperrschichttemperatur  $T_{J,max}$  und der Wärmesenke  $T_{HS,max}$  durch den gemäß Gleichung (3.29) skalierten thermischen Widerstand  $R_{th}$ . Als maximale Temperatur des Kühlmittels, das hier die Wärmesenke darstellt, wird im Folgenden  $65\text{ °C}$  angenommen. Zusätzlich wird hier bei der Auslegung ein Sicherheitsfaktor von  $F_{SF} = 1,2$  berücksichtigt. Die maximale Verlustleistung beträgt daher

$$P_{V,max} = \frac{F_{SK}}{F_{SF}} \cdot \frac{T_{J,max} - T_{HS,max}}{R_{th}} . \quad (3.30)$$

Der maximale mittlere Drosselstrom, der für die Auslegung der Leistungshalbleiter in dem Hochsetzsteller und in dem Hoch-/Tiefsetzsteller verwendet wird, entspricht bei den Topologien mit einem Hochsetzsteller dem maximalen Batteriestrom, da der Batteriestrom und der mittlere Drosselstrom identisch sind.

Bei den Topologien mit einem Hoch-/Tiefsetzsteller muss zwischen dem Tiefsetzstellerbetrieb, bei dem die Zwischenkreissollspannungen im Bereich unterhalb der Batteriespannung liegt, und dem Hochsetzstellerbetrieb mit einer Sollspannung, die größer ist als die Batteriespannung, unterschieden werden. Der Strom und die Spannungen, die der Betrachtung zugrunde liegen, sind in Abb. 3.7 definiert. Abbildung 3.8 zeigt im oberen Diagramm die Zwischenkreissollspannung ( $U_{DC,soll}$ ) und die Nennspannungen der Batterien ( $U_{Bx,N}$ ). Die Zwischenkreissollspannung ist die minimale Spannung, die nötig ist, um die Motorstrangspannung unter Berücksichtigung der Modulation und der Regelreserve zu stellen. Im unteren Diagramm sind die maximalen Drosselströme ( $I_{L,max}$ ), die sich durch die Kombination mit den drei betrachteten Batterien ergeben, über der Motordrehzahl dargestellt. Die Abbildung zeigt die maximalen Ströme beim Antreiben des Fahrzeugs. Diese stellen die maximale Belastung des Hoch-/Tiefsetzsteller dar, da die maximalen Entladeströme größer sind als die maximalen Rekuperationsströme der Batterie. Die Grenzen zwischen Tief- und Hochsetzstellerbetrieb sind gestrichelt markiert. Im Hochsetzstellerbetrieb entspricht der Drosselstrom wie beim einfachen Hochsetzsteller dem maximalen Batteriestrom. Im Tiefsetzstellerbetrieb ist der Drosselstrom gleich dem Eingangsstrom des Umrichters. Dieser resultiert aus der Eingangsleistung der Antriebe und der Zwischenkreisspannung. Daher ist dieser Strom unabhängig von der Batteriespannung und kann den maximalen Batteriestrom auch übersteigen.

Bei der Skalierung über den Punkt der maximalen Belastung wird weiterhin berücksichtigt, dass die Tiefsetzstellerstufe nur im Tiefsetzstellerbetrieb schaltet und die Hochsetzstellerstufe



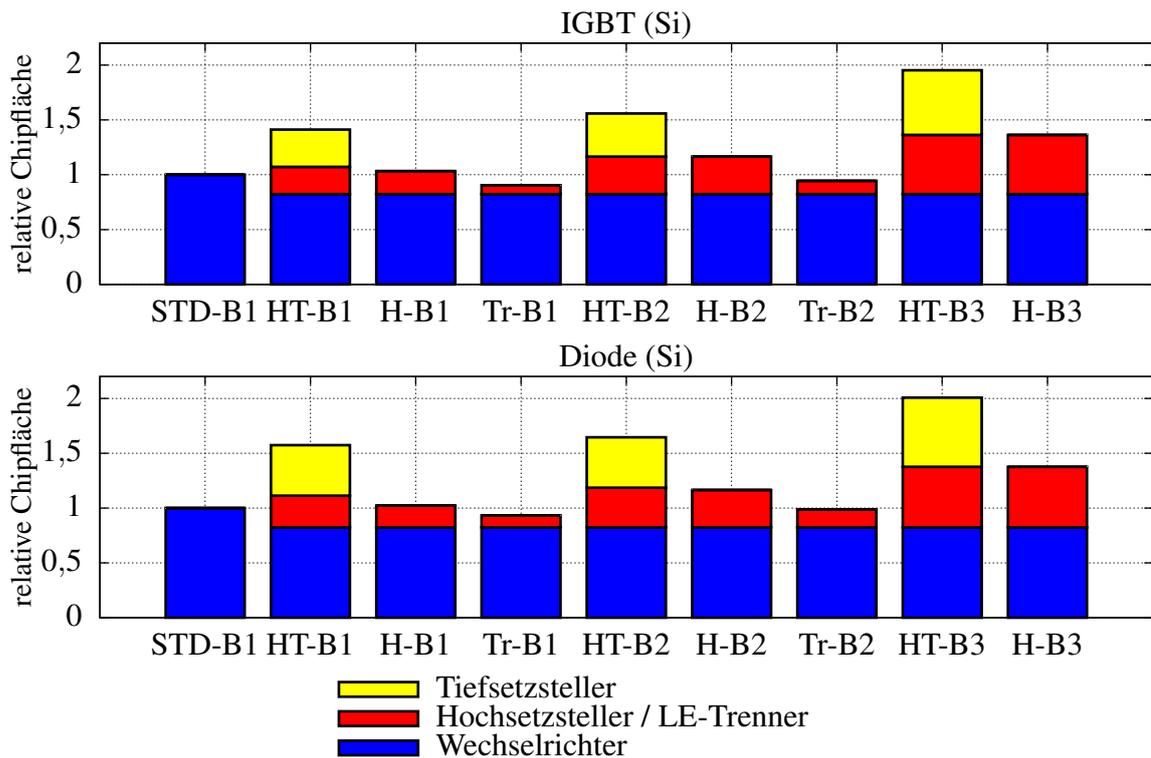
**Abbildung 3.8:** Batterienennspannungen, Zwischenkreissollspannung und Drosselstrom des Hoch-/Tiefsetzstellers über der Drehzahl beim Antreiben

nur im Hochsetzstellerbetrieb. Im anderen Betriebsbereich ist jeweils der obere Halbleiter dauerhaft eingeschaltet.

Die skalierten relativen Chipflächen, die sich aus der Auslegung ergeben, sind in Abb. 3.9 dargestellt. Die dazugehörigen Referenzchipflächen für das gesamte Antriebssystem sind  $24,3 \text{ cm}^2$  (IGBT) bzw.  $11,3 \text{ cm}^2$  (Dioden). Der Vergleich zeigt, dass die kleinsten Chipflächen für die Topologien mit einem LE-Trenner nötig sind. Darauf folgen die Topologien mit den direkt mit der Batterie verbundenen Antriebssystemen und die Kombination aus einem Hochsetzsteller und der Batterie B1. Mit sinkenden Batteriespannungen steigen die Batterieströme, sodass für den LE-Trenner und den Hochsetzsteller größere Chipflächen notwendig sind. Durch eine Kombination des Hochsetzstellers mit einem Tiefsetzsteller wird die Auslegung des Wechselrichters nicht beeinflusst. Der obere Leistungshalbleiter der Hochsetzstellerstufe muss ggf. aufgrund des Dauerstroms durch diesen Halbleiter im Tiefsetzstellerbetrieb sogar größer dimensioniert werden, sodass für diese Topologien insgesamt die größte Chipfläche benötigt wird.

### Skalierung des SiC-Moduls

Das Si-Modul hat auf der Oberfläche der Bodenplatte Kühlfinnen, die direkt mit Wasser gekühlt werden. Da zum Zeitpunkt der Untersuchung keine Module mit SiC-MOSFET und dieser Art der Kühleranbindung zur Verfügung stehen, dient ein Leistungsmodul, das auf einer Kühleroberfläche montiert wird, als Referenzmodul für die Systemauslegung mit SiC-Halbleitern. Aufgrund der unterschiedlichen thermischen Verhaltens der beiden Kühlsysteme sind die Ergebnisse nur eingeschränkt vergleichbar. Daher werden für den Vergleich skalierte thermische Widerstände des Si-Moduls verwendet. Dies ist zulässig, da die gleichen Mo-



**Abbildung 3.9:** Skalierte Chipflächen der IGBT und der Dioden (Referenzflächen des Gesamtantriebssystems: 24,3 cm<sup>2</sup> (IGBT), 11,3 cm<sup>2</sup> (Dioden))

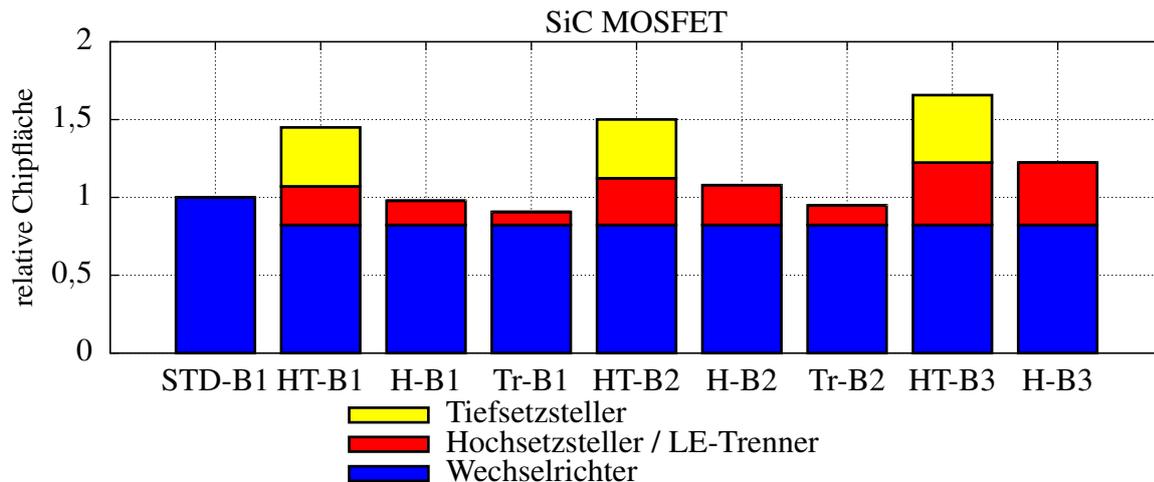
dulaufbauten für Si- und SiC-Halbleiter verwendet werden können. Die Skalierung erfolgt linear über die Chipflächen der Si-IGBT bzw. der SiC-MOSFET

$$R_{th,skaliert} = \frac{A_{Si-IGBT}}{A_{SiC-MOSFET}} R_{th,unskaliert} \cdot \quad (3.31)$$

Da Leistungsmodule mit SiC-MOSFET nur für maximale Sperrspannungen ab 1200 V verfügbar sind, kommt hier ein Modul mit einer maximalen Sperrspannung von 1200 V zum Einsatz. Somit ist das Modul hinsichtlich der Spannung überdimensioniert. Dies beeinflusst den direkten Vergleich der beiden Halbleitertechnologien. Für die Untersuchung mit dem SiC-Modul werden daher die übrigen Komponenten des Gesamtsystems hinsichtlich der Strangspannungen und -ströme so skaliert, dass die maximale Zwischenkreisspannung anstelle von 450 V hier 800 V beträgt. Bei der Skalierung werden die Ströme und die Spannungen in den Motoren und in den drei verschiedenen Batterien entsprechend dem folgenden Zusammenhang skaliert

$$U_{skaliert} = \frac{800 \text{ V}}{450 \text{ V}} U_{unskaliert} \quad (3.32)$$

$$I_{skaliert} = \frac{450 \text{ V}}{800 \text{ V}} I_{unskaliert} \cdot \quad (3.33)$$



**Abbildung 3.10:** Skalierte Chipflächen der SiC-MOSFET (Referenzfläche des Gesamtantriebs-systems: 13,8 cm<sup>2</sup>)

Abbildung 3.10 zeigt die skalierten relativen Chipflächen für die SiC-MOSFET. Die dazugehörige Referenzchipfläche für das gesamte Antriebssystem ist mit 13,7 cm<sup>2</sup> um den Faktor 2,65 kleiner als die benötigte Gesamtchipfläche der Si-Leistungshalbleiter. Auch hier ist die kleinste Chipfläche bei den Topologien mit LE-Trenner gegeben. Die größte Chipfläche ist ebenfalls für die Topologien mit Hoch-/Tiefsetzsteller notwendig.

### 3.2.4 Passive Komponenten

Ein weiterer wichtiger Aspekt bei der Auslegung des Umrichters sind die passiven Komponenten. Im Wechselrichter sind dies die Zwischenkreiskondensatoren. Bei den Gleichspannungsstellern kommen zusätzlich noch die Drosseln dazu. Da die Dimensionierung der Drosseln hinsichtlich sehr unterschiedlicher Optimierungsansätze (z. B. Verluste, Bauraum oder Kosten) erfolgen kann und entsprechend unterschiedliche Ergebnisse für Bauraum und Verlustleistung liefern, erfolgt der Vergleich der Topologien zunächst unabhängig von den Drosseln, sodass deren Auslegung hier nicht näher betrachtet wird.

Die wesentlichen Anforderungen an die Zwischenkreiskondensatoren (Abb. 3.11) resultieren aus den elektrischen und den thermischen Belastungen. Aus elektrischer Sicht dient der Zwischenkreiskondensator zur Glättung der Zwischenkreisspannung und des kondensatorseitigen Zuleitungsstroms ( $I_Z$ ). Die Strompulse des Wechselrichters bzw. des Gleichspannungsstellers teilen sich zwischen dem Zwischenkreiskondensator ( $I_C$ ) und der Zuleitung auf. Der Stromanteil, der durch den Kondensator fließt, verringert in der Regel den Wechselstromanteil des Zuleitungsstroms. Ein Maß, das häufig zur Bewertung der Filterwirkung der Zwischenkreiskondensatoren herangezogen wird, ist die Spannungswelligkeit am Kondensator unter Annahme einer definierten Zuleitungsinduktivität ( $L_Z$ ). Aus diesem folgt die minimal erforderliche Kapazität.

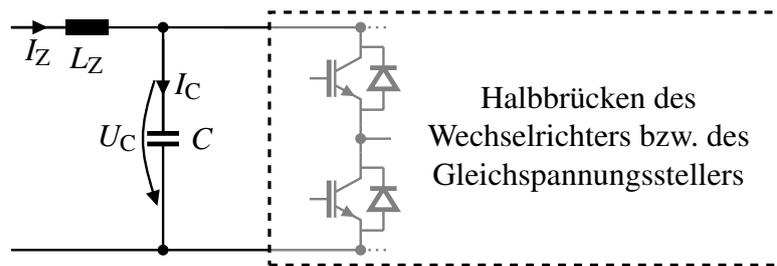


Abbildung 3.11: Zwischenkreiskondensator

Eine weitere Funktion der Zwischenkreiskondensatoren ist das Führen der Kommutierungsströme beim Schalten. Die parasitären Induktivitäten im Kondensator beeinflussen daher das Schaltverhalten. Da jedoch in diesem Abschnitt nicht das geometrische Design der Kondensatoren, sondern ihre grundsätzliche Dimensionierung betrachtet wird, kann dieser Aspekt hier vernachlässigt werden. Als weiteres Kriterium bei der elektrischen Auslegung ist die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren zu nennen. Über die Lebensdauer muss gewährleistet sein, dass die Kondensatoren die Zwischenkreisspannung sicher sperren.

Die thermische Anforderung an die Zwischenkreiskondensatoren ist, dass diese im Betrieb thermisch nicht überlastet werden. Daher ist eine Betrachtung der Kondensatorverluste für die Auslegung erforderlich. Bei der thermischen Betrachtung ist allerdings zu berücksichtigen, dass die thermische Zeitkonstante von Kondensatoren vergleichsweise groß ist ( $\gg 10$  s [83]), sodass kurzzeitig höhere Verluste tolerierbar sind. Daher ist bei der thermischen Auslegung ein kurzzeitiger Überlastbetrieb des Antriebs nicht auslegungsrelevant.

Die relevanten Verluste im Kondensator sind Umladeverluste, die durch die Änderung des elektrischen Feldes auftreten, und die Stromwärmeverluste. In dieser Arbeit wird angenommen, dass Polypropylen-Folienkondensatoren verwendet werden, da diese aufgrund ihrer hohen Stromtragfähigkeit und ihres selbstheilenden Verhaltens im Fehlerfall [84] für einen fehlertoleranten Radnabenantrieb gut geeignet sind. Da Folienkondensatoren allgemein geringe Umladeverluste haben [85] und die Spannungswelligkeit im Spannungszwischenkreis des Wechselrichters und des Gleichspannungsstellers gering ist, können die Umladeverluste vernachlässigt werden. Die Stromwärmeverluste folgen daher aus dem Effektivwert der Kondensatorströme und dem äquivalenten Reihenwiderstand der Kondensatoren.

Der Vergleich der Dimensionierung der Zwischenkreiskondensatoren erfolgt hier daher anhand der benötigten Zwischenkreiskapazität zur Einhaltung der maximalen Spannungswelligkeit sowie anhand der maximalen Strombelastung der Kondensatoren. Die folgende Untersuchung erfolgt unter der Annahme, dass die Zwischenkreise der Gleichspannungssteller und der Wechselrichter räumlich soweit getrennt sind, dass ihre Auslegung unabhängig voneinander erfolgen kann. Da es hinsichtlich des verfügbaren Bauraums in den Radnabenantrieben nicht sinnvoll ist, die Gleichspannungssteller direkt in den Antrieb zu integrieren, ist diese Annahme für diesen allgemeinen Vergleich zulässig. Aufgrund der räumlichen Trennung wird im Folgenden der Strom zwischen Hochsetzsteller und Wechselrichter als Gleichstrom angenommen. Dadurch werden die Wechselwirkungen zwischen den Komponenten hier zu-

nächst vernachlässigt. Bei der detaillierten Untersuchung der Zwischenkreisdimensionierung in Kapitel 6 erfolgt dann eine Betrachtung unter Berücksichtigung dieser Wechselwirkungen.

### Gleichspannungssteller

Am Hochsetzsteller ist die Spannungswelligkeit vom Strom in der Drossel, vom Aussteuergrad und von der Schaltfrequenz abhängig. Der Drosselstrom wird dabei als konstant angenommen, da dies bei einer ausreichend großen Drosselinduktivität zulässig ist. Die höchste Spannungswelligkeit liegt beim Aussteuergrad  $1/2$ , bei maximalem Drosselstrom und bei minimaler Schaltfrequenz vor. Der maximale Drosselstrom entspricht dabei dem maximalen Batteriestrom. Die resultierende Spannungswelligkeit beträgt

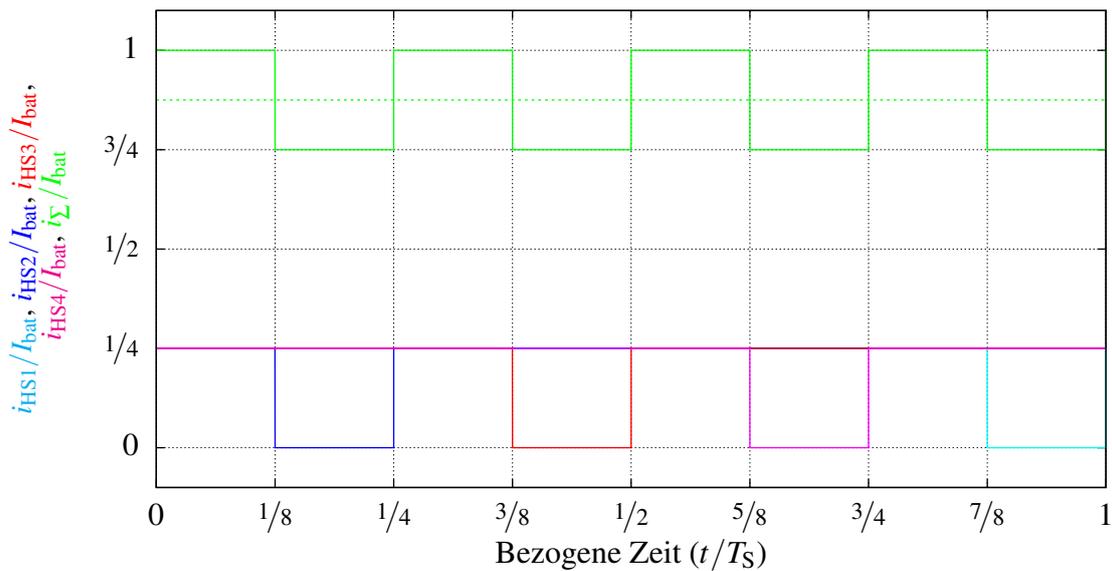
$$\Delta U_{C,HS,max} = \frac{I_{bat,max}}{4 \cdot f_{S,HS} \cdot C_{HS}} \quad (3.34)$$

Hinsichtlich der Komponentendimensionierung ist es sinnvoll den Hochsetzsteller mehrphasig aufzubauen. Dies ermöglicht es, die Phasen versetzt anzusteuern (PWM-Interleaving) und so die resultierende Belastung der Zwischenkreiskondensatoren zu reduzieren. Beim Hochsetzsteller kann durch das PWM-Interleaving außerdem die Stromwelligkeit in der Batterie reduziert werden. Im Folgenden erfolgt die Untersuchung für einen vierphasigen Hochsetzsteller, da diese Phasenanzahl bereits eine Reduzierung der Spannungswelligkeit im Zwischenkreiskondensator um den Faktor 16 ergibt und der Mehraufwand für die Ansteuerung der einzelnen Phasen noch sinnvoll ist. Der Faktor 16 folgt aus einer Verschiebung der Schaltzeitpunkte zwischen den Phasen um jeweils ein Viertel der Schaltperiode. Die Maxima der Spannungswelligkeit liegen in diesem Fall bei den Aussteuergraden  $a = 1/8 + k \cdot 1/4$  mit  $k = \{0,1,2,3\}$  vor (Abb. 3.12), wobei der Aussteuergrad  $a = 7/8$  bei allen betrachteten Topologien auslegungsrelevant ist. Die Dauer der Strompulse im Zwischenkreiskondensator reduziert sich dadurch von einer halben Periode um den Faktor vier auf ein Achtel der Periodendauer (Abb. 3.12). Gleichzeitig entspricht der Strom in jeder einzelnen Phase bei gleicher Leistung nur einem Viertel des Stroms, der in einem einphasigen Hochsetzsteller vorliegt. Die maximale Welligkeit beträgt unter diesen Bedingungen

$$\Delta U_{C,HS,max} = \frac{I_{bat,max}}{64 \cdot f_{S,HS} \cdot C_{HS}} \quad (3.35)$$

Die maximale Spannungswelligkeit am Tiefsetzsteller kann analog bestimmt werden. Der maximale Drosselstrom für die Bestimmung kann entsprechend der Maxima im Tiefsetzstellerbetrieb in Abb. 3.8 angenommen werden.

Die maximale Strombelastung in den Zwischenkreiskondensatoren der vierphasigen Gleichspannungsstellern tritt bei den selben Aussteuergraden wie die maximale Welligkeit auf. Wie in Abb. 3.12 dargestellt, ist der Zwischenkreisstrom beim Aussteuergrad  $a = 7/8$  eine Recht-



**Abbildung 3.12:** Zwischenkreisstromanteile der Phasen ( $I_{HS1}$ ,  $I_{HS2}$ ,  $I_{HS3}$ ,  $I_{HS4}$ ) und die Summe dieser Ströme ( $I_{\Sigma}$ , Mittelwert gestrichelt) bei einem vierphasigen Hochsetzsteller (Aussteuergrad  $a = 7/8$ ) bezogen auf den Batteriestrom ( $I_{bat}$ )

eckfunktion um den Mittelwert  $7/8 \cdot I_{bat}$  mit der Amplitude  $1/8 \cdot I_{bat}$ . Unter der Annahme, dass der gesamte Wechselanteil durch den Zwischenkreiskondensator fließt, beträgt der maximale Effektivwert des Kondensatorstroms

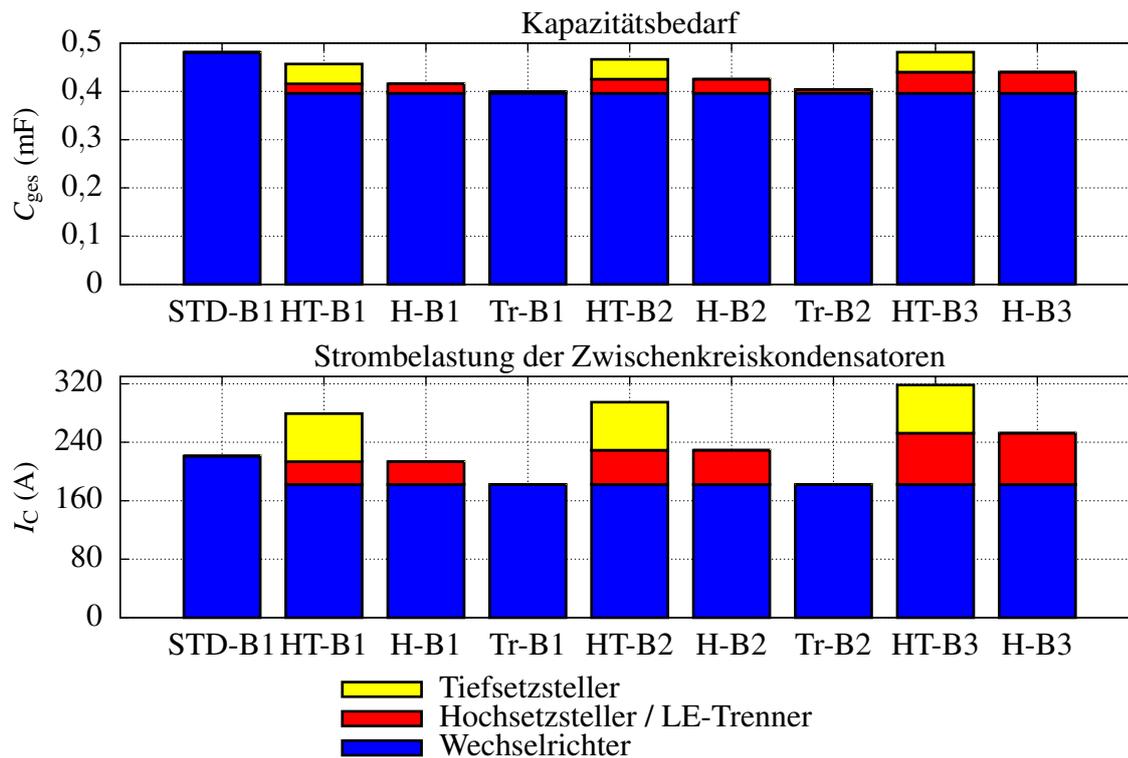
$$I_{C,HS,max} = \frac{1}{8} \cdot I_{bat,max} \cdot \quad (3.36)$$

### LE-Trenner

Der Kondensator am LE-Trenner erfährt nur eine vernachlässigbar kleine thermische Belastung, da dieser nur kurzzeitig während des Ausschaltens im Falle einer starken Bremsung belastet wird. Die Kapazität sollte jedoch so ausgelegt sein, dass die Energie aus den Kabelinduktivitäten aufgenommen werden kann, ohne die Spannungsgrenze der Leistungshalbleiter zu verletzen. Die benötigte Kapazität resultiert daher aus der Größe der parasitären Kabelinduktivitäten zwischen den Antrieben und dem Trenner ( $L_{Kabel}$ ), dem maximalen Batteriestrom ( $I_{Bat,max}$ ), der maximal zulässigen Spannung beim Ausschalten ( $U_{max,off}$ ) und der maximalen Spannung im Betrieb ( $U_{max,on}$ )

$$C_{Tr} = \frac{L_{Kabel} \cdot I_{Bat,max}^2}{U_{max,off}^2 - U_{max,on}^2} \cdot \quad (3.37)$$

Die benötigte Kapazität hängt somit vom Fahrzeugaufbau und der Antriebsstrangauslegung ab. Zur allgemeinen Abschätzung kann die Annahme getroffen werden, dass in einem normalen



**Abbildung 3.13:** Auslegungsparameter der Zwischenkreiskondensatoren für die verschiedenen Topologien

PKW die Kabellänge zu den Antrieben kleiner als 6 m ist. Bei einem Induktivitätsbelag von etwa  $1 \mu\text{H}/\text{m}$  [86] ist die Kabelinduktivität folglich kleiner als  $6 \mu\text{H}$ . Weiter wird angenommen, dass die maximale Spannung im Betrieb kleiner als 500 V ist. Beim Ausschalten soll die Spannung am LE-Trenner auf maximal 600 V ansteigen.

## Wechselrichter

Der Stromeffektivwert im Zwischenkreiskondensator eines dreisträngigen Wechselrichters mit Raumzeigermodulation ist in [87] analytisch hergeleitet. Dazu werden wie bereits beschrieben sinusförmige Strangströme und Aussteuergrade angenommen. Der Effektivwert ist vom Leistungsfaktor, vom Modulationsgrad und vom Strangstrom abhängig. Das Maximum tritt bei der Kombination des Leistungsfaktors  $\cos \varphi = 1$  mit dem Modulationsgrad  $M = 0,61$  auf und beträgt  $0,65 \cdot I_{\text{Str}}$ .

Die Spannungswelligkeit folgt aus dem Ladungsaustausch im Kondensator innerhalb einer

Schaltperiode. Die maximale Spannungswelligkeit tritt im Phasenschieberbetrieb ( $\cos \varphi = 0$ ) und beim maximalen Modulationsgrad auf und wird über

$$\Delta U_{C,WR,\max} = \frac{\sqrt{2} I_{\text{Str}}}{4 f_S C_{\text{WR}}} \quad (3.38)$$

berechnet.

Dieser Arbeitspunkt ist jedoch in einem Antrieb mit permanentmagneterregten Synchronmaschinen nicht relevant, da der Leistungsfaktor in der Regel nicht null ist. In dem hier betrachteten Antrieb ist der Leistungsfaktor für alle relevanten Arbeitspunkte größer als 0,7. Wenn die Arbeitspunkte auf diesen Bereich beschränkt sind, reduziert sich die Welligkeit auf

$$\Delta U_{C,WR,\max,\text{relevant}} \approx 0,25 \frac{I_{\text{Str}}}{f_S C_{\text{WR}}} . \quad (3.39)$$

Wie in Abschnitt 2.5 beschrieben, werden in dieser Arbeit Antriebe mit mehreren dreisträngigen Teilsystemen betrachtet, die eingangsseitig parallelgeschaltet sind. Auch der Zwischenkreiskondensator in diesen Antrieben kann durch ein PWM-Interleaving, bei dem die Trägersignale der Pulsdauermodulationen der Teilsysteme zueinander verschoben sind, entlastet werden. In Antrieben mit zwei dreisträngigen Teilsystemen resultiert bei den Leistungsfaktoren größer als 0,7 die größte Reduktion der Strombelastung, wenn die Trägersignale um ein Viertel der Schaltperiode verschoben sind [88]. Eine numerische Bestimmung der maximalen Effektivwerte des Kondensatorstroms ergibt einen Effektivwert von  $0,69 \cdot I_{\text{Str}}$ . Da die Strangströme ( $I_{\text{Str}}$ ) bei gleicher Leistung halb so groß sind, wird der Effektivwert des Kondensators durch das PWM-Interleaving etwa halbiert.

Hinsichtlich der Spannungswelligkeit zeigt sich ein ähnlich ausgeprägter Effekt durch das PWM-Interleaving. Die maximale Spannungswelligkeit wird für die relevanten Arbeitspunkte ebenfalls numerisch ermittelt. Dazu wird die Ladungsbilanz des Kondensators innerhalb einer Schaltperiode über das Integral des Kondensatorstroms bestimmt. Die Welligkeit folgt anschließend aus der Differenz zwischen der maximalen und der minimalen Ladung. Die maximale Welligkeit durch die beiden dreisträngigen Teilsysteme ist in diesem Fall

$$\Delta U_{C,WR-6p,\max} \approx 0,3 \cdot \frac{I_{\text{Str}}}{f_S \cdot C_{\text{WR}}} . \quad (3.40)$$

Dies zeigt, dass sich auch die maximale Spannungswelligkeit durch das PWM-Interleaving nahezu halbiert.

### Topologievergleich

Für eine Schaltfrequenz von 10 kHz und eine maximale Welligkeit von 20 V sowie den genannten Annahmen für den LE-Trenner ergeben sich für die Topologien mit Si-Halbleitern

die Kapazitäten und die Strombelastungen, die in Abb. 3.13 dargestellt sind. Der Vergleich des Kapazitätsbedarfs zeigt, dass die benötigte Gesamtkapazität bei den nicht direkt mit der Batterie verbundenen Komponenten niedriger ist als bei der direkt verbundenen Topologie. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die maximalen Phasenströme bei dem Motor 2 aufgrund der höheren minimalen Zwischenkreisspannung beim Bremsen geringer sind. Zusätzlich kann durch das PWM-Interleaving der Kapazitätsbedarf bei den Gleichspannungsstellern stark reduziert werden, sodass dieser vergleichsweise gering ist. Der geringste Bedarf liegt jedoch bei den Topologien mit einem LE-Trenner vor. Die Strombelastung der Zwischenkreiskondensatoren zeigt ein ähnliches Bild. Jedoch ist bei den Topologien mit Tiefsetzstellern und bei den Topologien mit Hochsetzstellern in Kombination mit den Batterien B2 und B3 die maximale Gesamtstrombelastung der Kondensatoren größer als bei der direkt verbundenen Topologie.

Insgesamt lässt sich daher festhalten, dass die Topologien mit einem LE-Trenner und die Kombination des Hochsetzstellers mit der Batterie B1 hinsichtlich der benötigten Kondensatoren keinen Nachteil gegenüber der Topologie mit direkt mit der Batterie verbundenen Antriebssystemen darstellen. Der bauraumkritische Kapazitätsbedarf im Radnabenantrieb, der bei diesen Topologien kleiner ausfällt, ist hingegen ein Vorteil der Topologien mit einem LE-Trenner oder einem Hochsetzsteller.

### 3.3 Dynamisches Verhalten des LE-Trenners

Der LE-Trenner zwischen der Batterie und den Antrieben wird im Folgenden näher betrachtet. Die Komponente ist in konventionellen Antriebssträngen nicht zu finden, da sie für diese keinen Vorteil bietet. Die Trennung über den LE-Trenner erfolgt nur bei starken Bremsvorgängen, die eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung erfordern. Das rein elektrische Bremsen bei diesen Bremsvorgängen ist jedoch bei konventionellen Antriebssträngen keine Anforderung, da diese mit der Reibungsbremse bewerkstelligt werden. Für die hier gegebene Anwendung ist der LE-Trenner jedoch eine geeignete Option. Daher wird im Folgenden auf die mögliche Ansteuerung und das dynamische Verhalten des LE-Trenners im Detail eingegangen.

Die Schaltung des LE-Trenners und das Funktionsdiagramm der Ansteuerung seines Transistors ist in Abb. 3.14 dargestellt. Der Trenner bekommt von den Antrieben oder dem zentralen Fahrzeugsteuergerät signalisiert, dass die Zwischenkreisspannung nicht ausreichend ist, um das Drehmoment zu stellen ( $S_{Tr}$ ). Darüber hinaus überwacht der Trenner den Strom, der in den Energiespeicher zurückgespeist wird ( $i_{Tr}$ ). Sobald beim Bremsen die Stromgrenze für den maximalen Rekuperationsstrom in die Batterie ( $i_{Bat,R,max}$ ) erreicht wird, trennt der LE-Trenner die Antriebe vom Energiespeicher, um ein Trennen über die Leistungsschütze des Energiespeichers zu verhindern.

Da beim LE-Trenner im Gegensatz zum Hochsetzsteller keine Drossel notwendig ist, wird

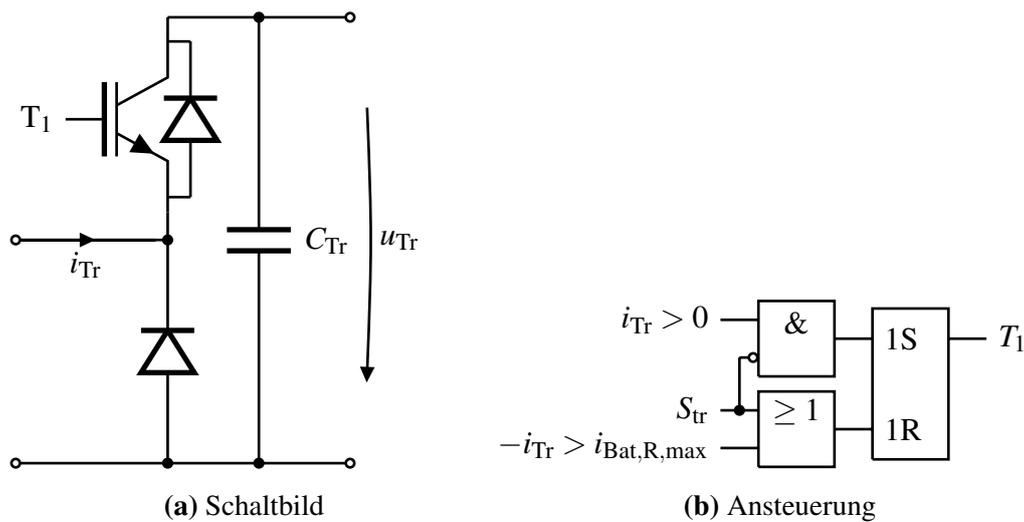


Abbildung 3.14: Leistungselektronischer Trenner

der Stromanstieg beim Wiedereinschalten des Trenners nicht begrenzt. Daraus würde beim Zuschalten ein unzulässig hoher Umladestrom im gesamten Zwischenkreis resultieren. Daher kann der Transistor nur eingeschaltet werden, wenn keine Spannung über ihm anliegt. Um dies zu erreichen, muss die Spannung des Antriebssystems zunächst durch Energieabgabe aus dem Zwischenkreis wieder reduziert werden. Diese Abgabe kann durch die erneute Beschleunigung des Fahrzeugs oder durch die Energieabgabe in die zusätzliche Energiesenke erfolgen. Sobald die Spannung des Antriebssystems die Klemmspannung des Energiespeichers unterschreitet, schaltet die antiparallele Freilaufdiode durch, sodass die Versorgung des Antriebssystems über diese Diode erfolgt. In diesem Zustand kann der Transistor sicher eingeschaltet werden. Dieser Zustands kann z. B. auch über die Messung des Stroms  $i_{Tr}$  erkannt werden.

Die Untersuchung des dynamischen Verhaltens des LE-Trenners im Betrieb erfolgt über eine numerische Zeitbereichssimulation des elektrischen Antriebsstrangs. Neben dem LE-Trenner berücksichtigt die Simulation die beiden Antriebe, die Batterie sowie eine zusätzliche Energiesenke. Der Fokus der Simulation liegt auf dem Verhalten des HV/DC-Netzes. Dazu ist in der Simulation das Netz über die Zwischenkreiskondensatoren der Komponenten und die Leitungsimpedanzen der Kabel zwischen den Komponenten abgebildet. Die verwendeten Parameter sind in Tab. A.3 im Anhang gegeben. Die schaltenden Komponenten sind über gesteuerte Stromquellen, die den Kurzzeitmittelwert des Zwischenkreisstroms einprägen, modelliert.

Das Modell der Antriebe liefert auf Grundlage der Drehzahl, des geforderten Drehmoments, der berechneten Verlustleistung des Antriebs und der Zwischenkreisspannung den resultierenden Zwischenkreisstrom. Dabei berücksichtigt das Modell auch die Drehmomentgrenzen des Antriebs unter Berücksichtigung der Zwischenkreisspannung. Darüber hinaus wird das Stellen des Soll Drehmoments über ein  $PT_1$ -Glied verzögert. Die Zeitkonstante dieses  $PT_1$ -Glieds liegt bei 1,5 ms. Dies entspricht der angestrebten Dynamik für den Einsatz im Fahrzeug, bei

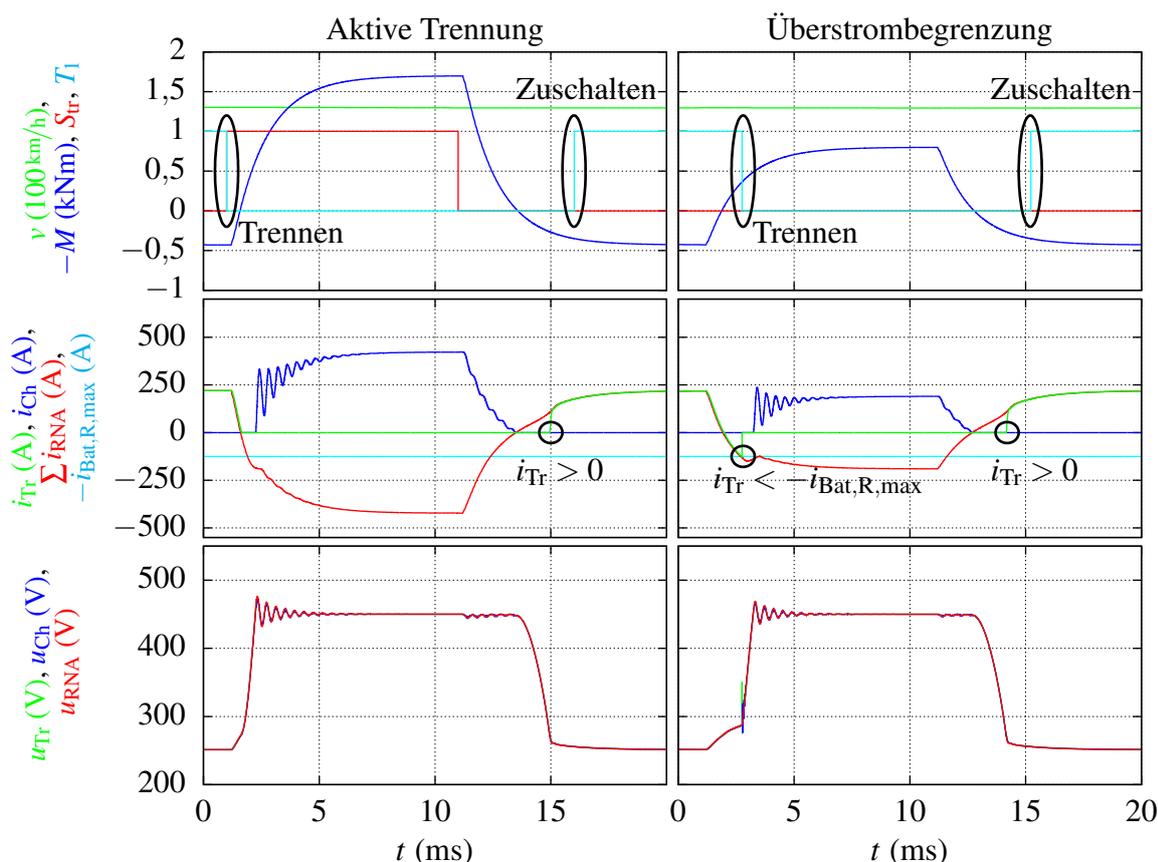


Abbildung 3.15: Simulation des dynamischen Verhaltens des LE-Trenners

dem ein Wechsel vom maximalen Antriebsmoment zum maximalen Bremsmoment in 5 ms möglich sein soll.

Die simulierte zusätzliche Energiesenke ist ein geschalteter Bremswiderstand. Dieser begrenzt bzw. regelt die Zwischenkreisspannung auf 450 V. Das Modell des Bremswiderstands enthält auch ein Regelungsmodell und gibt als Ausgangsgröße den Kurzzeitmittelwert des geschalteten Widerstands aus. Aus diesem wird im nächsten Schritt über die Zwischenkreisspannung der Laststrom berechnet. Das Batteriemodell ist ein vereinfachtes Modell, bestehend aus einer Spannungsquelle und einem Innenwiderstand, und bildet das Verhalten der Batterie B2 (vgl. Tab. 3.2) nach.

Abbildung 3.15 zeigt die Ergebnisse dieser Simulation. Die oberen Diagramme enthalten die Fahrzeuggeschwindigkeit  $v$ , das Drehmoment  $M$  sowie das Signal  $S_{tr}$ , mit dem der Trenner aktiv zum Trennen aufgefordert wird. Außerdem ist das Ansteuersignal für den Transistor im LE-Trenner ( $T_1$ ) dargestellt. Die mittleren Diagramme zeigen die Kurzzeitmittelwerte der Zwischenkreisströme der Komponenten. Die unteren Diagramme zeigen die resultierenden Zwischenkreisspannungen. In den linken Diagrammen bekommt der LE-Trenner das Signal zum Trennen (Abb. 3.15, bei 1 ms), da ein höheres Bremsmoment angefordert wird, als mit der Batteriespannung innerhalb der Phasenstromgrenzen gestellt werden kann. In den rechten

Diagrammen wird das Trennen durch die Erkennung eines zu großen Rekuperationsstroms in die Batterie vom LE-Trenner selbst ausgelöst (Abb. 3.15, bei 3 ms). In beiden Fällen schaltet die Steuerung den Transistor des LE-Trenners wieder ein, sobald das Antriebssystem über die Freilaufdiode wieder Energie aus der Batterie entnimmt (Abb. 3.15, 16 ms).

Der Stromanstieg in der zusätzlichen Energiesenke regt eine Schwingung mit einer Frequenz von ungefähr 2,5 kHz an, die sich auch in den Zwischenkreisspannungen zeigt. Diese Schwingung liegt nicht im Bereich der Eigenfrequenzen der Schwingkreise im HV/DC-Netz, die durch die Zwischenkreiskondensatoren und die parasitären Leitungsinduktivitäten entstehen, sondern sind auf die Wechselwirkungen zwischen dem HV/DC-Netz und der Regelung der Energiesenke zurückzuführen. Allerdings bleiben die Zwischenkreisspannungen beim Trennen trotz dieser Schwingung im zulässigen Bereich von unter 500 V und die Schwingung ist ausreichend gedämpft, sodass sie innerhalb weniger Perioden abklingt. Außerdem ist festzuhalten, dass das Trennen und der Spannungsanstieg ausreichend schnell erfolgen, sodass die Batterie effektiv vor zu hohen Rekuperationsströmen geschützt werden kann und die Spannung schnell genug steigt, um das gewünschte Drehmoment zu stellen. Daher bestätigen die Ergebnisse der Simulation, dass der LE-Trenner und das Gesamtsystem hinsichtlich der Dynamik grundsätzlich für die Anwendung geeignet sind.

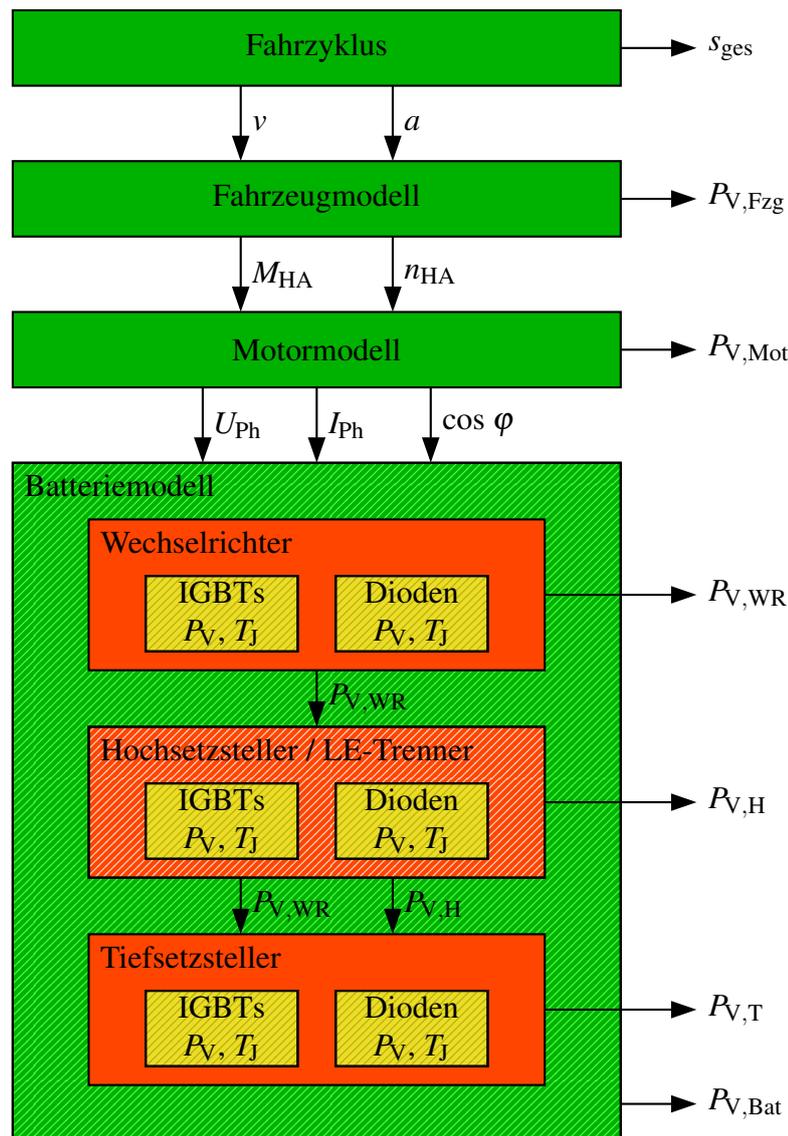
## 3.4 Verbrauchsoptimierte Topologieauswahl

Zur Bewertung der verschiedenen Topologien hinsichtlich der Energieeffizienz wird in diesem Abschnitt der Energiebedarf der Antriebe in den in Abschnitt 2.3 beschriebenen Fahrzyklen untersucht und dem Bauteilbedarf für die Topologien gegenübergestellt.

### 3.4.1 Energiebedarf im Fahrzyklus

Zur Ermittlung des Energiebedarfs im Zyklusbetrieb ist eine Verlustberechnung notwendig. Das Schema zur Berechnung der Verluste ist in Abb. 3.16 dargestellt. Die Berechnung erfolgt über quasistationäre Modelle mit der Schrittweite von einer Sekunde, die die mittleren Verlustleistungen und die mittleren Sperrschichttemperaturen für den aktuellen Arbeitspunkt liefern. Aus dem Fahrzyklus ergibt sich die Fahrzeuggeschwindigkeit ( $v$ ) und die Beschleunigung ( $a$ ). Über das Fahrzeugmodell werden aus diesen Werten die Achsdrehmomente, die Achsdrehzahl und die mechanische Verlustleistung ( $P_{V,Fzg}$ ) bestimmt. Das erforderliche Drehmoment setzt sich aus dem Beschleunigungsmoment der Fahrzeugmasse und dem Drehmoment zur Überwindung der Roll- und Strömungswiderstände zusammen. Die Roll- und Strömungswiderstände stellen die mechanischen Verlustleistung des Fahrzeugs dar.

Aus dem Motormodell gehen im nächsten Schritt die elektrischen Sollgrößen in Form der Effektivwerte der sinusförmigen Phasenströme ( $I_1$ ) und -spannungen ( $U_1$ ) und des Leistungs-



**Abbildung 3.16:** Schema zur Verlustberechnung (schraffierte Modelle: iterative Berechnung notwendig)

faktors ( $\cos \varphi$ ) hervor, die aus der Drehzahl und dem Sollmoment resultieren. Als Ergebnis liegt außerdem die Verlustleistung des Motors für den jeweiligen Arbeitspunkt vor. Unter der gegebenen Voraussetzung, dass die erforderlichen Drehmoment-Drehzahl-Kombinationen mit dem Motor möglich sind und dass die Zwischenkreisspannung ausreichend ist, um diese Arbeitspunkte mit dem Motor einzustellen, besteht keine Rückwirkung vom Motormodell auf das Fahrzeugmodell. Außerdem haben die weiteren Modelle keine Rückwirkung auf das Motormodell, sodass die beschriebenen Schritte sequentiell erfolgen können.

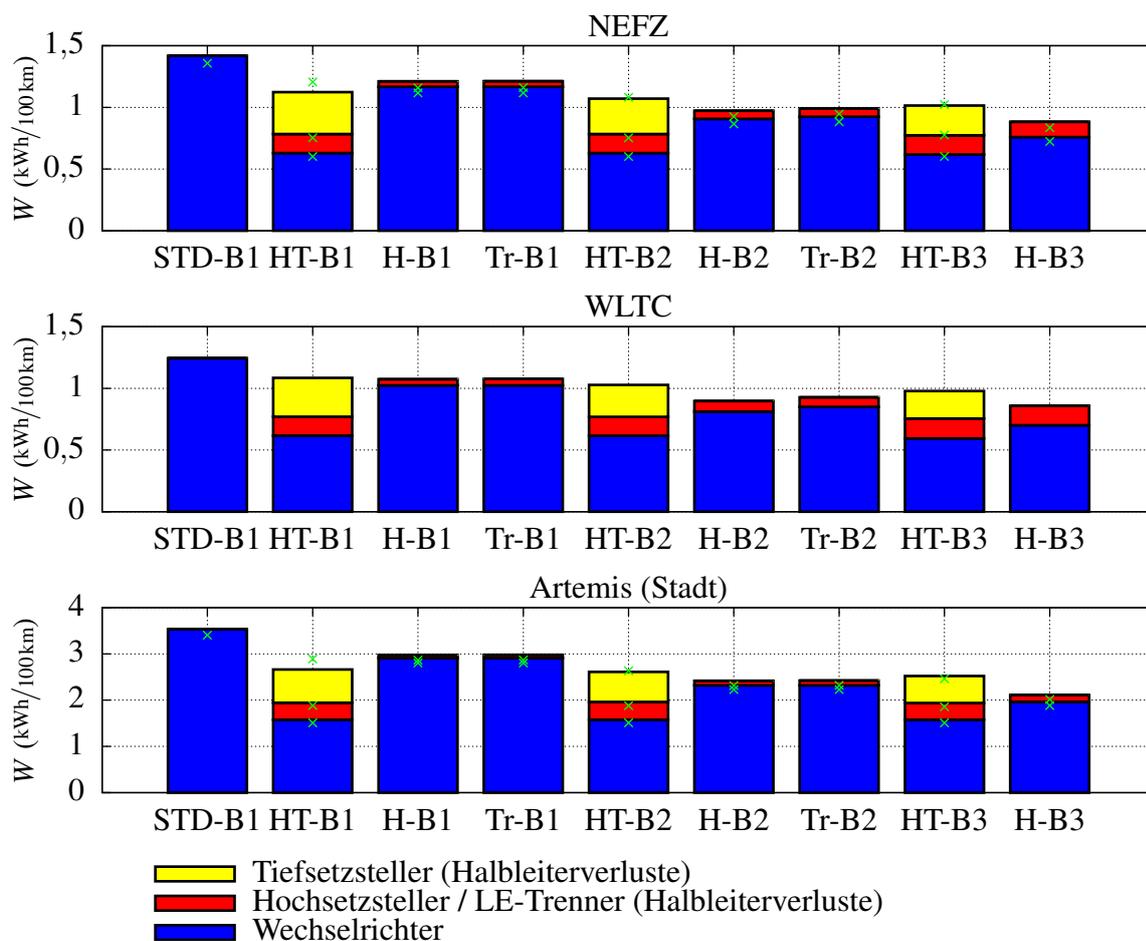
Für die weiteren Modelle liegen jedoch Wechselwirkungen zwischen den verschiedenen Modellen vor, sodass deren Berechnungen gekoppelt werden. Die Berechnung erfolgt hier iterativ unter Berücksichtigung der Wechselwirkungen. Die äußere Berechnungsschleife bein-

haltet das Batteriemodell aus Abschnitt 3.2.1. Die Batteriespannung wird darin auf Grundlage ihrer Belastung bestimmt. In den inneren Schleifen erfolgt iterativ in Abhängigkeit von der geschätzten Batteriespannung auf Grundlage der Modelle aus Abschnitt 3.2.3 die Bestimmung der Verlustleistungen der Leistungshalbleiter und der damit gekoppelten Sperrschichttemperaturen. Bei den Verlustleistungen der Halbleiter im Hochsetzsteller kommt darüber hinaus noch eine weitere Iterationsschleife für den Laststrom in der Drossel des Hochsetzstellers hinzu. Dieser Strom ist unter anderem von der Verlustleistung des Leistungshalbleiters im Hochsetzsteller abhängig und gleichzeitig ist die Verlustleistung eine Funktion des Drosselstroms. Als Ergebnis liegen auch hier die Verlustleistungen der Einzelkomponenten vor.

Die aus den Verlustleistungen resultierenden Verlustenergien werden für den gesamten Fahrzyklus aufsummiert und zur besseren Vergleichbarkeit auf die Gesamtstrecke der Fahrzyklen bezogen, sodass der Energieverbrauch in  $\text{kWh}/100\text{km}$  verglichen werden kann. Abbildung 3.17 zeigt die Energieverbräuche der Leistungshalbleiter auf Si-Basis für die verschiedenen Topologien. In Abb. 3.18 sind die Ergebnisse für SiC-Halbleiter dargestellt. Im Vergleich dazu beträgt die mechanische Verlustenergie durch den Rollwiderstand und den Strömungswiderstand bei dem hier betrachteten Fahrzeug im NEFZ  $12,71 \text{ kWh}/100\text{km}$ , im WLTC  $14,63 \text{ kWh}/100\text{km}$  und im Artemis-Fahrzyklus (Stadtverkehr)  $9,56 \text{ kWh}/100\text{km}$ . Beim Vergleich der Energieverbräuche in Abb. 3.17 und Abb. 3.18 fällt auf, dass der Verbrauch je 100 km im Fahrzyklus NEFZ zwar mit dem Verbrauch im WLTC vergleichbar ist, der Verbrauch im Fahrzyklus Artemis (Stadtverkehr) jedoch um ein mehrfaches größer ist. Der höhere relative Energieverbrauch ist zum einen auf die stärkeren Beschleunigungen in diesem Fahrzyklus zurückzuführen. Weiterhin bildet dieser Fahrzyklus nur den Stadtverkehr ab, in dem besonders viele Beschleunigungsphasen vorkommen, sodass die mittlere Verlustleistung hoch ist. Gleichzeitig wird aufgrund der vergleichsweise geringen mittleren Geschwindigkeit wenig Strecke zurückgelegt.

Eine erste Validierung dieser Ergebnisse erfolgt anhand der Ergebnisse von zeitkontinuierlichen Simulationen, mit denen das zeitliche Verhalten der elektrischen Verlustleistungen der Leistungshalbleiter gekoppelt mit dem Verhalten der Sperrschichttemperaturen untersucht wird. Dazu finden dynamische thermische Ersatzschaltbilder der Leistungshalbleiter und Look-Up-Tabellen, in denen die Durchlassspannungen und die Schaltenergien der Komponenten in Abhängigkeit des Laststroms und der Sperrschichttemperatur hinterlegt sind, Verwendung. Die Ergebnisse für die Fahrzyklen NEFZ und Artemis sind zusätzlich zu den Ergebnissen der Berechnungen über quasistationäre Mittelwerte in Abb. 3.17 und in Abb. 3.18 als grüne Kreuze dargestellt. Die Ergebnisse zeigen insgesamt eine gute Übereinstimmung. Lediglich bei der Berechnung der Verluste im Tiefsetzsteller treten größere Abweichungen auf. Diese sind auf die Abweichungen der Schaltverluste bei größeren Lastströmen zurückzuführen, die aus der Linearisierung der Schaltverlustenergien resultieren. Da diese Simulationen sehr berechnungsintensiv sind und die Ergebnisse der beiden Fahrzyklen eine gute Übereinstimmung zeigen, wird auf die Simulation des WLTC verzichtet.

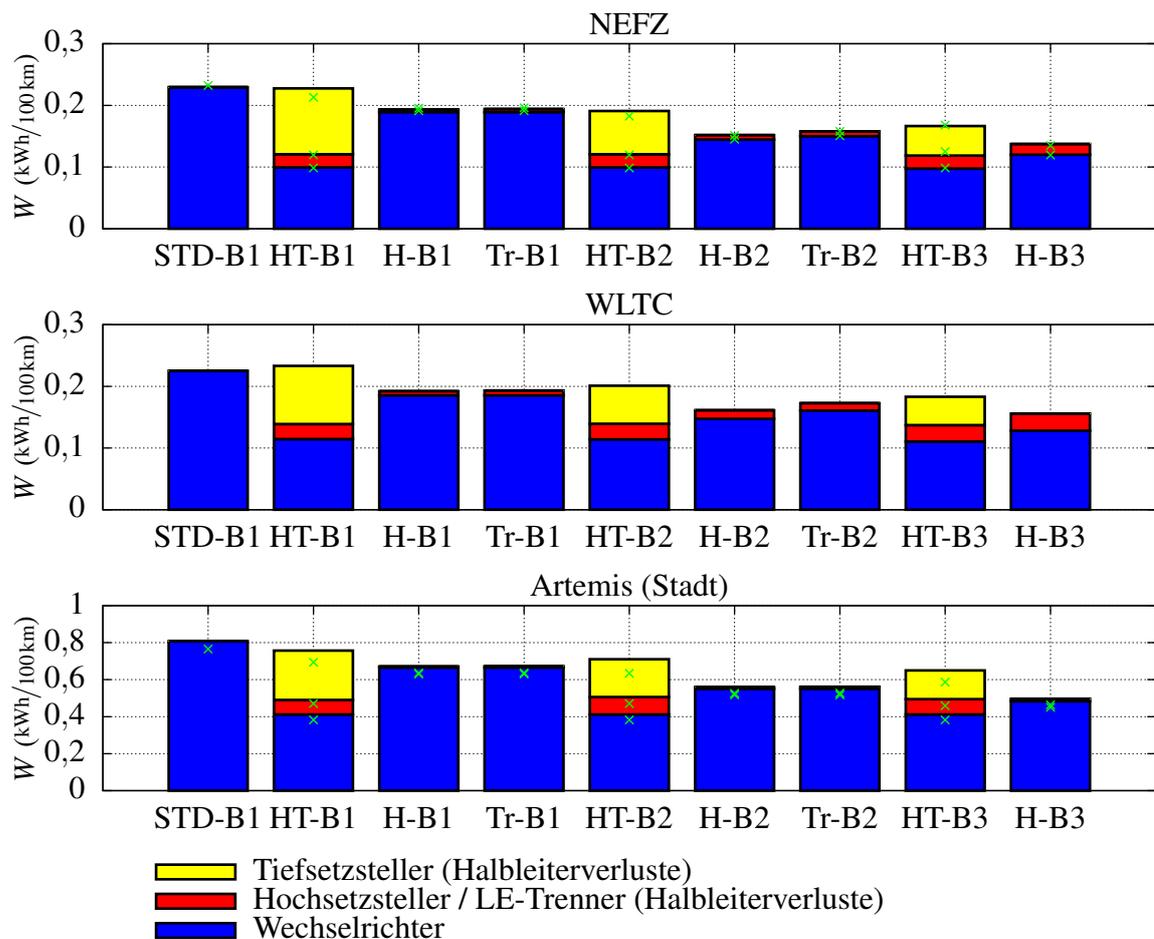
Die Topologien mit einem Hochsetzsteller, einem Hoch-/Tiefsetzsteller und mit einem LE-Trenner zeigen hinsichtlich des Energieverbrauchs Vorteile gegenüber der direkten Verbindung von Antrieben und Batterie. Durch die veränderte Motorauslegung sind die Lastströme des Antriebs im gesamten Betriebsbereich kleiner als bei den direkt verbundenen Antrieben,



**Abbildung 3.17:** Vergleich des Energieverbrauchs der Si-Halbleiter (grüne Kreuze: Ergebnisse der zeitkontinuierlichen Simulationen)

sodass auch die Verluste im Wechselrichter geringer sind. Diese Reduzierung der Verluste wird nicht vollständig durch die Verluste in den zusätzlichen Komponenten kompensiert. In Summe sind so sowohl bei dem Antriebssystem mit Si-Halbleitern als auch bei dem mit Halbleitern auf Basis von SiC auch die Gesamtverluste geringer.

Die Verluste im Hochsetzsteller und im LE-Trenner unterscheiden sich in diesem Vergleich nur geringfügig. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die ideale Phasenspannung den größten Teil der Fahrzyklen unterhalb der Batteriespannung liegt. In diesem Fall ist die optimale Betriebsweise des Hochsetzstellers der passive Betrieb, bei dem der obere Halbleiter dauerhaft eingeschaltet ist und die Zwischenkreisspannung etwa der Batteriespannung entspricht. Somit entsprechen die Verluste des Hochsetzstellers in diesen Arbeitspunkten nahezu den Verlusten des LE-Trenners. Um dies zu verdeutlichen, sind in Abb. 3.19 die Zwischenkreisspannungen für die Topologien mit Hochsetzsteller und für die mit LE-Trenner in Kombination mit den verschiedenen Batterien dargestellt. Lediglich in den Bereichen der Fahrzyklen mit hoher Geschwindigkeit, wie z. B. bei den Autobahnfahrten im NEFZ und im WLTC, und bei



**Abbildung 3.18:** Vergleich des Energieverbrauchs der SiC-MOSFET (grüne Kreuze: Ergebnisse der zeitkontinuierlichen Simulationen)

gleichzeitiger Verwendung der Batterien B2 oder B3 setzt der Hochsetzsteller die Spannung hoch (schwarze Kreise).

Insgesamt liegt der Energiebedarf der Topologien mit Hochsetzsteller mit Batterie B2 und B3 im NEFZ und im WLTC leicht unterhalb des Energiebedarfs, der bei Verwendungen des LE-Trenners vorliegt, da bei diesen Fahrzyklen in den Bereichen mit höherer Geschwindigkeit die Antriebe durch die Erhöhung der Zwischenkreisspannung energieeffizienter betrieben werden können. Es muss allerdings beachtet werden, dass die Drosselverluste des Hochsetzstellers nicht berücksichtigt sind und die Chipfläche des Hochsetzstellers größer ist als die des LE-Trenners. Durch die Berücksichtigung der Drosselverluste steigen die Verluste des Hochsetzstellers an, sodass sie je nach Drosselauslegung ggf. die Energieeinsparung übersteigen und die Gesamtverluste höher sind als bei den Topologien mit einem LE-Trenner. Eine detailliertere Betrachtung dieses Aspekts erfolgt im Rahmen der Gegenüberstellung der Bauteilgrößen und des Energiebedarfs in Abschnitt 3.4.2.

Der Vergleich des Energiebedarfs zeigt außerdem, dass der Hoch-/Tiefsetzsteller geeignet

ist, die mittleren Verluste im Wechselrichter signifikant zu reduzieren. Dies resultiert daraus, dass der Tiefsetzsteller die Zwischenkreisspannung der Wechselrichter auf die benötigte Spannung reduzieren kann und so die Schaltverluste der Wechselrichter geringer ausfallen. Die geringeren Schaltverluste haben jedoch keinen Einfluss auf die Dimensionierung der Wechselrichter, da diese weiterhin so dimensioniert sein müssen, dass sie das Bremsmoment über den gesamten Drehzahlbereich stellen können. Das bedeutet, dass die Wechselrichter auch bei der maximalen Zwischenkreisspannung den maximalen Laststrom stellen müssen. Daher sinken nur im Zyklusbetrieb die mittleren Verluste im Wechselrichter, ohne dass die Größe der Wechselrichter reduziert werden kann. Darüber hinaus übersteigen die Verluste im Tiefsetzsteller die Energieeinsparung im Wechselrichter, sodass die Verluste des Gesamtsystems in den meisten Fällen größer sind als bei den Topologien nur mit einem Hochsetzsteller oder mit einem LE-Trenner. Eine Ausnahme ist die Kombination des Hoch-/Tiefsetzstellers mit Si-Halbleitern mit der Batterie B1. Diese Kombination weist in Fahrzyklen NEFZ und Artemis (Stadtverkehr) im Vergleich zu der Kombination der anderen Topologien mit der Batterie B1 die geringsten Verluste auf.

Die hohen Verluste im Tiefsetzsteller sind darauf zurückzuführen, dass der Laststrom nicht proportional zur Leistung, sondern – unter der Annahme, dass die optimale Zwischenkreisspannung der Wechselrichter nahezu proportional zur Drehzahl ist – eher proportional zum Drehmoment ist. Folglich ist die Strombelastung des Tiefsetzstellers vergleichsweise groß. Gleichzeitig entspricht die zu schaltende Spannung des Tiefsetzstellers der hohen Batteriespannung. Bei den SiC-MOSFET verstärkt sich der Effekt noch, da diese aufgrund der ohmschen Durchlasscharakteristik bei hohen Strömen im Vergleich zu bipolaren Bauelementen, wie dem IGBT, einen stärkeren Anstieg der Durchlassverluste aufweisen. Zusätzlich kommt hinzu, dass der Durchlasswiderstand der SiC-Halbleiter mit steigender Sperrschichttemperatur stark ansteigt. Zwischen Raumtemperatur und maximaler Sperrschichttemperatur verdoppelt sich der Durchlasswiderstand der hier betrachteten SiC-MOSFET nahezu. Insgesamt bietet der Tiefsetzsteller daher für die hier beschriebene Anwendung keine Vorteile gegenüber den anderen Topologien, die den Mehraufwand rechtfertigen.

Hinsichtlich des Einflusses der Batteriespannung auf den Energieverbrauch ist zu sehen, dass die Verluste im Wechselrichter bei einer kleineren Batteriespannung niedriger sind. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei konstantem Laststrom und einer gleichzeitig niedrigen Zwischenkreisspannung die Schaltverluste abnehmen. Jedoch nehmen die Verluste im Hochsetzsteller zu, sobald die Batteriespannung unterhalb der benötigten Zwischenkreisspannung liegt. Dies ist z. B. bei Batterie B3 in den Fahrzyklen NEFZ und WLTC im Bereich der Autobahnfahrten der Fall (Abb. 3.19), sodass bei diesen beiden Fahrzyklen die Verluste im Hochsetzsteller größer sind als im Fahrzyklus Artemis (Stadt) ohne Autobahnfahrt (Abb. 3.17, Abb. 3.18). Darüber hinaus ist zu beachten, dass bei den Batterien mit niedrigerer Spannung die auftretenden Batterieströme entsprechend größer sind, sodass diese sich hinsichtlich der benötigten Leitungsquerschnitte und der Stecker im Fahrzeug negativ auswirken können.

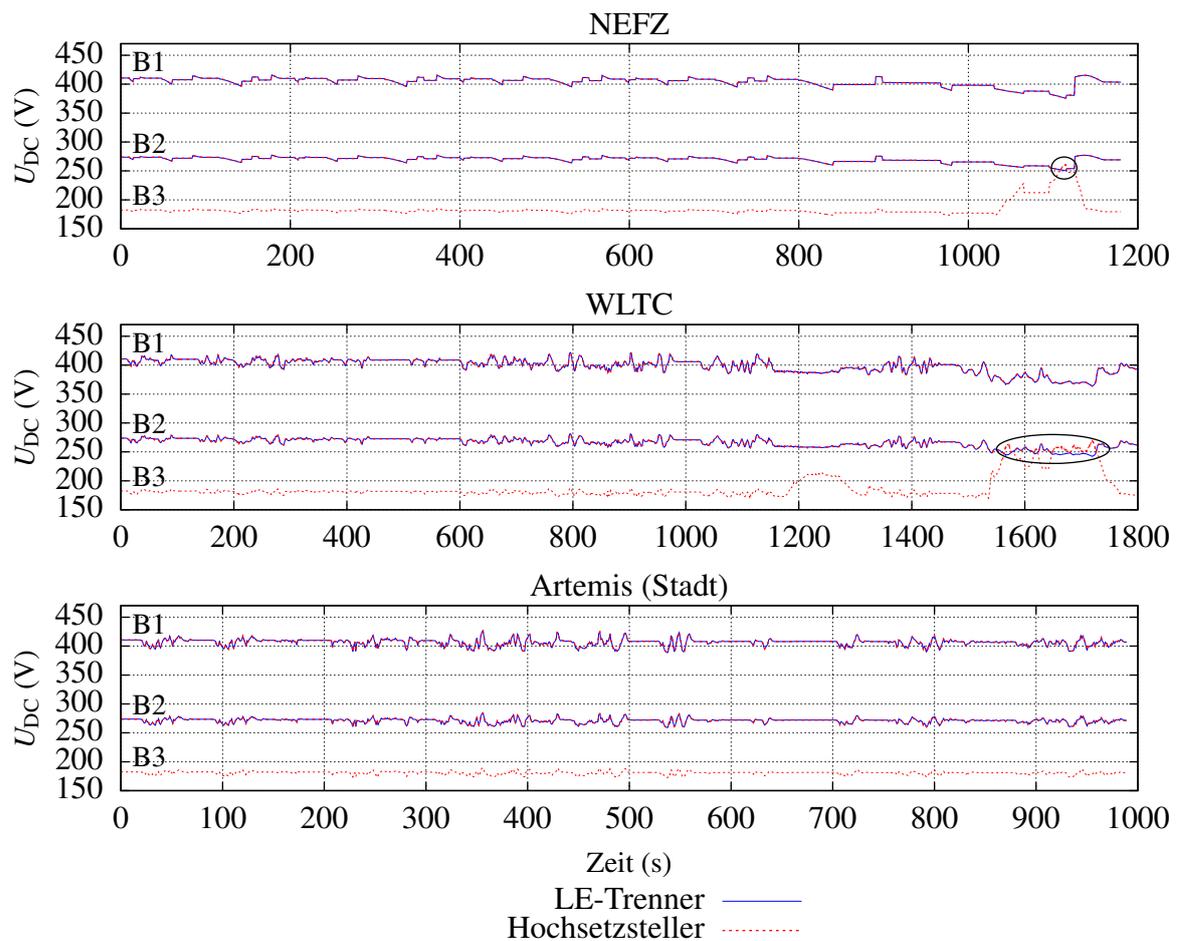


Abbildung 3.19: Vergleich des Zwischenkreisspannungen der Topologien mit LE-Trenner und der Topologien mit Hochsetzsteller

### 3.4.2 Gegenüberstellung von Bauteilgrößen und Energiebedarf

Zur Gegenüberstellung der benötigten Chipflächen der Topologien (Abb. 3.9, Abb. 3.10) und des ermittelten Energiebedarfs (Abb. 3.17, Abb. 3.18) sind in Abb. 3.20 die Energiebedarfe über den Chipflächen aufgetragen (schwarze Kreuze). Zum Vergleich der Topologien untereinander ist es jedoch darüber hinaus sinnvoll, den Energiebedarf der verschiedenen Topologien für die gleichen Chipflächen gegenüberzustellen. Dazu ist eine Betrachtung der Änderung des Energiebedarfs durch die Änderung der Chipfläche notwendig. Unter der Annahme, dass die Diffusionsspannungen an den pn-Übergängen beim IGBT und bei der Diode konstant bleiben, ändern sich hinsichtlich der Durchlassverluste durch die Änderung der Chipfläche lediglich die ohmschen Verluste im Halbleiter. Der ohmsche Widerstand der Leistungshalbleiter ist umgekehrt proportional zur Chipfläche ( $A_{Ch}$ ). Dies führt zu einem umgekehrt proportionalen Anteil der Verluste.

Die Schaltverluste können, wie in Abschnitt 3.2.3 beschrieben, über einen konstanten, vom

Strom unabhängigen Anteil und einem vom Strom abhängigen Anteil angenähert werden. Bei dem verwendeten Si-IGBT und beim SiC-MOSFET ist die Abhängigkeit nahezu linear. Bei der Diode kann diese Abhängigkeit über den gesamten Lastbereich zwar besser über eine Wurzelfunktion abgebildet werden, jedoch ist bei der verwendeten Diode im Teillastbereich, der in den Fahrzyklen relevant ist, auch eine lineare Näherung möglich. Der linear vom Strom abhängige Anteil der Schaltverluste bleibt bei der Chipflächenskalisierung konstant. Der vom Strom unabhängige Anteil der Schaltverluste steigt hingegen proportional mit der Chipfläche an, da dieser im Wesentlichen aus der Umladung der parasitären Kapazität der Leistungshalbleiter resultiert und die Kapazität proportional mit der Chipfläche zunimmt.

Darüber hinaus sind diese Annahmen nur zulässig, wenn nur eine vernachlässigbare Änderung der Temperatur der Leistungshalbleiter vorliegt. Die Temperaturschwankung im NEFZ liegen bei der Auslegung mit minimaler Chipfläche bei maximal 20 K, sodass auch diese Annahme für die Abschätzung der Änderung des Energiebedarf durch kleine Änderungen der Chipfläche zulässig ist.

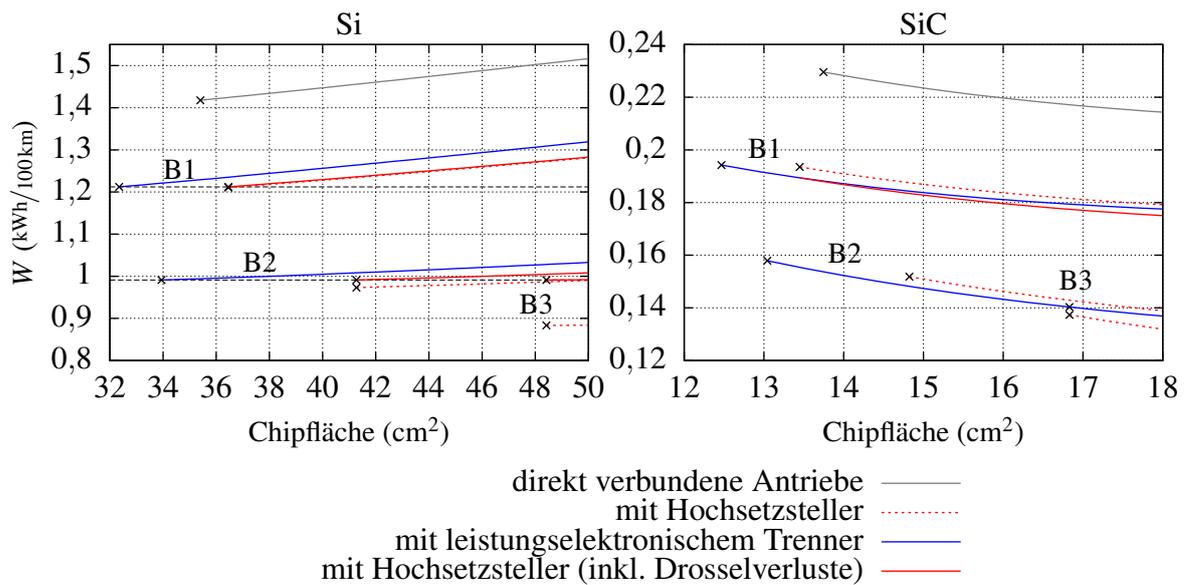
Insgesamt kann die Abhängigkeit zwischen den Verlusten und der Chipfläche somit über einen konstanten, einen proportionalen und einen umgekehrt proportionalen Anteil angenähert werden.

$$W_{\text{sk}} = \frac{K_{W,-1}}{A_{\text{Ch}}} + K_{W,1} A_{\text{Ch}} + W_0 \quad (3.41)$$

Zur Ermittlung der Faktoren  $K_{W,-1}$  bzw.  $K_{W,1}$  und der konstanten Energie  $W_0$  sind zwei weitere Stützstellen zusätzlich zur bereits bestimmten Verlustenergie für die minimal benötigte Chipfläche notwendig. Daher werden zusätzlich noch die Verlustenergien für die 1,25-fache und die 1,5-fache Chipfläche ermittelt.

Die dazwischen über Gleichung (3.41) interpolierten Werte sind für den Fahrzyklus NEFZ zusätzlich zu den ermittelten Werten in Abb. 3.20 dargestellt. Die Ergebnisse für die beiden anderen Fahrzyklen sind im Anhang in Abb. A.5 und Abb. A.6 abgebildet und zeigen qualitativ vergleichbare Verläufe. Für Si-Halbleiter steigt die Verlustenergie bei größeren Chipflächen, da bei den Durchlassverlusten der konstante Anteil der Durchlassspannung überwiegt, während gleichzeitig mit steigender Chipfläche die Schaltverluste zunehmen. Folglich stellt in dem betrachteten Bereich die minimale Chipfläche das Optimum dar. Da der konstante Anteil der Durchlassspannung bei den SiC-MOSFET entfällt, sinken die Verlustenergien bei steigender Chipfläche.

Der Vergleich zwischen den Topologien zeigt, dass für Si-Halbleitern bei gleicher bzw. bei minimaler Chipfläche der geringste Energieverbrauch bei der Topologie mit Hochsetzsteller und der Batterie B3 erwartet wird. Bei den SiC-MOSFET weist beim NEFZ ebenfalls diese Kombination die geringsten Verluste auf. Für die beiden anderen Fahrzyklen liegen die geringsten Verluste bei gleicher Chipfläche bei der Kombination des LE-Trenners mit der Batterie B2 vor. Zur Berücksichtigung der Drosselverluste enthält Abbildung 3.20 zusätzlich



**Abbildung 3.20:** Energiebedarf im NEFZ über der Chipfläche (schwarze Kreuze: nach Abb. 3.16 ermittelte Werte, Linien: interpolierte Werte, Drosselwiderstände entsprechend Tab. 3.5)

auch die Verläufe mit einer ersten Abschätzung der Drosselverluste über ihren Gleichstromwiderstand ( $R_{L,DC}$ ). Dieser ist für die erste Abschätzung geeignet, da der Hochsetzsteller, wie in Abb. 3.19 gezeigt, im größten Teil des Fahrzykluses in einem passiven Zustand ist, in dem der Laststrom der Drossel als nahezu konstant angenommen werden kann. Der Gleichstromwiderstand ist so gewählt, dass die Verluste der Topologien mit Hochsetzsteller den minimalen Verlusten der Topologien mit LE-Trenner entsprechen. Das bedeutet, dass die Topologien mit Hochsetzsteller nur dann ein Optimum darstellen, wenn der Gleichstromwiderstand unter diesen Werten liegt. Die Werte und die daraus resultierende maximale Verlustleistung in der Drossel, die beim maximalen Batteriestrom vorliegen, sind in Tab. 3.5 angegeben.

Um diese Widerstände zu erreichen, muss die Drossel zum Teil stark hinsichtlich ihrer Verluste optimiert werden. Für die Hochsetzsteller mit SiC-MOSFET und für die Hochsetzsteller mit Si-Halbleitern in Kombination mit der Batterie B1 ist zu erwarten, dass der tatsächliche Widerstand der Drossel größer ist als der Widerstand in Tab. 3.5. Der Drosselwiderstand und die Verluste liegen bei der Kombination mit der Batterie B2 im üblichen Bereich für diese Anwendung [69], [70]. Lediglich bei der Kombination des Hochsetzstellers mit Si-Halbleitern mit der Batterie B3 kann für die Fahrzyklen NEFZ und WLTC sicher angenommen werden, dass der tatsächliche Drosselwiderstand kleiner ist als der in Tab. 3.5 angegebene, da sonst zwischen 1,3 % und 3 % der maximalen Batterieleistung in der Drossel umgesetzt würden (vgl. Tab. 3.5). Daher ist nur bei dieser Kombination ein Vorteil hinsichtlich der Gesamtverluste gegenüber den Verlusten der Topologien mit LE-Trenner zu erwarten. Da zusätzlich dazu der Bedarf an Zwischenkreiskondensatoren bei den Topologien mit Hochsetzsteller den Bedarf bei den Topologien mit LE-Trenner übersteigt, stellt in der Gesamtbetrachtung die Kombination der Batterie B2 mit der Topologie mit einem LE-Trenner das Optimum der

**Tabelle 3.5:** Minimale Gleichstromwiderstände der Hochsetzstellerdrosseln (bei identische Verlusten für die Topologien mit Hochsetzsteller und mit LE-Trenner) und ihre maximale Verlustleistung beim maximalen Batteriestrom

Batterie	Si - NEFZ		Si - WLTC		Si - Artemis	
	$R_{L,DC}$	$P_{V,L}$	$R_{L,DC}$	$P_{V,L}$	$R_{L,DC}$	$P_{V,L}$
B1	0,75 m $\Omega$	46,8,3 W	0,61 m $\Omega$	38,2 W	0,05 m $\Omega$	3 W
B2	3,59 m $\Omega$	505,9 W	3,92 m $\Omega$	552 W	0,03 m $\Omega$	4,5 W
B3	9,55 m $\Omega$	3026,8 W	4,03 m $\Omega$	1277,6 W	1,05 m $\Omega$	333,7 W

Batterie	SiC - NEFZ		SiC - WLTC		SiC - Artemis	
	$R_{L,DC}$	$P_{V,L}$	$R_{L,DC}$	$P_{V,L}$	$R_{L,DC}$	$P_{V,L}$
B1	-/-	-/-	-/-	-/-	-/-	-/-
B2	-/-	-/-	-/-	-/-	-/-	-/-
B3	0,85 m $\Omega$	270,9 W	-/-	-/-	-/-	-/-

betrachteten Kombinationen dar. In den folgenden Kapiteln steht daher die Topologie mit LE-Trenner im Fokus.

Durch die Verwendung von SiC-MOSFET reduziert sich die benötigte Gesamtchipfläche gegenüber einem System mit Si-Leistungshalbleitern auf etwa ein Drittel. Gleichzeitig beträgt der Energieverbrauch in den Fahrzyklen NEFZ und WLTC weniger als ein Sechstel und im Fahrzyklus Artemis weniger als ein Viertel, sodass aus dieser Sicht die Verwendung von SiC-MOSFET sinnvoll ist. Als weiterer Vorteil kommt bei den SiC-MOSFET hinzu, dass diese aufgrund der geringeren Schaltverluste eine höhere Schaltfrequenz erlauben. Dadurch ist es möglich die passiven Komponenten kleiner zu dimensionieren. Dies ist insbesondere beim Hochsetzsteller ein großer Vorteil. Jedoch ist zu berücksichtigen, dass hier für alle Topologien die gleiche Schaltfrequenz angenommen wurde und dass durch höhere Schaltfrequenzen auch der Energieverbrauch ansteigen würde. Als Nachteil der SiC-MOSFET ist allerdings anzuführen, dass zur vollen Ausnutzung der Halbleiter die Systemspannungen des Antriebsstrangs (Batteriespannung, Zwischenkreisspannungen) erhöht werden müssen. Da die Bauteile außerdem teurer sind als die etablierten Si-Halbleiter, kann in der Gesamtbetrachtung auch der Einsatz der Si-Halbleiter wirtschaftlicher sein.

Für die Kombination der Batterie B2 mit der Topologie mit Si-Leistungshalbleitern und einem LE-Trenner zeigt Abb. 3.21 den ermittelten Energiebedarf für alle Komponenten des Antriebsstrangs. Die größten Verluste resultieren aus den Reibungs- und den Strömungswiderständen des Fahrzeugs, die ebenfalls mit dargestellt sind. Die Verluste in Batterie und Leistungselektronik liegen in der gleichen Größenordnung, während die Motorverluste etwas größer sind. Im Fahrzyklus Artemis (Stadtverkehr) reduzieren sich aufgrund der geringeren Geschwindigkeit die Fahrzeugverluste, sodass hier anteilig die Verluste im Antriebsstrang größer sind. Diese Verluste sind allerdings, wie bereits beschrieben, auch absolut deutlich größer, da dieser Fahrzyklus vergleichsweise hohe Beschleunigungen aufweist.

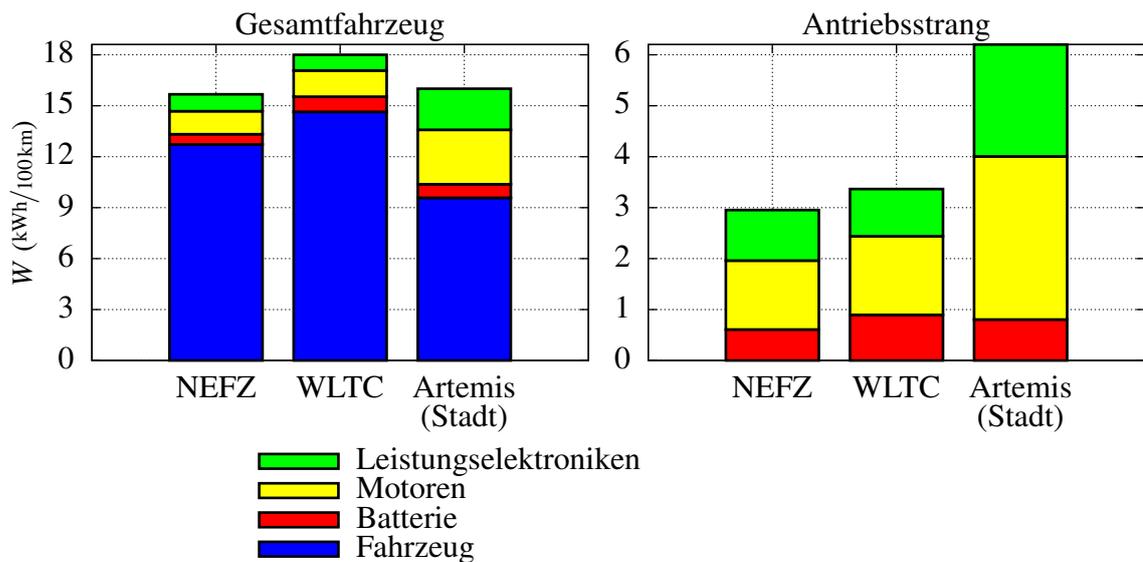


Abbildung 3.21: Gesamtverbrauch der Antriebsstrangtopologie mit Si-Leistungshalbleitern, einem LE-Trenner und der Batterie B2

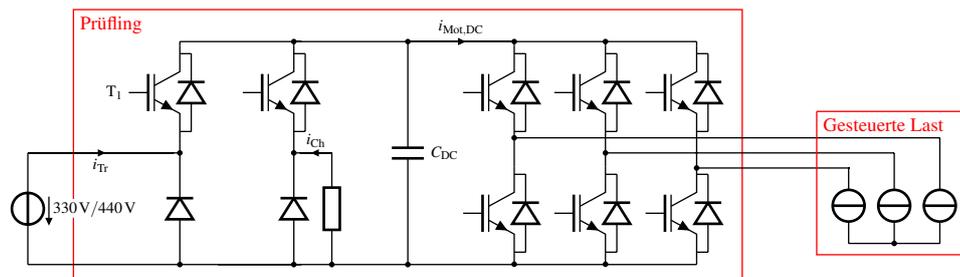


Abbildung 3.22: Schaltplan des Versuchsaufbaus zur Untersuchung der Antriebsstrangtopologien

## 3.5 Experimentelle Validierung

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der Verbrauchsberechnung und des dynamischen Verhaltens des LE-Trenners experimentell validiert. Zunächst wird der verwendete Versuchsaufbau vorgestellt.

### 3.5.1 Versuchsaufbau

Der Schaltplan des verwendeten Versuchsaufbaus ist in Abb. 3.22 dargestellt. Ein Foto des Versuchsaufbaus (Abb. A.7) und Details zu den verwendeten Komponenten und Messmitteln (Tab. A.4) sind im Anhang gegeben. Die Validierung erfolgt an einem Prüfling, der neben einem dreiphasigen Wechselrichter über zusätzliche Halbbrücken, die zur Ansteuerung eines Bremswiderstands und als LE-Trenner verwendet werden können, verfügt. Da es sich nur um ein dreisträngiges System handelt, kann mit dem Versuchsaufbau nur das Ergebnis für

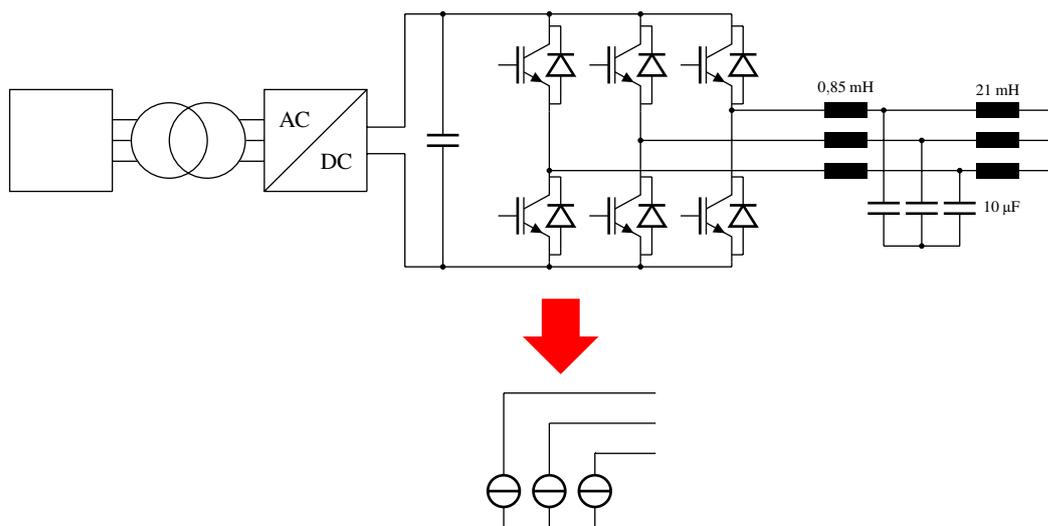


Abbildung 3.23: Schaltplan der gesteuerten Last

eine Teilmaschine validiert werden. Darüber hinaus ist der maximale Strom des Testsystems begrenzt, sodass eine Herunterskalierung der Ströme um den Faktor fünf notwendig ist. Durch eine Anpassung der Berechnungen des Energieverbrauchs auf das Prüfsystem ist es trotzdem möglich, das Berechnungsverfahren mit dem Testsystem zu validieren. Über die Sensorik in dem System kann darüber hinaus das Zusammenspiel aus Wechselrichter, geschalteten Bremswiderstand und LE-Trenner untersucht werden.

Für die Untersuchung des Energieverbrauchs der verschiedenen Topologien sind als Lasten zwei Motoren mit unterschiedlichen Windungszahlen bei gleicher Motorgeometrie notwendig. Da diese Motoren nicht zur Verfügung stehen, simulieren stattdessen dreisträngige, gesteuerte Stromquellen die Motoren. Diese prägen den vorgegebenen zeitlichen Stromverlauf ein. Der Prüfling synchronisiert sich mit Hilfe einer Phasenregelschleife auf diesen Stromverlauf und stellt die vorgegebene Spannung mit der vorgegebenen Phasenverschiebung zum Strom ein. Die zeitlichen Verläufe des Stroms, der Spannung und des Phasenwinkels sind in Look-Up-Tabellen im Prüfling und in der gesteuerten Stromquelle hinterlegt.

Die Realisierung der gesteuerten Stromquellen erfolgt über ein weiteres Umrichtersystem (Abb. 3.23 und Tab. A.4). Dieses verfügt ausgangsseitig über einen dreiphasigen Wechselrichter. Zur Versorgung ist dieser Wechselrichter auf der Gleichspannungsseite über einen weiteren Wechselrichter und einen Transformator galvanisch getrennt an das Labornetz angebunden. Ausgangsseitige LCL-Filter glätten den Strom, sodass ein nahezu sinusförmiger Stromverlauf vorliegt. Die Regelung dieser Ströme erfolgt in rotierenden d/q-Koordinaten über PI-Regler entsprechend der Sollwertvorgaben.

**Tabelle 3.6:** Vergleich des berechneten und gemessenen Energieverbrauchs in den leistungselektronischen Komponenten im NEFZ

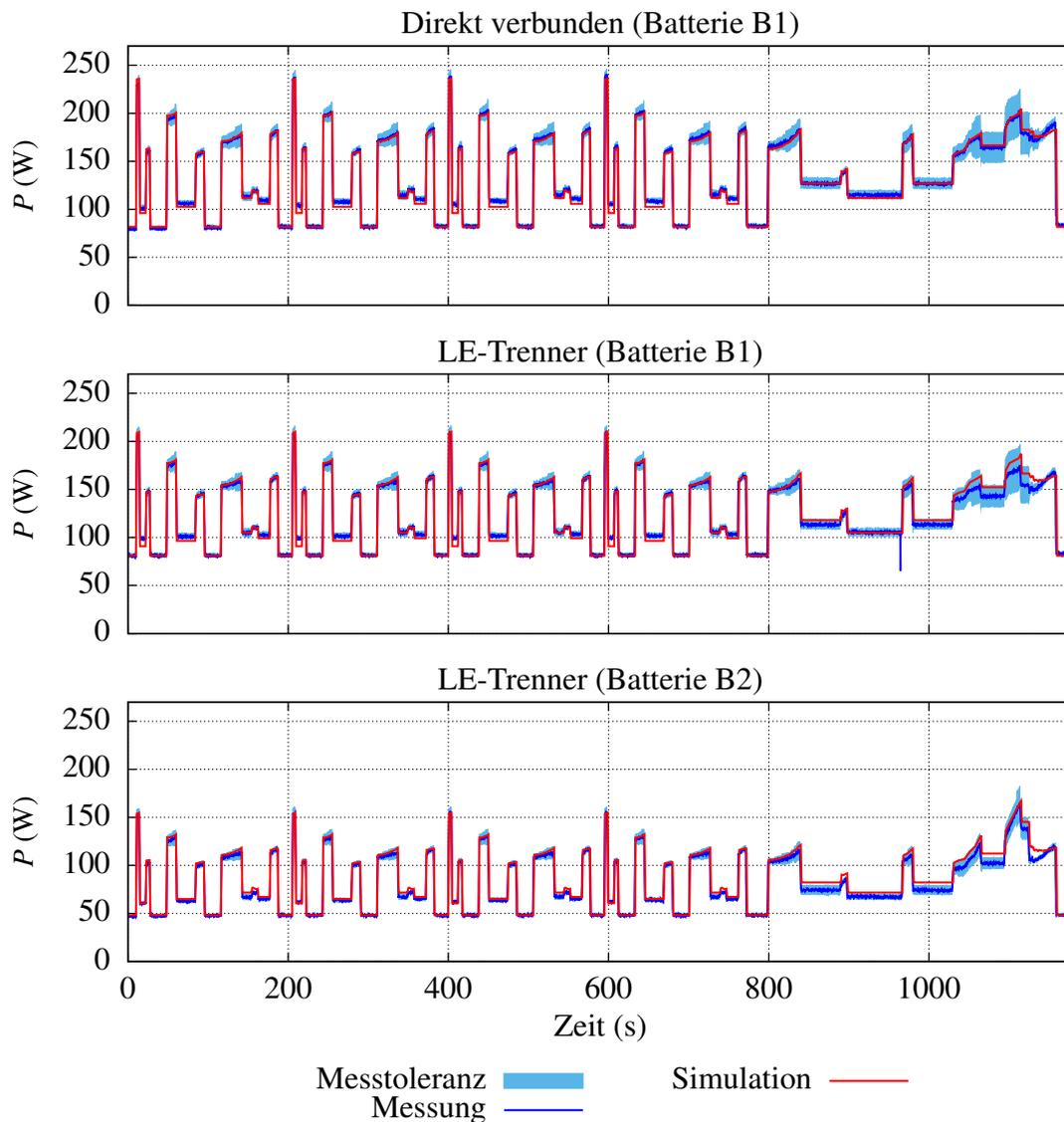
Topologie	berechnet	gemessen
STD	153,6 kJ	155,1 kJ
Tr (440 V)	142,5 kJ	141,7 kJ
Tr (330 V)	99,1 kJ	95,6 kJ

### 3.5.2 Energieverbrauch

Die Validierung der Berechnung des Energieverbrauchs im Zyklusbetrieb erfolgt im Rahmen dieser Arbeit lediglich für den NEFZ. Auf die experimentelle Untersuchung der beiden anderen Zyklen wird hier verzichtet, da die Messungen und deren Auswertung aufgrund der langen Zyklusdauern sehr zeitaufwendig sind und die Untersuchung von einem Zyklus für die Berechnungvalidierung ausreichend ist. Zur Validierung wird die Verlustleistung des Prüflings über ein Leistungsmessgerät gemessen, während der Zyklus mit dem Prüfstand abgefahren wird. Das Messgerät protokolliert die mittleren Eingangs- und Ausgangsleistungen in Zehntelsekundenschritten. Anhand dieser Daten kann im Nachgang der Energieverbrauch bestimmt werden. Die Verlustleistung ergibt sich aus der Differenz zwischen den gemessenen Eingangs- und Ausgangsleistungen. Die Untersuchungen werden hier für die Topologie mit den direkt mit der Energiequelle verbundenen Antrieben und die Topologie mit LE-Trenner durchgeführt, da so die Validierung und der Vergleich des Energieverbrauchs in den leistungselektronischen Komponenten für die Standardantriebsstrangtopologie und für die Topologie, die anhand der Berechnungen als die optimale Topologie für das Zielsystem identifiziert wurde, möglich sind. Bei den Messungen mit dem LE-Trenner kommen zwei verschiedene Versorgungsspannungen zum Einsatz, sodass auch der Einfluss der Batteriespannung auf die Verluste mit betrachtet wird.

Die gemessenen Gesamtverlustleistungen und der dazugehörige Toleranzbereich des Messsystems sind in Abb. 3.24 den Berechnungsergebnissen gegenübergestellt. Die Berechnungen sind für diesen Vergleich an die Komponenten angepasst, die im Prüfstand verwendet werden. Insgesamt zeigen die Berechnungs- und die Messergebnisse eine gute Übereinstimmung.

Der Vergleich der gemessenen Verlustleistungen zwischen den Topologien zeigt, dass die Verluste bei den Topologien mit LE-Trenner niedriger sind als bei den direkt verbundenen Antrieben. Dies entspricht den Ergebnissen der Berechnungen und liegt in den niedrigeren Phasenströmen begründet. Wie ebenfalls aufgrund der Berechnung erwartet, treten bei der kleineren Versorgungsspannung geringere Verluste auf, da hier die Schaltverluste niedriger sind. Der Vergleich der gemessenen Gesamtverlustenergien mit den berechneten in Tab. 3.6 zeigt, dass die Berechnung zur Abschätzung des Energieverbrauchs geeignet ist.



**Abbildung 3.24:** Gegenüberstellung der Berechnungs- und Messergebnisse der Verlustleistung in den leistungselektronischen Komponenten

### 3.5.3 Dynamisches Verhalten des LE-Trenners

Dieser Abschnitt stellt die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung der Steuerung des LE-Trenners vor. Die Ansteuerung erfolgt wie in Abschnitt 3.3 skizziert. Bei der Untersuchung des dynamischen Verhaltens des Trenners werden zwei Fälle betrachtet. Im ersten Fall erfolgt ein aktiv ausgelöstes Trennen des Antriebssystems von der Versorgung für den Fall, dass die benötigte Zwischenkreisspannung zu niedrig ist, um die benötigte Motorspannung zu stellen. Der zweite Fall ist das Trennen der Quelle aufgrund der Überschreitung der eingestellten Stromgrenze für den Strom, der in die Quelle zurückgespeist wird. In beiden

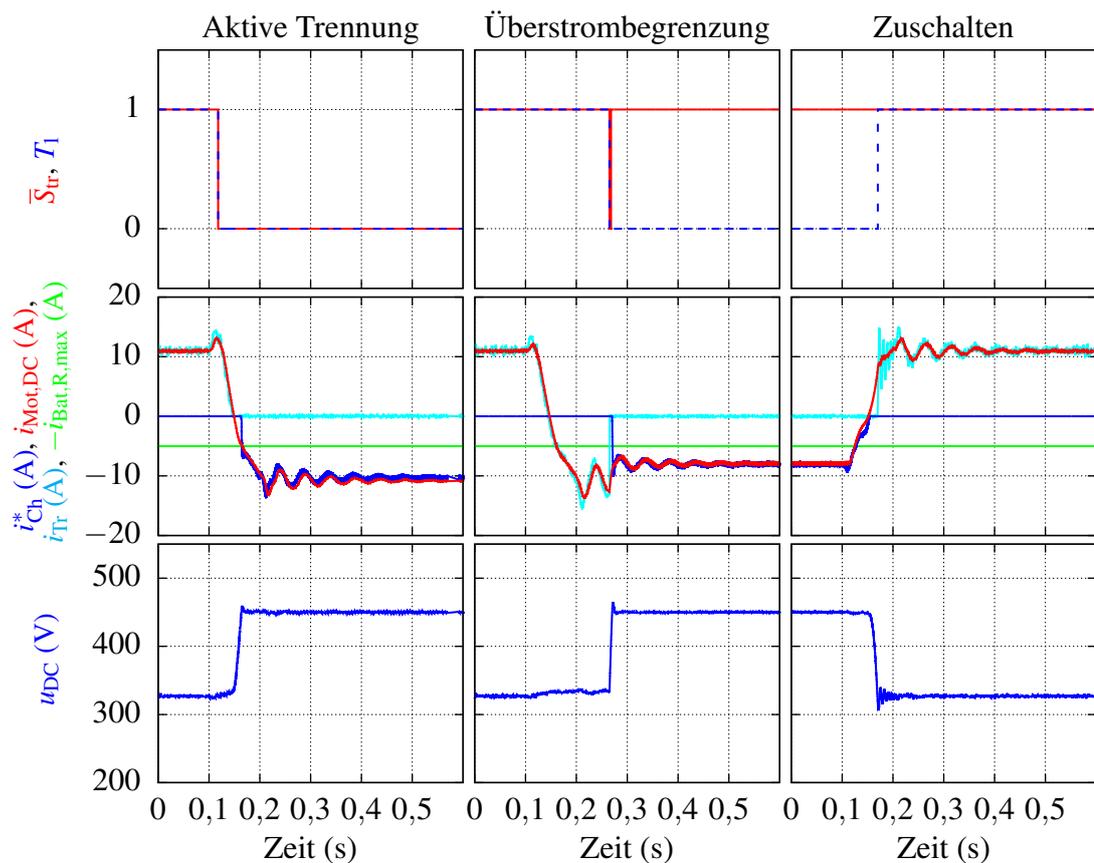


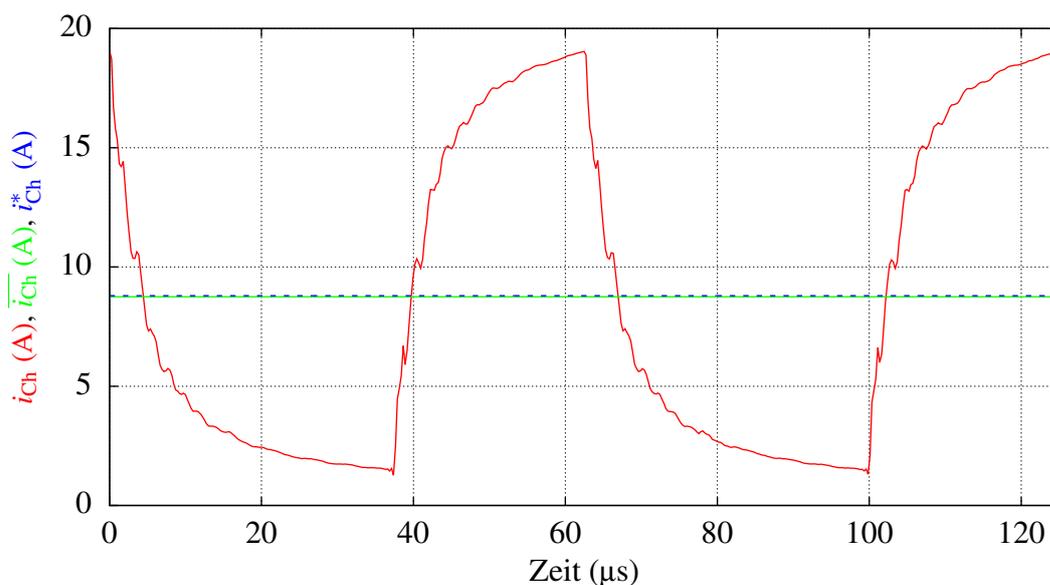
Abbildung 3.25: Experimentelle Untersuchung des dynamischen Verhaltens des LE-Trenners

Fällen wird der Schalter wieder eingeschaltet, sobald die Zwischenkreisspannung wieder auf die Quellspannung abgesunken ist.

Abbildung 3.25 zeigt in den oberen Diagrammen das invertierte Signal zum Trennen ( $\bar{S}_{tr}$ ) sowie das tatsächliche Schaltsignal für den IGBT ( $T_1$ ). Bei der Generierung dieses Schaltsignals wird berücksichtigt, ob die Einschaltbedingung des IGBT gegeben ist, dass die Zwischenkreisspannung kleiner oder gleich der Quellspannung ist. Die gemessenen Zwischenkreisspannungen sind in den unteren Diagrammen dargestellt.

Die mittleren Diagramme in Abb. 3.25 zeigen den gemessenen Strom durch den Trenner ( $i_{Tr}$ ) sowie den fiktiven Zwischenkreisstrom des Motors ( $i_{Mot,DC}$ ), der aus den Phasenströmen, den Aussteuergraden und dem Leistungsfaktor errechnet wird. Außerdem zeigen diese Diagramme den mittleren Strom durch den Bremswiderstand. Da der Prüfstand über keine direkte, mit dem Messsystem im Prüfling synchronisierte Messung dieses Stroms verfügt, wird dieser aus dem eingestellten Aussteuergrad, der gemessenen Zwischenkreisspannung und dem Widerstandswert des Bremswiderstands bestimmt ( $i_{Ch}^*$ ). Diese Näherung ist zulässig, da die Zeitkonstante des Widerstands mit

$$\frac{L_R}{R} = \frac{300 \mu\text{H}}{20 \Omega} = 15 \mu\text{s} \quad (3.42)$$



**Abbildung 3.26:** Vergleich des gemessenen und berechneten Stroms im geschalteten Bremswiderstand (Zwischenkreisspannung: 440 V, Aussteuergrad: 0,4, Schaltfrequenz: 16 kHz)

im Verhältnis zur zeitlichen Betrachtung des dynamischen Verhaltens in Abb. 3.25 vernachlässigbar ist. In Abb. 3.26 ist eine Oszilloskopmessung des Stroms, die für einen konstanten Aussteuergrad zur Validierung dieser Annahme aufgezeichnet wurde, und der daraus bestimmte Strommittelwert dem aus Zwischenkreisspannung und Aussteuergrad berechneten Strommittelwert gegenübergestellt. Der Vergleich zeigt, dass der berechnete Wert dem Strommittelwert der Oszilloskopmessung ausreichend genau entspricht.

Für die Untersuchung des dynamischen Verhaltens bei einer aktiven Trennung befindet sich der Antrieb zunächst im motorischen Betrieb und der LE-Trenner ist eingeschaltet. Nach 0,1 s erfolgt eine Änderung des Leistungsfaktors, sodass der Antrieb in den generatorischen Betrieb wechselt. Gleichzeitig wird die Spannungsanforderung so angepasst, dass die Zwischenkreisspannung nicht ausreichend hoch ist. Durch die steigende Ausgangsspannung wird die Wirkleistung zunächst größer. Dies bewirkt einen kurzen Anstieg des Stroms durch den LE-Trenner. Sobald die Sollspannung die maximale Phasenspannung, die mit der gegebenen Zwischenkreisspannung eingestellt werden kann, erreicht, schaltet die Steuerung den LE-Trenner ab. Da jedoch noch keine Energie zurückgespeist wird, fließt der Strom weiter über die Diode im Trenner und die Zwischenkreisspannung steigt zunächst nicht wesentlich an. Der geringfügige Anstieg in diesem Bereich ist darauf zurückzuführen, dass der reduzierte DC-Strom den Spannungsabfall über die Zuleitung der Gleichstromversorgung reduziert. Durch die nahezu konstante Zwischenkreisspannung bleibt auch die maximale Phasenspannung zunächst konstant und in Kombination mit der gleichzeitigen Reduzierung des Leistungsfaktors beginnt die Wirkleistung und damit verbunden auch der Strom durch den Trenner zu sinken.

Da der IGBT jedoch sperrt, wird der Strom nicht kleiner als Null. Dies führt dazu, dass

die Zwischenkreisspannung durch die rekuperierte Energie ansteigt, sobald der Antrieb in den generatorischen Betrieb wechselt. Die Spannung steigt dabei an, bis die maximale Zwischenkreisspannung von 450 V erreicht ist und der geschaltete Bremswiderstand beginnt, die rekuperierte elektrische Energie in Wärme umzuwandeln. Dabei regelt der Bremswiderstand die Zwischenkreisspannung auf das Maximum. Die Schwingungen, die in den Strömen in diesem Bereich zu sehen sind, treten bei Laständerungen auch ohne gleichzeitigen Betrieb des Bremswiderstands auf (vgl. mittlere und rechte Diagramme) und sind daher nicht auf die Regelung des Bremswiderstands zurückzuführen. Da die Schwingungen infolge der Laständerungen auftreten, ist stattdessen zu vermuten, dass die Schwingungen aus der Regelung des Motorsimulators resultieren.

Die Erkennung des Überstroms erfolgt mit Hilfe der Strommessung im LE-Trenner. Übersteigt der Strom das gewählte Maximum ( $i_{\text{Bat,R,max}}$ ) länger als die zulässige Toleranzzeit (hier 100 ms), schaltet die Steuerung den IGBT ab. Die Toleranzzeit ist notwendig, um Fehlauflösungen durch ein Überschwingen des Stroms beim Lastwechsel zu verhindern. Zur Untersuchung der Überstrombegrenzung in den mittleren Diagrammen ist ein Maximum von 5 A eingestellt. Die mittleren Diagramme zeigen, dass etwa 100 ms nachdem diese Schwelle unterschritten wurde, der IGBT abschaltet. In der Folge reduziert sich der Strom durch den LE-Trenner schnell auf null und die Zwischenkreisspannung beginnt zu steigen. Sobald die maximale Zwischenkreisspannung erreicht ist, wird auch hier die Spannung durch den geschalteten Bremswiderstand geregelt.

Die rechten Diagramme in Abb. 3.25 zeigen das dynamische Verhalten des LE-Trenners beim Wiedereinschalten. Sobald die Zwischenkreisspannung durch die Leistungsabgabe im motorischen Betrieb wieder auf die Spannung der Gleichstromversorgung reduziert ist, schaltet die Steuerung den IGBT wieder ein.

Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung des dynamischen Verhaltens des LE-Trenners bestätigen, dass die beschriebene Steuerung für diese Anwendung geeignet ist.

### 3.6 Zusammenfassung

Der Vergleich verschiedener Antriebsstrangtopologien in diesem Kapitel zeigt, dass durch Topologien, die es ermöglichen, beim Bremsen die Zwischenkreisspannung auf die maximale Spannung zu erhöhen, die Strangströme des Motors über den gesamten Drehzahlbereich reduziert werden können. Besonders geeignete Topologien sind dafür Topologien mit einem Hochsetzsteller oder einem LE-Trenner zwischen den Antriebssystemen und der Batterie. Hinsichtlich der benötigten Gesamtchipfläche der Leistungshalbleiter sinkt der Bedarf für diese Topologien gegenüber einer Topologie mit einer direkten Verbindung zwischen den Antrieben und der Batterie trotz der zusätzlichen Komponenten, da die geringeren maximalen Strangströme kleinere Leistungshalbleiter in den Antrieben erlauben. Zusätzlich dazu können auch kleinere Zwischenkreiskondensatoren in den Antrieben verwendet werden. Dies

stellt insbesondere in der hier betrachteten Anwendung in Radnabenantrieben, in denen der Bauraum besonders kritisch ist, einen Vorteil dar.

Die Betrachtung des Energieverbrauchs bei der Verwendung der verschiedenen Topologien hat gezeigt, dass bei den Topologien mit einem Hochsetzsteller oder mit einem LE-Trenner auch der geringste Verbrauch zu erwarten ist. Da der Energieverbrauch dieser beiden Topologien etwa gleich hoch ist und gleichzeitig der LE-Trenner gegenüber dem Hochsetzsteller das einfachere System mit einem geringeren Bauteilbedarf darstellt, ist in der Gesamtbetrachtung die Topologie mit einem LE-Trenner zwischen der Batterie und den Antrieben die optimale Topologie für diese Anwendung. Die optimale Batteriespannung für diese Topologie ist so gewählt, dass die Drehmomentanforderungen zum Antreiben des Fahrzeugs ohne ein Hochsetzen der Spannung noch erfüllt werden.

Für den LE-Trenner wurde in diesem Kapitel außerdem eine geeignete Steuerung vorgestellt, die es ermöglicht, sowohl die Zwischenkreisspannung beim Bremsen zu erhöhen als auch die Batterie vor einer Überlastung durch zu große Rekuperationsströme zu schützen. Die Funktion der Ansteuerung ist sowohl durch Simulationen als auch durch experimentelle Untersuchungen belegt.

## 4 Sicherheitskonzept des elektrischen Antriebsstrangs

Dieses Kapitel beschreibt das Sicherheitskonzept des elektrischen Antriebsstrangs. Der Schwerpunkt liegt dabei auf dem Leistungsteil des Antriebsstrangs. Im Detail sind dies die Hochvoltbatterie, die Antriebe sowie das HV/DC-Netz mit den Verbindungselementen zwischen Batterie und Antrieb. Steuerungsfehler werden in diesem Sicherheitskonzept nicht mit betrachtet, da diese im Fokus einer weiteren Dissertation stehen [89].

Das dargestellte Sicherheitskonzept adressiert die kritischsten Fehlerfunktionen des Antriebsstrangs. Die Identifikation dieser Fehlfunktionen erfolgt auf Basis einer Gefährdungsanalyse und Risikoabschätzung (GuR). Eine GuR und ein darauf aufbauendes Sicherheitskonzept für einen Radnabenantrieb entsprechend der Norm ISO 26262 wird von *Ellims et al.* in [90] beschrieben. Auch in den Veröffentlichungen [91]–[93] wird auf die Anwendung der Methodik auf einen Radnabenantrieb eingegangen. Jedoch geben nur *Ellims et al.* einen Überblick über die daraus folgenden Anforderungen an den Radnabenantrieb. Der Schwerpunkt der Untersuchung liegt bei *Ellims et al.* auf dem Vermeiden von Giermomenten, die aus dem fehlerhaften Drehmoment eines Antriebs resultieren und zu einer unkontrollierten Drehung des Fahrzeugs führen können. Daraus folgern *Ellims et al.*, dass die Kontrollierbarkeit des Antriebs auch bei einem Einzelfehler weiterhin gewährleistet sein sollte. Dies wird bei *Ellims et al.* durch die Verwendung unabhängiger Teilsysteme erreicht. Auch in [42] wird gezeigt, dass die Kontrollierbarkeit durch unabhängige Teilsysteme bei ausgewählten Fehlerfällen sichergestellt werden kann. Fehler außerhalb des Antriebs, wie z. B. Fehler der Energiequelle, sind nicht Bestandteil des von *Ellims et al.* beschriebenen Sicherheitskonzepts und müssen daher durch Maßnahmen außerhalb des Antriebs abgefangen werden. Weiterhin setzt diese Betrachtung eine Reibungsbremse am Radnabenantrieb voraus.

Die GuR, deren Ergebnisse in diesem Kapitel beschrieben werden, bezieht hingegen den gesamten Antriebsstrang mit ein und berücksichtigt auch die Auswirkungen durch die fehlenden Reibungsbremsen an den angetriebenen Rädern. Im Anschluss an die Diskussion dieser Ergebnisse wird in diesem Kapitel eine Analyse durchgeführt, welche Fehlfunktionen durch Fehler in den einzelnen Komponenten hervorgerufen werden können. Als Ergebnisse der Analyse liegen Fehlerbäume mit den Fehlern vor, die zu den kritischen Fehlfunktionen führen können. Darauf aufbauend wird das Sicherheitskonzept für den elektrischen Antriebsstrang entwickelt. Das Sicherheitskonzept stellt kein Sicherheitskonzept im Sinne der ISO 26262 dar und kann nicht als Referenz für ein Serienfahrzeug verwendet werden. Es zeigt jedoch Maß-

nahmen auf, die zum Erreichen der Sicherheitsziele der kritischen Fehlfunktionen sinnvoll sind.

## 4.1 Kritische Fehlfunktionen

Die kritischen Fehlfunktionen, die durch Fehler im Leistungsteil des Antriebsstrangs verursacht werden können, ergeben sich aus den Ergebnissen einer GuR gemäß ISO 26262 Teil 3 [94]–[96]. Die GuR ist auf Grundlage des in Abb. 1.1 dargestellten Bremssystems erstellt [97]. Das Ergebnis der GuR ist die Klassifizierung der Fehlfunktionen in Kombination mit den Fahrsituationen, in denen die Fehlfunktionen auftreten, mit einem Automotive Safety Integrity Level (ASIL). Der ASIL resultiert aus der Auftrittshäufigkeit der betrachteten Fahrsituation, der Gefährdung, die aus der Fehlfunktion in der Fahrsituation resultiert, und der Kontrollierbarkeit der Situation. Ein weiteres Ergebnis sind Sicherheitsziele, die für die Fehlfunktionen definiert sind.

Der ASIL definiert, welche Untersuchungen bei der Entwicklung hinsichtlich der funktionalen Sicherheit durchzuführen sind und wie hoch die maximalen Fehlerraten der Komponenten sein sollen. Um hier den Fokus auf die kritischsten Fehlfunktionen zu legen, werden im Folgenden nur die Fehlfunktionen betrachtet, die mit ASIL C und ASIL D klassifiziert sind. Die übrigen Klassifizierungen (ASIL A, ASIL B) erfordern zwar ebenfalls eine systematische Entwicklung und Dokumentation der Komponenten, stellen jedoch in der Regel keine Anforderung an die maximalen Fehlerraten der Einzelkomponenten, die aufwendige Lösungen erfordern. Darüber hinaus werden nur Fehlfunktionen aufgeführt, die durch Einzelfehler im Leistungsteil des Antriebsstrangs hervorgerufen werden oder deren Behebung im Antrieb erfolgt. Die entsprechend eingegrenzte Auswahl der Fehlfunktionen und die dazugehörigen Sicherheitsziele sind in Tab. 4.1 aufgelistet und werden im Folgenden näher betrachtet.

Eine Abweichung des Drehmoments vom angeforderten Drehmoment an einem Rad der Hinterachse (HA) unabhängig von der Funktion (Antriebs- oder Bremsfunktion) und unabhängig von der Art der Abweichung (weniger oder mehr), stellt eine kritische Fehlfunktion dar, da die daraus resultierende, ungewünscht Momentendifferenz zu einem Giermoment des Fahrzeugs führt. Aus dem Gieren des Fahrzeugs wiederum kann, wie in [42] gezeigt, ein kritisches Fahrzeugverhalten folgen. Das Sicherheitsziel ist daher, dass eine ungewünschte Momentendifferenz sicher vermieden werden soll.

Die Fehlfunktion eines unangeforderten oder zu großen Bremsmoments an beiden Rädern der Hinterachse ist als kritisch bewertet, da dies zu einem Blockieren der Hinterachse führen kann. Daraus kann durch den damit verbundenen Verlust der Seitenführungskräfte eine kritische Fahrsituation folgen. Das Sicherheitsziel ist daher, dass ein größeres Bremsmoment als angefordert, das zu einem Blockieren der Hinterachse führt, sicher vermieden werden soll.

**Tabelle 4.1:** Fehlfunktionen und Sicherheitsziele (ASIL C/D)

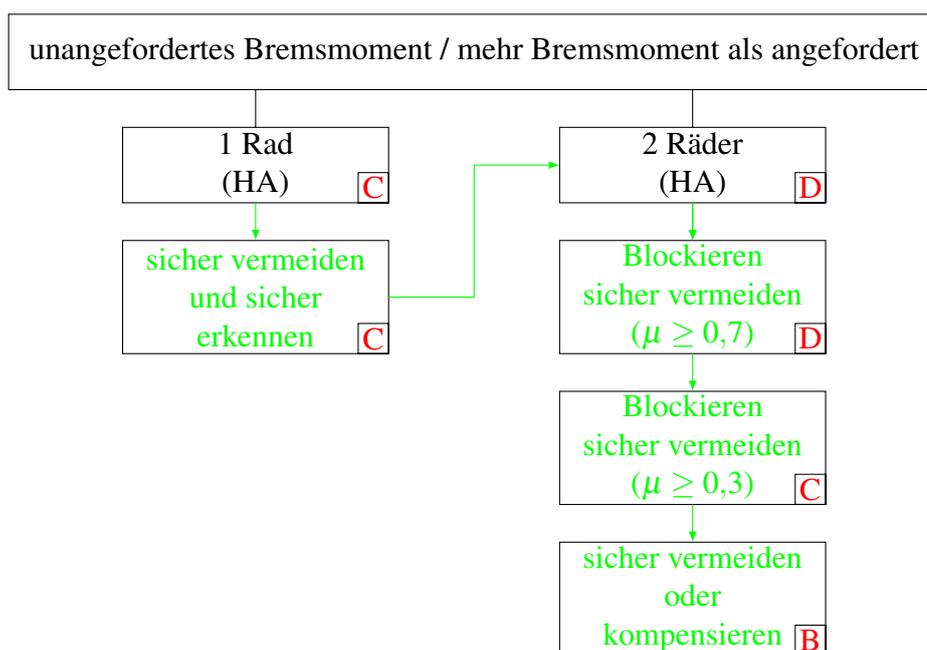
Fehlfunktion	Räder	ASIL	Sicherheitsziel
Kein / weniger Drehmoment	1 (HA)	C	Anderes Drehmoment als angefordert an einem Rad der Hinterachse, das zu einer ungewünschten Momentendifferenz führt, soll sicher vermieden werden.
Unangefordertes / mehr Drehmoment	1 (HA)	C	
Unangefordertes / mehr Bremsmoment	2 (HA)	D	Größeres Bremsmoment als angefordert an der Hinterachse, das zu einem Blockieren der Hinterachse führt, soll sicher vermieden werden.
Kein / weniger Bremsmoment	4	D	Geringeres Bremsmoment als angefordert an beiden Achsen, das dadurch zu einer geringeren Verzögerung als der gesetzlichen Mindestverzögerung führt, soll sicher vermieden werden.

Die Fehlfunktion kein bzw. zu wenig Bremsmoment an allen vier Rädern stellt eine kritische Situation dar, da dies eine vom Fahrer nicht erwartete, erhebliche Verlängerung des Bremswegs bewirkt. Diese Fehlfunktion ist bei Fahrzeugen mit mechanischer Bremse an allen vier Rädern unerheblich für die Entwicklung des Antriebssystems, da bei diesen Fahrzeugen eine hydraulische Rückfallebene für alle Räder besteht, die ein Verzögern mit der gesetzlichen Mindestverzögerung ermöglicht [30]. Diese Rückfallebene ist hier nur an der Vorderachse (VA) gegeben, sodass die Mindestverzögerung bei den Fehlfunktionen, die alle elektrischen Systeme, wie den Bremskraftverstärker und die Antriebe, betreffen, nicht mehr gegeben ist. Daher ist diese Fehlfunktion hier als kritischer zu bewerten als bei einem Antriebssystem mit zusätzlichen mechanischen Bremsen an den angetriebenen Rädern und soll sicher vermieden werden.

Zusammenfassend sind bei einer Fehlfunktion an einem Rad sowohl zu viel als auch zu wenig Drehmoment kritisch. Das Ziel ist daher, eine unangeforderte Momentendifferenz sicher zu vermeiden. An beiden Rädern ist ein unangefordertes oder zu großes Bremsmoment besonders kritisch. Kein bzw. zu wenig Bremsmoment an der Hinterachse ist hingegen nur dann besonders kritisch, wenn dies in Kombination mit einem reduzierten Bremsmoment an der Vorderachse auftritt, da in den anderen Fällen die Vorderachse alleine eine im Fehlerfall ausreichende Verzögerung gewährleistet. Im folgenden Abschnitt erfolgt die Entwicklung eines funktionalen Sicherheitskonzepts, das die kritischen Fehlfunktionen adressiert.

## 4.2 Funktionales Sicherheitskonzept

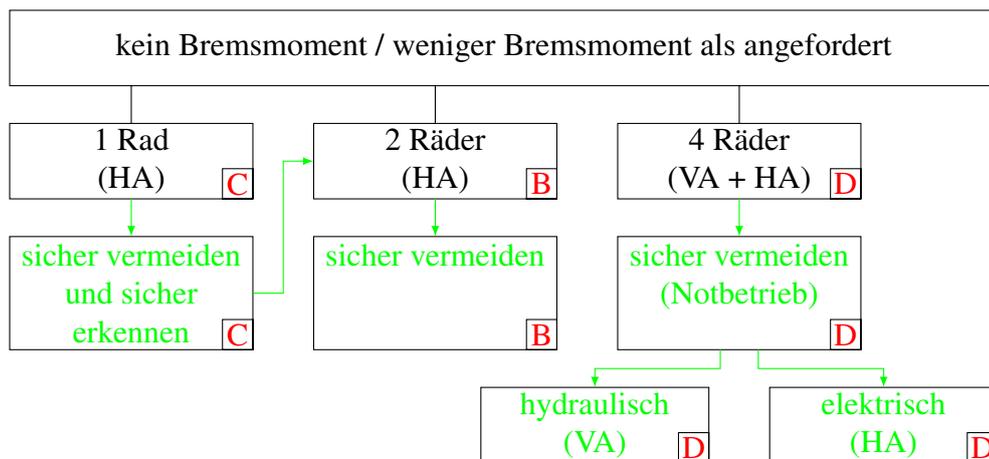
Das funktionale Sicherheitskonzept ist in die Konzepte zur Vermeidung der Fehlfunktionen *unangefordertes Bremsmoment bzw. mehr Bremsmoment als angefordert* (Abb. 4.1) und *keine bzw. weniger Bremsmoment als angefordert* (Abb. 4.2) unterteilt.



**Abbildung 4.1:** Funktionales Sicherheitskonzept für Fehlfunktion *mehr Bremsmoment* (rote Buchstaben: ASIL-Einstufung)

Das definierte Sicherheitsziel bei einer Fehlfunktion, die nur ein Rad betrifft, ist sowohl hinsichtlich zu wenig als auch zu viel Drehmoment, dass keine ungewünschte Momentendifferenz zwischen den Rädern auftreten soll. Das Sicherheitskonzept in Abb. 4.1 und Abb. 4.2 sieht vor, dieses Ziel über eine sichere Vermeidung dieser Fehlfunktion zu erreichen. Dies erfordert eine geeignete Komponentenentwicklung. Als Rückfallebene dient darüber hinaus die sichere Erkennung eines abweichenden Drehmoments an einem Rad, sodass durch Anpassung der Drehmomentanforderungen für die anderen Räder eine kritische Momentendifferenz verhindert werden kann. Bei der Fehlfunktion *unangefordertes Bremsmoment bzw. mehr Bremsmoment als angefordert* ist zu beachten, dass durch die Vermeidung der Momentendifferenz, ein komplettes Blockieren der Hinterachse hervorgerufen werden kann. Dadurch können die Seitenführungskräfte des Fahrzeugs wegfallen und ebenfalls kritische Fahrsituationen entstehen. Diese Fehlerfunktion wird im Folgenden näher betrachtet.

Das Sicherheitsziel hinsichtlich eines unangeforderten oder größeren Bremsmoments an beiden Rädern der Hinterachse ist, ein Blockieren der Räder sicher zu verhindern. Die Klassifizierung der Fehlfunktion mit ASIL D folgt aus der Annahme einer trockenen Fahrbahn. Da die Fahrsituation einer Fahrt auf nassem Untergrund seltener auftritt, vermindert sich die Klassifizierung unter Annahme einer nassen Fahrbahn auf ASIL C. Noch seltener tritt hingegen eine vereiste Fahrbahn ( $\mu < 0,3$ ) auf. Die daraus resultierende Klassifizierung ergibt ASIL B. Das Sicherheitskonzept hinsichtlich dieser Fehlfunktion ist daher, den Antrieb so auszulegen, dass ein Einzelfehler im Leistungsteil des Antriebs zu keinem Drehmoment führt, das ein Blockieren der Reifen auf nasser und trockener Fahrbahn (d. h.  $\mu \geq 0,3$ ) zur Folge hat. Darüber hinaus soll sichergestellt sein, dass die Fehlfunktion unmittelbar erkannt wird und ein Weiterbetrieb des Fahrzeugs unterbunden bzw. entsprechend begrenzt wird. Ein



**Abbildung 4.2:** Funktionales Sicherheitskonzept für Fehlfunktion *weniger Bremsmoment* (rote Buchstaben: ASIL-Einstufung)

unangefordertes Bremsmoment, das zu einem Blockieren der Räder auf vereister Fahrbahn führt, soll durch die Entwicklung des Leistungsteils entsprechend der Vorgaben für die Sicherheitsanforderung ASIL B sicher vermieden werden.

Das Sicherheitsziel für die Fehlfunktion kein bzw. weniger Bremsmoment an allen vier Rädern ist eine sichere Vermeidung dieses Fall. Der Stand der Technik zum Erreichen dieses Sicherheitsziels ist, dass durch getrennte Bremskreise ein kompletter Ausfall des Bremssystems verhindert wird. Darüber hinaus ist auch beim Ausfall der Bremskraftverstärkung ein sicheres Abbremsen weiterhin sichergestellt. Im Falle eines klassischen Bremskraftverstärkers reicht der Unterdruck im System auch nach Ausfall der Vakuumpumpe für mehrere Bremsvorgänge [98]. Zusätzlich wirkt das Bremspedal direkt auf die hydraulischen Bremskreise, sodass weiterhin eine Restbremskraft sichergestellt ist. Im Falle von vakuumfreien, elektrohydraulischen Bremssystemen ist, wie in Abschnitt 2.4 beschrieben, die hydraulische Rückfallebene so ausgelegt, dass auch ohne die Bremskraftverstärkung die gesetzlich geforderte Verzögerung durch rein manuelles Aktuieren der Bremse über das Bremspedal erreicht werden kann [30]. Das hier entwickelte System soll insbesondere hinsichtlich der funktionalen Sicherheit nicht schlechter sein, als der Stand der Technik. Werden zusätzlich für die mechanische Bremse an der Vorderachse weiterhin zwei Bremskreise verwendet, ist ein reduziertes Bremsmoment an allen vier Rädern sogar unwahrscheinlicher als bei einem konventionellen System. Besonders kritisch sind jedoch Fehler, die den Ausfall der Bremskraftverstärkung und der Antriebe zur Folge haben. In diesem Fall reicht die hydraulische Rückfallebene für die Vorderradbremse nicht zwingend aus. Um die gesetzliche Mindestverzögerung sicher zu erreichen, ist daher ein elektrischer Notbetrieb, der mit der hydraulischen Rückfallebene bei den vakuumfreien Bremssystemen vergleichbar ist, sinnvoll.

## 4.3 Fehlerursachen

In diesem Abschnitt erfolgt zunächst eine Betrachtung der Komponentenfehler und der damit verbundenen Auswirkungen. Im Anschluss werden die Fehlerbäume der kritischen Fehlfunktionen, die sich daraus ergeben, vorgestellt.

### 4.3.1 Komponentenfehler und ihre Auswirkungen

Die Analyse der Komponentenfehler erfolgt auf Grundlage der in Abb. 4.3 dargestellten funktionalen Architektur des Antriebsstrangs. Die Abbildung zeigt die Komponenten und die funktionalen elektrischen und thermischen Verbindungen zwischen den Komponenten. Neben den Antrieben und der Batterie enthält die Architektur noch eine zusätzliche Energiesenke, deren Funktion es ist, in Betriebszuständen, in denen die Batterie nicht die gesamte Bremsenergie rekuperieren kann, die zusätzliche Energie aufzunehmen. Außerdem sind, wie im vorigen Kapitel beschrieben, die Antriebe über einen LE-Trenner bzw. über einen Hochsetzsteller mit der Batterie verbunden.

Die Betrachtung ist hier auf den Leistungsteil der Komponenten reduziert. Die Regelungen der Komponenten und die Gesamtfahrzeugregelung können auch von Fehlern betroffen sein. Diese Fehler sind jedoch nicht Bestandteil der folgenden Analyse.

#### Hochvoltbatterie

In und an der Batterie sind verschiedene Fehler möglich. Dies sind u. a. Fehler in den einzelnen Batteriezellen, in der Aufbau- und Verbindungstechnik oder im Batteriemanagementsystem. Die Batterie reagiert auf diese Fehler in der Regel, indem sie die Batterieklemmen allpolig trennt ([63] S. 142 ff.). Daher wird hier die Annahme getroffen, dass sich die Batterie bei internen Fehlern sicher vom Antriebssystem trennt. In der Folge stellt die Batterie keine Energie für die Antriebe bereit und nimmt auch keine Energie mehr auf. In diesem Fehlerfall ist keine Antriebsfunktion möglich. Die Bremsfunktion kann jedoch auf Grund der zweiten Energiesenke aufrecht erhalten bleiben. Hinsichtlich der Bremsfunktion ist dies keine richtige Fehlfunktion, da auch im Normalbetrieb Zustände in der Batterie auftreten, in denen es nicht möglich ist, Energie in der Batterie zu speichern. Dies ist z. B. bei einer kalten Batterie, bei der das Laden durch das Lithium-Platinum einen irreversible Schaden verursachen kann ([63] S. 166 f.), oder bei einer fast vollen Batterie, bei der das Laden durch die maximale Zell- bzw. Klemmspannung begrenzt ist, gegeben.

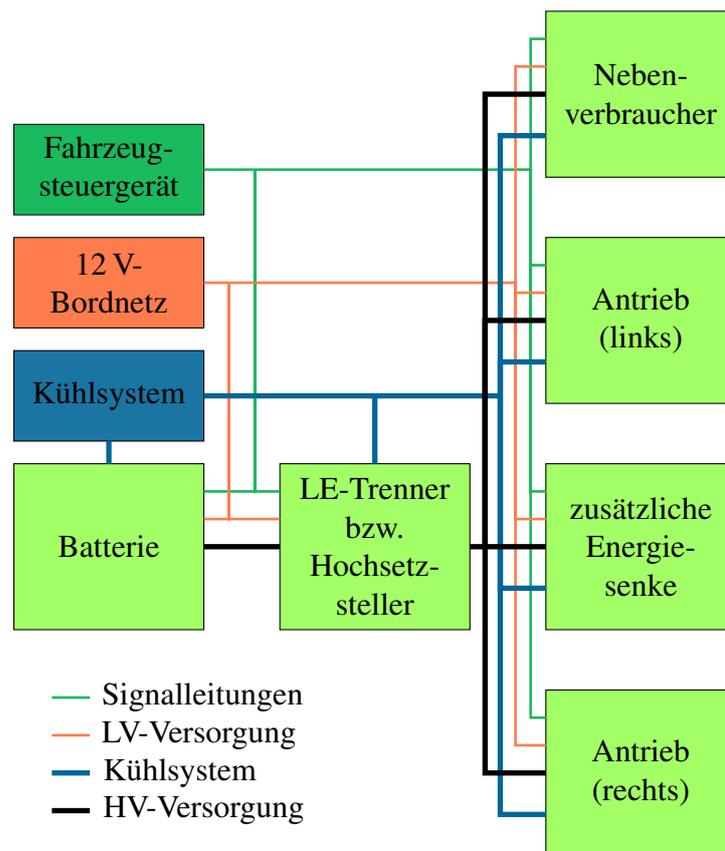


Abbildung 4.3: Funktionale Architektur des Antriebsstrangs

### HV/DC-Netz

Das HV/DC-Netz verbindet die Hochvoltkomponenten des Fahrzeugs. Die Verbindung erfolgt über Hochvoltkabel (HV-Kabel) und Sicherungen. Die Stecker der HV-Kabel und die Gehäusedeckel der Komponenten werden über den sogenannten Interlockkreis überwacht.

Die HV-Kabel übertragen die Energie zwischen den Antrieben und der Batterie bzw. der zusätzlichen Energiesenke. Durch das Trennen eines Kabels fällt die entsprechende Komponente aus. Da kein Energieaustausch mit einem Energiespeicher mehr möglich ist, kann der Antrieb – abgesehen vom Kurzschlussmoment des Motors – kein Drehmoment einprägen, sodass dieser Fehler zum Ausfall der Antriebs- und Bremsfunktionen führt. Durch das Ziehen eines Steckers oder durch das Öffnen eines Gehäusedeckels wird außerdem der Interlockkreis aufgetrennt. Um in diesem Fall zu verhindern, dass unter Spannung stehende Teile berührt werden können, wird das HV/DC-Netz entladen. Dafür darf je nach Sicherheitskonzept von den Einzelkomponenten keine Energie mehr abgegeben werden, während gleichzeitig der Zwischenkreis aktiv entladen wird. In diesem Fall ist ein Kurzschluss aller Motorwicklungen erforderlich, sodass ein nicht abschaltbares Kurzschlussbremsmoment vorliegt. Dies bedeutet aber auch, dass ein Fehler im Interlockkreis den Ausfall des gesamten elektrischen Antriebsstrangs und ein nicht abschaltbares Bremsmoment zur Folge haben kann.

Ein Zwischenkreiskurzschluss durch einen Kabelkurzschluss oder in einer Komponente bewirkt einen kompletten Einbruch der HV/DC-Spannung. Gegebenenfalls kann der Kurzschluss durch das Auslösen einer Sicherung behoben werden. In diesem Fall kommt es zu einem Ausfall der Einzelkomponenten. Anderenfalls sind alle Antriebe betroffen.

### **Hochsetzsteller und LE-Trenner**

Im Hochsetzsteller können Fehler sowohl in den Leistungshalbleitern und deren Ansteuerungen als auch in der Drossel auftreten. Fehler in der Drossel sind im Wesentlichen hochohmige Fehler oder Kurzschlüsse. Hochohmige Fehler bewirken die Trennung der Batterie vom Antriebssystem oder, wenn ein Hochsetzsteller mit parallelen Phasen zum Einsatz kommt, die Reduktion der übertragbaren Leistung. Dadurch ist die Antriebsfunktion nur eingeschränkt verfügbar oder fällt vollständig aus. Auf die Bremsfunktion hat der Fehler keinen direkten Einfluss, da die zusätzliche Energiesenke weiterhin zur Verfügung steht und diese die vollständige Bremsleistung aufnehmen und die Zwischenkreisspannung regeln kann. Lediglich zum Halten der Zwischenkreisspannung im Leerlauf muss die Energie, die z. B. durch die passive Betriebsentladung dem Zwischenkreis entnommen wird, aus den Antrieben durch leichtes rekuperieren nachgeführt werden. Kurzschlüsse in der Drossel reduzieren die Möglichkeit zur Spannungsstellung. Die Antriebsfunktion steht jedoch mit reduzierter Spannung weiter zur Verfügung und die Zwischenkreisspannungserhöhung beim Bremsen kann wie beim LE-Trenner durch ein Trennen der Batterie vom Antriebssystem erreicht werden.

Bei den Fehlern in den Leistungshalbleitern muss zwischen Fehlerart (nieder- oder hochohmig) und dem Fehlerort (Unter- oder Oberseite) unterschieden werden. Hochohmige Fehler im oberen Transistor führen dazu, dass keine Rückspeisung in die Batterie möglich ist. Da die Bremsenergie weiterhin von der zusätzlichen Energiesenke aufgenommen werden kann, resultiert daraus keine Beeinträchtigung. Ein hochohmiger Fehler im unteren Transistor bewirkt den Ausfall der Spannungsstellfunktion im Antriebsfall. Das Bremsen wird dadurch nicht beeinträchtigt. Ein hochohmiger Fehler in einer Diode verhindert das Freilaufen des Drosselstroms. Dieser Fehlerfall kann weitere Schäden in den Leistungshalbleitern nach sich ziehen. So führt der Fehlerfall zu einer negativen Spannung an dem antiparallelen Transistor. Normale bipolare Leistungshalbleiter wie IGBT sind rückwärts sperrend. Jedoch ist die maximale Sperrspannung auf Grund des Halbleiteraufbaus begrenzt auf „einige 10 V“ (vgl. [78] S. 49), sodass es zu einer Zerstörung des IGBT kommen kann [99]. Dieser kann in der Folge kurzgeschlossen sein, sodass der Fehler ggf. auch einem niederohmigen Fehler entspricht.

Ein niederohmiger Fehler auf der Oberseite hat zur Folge, dass die DC-Zwischenkreisspannung auf die Batteriespannung begrenzt ist. Dadurch ist bei hohen Drehzahlen eine Feldschwächung in den Motoren erforderlich und das maximale Bremsmoment kann nicht mehr eingepreßt werden. Ein niederohmiger Fehler auf der Unterseite bewirkt einen Batteriekurzschluss. Als Fehlerbehandlung trennt sich die Batterie. Dadurch entspricht dieser Fehler dem Fehlerfall einer abgetrennten Batterie. Ein Halbbrückenkurzschluss entspricht einem Kurzschluss

des HV/DC-Netzes. Dadurch fallen die Antriebs- und Bremsfunktionen komplett aus. Zusätzlich kommt es in den Antrieben zu einem allpoligen Kurzschluss, der mit einem nicht abschaltbaren Bremsmoment einhergeht.

Beim LE-Trenner reduzieren sich die möglichen Fehler, da bei diesem der untere Transistor des Hochsetzstellers sowie die Drosseln nicht vorhanden sind. Aber auch ein Fehler in den Bauteilen des LE-Trenners (oberer Transistor, untere und obere Diode) kann eine Reduzierung der maximalen Bremsleistung wie beim Hochsetzsteller zur Folge haben.

### **Zusätzliche Energiesenke**

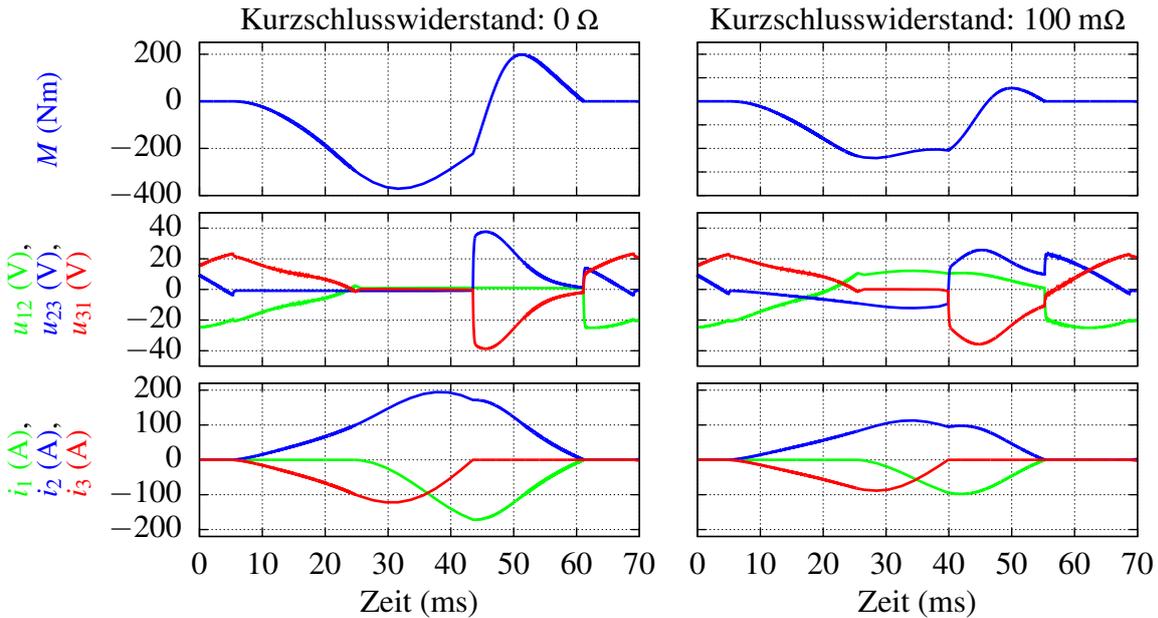
Die zusätzliche Energiesenke dient als weitere Energiesenke neben der Batterie. Die Betrachtung erfolgt unter der Annahme, dass ein geschalteter Bremswiderstand, der die elektrische Energie in thermische Energie umwandelt, zum Einsatz kommt. Es wird weiterhin angenommen, dass der Bremswiderstand aus mehreren kleineren, parallel geschalteten Modulen besteht. Diese Module beinhalten einen leistungselektronischen Schalter, eine Freilaufdiode und den Widerstand. Auch hier ist zwischen nieder- und hochohmigen Fehlern zu unterscheiden. Hochohmige Fehler eines Transistors oder Widerstandsfehler haben eine reduzierte maximal aufnehmbare Bremsleistung zur Folge. Dadurch ist die Bremsfunktion ggf. eingeschränkt.

Niederohmige Transistorfehler resultieren in einem durchgehend zugeschalteten Bremswiderstand. Dies kann zu einer Überlastung der Batterie führen, sodass sich diese trennt und die Antriebsfunktion ausfällt. Ein Einfluss auf die Bremsfunktion ist insofern gegeben, dass die Zwischenkreisspannung nicht konstant ist, sondern von der rekuperierten Bremsleistung abhängt. Da jedoch weiterhin auch die maximale Bremsenergie aufgenommen werden kann, liegt keine Reduktion der maximalen Bremsleistung vor.

Bei alternativen Konzepten der zusätzlichen Energiesenke können ähnliche Fehlerauswirkungen auftreten. Als Alternative wäre z. B. ein Superkondensator in Kombination mit einem Tiefsetzsteller denkbar. Durch einen Fehler in den Kondensatoren ist die maximal aufnehmbare Bremsenergie reduziert, sodass die Bremsfunktion ggf. beeinträchtigt wird. Darüber hinaus können beim Tiefsetzsteller die gleichen Fehler wie beim Hochsetzsteller auftreten.

### **Antriebssystem**

Kurzschlüsse in der Leistungselektronik und in der elektrischen Maschine bewirken einen Ausfall der Antriebs- und Bremsfunktion bzw. bei Motoren mit mehreren unabhängigen Teilsystemen einen Ausfall eines Teilsystems. Darüber hinaus kommt es zu einem nicht abschaltbaren Bremsmoment. Dies kann in Form von mittelwertbehafteten Pendelmomenten bei

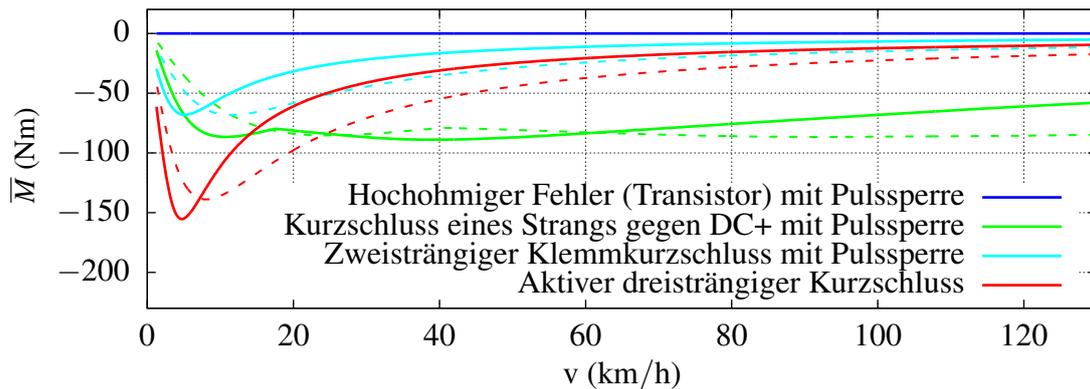


**Abbildung 4.4:** Zeitverläufe beim einsträngigen Kurzschluss zwischen dem Strang 2 und der positiven Zwischenkreisschiene mit Pulssperre bei 10 km/h

unsymmetrischen Kurzschlüssen oder als ein konstantes Bremsmoment bei einem allpoligen Kurzschluss auftreten.

Durch den niederohmigen Ausfall eines Leistungshalbleiters wird ein einsträngiger Kurzschluss zur positiven oder negativen Zwischenkreisschiene hervorgerufen. Dadurch kann auch bei einem abgeschalteten Wechselrichter (Pulssperre) ein Kurzschlussstrom über die Freilaufdioden der anderen Stränge fließen, wenn durch die induzierte Spannung eine positive Spannung in Flussrichtung an den Dioden anliegt. Zur Bestimmung der resultierenden Momente und zur Betrachtung der dazugehörigen Strom- und Spannungsverläufe erfolgt eine Zeitbereichssimulation des Antriebs mit dem Motormodell, in dem die Motorparameter des Motors 2 aus Abschnitt 3.2.2 berücksichtigt sind. Zunächst wird dabei von einem Kurzschlusswiderstand von  $0 \Omega$  ausgegangen. Da der Kurzschluss jedoch auch einen gewissen Widerstand aufweisen kann, erfolgt zusätzlich auch eine Untersuchung für einen Kurzschlusswiderstand von  $100 \text{ m}\Omega$ . Abbildung 4.4 zeigt die Zeitverläufe für einen einsträngigen Kurzschluss durch einen niederohmigen Fehler im oberen Schalter des Strangs 2 bei einer Geschwindigkeit von  $10 \text{ km/h}$ . Nach etwa 5 ms wird die Leiter-Leiter-Spannung  $u_{23}$  zwischen Strang 2 und Strang 3 negativ, sodass die Einschaltbedingung der oberen Diode des Strangs 3 erfüllt ist und ein Strom ( $i_3$ ) durch diese Diode und den kurzgeschlossenen Schalter fließt. Das Resultat dieses Stroms ist ein hohes Pendelmoment. In Abb. 4.5 ist das resultierende mittlere Drehmoment als Funktion der Fahrzeuggeschwindigkeit dargestellt.

Die alternative Fehlerbehandlung ist der aktive dreisträngige Kurzschluss. Dieser hat ein konstantes Drehmoment zur Folge, das nur im unteren Drehzahlbereich das mittlere Moment des einsträngigen Kurzschlusses übersteigt (Abb. 4.5). Bei der Untersuchung des Einflusses des Kurzschlusswiderstands bei einem aktiven dreisträngigen Kurzschluss wird angenommen, dass der aktive Kurzschluss zur Fehlerbehandlung eines einsträngigen Kurzschlusses



**Abbildung 4.5:** Drehmoment über der Fahrzeuggeschwindigkeit bei hochohmigen Fehlern und bei einsträngigen (zwischen Strang und Zwischenkreis, mit Pulssperre) zweisträngigen (mit Pulssperre) und dreisträngigen Kurzschlüssen in einem Teilsystem, Widerstand des Kurzschlusses: 0  $\Omega$  (durchgezogen) bzw. 100 m $\Omega$  (gestrichelt)

geschaltet wird. Daher liegt der Kurzschlusswiderstand lediglich im fehlerbehafteten Strang vor. Daraus resultiert eine Unsymmetrie, die ein Pendelmoment zur Folge hat. Dies ist auch in den Zeitverläufen des dreisträngigen Kurzschlusses in Abb. A.8 im Anhang A.6 zu erkennen. Abbildung 4.5 zeigt, dass das maximale mittlere Bremsmoment durch diesen Kurzschlusswiderstand erst bei höheren Geschwindigkeiten als beim idealen Kurzschluss auftritt.

Auch ein hochohmiger Fehler eines Transistors erzeugt einen Ausfall der Antriebs- und Bremsfunktion des Antriebs bzw. des Teilsystems. Wenn die induzierte Leiter-Leiter-Spannung die Zwischenkreisspannung übersteigt, kommt es darüber hinaus zu einer unkontrollierten Rückspeisung in den Zwischenkreis verbunden mit einem hohen Bremsmoment. Dieses Bremsmoment kann durch das Schalten eines allpoligen Kurzschlusses reduziert werden. Es bleibt allerdings ein nicht abschaltbares Kurzschlussbremsmoment. Auf Grund der Anforderung eines konstanten Drehmoments über den gesamten Drehzahlbereich liegt bei der gegebenen Architektur jedoch kein Feldschwächbereich vor. Daher liegt die maximale induzierte Leiter-Leiter-Spannung unterhalb der maximalen Zwischenkreisspannung. Bei einem hochohmigen Fehler mit einer Pulssperre als Fehlerbehandlung kommt es daher nicht zum Zurückspeisen und dem damit verbundenen hohen Bremsmoment, sodass bei diesem Antrieb nur die eingeschränkte Bremsfunktion durch den Ausfall des Antriebs kritisch ist.

Hochohmige Fehler einer Diode können wie beim Hochsetzsteller durch die Energie aus den Motorinduktivitäten weitere Schäden am Wechselrichter bewirken, sodass in diesem Fall von weiteren sowohl nieder- als auch hochohmigen Fehlern auszugehen ist.

Mögliche Motorfehler, die in dieser Arbeit betrachtet werden, sind Klemmenkurzschlüsse und offene Motorwicklungen. Darüberhinausgehende Fehlerbilder, wie Wicklungs-, Magnet- oder Sensorfehler werden im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter betrachtet, da in einer weiteren Dissertation [89] gezeigt wird, dass die Erkennung und Behandlung dieser Fehler gut über beobachterbasierte Softwarefunktionen realisiert werden kann. Klemmenkurzschlüsse können

zwischen einem Strang und einer Zwischenkreisschiene oder zwischen zwei Stränge auftreten. Als Fehlerbehandlungen kommen hier ebenfalls die Pulssperre oder der aktive dreisträngige Kurzschluss in Betracht. Der einsträngige Fehler ist mit dem einsträngigen Fehler in der Leistungselektronik vergleichbar. Bei einem zweisträngigen Kurzschluss mit Pulssperre als Fehlerbehandlung kommt es ebenfalls zu einem mittelwertbehafteten Pendelmoment. Der Verlauf des mittleren Bremsmoments ist in Abb. 4.5 mit dargestellt. Die dazugehörigen Zeitverläufe bei 10 km/h sind im Anhang in Abb. A.9 abgebildet.

Offene Motorwicklungen haben eine reduzierte Antriebs- bzw. Bremsfunktion zur Folge, da das entsprechende Teilsystem vergleichbar mit einem hochohmigen Transistorfehler ausfällt oder lediglich eingeschränkt genutzt werden kann.

### **Niederspannungsbordnetz**

Ein Ausfall des Niederspannungsbordnetzes (12 V-Netz) hat Folgen für alle Komponenten des Antriebsstrangs. Besteht keine redundante Versorgung der Komponenten aus einem redundanten Niederspannungsbordnetz oder dem HV/DC-Netz fallen die Hochvoltbatterie, der LE-Trenner bzw. der Hochsetzsteller, die Antriebe sowie die zusätzliche Energiesenke aus. In diesem Fall sind Antriebs- und Bremsfunktion betroffen. Darüber hinaus ist auch die Wasserkühlung aller Komponenten beeinträchtigt. Dies hat zur Folge, dass auch bei einer redundanten Versorgung der Komponenten, mit einer Einschränkung für den Betrieb der Komponenten durch die fehlende Kühlung zu rechnen ist.

Neben den Auswirkungen auf die Antriebe kann, je nach verwendetem mechanischen Bremssystem, auch dieses durch den Ausfall des Niederspannungsbordnetzes beeinträchtigt sein. Bei vakuumfreien, elektro-hydraulischen Bremskraftverstärkern fällt die Bremskraftverstärkung komplett aus, sodass an der Vorderachse nicht mehr das volle Bremsmoment erreicht wird. So sind durch einen Fehler im Niederspannungsbordnetz die Bremsfunktionen an beiden Achsen beeinträchtigt.

### **Nebenverbraucher**

Neben dem Antriebsstrang gibt es auch weitere Komponenten, die mit dem HV/DC-Netz verbunden sind. Fehler dieser Komponenten können ebenfalls Auswirkungen auf den Antriebsstrang haben. So können Kurzschlüsse in den Komponenten einen Kurzschluss des HV/DC-Netzes nach sich ziehen, sodass diese Fehler in die Fehleranalyse mit einbezogen werden. Da die Fehlerauswirkungen jedoch der Auswirkung von Kabelkurzschlüssen entsprechen, werden diese Fehler nicht zusätzlich in den Fehlerbäumen aufgeführt.

## Kühlsystem

Der Ausfall oder eine reduzierte Leistungsfähigkeit des Kühlsystems hat zur Folge, dass die Kühlung der wassergekühlten Komponenten nicht mehr ausreichend gegeben ist. Daher ist der Betrieb der Komponenten nur noch mit reduzierter Leistung oder gegebenenfalls gar nicht mehr möglich. Ein Ausfall der Kühlung kann wie bereits beschrieben aus einem Fehler im Niederspannungsbordnetz resultieren, wenn dadurch die Funktion von Pumpen oder Lüftern beeinträchtigt ist. Weitere Ursachen können Fehlfunktionen der Pumpen oder der Lüfter, Unterbrechungen der Kühlmittleitungen oder Beschädigungen im Wasserkühler oder im Rückkühler sein.

### 4.3.2 Fehlerbäume kritischer Fehler

Da auf Grundlage der GuR die Fehlfunktionen reduziertes Bremsmoment und nicht abschaltbares Bremsmoment als besonders kritisch eingestuft wurden, erfolgt im Folgenden die Darstellung der Fehlerbäume zu diesen beiden Fehlfunktionen. Die Fehlerbäume zeigen die Fehlerursachen die generell zu diesen Fehlfunktionen führen können, jedoch sind die resultierenden Fehlermomente nicht bei jedem Fehlerfall so groß, dass aus ihnen kritische Fahrsituationen folgen. Dieser Aspekt wird im Abschnitt 4.4 näher betrachtet.

Abbildung 4.6 zeigt den Fehlerbaum der Fehler, die in einem reduzierten Bremsmoment resultieren. Die Hauptursachen dieser Fehlfunktion sind Ausfälle des 12 V-Netzes oder des HV/DC-Netzes, der Ausfall eines Antriebs oder eine unzureichende Energiesenke. Die Ursachen für diese Ausfälle sind u. a. Fehler in den Leistungshalbleitern und Kabelfehler.

Die Fehlfunktion eines verminderten Bremsmoments an allen vier Rädern setzt einen Fehler voraus, der sowohl die Antriebe als auch die mechanische Bremse der Vorderachse betrifft. Mögliche Fehler dieser Art sind Fehler im Bremspedalsensor, im Bremsensteuergerät oder auf Ausfall des 12 V-Netzes.

Der Fehlerbaum für ein nicht abschaltbares Bremsmoment ist in Abb. 4.7 dargestellt. Die Ursachen dieser Fehlfunktion liegen in Kurzschlüssen in den Antrieben oder in den anderen Komponenten des HV/DC-Netzes. Die Kurzschlüsse bewirken einen Kurzschluss des Motors, woraus wiederum das nicht abschaltbare Bremsmoment resultiert.

## 4.4 Sicherheitskonzept des Antriebsstrangs

Im Folgenden wird das Sicherheitskonzept des Leistungsteils des elektrischen Antriebsstrangs für ein Fahrzeug mit Radnabenantrieben und ohne Reibungsbremse an den angetriebenen

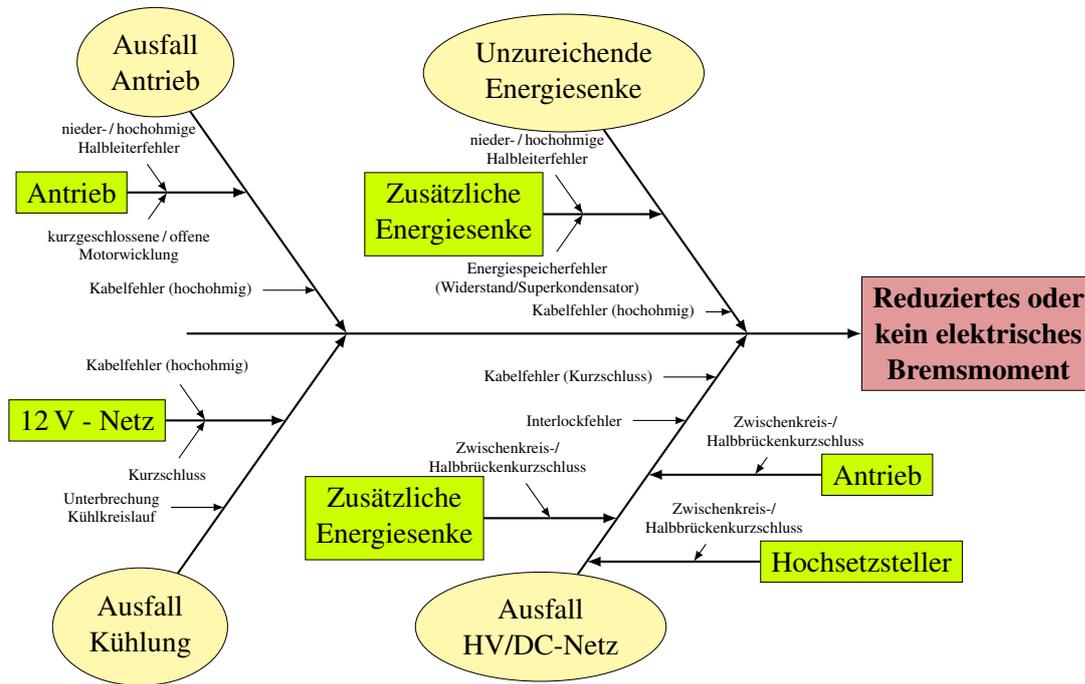


Abbildung 4.6: Fehlerursachenbaum für ein reduziertes Bremsmoment

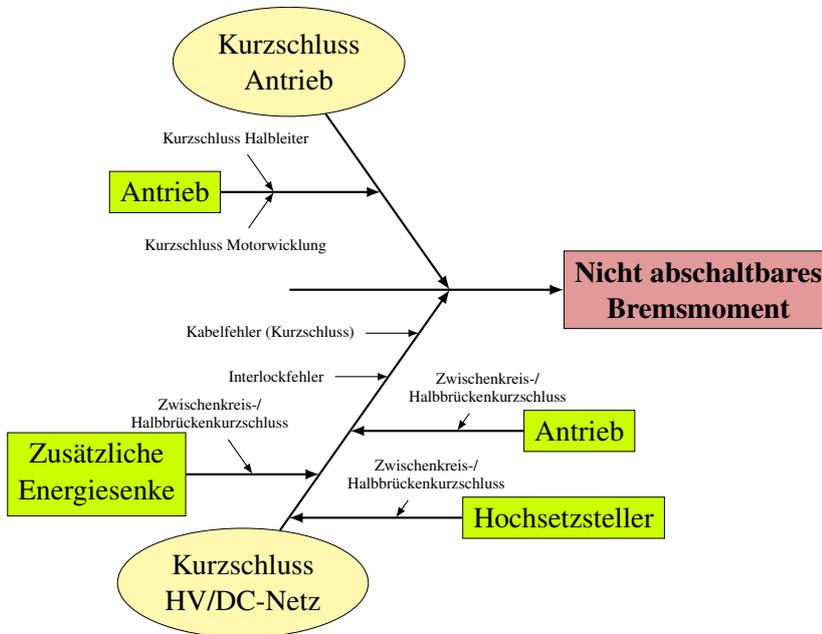


Abbildung 4.7: Fehlerursachenbaum für ein nicht abschaltbares Bremsmoment

Rädern vorgestellt. Das Konzept basiert auf dem funktionalen Sicherheitskonzept und den Ergebnissen der Analyse der Fehlerauswirkungen der Komponentenfehler.

Zur allgemeinen Erhöhung der Fehlertoleranz der elektrischen Antriebssysteme finden in diesem Sicherheitskonzept mehrsträngige Antriebe mit elektrisch getrennten dreisträngigen Teilsystemen Verwendung, die im Wechselrichter auf der Gleichspannungsseite parallel verschaltet sind. Diese Topologien haben, wie in Abschnitt 2.5 dargestellt, den Vorteil, dass bei den meisten Fehlern im Leistungsteil der Antriebe nur ein Teilsystem betroffen ist. Außerdem können die fehlerfreien Teilsysteme weiterhin genutzt werden, um ein Bremsmoment zu stellen oder das Kurzschlussmoment des fehlerhaften Teilsystems zu kompensieren. Gleichzeitig kann der Mehraufwand durch die zusätzlichen Stränge hinsichtlich Ansteuerung und Sensorik durch Vorteile, wie z. B. einen geringeren Strangstrom verbunden mit geringen Querschnitten der Wicklungen und kleineren Stromsensoren, kompensiert werden. Als weiterer Vorteil kommt hinzu, dass durch ein PWM-Interleaving die Zwischenkreisbelastung reduziert werden kann. Bei mehr als zwei dreisträngigen Systemen je Antrieb oder bei der Verwendung von Einzelsträngen erhöht sich zwar die verfügbare Leistung im Fehlerfall, jedoch kann die Zwischenkreisbelastung gegenüber der Topologie mit zwei dreisträngigen Systemen nur noch wenig reduziert werden, sodass hier der Mehraufwand für die Ansteuerung und die Sensorik überwiegt (vgl. Abschnitt 2.5). Eine Verwendung von mehr als zwei Teilsystemen ist daher nur sinnvoll, wenn die Sicherheitsziele mit zwei Systemen nicht erreicht werden können.

Zur Vermeidung ungewollter Drehmomentdifferenzen zwischen den Rädern durch Fehler in einem Antrieb ist eine zuverlässige Erkennung von Abweichungen von den Drehmoment-sollwerten notwendig. Fehlerhafte Momente resultieren aus falschen Strömen bzw. aus einer falschen Phasenlage der Ströme zur Magnetisierungsachse des Motors. Eine Erkennung des fehlerhaften Drehmoments kann über Drehmomentschätzer in der Antriebsregelung ermöglicht werden. Durch die Rückmeldung des tatsächlich gestellten Drehmoments an die überlagerte Fahrzeugsteuerung, kann diese auf das fehlerhafte Moment reagieren und kritische Fahrsituationen vermeiden. Zusätzlich zu der softwarebasierten Fehlererkennung gibt es Fehlererkennungssysteme im Leistungsteil des Wechselrichters. Diese kommen insbesondere zur Erkennung von Brückenkurzschlüssen im Wechselrichter zum Einsatz und dienen primär dazu, eine weitere Fehlerausbreitung im Antriebsstrang, wie einen Einbruch der Spannung im HV/DC-Netz, zu verhindern. Um eine ausreichend schnelle Fehlerbehandlung zu gewährleisten, werden die Erkennungssysteme in der Regel hardwarebasiert und nah am Leistungshalbleiter realisiert. Durch die Rückmeldung der erkannten Fehler an die Antriebsregelung kann der Fehler bei der Drehmomentschätzung und bei der Fehlerbehandlung berücksichtigt werden. Auf halbleiternahe Fehlererkennungssysteme zur Erkennung von Halbbrückenkurzschlüssen wird daher in Kapitel 5 näher eingegangen.

Neben der Erkennung der Drehmomentabweichungen sieht das funktionale Sicherheitskonzept vor, die Antrieb so zu entwickeln, dass Drehmomentabweichungen sicher vermieden werden. Einen Beitrag dazu bietet die beschriebene Erhöhung der Fehlertoleranz durch Antriebe mit unabhängigen Teilsystemen. Diese ermöglichen bei Fehlern, die nur die Funktion des fehlerhaften Teilsystems einschränken, eine Kompensation des fehlerhaften Drehmoments über die intakten Teilsysteme.

Entsprechend des funktionalen Sicherheitskonzepts soll ein Blockieren der Reifen durch ein unangefordertes oder erhöhtes Bremsmoment auf trockener und nasser Fahrbahn ( $\geq 0,3$ ) sicher mit ASIL C/D ausgeschlossen werden. Unangeforderte Bremsmomente treten, wie der Fehlerbaum in Abb. 4.7 zeigt, in Folge von Kurzschlüssen der elektrischen Maschinen durch Fehler im Motor oder im Wechselrichter und durch einen Kurzschluss des Zwischenkreises oder des gesamten HV/DC-Netzes auf. Die Bremsmomente, die ein Blockieren der Reifen verursachen würden, können mit Hilfe der Fahrzeugparameter abgeschätzt werden. Bei der Analyse ist auch die dynamische Entlastung der Hinterachse, wie in Abschnitt 2.1 beschrieben, mit zu berücksichtigen. Aus den hier betrachteten Fehlern im Leistungsteil des Antriebsstrangs kann nur ein unangefordertes Bremsmoment an den angetriebenen Rädern der Hinterachse folgen, sodass im Folgenden angenommen wird, dass die Vorderachse kein Bremsmoment erfährt.

Das maximal übertragbare Bremsmoment an der Hinterachse folgt aus der maximal übertragbaren Kraft an den Rädern. Diese ergibt sich wiederum aus dem Produkt der dynamischen Achslast an der Hinterachse ( $F_{z,HA,\mu}$ ) bei der maximalen Verzögerung ( $a_\mu$ ) und des Kraftschlussreibungswerts zwischen Reifen und Fahrbahn ( $\mu$ ). Zur Bestimmung der dynamischen Achslast wird die maximale Verzögerung in Abhängigkeit von der Achslast

$$a_\mu = -\frac{\mu F_{z,HA,\mu}}{m_{ges}} \quad (4.1)$$

in Gleichung (2.7) für  $a_{ges}$  eingesetzt und das Ergebnis nach  $F_{z,HA,\mu}$  aufgelöst

$$F_{z,HA,\mu} = m_{HA} g \left( 1 + \frac{h_S}{l_{RS}} \mu \right)^{-1} . \quad (4.2)$$

Das resultierende, maximal übertragbare Bremsmoment ist

$$M_{HA,max} = r_{Rad} \mu F_{z,HA,\mu} = r_{Rad} m_{HA} g \left( \frac{1}{\mu} + \frac{h_S}{l_{RS}} \right)^{-1} . \quad (4.3)$$

Dieses Moment kann wiederum in erster Näherung auf die beiden Räder der Achse gleichmäßig aufgeteilt werden. Die maximalen Bremsmomente an der Blockiergrenze für das hier betrachtete Beispielfahrzeug und für verschiedene Kraftschlussreibungswerte sind in Tab. 4.2 gegeben.

In Abb. 4.8 sind die Bremsmomentverläufe aus Abb. 4.5 den Drehmomentgrenzen aus Tab. 4.2 gegenübergestellt. Da der untersuchte Motor ein sechssträngiger Motor mit zwei dreisträngigen Teilsystemen ist, zeigen die Verläufe für den aktiven dreisträngigen Kurzschluss und für den Kurzschluss eines Schalters mit Pulssperre in Abb. 4.8 das Bremsmoment für den Fall, dass nur ein dreisträngiges Teilsystem von dem Fehler betroffen ist. Zusätzlich dazu ist in Abb. 4.8 der Verlauf für den sechssträngigen Kurzschluss des gesamten Antrieb dargestellt. Der Bereich, in dem die Blockiergrenze auf einer nassen Fahrbahn überschritten ist, ist in

**Tabelle 4.2:** Maximal übertragbare Bremsmomente an der Hinterachse (Blockiergrenze) des unbeladenen Fahrzeugs

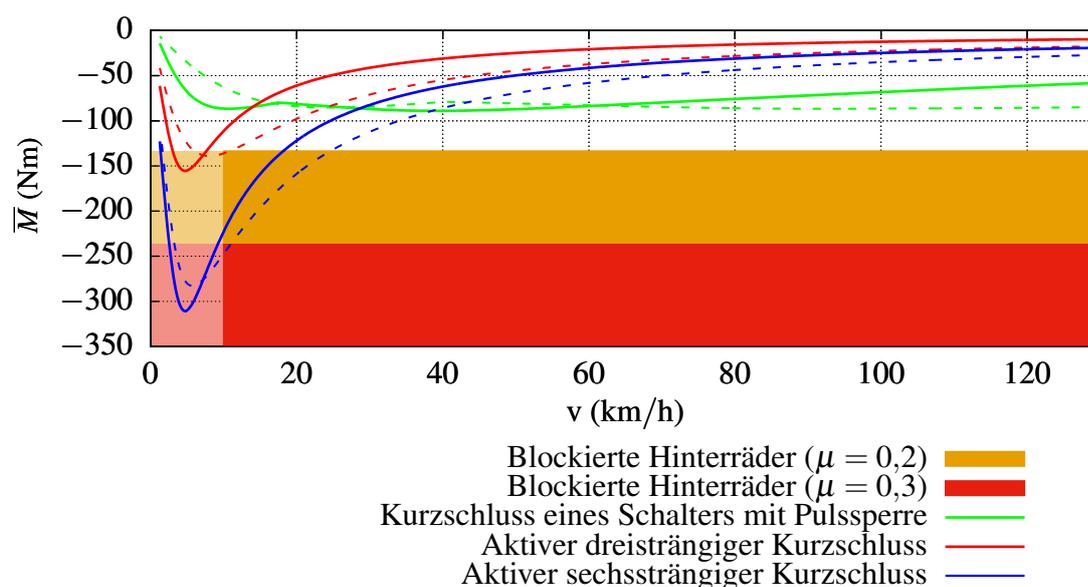
Untergrund	trockene Fahrbahn	nasse Fahrbahn	Schnee, Eis, Aquaplaning
Reibwert (allgemein)	$\geq 0,7$	$\geq 0,3$	$< 0,3$
Reibwert (Berechnung)	0,7	0,3	0,2
Hinterachslast (unbeladen, statisch)	552 kg		
Schwerpunkt (Höhe)	0,52 m		
Radstand	2,49 m		
Radradius	0,31 m		
Übertragbares Drehmoment	1025,2 Nm	473,9 Nm	266,7 Nm
je Rad	512,6 Nm	237 Nm	133,3 Nm

Rot hinterlegt und der Bereich für eine glatte Fahrbahn in orange. In diesen Bereichen kann bei der entsprechenden Fahrbahnbeschaffenheit ein Rad blockieren. Die Bereiche unterhalb von 10 km/h sind etwas heller hinterlegt, da diese weniger sicherheitskritisch sind.

Der Vergleich zeigt, dass Einzelfehler, wie z. B. nieder- und hochohmige Fehler in den Leistungshalbleitern, in einem Teilsystem, von denen das zweite Teilsystem nicht beeinträchtigt ist, auf trockener und nasser Fahrbahn ( $\mu > 0,3$ ) unkritisch sind. Das mittlere Drehmoment beim Kurzschluss eines Schalters und einer Pulssperre als Fehlerbehandlung sowie das Kurzschlussmoment beim aktiven Kurzschluss aller drei Stränge eines Teilsystems liegt unter dem maximal übertragbaren Moment auf nasser Fahrbahn. Auch auf einer glatten Fahrbahn mit einem Reibwert von lediglich  $\mu = 0,2$  kommt es oberhalb von 10 km/h nicht zu einem Blockieren der Räder (oranger Bereich). Durch hochohmige Fehler in einem Leistungshalbleiter mit einer Pulssperre als Fehlerbehandlung wird kein Bremsmoment eingepreßt, da die induzierte Motorspannung die maximal einstellbare Zwischenkreisspannung nicht übersteigt und dadurch auch bei hohen Geschwindigkeiten keine Energie über die Freilaufdioden des Wechselrichters zurückgespeist wird.

Wenn allerdings ein Fehler vorliegt, der einen Kurzschluss des gesamten DC-Zwischenkreises des Antriebs oder des gesamten HV/DC-Netzes bewirkt, liegt ein Kurzschluss aller Stränge vor. Das Kurzschlussmoment liegt bei kleinen Geschwindigkeiten unter etwa 25 km/h im orangen Bereich, sodass das Rad auf glatter Fahrbahn blockieren würde. Bei einer niedrigeren Geschwindigkeit unter etwa 12 km/h übersteigt das Drehmoment auch das maximale Bremsmoment auf nasser Fahrbahn (hellroter und roter Bereich). Bei einem vom Aufbau vergleichbaren Motor mit nur drei Strängen liegt das Bremsmoment bei einem Kurzschluss des Motors im Bereich des Kurzschlussmoments vom allpoligen Kurzschluss des sechsträngigen Motors. Da dieses Bremsmoment wie gezeigt die Blockiergrenze übersteigt, ist auch hinsichtlich dieser Fehlfunktion die Verwendung eines Motors mit unabhängigen Teilsystemen sinnvoll.

Insgesamt zeigt der Vergleich aber auch, dass eine Unterteilung des Antriebs in zwei Teilsysteme ausreichend ist. Da das Bremsmoment in dem Fall, dass beide Teilsysteme des



**Abbildung 4.8:** Vergleich der Bremsmomente im Fehlerfall mit den maximal übertragbaren Drehmomenten an der Blockiergrenze, Widerstand des Kurzschlusses in einem Strang:  $0 \Omega$  (durchgezogen) bzw.  $100 \text{ m}\Omega$  (gestrichelt)

Antriebs durch einen Fehlerfall kurzgeschlossen sind, kritisch sein kann, ist es jedoch sinnvoll, den Antriebsstrang so zu gestalten, dass aus einem Einzelfehler im Antriebsstrang kein Kurzschluss aller Motorstränge resultiert. Dadurch führt ein Fehler im Antriebsstrang bis zu einem Kraftschlussreibungswert von  $\mu = 0,2$  und einer Geschwindigkeit von  $10 \text{ km/h}$  zu keinem Blockieren der Räder.

Um zu erreichen, dass nicht alle Stränge der Antriebe durch einen Kurzschluss in einem Kabel oder einem Teilsystem mit kurzgeschlossen werden, müssen die fehlerfreien Teilsysteme im Fehlerfall ihre Zwischenkreisspannung halten können. Hinsichtlich der Verfügbarkeit der Bremse ist es darüber hinaus sinnvoll, die Bremsfunktion auch im Fehlerfall aufrecht erhalten zu können. Daher sollten die Teilsysteme im Fehlerfall getrennt werden können und eine Möglichkeit, die Bremsenergie abzuführen, sollte weiterhin zur Verfügung stehen. Eine Möglichkeit, diese Anforderungen mit der gewählten Antriebsstrangtopologie zu erfüllen, ist, für die beiden Teilsysteme eines Antriebs getrennte LE-Trenner bzw. Hochsetzsteller zu verwenden und die zusätzliche Energiesenke ebenfalls auf die Teilsysteme aufzuteilen (Abb. 4.9). Da ein gleichzeitiger Ausfall eines Teilsystems in beiden Antrieben entsprechend der GuR weniger kritischer ist, als ein Ausfall eines ganzen Systems, können die LE-Trenner oder Hochsetzsteller für jeweils ein Teilsystem der beiden Antriebe gemeinsam genutzt werden (Abb. 4.9).

Der Hardwareaufwand dieser Komponenten erhöht sich durch die Aufteilung nicht wesentlich, da sowohl die maximal aufzunehmende Leistung der Energiesenke als auch die maximale Leistung, die durch den LE-Trenner bzw. den Hochsetzsteller übertragen werden muss, unberührt bleiben. Der Mehraufwand resultiert daher vor allem aus der nötigen Ansteuerung der Leistungshalbleiter. Darüber hinaus wird durch die Aufteilung der Phasen des

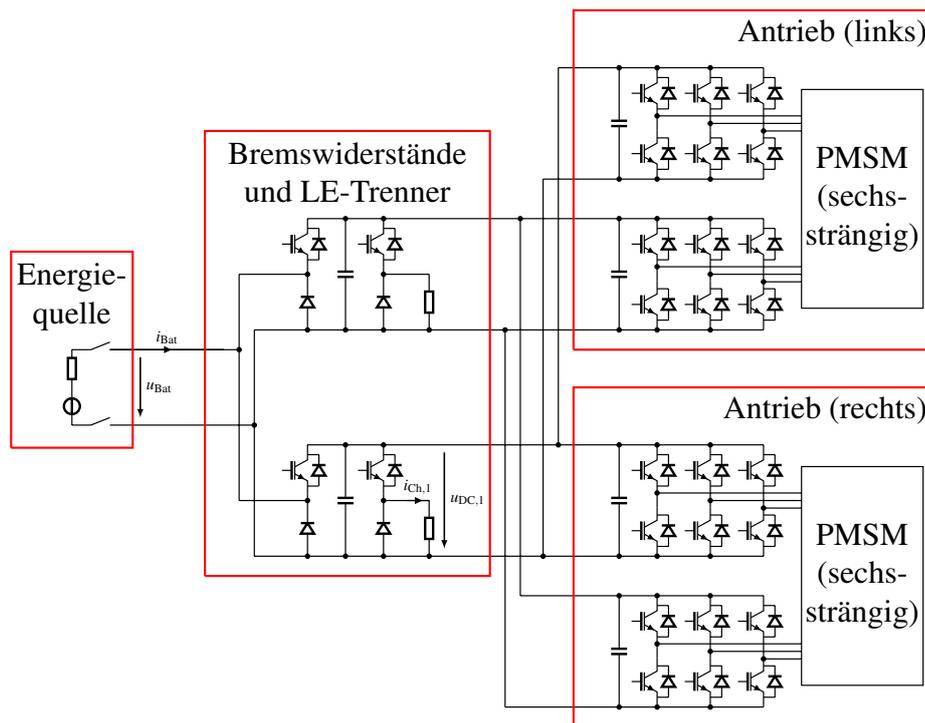


Abbildung 4.9: Struktur des fehlertoleranten Antriebsstrangs

Hochsetzsteller auf zwei getrennte Teilsysteme die Wirkung des PWM-Interleavings auf die antriebsseitige Zwischenkreisbelastung vermindert. Lediglich die Reduktion der Stromwelligkeit auf der Batterieseite durch das Interleaving bleibt erhalten, wenn die Schaltzeitpunkte in den getrennten Hochsetzstellern weiterhin synchronisiert bleiben. Auch in den Antrieben ist durch die Trennung der Teilsysteme keine Reduktion der Zwischenkreisbelastung durch ein PWM-Interleaving der dreisträngigen Teilsysteme mehr möglich. In Kapitel 6 erfolgt daher eine Betrachtung, in wie weit durch zusätzliche kleinere Schalter zwischen den Teilsystemen das PWM-Interleaving ermöglicht werden kann und wie dies die Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren beeinflusst.

Eine Möglichkeit zur Erkennung eines Fehlerzustands, der die Trennung der Antriebsstrangteile erfordert, ist, dass beide durch die LE-Trenner trennbaren Teile des Antriebsstrangs ihre Zwischenkreisspannung überwachen und sich bei einer zu geringen Spannung vom Gesamtsystem trennen.

Die Trennmöglichkeit stellt insgesamt einen wichtigen Bestandteil des Sicherheitskonzepts dar, sodass es sinnvoll ist, im Betrieb zu überwachen, ob die Komponenten zur Trennung der Teilsysteme funktionstüchtig sind. Die Untersuchung eines möglichen Überwachungssystems erfolgt in Abschnitt 4.5.

Für den Fehlerfall, dass weniger Bremsmoment als angefordert an allen vier Rädern anliegt, soll entsprechend des funktionalen Sicherheitskonzepts an der Hinterachse ein Notbetrieb als Rückfallebene ermöglicht werden. Dafür ist ein Notbetrieb der Antriebe und auch der

Energiesenken erforderlich. Die Fehlerbehandlung von Fehlern im Bremspedalsensor und im Fahrzeugsteuergerät werden in dieser Arbeit nicht näher betrachtet, da der Schwerpunkt auf dem Leistungsteil des Antriebsstrangs liegt. Eine Möglichkeit solche Fehler zu behandeln wäre es jedoch, einen redundanten Bremspedalsensor zu verwenden, dessen Sensorsignal direkt an die Antriebe übermittelt wird. Dadurch können die Antriebe in dem Fall, dass keine anderen validen Drehmomentanforderungen vom Fahrzeugsteuergerät vorliegen, das Bremsmoment entsprechend des Sensorsignals stellen.

Die elektrische Versorgung der Antriebe sowie der zusätzlichen Energiesenke kann in diesem Notbetrieb aus einem redundanten 12 V-Netz oder direkt aus dem HV/DC-Netz erfolgen. Ein redundantes 12 V-Netz ist dabei insbesondere für Fahrzeuganwendungen im Bereich des autonomen Fahrens interessant, da in diesen ggf. ein redundantes Netz auch zur Gewährleistung der Lenkfunktion notwendig ist. Eine redundante Versorgung aus dem HV/DC-Bordnetz kann im Antrieb über einen galvanisch trennenden Gleichspannungswandler realisiert werden. Kritischer als die Versorgung dieser Systeme ist daher, dass von dem Ausfall der 12 V-Versorgung auch die Pumpen des Kühlsystems betroffen sind, sodass die Kühlung nur eingeschränkt zur Verfügung steht. Eine mögliche Lösung dieser Problematik ist, die Kühlung der Leistungshalbleiter so auszulegen, dass im Notbetrieb eine Abbremsung aus voller Fahrt ohne einen Kühlmittelfluss möglich ist. Damit soll auch vermieden werden, dass das Kühlsystem als ein sicherheitsrelevantes System einzuordnen ist. Dieser Notbetrieb ohne Kühlmittelfluss wird in Abschnitt 4.6 näher betrachtet.

Zur Vermeidung eines unangeforderten Bremsmoments und zur Aufrechterhaltung der Bremsfunktion bei Ausfall der 12 V-Versorgung ist darüber hinaus der Interlockkreis zu beachten. Wie in Abschnitt 4.3.1 beschrieben, kann es beim Ausfall des Interlockkreises notwendig sein die Antriebe kurzzuschließen, sodass ein nicht abschaltbares Kurzschlussmoment vorliegt und gleichzeitig auch kein höheres Bremsmoment gestellt werden kann. Um zu verhindern, dass durch einen Einzelfehler im Interlockkreis der gesamte Antriebsstrang ausfällt, ist eine Anpassung des Interlockkreises oder des Sicherheitskonzepts notwendig. Eine Möglichkeit dafür stellt die Unterteilung des Interlockkreises in einen Hauptkreis und zusätzliche Unterkreise dar. Der Hauptkreis durchläuft alle Komponenten. Die Unterkreise überwachen jeweils einen abtrennbaren Teil des Antriebsstrangs, bestehend aus einem Teil der zusätzlichen Energiesenke und den Teilsystemen der Antriebe. Im Falle eines Ausfalls des Hauptkreises können die nicht betroffenen Teile des Antriebssystems über den LE-Trenner bzw. den Hochsetzsteller vom Gesamtsystem getrennt und weiter betrieben werden. Für diesen Ansatz sind jedoch noch weitere, detaillierte Betrachtungen notwendig, die nicht Teil dieser Arbeit sind.

## 4.5 Überwachung der LE-Trenner

Der LE-Trenner ist sowohl zum Trennen der Antriebe von der Batterie im Normalzustand bei einer starken Bremsung im Bereich hoher Geschwindigkeiten als auch zum Trennen der Teilsysteme im Fehlerfall erforderlich. Um sicherzustellen, dass der LE-Trenner zuver-

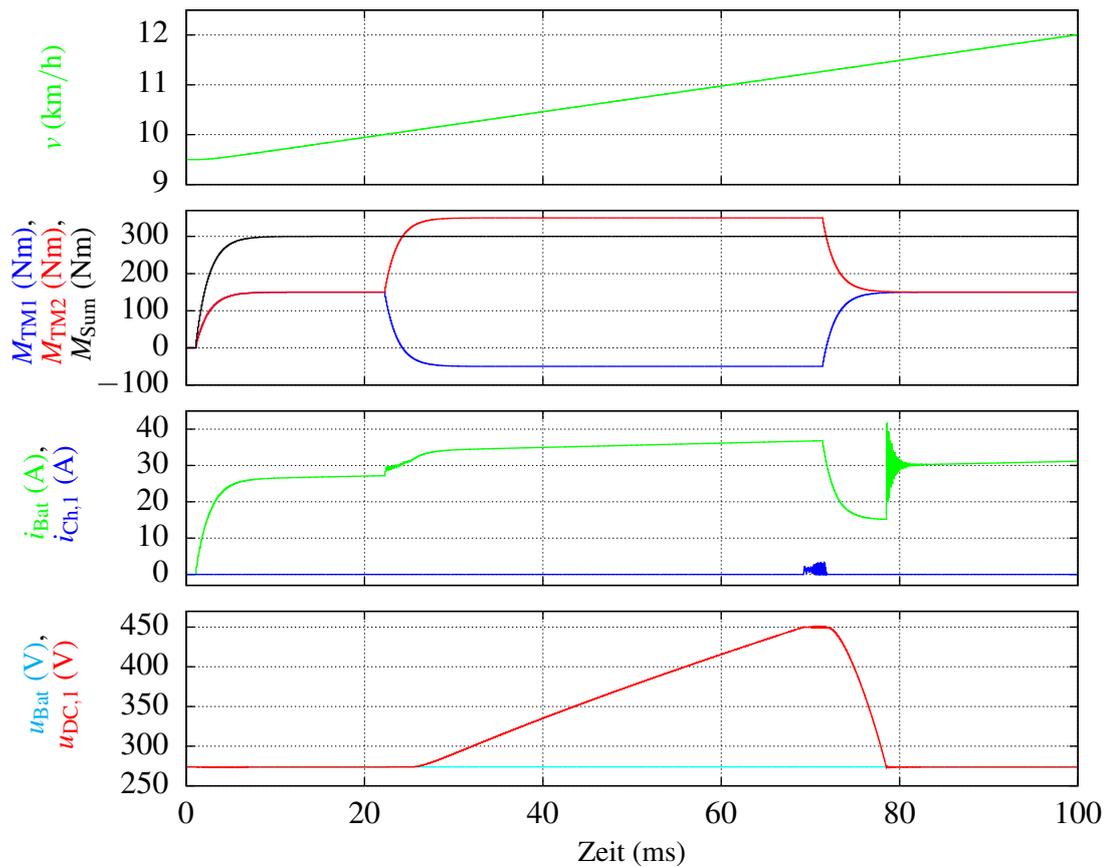


Abbildung 4.10: Test eines LE-Trenners (Ersatzschaltbildgrößen gemäß Abb. 4.9)

lässig funktioniert, ist es möglich, das Trennen regelmäßig im normalen Betrieb zu testen. Dazu wird ein Antriebsstrangteil kurzzeitig getrennt und in den getrennten Teilsystemen ein Bremsmoment eingepreßt. Die dabei zurückgespeiste Energie lädt den Zwischenkreis auf, bis die zusätzliche Energiesenke die Spannung auf die maximale Zwischenkreisspannung begrenzt. Durch eine Überwachung der Spannung in diesem Zeitraum kann sowohl das Trennen der Teilsysteme als auch die Funktion der Energiesenke überprüft werden. Das Gesamtantriebsmoment kann über diesen Zeitraum konstant gehalten werden, indem das zweite Teilsystem den Wegfall des Antriebsmoments des getesteten Teils übernimmt und das eingepreßte Bremsmoment kompensiert. Diese Tests sollten nur bei geringen Geschwindigkeiten durchgeführt werden, damit Probleme, die bei der Durchführung des Tests auftreten, keine kritischen Fahrsituationen zur Folge haben und damit in dem Fall, dass eine Fehlfunktion festgestellt wird, das Fahrzeug sicher wieder zum Stillstand gebracht werden kann.

Zur Untersuchung der beschriebenen Vorgehensweise wird diese mit dem Simulationsmodell, das in Abschnitt 3.3 zur Untersuchung des dynamischen Verhaltens des LE-Trenners erstellt wurde, getestet. Dabei erfolgt der Test des Trenners während einer moderaten Beschleunigung des Fahrzeugs bei etwa 10 km/h. Die Fahrzeuggeschwindigkeit ( $v$ ) ist im oberen Diagramm der Abb. 4.10 dargestellt. Das zweite Diagramm bildet die Drehmomente von den zwei Teilsystemen eines Antriebs ( $M_{TM1}$ ,  $M_{TM2}$ ) und das Gesamtdrehmoment des Antriebs ( $M_{Sum}$ )

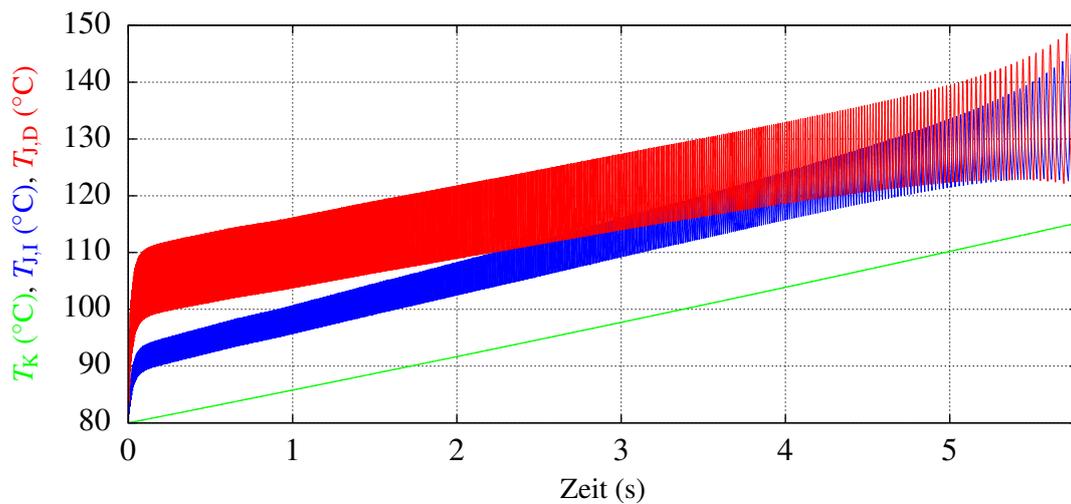
ab. Der Verlauf zeigt, dass trotz des negativen Drehmoments in der ersten Teilmaschine das Gesamtdrehmoment konstant bleibt. Der Batteriestrom ( $i_{\text{Bat}}$ ) im dritten Diagramm steigt durch die zusätzlichen Antriebsmomente, die in den zweiten Teilmaschinen zur Kompensation der Bremsmomente in der ersten Teilmaschinen eingepreßt werden, leicht an. Sobald die maximale Zwischenkreisspannung erreicht ist, beginnt der Bremswiderstand die Zwischenkreisspannung zu regeln. Anschließend werden wieder die normalen Antriebsmomente eingepreßt, sodass die Zwischenkreisspannung absinkt bis der LE-Trenner wieder einschaltet. In diesem Zeitraum ist der Batteriestrom etwas reduziert, da die Energie zunächst aus den Zwischenkreiskondensatoren bezogen wird. Diese Ergebnisse zeigen, dass der LE-Trenner und die Energiesenke durch diese Vorgehensweise im Betrieb getestet werden können.

## 4.6 Notbetrieb ohne Kühlmittelfluss

Durch den Ausfall der Kühlmittelpumpe, der z. B. durch einen Fehler in der 12 V-Versorgung verursacht wird, nimmt der Kühlmittelfluss in der Leistungselektronik und im Motor schnell ab, sodass keine aktive Kühlung der Komponenten mehr zur Verfügung steht. Um das Fahrzeug sicher zum Stillstand zu bringen, sieht das Sicherheitskonzept vor, den Antrieb thermisch so zu dimensionieren, dass mit diesem ein Bremsvorgang ohne aktive Kühlung möglich ist.

Nach dem Stand der Technik kann bei elektrohydraulischen Bremskraftverstärkern im Falle eines Ausfalls der Elektrik über das Bremspedal weiterhin hydraulisch so viel Bremskraft erzeugt werden kann, dass die gesetzliche Mindestverzögerung für die Betriebsbremse erreicht wird [30]. Diese Mindestverzögerung beträgt nach der *ECE R13-H* [20]  $5,76 \text{ m/s}^2$ . Mit dem hier entwickelten System soll beim Ausfall der 12 V-Versorgung daher ebenfalls die gesetzliche Mindestverzögerung erreicht werden. Unter der Annahme, dass auch hier möglich ist, an der Vorderachse über das Bremspedal hydraulisch die optimale Bremskraft unter Berücksichtigung der dynamischen Achslastverteilung für die Mindestverzögerung (vgl. Abschnitt 2.1) zu erzeugen, sollte in diesem Notbetrieb gleichzeitig an der Hinterachse die optimale Bremskraft dieser Achse elektrisch bereitgestellt werden. Das Bremsmoment an der Hinterachse bei der gesetzlich geforderten Mindestverzögerung beträgt  $1206,3 \text{ Nm}$  (vgl. Tab. 2.2) und entspricht damit  $72 \%$  des Bremsmoments bei einer Vollbremsung mit einer Verzögerung von  $1,2g$ . Das Bremsmoment übersteigt die in Tab. 4.2 angegebenen, maximal übertragbaren Bremsmomente, da hier ein voll beladenes Fahrzeug der Berechnung zugrunde gelegt wird.

Eine Möglichkeit, um mit den Antrieben ohne aktive Kühlung zu bremsen, ist, ihre thermischen Zeitkonstanten ausreichend groß zu dimensionieren, sodass die thermischen Grenzen bei dem Bremsvorgang nicht überschritten werden. Beim Motor sind die Zeitkonstanten in der Regel ausreichend groß, um einen Überlastbetrieb von mehreren Sekunden zuzulassen. In den Leistungsmodulen ist die thermisch gut angebundene Masse in der Regel relativ gering, sodass auch die thermischen Zeitkonstanten klein sind. Zur Abschätzung, welche Masse



**Abbildung 4.11:** Thermisches Verhalten im Notbetrieb für einen Bremsvorgang mit gesetzlicher Mindestverzögerung

zur Aufnahme der Verlustenergie notwendig ist, wird angenommen, dass das betrachtete Leistungsmodul zur Kühlung auf einem Aluminiumkühlkörper montiert ist. Dieser weist eine gewisse Dicke der oberen Aluminiumplatte auf. Die minimale Masse des Aluminiums, die notwendig ist, damit die maximale Sperrschichttemperatur nicht überschritten wird, kann aus dem maximal zulässigen Temperaturhub, der erwarteten Verlustenergie der Leistungselektronik und der spezifischen Wärmekapazität des Aluminiums bestimmt werden.

Die spezifische Kapazität liegt nach [100] im Bereich von  $837 \text{ J/kgK}$  bei  $0^\circ\text{C}$  und  $984 \text{ J/kgK}$  bei  $200^\circ\text{C}$ . Der maximale Temperaturhub resultiert aus der maximalen Kühlkörpertemperatur von  $80^\circ\text{C}$  im Normalbetrieb, der maximalen Sperrschichttemperatur (hier  $150^\circ\text{C}$ ) und dem maximalen Temperaturhub durch die Verlustleistung innerhalb des Leistungsmoduls. Insgesamt ist hier ein maximaler Temperaturhub der Kühler­temperatur von etwa  $35 \text{ K}$  zulässig. Dieser große Temperaturhub resultiert daraus, dass das hier geforderte Drehmoment nur  $72\%$  des maximalen Drehmoments beträgt, sodass die Laststrom deutlich reduziert ist. Zusätzlich dazu teilen sich am Ende des Bremsvorgangs, wenn die Temperatur des Kühlkörpers am kritischsten ist, die Verluste aufgrund der geringen Strangspannung zwischen Diode und IGBT auf, sodass beide Komponenten nicht maximal belastet sind. Die Verlustenergie der Leistungselektronik für eine Bremsung mit der gesetzlichen Mindestverzögerung beträgt etwa  $6,4 \text{ kJ}$  je Antrieb. Die Masse der Aluminiumplatte des Kühlers unter dem Modul sollte daher rund  $200 \text{ g}$  betragen. Die entspricht einer Dicke des Aluminiums von  $6 \text{ mm}$ .

Zur Untersuchung der resultierenden Sperrschichttemperatur findet das Simulationsmodell aus Abschnitt 3.4.1 Verwendung. Anstelle des Kühlwassers dient hier die Temperatur der thermischen Kapazität der Aluminiumplatte, die die Verlustenergie aufnimmt, als die Bezugstemperatur des thermischen Modells. Daher wird hier nicht das thermische Modell des Moduls mit Kühl­finnen, sondern das Modell eines Bodenplattenmoduls [101] verwendet. Dieses Modul besitzt die gleiche Größe und die gleichen elektrischen Eigenschaften wie das Modul mit Kühl­finnen, sodass im Simulationsmodell nur die Anpassung des thermischen

Modells erforderlich ist. Um eine detaillierte Aussage über das tatsächliche Temperaturverhalten treffen zu können, müsste das tatsächliche Kühlerdesign untersucht werden. In der Simulation des thermischen Verhaltens sollte dann auch der Einfluss des Kühlmittels im Kühler mitberücksichtigt werden. Da diese Effekte in dem hier verwendeten Simulationsmodell nicht hinterlegt sind, kann dieses nur eine erste Abschätzung der Sperrschichttemperaturen im Notbetrieb liefern.

Das Ergebnis der Simulation eines Bremsvorgangs mit der Mindestverzögerung in Abb. 4.11 zeigt, dass die Sperrschichttemperatur der IGBT ( $T_{J,I}$ ) und der Dioden ( $T_{J,D}$ ) unterhalb ihrer maximalen Sperrschichttemperaturen bleiben und die Erwärmung des Aluminiumkühlkörpers ( $T_K$ ) rund 35 K beträgt. Außerdem bestätigt die Simulation, dass sich die thermische Belastung bei geringeren Geschwindigkeiten am Ende des Bremsvorgangs bei IGBT und Diode ähnlich hoch sind. Das Ergebnis demonstriert, dass bereits kleine zusätzliche thermische Kapazitäten ausreichen, damit die Temperaturgrenzen auch bei einem Bremsvorgang ohne aktive Kühlung eingehalten werden.

## 4.7 Zusammenfassung

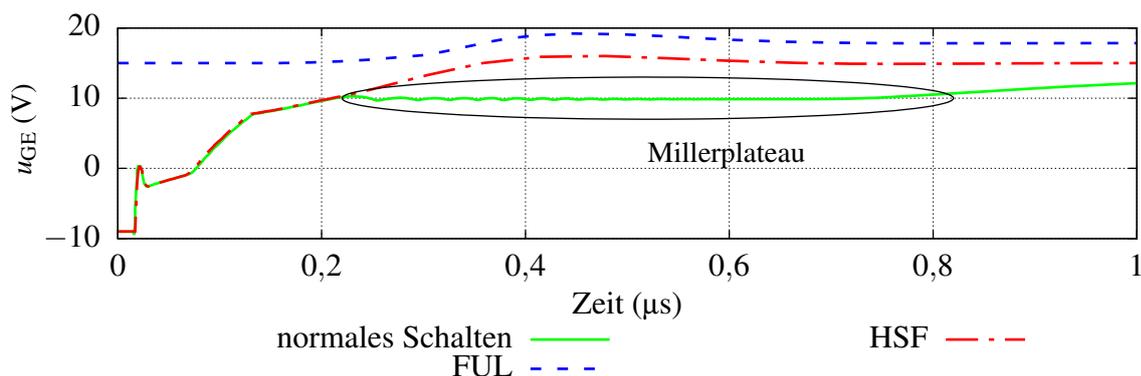
Das Sicherheitskonzept für den Antriebsstrang, das im Rahmen dieses Kapitel auf der Grundlage einer GuR entwickelt wurde, adressiert die kritischen Fehler im Leistungsteil des Antriebsstrangs. Diese wurden anhand der aufgestellten Fehlerursachenbäume identifiziert. Darauf aufbauend wurde eine fehlertolerante Struktur für den Antriebsstrang entwickelt. Diese bietet die Möglichkeit, den Antriebsstrang im Fehlerfall aufzutrennen und so die Teile des Antriebsstrangs, die nicht von dem Fehler direkt betroffen sind, isoliert weiter betreiben zu können. Es konnte mit Hilfe von Simulationen gezeigt werden, dass dadurch die Fehlerauswirkungen so minimiert werden können, dass die Sicherheitsziele erreicht werden können. Das vorgestellte Konzept zur Überwachung der Trennfunktion ermöglicht darüber hinaus die regelmäßige Überprüfung der Trennfunktion im Betrieb. Durch den gezeigten Notbetrieb ohne Kühlmittelfluss ist es außerdem möglich, bei Ausfall des Kühlsystems das Fahrzeug einmal sicher abzubremesen.

## 5 Halbleiternahe Kurzschlusserkennung

Halbbrückenkurzschlüsse in einer Komponente des Antriebsstrangs schließen den Zwischenkreis der Komponenten kurz und können dadurch auch das gesamte HV/DC-Netz entladen. Gleichzeitig kann der Kurzschluss in der Komponente selbst weitere Schäden herbeiführen. Daher ist für den sicheren Betrieb eines Umrichtersystems eine schnelle und zuverlässige Erkennung von Halbbrückenkurzschlüssen erforderlich. Um eine schnelle Detektion zu ermöglichen, kommen in der Regel Erkennungsschaltungen zum Einsatz, die halbleiternah platziert sind. Durch diese wird es ermöglicht, den Kurzschlussstrom mit Hilfe des intakten Schalters abzuschalten und so eine weitere Fehlerausbreitung zu vermeiden.

Eine häufig eingesetzte Kurzschlusserkennung für Umrichtersysteme mit IGBT ist die Entsättigungsüberwachung. Die Entsättigungsüberwachung beruht darauf, dass bei Kurzschlussströmen die Durchlassspannung über dem Leistungshalbleiter in Folge seiner Entsättigung stark ansteigt. Dieser Spannungsanstieg wird durch die Entsättigungsüberwachung detektiert [99]. Das Erkennungsprinzip kann auch auf unipolare Leistungshalbleiter übertragen werden [102]. Der Nachteil der Entsättigungsüberwachung ist die Verzögerung der Kurzschlusserkennung. Diese ist notwendig, da beim Einschalten zunächst noch die volle Zwischenkreisspannung am Leistungshalbleiter anliegt. Die Spannung reduziert sich während des Einschaltvorgangs, bis die Durchlassspannung (auch Sättigungsspannung) erreicht ist. Um Fehlauflösungen zu vermeiden, muss dieser Zeitraum bei der Fehlererkennung ausgeblendet werden, sodass in diesem Zeitraum keine Kurzschlusserkennung möglich ist. Die Dauer hängt vom Bauteil, dem Strom durch das Bauteil und der Sperrschichttemperatur ab. Da bei der Wahl der Verzögerung die längste Einschaltdauer, die in Abhängigkeit dieser Parameter möglich ist, berücksichtigt werden muss, kann die Verzögerung bis zu einigen Mikrosekunden betragen.

Neben der Entsättigungsüberwachung gibt es noch weitere Kurzschlusserkennungsverfahren. Überblicke über diese werden in [103] und [104] gegeben. Eine Möglichkeit zur schnellen Fehlererkennung ist die Überwachung der Gate-Emitter-Spannung ( $u_{GE}$ ). Bei diesem Fehlererkennungsverfahren muss zwischen den zwei möglichen Arten von Halbbrückenkurzschlüssen unterschieden werden. Die erste ist ein Halbbrückenkurzschluss, der in dem Moment auftritt, in dem der intakte Leistungshalbleiter eingeschaltet wird (englisch: hard switching fault, kurz: HSF). Die zweite Art ist ein Halbbrückenkurzschluss, der auftritt, während der intakte Leistungshalbleiter voll leitfähig ist und den Laststrom führt (englisch: fault under load, kurz: FUL). Der HSF kann, wie in [105]–[107] gezeigt wird, anhand des fehlenden Millerplateaus erkannt werden. Das Millerplateau ist der Bereich beim Einschalten, in dem die Gate-Emitter-Spannung nahezu konstant ist, aber die maximale Spannung noch nicht erreicht ist (Abb. 5.1). Es resultiert daraus, dass sich die Kollektor-Emitter-Spannung ändert



**Abbildung 5.1:** Gate-Emitter-Spannung beim normalen Einschalten und beim Halbbrückenkurzschluss (Simulation)

und dabei zunächst die Millerkapazität (parasitäre Kapazität zwischen Gate und Kollektor) durch den Gatestrom umgeladen wird. Beim HSF sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung nur leicht ab, sodass kein Millerplateau vorliegt.

Ein FUL kann ebenfalls durch die Überwachung der Gate-Emitter-Spannung erkannt werden, da es beim Eintreten des Kurzschlusses, wie in Abb. 5.1 zu sehen, zu einer kurzen Spannungsüberhöhung kommt [108], [109] (Abb. 5.1). Die Spannungsüberhöhung entsteht über die Millerkapazität aufgrund des schnellen Anstiegs der Kollektor-Emitter-Spannung infolge des Kurzschlussstroms.

Eine weitere Möglichkeit zur schnellen Kurzschlusserkennung ist die Detektion des Kollektorstromanstiegs. Dies kann über eine Spannung, die durch den Stromanstieg an einer parasitären Induktivität induziert wird, erfolgen. In [110] und [111] wird dafür die parasitäre Emitterinduktivität genutzt. Die hier induzierte Spannung kann bei geeigneten Leistungsmodulen zwischen dem Leistungs- und dem Hilfsemittler für die Gateansteuerung gemessen werden. In [112] wird eine Kombination dieses Erkennungsverfahrens mit der Überwachung der Gate-Emitter-Spannung genutzt, um eine sehr schnelle und zuverlässige Kurzschlusserkennung zu erreichen.

Sowohl über die Gate-Emitter-Spannung als auch über die induzierte Spannung infolge des Stromanstiegs kann ein Halbbrückenkurzschluss in einigen hundert Nanosekunden erkannt werden. Der Nachteil beider Systeme gegenüber der Ent sättigungsüberwachung ist jedoch, dass die Erkennung nur in diesem kurzen Zeitfenster möglich ist. Wenn der Fehler, z. B. durch eine Störung des Erkennungssystems, nicht direkt erkannt wird, ist keine spätere Erkennung mehr möglich.

Die Überwachung des Stroms im Spannungszwischenkreis stellt eine weitere Möglichkeit zur Kurzschlusserkennung dar [113]. Bei Umrichtern kleiner Leistung, wie z. B. bei Schalt netzteilen, kommt alternativ eine Kurzschlusserkennung über einen elektrischen Widerstand (Messshunt) in der Halbbrücke zum Einsatz. Bei beiden Varianten wird der Kurzschlussstrom direkt im Kommutierungskreis gemessen. Der Vorteil der Messung im Zwischenkreis ist,

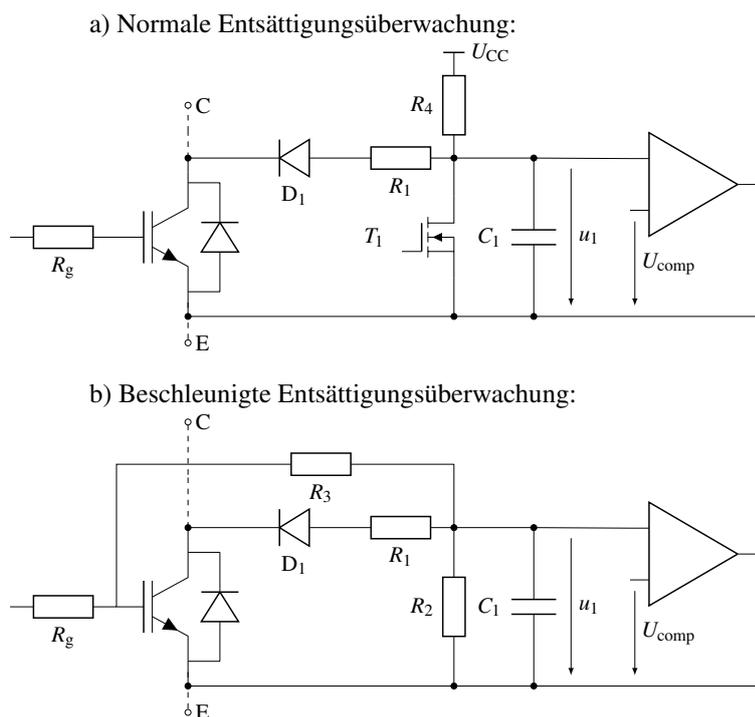
dass der gesamte Umrichter mit einer Kurzschlusserkennung überwacht werden kann. Ein Nachteil ist, dass in diesem Fall eine direkte Fehlerlokalisierung nicht möglich ist. Darüber hinaus beeinflusst der Stromsensor im Kommutierungskreis das Schaltverhalten und kann so zu höheren Schaltverlusten führen.

In diesem Kapitel werden zwei Schaltungen zur Kurzschlusserkennung vorgestellt und mit Hilfe von Simulationen und einem experimentellen Testaufbau näher untersucht. Zunächst erfolgt die Untersuchung einer beschleunigten Entsättigungsüberwachung. Im Anschluss wird ein Kurzschlusserkennungssystem betrachtet, mit dem der Kurzschluss anhand von transienten Spannungsänderungen im Zwischenkreis erkannt wird. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen wurden bereits in [114] veröffentlicht.

## 5.1 Beschleunigte Entsättigungsüberwachung

Der Zeitraum, für den die Entsättigungsüberwachung beim Einschalten deaktiviert sein muss, um Fehlauflösungen zu vermeiden, beträgt bei den in dieser Arbeit betrachteten IGBT auf Basis von Silizium (Si) etwa eine Mikrosekunde. Kommerzielle Si-IGBT sind in der Regel so dimensioniert, dass sie nach einer Kurzschlussdauer von fünf bis 20 Mikrosekunden den Kurzschlussstrom noch sicher abschalten können [115]. Für diese Halbleiter ist daher die Verzögerung bei der Kurzschlusserkennung durch die Entsättigungsüberwachung ausreichend kurz. Allerdings ist die maximale Kurzschlussdauer der Leistungshalbleiter ein Designkriterium bei ihrer Entwicklung. Die Kurzschlussfestigkeit ist durch die maximal zulässige Erwärmung des Chips während des Kurzschlusses begrenzt und ergibt sich aus dem Chipvolumen und der Kurzschlussstromdichte [116]. Die Kurzschlussstromdichte ist wiederum vom Gatekanal des IGBT abhängig [118]. Neue Entwicklungen beim Aufbau der Chips und im Herstellungsprozess ermöglichen dünnere Chips [99]. Gleichzeitig bewirkt die Optimierung des Gatekanals eine Reduzierung des Kanalwiderstands und damit verbunden eine Reduzierung der Durchlassverluste. Gleichzeitig geht dies jedoch mit größeren Kurzschlussströmen einher [99], [119]. Die Kurzschlussfestigkeitsdauer nimmt somit ab. Eine schnellere Kurzschlusserkennung ermöglicht die Verwendung von Halbleitern mit einer geringeren Kurzschlussfestigkeitsdauer und dadurch eine Reduzierung der Durchlassverluste der Halbleiter im Normalbetrieb [112], [119].

Eine schnellere Entsättigungsüberwachung ist auch in Hinblick auf Wide-Bandgap-Halbleiter Bestandteil aktueller Forschung. *Wang et al.* zeigen in [102], dass eine schnellere Entsättigungsüberwachung für MOSFET auf Siliziumcarbidbasis möglich ist. Der Schwerpunkt liegt bei *Wang et al.* jedoch auf den zusätzlichen Herausforderungen hinsichtlich des Aufbaus der Schaltung, die aus den schnelleren Leistungshalbleitern resultieren. Die schnellere Erkennung selbst folgt aus dem kürzeren Einschaltvorgang, der eine kleinere ausgeblendete Zeitdauer ermöglicht. Es muss jedoch weiterhin der gesamte Einschaltvorgang ausgeblendet werden. Die beschleunigte Entsättigungsüberwachung, die im Folgenden beschrieben wird,



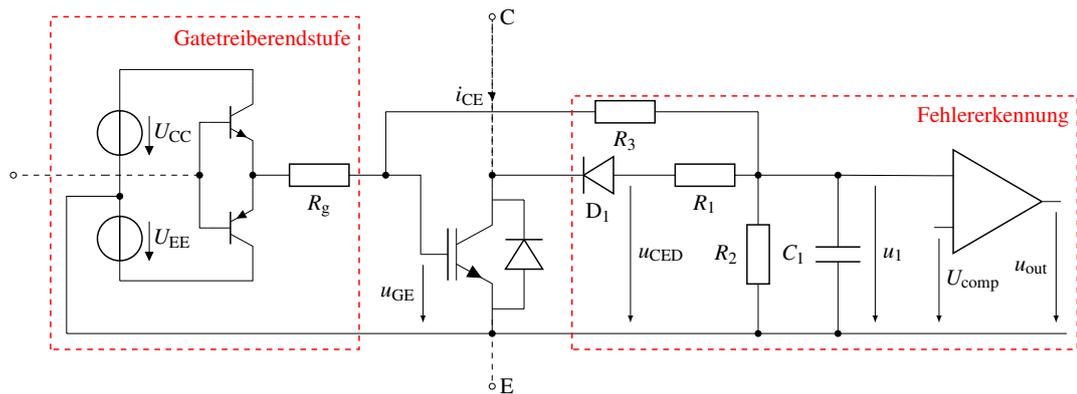
**Abbildung 5.2:** Gegenüberstellung der normalen und der beschleunigten Entsättigungsüberwachung

ermöglicht es, komplett auf die Ausblendung zu verzichten. Dadurch kann die Erkennung erheblich beschleunigt werden.

Die normale Entsättigungsüberwachung (Abb. 5.2a) besteht aus einer Diode  $D_1$ , die die hohe Sperrspannung des ausgeschalteten Leistungshalbleiters abblockt. Bei eingeschaltetem Leistungshalbleiter treibt eine Stromquelle einen Stromfluss durch diese Diode. Alternativ zur Stromquelle wird ein Widerstand ( $R_4$  in Abb. 5.2a) zur positiven Gatetreiberversorgung ( $U_{CC}$ ) verwendet. Solange der Halbleiter ausgeschaltet ist, ist bei der normalen Entsättigungsüberwachung der Transistor  $T_1$  eingeschaltet, sodass die Spannung  $u_1$  null ist. Zu Beginn des Einschaltvorgangs des Leistungshalbleiters wird  $T_1$  wieder ausgeschaltet und die Kombination des Kondensators  $C_1$  mit dem Widerstand  $R_4$  verzögert den Spannungsanstieg am Komparator. Durch diese Verzögerung kann die ausgeblendete Zeit nach dem Einschalten eingestellt werden.

Die hier untersuchte beschleunigte Entsättigungsüberwachung (Abb. 5.2b) kombiniert die normale Entsättigungsüberwachung mit der beschriebenen Kurzschlusserkennung anhand des transienten Verlaufs der Gate-Emitter-Spannung ( $u_{GE}$ ) beim Einschalten. Zur Kombination der beiden Verfahren wird die Gatespannung auf die Entsättigungsüberwachung zurückgeführt. Dadurch wird der Stromfluss durch die Diode  $D_1$  nicht direkt von der Gatetreiberversorgung sondern über den Gatetreiber und den Gatewiderstand ( $R_g$ ) getrieben.

Im Normalzustand verharrt die Gatespannung beim Einschalten durch die Millerkapazität



**Abbildung 5.3:** Stromlaufplan der beschleunigten Entsättigungsüberwachung für die Simulationen und die experimentelle Erprobung

so lange auf dem Millerplateau, bis die stationäre Kollektor-Emitter-Durchlassspannung nahezu erreicht ist (vgl. oberer Graph in Abb. 5.4) und die Diode  $D_1$  durchschaltet. Durch die geeignete Auslegung des Spannungsteilers der Widerstände  $R_3$  und  $R_2$  kann erreicht werden, dass die Spannung am Komparator ( $u_1$ ) während des fehlerfreien Einschaltvorgangs unterhalb der Vergleichsspannung ( $U_{\text{comp}}$ ) bleibt. Dadurch ist keine zusätzliche Ausblendezeit notwendig. Der Kondensator  $C_1$  dient hier nur zur Unterdrückung von möglichen, kurzzeitigen Störungen durch kapazitive oder induzierte Einkopplungen und kann kleiner ausgelegt werden als bei der normalen Entsättigungsüberwachung. Die Fehlererkennung selbst wird durch diesen Kondensator nur gering verzögert.

Wenn der Leistungshalbleiter auf einen bestehenden Kurzschlussfehler zuschaltet wird (englisch: hard switching fault, kurz: HSF), fällt die Durchlassspannung aufgrund der Entsättigung des IGBT nicht auf das normale Spannungsniveau. Dadurch wird die Millerkapazität nicht umgeladen und die Gatespannung zeigt kein Millerplateau, sodass diese direkt auf die volle Gatetreiberersorgungsspannung steigt (vgl. oberer Graph in Abb. 5.4). Bei geeigneter Auslegung des Spannungsteilers ( $R_2$ ,  $R_3$ ) übersteigt die Spannung am Komparator die Schwellspannung und der Fehler kann ohne Verzögerung erkannt werden. Bei einem eingeschalteten Leistungshalbleiter entspricht die Schaltung nahezu der normalen Entsättigungsüberwachung, sodass ein Kurzschlussfehler in diesem Zustand (englisch: fault under load, kurz: FUL) ebenso erkannt werden kann. Auch bei dieser Fehlererkennung gibt es auf Grund des kleineren Kondensators gegenüber der normalen Schaltung eine leichte Reduktion der Verzögerung.

Hinsichtlich der benötigten Hardware ist die beschleunigte Entsättigungsüberwachung vergleichbar mit der normalen. Der Transistor  $T_1$  ist hier nicht notwendig, da aufgrund der Rückführung vom Gate die Spannung beim ausgeschaltetem IGBT unterhalb der Schwellspannung liegt. Außerdem ist die Zeitkonstante für die Entladung des Kondensators ( $R_2 \parallel R_3 \cdot C_1$ ) bei dieser Schaltung so klein, dass der Kondensator auch bei einem minimal kurzen ausgeschalteten Zustand ausreichend entladen wird.

### 5.1.1 Schaltungsauslegung

Bei der Auslegung der Widerstände wird zunächst das transiente Verhalten der Schaltung vernachlässigt und die Auslegung erfolgt stattdessen über stationäre Größen. Zur Abgrenzung zu den zeitabhängigen Größen sind die stationären Größen im Folgenden mit Großbuchstaben beschrieben. Die Spannung  $U_1$  in Abhängigkeit von der Gate-Emitter-Spannung ( $U_{GE}$ ) und der Kollektor-Emitter-Spannung zuzüglich der Diodenspannung ( $U_{CED}$ ) beträgt

$$U_1 = R_{p123} \cdot \left( \frac{1}{R_3} U_{GE} + \frac{1}{R_1} U_{CED} \right). \quad (5.1)$$

Der Ersatzwiderstand  $R_{p123}$  entspricht dem Ersatzwiderstand der Parallelschaltung der drei Widerstände ( $R_{p123} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$ ).

Der Zustand der Diode ist von der Kollektor-Emitter-Spannung des IGBT abhängig. Solange diese größer als  $U_1$  ist, sperrt die Diode und die Spannung  $U_{CED}$  entspricht der Spannung  $U_1$ . Die Gleichung (5.1) vereinfacht sich zu

$$U_1 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_{GE}. \quad (5.2)$$

Bei einem normalen Einschalten bleibt die Gate-Emitter-Spannung so lange auf dem Millerplateau ( $U_{Miller}$ ), bis die Kollektor-Emitter-Spannung auf die Durchlassspannung abgefallen ist. Die Spannung am Komparator für einen normalen Einschaltvorgang  $U_{1,NZ}$  ist daher

$$U_{1,NZ} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_{Miller,max}. \quad (5.3)$$

Da die Spannung des Millerplateaus von der Sperrschichttemperatur und dem Laststrom abhängig ist, wird hier die maximale Plateauspannung ( $U_{Miller,max}$ ) verwendet. Wird der IGBT hingegen auf einen Kurzschluss eingeschaltet, steigt die Gate-Emitter-Spannung direkt auf die Gatetreiberversorgungsspannung  $U_{CC}$ . Die Spannung am Komparator ist in diesem Fall

$$U_{1,HSF} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_{CC}. \quad (5.4)$$

Die Division der Gleichung (5.3) durch die Gleichung (5.4) ergibt das Verhältnis der Spannungen  $U_1$  im Normalzustand und im Fehlerzustand

$$\frac{U_{1,NZ}}{U_{1,HSF}} = \frac{U_{Miller,max}}{U_{CC}}. \quad (5.5)$$

Zur sicheren Fehlererkennung sollte die Schwellspannung am Komparator zwischen  $U_{1,NZ}$  und  $U_{1,HSF}$  liegen. Damit Fehler sicher erkannt werden und es gleichzeitig nicht zu Fehlauflösungen kommt, sollte der Abstand der Schwellspannung zu den Vergleichsspannungen im Normal- und Fehlerzustand ausreichend groß sein. Das ist hier aufgrund des Verhältnisses in Gleichung (5.5) gegeben.

An einem eingeschalteten IGBT ist die Gate-Emitter-Spannung bereits auf die volle Versorgungsspannung gestiegen und die Diode  $D_1$  ist leitfähig, sodass über dieser lediglich ihre Flussspannung anliegt. Durch einen Kurzschluss in diesem Zustand entsättigt der IGBT, wodurch wiederum die Kollektor-Emitter-Spannung ansteigt. Die Spannung am Komparator ist

$$U_{1,FUL} = \frac{R_{p123}}{R_3} U_{CC} + \frac{R_{p123}}{R_1} U_{CED,desat,min} . \quad (5.6)$$

$U_{CED,desat,min}$  ist die minimale Entsättigungsspannung des IGBT, bei dem die Entsättigungsüberwachung ansprechen soll, zuzüglich der Vorwärtsspannung der Diode.

Für eine sichere Erkennung beider Fehlerarten sollen die Spannungen am Komparator bei beiden Arten gleich sein. Zur Bestimmung des dafür notwendigen Widerstandsverhältnisses wird Gleichung (5.4) nach  $U_{CC}$  aufgelöst und  $U_{1,HSF}$  durch  $U_{1,FUL}$  ersetzt. Das Ergebnis in Gleichung (5.6) eingesetzt ergibt

$$U_{1,FUL} = \frac{R_{p123}}{R_3} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2} U_{1,FUL} + \frac{R_{p123}}{R_1} U_{CED,desat,min} . \quad (5.7)$$

Aus dem Zusammenfassen und Umstellen dieser Gleichung folgt

$$U_{1,FUL} = U_{CED,desat,min} . \quad (5.8)$$

Damit die Vergleichsspannung  $U_1$  bei beiden Fehlerarten gleich groß ist, müssen somit die Widerstände so gewählt werden, dass diese Spannung im Fehlerfall gleich  $U_{CED,desat,min}$  ist. Über Gleichungen (5.4) kann das daraus resultierende Verhältnis von  $R_2$  und  $R_3$  bestimmt werden

$$R_2 = \frac{U_{CED,desat,min}}{U_{CC} - U_{CED,desat,min}} R_3 . \quad (5.9)$$

Aus der Gleichung (5.8) folgt, dass die Gleichung (5.6) unabhängig von  $R_1$  erfüllt ist, sodass  $R_1$  bis hierhin frei gewählt werden kann. Die maximale Größe von  $R_1$  resultiert jedoch aus der zusätzlichen Bedingung, dass die Spannung beim eingeschalteten IGBT im Normalzustand maximal der Spannung  $U_{1,NZ}$  aus Gleichung (5.3) entsprechen soll, damit keine Fehlauflösungen auftreten. Für die Bestimmung von  $R_1$  muss außerdem die maximale Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung im Normalbetrieb zuzüglich der Vorwärtsspannung der Diode

$(U_{CED,sat,max})$  berücksichtigt werden. Diese Randbedingungen in Gleichung (5.1) eingesetzt ergeben

$$U_{1,NZ} = R_{p123} \cdot \left( \frac{1}{R_3} U_{CC} + \frac{1}{R_1} U_{CED,sat,max} \right). \quad (5.10)$$

Aus dem Einsetzen des Widerstands  $R_2$  aus Gleichung (5.9) und der Spannung  $U_{1,NZ}$  aus Gleichung (5.3) in diese Gleichung folgt der maximale Widerstand  $R_1$  in Abhängigkeit vom Widerstand  $R_3$

$$R_1 \leq \frac{U_{Miller,max} \cdot U_{CED,desat,min} - U_{CED,sat,max} \cdot U_{CC}}{U_{CC}^2 - U_{Miller,max} \cdot U_{CC}} R_3. \quad (5.11)$$

Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  können somit über die Gleichungen (5.9) und (5.11) in Abhängigkeit vom Widerstand  $R_3$  ausgewählt werden. Bei der Auswahl des Widerstands  $R_3$  ist zu berücksichtigen, dass die Gateansteuerung durch die Fehlererkennung belastet wird. Ein zu kleiner Widerstand kann daher zu einer starken Belastung der Gatetreiberendstufe führen. Außerdem wird die Gate-Emitter-Spannung durch die Belastung reduziert. Auf der anderen Seite sind die Dynamik der Schaltung und damit auch die Geschwindigkeit der Fehlererkennung von der Größe der Widerstände und des Kondensators abhängig. Da auch der Komparator über eine parasitäre Eingangskapazität verfügt, kann die Kapazität  $C_1$  nicht beliebig reduziert werden. Daher erhöhen große Widerstände ggf. die Verzögerung bei der Kurzschlusserkennung. Unter Berücksichtigung dieser beiden Aspekte kann der Widerstand  $R_3$  geeignet gewählt werden.

Der Kondensator  $C_1$  kommt hier zum Einsatz, um Fehlauflösungen durch Störungen zu vermeiden. Störungen können hier z. B. dadurch verursacht werden, dass steile Stromtransienten beim Schalten Spannungsspitzen an parasitären Induktivitäten induzieren. Um diese Spannungsspitzen herauszufiltern, muss die Zeitkonstante des Tiefpasses erster Ordnung aus  $R_2$  und  $R_3$  und dem Kondensator groß genug gewählt werden. Bei den hier verwendeten IGBT hat sich gezeigt, dass eine Zeitkonstante  $((R_2 \parallel R_3) \cdot C_1)$  von 100 ns ausreichend ist. Damit kann diese Zeitkonstante signifikant kleiner gewählt werden als bei der normalen Entsättigungsüberwachung.

Ein Nachteil der so dimensionierten Fehlererkennung gegenüber der normalen Entsättigungsüberwachung ist, dass durch eine reduzierte Gatespannung in Folge eines Fehlers im Gatekreis die Vergleichsspannung am Komparator nicht mehr überschritten werden kann. Dies hat zur Folge, dass eine daraus resultierende Entsättigung des Halbleiters nicht sicher erkannt wird. Dieser Fehlerfall kann jedoch über eine Überwachung der Gatespannung mit abgedeckt werden.

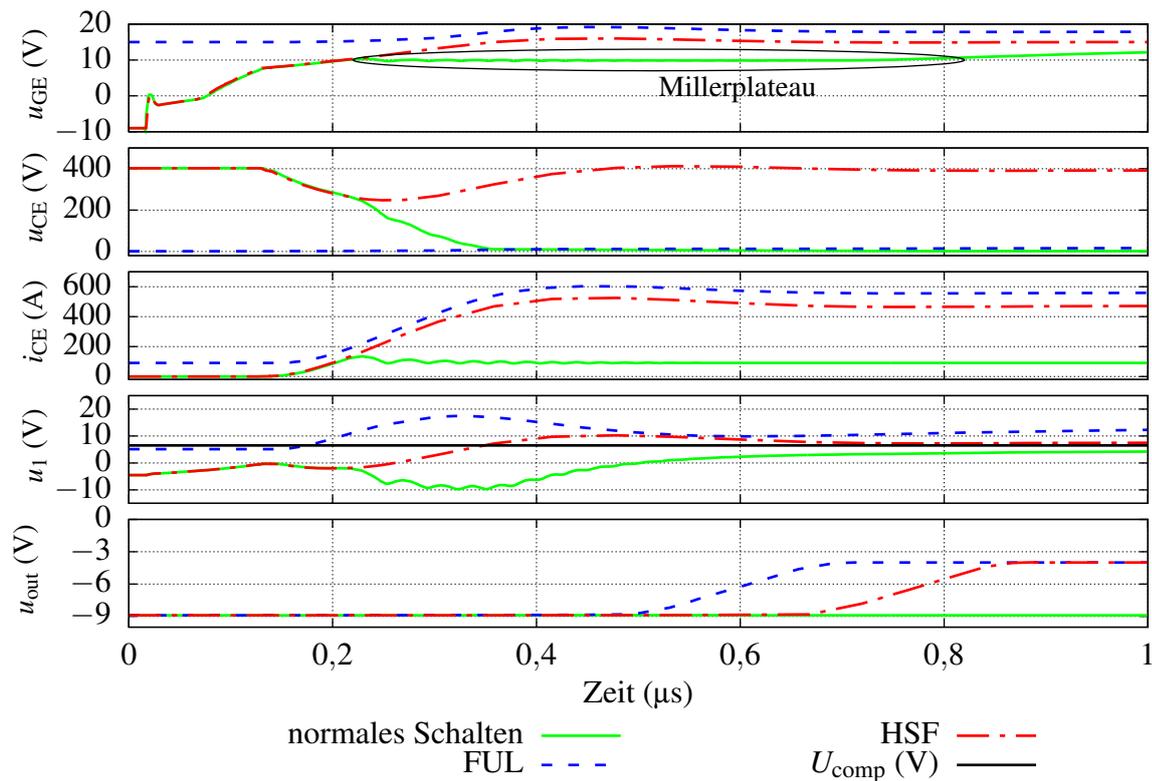
**Tabelle 5.1:** Parameter der beschleunigten Entsättigungsüberwachung nach Abb. 5.3

Gatetreiberversorgungsspannung	$U_{CC}$	15 V
Maximale Millerplateauspannung	$U_{\text{Miller,max}}$	12 V
Maximale Sättigungsspannung	$U_{\text{CED,sat,max}}$	4 V
Minimale Entsättigungsspannung	$U_{\text{CED,desat,min}}$	7,5 V
Komparatorvergleichsspannung	$U_{\text{comp}}$	6,5 V
Widerstandswert	$R_1$	6,67 k $\Omega$
Widerstandswert	$R_2$	10 k $\Omega$
Widerstandswert	$R_3$	10 k $\Omega$
Kapazität (Simulation)	$C_1$	16,6 pF
Kapazität (Erprobung)	$C_1$	0 pF

### 5.1.2 Schaltungssimulation

Zur Untersuchung des transienten Verhaltens erfolgt eine Simulation der Schaltung mit SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Die SPICE-Simulation bildet das Verhalten der Leistungsmodule ab, die auch für die experimentelle Validierung verwendet werden. Die Kenndaten der Komponenten, die in der Simulation und in der experimentellen Erprobung eingesetzt werden, sind im Anhang in Tab. A.5 gegeben. Die Leistungsmodule sind H-Brückenmodule mit vier 600 V / 100 A Trench-IGBT. Eine Drossel, in der der Laststrom für die Untersuchungen eingestellt wird, verbindet die Ausgänge der beiden Halbbrücken (vgl. Abb. 5.6, rechte H-Brücke). Der Kurzschluss wird in der Simulation und bei der experimentellen Validierung durch ein aktives Einschalten beider Halbleiter einer Halbbrücke geschaltet. Der Aufbau ermöglicht es, beide Kurzschlussarten und normale Schaltvorgänge bei verschiedenen Lastströmen zu untersuchen. Die beschleunigte Entsättigungsüberwachung ist in der Simulation entsprechend Abb. 5.3 berücksichtigt. Neben der Entsättigungsüberwachung und den Leistungshalbleitern werden auch die Gatetreiber sowie die parasitären Widerstände und Induktivitäten des Moduls, der äußeren Verschaltungen und der Zwischenkreiskondensatoren mit simuliert. Die Auslegungsparameter und die daraus resultierenden Werte für Widerstände und Kondensatoren für die Simulation und die experimentelle Validierung sind in Tab. 5.1 gegeben. Abbildung 5.4 zeigt die Ergebnisse der SPICE-Simulation. Beim fehlerfreien Einschaltvorgang übersteigt die Spannung  $u_1$  nicht die Vergleichsspannung. Bei den beiden Kurzschlussfehlern wird die Vergleichsspannung jedoch überschritten, sodass die Fehler erkannt werden können. Der Komparator erkennt das Überschreiten der Schwelle, sodass die Spannung  $u_{\text{out}}$  in beiden Fehlerfällen um etwa 0,4  $\mu\text{s}$  verzögert ansteigt.

Zu näheren Betrachtung der Verzögerung der Kurzschlusserkennung sind die Simulationsergebnisse der beschleunigten Entsättigungsüberwachung in Abb. 5.5 den Ergebnissen für eine konventionelle Entsättigungsüberwachung gegenübergestellt. Die zur Vermeidung von Fehlauflösungen ausgeblendete Zeitdauer ist bei dieser Simulation eine Mikrosekunde lang. Der Widerstand  $R_4$  in Abb. 5.2 beträgt dafür 15 k $\Omega$  und die Kapazität des Kondensators  $C_1$  120 pF. Beim HSF ist die Dauer zwischen Beginn des Stromanstiegs und Erreichen der Vergleichsspannung durch die beschleunigte Entsättigungsüberwachung auf 200 ns reduziert.



**Abbildung 5.4:** Simulationsergebnisse der beschleunigten Entsättigungsüberwachung nach Abb. 5.3

Die Verzögerung beim FUL ist auch bei der normalen Entsättigungsüberwachung kleiner, da hier zum einen der Kondensator schon leicht vorgeladen ist. Zum anderen sperrt die Diode  $D_1$  die ansteigende Kollektor-Emitter-Spannung, wodurch es zu einem Rekombinationsstrom kommt. Dieser bewirkt das Aufladen des Kondensators  $C_1$  und einen Anstieg der Spannung  $u_1$ . Dieser Anstieg ist in Abb. 5.4 im Zeitraum zwischen  $0,2 \mu\text{s}$  und  $0,4 \mu\text{s}$  zu sehen. Allerdings kann auch der FUL aufgrund der kleineren Kapazität mit der beschleunigten Entsättigungsüberwachung etwas schneller erkannt werden.

### 5.1.3 Experimentelle Validierung

Die Validierung der Berechnungen und der Simulationsergebnisse erfolgt über Messungen an einem Testaufbau. Das elektrische Ersatzschaltbild des kompletten Aufbaus, der für beide hier vorgestellten Kurzschlusserkennungssysteme Anwendung findet, ist in Abb. 5.6 abgebildet. Die Kenndaten des Aufbaus sind in Tab. A.5 im Anhang gegeben. Abbildung 5.7 zeigt ein Foto des Versuchsaufbaus. Für die Validierung der beschleunigten Entsättigungsüberwachung ist nur die rechte Vollbrücke (H-Brücke) des Versuchsaufbaus und der Zwischenkreiskondensator notwendig. Die linke H-Brücke kommt lediglich bei der Untersuchung des zweiten Kurzschlusserkennungssystems zum Einsatz. Mit Hilfe der rechten H-Brücke kann der Last-

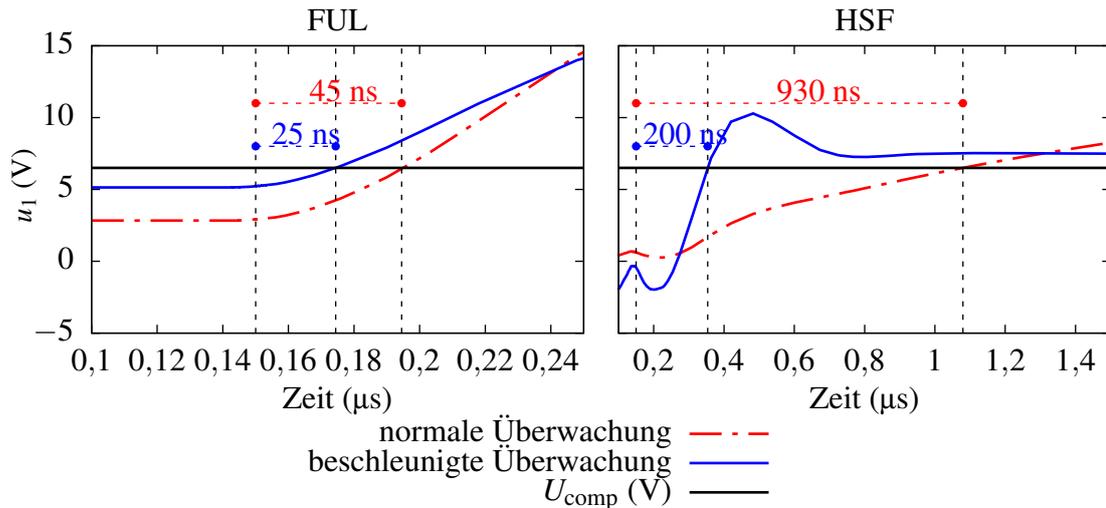


Abbildung 5.5: Vergleich der Verzögerungen bei der Fehlererkennung nach Abb. 5.3

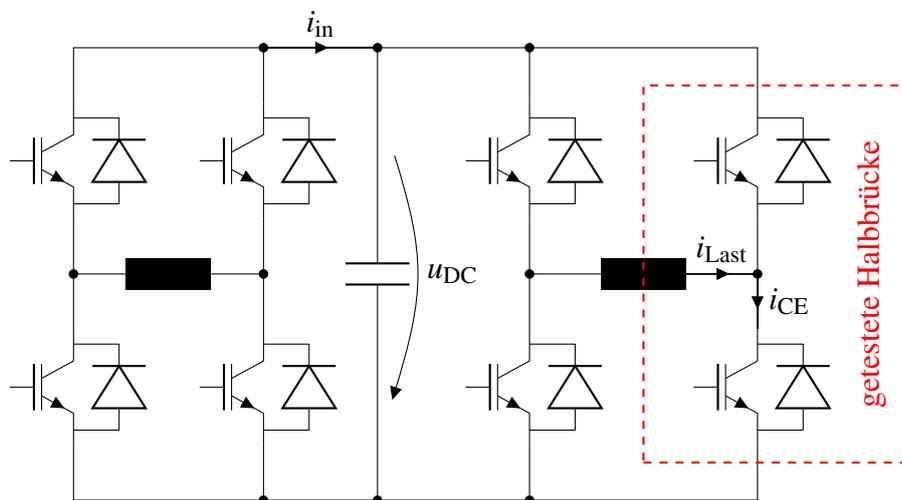


Abbildung 5.6: Elektrisches Ersatzschaltbild des Versuchsaufbaus

strom in der Drossel ( $i_{\text{Last}}$ ), die die beiden Ausgänge verbindet, beliebig eingestellt werden. Dieser Laststrom wird dann mit dem überwachten Bauteil geschaltet. Mit dem zweiten Bauteil der Halbrücke können gleichzeitig die gewünschten Kurzschlussarten geschaltet werden. Die Gatetreiber sind im Aufbau über den H-Brückenmodulen angebracht und verfügen über keine eigenen Schutzfunktionen. Sie dienen daher lediglich zur Ansteuerung der IGBT. Die Generierung der Ansteuersignale erfolgt über ein FPGA. Die Erkennungssignale der Kurzschlusserkennung werden bei den Messungen aufgezeichnet. Sie werden jedoch nicht zum Gatetreiber zurückgeführt. Stattdessen schaltet das FPGA die Kurzschlüsse nach einer Dauer von 3  $\mu\text{s}$  wieder ab.

Die Messung des transienten Kollektorstroms des untersuchten Halbleiters ist über eine Rogowskispule, die in einer Leiterplatte (englisch: printed circuit board, kurz: PCB) liegt und um die Anschlüsse der Zwischenkreiskondensatoren herumgeführt ist (Abb. 5.7), realisiert. Während der Messung wird die induzierte Spannung der Spule ( $u_{\text{coil}}$ ) aufgezeichnet. Die Be-

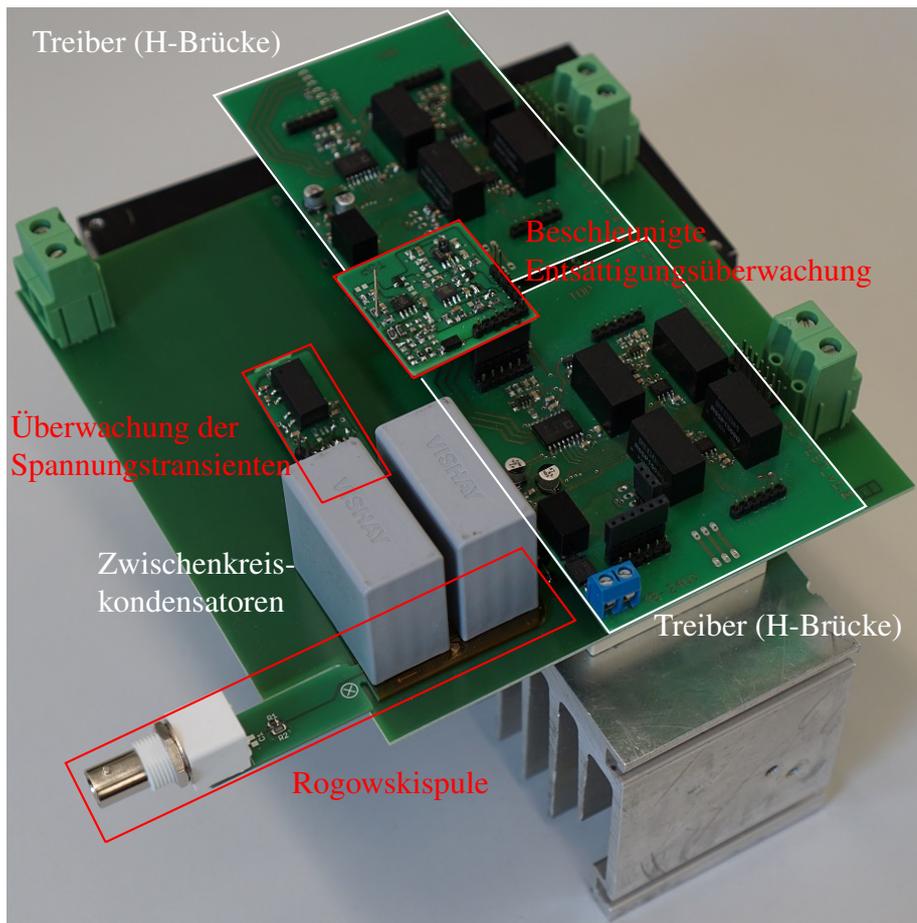


Abbildung 5.7: Foto des Versuchsaufbaus (Fehlererkennung)

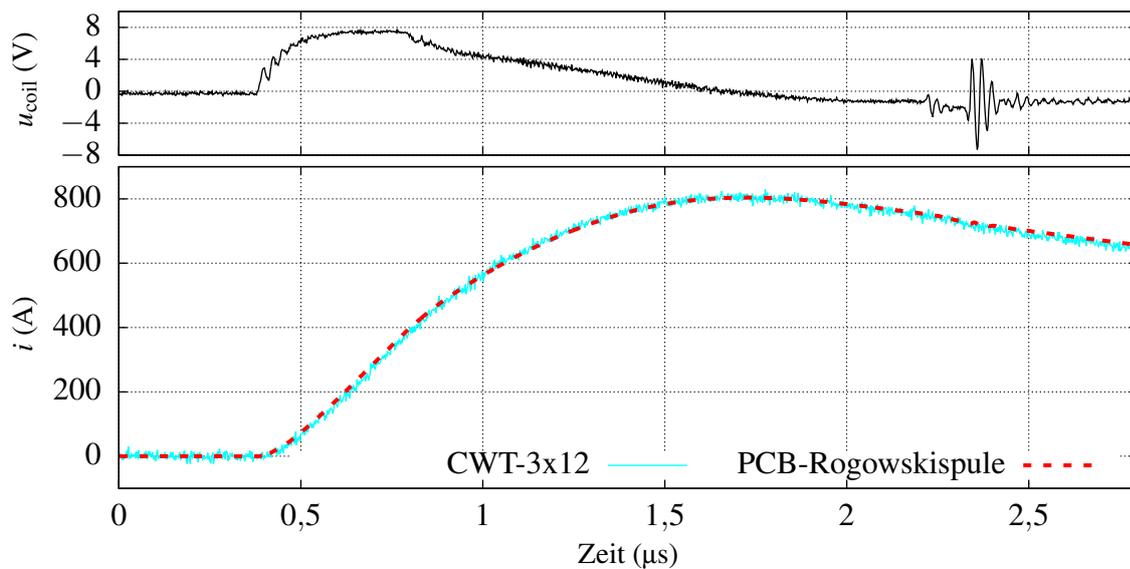
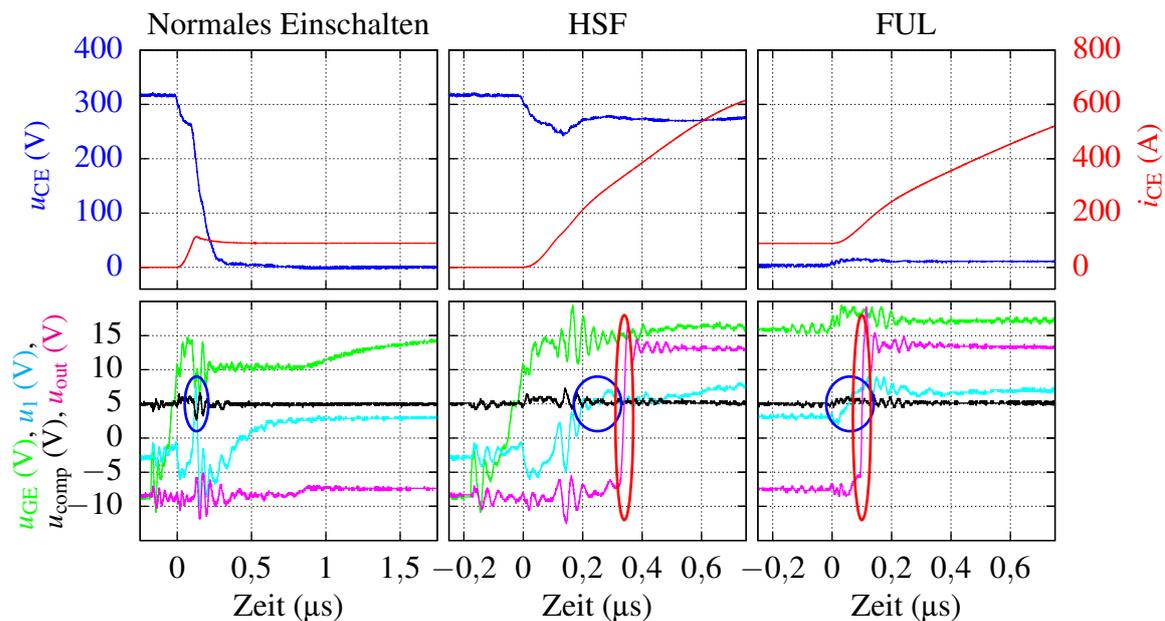


Abbildung 5.8: Kalibrierungsmessung der PCB-Rogowskispule



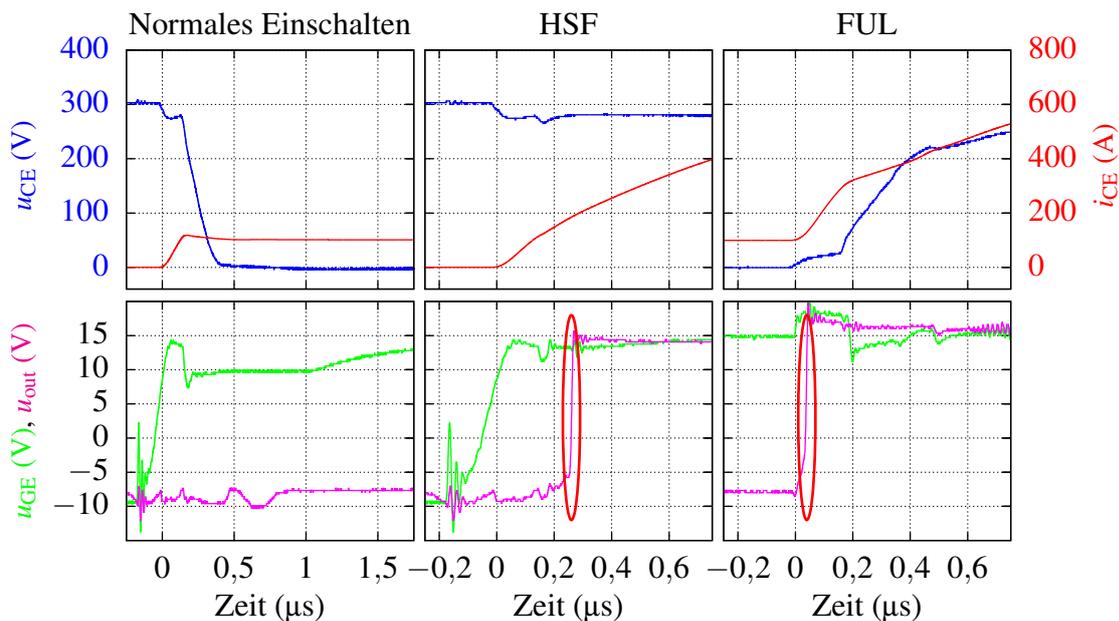
**Abbildung 5.9:** Messergebnisse der beschleunigten Entsättigungsüberwachung am unteren Leistungshalbleiter der Halbbrücke

rechnung des Stromverlaufs erfolgt dann im Nachgang über das Integral der induzierten Spannung. Dabei muss die Koppelinduktivität zwischen Spule und den Zwischenkreisanschlüssen berücksichtigt werden. Die Größe dieser Induktivität folgt aus einer Kalibrierungsmessung. Der Vergleich des berechneten Stroms mit dem Stromverlauf, der mit einem kommerziellen Stromsensor (CWT-3x12) gemessen wurde, ist an Abb. 5.8 abgebildet. Der Vergleich zeigt, dass dieses Messsystem den Kurzschlussstrom ausreichend genau erfasst.

Die Spannungen am unteren Halbleiter der Halbbrücke werden mit passiven Spannungstastköpfen gemessen. Für die Messung der Spannungen am oberen Halbleiter kommen hingegen kommerzielle, potentialtrennende Differenzspannungstastköpfe zum Einsatz.

## Messergebnisse

Die Messergebnisse der experimentellen Untersuchung der Kurzschlusserkennung am unteren Halbleiter sind in Abb. 5.9 dargestellt. Da die Gateansteuerungen für den unteren und den oberen IGBT gleich aufgebaut sind, sind die unterschiedlichen Stromsteilheit beim HSF und beim FUL voraussichtlich auf Bauteilparameterstreuungen zwischen den IGBT zurückzuführen. Die Verläufe der Gate-Emitter-Spannungen zeigen das gleiche Verhalten wie in der Simulation. Während des normalen Einschaltens zeigt sich das Millerplateau. Beim HSF steigt die Spannung hingegen direkt auf die Gatetreiberversorgungsspannung. Im Falle eines FUL kommt es zu einer kurzzeitigen Überhöhung der Spannung. Die Spannungsverläufe am Komparator zeigen ebenfalls eine gute Übereinstimmung mit den simulierten Verläufen. Beim normalen Einschalten bleibt die Spannung unterhalb der Vergleichsspannung. Lediglich



**Abbildung 5.10:** Messergebnisse der beschleunigten Entsättigungsüberwachung am oberen Leistungshalbleiter der Halbbrücke

bei etwa  $0,15 \mu\text{s}$  kommt es zu einer Spannungsspitze im Verlauf der Spannung  $u_1$ , die die Vergleichsspannung übersteigt (blauer Kreis). Die Spitze tritt gleichzeitig mit der Rückstromspitze auf. An diesem Zeitpunkt beginnt die Diode zu sperren und die Zwischenkreisspannung vom unteren IGBT zu übernehmen. Die Kopplung der Spannungsänderung in die Fehlererkennungsschaltung führt voraussichtlich zu dieser Spannungsspitze. In Folge kommt es jedoch zu keinem fehlerhaften Auslösen der Fehlererkennung. Im Kurzschlussfall übersteigt die Spannung  $u_1$  die Vergleichsspannung (blaue Kreise), sodass der Fehler erkannt wird (rote Kreise). Beim HSF übersteigt die Spannung die Vergleichsspannung  $250 \text{ ns}$  nach den Beginn des Stromanstiegs. In der Simulation liegt die Verzögerung bei lediglich  $200 \text{ ns}$ . Die Differenz von  $50 \text{ ns}$  zwischen Messung und Simulation resultiert aus der Eingangskapazität des Komparators. Da der Komparator, der in der Simulation zum Einsatz kam (Texas Instruments LM193), eine relative große Verzögerung aufweist, wurde dieser bei der experimentellen Erprobung durch ein Bauteil mit einer geringeren Verzögerung (Texas Instruments LM7171) ersetzt. Dieser weist zunächst eine höhere Eingangskapazität auf, die einen langsameren Anstieg von  $u_1$  zur Folge hat. Jedoch reduziert sich durch die kürzere Verzögerung des Komparators die Dauer bis zur Fehlersignalisierung von  $790 \text{ ns}$  in der Simulation auf  $340 \text{ ns}$  in der Messung. Insgesamt bestätigen die Ergebnisse, dass die Erkennung gegenüber der konventionellen Entsättigungsüberwachung erheblich beschleunigt wird.

Abbildung 5.10 zeigt die Messergebnisse für den oberen Halbleiter der untersuchten Halbbrücke. Die Ergebnisse demonstrieren, dass die Erkennung beider Kurzschlussarten mit der beschriebenen Schaltung auch am oberen Halbleiter möglich ist (rote Kreise). Die Verzögerungen bei der Fehlererkennung entsprechen den Verzögerungen, die auch beim unteren Halbleiter vorliegen.

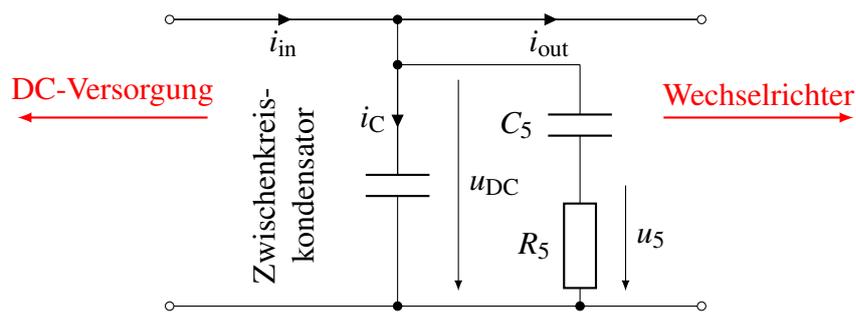


Abbildung 5.11: Prinzipielle Schaltung zur Erfassung der Zwischenkreisspannungstransienten im Kurzschlussfall

## 5.2 Kurzschlusserkennung über Spannungstransienten im Zwischenkreis

Die Erkennung des Kurzschlussstroms anhand des Zwischenkreisverhaltens bietet, wie einleitend erläutert, die Möglichkeit, alle Halbbrücken eines Umrichters mit einer Kurzschlusserkennung zu überwachen. Im Kurzschlussfall kann aufgrund der verhältnismäßig großen Zuleitungsinduktivität auf der DC-Eingangsseite eines Wechselrichters davon ausgegangen werden, dass in den ersten Mikrosekunden der größte Teil des Kurzschlussstroms aus dem Zwischenkreiskondensator bezogen wird. Der Kurzschluss zeigt sich daher sowohl im Strom in den Zwischenkreiskondensatoren als auch in der Änderung der Zwischenkreisspannung. Der Nachteil bei der Überwachung des Stroms ist die zusätzliche parasitäre Induktivität durch den Stromsensor im Kommutierungskreis. Die zusätzliche Induktivität kann das Schaltverhalten und die Schaltverluste negativ beeinflussen. Die Spannungsänderung ist hingegen schwer mit einer direkten Spannungsmessung am Zwischenkreiskondensator zu erfassen, da die Zwischenkreisspannung im Verhältnis zur Spannungsänderung im Kurzschlussfall sehr groß ist. Daher ist eine sehr genaue Spannungsmessung für eine schnelle Kurzschlusserkennung erforderlich.

Abhilfe bietet die in Abb. 5.11 dargestellte Reihenschaltung eines Widerstands ( $R_5$ ) und eines kleinen Kondensators ( $C_5$ ). Diese ist parallel zum Zwischenkreis geschaltet und überführt die Spannungsänderung in eine Spannung. Der Kondensator folgt bei Spannungsänderungen näherungsweise der Zwischenkreisspannung. Der Umladestrom fließt dabei über den Widerstand, sodass die Spannung über dem Widerstand näherungsweise proportional zur Spannungsänderung und zum Zwischenkreisstrom ist. Dies ermöglicht es, anhand der Spannung einen Kurzschlussstrom zu detektieren. Die Rückwirkungen der Schaltung auf das Umrichterverhalten sind dabei vernachlässigbar. Die Untersuchungen beziehen sich im Folgenden auf die Überwachung eines Wechselrichters. Die Ergebnisse sind allerdings prinzipiell auch auf andere Umrichtertopologien mit Spannungszwischenkreis übertragbar.

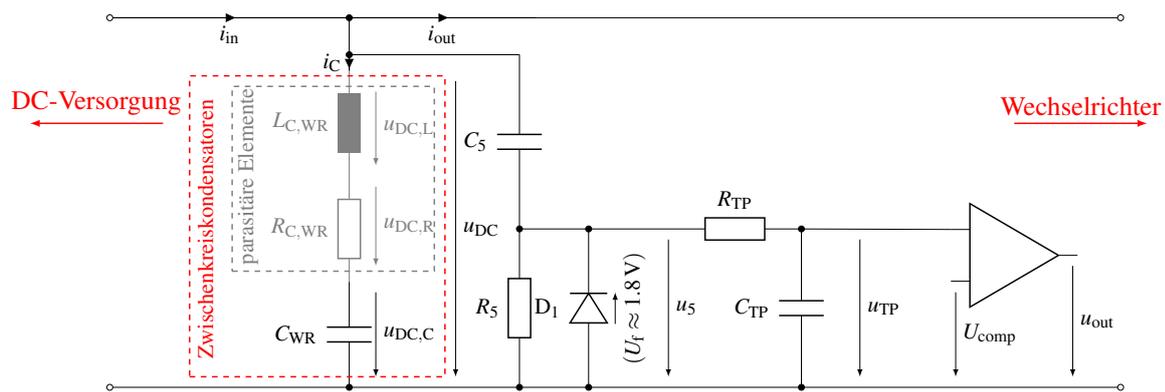


Abbildung 5.12: Schaltung zur Erfassung der Zwischenkreisspannungstransienten im Kurzschlussfall

### 5.2.1 Schaltungsauslegung

Unter der Annahme, dass die Zwischenkreiskapazität sehr viel größer ist als die Kapazität des Kondensators in der Fehlererkennungsschaltung ( $C_{WR} \gg C_5$ ), kann der Strom durch  $R_5$  und  $C_5$  gegenüber dem Strom im Zwischenkreiskondensator vernachlässigt werden. Der Strom im Zwischenkreiskondensator ( $i_C$ ) entspricht folglich der Differenz aus dem Zwischenkreisstrom auf der Wechselrichterseite ( $i_{out}$ ) und dem DC-Eingangsstrom ( $i_{in}$ )

$$i_C = i_{out} - i_{in} . \quad (5.12)$$

Da die parasitäre Induktivität und der Widerstand des Zwischenkreiskondensators das Schaltungsverhalten bei der Fehlererkennung erheblich beeinflussen, sind diese in der detaillierten Schaltungsdarstellung in Abb. 5.12 berücksichtigt. Die Analyse dieser Schaltung erfolgt im Folgenden im Laplacebereich. Die Zwischenkreisspannung ( $U_{DC}$ ) kann als Funktion des Zwischenkreisstroms dargestellt werden

$$U_{DC}(s) = - \left( \frac{1}{C_{WR} s} + R_{C,WR} + L_{C,WR} s \right) I_C(s) . \quad (5.13)$$

Im nächsten Schritt erfolgt die Herleitung der Spannung  $U_5$  am Widerstand  $R_5$ . Die Diode  $D_1$  hat in dem relevanten Spannungsbereich um die Vergleichsspannung des Komparators herum keinen Einfluss auf das Schaltungsverhalten, da deren Flussspannung wesentlich größer als die Vergleichsspannung ist. Auf die Funktion der Diode wird später detaillierter eingegangen. Die Rückwirkung des anschließenden RC-Tiefpasses kann auf Grund von dessen Auslegung ebenfalls vernachlässigt werden. Die Spannung in Abhängigkeit vom Zwischenkreisstrom ist daher

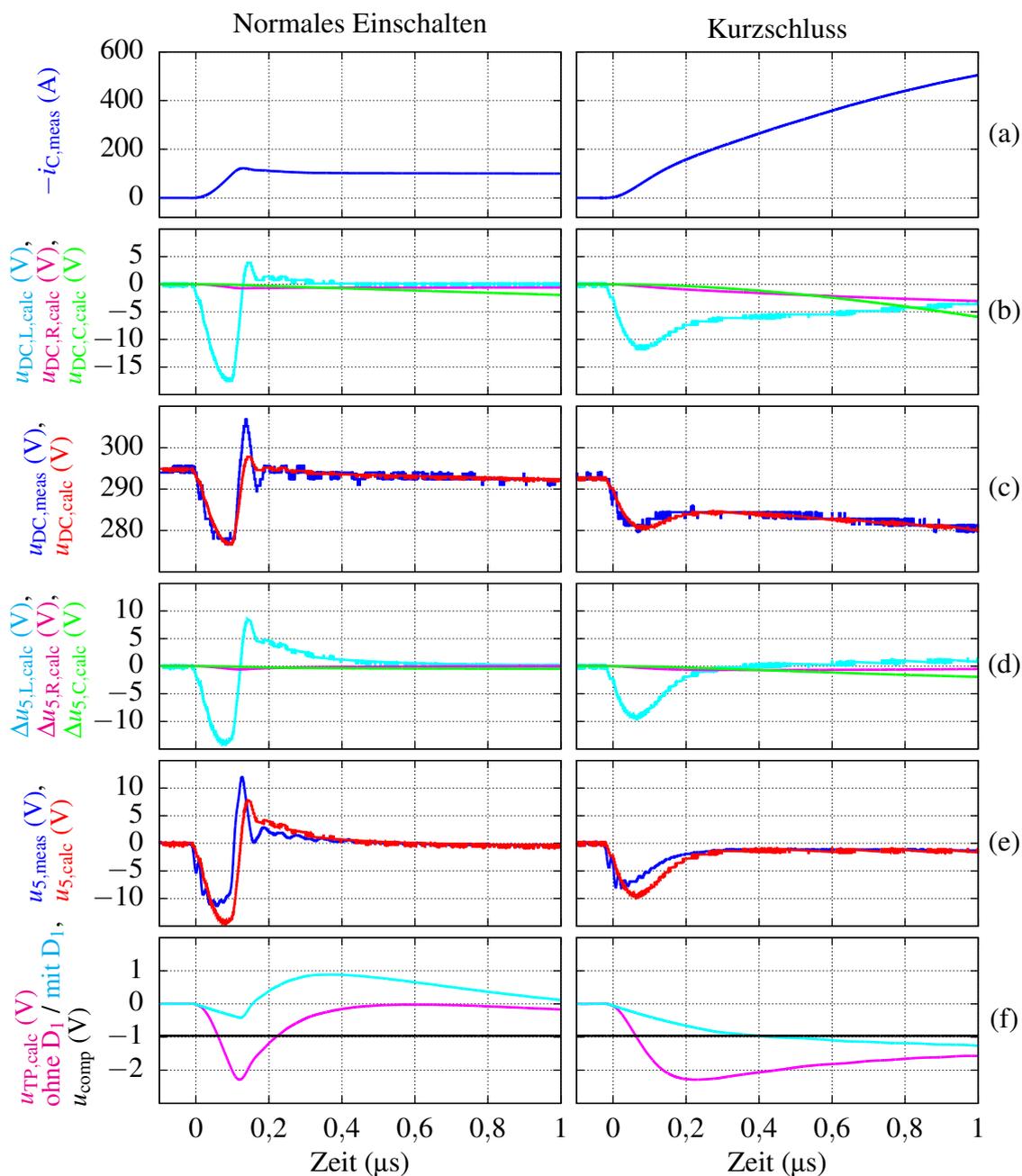
$$U_5(s) = - \frac{\tau_5}{C_{WR}} \frac{1 + C_{WR} R_{C,WR} s + C_{WR} L_{C,WR} s^2}{1 + \tau_5 s} I_C(s) . \quad (5.14)$$

**Tabelle 5.2:** Auslegungsparameter und resultierende Komponentenauslegung für die Kurzschlusserkennung über Zwischenkreisspannungstransienten

Maximaler Laststrom	$I_{\text{Last,max}}$	120 A
Maximaler DC-Eingangsstrom	$I_{\text{in,max}}$	100 A
Minimaler DC-Eingangsstrom	$I_{\text{in,min}}$	-100 A
Minimaler Kurzschlussstrom	$I_{\text{KS,min}}$	317 A
Komparatorvergleichsspannung	$U_{\text{comp}}$	-1 V
Zwischenkreiskapazität	$C_{\text{WR}}$	50 $\mu\text{F}$
Parasitäre Induktivität	$L_{\text{C,WR}}$	12 nH
Parasitärer Widerstand	$R_{\text{C,WR}}$	6 m $\Omega$
Kapazität	$C_5$	230 pF
Widerstandswert	$R_1$	1 k $\Omega$
Tiefpasskapazität	$C_{\text{TP}}$	47 pF
Tiefpasswiderstandswert	$R_{\text{TP}}$	10 k $\Omega$
Vorwärtsspannung Diode	$U_{\text{f,D1}}$	1,8 V

Dabei ist  $\tau_5$  die Zeitkonstante der Kombination aus dem Widerstand und dem Kondensator der Messschaltung ( $\tau_5 = C_5 \cdot R_5$ ). Gleichung (5.14) zeigt, dass die Spannung an  $R_5$  ein Tiefpassverhalten mit der Zeitkonstante  $\tau_5$  aufweist. Außerdem geht diese Zeitkonstante auch als Verstärkungsfaktor in die Gleichung ein. Bei der Auslegung ist daher zu berücksichtigen, dass eine große Verstärkung mit einer Verzögerung der Fehlererkennung verbunden ist. Darüber hinaus zeigt Gleichung (5.14), dass die Spannung am Widerstand neben dem Zwischenkreisstrom über die parasitären Elemente auch Anteile der ersten und zweiten Ableitung des Stroms enthält.

Zur genaueren Betrachtung des Einflusses der parasitären Elemente sind in Abb. 5.13 Messergebnisse vom vorgestellten Aufbau zur experimentellen Validierung dargestellt. Da die Spannungen über den parasitären Elementen nicht einzeln gemessen werden können, sind diese zur Betrachtung der transienten Spannungsaufteilung als berechnete Größen in Abb. 5.13 (b) dargestellt. Die Berechnung erfolgt auf Grundlage des gemessenen Stromverlaufs (Abb. 5.13 (a)) und der abgeschätzten Größen der parasitären Elemente (Tab. 5.2). Die daraus resultierende Gesamtspannung ist in Abb. 5.13 (c) der gemessenen Spannung gegenüber gestellt. Der Vergleich zeigt, dass der Verlauf über die Berechnung gut abgeschätzt wird. Die daraus resultierenden Spannungsanteile an der Spannung  $u_5$  sind in Abb. 5.13 (d) abgebildet. Die Gesamtspannung ist in Abb. 5.13 (e) wiederum der gemessenen Spannung gegenüber gestellt. Diese Untersuchung zeigt, dass die parasitäre Induktivität der Zwischenkreiskondensatoren zu einer großen Spannungsspitze im Messsystem ( $\Delta u_{5,\text{L,calc}}$ ) führt. Diese tritt zu Beginn des Einschaltvorgangs bzw. des Kurzschlusses auf. Ihre Amplitude übersteigen das Nutzsignal ( $\Delta u_{5,\text{R,calc}}$ ) deutlich. Um daraus resultierende Fehlauflösungen der Kurzschlusserkennungen zu vermeiden, ist es erforderlich diese Spitzen herauszufiltern. Dazu kommt hier ein RC-Tiefpassfilter zum Einsatz. Auf Grund der großen Amplitude der Spitze ist dies jedoch nicht ausreichend (vgl.  $u_{\text{TP,calc}}$  in Abb. 5.13 (f)) bzw. das Filter müsste so ausgelegt werden, dass nur eine stark verzögerte Kurzschlusserkennung möglich ist. Daher kommt zusätzlich die Diode  $D_1$  zum Einsatz, die die Spannungsspitze begrenzt. Hier findet dafür eine Diode



**Abbildung 5.13:** Transientes Verhalten der Kurzschlusserkennung über Zwischenkreisspannungstransienten nach Abb. 5.12 und Tab. 5.2: (a) gemessener Zwischenkreisstrom, (b) daraus resultierende berechnete Spannung über den parasitären Elementen, (c) berechnete und gemessene Zwischenkreisspannung, (d) aus den Spannungen über den parasitären Elementen resultierende Spannungsanteile an  $u_5$  (berechnet), (e) berechnete und gemessene Spannung  $u_5$ , (f) Unterdrückung der Spannungsspitze (berechnet)

mit einer Vorwärtsspannung von etwa 1,8 V Verwendung. Da diese Spannung über der Vergleichsspannung des Komparators liegt, beeinflusst die Diode die Fehlererkennung nicht.

Ein weiterer Aspekt bei der Schaltungsauslegung ist die Wahl der Vergleichsspannung des Komparators. Dazu ist die Analyse des maximalen Stroms im Zwischenkreiskondensator im Normalbetrieb sowie des minimalen Stroms im Kurzschlussfall notwendig. Der Strom im Kondensator resultiert aus der Differenz zwischen dem Last- bzw. Kurzschlussstrom und dem Eingangsstrom des Wechselrichters. Dieser hängt wiederum vom Lastzustand des Wechselrichters ab und kann beim Zurückspeisen in die DC-Versorgung auch negativ werden. Im Extremfall bedeutet das für den Zwischenkreisstrom im Normalzustand ( $I_{C,NZ,max}$ ), dass der Laststrom maximal ( $I_{Last,max}$ ) und gleichzeitig der Eingangsstrom minimal ist ( $I_{in,min}$ ). Im Kurzschlussfall ist der Extremfall ( $I_{C,KS,min}$ ) hingegen gegeben, wenn der Kurzschlussstrom auf Grund des Zustands der Leistungshalbleiter minimal ist ( $I_{KS,min}$ ) und gleichzeitig der maximale Eingangsstrom gegeben ist ( $I_{in,max}$ )

$$I_{C,NZ,max} = I_{Last,max} - I_{in,min} \quad (5.15)$$

$$I_{C,KS,min} = I_{KS,min} - I_{in,max} \quad (5.16)$$

Damit eine Fehlererkennung möglich ist, ist ein Unterschied zwischen  $I_{DC,NZ,max}$  und  $I_{DC,KS,min}$  erforderlich. Bei dem für die experimentelle Validierung zugrundeliegenden Beispielwechselrichter beträgt der maximale Laststrom 100 A und der maximale bzw. minimale Eingangsstrom  $\pm 85$  A. Für eine sichere Erkennung erfolgt die Berechnung und die Validierung mit einem Sicherheitsfaktor von etwa 20%, der zu den maximalen Strömen addiert wird. Daraus ergeben sich die in Tab. 5.2 angegebenen Werte für den Laststrom und den Eingangsstrom. Die aus Gleichung (5.14) für  $I_C = I_{C,NZ,max}$  folgende, stationäre Spannung  $U_5$  wird als Vergleichsspannung des Komparators gewählt

$$U_{comp} = U_5 = -\frac{\tau_5}{C_{WR}} I_{C,NZ,max} = -\frac{\tau_5}{C_{WR}} (I_{Last,max} - I_{in,min}) = -1 \text{ V} \quad (5.17)$$

Der minimale Kurzschlussstrom, der unter diesen Randbedingungen detektierbar ist, beträgt

$$I_{KS,min} = -\frac{C_{WR}}{\tau_5} U_{comp} + I_{in,max} = 317 \text{ A} \quad (5.18)$$

### Experimentelle Validierung

Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung der Fehlererkennung über die transiente Änderung der Zwischenkreisspannung sind in Abb. 5.14 und in Abb. 5.15 gegeben. In Abb. 5.14 sind die Messkurven der Messungen ohne einen DC-Eingangsstrom dargestellt. Abbildung 5.15 zeigt die Ergebnisse für einen DC-Eingangsstrom entsprechend der „worst case“-Betrachtung in den Gleichungen (5.15) und (5.16) und mit den maximalen Strömen aus Tab. 5.2.

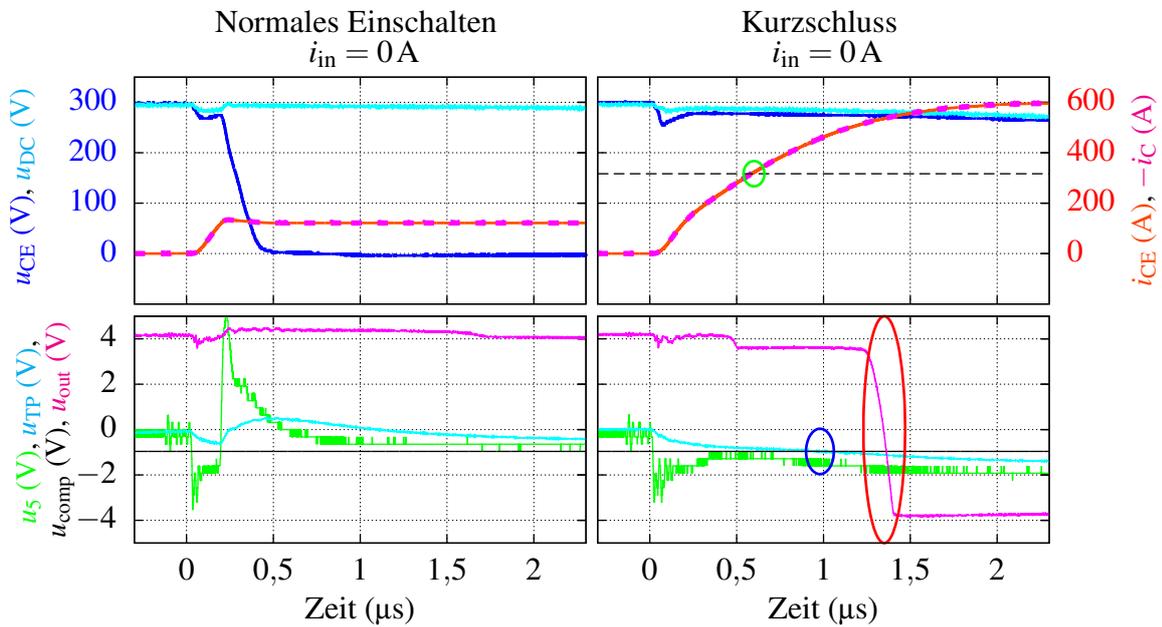


Abbildung 5.14: Messergebnisse der Fehlererkennung über Zwischenkreisspannungstransienten (ohne DC-Eingangsstrom)

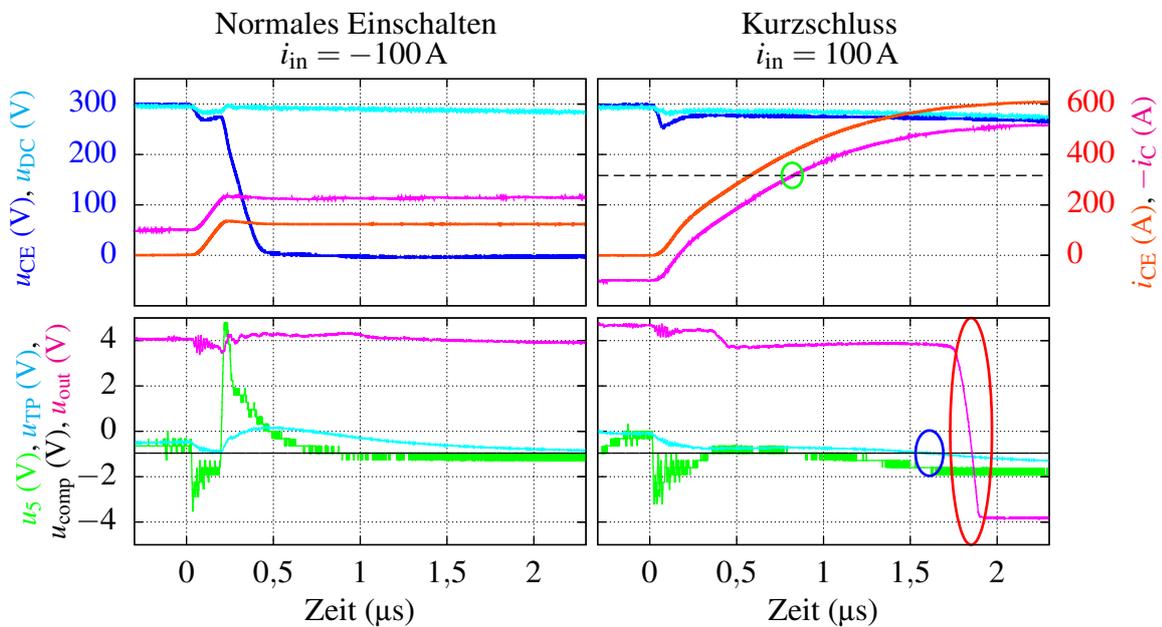


Abbildung 5.15: Messergebnisse der Fehlererkennung über Zwischenkreisspannungstransienten (mit DC-Eingangsstrom)

Die Verläufe zeigen, dass die Spannungsspitze in der Spannung  $u_5$  im Zeitraum zwischen 0 ns und 200 ns, die aus der parasitären Induktivität im Zwischenkreis resultiert, durch die Diode  $D_1$  erfolgreich begrenzt wird und es beim normalen Einschalten durch die Kombination mit dem Tiefpassfilter zu keiner fehlerhaften Kurzschlusserkennung kommt. Darüber hinaus unterschreitet die Spannung  $u_{TP}$  bei Kurzschlussfehlern die Vergleichsspannung sowohl ohne als auch mit einem zusätzlichen DC-Eingangsstrom (blaue Kreise), sodass die Fehler erfolgreich erkannt werden (rote Kreise). Der Vergleich der Kurzschlusserkennung ohne und mit zusätzlichem DC-Strom zeigt jedoch, dass der Strom die Fehlererkennung verzögert, da durch diesen der resultierende Strom im Zwischenkreiskondensator kleiner ist. Insgesamt zeigen die experimentellen Untersuchungen, dass unter den gegebenen Bedingungen eine erfolgreiche Kurzschlusserkennung möglich ist.

### 5.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zwei Ansätze zur halbleiternahen Kurzschlusserkennung vorgestellt und untersucht. Die beschleunigte Entsättigungsüberwachung ermöglicht es, mit einem Schaltungsaufwand, der mit der normalen Entsättigungsüberwachung vergleichbar ist, die Kurzschlusserkennungszeit bei den untersuchten IGBT von rund einer Mikrosekunde auf 250 ns zu reduzieren. Dadurch kann die Bauteilbelastung im Kurzschlussfall verringert werden. Dies wiederum kann den Einsatz von Leistungshalbleitern mit einer geringeren Kurzschlussdauerfestigkeit ermöglichen. Die Schaltung erfordert jedoch eine präzise Auslegung der Widerstandswerte. Dazu wurde das Schaltungsverhalten in diesem Kapitel analysiert und Regeln zur Auswahl der Komponenten entwickelt. Diese konnten sowohl anhand von Schaltungssimulationen als auch durch die experimentelle Erprobung bestätigt werden.

Der zweite Ansatz zur Kurzschlusserkennung hat den Vorteil, dass nur ein Überwachungssystem für den gesamten Umrichter erforderlich ist. Aus der Verwendung nur eines Systems resultiert der Nachteil, dass keine direkte Fehlerlokalisierung möglich ist. Darüber hinaus stellt der Ansatz Anforderungen an den Unterschied der Ströme, die im Normalfall und im Kurzschlussfall im Zwischenkreiskondensatoren auftreten. Aufgrund des vergleichsweise geringen Schaltungsaufwands eignet sich diese Kurzschlusserkennung gut als zusätzliche redundante Kurzschlusserkennung, die beim Ausfall der primären Kurzschlusserkennung wirksam wird.

Insgesamt stellen die beiden Ansätze zur Kurzschlusserkennung eine Ergänzung zu den bereits bekannt Verfahren dar und ermöglichen eine sichere Erkennung von Fehlern in der Leistungselektronik, die notwendig ist, um die Fehler entsprechend des Sicherheitskonzepts aus Kapitel 4 zu behandeln.

## 6 Zwischenkreisdimensionierung

In diesem Kapitel wird die Dimensionierung der DC-Zwischenkreise in den fehlertoleranten Antrieben untersucht. Da die Untersuchung für Zweipunktwechselrichter mit einem Spannungszwischenkreis erfolgt, liegt der Schwerpunkt auf der Dimensionierung der Zwischenkreiskondensatoren. Bei der Dimensionierung der Zwischenkreise in den Einzelkomponenten werden auch die Wechselwirkungen mit den weiteren Komponenten berücksichtigt, die mit dem HV/DC-Netz verbunden sind (z. B. der zweite Antrieb, die zusätzliche Energiesenke).

Zunächst wird die verwendete Berechnungsmethodik für die Zwischenkreisuntersuchung und -dimensionierung vorgestellt. Im nächsten Schritt erfolgt die Untersuchung der Zwischenkreisdimensionierung für den fehlertoleranten Antrieb. Dabei wird insbesondere auf die Unterschiede zwischen einem normalen Antriebssystem und dem in Kapitel 4 vorgestellten fehlertoleranteren Antriebssystem eingegangen.

### 6.1 Berechnungsmethodik

Mit der Methodik zur Berechnung der Zwischenkreisbelastung sollen die Belastungen in den Zwischenkreiskondensatoren der Antriebe sowie in den Verbindungselementen zwischen den einzelnen Kondensatoren im HV/DC-Netz schnell berechnet werden, sodass eine systematische Optimierung der Zwischenkreisdimensionierung möglich ist. Für dreisträngige Wechselrichter kann der Effektivwert des Stroms im Zwischenkreiskondensator für die Grundswingungsdauer, wie in [87] und in [120] gezeigt und in Abschnitt 3.2.4 bereits angewendet, analytisch in Abhängigkeit vom Leistungsfaktor ( $\cos \varphi$ ) und vom Modulationsgrad ( $M$ ) hergeleitet werden. Für einen Wechselrichter mit zwei unabhängigen dreisträngigen Teilsystemen und unter Berücksichtigung des PWM-Interleavings gestaltet sich die analytische Lösung aufwendiger, da abschnittsweise Integrationen erforderlich sind. Dies folgt daraus, dass sich die Anordnung der Strompulse und deren Überlagerungen in Abhängigkeit vom Lastpunkt und vom Spannungswinkel ändern. Eine analytische Lösung des Kondensatorstroms für zwei dreisträngige Systeme mit einem gemeinsamen Zwischenkreiskondensator und mit einem Verschiebungswinkel der PWM-Trägersignale von  $180^\circ$  ist in [121] hergeleitet. Der Nachteil ist, dass für jeden Verschiebungswinkel neue Berechnungen erforderlich sind. Außerdem ist diese Vorgehensweise nicht zielführend, wenn die zwei Teilsysteme getrennte Zwischenkreiskondensatoren haben und die Wechselwirkungen zwischen diesen mitberücksichtigt werden sollen oder wenn die Wechselwirkungen mit den übrigen Komponenten des

HV/DC-Netzes mit untersucht werden sollen. Eine Möglichkeit, die daraus resultierenden Effekte zu untersuchen, ist die Verwendung von Zeitbereichssimulationen. Da diese jedoch sehr zeitaufwendig sind, stellen sie hinsichtlich der Rechenzeit keine effiziente Lösung dar. Im Folgenden kommen daher Berechnungen im Frequenzbereich zum Einsatz. Ein frequenzbasierter Ansatz wurde z. B. auch in [122] gewählt, um die Zwischenkreisbelastung in einem Antriebssystem mit einem Wechselrichter und einem Hochsetzsteller an einem gemeinsamen Zwischenkreiskondensator zu berechnen und die Pulsmuster des Gesamtsystems zu optimieren.

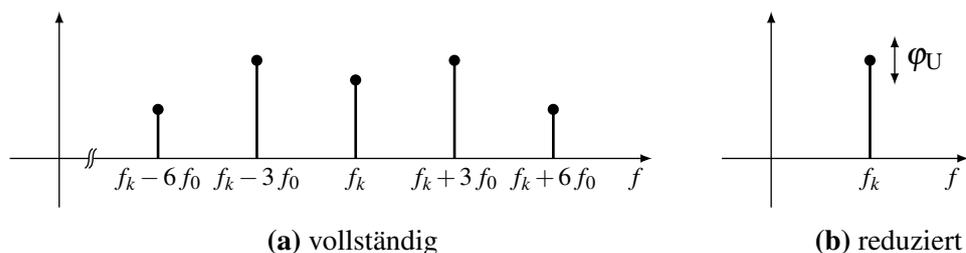
Das HV/DC-Netz besteht aus den Zwischenkreiskondensatoren der Komponenten und den Verbindungselementen zwischen diesen (Abb. 4.9). Unter der Bedingung, dass keine Sättigungseffekte in den Verbindungselementen zu erwarten sind, handelt es sich dabei um ein lineares System. Daher können die Berechnungen der Ströme und der Spannungen entsprechend des Superpositionsprinzips für alle Frequenzanteile einzeln über die komplexe Wechselstromrechnung erfolgen. Durch die Überlagerung kann anschließend die Gesamtbelastung bestimmt werden.

Als Eingangsgrößen für die Berechnungen der Zwischenkreisbelastungen im Frequenzbereich sind die Frequenzspektren der Zwischenkreisströme der Wechselrichter notwendig. Diese hängen neben dem Lastzustand (Ausgangsstrom, Leistungsfaktor und Modulationsgrad) auch von der Grundfrequenz der Ausgangsströme ( $f_0$ ), der Schaltfrequenz ( $f_S$ ) und dem Modulationsverfahren des Wechselrichters ab. Dieses Spektrum kann für einzelne Lastzustände, wie in [123]–[127] beschrieben, mit einer Doppelfourieranalyse ermittelt werden. Die Fourierkoeffizienten folgen dabei gemäß [128] aus dem Doppelintegral

$$\underline{C}_{k,l} = A_{k,l} + jB_{k,l} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{WR} e^{j(k\omega_S t + l\omega_0 t)} d\omega_S t d\omega_0 t. \quad (6.1)$$

Das innere Integral stellt eine Fourieranalyse über eine Schaltperiode dar und ist von der Laufvariable  $\omega_0 t$  des äußeren Integrals abhängig. Das äußere Integral entspricht einer Fourieranalyse der Grundperiode. Diese Laufvariable  $\omega_0 t$  ist gleich dem hier verwendeten Spannungswinkel  $\varphi_U$ . Die Buchstaben  $k$  und  $l$  sind die Nummern der Vielfachen der Schaltfrequenz bzw. der Grundfrequenz des Zwischenkreisstroms.

Das Ergebnis dieses Doppelintegrals kann über Besselfunktionen bestimmt werden. Grundsätzlich setzt diese Vorgehensweise ein festes und bekanntes Verhältnis zwischen der Grundfrequenz und der Schaltfrequenz voraus. Dies ist bei einem Traktionsantrieb nicht gegeben, da sich die Grundfrequenz entsprechend der Motordrehzahl ändert. Um dies zu berücksichtigen, müsste grundsätzlich das Spektrum entsprechend für verschiedene Verhältnisse von Grund- und Schaltfrequenz bestimmt werden. Allerdings ist die thermische Zeitkonstante der Kondensatoren deutlich größer als die maximale Periodendauer der Grundfrequenz (vgl. Abschnitt 3.2.4), sodass die Schwankung der thermischen Belastung, die aus der grundfrequenten Änderung der Strangströme folgt, bei der Kondensatorauslegung vernachlässigbar



**Abbildung 6.1:** Vergleich des vollständigen und des reduzierten Frequenzspektrums ( $f_k = k \cdot f_s$ )

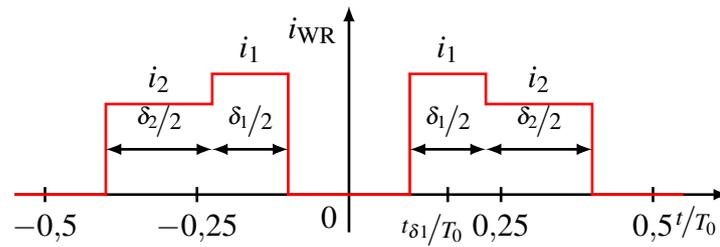
ist. Daher ist es hinsichtlich der thermischen Untersuchung zulässig, alle Berechnungen mit den Spektren für eine konstante Grundfrequenz durchzuführen.

Ein weiterer Nachteil der doppelten Fourieranalyse ist, dass das resultierende Spektrum viele Frequenzanteile enthält, da neben den Vielfachen der Schaltfrequenz Seitenbänder zu diesen Vielfachen vorliegen. Aufgrund der Symmetrie im dreisträngigen System wiederholt sich der Stromverlauf im Zwischenkreis dreimal je Grundperiode. Daher ist der Abstand die Seitenbänder ein Vielfaches von der dreifachen Grundfrequenz (Abb. 6.1 (a)). Das dichte Frequenzspektrum hat einen erhöhten Aufwand bei der Bestimmung der Zwischenkreisbelastung zur Folge, da die Berechnung der Ströme für jeden Frequenzanteil einzeln erfolgen muss.

Im Rahmen dieser Arbeit kommen daher reduzierte Frequenzspektren zur Anwendung, die lediglich aus den Vielfachen der Schaltfrequenz bestehen [129]. Dazu wird das innere Integral zur Bestimmung der Fourierkoeffizienten in Gleichung (6.1) gelöst. Das Ergebnis ist das Frequenzspektrum der Schaltperiode in Abhängigkeit vom Spannungswinkel  $\varphi_U$ . Aufgrund dieser Abhängigkeit schwingen die Amplituden dieser Frequenzanteile entsprechend mit dem Dreifachen der Grundfrequenz und den Vielfachen davon (Abb. 6.1 (b)). Bei der Berechnung der Zwischenkreisbelastung kann diese Abhängigkeit jedoch weitestgehend vernachlässigt werden, sodass die Berechnung für jede Vielfache der Schaltfrequenz über den Effektivwert erfolgen kann, der mit Hilfe der Integration des Quadrats der Effektivwertzeiger der einzelnen Frequenzanteile über die Grundperiode gebildet wird. Im Folgenden wird die Herleitung dieser Spektren und die Vorgehensweise bei der Berechnung mit Hilfe der reduzierten Spektren dargelegt und gezeigt, dass diese Spektren für die Auslegung des Zwischenkreises ausreichend genau sind.

### 6.1.1 Reduziertes Frequenzspektrum

Die Untersuchung der Zwischenkreisbelastung erfolgt, wie in Abschnitt 3.2.4 dargelegt, in dieser Arbeit unter der Annahme, dass die Strangströme und die Sollspannungen des Wechselrichters sinusförmig sind. Daher wird auch das Frequenzspektrum des Zwischenkreisstroms von dreisträngigen Wechselrichtern unter dieser Annahmen hergeleitet. Darüber hinaus wird angenommen, dass die Stromwelligkeit durch die Modulation aufgrund der großen Motorinduktivitäten vernachlässigbar ist.



**Abbildung 6.2:** Strompulse im Zwischenkreis eines dreisträngigen Wechselrichters mit Raumzeigermodulation (Annahme: vernachlässigbare Welligkeit des Ausgangsstroms)

Ein periodisch auftretender Strompuls mit einer auf die Schaltperiode bezogenen Pulsdauer  $\delta_p = \varphi/T_s$  und der Amplitude  $i_p$  kann über eine Fourierreihe aus Kosinusfunktionen dargestellt werden. Da die Berechnung der resultierenden Ströme und Spannungen im Zwischenkreis im Folgenden mit Hilfe der komplexen Wechselstromrechnung erfolgt, werden die Effektivwerte der Frequenzanteile gebildet. Die Effektivwerte der Kosinusfunktionen betragen

$$I_{\text{Puls},k} = \frac{\sqrt{2}}{k\pi} i_p \sin(k\pi\delta_p) \quad k = \{1, 2, \dots, \infty\} . \quad (6.2)$$

Der Index  $k$  ist die Nummer der Vielfachen der Schaltfrequenz ( $k = f_k/f_s$ ). Der Gleichanteil der Pulsfunktion ist

$$I_{\text{Puls},0} = i_p \delta_p . \quad (6.3)$$

Der Zwischenkreisstrom eines Wechselrichters über einer Schaltperiode setzt sich aus mehreren Strompulsen zusammen (Abb. 6.2). Das Spektrum für eine gesamte Schaltperiode folgt aus der Überlagerung der Spektren mehrerer Pulse. Die Pulsfolge innerhalb der Schaltperiode wird vom verwendeten Modulationsverfahren beeinflusst. Im Rahmen dieser Arbeit wird die symmetrische Raumzeigermodulation (vgl. Abschnitt 3.2.3) betrachtet, deren Zwischenkreisstrom für eine Periode in Abb. 6.2 beispielhaft dargestellt ist. Eine analoge Vorgehensweise kann aber auch für andere Modulationsverfahren durchgeführt werden.

Bei diesem Modulationsverfahren setzt sich der Zwischenkreisstrom aus vier Pulsen zusammen, die aus den aktiven Schaltzuständen des Wechselrichters resultieren. Die relativen Längen dieser Pulse sind definiert als  $\delta_1/2$  bzw.  $\delta_2/2$ . Die Amplituden der Strompulse im Zwischenkreis resultieren aus der Kombination der Strangströme und der Schaltzustände und werden im Folgenden als  $i_1$  für den resultierenden Strom im aktiven Schaltzustand mit der Dauer  $\delta_1/2$  und als  $i_2$  für den anderen aktiven Zustand bezeichnet. Um das resultierende Frequenzspektrum einer Schaltperiode zu erhalten, können die Spektren der Einzelpulse unter Berücksichtigung der Verschiebungen der Pulse zueinander addiert werden. Dies erfolgt über eine komplexe Addition der Wechselstromzeiger. Dazu ist die Drehung der Phasenlage entsprechend der Verschiebung der Pulse notwendig. Die Verschiebung kann über die relativen Einschalt Dauern der aktiven Zustände hergeleitet werden. Die Mitte der beiden zusammenhängenden Strompulse liegt bei einem Viertel der Schaltperiode. Zur Bestimmung

der Mitte des Pulses mit der Dauer  $\delta_1/2$  ( $t_{\delta_1}/T_0$  in Abb. 6.2) muss vom Viertel der Schaltperiode die Hälfte der Gesamtdauer der beiden zusammenhängenden Pulse subtrahiert und dazu die Hälfte der Pulsdauer  $\delta_1/2$  addiert werden

$$\frac{t_{\delta_1}}{T_0} = \frac{1}{4} - \frac{1}{2} \left( \frac{\delta_1}{2} + \frac{\delta_2}{2} \right) + \frac{1}{2} \frac{\delta_1}{2} = \frac{1}{4} (1 - \delta_2) . \quad (6.4)$$

Für die beiden Pulse mit der Dauer  $\delta_1/2$  beträgt die Verschiebung daher  $\pm 1/4(1 - \delta_2)$ . Die Summe der gedrehten Zeiger dieser beiden Pulse ergibt

$$\underline{I}_{1,k} = \frac{\sqrt{2}}{k\pi} i_1 \sin \left( k\pi \frac{\delta_1}{2} \right) \cdot \left( e^{j2\pi k \frac{1}{4}(1-\delta_2)} + e^{-j2\pi k \frac{1}{4}(1-\delta_2)} \right) \quad (6.5)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{k\pi} i_1 \sin \left( k\pi \frac{\delta_1}{2} \right) \cos \left( \frac{k\pi}{2} (1 - \delta_2) \right) . \quad (6.6)$$

Die Verschiebung der beiden anderen Pulse beträgt  $\pm 1/4(1 + \delta_1)$ . Die Summe der Zeiger der beiden anderen Pulse lautet

$$\underline{I}_{2,k} = \frac{2\sqrt{2}}{k\pi} i_2 \sin \left( k\pi \frac{\delta_2}{2} \right) \cos \left( \frac{k\pi}{2} (1 + \delta_1) \right) . \quad (6.7)$$

Die Wechselstromzeiger der gesamten Schaltperiode ergeben sich für jeden Frequenzanteil  $k$  aus der Summe der Zeiger  $\underline{I}_{1,k}$  und  $\underline{I}_{2,k}$ . Um die Verschiebung der gesamten Schaltperiode, z. B. durch PWM-Interleaving, zu berücksichtigen, werden die resultierenden Zeiger zusätzlich um den Winkel dieser Verschiebung  $\theta_{\text{PWM}}$  gedreht

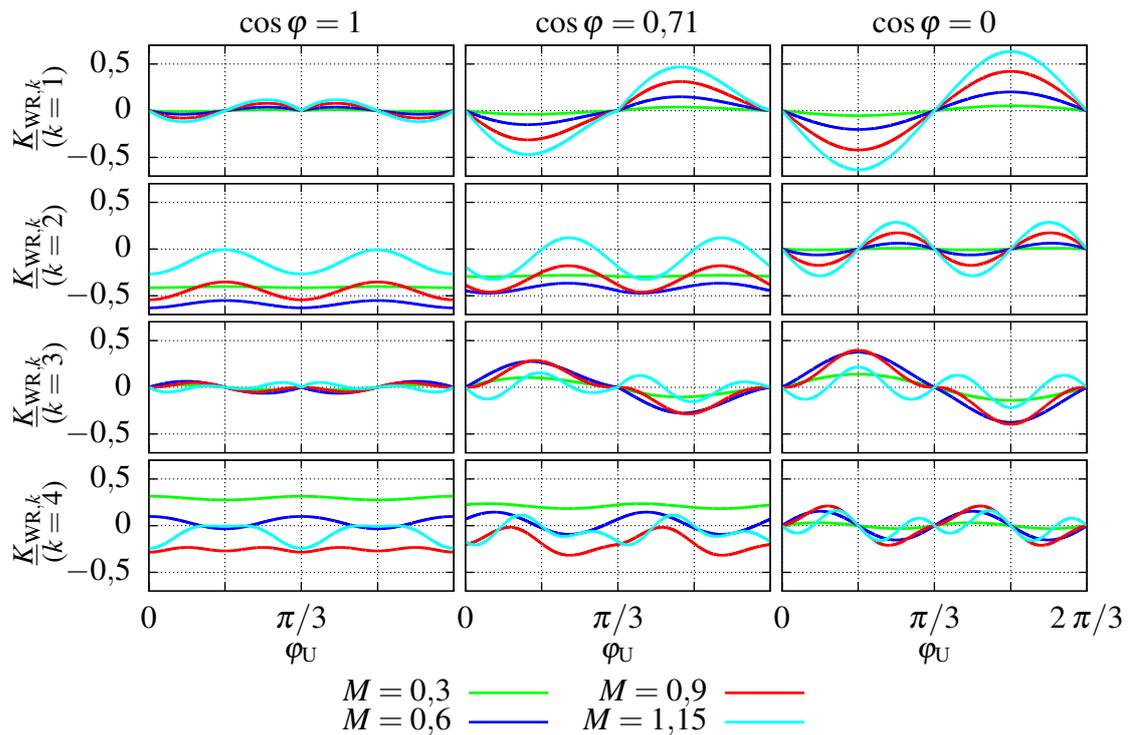
$$\underline{I}_{\text{WR},k} = \frac{2\sqrt{2}}{k\pi} \left[ i_1 \sin \left( \frac{k\pi}{2} \delta_1 \right) \cos \left( \frac{k\pi}{2} (1 - \delta_2) \right) + i_2 \sin \left( \frac{k\pi}{2} \delta_2 \right) \cos \left( \frac{k\pi}{2} (1 + \delta_1) \right) \right] \cdot e^{jk\theta_{\text{PWM}}} . \quad (6.8)$$

Der Gleichanteil der Zwischenkreisströme ( $k = 0$ ) beträgt

$$I_{\text{WR},0} = \delta_1 i_1 + \delta_2 i_2 . \quad (6.9)$$

Die Ströme  $i_1$  und  $i_2$  und die relativen Pulsdauern  $\delta_1$  und  $\delta_2$  sind vom Lastzustand des Wechselrichters abhängig und können unter der Annahme von sinusförmigen Strömen und sinusförmigen Aussteuergraden in Abhängigkeit vom Effektivwert der Strangströme ( $I_{\text{Str}}$ ), dem Leistungsfaktor ( $\cos \varphi$ ), dem Modulationsgrad ( $M$ ) und dem eingestellten Spannungswinkel ( $\varphi_{\text{U}}$ ) dargestellt werden. Der Spannungswinkel ist dabei der zeitlich umlaufende Winkel des Spannungszeigers in der Raumzeigerdarstellung.

Der Effektivwert der Strangströme kann aus den Gleichungen der Strangströme  $i_1$  und  $i_2$



**Abbildung 6.3:** Faktor des reduzierten Frequenzspektrums für Vielfache  $k$  der Schaltfrequenz in Abhängigkeit vom Modulationsgrad, Leistungsfaktor und Spannungswinkel

ausgeklammert werden. Gleichung (6.8) kann dadurch als Produkt des Effektivwerts der Strangströme mit einem realen (positiven oder negativen) Faktor  $K_{WR,k}$

$$K_{WR,k} = \frac{2\sqrt{2}}{k\pi} \left[ \frac{i_1}{I_{Str}} \sin\left(\frac{k\pi}{2}\delta_1\right) \cos\left(\frac{k\pi}{2}(1-\delta_2)\right) + \frac{i_2}{I_{Str}} \sin\left(\frac{k\pi}{2}\delta_2\right) \cos\left(\frac{k\pi}{2}(1+\delta_1)\right) \right] \quad (6.10)$$

und der Drehung um den Verschiebungswinkel  $\theta_{PWM}$  beschrieben werden

$$\underline{I}_{WR,k} = I_{Str} \cdot K_{WR,k} \cdot e^{jk\theta_{PWM}} \quad (6.11)$$

Der Faktor  $K_{WR,k}$  ist über die relativen Pulsdauern und die dazugehörigen Ströme vom Modulationsgrad, vom Leistungsfaktor und vom Spannungswinkel abhängig. Die Gleichungen der Pulsdauern und Ströme resultieren aus dem Sektor der Raumzeigermodulation, in dem der aktuelle Spannungswinkel liegt. Aufgrund der Symmetrie des dreisträngigen Systems wiederholen sich die Verläufe nach  $120^\circ$ . Abbildung 6.3 zeigt  $K_{WR,k}$  für  $k = 1 \dots 4$  für verschiedene Modulationsgrade und Leistungsfaktoren über dem Spannungswinkel. Dabei ist eine deutliche Abhängigkeit der Faktoren vom Lastzustand festzustellen. Zusätzlich dazu schwanken die Ergebnisse in Abhängigkeit vom Spannungswinkel.

Für die Auslegung des Zwischenkreises hinsichtlich der Strombelastung ist, wie in Abschnitt 3.2.4 dargelegt, die mittlere Belastung relevant. Daher kann die Abhängigkeit der Zwischenkreisbelastung vom Spannungswinkel vernachlässigt werden. Zur Auslegung wird stattdessen für jeden Frequenzanteil  $k$  der quadratische Mittelwert für die Grundperiode gebildet. Aufgrund der in Abb. 6.3 zu erkennenden Symmetrie ist dafür das Integral über eine Sechstelperiode ausreichend (vgl. [87]). Da der Effektivwert des Strangstroms und die Drehung um  $k \theta_{\text{PWM}}$  in Gleichung (6.11) unabhängig vom Spannungswinkel sind, können diese aus dem Integral herausgezogen werden, sodass lediglich der quadratische Mittelwert des Faktors  $K_{\text{WR},k}$  gebildet werden muss. Der resultierende Effektivwertzeiger für einen Frequenzanteil  $k$  lautet daher

$$\underline{I}_{\text{WR,RMS},k} = I_{\text{Str}} \cdot K_{\text{WR,RMS},k} \cdot e^{jk\theta_{\text{PWM}}} \quad (6.12)$$

mit

$$K_{\text{WR,RMS},k} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} (K_{\text{WR},k}(M, \cos \varphi, \varphi_{\text{U}}))^2 d\varphi_{\text{U}}} \quad (6.13)$$

Als Ergebnis liegt der Effektivwert des Faktors  $K_{\text{WR,RMS},k}$  in Abhängigkeit vom Modulationsgrad und vom Leistungsfaktor vor. Die Berechnung des Faktors muss lediglich einmal für alle Lastzustände erfolgen und kann anschließend in einer Look-Up-Tabelle hinterlegt und für alle weiteren Berechnungen herangezogen werden. Das Ergebnis der Berechnung ist in Abb. 6.4 für verschiedene Lastzustände dargestellt und zeigt, dass je nach Lastzustand verschiedene Frequenzanteile stärker und schwächer ausgeprägt sind. Bei kleinen Leistungsfaktoren überwiegt z. B. der Anteil der ersten Harmonischen, während hingegen bei größeren Leistungsfaktoren die zweite Harmonische größer ist.

### Betrachteter Frequenzbereich

In Abb. 6.5 sind die idealen Zwischenkreisströme eines dreisträngigen Wechselrichters den Verläufen, die aus den Einzelfrequenzanteile aus den Gleichungen (6.8) und (6.9) angenähert wurden, gegenübergestellt. Die drei Diagramme unterscheiden sich in der Anzahl der maximal berücksichtigten Vielfachen der Schaltfrequenz ( $k_{\text{max}}$ ). Der Vergleich zeigt, dass bei der Berücksichtigung der ersten 50 Vielfachen eine gute Näherung vorliegt. Durch die höheren Harmonischen werden jedoch die Verläufe im Bereich der Schaltflanken noch genauer angenähert.

Trotz der guten Annäherung des Zwischenkreisstroms über die ersten 50 Vielfachen ist bei der Bestimmung der Stromwärmeverluste im Zwischenkreis zu berücksichtigen, dass die Bestimmung des Gesamtstromeffektivwerts des Zwischenkreisstroms im Wechselrichter

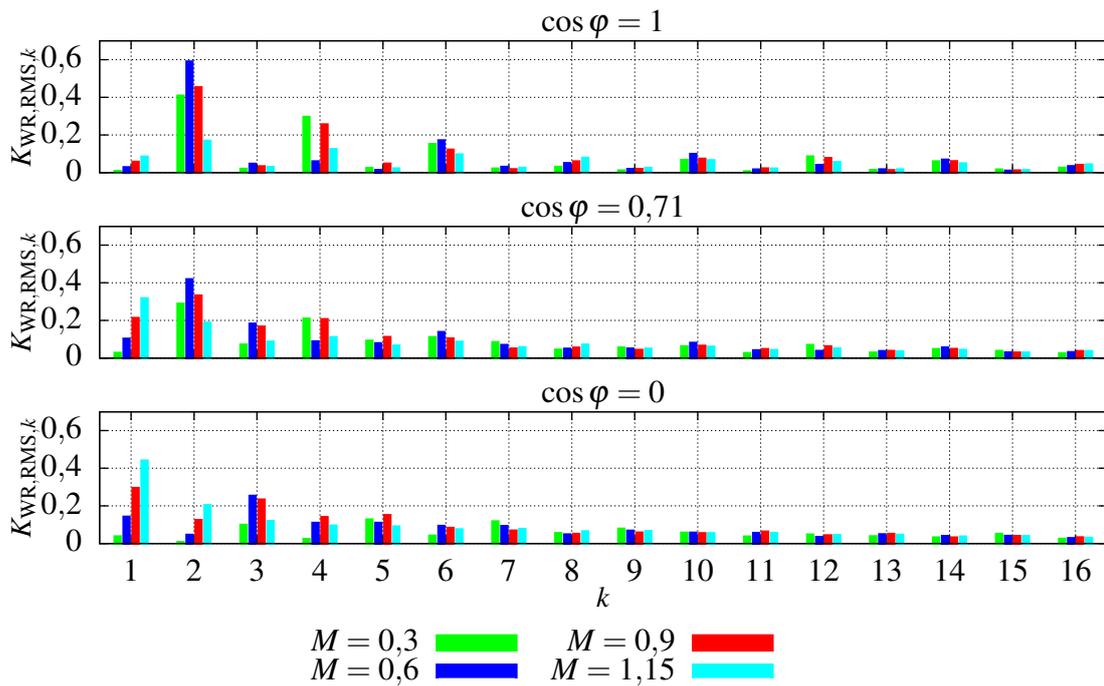


Abbildung 6.4: Effektivwerte der Frequenzanteile des Zwischenkreisstroms für Vielfache  $k$  der Schaltfrequenz in Abhängigkeit vom Modulationsgrad und Leistungsfaktor

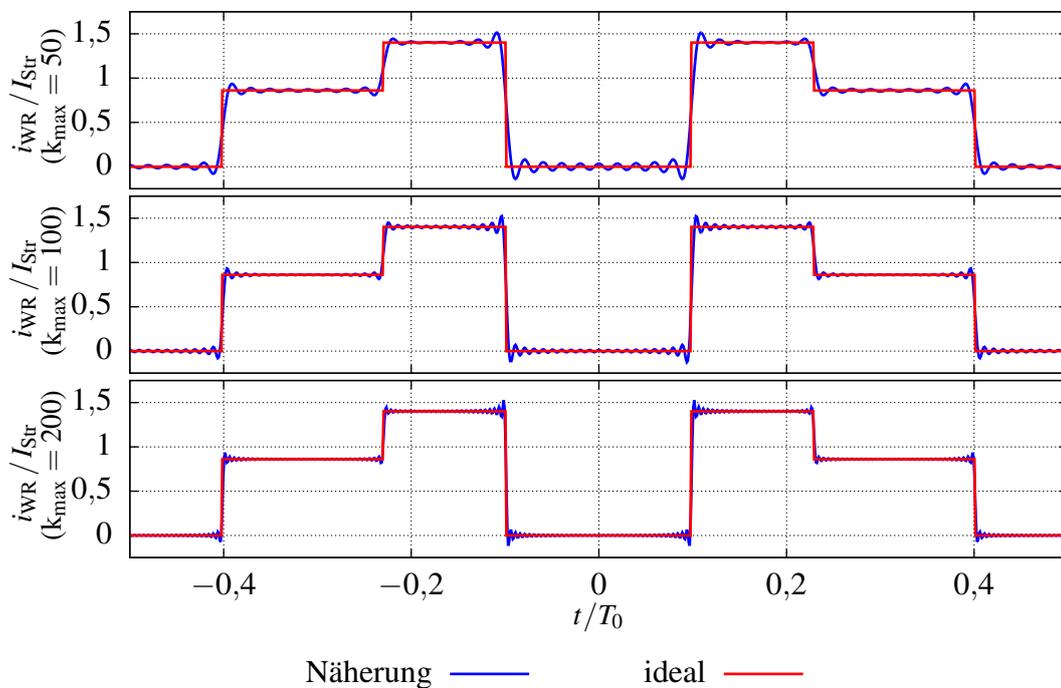
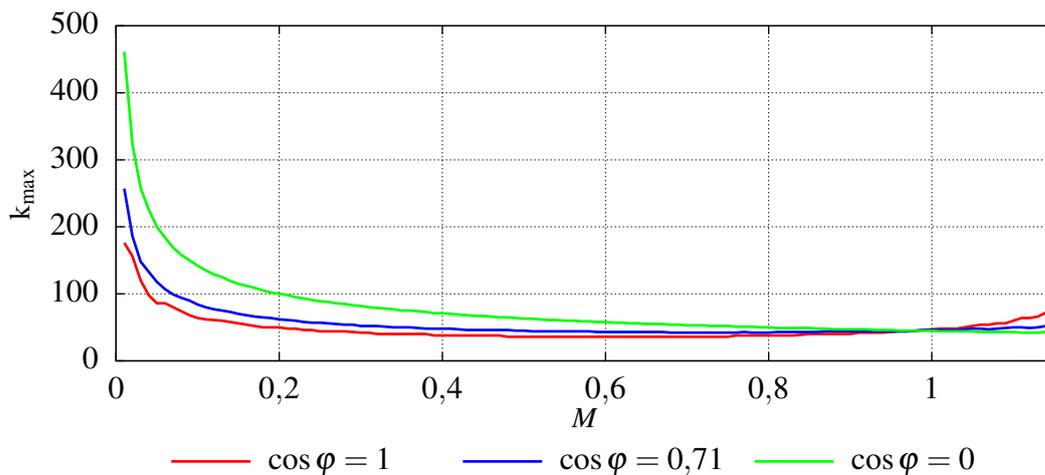


Abbildung 6.5: Näherung des Zwischenkreisstroms eines dreisträngigen Wechselrichter für eine Schaltperiode ( $\delta_1 = 0,35$ ,  $i_1 = 0,9I_{Str}$ ,  $\delta_2 = 0,25$ ,  $i_2 = 1,4I_{Str}$ )



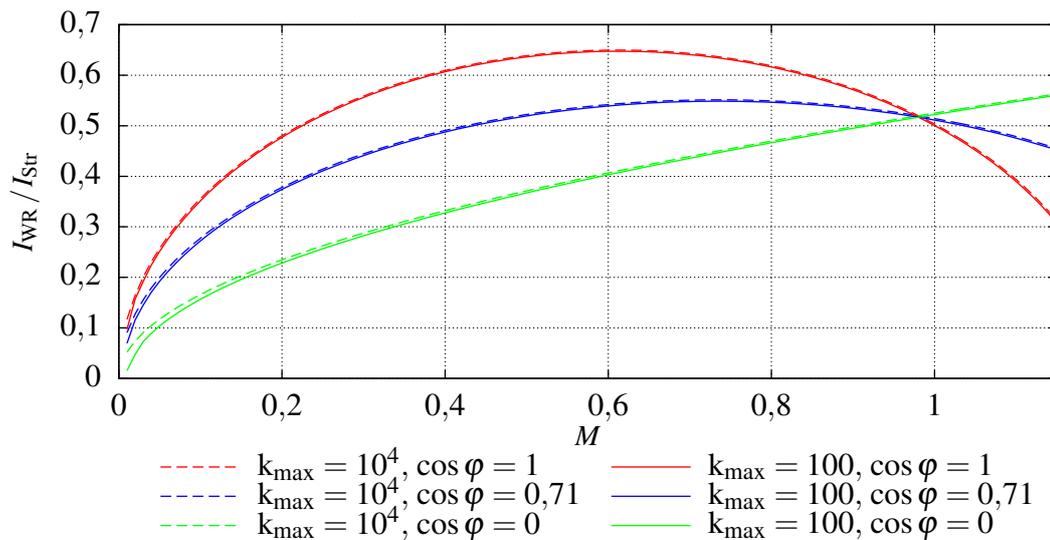
**Abbildung 6.6:** Maximal benötigte Anzahl an Harmonischen der Schaltfrequenz zum Erreichen einer absoluten Genauigkeit von 1 % (bezogen auf die maximalen Effektivwert des Wechselstromanteils des Zwischenkreisstroms eines dreisträngigen Wechselrichters)

( $I_{WR}$ ) entsprechend der Parservalschen Gleichung [130] über die quadratische Summe aller berücksichtigten Frequenzanteile in diesem Zweig ( $I_{WR,k}$ ) erfolgt

$$I_{WR} \approx \sqrt{\sum_{k=0}^{k_{\max}} I_{WR,k}^2} \quad (6.14)$$

Dadurch führt jeder nicht berücksichtigte Frequenzanteil zu einer geringen Abschätzung des Gesamteffektivwerts (Besselschen Ungleichung [130]). Da der Effektivwert der Frequenzanteile jedoch entsprechend Gleichung (6.8) mit  $1/k$  abnimmt und die Stromwärmelastung vom Quadrat des Stroms abhängt, nimmt der Einfluss dieser Anteile mit  $k^{-2}$  ab. Der Wert für  $k_{\max}$  sollte so klein wie möglich gewählt werden, um die Berechnungsdauer kurz zu halten. Gleichzeitig muss der Fehler durch die Vernachlässigung der höheren Frequenzanteile ausreichend klein sein. Um einen sinnvollen Wert zu ermitteln, wird die maximalen Anzahl der zu berücksichtigten Vielfachen ( $k_{\max}$ ) ermittelt, die notwendig sind, damit die Abweichung zwischen dem Zwischenkreisstrom nach Gleichung (6.14) und dem analytisch berechneten Wert (vgl. Abschnitt 3.2.4) kleiner als 1 % des maximalen Zwischenkreisstroms in einem dreisträngigen Wechselrichter ( $0,65 \cdot I_{Str}$ ) ist. Bei diesem Vergleich werden nur die Wechselstromanteile ( $k > 0$ ) des Zwischenkreisstroms berücksichtigt.

Abbildung 6.6 zeigt die Anzahl der Frequenzanteile  $k_{\max}$ , die zum Erreichen der gewählten Fehlertoleranz notwendig sind, in Abhängigkeit vom Modulationsgrad und vom Leistungsfaktor. Über einen weiten Lastbereich ist eine Verwendung der ersten 100 Vielfachen ausreichend, um die gewählte Genauigkeit zu erreichen. Lediglich für Modulationsgrade unter 0,2 kann diese mit 100 Vielfachen nicht erreicht werden. Jedoch ist der Stromeffektivwert in diesem Bereich im Vergleich zum Maximalwert gering. Dies zeigt sich auch bei dem Vergleich der Effektivwerte über dem Modulationsgrad für  $k_{\max} = 100$  und  $k_{\max} = 10.000$  in Abb. 6.7. Im



**Abbildung 6.7:** Effektivwerte der Wechselstromanteile des Zwischenkreisstroms eines dreisträngigen Wechselrichters für  $k_{\max} = 100$  und  $k_{\max} = 10.000$

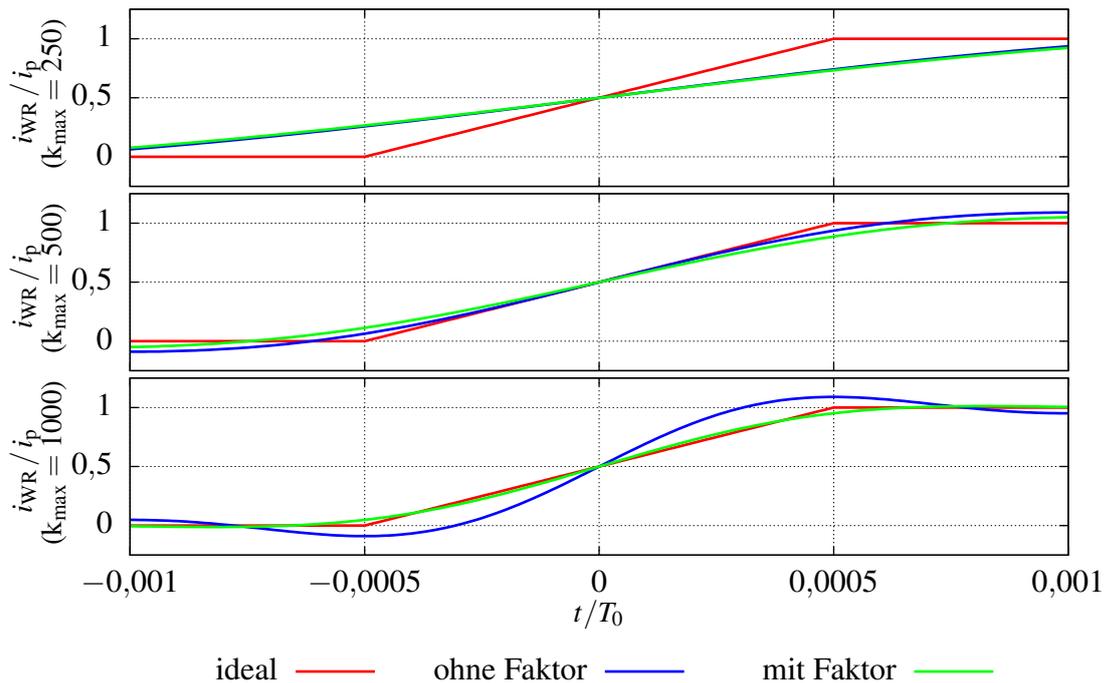
Bereich kleiner Modulationsgrade sind die Abweichungen zwar deutlich sichtbar, gleichzeitig sind jedoch die Effektivwerte vergleichsweise gering, sodass die Abweichungen in diesen Bereichen die Bestimmung der maximalen Zwischenkreisbelastung nicht beeinflussen.

Insgesamt ist daher zur Untersuchung der Belastungen im Zwischenkreis die Verwendung der ersten 100 Vielfachen der Schaltfrequenz ausreichend. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass diese Analyse nicht die Schlussfolgerung zulässt, dass damit immer eine Berechnungsgenauigkeit von 1 % erreicht wird. Indem z. B. große Frequenzanteile durch PWM-Interleaving teilweise kompensiert werden oder nicht berücksichtigte Frequenzanteile durch Resonanzen im Zwischenkreis verstärkt werden, kann der relative Fehler durch die Begrenzung des betrachteten Frequenzbereichs zunehmen.

### Einfluss der Flankensteilheit

Bisher erfolgte die Betrachtung der Spektren unter der Annahme unendlich steiler Schaltflanken des Stroms. Da dies im realen Wechselrichter nicht gegeben ist, wird im Folgenden der Einfluss der Flankensteilheit auf die Beschreibung des Zwischenkreisstrom im Frequenzbereich untersucht.

Unter Einbeziehung des Stromanstiegs ergibt sich statt dem puls förmigen Stromverlauf ein trapezförmiger Stromverlauf. Dieser kann im Zeitbereich über die Faltung mit einem zweiten



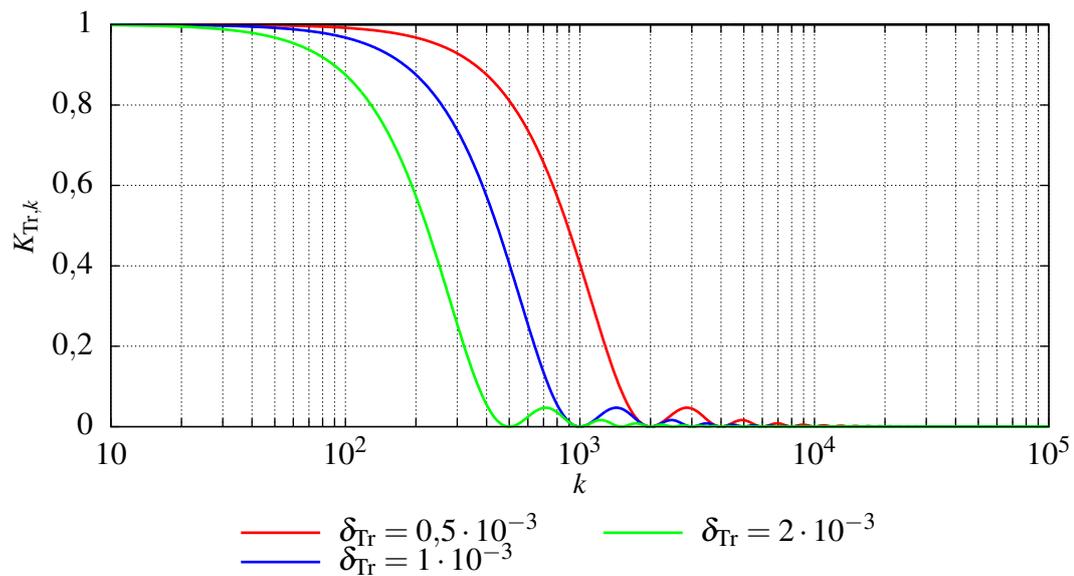
**Abbildung 6.8:** Vergleich der Näherung des Stromverlaufs mit und ohne Berücksichtigung der Stromanstiegszeit über einen zusätzlichen Faktor

Puls dargestellt werden. Im Frequenzbereich wird daher das Spektrum des ersten Pulses aus Gleichung (6.2) mit dem Spektrum des zweiten Pulses multipliziert

$$\hat{i}_{Puls,k} = 2 \frac{i_p}{k\pi} \sin(k\pi\delta_p) \cdot \text{si}(k\pi\delta_{Tr}) \quad k = \{1, 2, \dots, \infty\} \quad (6.15)$$

$\delta_{Tr}$  ist die Anstiegszeit bzw. Fallzeit des Stroms bezogen auf die Dauer der Schaltperiode. Für einen Beispielstromanstieg mit  $\delta_{Tr} = 1 \cdot 10^{-3}$  sind in Abb. 6.8 der ideale Verlauf und die angenäherten Verläufe mit und ohne Berücksichtigung des Stromanstiegsfaktors dargestellt. Dieser Wert für  $\delta_{Tr}$  liegt im Bereich, der sich aus der Kombination der Stromanstiegszeit bei Nennstrom der 650 V-IGBT, die für das Beispielsystem vorgesehen sind, und einer Schaltfrequenz von 10 kHz ergibt. Der Vergleich in Abb. 6.8 zeigt, dass durch die Verwendung der ersten 250 Vielfachen der Schaltfrequenz die Stromsteilheit noch nicht ausreichend steil abgebildet wird. Daher hat die Berücksichtigung der Flankensteilheit über den zusätzlichen Faktor keinen Einfluss auf den Zeitverlauf. Bei Einbeziehung der ersten 500 Vielfachen kann die Steilheit ausreichend abgebildet werden, jedoch hat auch hier der zusätzliche Faktor nur einen geringen Einfluss auf den Verlauf. Erst bei 1000 Vielfachen wird der Stromanstieg ohne den Faktor zu steil angenähert, sodass die höheren Frequenzanteile ohne Berücksichtigung der Stromanstiegszeiten zu groß angenommen werden.

Da die thermische Belastung des Zwischenkreises aus dem Quadrat des Effektivwerts folgt,



**Abbildung 6.9:** Einfluss des Quadrats des zusätzlichen Faktors zur Berücksichtigung der Stromanstiegszeit auf die Harmonischen der Schaltfrequenz

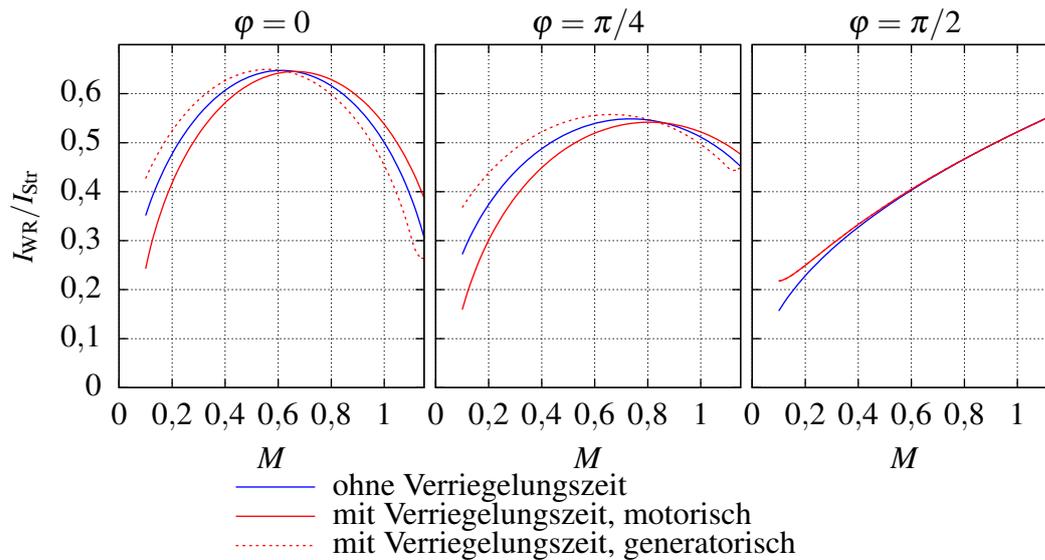
wird für die Bewertung des Einflusses der Flankensteilheit das Quadrat des zusätzlichen Faktors aus Gleichung (6.15) gebildet

$$K_{Tr,k} = (\text{si}(k \pi \delta_{Tr}))^2 . \quad (6.16)$$

In Abb. 6.9 ist  $K_{Tr,k}$  für verschiedene relative Anstiegszeiten über den Harmonischen  $k$  dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass der Einfluss der Anstiegszeit bei einer maximalen Schaltfrequenz von 20 kHz ( $\delta_{Tr} = 2 \cdot 10^{-3}$ ) für die ersten 100 Vielfachen der Schaltfrequenz nahezu vernachlässigbar ist.  $K_{Tr,k} = 1$  ist eine Abschätzung nach oben, die in diesem Bereich dicht am richtigen Wert liegt. Für kürzere Anstiegszeiten, die z. B. in Folge eines geringeren Laststroms auftreten, und für geringere Schaltfrequenzen verschiebt sich die Kurve zu höheren Harmonischen. Da für die Berechnungen der Zwischenkreisbelastung die Berücksichtigung der ersten 100 Vielfachen in der Regel ausreichend ist, kann die Stromsteilheit bei den Berechnungen unberücksichtigt bleiben.

### Einfluss der Verriegelungszeit

Neben der Flankensteilheit des Stroms beeinflusst auch die Verriegelungszeit zwischen dem Ausschalten eines Halbleiters und dem Einschalten des Gegenüberliegenden die Ströme im Zwischenkreis. Zur Untersuchung des Einflusses der Verriegelungszeit auf das Ausgangsspannungsspektrum eines Wechselrichters werden in [131] die Spektren zusätzlicher Pulse überlagert, die den Spannungsfehler durch die Verriegelungszeit abbilden. Analog dazu können zusätzliche Strompulse überlagert werden, um den Effekt auf den Zwischenkreisstrom zu betrachten. Die Dauer dieser Pulse entspricht der Verriegelungszeit und die Amplituden



**Abbildung 6.10:** Vergleich des Effektivwerts der Wechselstromanteile des Zwischenkreisstroms eines dreisträngigen Wechselrichters unter Berücksichtigung einer relativen Verriegelungszeit von 2 % der Schaltperiode für  $k_{\max} = 100$

der Pulse sind so gewählt, dass die Strompulse des Wechselrichters dadurch je nach Auswirkung der Verzugszeit verkürzt oder verlängert werden. Da der Effekt der Verzugszeit von der Richtung des Laststroms abhängt, liefert die Berechnung für den motorischen und den generatorischen Betrieb des Motors unterschiedliche Ergebnisse. Bei einer Verriegelungszeit von  $1 \mu\text{s}$ , die bei den vorgesehenen IGBT-Modulen notwendig ist, und einer maximalen Schaltfrequenz von 20 kHz beträgt das Verhältnis der Verriegelungszeit zur Periodendauer 2 %.

In Abb. 6.10 sind Effektivwerte des Zwischenkreisstroms unter Berücksichtigung der Verriegelungszeit dem Ergebnis ohne Verriegelungszeit gegenübergestellt. Der Vergleich bestätigt, dass die Verriegelungszeit die Strombelastung im Zwischenkreis beeinflusst. Im generatorischen Betrieb bewirkt die Verriegelungszeit, dass der effektive Modulationsgrad höher ausfällt als der eingestellte, da hier hauptsächlich die Dioden leiten und die Verriegelungszeit dazu führt, dass diese länger eingeschaltet sind. Dadurch wird die Kurve nach links verschoben. Im motorischen Betrieb kehrt sich der Effekt um, sodass die Kurve nach rechts verschoben ist. Im Phasenschieberbetrieb ( $\varphi = \pi/2$ ) leiten Dioden und IGBT im Mittel gleich lang, sodass sich der Effekt nahezu aufhebt. Insgesamt verändert sich durch die Verriegelungszeit zwar die Belastung in Abhängigkeit vom Lastpunkt, die maximale Belastung ändert sich allerdings nur um weniger als 0,4 %. Daher wird die Verriegelungszeit im Folgenden vernachlässigt.

### 6.1.2 Vereinfachte Frequenzanalyse

Aus den ermittelten reduzierten Spektren der Zwischenkreisströme eines dreisträngigen Wechselrichters erfolgt im nächsten Schritt die Berechnung der Belastungsgrößen der Zwi-

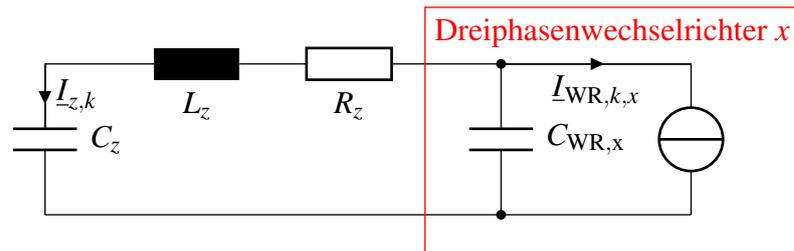


Abbildung 6.11: Beispielsatzschaltbild zur Wechselstromberechnung für den Frequenzanteil  $k$

schenkreiskondensatoren und der Verbindungselemente zwischen den Komponenten im HV/DC-Netz, die durch die schaltenden Antriebswechselrichter hervorgerufen werden. Zunächst wird zur Betrachtung der thermischen Belastung die Berechnungsmethodik für die Stromeffektivwerte in den Zweigen des HV/DC-Netzes hergeleitet. Im Anschluss wird auf die Untersuchung der Spannungswelligkeit am Zwischenkreiskondensator eingegangen. Neben dem Index  $k$  für die Vielfachen der Schaltfrequenz werden im Folgenden die Indizes  $z$  für die Zweige, deren Belastung untersucht wird, und  $x$  für die Quellen, von denen die Belastungen ausgehen, verwendet. Die Anzahl der betrachteten Quellen ist mit  $n$  benannt.

### Berechnung der Stromeffektivwerte

Die Berechnung der Stromeffektivwerte erfolgt zunächst für die einzelnen Frequenzanteile. Um die Gesamtstrombelastung in einem beliebigen Zweig  $z$  zu erhalten, werden die Stromeffektivwerte der Frequenzanteile in diesem Zweig ( $I_{z,k}$ ) quadratisch addiert

$$I_z = \sqrt{\sum_{k=0}^{k_{\max}} I_{z,k}^2} \quad (6.17)$$

Die schaltenden Wechselrichter werden zur Berechnung über ideale Wechselstromquellen modelliert (Abb. 6.11), die die Ströme gemäß der ermittelten Spektren einprägen ( $I_{WR,k,x}$ ). Um die daraus resultierenden Ströme in den einzelnen Zweigen zu berechnen, werden die Übertragungsfunktionen zwischen den Wechselstromquellen  $x$  und den Zweigen  $z$  aufgestellt. Aus diesen werden die komplexen Verstärkungsfaktoren ( $G_{z,k,x}$ ) zwischen den Quellen und den betrachteten Zweigen für jede Vielfache  $k$  bestimmt. Der resultierende Stromanteil im Zweig  $z$  ( $I_{z,k,x}$ ) beträgt

$$I_{z,k,x} = G_{z,k,x} \cdot I_{WR,k,x} \quad (6.18)$$

Die Berechnungen müssen für Komponenten (Quellen), deren Pulsmuster synchronisiert sind, gemeinsam erfolgen. Dies ist z. B. bei den beiden Teilsystemen der Wechselrichter in den Radnabenantrieben gegeben. Dadurch kann unter anderem der Einfluss des PWM-Interleavings

auf die Zwischenkreisbelastung untersucht werden. Für nicht miteinander synchronisierte Komponenten, wie z. B. die beiden Antriebe oder der geschalteten Bremswiderstände, müssen die Berechnungen separat erfolgen. Die resultierenden Ströme werden anschließend addiert, um die maximal mögliche Belastung zu erhalten.

Die eingepprägten Ströme der synchronisierten Stromquellen ( $x = 1, 2, \dots, n$ ) werden zur Berechnung der Strombelastung für jedes  $k$  in einer  $(1 \times n)$ -Matrix ( $\mathbf{I}_{WR,k}$ ) zusammengefasst und aus den komplexen Verstärkungsfaktoren wird für jedes  $k$  die  $(n \times 1)$ -Matrix  $\underline{\mathbf{G}}_{z,k}$  gebildet. Die weitere Untersuchung kann dadurch vereinfacht werden, dass die komplexen Drehungen der Stromzeiger, die aus der Verschiebung der Pulsmuster über  $\theta_{PWM,x}$  folgen, aus der Matrix der eingepprägten Ströme in die Verstärkungsmatrix verschoben werden. Dadurch sind die Stromzeiger keine komplexen Größen mehr. Die resultierenden Matrizen lauten

$$\mathbf{I}_{WR,k} = \begin{bmatrix} \underline{I}_{WR,k,1} \cdot e^{-jk\theta_{PWM,1}} \\ \underline{I}_{WR,k,2} \cdot e^{-jk\theta_{PWM,2}} \\ \vdots \\ \underline{I}_{WR,k,n} \cdot e^{-jk\theta_{PWM,n}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Str,1} \cdot K_{WR,k,1} \\ I_{Str,2} \cdot K_{WR,k,2} \\ \vdots \\ I_{Str,n} \cdot K_{WR,k,n} \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\underline{\mathbf{G}}_{z,k} = [\underline{G}_{z,k,1} \cdot e^{jk\theta_{PWM,1}} \quad \underline{G}_{z,k,2} \cdot e^{jk\theta_{PWM,2}} \quad \dots \quad \underline{G}_{z,k,n} \cdot e^{jk\theta_{PWM,n}}] \quad (6.20)$$

Durch die Faktoren  $K_{WR,k,x}$  ist  $\mathbf{I}_{WR,k}$  auch vom Modulationsgrad und vom Leistungsfaktor sowie vom Spannungswinkel abhängig. Das Produkt dieser Matrizen beschreibt den resultierenden Gesamtstrom im Zweig  $z$  für die Vielfache  $k$

$$\underline{I}_{z,k} = \underline{\mathbf{G}}_{z,k} \cdot \mathbf{I}_{WR,k} \quad (6.21)$$

Wenn die Lastzustände und die Spannungswinkel der Wechselrichter gleich sind, kann die Gleichung (6.19) weiter vereinfacht werden. Dies ist z. B. der Fall, wenn ein Antrieb aus mehreren dreisträngigen Teilsystemen mit eigenen Wechselrichtern besteht, deren Wicklungen jedoch so angeordnet sind, dass der Motor magnetisch ein dreisträngiges Verhalten aufweist. In diesem Fall können die Effektivwerte der Strangströme, die Modulationsgrade und die Leistungsfaktoren als gleich angenommen werden. Daraus folgt, dass auch der Faktor  $K_{WR,k,x}$  für alle Systeme gleich groß ist. Um die Abhängigkeit dieses Faktors vom Spannungswinkel zu eliminieren und die mittlere Belastung zu bestimmen, kann dieser durch die Wurzel des quadratischen Mittelwerts ( $K_{WR,RMS,k}$ ) aus Gleichung (6.13) ersetzt werden. Die Gleichung (6.19) vereinfacht sich dadurch zu

$$\mathbf{I}_{WR,k} = I_{Str} \cdot K_{WR,RMS,k} \cdot [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1]^T \quad (6.22)$$

Der Gesamteffektivwert des Stroms im betrachteten Zweig ist gemäß Gleichung (6.17)

$$I_z = I_{Str} \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^{k_{max}} |K_{WR,RMS,k} \cdot \underline{\mathbf{G}}_{z,k} \cdot [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1]^T|^2} \quad (6.23)$$

Diese Vorgehensweise liefert jedoch einen Berechnungsfehler, wenn die Wicklungen der dreisträngigen Teilsysteme magnetisch nicht in Phase liegen (z. B. bei dem sechssträngigen Motor aus Kapitel 3) oder einen unterschiedlichen Lastzustand aufweisen. In diesen Fällen muss die Abhängigkeit der Zwischenkreisströme vom Spannungswinkel  $\varphi_U$  berücksichtigt werden. Um diese Abhängigkeit mit zu berücksichtigen, besteht zum einen die Möglichkeit, das komplette Frequenzspektrum, das aus der doppelten Fourieranalyse resultiert, für die Berechnung zu nutzen. Eine alternative Möglichkeit ist, die Abhängigkeit der Amplituden des Faktor  $K_{WR,k}$  vom Spannungswinkel über eine weitere Fouriertransformation zu bestimmen und bei den Berechnungen zu berücksichtigen. Dadurch ist eine Berechnung über das vorgestellte reduzierte Frequenzspektrum möglich. Dabei ist es ausreichend, nur die Winkelabhängigkeit der stark ausgeprägten Harmonischen in die Berechnung einzubeziehen. Die größte detailliert betrachtete Vielfache der Schaltfrequenz wird im Folgenden mit  $k_{\max, \varphi_U}$  bezeichnet. Die Berechnung der komplexen Effektivwertzeiger erfolgt über die Bestimmung der Fourierkoeffizienten für den Faktor  $K_{WR,k}$  aus (6.10) hinsichtlich dessen Abhängigkeit vom Spannungswinkel  $\varphi_U$  für jede Vielfache der Schaltfrequenz  $k$ . Aufgrund der Symmetrie in einem dreisträngigen Motor ist dabei die Integration über ein Drittel der Periode der Grundfrequenz notwendig

$$\underline{K}_{WR,k,m}(M, \cos \varphi) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} K_{WR,k} e^{-jm\varphi_U} d\varphi_U. \quad (6.24)$$

Das Ergebnis sind die komplexen Effektivwertzeiger der Vielfachen  $m = \{1, 2, \dots, m_{\max}\}$  der dreifachen Grundfrequenz.

Die übrigen Vielfachen ( $k = 0$  und  $k > k_{\max, \varphi_U}$ ) werden bei der Berechnung weiterhin unabhängig vom Spannungswinkel berücksichtigt. Zusätzlich sollen auch die Anteile der detaillierter betrachteten Vielfachen, die hinsichtlich ihrer Abhängigkeit vom Spannungswinkel höherharmonisch als  $m_{\max}$  sind, weiter unter Vernachlässigung ihrer Abhängigkeit vom Spannungswinkel in die Berechnung einbezogen werden. Der vom Spannungswinkel unabhängige Anteil ( $m = 0$ ) wird hierzu über

$$K_{WR,k,0} = \sqrt{K_{WR,RMS,k}^2 - \sum_{m=1}^{m_{\max}} |\underline{K}_{WR,k,m}|^2} \quad (6.25)$$

gebildet.

Für  $\underline{K}_{WR,k,m}$  können die Berechnungen ebenfalls einmal für alle Lastzustände durchgeführt werden und die Ergebnisse anschließend in einer Look-Up-Tabelle für weitere Berechnung hinterlegt werden.

Wie in Gleichung (6.19) werden die eingepprägten Ströme in einer  $(1 \times n)$ -Matrix  $\underline{\mathbf{I}}_{WR,k,m}$  für jede betrachtet Kombination der Frequenzanteile  $k$  und  $m$  zusammengefasst. Dabei wird die

magnetische Phasenverschiebung zwischen den Teilsystemen über den Verschiebungswinkel  $\Delta\varphi_{U,x}$  berücksichtigt

$$\underline{\mathbf{I}}_{WR,k,m} = \begin{bmatrix} I_{Str,1} \cdot \underline{K}_{WR,k,m,1} \cdot e^{jm\Delta\varphi_{U,1}} \\ I_{Str,2} \cdot \underline{K}_{WR,k,m,2} \cdot e^{jm\Delta\varphi_{U,2}} \\ \vdots \\ I_{Str,n} \cdot \underline{K}_{WR,k,m,n} \cdot e^{jm\Delta\varphi_{U,n}} \end{bmatrix}. \quad (6.26)$$

Die Frequenzanteile, die unabhängig vom Spannungswinkel in die Berechnung eingehen ( $m = 0$ ), sind in der  $(1 \times n)$ -Matrix  $\underline{\mathbf{I}}_{WR,k,0}$  beschrieben

$$\underline{\mathbf{I}}_{WR,k,0} = \begin{bmatrix} I_{Str,1} \cdot K_{WR,k,0,1} \\ I_{Str,2} \cdot K_{WR,k,0,2} \\ \vdots \\ I_{Str,n} \cdot K_{WR,k,0,n} \end{bmatrix}. \quad (6.27)$$

Die Gesamtstrombelastung eines Zweiges wird gemäß Gleichung (6.17) über die quadratische Summe der Frequenzanteile  $k$  in dem Zweig bestimmt. Bei der Berechnung der Anteile wird hier zwischen den Stromanteilen, die unter Vernachlässigung der Abhängigkeit vom Spannungswinkel bestimmt werden ( $I_{\alpha,z,k}$ ) und den Anteilen, bei denen die Abhängigkeit berücksichtigt wird ( $I_{\beta,z,k}$ ), unterschieden

$$I_{z,k} = \begin{cases} I_{\beta,z,k} & 1 \leq k \leq k_{\max,\varphi_U} \\ I_{\alpha,z,k} & \text{sonst} \end{cases}. \quad (6.28)$$

Die Anteile  $I_{\alpha,z,k}$  folgen aus dem Produkt aus der Verstärkungsmatrix und der Matrix der eingepprägten Stromanteile

$$I_{\alpha,z,k} = |\underline{\mathbf{G}}_{z,k} \cdot \underline{\mathbf{I}}_{WR,k,0}|. \quad (6.29)$$

Die Herleitung von  $I_{\beta,z,k}$  erfolgt im Folgenden. Zunächst werden dafür einige Definitionen eingeführt. Der eingepprägte Strom eines Teilsystems  $x$  ist für jede  $m$ -te Vielfache der dreifachen Grundfrequenz für wiederum jede  $k$ -te Vielfache der Schaltfrequenz definiert als (vgl. Gleichung 6.26)

$$\underline{\mathbf{I}}_{WR,k,m,x} = I_{Str,x} \cdot \underline{K}_{WR,k,m} \cdot e^{jm\Delta\varphi_{U,x}}. \quad (6.30)$$

Der erweiterte komplexe Verstärkungsfaktor des eingepprägten Stroms des Teilsystems  $x$  zu dem resultierenden Strom in dem Zweig  $z$  (vgl. Gleichung 6.20) ist das Produkt aus dem

Verstärkungsfaktor und der Drehung, die aus der Verschiebung des Pulsmusters über  $\theta_{\text{PWM},x}$  folgt,

$$\underline{G}'_{z,k,x} = \underline{G}_{z,k,x} \cdot e^{jk\theta_{\text{PWM},x}} . \quad (6.31)$$

Der Gesamtstrom im Zweig  $z$  für die Harmonische  $k$  ( $\underline{I}_{z,k,\varphi_U}$ ) ergibt sich aus der Summe der Stromanteile durch die einzelnen Teilsysteme  $x$  und ist abhängig vom Lastzustand der Systeme und vom Spannungswinkel

$$\underline{I}_{z,k,\varphi_U} = \sum_{x=1}^n I_{\text{WR},k,x} \cdot \underline{G}'_{z,k,x} . \quad (6.32)$$

Für die Herleitung der Berechnungsmethodik wird die Winkelabhängigkeit von  $I_{\text{WR},k,x}$  über die Fourierreihe der Fourierkoeffizienten aus Gleichung (6.24) als Summe von Kosinusfunktionen mit der Amplitude  $|\underline{I}_{\text{WR},k,m,x}|$  und der Phasenverschiebung  $\angle \underline{I}_{\text{WR},k,m,x}$  dargestellt

$$I_{\text{WR},k,x}(\varphi_U) = \sum_{m=0}^{m_{\text{max}}} \sqrt{2} \cdot |\underline{I}_{\text{WR},k,m,x}| \cdot \cos(m\varphi_U + \angle \underline{I}_{\text{WR},k,m,x}) . \quad (6.33)$$

Das Quadrat der mittleren Strombelastung im Zweig  $z$  für die Harmonische  $k$  entspricht dem quadratischen Mittelwert einer Periode

$$I_{\beta,z,k}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\underline{I}_{z,k,\varphi_U}|^2 d\varphi_U \quad (6.34)$$

Das Einsetzen von (6.32) und (6.33) in (6.34) ergibt

$$I_{\beta,z,k}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left| \sum_{m=0}^{m_{\text{max}}} \sum_{x=1}^n \sqrt{2} |\underline{I}_{\text{WR},k,m,x}| \cdot \cos(m\varphi_U + \angle \underline{I}_{\text{WR},k,m,x}) \cdot \underline{G}'_{z,k,x} \right|^2 d\varphi_U . \quad (6.35)$$

Nach der Parservalschen Gleichung [130] entspricht der quadratische Mittelwert einer beliebigen periodischen Funktion der Summe der Effektivwerte von den Frequenzanteilen, aus denen sich die periodische Funktion zusammensetzt. In Gleichung (6.35) ist der quadratische Mittelwert einer periodischen Funktion, die sich aus den Frequenzanteilen für  $m \in [0, m_{\text{max}}]$  zusammensetzt, gegeben. Entsprechend der Parservalschen Gleichung kann Gleichung (6.35) über die quadratische Summe der Effektivwerte der Frequenzanteile  $m$  berechnet werden

$$I_{\beta,z,k}^2 = \sum_{m=0}^{m_{\text{max}}} I_{z,k,m}^2 . \quad (6.36)$$

Das Quadrat der Effektivwerte kann wiederum über die quadratischen Mittelwerte der Ströme im Zweig  $z$ , die aus den eingprägten Strömen der Teilsysteme  $x$  resultieren, bestimmt werden

$$I_{z,k,m}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left| \sum_{x=1}^n \sqrt{2} |I_{WR,k,m,x}| \cdot \cos(m\varphi_U + \angle I_{WR,k,m,x}) \cdot \underline{G}'_{z,k,x} \right|^2 d\varphi_U. \quad (6.37)$$

Das Quadrat des Betrags einer komplexen Zahl entspricht der Summe der Quadrate von Real- und Imaginärteil. Da Da in Gleichung (6.37) lediglich  $\underline{G}'_{z,k,x}$  ein komplexer Ausdruck ist, kann der Betrag in der Gleichung bestimmt werden über

$$I_{z,k,m}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \left( \sum_{x=1}^n \sqrt{2} |I_{WR,k,m,x}| \cdot \cos(m\varphi_U + \angle I_{WR,k,m,x}) \cdot \Re\{\underline{G}'_{z,k,x}\} \right)^2 + \left( \sum_{x=1}^n \sqrt{2} |I_{WR,k,m,x}| \cdot \cos(m\varphi_U + \angle I_{WR,k,m,x}) \cdot \Im\{\underline{G}'_{z,k,x}\} \right)^2 \right] d\varphi_U. \quad (6.38)$$

Im nächsten Schritt werden die Produkte aus dem Real- bzw. dem Imaginärteil von  $\underline{G}'_{z,k,x}$  und dem Wechselstromzeiger zu neuen Wechselstromzeigern zusammengefasst

$$I_{\text{sub},1,x} = I_{WR,k,m,x} \cdot \Re\{\underline{G}'_{z,k,x}\} \quad (6.39)$$

$$I_{\text{sub},2,x} = I_{WR,k,m,x} \cdot \Im\{\underline{G}'_{z,k,x}\}. \quad (6.40)$$

Diese Zeiger berücksichtigen auch das Vorzeichen des Real- bzw. Imaginärteils. Mit diesen Zeigern kann Gleichung (6.38) vereinfacht werden zu

$$I_{z,k,m}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \sum_{x=1}^n \sqrt{2} |I_{\text{sub},1,x}| \cdot \cos(m\varphi_U + \angle I_{\text{sub},1,x}) \right)^2 d\varphi_U + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \sum_{x=1}^n \sqrt{2} |I_{\text{sub},2,x}| \cdot \cos(m\varphi_U + \angle I_{\text{sub},1,x}) \right)^2 d\varphi_U. \quad (6.41)$$

Es ist zu erkennen, dass die Gleichung der Summe zweier Effektivwertberechnungen von je  $n$  Schwingungen gleicher Frequenz entspricht. Das Ergebnis kann daher alternativ über die Summe der Wechselstromzeiger ausgedrückt werden

$$I_{z,k,m}^2 = \left| \sum_{x=1}^n I_{\text{sub},1,x} \right|^2 + \left| \sum_{x=1}^n I_{\text{sub},2,x} \right|^2. \quad (6.42)$$

Das Wiedereinsetzen der substituierten Elemente ergibt

$$I_{\beta,z,k}^2 = \sum_{m=0}^{m_{\max}} \left\{ \left| \sum_{x=1}^n I_{WR,k,m,x} \cdot \Re\{\underline{G}'_{z,k,x}\} \right|^2 + \left| \sum_{x=1}^n I_{WR,k,m,x} \cdot \Im\{\underline{G}'_{z,k,x}\} \right|^2 \right\}. \quad (6.43)$$

Die Summen über  $x$  können alternativ als Matrixprodukte aus der Matrix  $\underline{\mathbf{I}}_{\text{WR},k,m}$  aus Gleichung (6.26) und dem Real- bzw. Imaginärteil von  $\underline{\mathbf{G}}_{z,k}$  aus Gleichung (6.20) angegeben werden

$$I_{\beta,z,k}^2 = \sum_{m=0}^{m_{\max}} \left\{ \left| \Re\{\underline{\mathbf{G}}_{z,k}\} \cdot \underline{\mathbf{I}}_{\text{WR},k,m} \right|^2 + \left| \Im\{\underline{\mathbf{G}}_{z,k}\} \cdot \underline{\mathbf{I}}_{\text{WR},k,m} \right|^2 \right\}. \quad (6.44)$$

Mit dieser Berechnung ist es möglich, die Strombelastung der einzelnen Komponenten im verteilten Zwischenkreis eines Gesamtsystems mit mehreren dreisträngigen Wechselrichtern, deren Pulsmuster und deren Grundfrequenz synchronisiert sind, detailliert zu untersuchen. Da es sich durch die Verwendung der vorab einmal berechneten und hinterlegten Frequenzspektren um eine rein analytische Berechnung handelt, kann diese im Vergleich zu numerischen Zeitbereichssimulationen sehr schnell durchgeführt werden und ermöglicht in Kombination mit einer Analyse der Übertragungsfunktionen eine einfache Optimierung der Zwischenkreisauslegung. Diese Vorgehensweise wird in den Abschnitten 6.2.1 und 6.2.2 detailliert am Beispielsystem demonstriert.

Bei Wahl der Grenzen  $k_{\max,\varphi_U}$  des detaillierter betrachteten Frequenzbereichs ist zu berücksichtigen, dass die Amplituden der höheren Vielfachen der Schaltfrequenz  $k$  stark abnehmen (vgl. Abb. 6.4). Dadurch kann  $k_{\max,\varphi_U}$  sinnvoll begrenzt werden. Die Wahl von  $m_{\max}$  hängt von dem betrachteten System ab. Insbesondere ist dabei die Phasenverschiebung zwischen den Teilsystemen zu beachten, da die daraus resultierenden Wechselwirkungen zwischen den Systemen durch die Berechnung abgebildet werden sollen. Daher erfolgt die Auswahl der Grenzen für die Berechnungen in dieser Arbeit im Rahmen der Untersuchung des Beispielsystems in Abschnitt 6.2.

### Bestimmung der maximalen Spannungswelligkeit

Für die Auslegung der Zwischenkreiskapazitäten ist die Spannungswelligkeit innerhalb einzelner Schaltperioden ausschlaggebend, sodass hier die Extremstellen innerhalb einzelner Schaltperioden im Fokus der Betrachtung stehen. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die Spannungswelligkeit neben dem Strangstrom, dem Modulationsgrad und dem Leistungsfaktor ebenfalls auch vom Spannungswinkel abhängig ist. Die Frequenzanteile der Zwischenkreisströme der dreisträngigen Wechselrichter aus Gleichung (6.11), die vom Lastpunkt abhängig sind, werden für die weiteren Berechnungen in einer Matrix zusammengefasst

$$\underline{\mathbf{I}}_{\text{WR},k,\varphi_U} = \left[ I_{\text{WR},k,1} \quad I_{\text{WR},k,2} \quad \cdots \quad I_{\text{WR},k,n} \right]^T. \quad (6.45)$$

Um die Spannungen zu bestimmen, die aus diesen Frequenzanteilen der Ströme in dem betrachteten Kondensator resultieren, werden die Ersatzimpedanzen zwischen den eingepägten

Strömen und den daraus resultierenden Spannungen am Kondensator gebildet und in der Matrix  $\underline{Z}_{C,k}$  zusammengefasst

$$\underline{Z}_{C,k} = \begin{bmatrix} Z_{C,k,1} & Z_{C,k,2} & \cdots & Z_{C,k,n} \end{bmatrix} . \quad (6.46)$$

Aus dem Produkt von  $\underline{I}_{WR,k,\varphi_U}$  und  $\underline{Z}_{C,k}$  folgt daher der Wechselspannungsanteil am betrachteten Kondensator  $\underline{U}_{C,k}$ , der aus dem Frequenzanteil  $k$  der eingepprägten Ströme resultiert und vom Lastpunkt abhängig ist

$$\underline{U}_{C,k} = \underline{Z}_{C,k} \cdot \underline{I}_{WR,k,\varphi_U} . \quad (6.47)$$

Die Überlagerung der einzelnen Frequenzanteile bis zur maximal berücksichtigten Harmonischen  $k_{\max,U}$  liefert den zeitlichen Verlauf der Spannung

$$u_C = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{k_{\max,U}} |\underline{U}_{C,k}| \cdot \cos(k \gamma_t + \angle \underline{U}_{C,k}) . \quad (6.48)$$

$\gamma_t$  ist darin der umlaufende Winkel innerhalb der Schaltperiode ( $\gamma_t = 2\pi f_S t$ ).

Die Spannungswelligkeit innerhalb einer Schaltperiode ( $\Delta U_C$ ) entspricht der Differenz zwischen dem Maximum ( $U_{C,\max}$ ) und dem Minimum ( $U_{C,\min}$ ) des zeitlichen Verlaufs für  $\gamma_t = 0 \dots 2\pi$

$$\Delta U_C = U_{C,\max} - U_{C,\min} . \quad (6.49)$$

Die maximale Spannungswelligkeit ( $\Delta U_{C,\max}$ ) für den Lastpunkt in Abhängigkeit von Strangstrom, Modulationsgrad und Leistungsfaktor über alle möglichen Spannungswinkel ( $\varphi_U = 0 \dots 2\pi/3$ ) ist der Wert, der für die Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren mit ausschlaggebend ist.

Die analytische Bestimmung dieses Maximums ist aufwendiger als die Bestimmung der Strombelastung über den quadratischen Mittelwert der Ströme. Die Extremstellen von  $\Delta U_C$  resultieren aus der zeitlichen Überlagerung der Vielfachen der Schaltfrequenz unter Berücksichtigung der Phasenlage der Frequenzanteile zueinander. Theoretisch können daher  $2 \cdot k_{\max,U}$  lokale Extremstellen vorliegen. Die explizite analytische Bestimmung der Nullstellen der ersten Ableitung, die zur Ermittlung der Extrema notwendig ist, kann für die Überlagerung der Schwingungen mit beliebiger Amplitude und Phasenlage nur bis  $k_{\max,U} \leq 2$  angegeben werden. Die Bestimmung für eine größere Anzahl von Frequenzanteilen erfordert die Nullstellenbestimmung von Polynomen höheren als 4. Grades, deren Lösung nach [130] nicht allgemein bestimmt werden kann. Daher erfolgt die Bestimmung der Maxima im Rahmen dieser Arbeit über eine numerische Näherung.

## 6.2 Zwischenkreisoptimierung

In diesem Abschnitt erfolgt eine Optimierung der Zwischenkreisauslegung in den fehlertoleranten Antrieben aus Kapitel 3 als Teil der fehlertoleranteren Antriebsstrangarchitektur aus Kapitel 4. Dabei werden auch die Wechselwirkungen mit den Zwischenkreisen in den anderen Komponenten des HV/DC-Netzes mitberücksichtigt. Zunächst wird jedoch das Verhalten eines einzelnen Antriebs betrachtet.

### 6.2.1 Fehlertoleranter Antrieb

Entsprechend des Sicherheitskonzepts aus Kapitel 4 verfügen die Antriebe über zwei dreisträngige Teilsysteme, die im Antrieb nicht verbunden sind (Abb. 4.9). Eine Verbindung der Kondensatoren besteht nur über den Verbindungspunkt auf der Batterieseite des LE-Trenners. Je nach Fahrzeugaufbau liegt die Kabellänge zwischen den Antrieben und dem Verbindungspunkt im Bereich von etwa 1 m bis 4 m. Die Induktivität dieser Kabel beträgt daher einige Mikrohenry, sodass keine niederinduktive Verbindung zwischen den Kondensatoren besteht. Dies hat zur Folge, dass ein PWM-Interleaving zwischen den beiden Teilsystemen im Antrieb keine signifikante Reduktion der Strombelastung und der Spannungswelligkeit im Zwischenkreis bewirkt. Daher müssen die Kondensatoren entsprechend größer dimensioniert werden.

Da die Zwischenkreiskondensatoren einen großen Anteil des begrenzten Bauraums in einem Radnabenantrieb mit integrierter Leistungselektronik einnehmen, wird im Folgenden untersucht, ob es möglich ist, die beiden Zwischenkreiskondensatoren der Teilsysteme innerhalb des Antriebs über eine abschaltbare Verbindung so zu verbinden, dass die Belastung der Zwischenkreiskondensatoren durch das PWM-Interleaving reduziert werden kann. In Abb. 6.12 sind die beiden Teilsysteme dafür über zwei entgegengesetzt angeordnete Transistoren verbunden. Im Fehlerfall können die Teilsysteme, wie im Sicherheitskonzept vorgesehen, wieder getrennt werden. In diesem Fall ist kein PWM-Interleaving mehr möglich, sodass die Strombelastung der Kondensatoren steigt. Da das Fahrzeug jedoch nur zum Stillstand gebracht werden muss und die thermische Zeitkonstante der Filmkondensatoren im Bereich mehrerer 10 s liegt, kann diese erhöhte Belastung hinsichtlich der Kondensatorauslegung vernachlässigt werden.

Die Transistoren und die Verbindungen im Wechselrichter haben parasitäre Induktivitäten und ohmsche Widerstände, die die Ausgleichsvorgänge zwischen den Kondensatoren beeinflussen. Die betrachteten parasitären Komponenten sind in Abb. 6.12 in grau mit abgebildet. Im Folgenden wird die Auslegung dieser Verbindung und die daraus resultierende Reduktion der Belastung in den Zwischenkreiskondensatoren untersucht. Um hier zunächst den Antrieb unabhängig vom restlichen Antriebsstrang zu betrachten, erfolgt die Untersuchung unter der Annahme, dass die Induktivitäten in den Zuleitungen gegen unendlich gehen ( $L_{Z1}, L_{Z2} \rightarrow \infty$ ). Dadurch führen diese Leitungen lediglich den Gleichstromanteil und der komplette

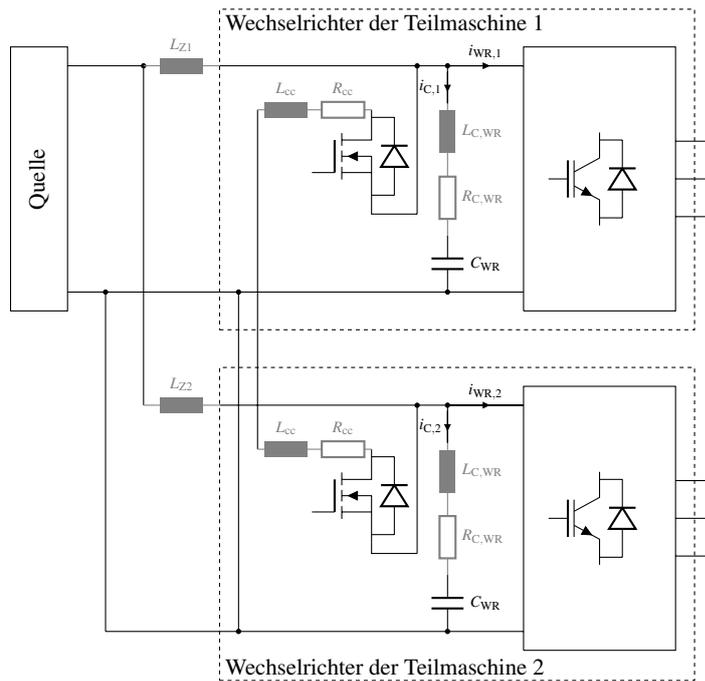


Abbildung 6.12: Zwischenkreisverschaltung des fehlertoleranten Antriebs

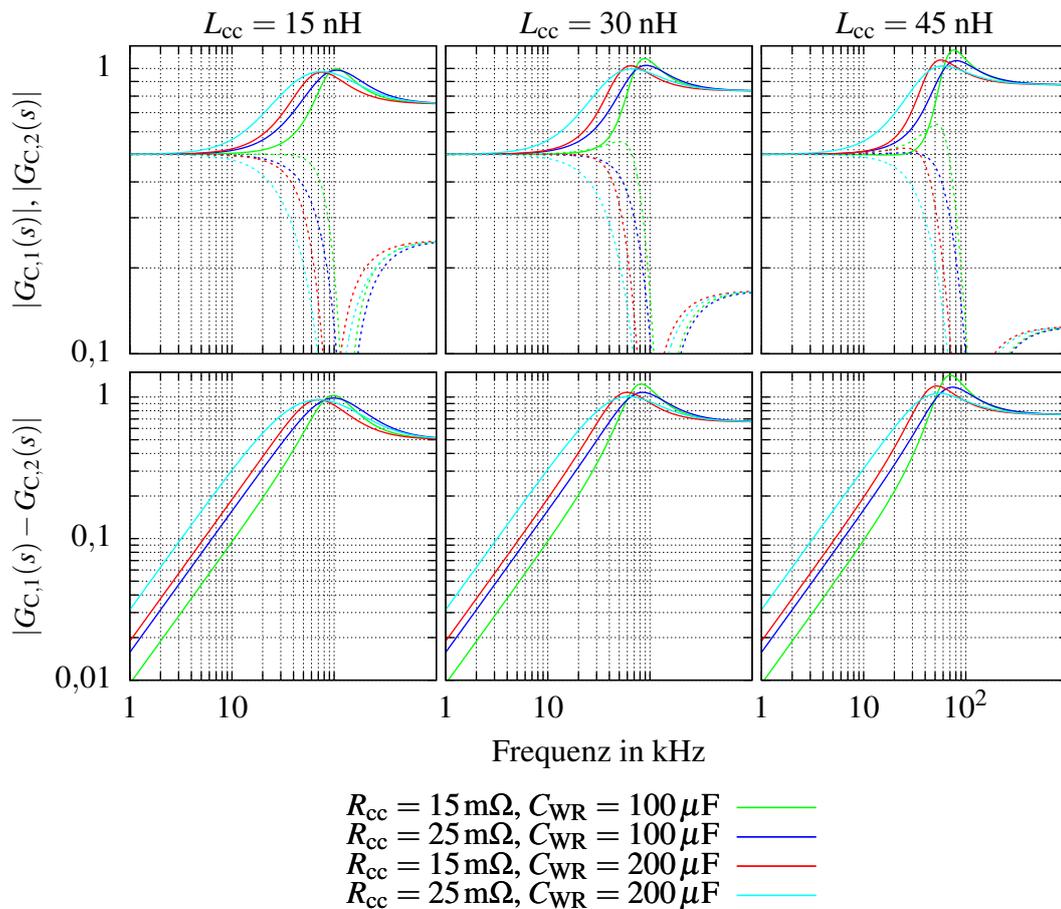
Wechselstromanteil fließt über die Zwischenkreiskondensatoren. Da diese Annahme im hier betrachteten Gesamtsystem nicht zulässig ist, werden im Anschluss in Abschnitt 6.2.2 die Wechselwirkungen über das HV/DC-Netz und deren Einfluss auf die Belastung des Antriebs analysiert.

Abbildung 6.13 zeigt die Amplitudengänge der Übertragungsfunktionen zwischen dem eingepägten Strom eines Teilsystems und dem resultierenden Strom in dem Zwischenkondensator des gleichen Teilsystems (durchgezogene Linien)

$$\begin{aligned}
 G_{C,1}(s) &= \frac{I_{C,1}(s)}{I_{WR,1}(s)} \\
 &= \frac{1}{\frac{1}{R_{C,WR} + sL_{C,WR} + \frac{1}{sC_{WR}}} + \frac{1}{2R_{cc} + s2L_{cc} + R_{C,WR} + sL_{C,WR} + \frac{1}{sC_{WR}}}} \\
 &= \frac{1}{2} \frac{1 + C_{WR}(R_{C,WR} + 2R_{cc})s + C_{WR}(L_{C,WR} + 2L_{cc})s^2}{1 + C_{WR}(R_{C,WR} + R_{cc})s + C_{WR}(L_{C,WR} + L_{cc})s^2}
 \end{aligned} \tag{6.50}$$

und dem Zwischenkondensator des anderen Teilsystems im Antrieb (gestrichelte Linien)

$$\begin{aligned}
 G_{C,2}(s) &= \frac{I_{C,1}(s)}{I_{WR,2}(s)} \\
 &= \frac{1}{2} \frac{1 + C_{WR}R_{C,WR}s + C_{WR}L_{C,WR}s^2}{1 + C_{WR}(R_{C,WR} + R_{cc})s + C_{WR}(L_{C,WR} + L_{cc})s^2}
 \end{aligned} \tag{6.51}$$



**Abbildung 6.13:** Amplitudengang der Übertragungsfunktionen  $G_{C,1}(s)$  (durchgezogene Linien) und  $G_{C,2}(s)$  (gestrichelte Linien) und ihrer Differenz ( $L_{C,WR} = 15 \text{ nH}$ ,  $R_{C,WR} = 2 \text{ m}\Omega$ )

für verschiedene Kombinationen von Zwischenkreiskapazitäten und parasitären Widerständen und Induktivitäten.

Der Vergleich zeigt, dass sich die Ströme bis etwa 5 kHz zwischen den beiden Kondensatoren nahezu gleichmäßig auf die beiden Kondensatoren aufteilen. Für kleinere Widerstände und Zwischenkreiskapazitäten, verschiebt sich dieser Punkt zu höheren Frequenzen. Beim PWM-Interleaving folgt die Entlastung daraus, dass sich einzelne Frequenzanteile der Teilsysteme aufheben, da sie um  $180^\circ$  phasenverschoben sind. Über die Differenz der beiden Übertragungsfunktionen kann analysiert werden, in wie weit sich Frequenzanteile aufheben, die  $180^\circ$  phasenverschoben eingepreßt werden. Die Differenz der Übertragungsfunktionen ist

$$G_{C,1}(s) - G_{C,2}(s) = C_{WR} R_{cc} s \frac{1 + \frac{L_{cc}}{R_{cc}} s}{1 + C_{WR} (R_{C,WR} + R_{cc}) s + C_{WR} (L_{C,WR} + L_{cc}) s^2} \quad (6.52)$$

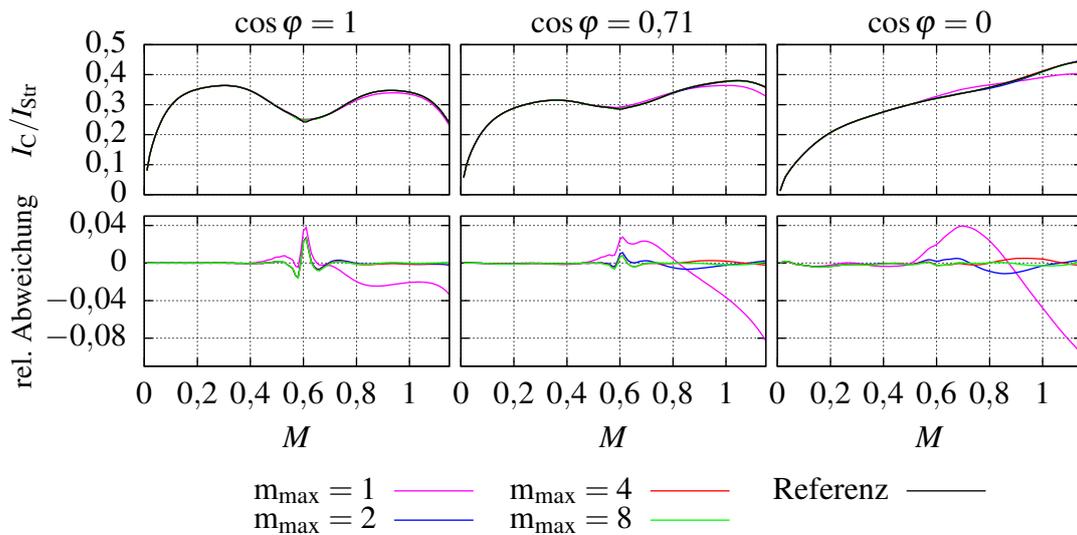
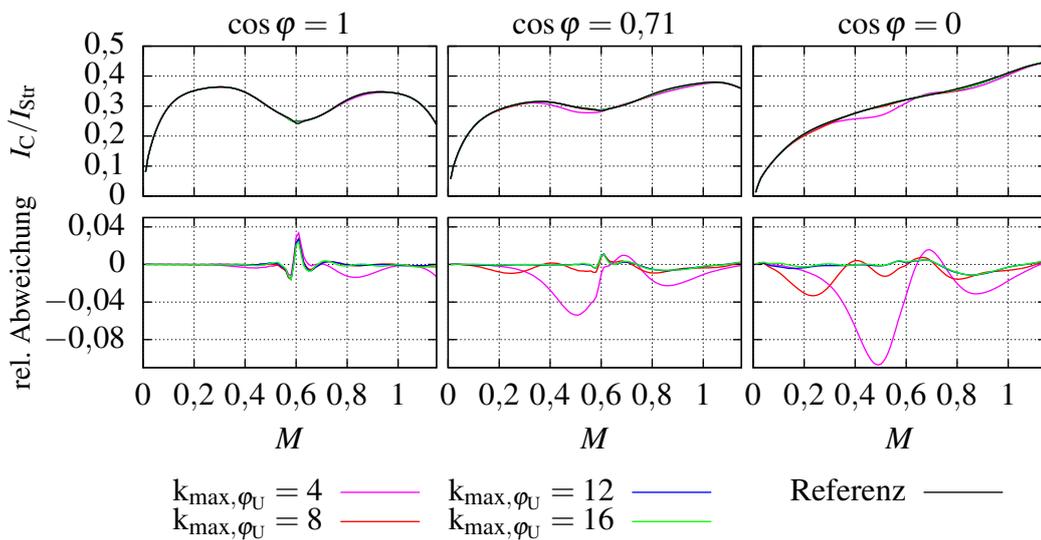
Der Amplitudengang dieser Funktion ist ebenfalls in Abb. 6.13 abgebildet. Der Verlauf zeigt, dass sich die Frequenzanteile im Frequenzbereich unterhalb der Eigenfrequenz des Schwingkreises zwischen den Kondensatoren und den parasitären Induktivitäten teilweise aufheben. Wie gut sich die Ströme aufheben, hängt in diesem Bereich von der Zeitkonstante  $C_{WR} \cdot R_{cc}$  ab. Der Einfluss der parasitären Induktivität zwischen den beiden Zwischenkreiskondensatoren hat in diesem Bereich keinen signifikanten Einfluss. Im Bereich der angestrebten Schaltfrequenz von 10 kHz und der doppelten Schaltfrequenz, die in der Regel durch das PWM-Interleaving gedämpft werden soll, ist daher die Auslegung der Zwischenkreiskapazität und des Schalterwiderstands entscheidend. Dies ist allerdings nur gültig, solange die Frequenzen unterhalb der Eigenfrequenz des Schwingkreises liegen, sodass die parasitäre Induktivität der Verbindung zwischen den Teilsystemen ausreichend klein sein muss (hier:  $< 50$  nH).

### Strombelastungen der Zwischenkreiskondensatoren

Im nächsten Schritt erfolgt die Untersuchung der resultierenden Belastungen des Zwischenkreises bei einer Schaltfrequenz von 10 kHz. Der Modulationsgrad kann in dem betrachteten Antrieb aufgrund der gewählten Raumzeigermodulation zwischen null und etwa 1,15 liegen. Hinsichtlich des Leistungsfaktors wird für die Untersuchung der maximalen Zwischenkreisbelastung betragsmäßig der Bereich zwischen 0,71 ( $\varphi = \pi/4$ ) und 1 betrachtet, da die Leistungsfaktoren des Motors aus Kapitel 3 (Abb. A.3 im Anhang) in diesem Bereich liegen. Bei der Berechnung werden die Ströme beider dreisträngigen Teilsysteme des Motors berücksichtigt. Die zwei Teilsysteme sind magnetisch um  $\pi/6$  zueinander verschoben. Da die Anteile der doppelten Schaltfrequenz im betrachteten Lastbereich am stärksten ausgeprägt sind, werden die PWM-Trägersignale der beiden Teilsysteme um ein Viertel der Schaltperiode zueinander verschoben.

Zur Wahl der Grenzen  $k_{\max, \varphi_U}$  und  $m_{\max}$  des detaillierter betrachteten Frequenzbereichs sind in Abb. 6.14 die Verläufe für verschiedene Grenzen gegenübergestellt. Als Referenzkurve für den Vergleich ist der Verlauf für  $k_{\max, \varphi_U} = 73$  und  $m_{\max} = 22$  mit dargestellt. Diese Grenze deckt für alle Arbeitspunkt mehr als 98 % der Frequenzanteile im Bereich bis  $k_{\max} = 100$  ab. Zusätzlich zu den Verläufen ist die relative Abweichung der Verläufe zur Referenzkurve bezogen auf die Referenzkurve dargestellt. Der Vergleich zeigt, dass bei  $m_{\max} = 1$  in Abb. 6.14a und bei  $k_{\max, \varphi_U} = 4$  und  $k_{\max, \varphi_U} = 8$  in Abb. 6.14b deutliche Abweichungen vorliegen. Die anderen Kurven stellen jedoch eine gute Näherung dar. Da bei den Kurven für  $k_{\max, \varphi_U} > 12$  und für  $m_{\max} > 2$  keine signifikante Verbesserung der Näherung festzustellen ist, werden im Folgenden  $k_{\max, \varphi_U} = 12$  und für  $m_{\max} = 2$  als Grenzen des detaillierter betrachteten Bereichs verwendet.

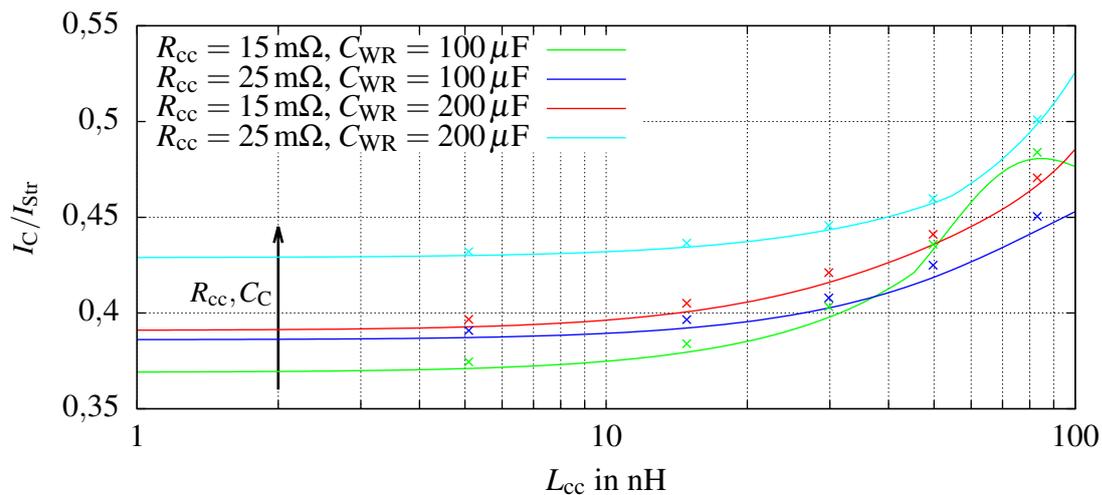
Abbildung 6.15 zeigt die resultierende maximale Strombelastung als Funktion der parasitären Induktivitäten zwischen den beiden Kondensatoren für verschiedene Zwischenkreiskapazitäten und parasitäre Widerstände. Das Ergebnis bestätigt, dass für kleine Induktivitäten die Strombelastung hauptsächlich vom Produkt der Kapazität und des parasitären Widerstands

(a) Vergleich verschiedener  $m_{\max}$  für  $k_{\max, \varphi_U} = 12$ (b) Vergleich verschiedener  $k_{\max, \varphi_U}$  für  $m_{\max} = 2$ 

**Abbildung 6.14:** Berechnete Stromverläufe im Zwischenkreiskondensator und deren Abweichung zur Referenzkurve (bezogen auf die Referenz) für das System aus Abb. 6.12 mit den Parametern aus Tab. 6.1 für verschiedene Grenzen  $k_{\max, \varphi_U}$  und  $m_{\max}$  des detaillierter betrachteten Frequenzbereichs (Grenzen der Referenzkurve:  $k_{\max, \varphi_U} = 73$ ,  $m_{\max} = 22$ )

abhängt. Ab einer Induktivität von 10 nH steigt die Strombelastung langsam an. Dies ist darauf zurückzuführen, dass dadurch höhere Harmonische der Schaltfrequenz im Bereich der Resonanzfrequenz des beschriebenen Schwingkreises liegen.

Eine erste Verifikation dieser Berechnungsergebnisse erfolgt über Zeitbereichssimulationen der Zwischenkreisverschaltung aus Abb. 6.12 ( $L_{Z1}, L_{Z2} \rightarrow \infty$ ) mit Hilfe von Simulink/Plecs. Die Motorströme werden in diesem Simulationsmodell über ideale Sinusstromquellen einge-



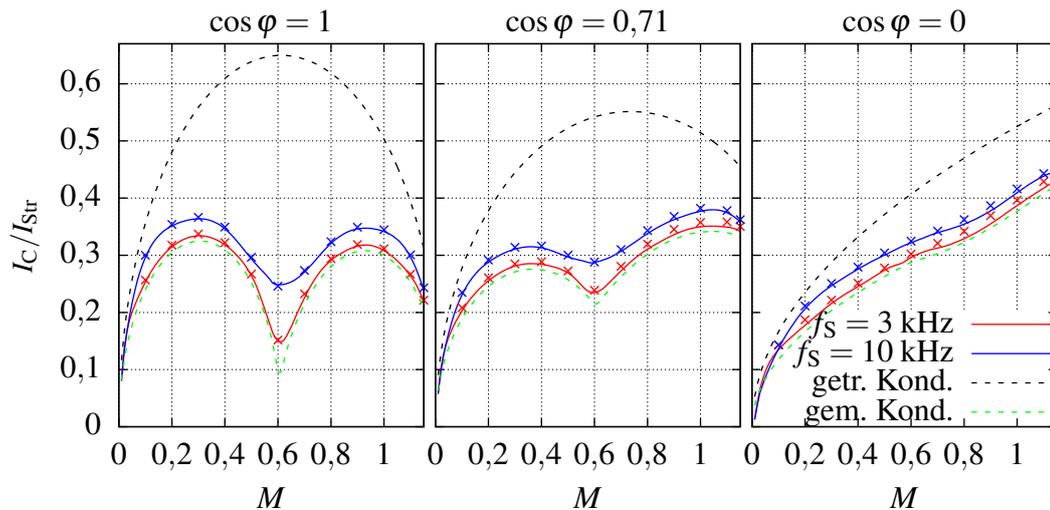
**Abbildung 6.15:** Maximale Effektivwerte der Kondensatorströme in Abhängigkeit der Zwischenkreiskapazitäten und der parasitären Widerstände und Induktivitäten der Verbindungen zwischen den Kondensatoren ( $f_S = 10 \text{ kHz}$ ,  $L_{C,WR} = 15 \text{ nH}$ ,  $R_{C,WR} = 2 \text{ m}\Omega$ , Linien: frequenzbasierte Berechnung, Punkte: Zeitbereichssimulation)

**Tabelle 6.1:** Bauteilgrößen für die Untersuchung der Antriebszwischenkreisbelastung

$C_{WR}$ ( $\mu\text{F}$ )	100
$R_{C,WR}$ ( $\text{m}\Omega$ )	2
$L_{C,WR}$ ( $\text{nH}$ )	15
$R_{cc}$ ( $\text{m}\Omega$ )	15
$L_{cc}$ ( $\text{nH}$ )	15

prägt. Eine PWM generiert die Ansteuersignale für die IGBT. Der Modulator übernimmt die Aussteuergrade der Stränge jeweils zu Beginn der Schaltperiode, sodass die Aussteuergrade über die ganze Schaltperiode konstant sind. Die Ergebnisse der Zeitbereichssimulation sind zusätzlich zu den Berechnungsergebnissen in Abb. 6.15 abgebildet und bestätigen diese. Die kleinen Abweichungen sind darauf zurückzuführen, dass in der Simulation durch die PWM über die gesamte Schaltperiode ein konstanter Aussteuergrad vorliegt, in der Berechnung ist hingegen ein kontinuierlicher sinusförmiger Verlauf angenommen. Dies führt insbesondere im Bereich der Nulldurchgänge des Aussteuergrads zu Abweichungen. Wie später noch gezeigt wird, sind diese Abweichungen bei kleineren Schaltfrequenzen in Folge der größeren Periodendauer stärker ausgeprägt.

Für die weiteren Untersuchungen werden die in Tab. 6.1 genannten Bauteilgrößen gewählt. In Abb. 6.16 sind die Effektivwerte des Kondensatorstroms bezogen auf den Effektivwert der Strangströme für verschiedene Lastzustände dargestellt. Neben den Ergebnissen für 10 kHz Schaltfrequenz sind zum Vergleich auch Berechnungsergebnisse für 3 kHz dargestellt. Diese Frequenz kann z. B. im Wechselrichter verwendet werden, um in bestimmten Lastpunkten die Schaltverluste zu verringern und dadurch eine thermische Überlastung der Leistungshalbleiter zu vermeiden. Außerdem zeigt Abb. 6.16 die Strombelastung, die sich bei komplett getrennten

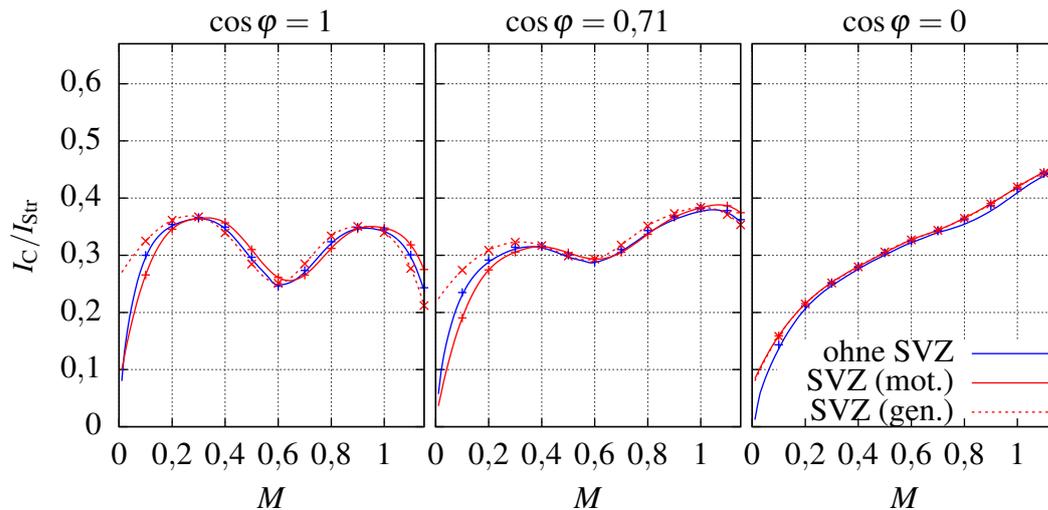


**Abbildung 6.16:** Effektivwerte des Kondensatorstroms für verschiedene Leistungsfaktoren über dem Modulationsgrad (Linien: frequenzbasierte Berechnung, Punkte: Zeitbereichssimulation)

Zwischenkreiskondensatoren und bei einem gemeinsamen Kondensator einstellen würde. Diese Vergleichskurven werden unter der Annahme pulsformiger Zwischenkreisströme und unter der Annahme, dass der gesamte Wechselanteil des Zwischenkreisstroms durch die Zwischenkreiskondensatoren fließt, numerisch bestimmt.

Zusätzlich zu den Berechnungsergebnissen zeigt Abb. 6.16 zur ersten Verifikation auch die Ergebnisse der Zeitbereichssimulation. Der Vergleich bestätigt auch hier, dass die Strombelastungen der Zwischenkreiskondensatoren mit der vorgestellten Berechnungsmethodik ausreichend genau berechnet werden können. Für 10 kHz liegen die Ergebnisse der Zeitbereichssimulation über den gesamten Bereich lediglich minimal über den Ergebnissen aus der Frequenzbereichsberechnung. Bei einer Schaltfrequenz von 3 kHz sind die Abweichungen insbesondere beim Winkel  $\cos \varphi = 0$  etwas stärker ausgeprägt. Wie bereits zu den Abweichungen in Abb. 6.15 erwähnt, kann die größere Abweichung darüber erklärt werden, dass die Abweichung der eingestellten Aussteuergrade von einem sinusförmigen Verlauf bei kleineren Schaltfrequenzen größer sind. Im Bereich des Spannungsnulldurchgangs fällt die Spannungsabweichung durch die Modulation besonders ins Gewicht, da hier die Spannungsänderung am größten ist. Bei  $\cos \varphi = 0$  ist in diesem Bereich der Strom, der in der Simulation über sinusförmige Stromquellen eingepreßt wird, maximal, sodass die Abweichung durch diesen Effekt bei kleinen Leistungsfaktoren größer ist als bei größeren Leistungsfaktoren.

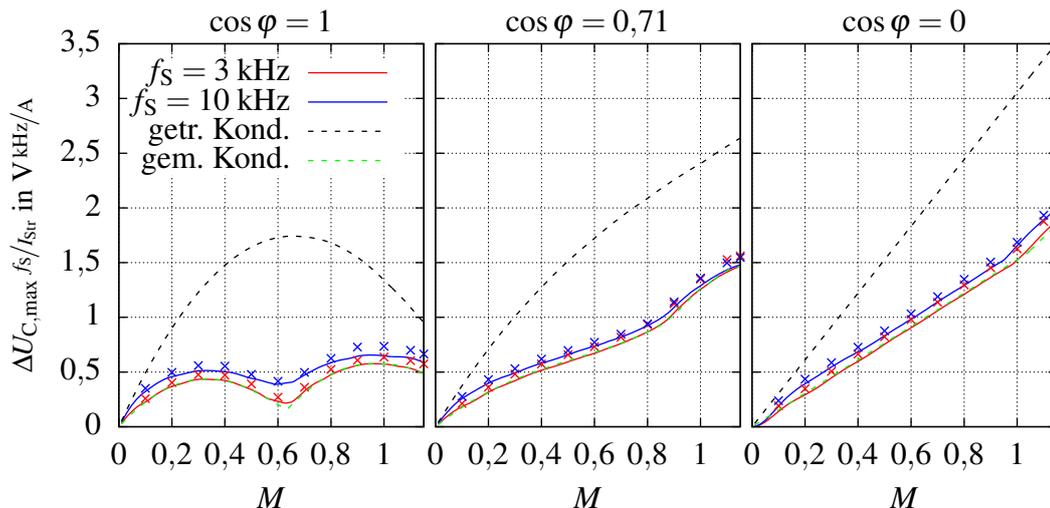
Die Ergebnisse der Berechnungen in Abb. 6.16 bestätigen außerdem, dass durch das PWM-Interleaving auch mit getrennten Zwischenkreiskondensatoren, die über zusätzliche Leistungshalbleiter im Antrieb verbunden sind, eine deutliche Reduktion der Strombelastung im Kondensator erreicht werden kann. Ohne Interleaving tritt die maximale Belastung bei  $M \approx 0,61$  und  $\cos \varphi = 1$  auf und liegt bei  $0,65 \cdot I_{\text{Str}}$ . Mit einem PWM-Interleaving, bei dem die Trägersignale um ein Viertel der Schaltperiode zueinander verschoben sind, befindet sich das Maximum bei  $\cos \varphi = 0$  und dem maximalen Modulationsgrad. Bei diesem Leis-



**Abbildung 6.17:** Einfluss der Verriegelungszeit auf den Effektivwert des Kondensatorstroms ( $f_s = 10 \text{ kHz}$ , Pluszeichen/Kreuze: Zeitbereichssimulation, blaue Linien: frequenzbasierte Berechnung ohne SVZ, rote Linien: Interpolation der Zeitbereichssimulationsergebnisse mit SVZ)

tungsfaktor ist die zweite Vielfache der Schaltfrequenz nicht so stark ausgeprägt wie die erste Vielfache, sodass der Effekt durch das PWM-Interleaving nicht so groß ist. Da, wie beschrieben, für die betrachteten Antriebe nur ein Leistungsfaktor größer als 0,71 relevant ist, tritt das relevante Maximum bei  $M \approx 1,05$  und  $\cos \varphi = 0,71$  auf. Das Maximum beträgt bei 10 kHz Schaltfrequenz  $0,38 \cdot I_{\text{Str}}$  und bei 3 kHz Schaltfrequenz  $0,35 \cdot I_{\text{Str}}$ . Die stärkere Ausprägung des Interleavingeffekts bei 3 kHz ist darauf zurückzuführen, dass sich aufgrund des Übertragungsverhaltens die Ströme bei kleineren Frequenzen besser zwischen den beiden Kondensatoren aufteilen (vgl. Abb. 6.13). Im Vergleich dazu beträgt der Effektivwert der Kondensatorströme bei zwei Kondensatoren, die so verbunden sind, dass sie elektrisch wie ein gemeinsamer Kondensator betrachtet werden können,  $0,34 \cdot I_{\text{Str}}$ . Insgesamt wird die Strombelastung durch das PWM-Interleaving auch mit einem im Fehlerfall trennbaren Zwischenkreis um mehr als 40 % reduziert.

In der Berechnung sowie in den bisherigen Zeitbereichssimulationen ist die Verriegelungszeit vernachlässigt. In Abb. 6.17 ist der berechnete Effektivwert des Kondensatorstroms ohne Verriegelungszeit den simulierten Ergebnissen für den motorischen und den generatorischen Betrieb des Antriebs mit Verriegelungszeit gegenübergestellt. Wie schon für die Strombelastung in einem dreisträngigen System in Abb. 6.10 gezeigt, verschieben sich die Kurven durch die Berücksichtigung der Verriegelungszeit. Die Maxima liegen auch hier nur leicht über der berechneten Kurve. Insgesamt bestätigt der Vergleich, dass die Verriegelungszeit zwar Einfluss auf die Zwischenkreisbelastung in Abhängigkeit vom Lastpunkt hat, es jedoch zulässig ist, den Einfluss im Rahmen der Zwischenkreisauslegung zu vernachlässigen.



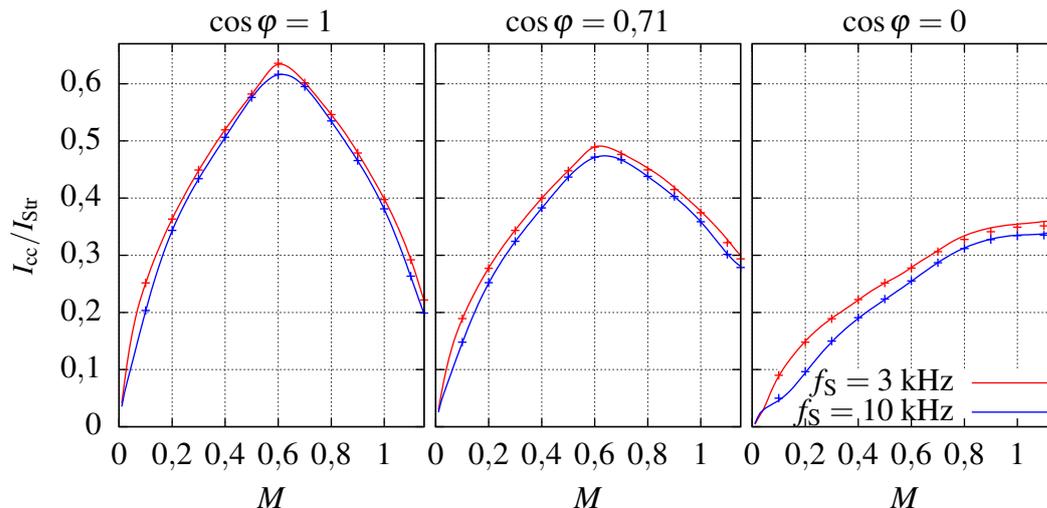
**Abbildung 6.18:** Spannungswelligkeit für verschiedene Leistungsfaktoren über dem Modulationsgrad (Linien: frequenzbasierte Berechnung, Punkte: Zeitbereichssimulation)

### Spannungswelligkeit am Zwischenkreiskondensator

Die berechnete Spannungswelligkeit ist in Abb. 6.18 für verschiedene Leistungsfaktoren über dem Modulationsgrad dargestellt. Auch bei dieser Betrachtung sind die Ergebnisse der Spannungswelligkeit, die bei der Verwendung eines gemeinsamen Kondensators für die beiden Teilsysteme in einem Antrieb und für zwei komplett getrennte Kondensatoren zu erwarten sind, gegenübergestellt. Der Vergleich zeigt, dass die maximale Spannungswelligkeit durch das PWM-Interleaving signifikant reduziert werden kann. Die Spannungswelligkeit ist für einen Leistungsfaktor größer als 0,71 etwa 40 % geringer als ohne PWM-Interleaving.

Die Ergebnisse der Zeitbereichssimulation, die zusätzlich in Abb. 6.18 abgebildet sind, bestätigen, dass die beschriebene Vorausberechnung geeignet ist, um eine Abschätzung der Spannungswelligkeit vorzunehmen. Jedoch ist zu beachten, dass die Vorausberechnung der Spannungswelligkeit durch die aufwendige numerische Extremwertsuche im Vergleich zur Stromeffektivwertberechnung rechenaufwendiger und rechenzeitintensiver ist. Daher ist die Vorgehensweise zwar für eine Abschätzung der Spannungswelligkeit gut geeignet, eine iterative Optimierung des Systems hinsichtlich der Spannungswelligkeit ist jedoch mit dieser Vorgehensweise aufgrund des hohen Berechnungsaufwands nur mit Einschränkungen möglich. Eine solche Einschränkung kann z. B. die Reduzierung der Optimierung auf den Lastpunkt mit der maximalen Spannungswelligkeit sein.

Bei 10 kHz Schaltfrequenz und einem maximalen Strangstromeffektivwert von 132 A (vgl. Tab. 3.4) beträgt die maximale Spannungswelligkeit für das Beispielsystem unter der Randbedingung, dass der Leistungsfaktor größer als 0,71 ist, etwa 20 V. Dies ist mit 4,4 % der maximalen Zwischenkreisspannung ein akzeptabler Wert, sodass die gewählte Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren für diese Anwendung ausreichend ist.



**Abbildung 6.19:** Effektivwerte der Ausgleichsströme zwischen den Teilsystemen für verschiedene Leistungsfaktoren über dem Modulationsgrad (Linien: frequenzbasierte Berechnung, Punkte: Zeitbereichssimulation)

### Strombelastung der Leistungshalbleiter zwischen den Kondensatoren

Das PWM-Interleaving bewirkt wie gezeigt eine Entlastung der Zwischenkreiskondensatoren. Die dafür nötigen Ausgleichsströme zwischen den Teilsystemen führen allerdings zur thermischen Belastung der Leistungshalbleiter, die die Teilsysteme niederinduktiv verbinden. Abbildung 6.19 zeigt die Effektivwerte dieser Ausgleichsströme für verschiedene Lastzustände. Die Ströme sind beim maximalen Leistungsfaktor und beim Modulationsgrad von etwa 0,61 am größten, da hier das PWM-Interleaving die größte Reduktion der Kondensatorbelastung bewirkt. Der Stromeffektivwert beträgt hier  $0,63 \cdot I_{Str}$ , sodass sich die thermische Belastung in diesem Arbeitspunkt im Wesentlichen von den Kondensatoren in die Leistungshalbleiter verschiebt. Jedoch ermöglichen z. B. Leistungsmodule einen kompakten Aufbau und eine effektive Kühlung der Leistungshalbleiter. Die Kühlung der Folienkondensatoren ist hingegen durch die geringe thermische Leitfähigkeit der Folien begrenzt.

Der daraus folgende Bauraumvorteil kann anhand der folgenden Übersichtsrechnung aufgezeigt werden. Für diese Rechnung wird ein Kondensator als Referenz genutzt, der auf sein Volumen bezogen eine hohe Kapazität und Stromtragfähigkeit aufweist (EPCOS B25655P4407K100 [132]). Der Kondensator hat etwa die doppelte Kapazität und die doppelte Stromtragfähigkeit, die für die Anwendung ohne PWM-Interleaving notwendig sind, und hat ein Volumen von rund  $500 \text{ cm}^3$ . Daher wird die Annahme getroffen, dass halb so große Kondensatoren für jedes Teilsystem im Antrieb notwendig sind. Die beiden Kondensatoren je Antrieb haben daher zusammen ein Volumen von ungefähr  $500 \text{ cm}^3$ . Durch das PWM-Interleaving kann die maximale Strombelastung und die maximale Spannungswelligkeit um etwa 40 % reduziert werden. Dadurch kann der Kondensator 40 % kleiner gewählt werden. Das eingesparte Volumen beträgt daher  $200 \text{ cm}^3$ . Die abschaltbare Verbindung zwischen den Kondensatoren kann z. B. über vier parallele MOSFET vom Typ Infineon IPT65R033G7 [133] realisiert werden, sodass insgesamt acht dieser MOSFET im Antrieb notwendig sind. Die

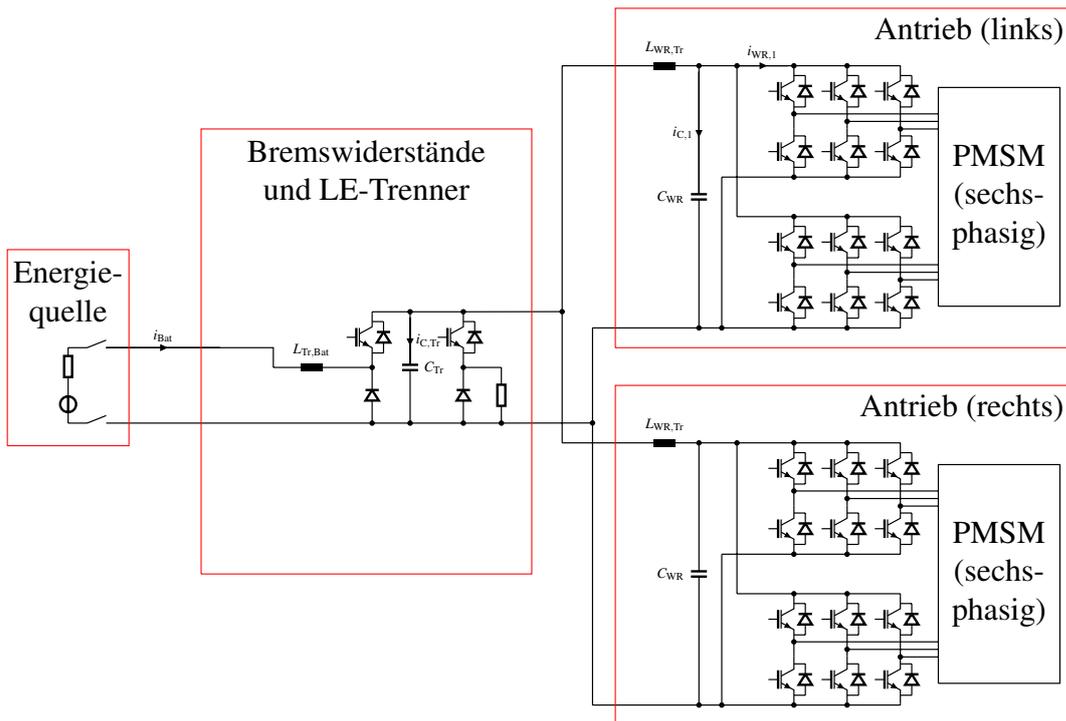
Grundfläche der acht MOSFET inklusive kleiner Abstände (1 mm) zwischen den Halbleitern beträgt  $11 \text{ cm}^2$ . Inklusive der Gatetreiber und der Kühlung wird die Höhe auf 2,5 cm abgeschätzt, sodass das Gesamtvolumen bei  $27,5 \text{ cm}^3$  liegt. Insgesamt kann damit das Volumen um rund  $172,5 \text{ cm}^3$  (35 %) reduziert werden. Daher ist das PWM-Interleaving hinsichtlich des Bauraumbedarfs auch beim fehlertoleranten Antrieb sinnvoll und wird bei den folgenden Berechnungen berücksichtigt.

## 6.2.2 Fehlertolerantes Gesamtsystem

Nach der Auslegung der Komponenten im einzelnen Antrieb werden im nächsten Schritt die Belastungen der Komponenten im HV/DC-Netz des Fahrzeugs, die von den Antrieben ausgehen, analysiert. Schwerpunkt dabei ist die Untersuchung der Unterschiede, die sich durch die in Kapitel 4 eingeführten Veränderungen des Antriebsstrangs zur Erhöhung der Fehlertoleranz ergeben. Die Antriebe des Vergleichssystems ohne zusätzliche Fehlertoleranz (Abb. 6.20) verfügen über jeweils einen Zwischenkreiskondensator, den beide Teilsysteme zusammen verwenden. Außerdem hat jeder Antrieb eine Verbindung zu einem gemeinsamen LE-Trenner. Abbildung 6.21 zeigt die Architektur des Antriebsstrangs mit zusätzlicher Fehlertoleranz. Die beiden Teilsysteme in den Antrieben sind hier zur Erhöhung der Fehlertoleranz über getrennte Leitungen mit getrennten LE-Trennern verbunden. An diesem Trenner ist auch ein schaltbarer Bremswiderstand als redundante Energiesenke vorgesehen. Wie im vorigen Abschnitt beschrieben, sind die beiden Teilsysteme im Antrieb zusätzlich über abschaltbare Leistungshalbleiter verbunden, um weiterhin die Reduzierung der Zwischenkreisbelastung durch das PWM-Interleaving zu ermöglichen. Batterieseitig sind schließlich die beiden Trenner gemeinsam mit der Batterie verbunden. Zusätzlich zu den Leitungen sind die Filterdrosseln  $L_{\text{Tr,Bat}}$ ,  $L_{\text{Tr}}$  und  $L_{\text{WR,Tr}}$  zwischen die Komponenten geschaltet. Diese sind notwendig, um die Resonanzfrequenzen des HV/DC-Netzes zu verschieben. Der Bedarf und der Einfluss der Drosseln werden ebenfalls im Folgenden untersucht.

Die Parameter, die für die Untersuchungen in diesem Abschnitt gewählt bzw. angenommen werden, sind in Tab. 6.2 aufgelistet. Die Annahmen der parasitären Widerstände und Induktivitäten der Kabel zwischen den Komponenten beruhen auf den geschätzten Impedanzbelägen (vgl. [86]). Die dafür abgeschätzten Kabellängen folgen daraus, dass die Abtriebe an der Hinterachse und der LE-Trenner sowie die Batterie im vorderen Bereich des Fahrzeugs untergebracht sind. Die Kabelimpedanzen sind in Tab. 6.2 mit den Impedanzen der Filter zusammengefasst.

Die benötigte Kapazität an der Kombination aus LE-Trenner und geschaltetem Bremswiderstand ( $C_{\text{Tr,min}}$ ) kann über die maximale Spannungswelligkeit, die durch den geschalteten Bremswiderstand hervorgerufen werden soll, abgeschätzt werden. Die Spannungswelligkeit hängt neben der Kapazität und dem maximalen Strom des Bremswiderstands auch von der Schaltfrequenz und dem Aussteuergrad ab. Darüber hinaus kann die Komponente aus mehreren parallelen Modulen, die jeweils aus einer Leistungselektronik und dem Bremswiderstand bestehen, aufgebaut werden. Dies ermöglicht es, auch bei dieser Komponente, die



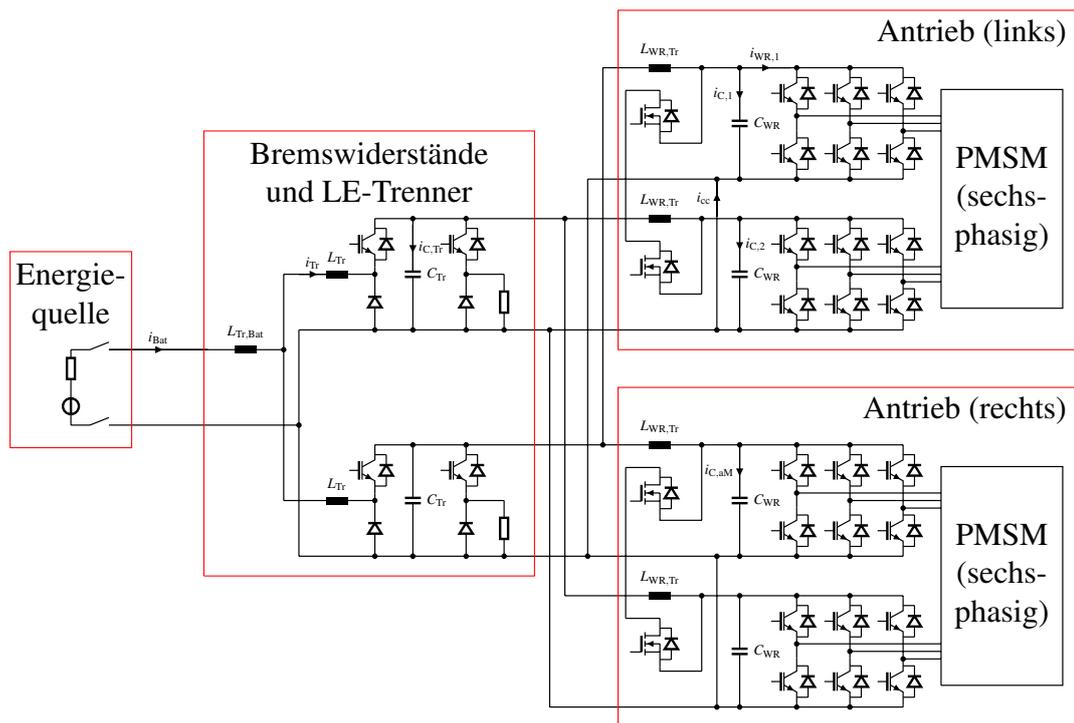
**Abbildung 6.20:** Architektur des Antriebsstrangs ohne zusätzliche Fehlertoleranz (zusätzlich berücksichtigte, nicht dargestellte parasitäre Elemente: Leitungsimpedanzen, Reihenwiderstände und Reiheninduktivitäten der Kondensatoren, Widerstände der IGBT in den LE-Trennern)

Zwischenkreisbelastung durch ein PWM-Interleaving zu reduzieren. Unter der Annahme, dass die beiden Komponenten im fehlertoleranteren Antriebsstrang aus jeweils vier parallelen Modulen bestehen, wird die Gleichung (3.35) zur Bestimmung der Spannungswelligkeit des Hochsetzstellers verwendet, um die minimale Kapazität zu bestimmen. Anstelle des maximalen Batteriestroms ist jedoch der maximale Strom im Bremswiderstand einzusetzen. Dieser ergibt sich aus der maximalen Bremsleistung eines Antriebs ( $P_{\max}$ ) geteilt durch die Zwischenkreisspannung beim Bremsen. Um die Wechselwirkungen mit den anderen Komponenten des HV/DC-Netzes gering zu halten, wird 10 V als maximale Spannungswelligkeit gewählt. Nach dieser Abschätzung beträgt die minimale Kapazität

$$C_{\text{Tr,min}} = \frac{P_{\max}}{64 U_{\text{DC}} \Delta U_{\text{C,Tr}} f_{\text{S}}} = \frac{100 \text{ kW}}{64 \cdot 450 \text{ V} \cdot 10 \text{ V} \cdot 10 \text{ kHz}} \approx 35 \mu\text{F}. \quad (6.53)$$

### Übertragungsverhalten des HV/DC-Netzes

Die Amplitudengänge der Übertragungsfunktionen zwischen dem eingprägten Strom in einem Teilsystem eines Antriebs ( $I_{\text{WR},1}$ ) und den daraus resultierenden Strömen in den Komponenten des HV/DC-Netzes sind für die Systeme mit und ohne zusätzliche Fehlertoleranz und mit und ohne die Filterdrosseln in Abb. 6.22 dargestellt. Neben der Übertragungsfunktion



**Abbildung 6.21:** Architektur des fehlertoleranten Antriebsstrangs (zusätzlich berücksichtigte, nicht dargestellte parasitäre Elemente: Leitungsimpedanzen, Reihenwiderstände und Reiheninduktivitäten der Kondensatoren)

für den Kondensatorstrom des Teilsystems, in dem der Strom eingepreßt wird ( $I_{C,1}$ ), zeigen die Diagramme auch die Funktionen für die Kondensatorströme des zweiten Teilsystems in diesem Antrieb ( $I_{C,2}$ ) und des LE-Trenners ( $I_{C,Tr}$ ) sowie für den Batteriestrom ( $I_{Bat}$ ). Die Übertragungsfunktionen für die Ströme in den beiden Teilsystemen des zweiten Antriebs sind nahezu identisch, da die parasitäre Induktivität der Verbindung zwischen den Teilsystemen gegenüber den Kabelinduktivitäten vernachlässigbar ist. Daher ist zusätzlich in Abb. 6.22 nur die Funktion für ein Teilsystem ( $I_{C,aM}$ ) abgebildet. Da die analytische Lösung der Übertragungsfunktionen zu deutlich größeren Gleichungen als die Gleichungen (6.50) und (6.51) führt, wird hier auf deren Darstellung verzichtet.

Die Amplitudengänge zeigen für alle vier Fälle in dem betrachteten Frequenzbereich zwei Resonanzfrequenzen. Die erste liegt ohne Filterdrosseln bei dem System ohne zusätzliche Fehlertoleranz bei 6,2 kHz und mit Fehlertoleranz bei 8,8 kHz und resultiert aus den Zwischenkreiskondensatoren in den Antrieben und den Leitungen dazwischen. Resonante Ströme werden bei diesen Resonanzfrequenzen nur in den Antrieben angeregt und die Amplituden können mehr als das zehnfache der anregenden Amplitude erreichen. Von dieser Überhöhung ist auch die angestrebte Schaltfrequenz von 10 kHz betroffen. Darüber hinaus kann in dem Fall, dass die Schaltfrequenz zur Entlastung des Wechselrichters reduziert wird, die Resonanzfrequenz auch direkt angeregt werden. Die zweite Resonanzfrequenz liegt ohne Filter bei 18 kHz bzw. bei 24 kHz. Die resonante Stromanregung ist bei dieser Frequenz in allen Kondensatoren des HV/DC-Netzes zu sehen. Hinsichtlich der Amplitude der Übertra-

**Tabelle 6.2:** Parameter für die Untersuchung des Gesamtsystems (mit zusammengefassten Kabel- und Filterimpedanzen)

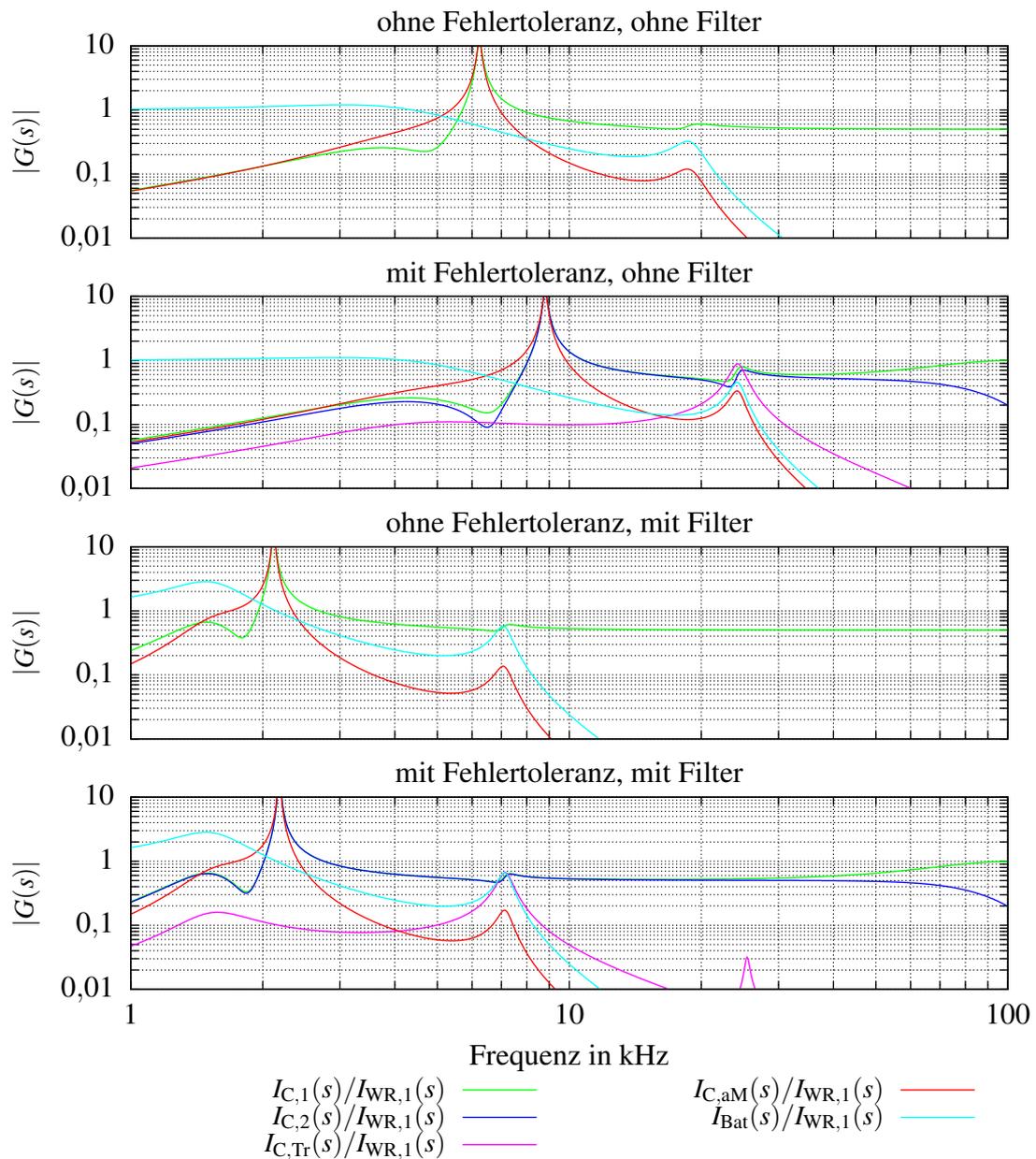
Zusätzliche Fehlertoleranz Filterdrosseln	nein	nein	ja	ja
	nein	ja	nein	ja
$C_{WR}$ ( $\mu\text{F}$ )	100	100	100	100
$L_{C,WR}$ (nH)	15	15	15	15
$R_{C,WR}$ (m $\Omega$ )	2	2	2	2
$C_{Tr}$ ( $\mu\text{F}$ )	80	80	40	40
$L_{C,Tr}$ (nH)	15	15	15	15
$R_{C,Tr}$ (m $\Omega$ )	2	2	2	2
$L_{cc}$ (nH)	-/-	-/-	15	15
$R_{cc}$ (m $\Omega$ )	-/-	-/-	15	15
$L_{WR,Tr}$ ( $\mu\text{H}$ )	3,25	28,25	3,25	53,25
$R_{WR,Tr}$ (m $\Omega$ )	1,53	3,53	1,53	3,53
$L_{Tr}$ ( $\mu\text{H}$ )	-/-	-/-	-/-	1
$R_{Tr}$ (m $\Omega$ )	-/-	-/-	-/-	2
$L_{Tr,Bat}$ ( $\mu\text{H}$ )	1,01	11,01	1,01	11,01
$R_{Tr,Bat}$ (m $\Omega$ )	0,36	2,36	0,36	2,36

gungsfunktion ist diese zwar weniger kritisch als die erste, allerdings liegt die besonders stark ausgeprägte zweite Vielfache einer Schaltfrequenz von 10 kHz sehr nah an dieser Resonanzfrequenz.

### Einfluss der Filterdrosseln

Um die Mehrbelastung der Zwischenkreise durch die resonanten Anregungen insbesondere bei Schaltfrequenzen unter 10 kHz zu vermeiden, sind Filterdrosseln zwischen den Antrieben und dem LE-Trenner ( $L_{WR,Tr}$ ) eine geeignete Möglichkeit. Die Induktivitäten der Filterdrosseln in Tab. 6.2 sind so gewählt, dass die Systeme mit und ohne zusätzliche Fehlertoleranz hinsichtlich der Übertragungsfunktionen in Abb. 6.22 ein möglichst vergleichbares Verhalten zeigen.

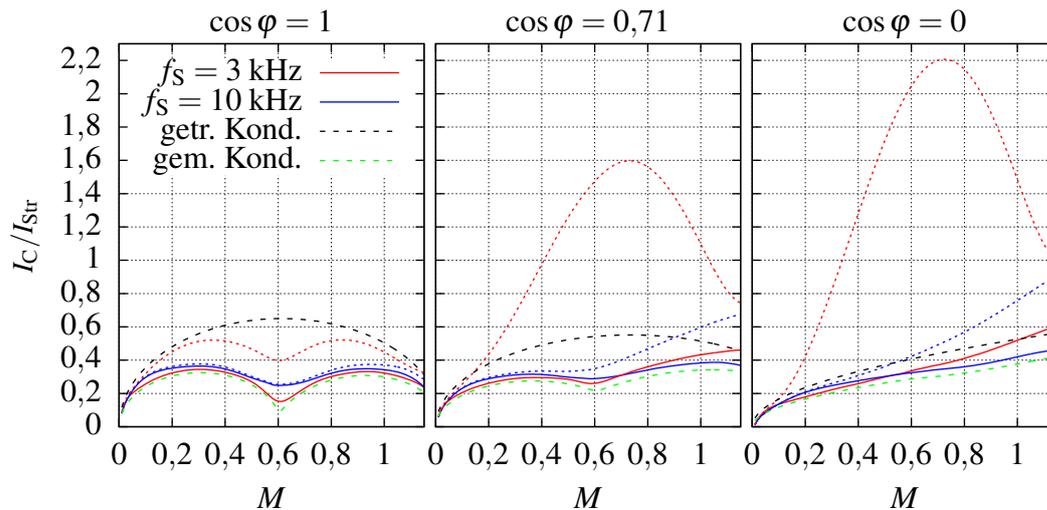
Wie in den Amplitudengängen der Übertragungsfunktionen mit Filterdrosseln zu sehen, wird die erste Resonanzfrequenz durch diese so weit gesenkt, dass sie auch bei einer auf bis zu 3 kHz reduzierten Schaltfrequenz nicht direkt angeregt wird. Auch die zweite Resonanzfrequenz liegt durch die Filterdrosseln unterhalb der normalen Schaltfrequenz, sodass es durch diese nur bei einer reduzierten Schaltfrequenz zu einer leichten Mehrbelastung kommt. Ein weiterer wichtiger Aspekt sind die hochfrequenten Batterieströme, die durch das Schalten der Komponenten entstehen, da diese zu einer zusätzlichen thermischen Belastung der Batterie führen. Um diese zu reduzieren kommt die Drossel  $L_{Tr,Bat}$  zum Einsatz. Die Drosseln zwischen den LE-Trennern verstärken diesen Effekt und haben darüber hinaus den Zweck,



**Abbildung 6.22:** Übertragungsfunktion zwischen dem eingprägten Strom an einem Teilsystem eines Antriebs und den Komponentenströmen

die Anstiegszeiten von Kurzschlussströmen im Fehlerfall zu reduzieren und dadurch die Komponenten zu schonen.

Die Induktivität der Filterdrossel zwischen dem Antrieb und dem LE-Trenner kann bei dem System ohne zusätzliche Fehlertoleranz halb so groß gewählt werden wie die Induktivität für das fehlertolerantere System, da es anstelle der zwei parallelen Leitungen zwischen jedem Antrieb und den LE-Trennern nur eine Leitung gibt. Dadurch ist die Hälfte der Drosseln mit jeweils der halben Induktivität notwendig. Da allerdings durch diese Drosseln



**Abbildung 6.23:** Stromeffektivwert im Zwischenkreiskondensator eines Teilsystems des schaltenden Antriebs am HV/DC-Netz (fehlertoleranteres System, durchgezogene Linien: mit Filterdrosseln, gestrichelte Linien: ohne zusätzliche Filter, Parameter aus Tab. 6.2)

der doppelte Strom fließt und sich folglich die Stromwärmeverluste bei gleicher Auslegung vervierfachen, müssen die Drosseln anders dimensioniert werden. Insgesamt kann daher angenommen werden, dass das Gesamtvolumen der Filterdrosseln zwischen den Antrieben und den LE-Trenner für beide Architekturen ähnlich groß ist. Die Filterdrossel zwischen der Batterie und dem LE-Trenner ist für beide Architekturen gleich groß gewählt. Lediglich die verhältnismäßig kleinen Drosseln zwischen den beiden LE-Trennern fallen bei der Architektur ohne zusätzliche Fehlertoleranz weg, da diese Architektur nur einen LE-Trenner enthält. Mit Ausnahme dieser Drossel ist daher der Hardwarebedarf hinsichtlich der Filterdrosseln für die Systeme mit und ohne zusätzliche Fehlertoleranz vergleichbar.

In Abb. 6.23 sind die Stromeffektivwerte im Zwischenkreiskondensator eines Teilsystems des schaltenden Antriebs in Abhängigkeit vom Lastpunkt abgebildet. Bei der Berechnung wird der schaltende Betrieb beider Teilsysteme dieses Antriebs berücksichtigt. Die Ströme für das System mit Filterdrosseln sind denen aus der Betrachtung des einzelnen Antriebs in Abb. 6.16 ähnlich. Für einen Leistungsfaktor größer als 0,71 ist das Maximum bei 10 kHz Schaltfrequenz mit  $0,39 \cdot I_{Str}$  nur geringfügig höher als das Maximum bei der Betrachtung des einzelnen Antriebs ( $0,38 \cdot I_{Str}$ ). Größere Abweichungen gegenüber Abb. 6.16 zeigen sich vor allem bei 3 kHz Schaltfrequenz und Modulationsgraden über 0,6. Hier beträgt das Maximum  $0,46 \cdot I_{Str}$  für  $\cos \varphi \geq 0,71$ . Ohne Filter sind die Ströme hingegen durch die angeregten Schwingungen erheblich größer als beim einzelnen Antrieb. Besonders stark ist dies bei 3 kHz Schaltfrequenz ausgeprägt (bis zu  $1,6 \cdot I_{Str}$  für  $\cos \varphi \geq 0,71$ ), da die dritte Vielfache der Schaltfrequenz im Bereich der ersten Resonanzfrequenz liegt.

Abbildung 6.23 zeigt nur die Belastung durch den Schaltbetrieb eines Antriebs. Die Schwingungen zwischen den Komponenten führen jedoch auch zu einer Belastung der übrigen Komponenten im HV/DC-Netz. Da die Schaltzeitpunkte dieser Antriebe nicht miteinander synchronisiert sind, werden die Belastungen, die aus dem Betrieb der einzelnen Antriebe

**Tabelle 6.3:** Stromeffektivwerte durch Betrieb beider Antriebe mit und ohne Filterdrosseln für verschiedene Schaltfrequenzen ( $\cos \varphi \geq 0,71$ , Parameter aus Tab. 6.2)

$f_S$	ohne Filter		mit Filter	
	3 kHz	10 kHz	3 kHz	10 kHz
$I_C/I_{Tr}$	2,15	0,78	0,47	0,39
$I_{cc}/I_{Tr}$	0,63	0,62	0,63	0,62
$I_{C,Tr}/I_{Tr}$	0,36	0,11	0,09	0,03
$I_{Tr}/I_{Tr}$ (AC)	0,55	0,13	0,2	0,01
$I_{Bat}/I_{Tr}$ (AC)	0,77	0,18	0,28	0,02

A im Gesamtsystem resultieren ( $I_{z,A}$  aus Gleichung (6.28)), separat berechnet und im Anschluss überlagert. Bei der Überlagerung der Belastungen durch die beiden Antriebe wird angenommen, dass diese den gleichen Lastzustand aufweisen. Diese Annahme ist zulässig, da Lastabweichungen zwischen dem linken und dem rechten Antrieb im Fahrzeug nur kurzzeitig auftreten und daher für die thermische Dimensionierung nicht relevant sind. Da die Steuerungen der Antriebe jeweils über einen eigenen Quartz verfügen und diese in der Regel leicht voneinander abweichen, sind die Schaltfrequenzen der Antriebe nicht genau gleich. Bei einem Quartz mit hoher Genauigkeit liegt die Frequenzgenauigkeit z. B. bei 10 ppm (1 auf 100.000). Daher ist eine Abweichung zwischen den beiden Antrieben von mehr als 1 ppm realistisch. Diese Abweichung hat zur Folge, dass bei einer Schaltfrequenz von 10 kHz die Winkelverschiebung der Zwischenkreisströme zwischen den beiden Antrieben alle 100 s eine volle Umdrehung durchläuft. Daher ist bei der thermischen Auslegung der Zwischenkreis-kondensatoren (ZKK) und der Batterie, die hohe thermische Zeitkonstanten aufweisen, die Annahme zulässig, dass die Frequenzen der beiden Antriebe leicht voneinander abweichen. Daher folgen die Gesamtstrombelastungen  $I_C$ ,  $I_{C,Tr}$  und  $I_{Bat}$  aus der quadratischen Summe der Einzelbelastungen

$$I_{z,ges,ZKK} = \sqrt{\sum_A I_{z,A}^2} \quad (6.54)$$

Für die Auslegung der Leistungshalbleiter (HL), deren thermische Zeitkonstante deutlich geringer ist, wird hingegen angenommen, dass in dem Zeitraum, in dem sich die Ströme phasengleich überlagern, bereits die stationäre Endtemperatur des Halbleiters erreicht wird. Daher wird für  $I_{cc}$  und  $I_{Tr}$  die Überlagerung der Schwingungen alle Frequenzanteile  $k$  über

$$I_{z,ges,HL} = \sqrt{\sum_k \left( \sum_A I_{z,k,A} \right)^2} \quad (6.55)$$

mit berücksichtigt.

Die Maxima dieser Ströme mit bzw. ohne Filterdrosseln sind in Tab. 6.3 angegeben. Diese Ergebnisse zeigen, dass die Strombelastungen durch die Filter signifikant reduziert werden können. Ohne die Drosseln werden alle Komponenten bei beiden betrachteten Schaltfrequenzen thermisch stärker belastet. Mit Filterdrosseln ist hingegen bei 10 kHz Schaltfrequenz

in den Zwischenkreiskondensatoren keine Erhöhung der Strombelastung durch den zweiten Antrieb festzustellen. Auch die Ströme in den anderen Komponenten liegen in einem akzeptablen Bereich. Die Ergebnisse bei 3 kHz Schaltfrequenz zeigen, dass die reduzierte Schaltfrequenz mit einer höheren Strombelastung der Zwischenkreiskomponenten einhergeht. Da die thermischen Zeitkonstanten der Kondensatoren und der Batterie ausreichend groß sind, kann die Reduzierung der Schaltfrequenz trotzdem kurzzeitig genutzt werden, um die thermische Belastung der Leistungshalbleiter in bestimmten Betriebspunkten zu verringern.

### Einfluss der Anpassungen zur Erhöhung der Fehlertoleranz

Zur Analyse des Einflusses der Anpassungen an der Antriebsstrangarchitektur zur Erhöhung der Fehlertoleranz sind in Tab. 6.4 die berechneten maximalen Stromeffektivwerte in den Komponenten des HV/DC-Netzes für die Architektur mit und ohne zusätzlicher Fehlertoleranz (Abb. 6.21 und Abb. 6.20) gegenübergestellt. Für die Topologie mit zusätzlicher Fehlertoleranz sind die Ströme im Zwischenkreiskondensator und im LE-Trenner zwar geringen, jedoch treten diese Ströme jeweils in doppelt so vielen Bauteilen auf. Für den folgenden Vergleich werden daher bei dieser Topologie der doppelten Ströme herangezogen. Der Vergleich zeigt, dass auch die Architektur mit zusätzlicher Fehlertoleranz so realisiert werden kann, dass die Strombelastungen in den Komponenten vergleichbar mit den Belastungen in der Architektur ohne die zusätzliche Fehlertoleranz sind. Hinsichtlich der Dimensionierung der Zwischenkreiskondensatoren und der Filterdrosseln sind die Unterschiede zwischen den Architekturen vernachlässigbar. Jedoch ist zu berücksichtigen, dass hinsichtlich der benötigten Kabel und Stecker der Aufwand für die fehlertolerantere Architektur höher ist. Darüber hinaus ist bei dieser Architektur eine niederinduktive, abschaltbare Verbindung zwischen den Zwischenkreiskondensatoren der Teilsysteme in den Antrieben erforderlich, um das PWM-Interleaving zu ermöglichen, sodass die Realisierung des Zwischenkreises im Antrieb aufwendiger ist.

**Tabelle 6.4:** Stromeffektivwerte durch Betrieb beider Antriebe für die Systemarchitekturen mit und ohne zusätzliche Fehlertoleranz ( $f_S = 10$  kHz,  $\cos \varphi \geq 0,71$ , mit Filterdrosseln, Parameter aus Tab. 6.2)

Zusätzliche Fehlertoleranz	nein	ja
$I_C/I_{Tr}$	0,7	0,39
$I_{cc}/I_{Tr}$	-/-	0,62
$I_{C,Tr}/I_{Tr}$	0,06	0,03
$I_{Tr}/I_{Tr}$ (AC)	0,02	0,01
$I_{Bat}/I_{Tr}$ (AC)	0,02	0,02

## 6.3 Experimentelle Validierung

Die Ergebnisse der Berechnungen werden mit Hilfe experimenteller Untersuchungen validiert. Ein Foto des verwendeten Prüflings ist in Abb. 6.24 zu sehen. Dieser besteht aus zwei dreisträngigen IGBT-Wechselrichtern, deren maximaler Strangstrom ungefähr 20 A beträgt. Der im Vergleich zum Beispielsystem aus Kapitel 3 geringe Strangstrom beeinträchtigt die Vergleichbarkeit der Berechnungs- und Messergebnisse nicht, da die Ergebnisse für den Vergleich auf den tatsächlichen Strangstrom bezogen werden. Damit das berechnete Zwischenkreisverhalten an dem Prüfling validiert werden kann, ist der Zwischenkreis entsprechend den Berechnungsparametern aus Tab. 6.2 aufgebaut. Der Prüfling verfügt auch über abschaltbare Leistungshalbleiter zwischen den Zwischenkondensatoren der zwei dreisträngigen Wechselrichter. Der Durchlasswiderstand dieser MOSFET ( $R_{cc}$ ) beträgt etwa 30 m $\Omega$ .

Die Ansteuerung des Prüflings erfolgt über eine programmierbare Logik (englisch: Field Programmable Gate Array, kurz: FPGA). Diese erzeugt die Ansteuersignale über eine Raumzeigermodulation entsprechend dem vorgegeben Modulationsgrad, der Grundfrequenz und der Schaltfrequenz. Um Halbbrückenkurzschlüsse zu verhindern, generiert das FPGA auch die Verriegelungszeit zwischen dem Ausschalten eines IGBT und dem Einschalten des ge-

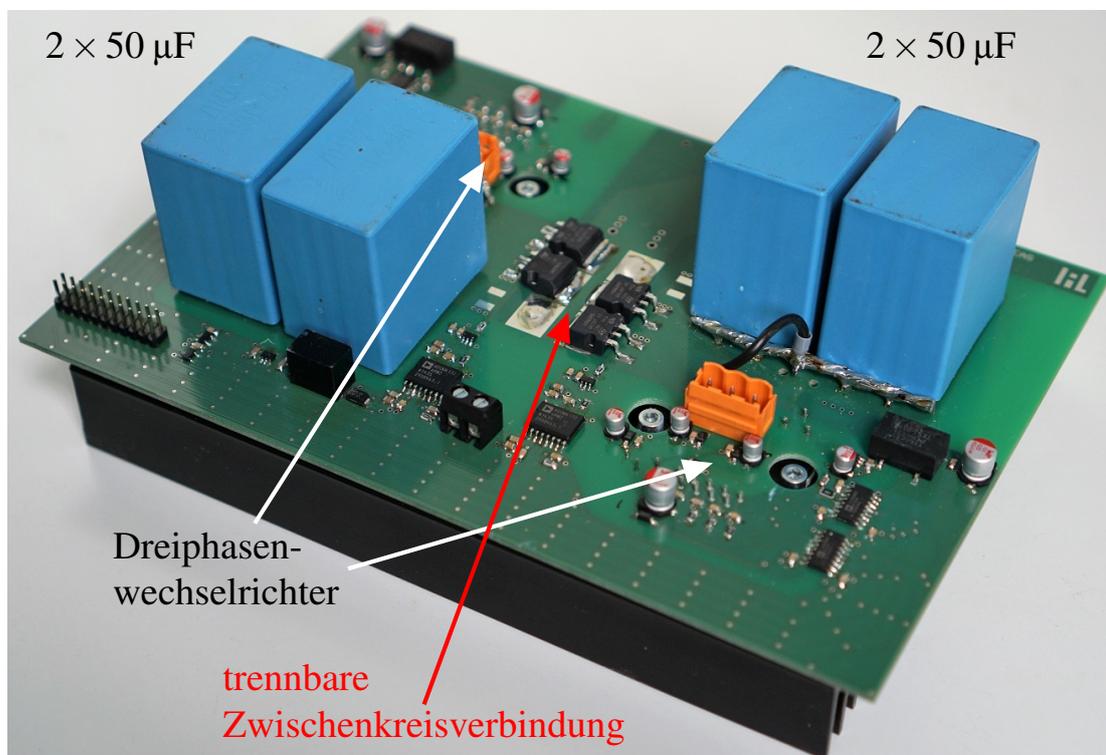
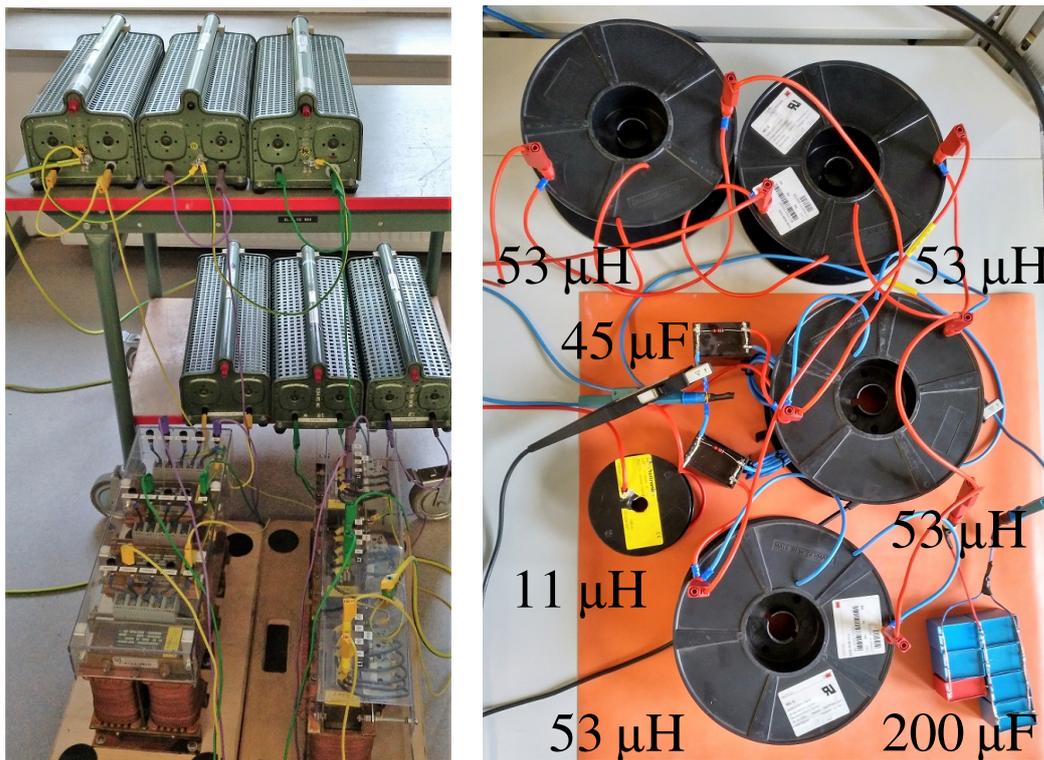


Abbildung 6.24: Foto des Prüflings



(a) Ohmsch-induktive Ersatzlast

(b) Nachbildung des HV/DC-Netzes

Abbildung 6.25: Fotos der Prüfstandskomponenten

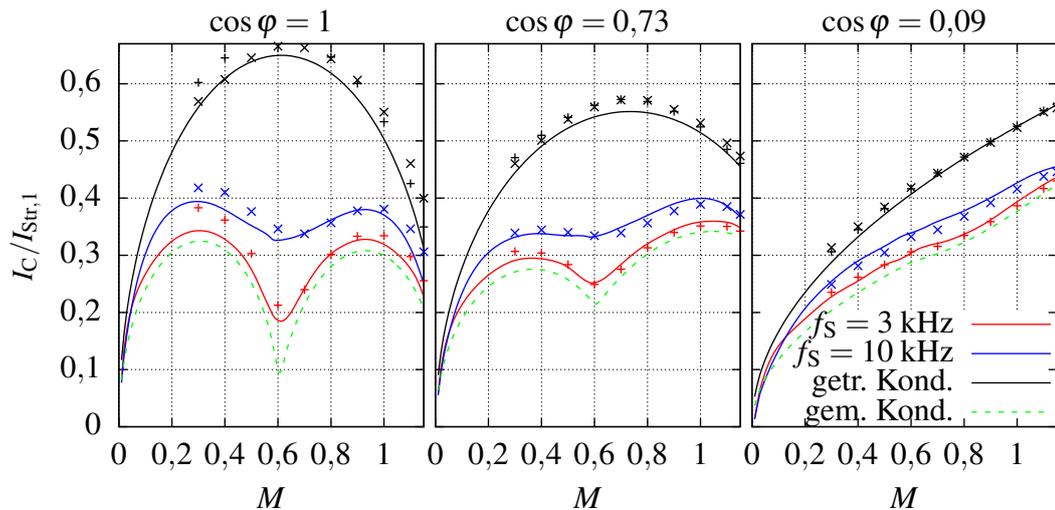
Tabelle 6.5: Parameter der verwendeten ohmsch-induktiven Lasten

$R_L$	$L_L$	$\cos \varphi$	$\varphi$	$L/R$
18,5 $\Omega$	5 mH	0,996	0,03 $\pi$	0,27 ms
5 $\Omega$	15 mH	0,728	0,24 $\pi$	3 ms
0,5 $\Omega$	20 mH	0,094	0,47 $\pi$	40 ms

genüberliegenden. Die Verriegelungszeit ist konstant auf eine Mikrosekunde eingestellt. Die Grundfrequenz beträgt bei allen Messungen 50 Hz.

Das Messsystem wird aus einer 60 V-Gleichspannungsquelle versorgt und als Senke kommt eine sechssträngige ohmsch-induktive Last zum Einsatz (Abb. 6.25a). Der Leistungsfaktor kann über die Last eingestellt werden. Tabelle 6.5 nennt die dabei eingestellten Impedanzen.

Wie bei der Berechnung der Zwischenkreisbelastungen wird zunächst die Belastung in einem einzelnen Antrieb untersucht. Um sicherzustellen, dass die Strompulse im Wesentlichen durch die Zwischenkreiskondensatoren fließen und als Eingangsstrom ein Gleichstrom vorliegt, werden die zwei dreisträngigen Teilsysteme des Prüflings jeweils über eine Drossel mit einer Induktivität von 3 mH mit der Gleichspannungsversorgung verbunden. Bei den Messungen werden die Ströme in den Zwischenkreiskondensatoren sowie die Lastströme über Stromsensoren mit einem Oszilloskop für eine Periode der Grundfrequenz mit einer



**Abbildung 6.26:** Gegenüberstellung der berechneten und der gemessenen Effektivwerte des Kondensatorstroms eines Teilsystems des einzelnen Antriebs für verschiedene Schaltfrequenzen (Linien: Berechnungsergebnisse, Pluszeichen: Messergebnisse bei 3 kHz, Kreuze: Messergebnisse bei 10 kHz)

Abtastrate von 500 MS/s aufgezeichnet. Aus diesen Daten wird im Anschluss der Effektivwert der Kondensatorströme sowie der Effektivwert der Grundschiwingung des Laststroms  $I_{Str,1}$  bestimmt. Der auf diesen Wert bezogene Effektivwert des Kondensatorstroms ist für verschiedene Lastpunkte und Schaltfrequenzen in Abb. 6.26 dargestellt. Da der Durchlasswiderstand der Leistungshalbleiter in diesem Versuchsaufbau etwa doppelt so groß ist wie bei den Berechnungen zu Abb. 6.16, sind den Messergebnissen in Abb. 6.26 den Berechnungsergebnissen unter Berücksichtigung des größeren Widerstands gegenübergestellt.

Die schwarzen Linien zeigen die Ergebnisse für den Fall, dass die Leistungshalbleiter zwischen den Kondensatoren der beiden Teilsysteme ausgeschaltet sind. Der berechnete Kondensatorstrom ist in diesem Fall unabhängig von der Schaltfrequenz, da bei beiden Schaltfrequenzen der komplette Wechselstromanteil des Zwischenkreisstroms durch den Zwischenkreiskondensator fließt. Die Messung zeigt jedoch unterschiedliche Ströme bei den zwei betrachteten Schaltfrequenzen. Dieser Unterschied ist auf den Einfluss der Verriegelungszeit zurückzuführen. Diese bewirkt, wie in Abschnitt 6.1.1 beschrieben, dass im hier vorliegenden motorischen Betrieb der tatsächliche Modulationsgrad kleiner ist als der gewählte. Bei einem großen Leistungsfaktor und Modulationsgraden unterhalb von 0,6 hat dies zur Folge, dass der Effektivwert des Stroms kleiner ist als ohne Verriegelungszeit. Bei größeren Modulationsgraden ist der Effektivwert aufgrund der Verschiebung hingegen größer. Da das Verhältnis zwischen Verriegelungszeit und Periodendauer bei höheren Schaltfrequenzen größer ist als bei niedrigeren, wirkt sich die Verriegelungszeit bei höheren Schaltfrequenzen stärker aus. Bei  $\cos \varphi = 1$  und einer Schaltfrequenz von 10 kHz ist in der Folge der gemessene Stromeffektivwert für Modulationsgrade unter 0,6 kleiner und für Modulationsgrade über 0,6 größer als bei 3 kHz. Die Messergebnisse mit getrennten Zwischenkreiskondensatoren bestätigen darüber hinaus, dass der Einfluss der Verriegelungszeit bei kleineren Leistungsfaktoren abnimmt. Infolge liegen die Ergebnisse für die beiden Schaltfrequenzen näher beieinander.

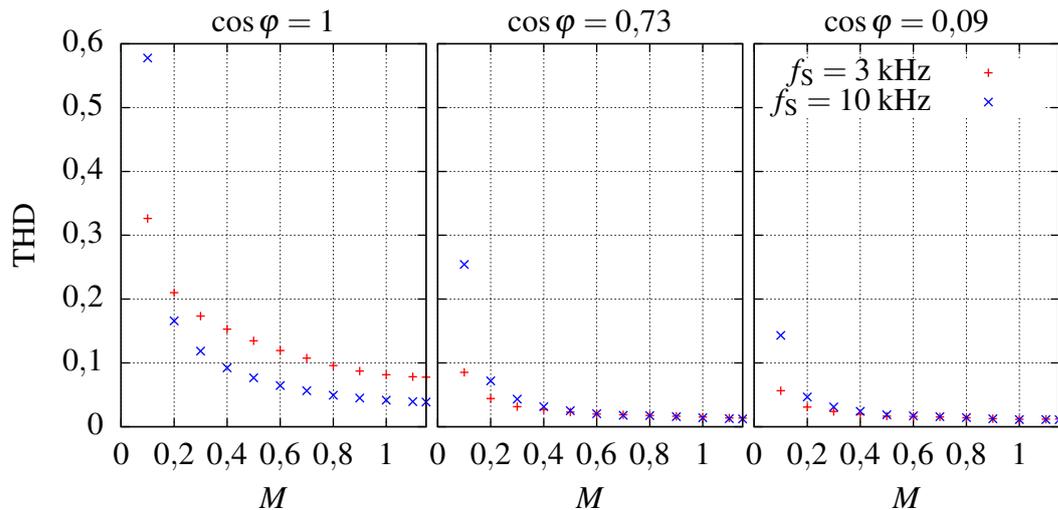


Abbildung 6.27: THD des gemessenen Laststroms

Die Messergebnisse mit eingeschalteten Leistungshalbleitern zwischen den Zwischenkreis-kondensatoren bestätigen die Ergebnisse der Berechnung. Bei 3 kHz Schaltfrequenz teilen sich die Ströme besser zwischen den beiden Zwischenkreiskondensatoren auf als bei 10 kHz, sodass durch das PWM-Interleaving eine stärkere Reduktion der Strombelastung in den Zwischenkreiskondensatoren erreicht wird. Allerdings liegt auch bei 10 kHz Schaltfrequenz eine signifikante Reduktion der Strombelastung gegenüber den getrennten Zwischenkreiskondensatoren vor.

Insgesamt sind die gemessenen Stromeffektivwerte insbesondere bei  $\cos \varphi = 1$  und kleineren Modulationsgraden etwas höher als die berechneten. Dies lässt sich über die höherharmonischen Anteile des Strangstroms erklären, die bei der Berechnung vernachlässigt werden. Diese Anteile können über das Verhältnis des gesamten Effektivwerts des Strangstroms zum Effektivwert der Grundschwingung (englisch: Total Harmonic Distortion, kurz: THD) quantifiziert werden. Nach [134] ist der THD definiert als

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{I_{\text{Str}}}{I_{\text{Str},1}}\right)^2 - 1}. \quad (6.56)$$

Der THD des gemessenen Laststroms ist in Abb. 6.27 dargestellt. Dies bestätigt, dass die höherharmonischen Anteile aufgrund der geringen Zeitkonstante der ohmsch-induktiven Last ( $L/R$  in Tab. 6.5) insbesondere bei  $\cos \varphi = 1$  festzustellen sind.

Im nächsten Schritt erfolgt die Validierung der Berechnungsergebnisse für das gesamte HV/DC-Netz. Dazu wird das Netz über die in Abb. 6.28 dargestellte, vereinfachte Architektur nachgebildet. Die Zwischenkreiskondensatoren der Wechselrichter im zweiten Antrieb sind zu einem konzentrierten Kondensator zusammengefasst. Die Leitungsinduktivitäten werden den Induktivitäten der Filterdrosseln zugeschlagen. Die Drosseln sind als Luftspulen realisiert. Die Zwischenkreise der geschalteten Bremswiderstände und der LE-Trenner werden ebenfalls über Kondensatoren nachgebildet. Ein Foto dieser Nachbildung ist in Abb. 6.25b gegeben.

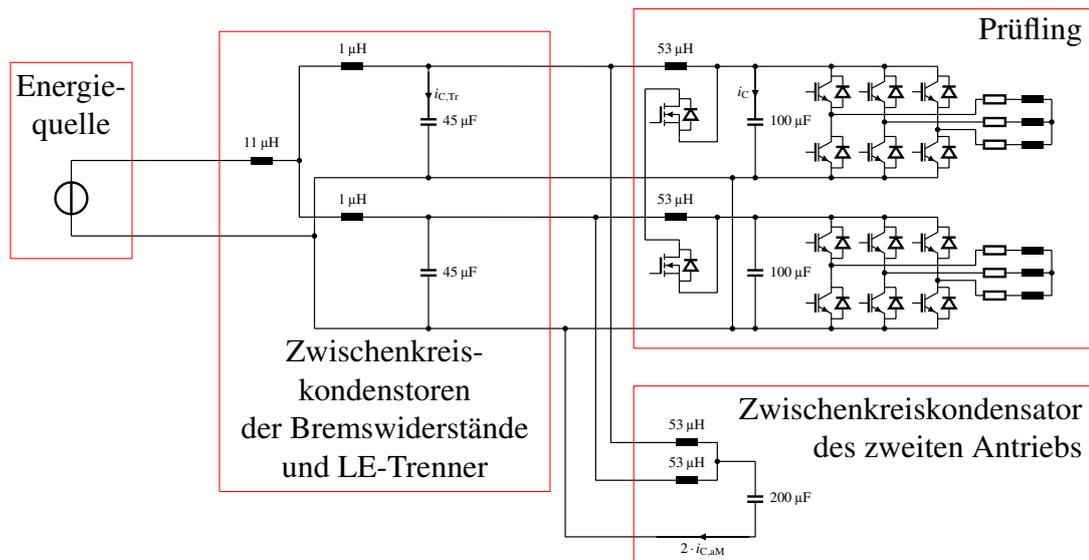


Abbildung 6.28: Schaltbild des Messaufbaus zur Nachbildung des HV/DC-Netzes

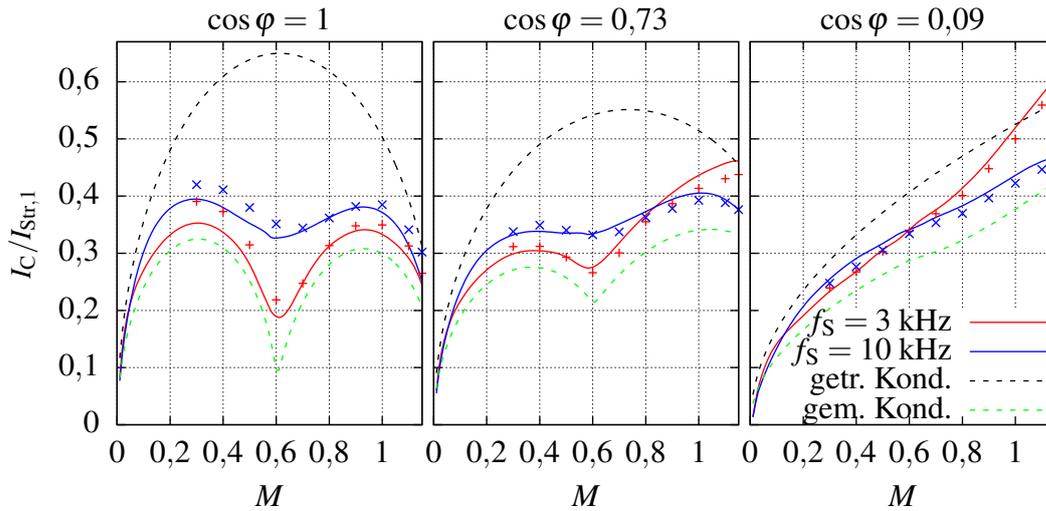
Zur Validierung werden die Ströme in den Zwischenkreiskondensatoren des schaltenden Antriebs und in den Kondensatoren, die die Zwischenkreise des zweiten Antriebs und der LE-Trenner nachbilden, untersucht.

Die Gegenüberstellungen der berechneten und gemessenen Stromeffektivwerte im Zwischenkreiskondensator des schaltenden Antriebs (Abb. 6.29) und in den weiteren Komponenten im Gesamtsystem (Abb. 6.30) bestätigen die Ergebnisse der Berechnungen. Bei 3 kHz Schaltfrequenz und Lastpunkten mit starker Ausprägung der ersten Harmonischen der Schaltfrequenz ( $\cos \varphi = 0,09$  und  $\cos \varphi = 0,73$ ) steigt die Strombelastung stark an, sodass in diesen Bereichen die Strombelastung im Kondensator des schaltenden Antriebs die Strombelastung bei 10 kHz Schaltfrequenz übersteigt. Die höhere Belastung folgt aus Schwingungen, die durch das Schalten im Gesamtsystem angeregt werden und bei 3 kHz eine größere Verstärkung aufweisen als bei 10 kHz. Dadurch sind in Abb. 6.30 auch stärkere Belastungen in den anderen Kondensatoren festzustellen.

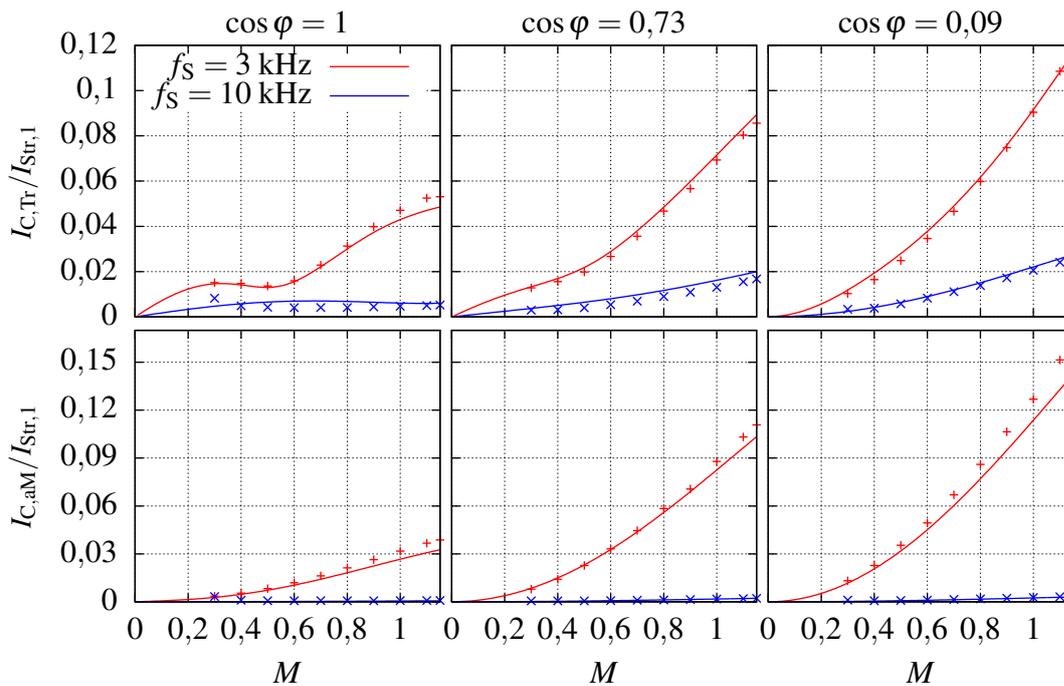
Insgesamt zeigen die Ergebnisse der messtechnischen Validierung, dass die hier vorgestellte Berechnungsmethodik zur Berechnung der Belastungen im Zwischenkreis und im HV/DC-Netz gut geeignet ist.

## 6.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine Berechnungsmethodik vorgestellt, die geeignet ist, die Zwischenkreisbelastungen im Rahmen der Komponentenauslegung zu berechnen. Aufgrund des



**Abbildung 6.29:** Gegenüberstellung der berechneten und der gemessenen Effektivwerte des Kondensatorstroms im Gesamtsystem für verschiedene Schaltfrequenzen (Lini- en: Berechnungsergebnisse, Pluszeichen: Messergebnisse bei 3 kHz, Kreuze: Messergebnisse bei 10 kHz)



**Abbildung 6.30:** Gegenüberstellung der berechneten und der gemessenen Stromeffektivwerte in den anderen Komponenten des Gesamtsystems für verschiedene Schaltfrequenzen (Lini- en: Berechnungsergebnisse, Pluszeichen: Messergebnisse bei 3 kHz, Kreuze: Messergebnisse bei 10 kHz)

geringen Rechenaufwands ist es mit dieser Methodik möglich, das Gesamtsystem hinsichtlich der Belastungen zu optimieren.

Die Anwendung dieser Methodik auf das untersuchte Gesamtsystem hat gezeigt, dass PWM-

Interleaving auch bei einem Antriebssystem zur Reduktion der Zwischenkreisbelastung genutzt werden kann, das aus zwei dreisträngigen Teilsystemen besteht, deren Zwischenkreis-kondensatoren zur Erhöhung der Fehlertoleranz nicht direkt verbunden sind. Dazu ist jedoch eine Verbindung der Kondensatoren über abschaltbare Leistungshalbleiter notwendig. Diese ermöglichen es, im Fehlerfall die Teilsysteme zu trennen. Aufgrund der großen thermischen Zeitkonstante kann der Kondensator des intakten Teilsystems im Fehlerfall kurzzeitig mit einem höheren Strom belastete werden, sodass das Fahrzeug sicher zum Stillstand gebracht werden kann. Die Leistungshalbleiter weisen im Betrieb zusätzliche Verluste auf. In der angestrebten Anwendung in einem hochintegrierten Radnabenantrieb überwiegt allerdings der Bauraumvorteil durch den geringeren Kapazitätsbedarf.

Die Auslegung unter Berücksichtigung der Wechselwirkungen mit dem HV/DC-Netz zeigt, dass aufgrund der möglichen Resonanzfrequenzen, die im Bereich der Schaltfrequenzen liegen können, eine genaue Untersuchung des Übertragungsverhalten erforderlich ist. Bei dem untersuchten Beispielsystem konnte gezeigt werden, dass diese Problematik mit vergleichsweise kleinen Filterdrosseln ausreichend reduziert werden kann.

Der Vergleich zwischen den Architekturen mit und ohne zusätzliche Fehlertoleranz im HV/DC-Netz zeigt darüber hinaus, dass für die fehlertolerantere Architektur zusätzliche Kabel, Filterdrosseln und Stecker sowie ein zusätzlicher LE-Trenner notwendig sind. Zum Teil wird der Nachteil dadurch kompensiert, dass die Komponenten eine niedrigere Belastung aufweisen und dadurch kleiner aufgebaut werden können. Insbesondere bei den Steckern und den Kabeln bleibt jedoch ein zusätzlicher Bauraumbedarf bestehen, da dieser bei diesen Komponenten nicht direkt mit der auftretenden Belastung skaliert werden kann.

## 7 Fazit und Ausblick

In dieser Arbeit wurde der Leistungsteil des elektrischen Antriebsstrangs eines Elektrofahrzeugs mit Radnabenantrieben an der Hinterachse untersucht. Die Besonderheit bei diesem Fahrzeug ist, dass an den angetriebenen Rädern auf eine Reibungsbremse verzichtet wird und die Bremsfunktion an diesen Rädern vollständig über den Radnabenantrieb realisiert wird. Der Schwerpunkt dieser Arbeit lag auf der Untersuchung der Anforderungen an den Leistungsteil des elektrischen Antriebsstrangs, die aus dieser Anwendung folgen, und auf der Optimierung des elektrischen Antriebsstrangs für diese Anwendung.

In Kapitel 2 wurden unter anderem die Drehmomentanforderungen an die Radnabenantriebe hergeleitet. Eine wesentliche Anforderung an einen Antrieb, der die Funktion der Reibungsbremse mit übernehmen soll, ist, dass das maximale Bremsmoment über den gesamten Geschwindigkeitsbereich des Fahrzeugs zur Verfügung stehen muss. Ein Feldschwächbereich mit reduziertem Drehmoment ist daher nur beim Beschleunigen zulässig. Dadurch unterscheiden sich die Drehmomentanforderungen von den Anforderungen in heutigen Elektrofahrzeugen. Daher wurden in Kapitel 3 verschiedene Topologien für den elektrischen Antriebsstrang verglichen, um die optimale Topologie unter Berücksichtigung dieser Drehmomentanforderungen zu ermitteln. Dazu wurden die Komponenten des Antriebsstrangs für die verschiedenen Topologien dimensioniert und die Energieeffizienz der Topologien im Zyklusbetrieb anhand von Verlustmodellen bestimmt. Die dabei verwendeten Berechnungen wurden mit Hilfe von Messungen an einem skalierten Prüfstand validiert.

Die Ergebnisse des Topologievergleichs zeigen, dass die direkte Verbindung der elektrischen Antriebe mit der Batterie sowohl hinsichtlich der Bauteilgrößen als auch hinsichtlich der Energieeffizienz für diese Anwendung nicht die optimale Topologie darstellt. Die Leistungshalbleiter und die Zwischenkreiskondensatoren können kleiner gewählt werden, wenn im Hochvoltssystem die Möglichkeit besteht, die Zwischenkreisspannung bei Vollbremsungen auf die maximale Spannung zu erhöhen. In Kapitel 3 wurde dazu die Topologie mit einem LE-Trenner zwischen der Batterie und den Antrieben als optimale Topologie identifiziert.

Der LE-Trenner wurde in Kapitel 3 eingeführt und ermöglicht eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung beim Bremsen, indem er die Antriebe kurzzeitig von der Batterie trennt, sodass die zurückgespeiste Energie der Antriebe die Zwischenkreisspannung erhöht. Im Rahmen von Kapitel 3 wurde ein Ansteuerungsverfahren für den LE-Trenner entwickelt. Die Ergebnisse der experimentellen Erprobung an einem Prüfstand bestätigen die postulierte Funktionsweise des LE-Trenners und des entwickelten Ansteuerungsverfahrens.

Die in Kapitel 4 beschriebene Analyse der Fehlfunktionen des Fahrzeugs hat ergeben, dass eine Drehmomentabweichung an einem Rad, ein Blockieren beider Hinterräder durch ein zu hohes Bremsmoment oder ein zu geringes Bremsmoment an allen vier Rädern am kritischsten sind. Um diese Fehlfunktionen zu adressieren, wurden zunächst die Fehler im Antriebsstrang identifiziert, die diese Fehlfunktionen zur Folge haben können. Darauf aufbauend wurde ein Sicherheitskonzept für den Leistungsteil des elektrischen Antriebsstrangs entwickelt. Dieses Sicherheitskonzept ist kein vollständiges Sicherheitskonzept im Sinne der Norm ISO 26262, sondern es zeigt Möglichkeiten auf, die kritischen Fehlfunktionen zu vermeiden, und stellt daher eine wichtige Grundlage zur Entwicklung eines sichereren Antriebsstrangs dar. Das vorgestellte Konzept sieht eine Anpassung der Antriebsstrangtopologie vor, durch die der Antriebsstrang im Fehlerfall in unabhängige Teilsysteme unterteilt werden kann. Da diese Teilung über die LE-Trenner realisiert werden kann, ist der Mehraufwand im Gesamtsystem gering. Durch die Teilung kann das intakte Teilsystem auch im Fehlerfall noch ein reduziertes Bremsmoment stellen, sodass sich die Verfügbarkeit der Bremsfunktion erhöht. Außerdem sind die unangeforderten Kurzschlussbremsmomente im Fehlerfall geringer, da nur ein Teil des Systems vom Fehler betroffen ist. Damit die Trennung zuverlässig zur Verfügung steht, ist ein regelmäßiger Test der LE-Trenner erforderlich. In Kapitel 4 wurde anhand erster Simulationen gezeigt, dass diese Überprüfung im laufenden Betrieb ohne zusätzliche Leistungsbauteile durchführbar ist.

Das vorgestellte Sicherheitskonzept erfordert darüber hinaus eine sichere Erkennung von Halbbrückenkurzschlüssen, damit diese sicher abgeschaltet werden können und eine weitere Fehlerausbreitung im Antriebsstrang vermieden wird. In Kapitel 5 wurden zwei neue Verfahren zur halbleiternahen Erkennung von Halbbrückenkurzschlüssen vorgestellt. Das erste Verfahren ermöglicht eine Beschleunigung der Entsättigungsüberwachung. Dadurch ist eine geringere Kurzschlussfestigkeitsdauer der Halbleiter möglich. Dies wiederum erlaubt eine Verbesserung der Durchlasscharakteristik der verwendeten Halbleiter. Das zweite Verfahren basiert auf einer Schaltung, die am Spannungszwischenkreis angebunden ist und mit der die Kurzschlussströme im Zwischenkreis anhand einer Spannungsmessung erkannt werden können. Durch dieses Verfahren ist die Überwachung des gesamten Wechselrichters über eine gemeinsame Kurzschlusserkennung möglich. Daher ist es gut als redundantes System zusätzlich zu einem anderen Kurzschlusserkennungssystem geeignet.

In Kapitel 6 wurden die elektrischen Wechselwirkungen zwischen den Antrieben über das HV/DC-Netz im Fahrzeug untersucht und die Zwischenkreise der Antriebswechselrichter unter Berücksichtigung der Wechselwirkungen dimensioniert. Das betrachtete Fahrzeug verfügt über zwei Antriebe, die wiederum entsprechend des Sicherheitskonzepts aus Kapitel 4 aus zwei getrennten Teilsystemen bestehen. Diese Komponenten sind über das HV/DC-Netz mit der Batterie und weiteren Hochvoltkomponenten verbunden. Die Strompulse der Wechselrichter regen Ströme zwischen den Zwischenkreisen der Hochvoltkomponenten an. Zur Untersuchung der Belastungen, die aus dem Schaltbetrieb der Wechselrichter resultieren, wurde im Rahmen von Kapitel 6 eine Berechnungsmethodik im Frequenzbereich entwickelt. Diese basiert auf einem reduzierten Frequenzspektrum, das unabhängig von der Grundfrequenz des Antriebs ist und nur Vielfache der Schaltfrequenz enthält. Der Vorteil dieses Spektrums gegenüber dem vollständigen Spektrum ist, dass die Anzahl der Frequenzanteile

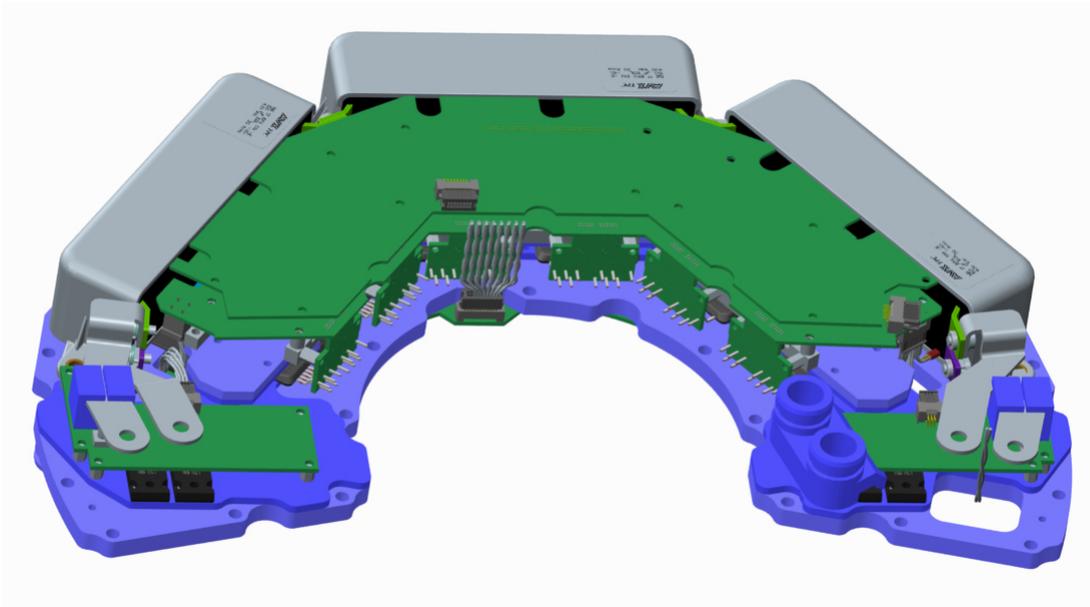
des reduzierten Spektrums geringer ist. Dies reduziert den Berechnungsaufwand und ermöglicht eine schnellere Berechnung der Belastungen. Über die Berechnungsmethodik kann daher eine systematische Auslegung und Optimierung der Zwischenkreiskondensatoren und der Filter zwischen den Komponenten des HV/DC-Netz vorgenommen werden. Darüber hinaus ist sie auch geeignet, um die Belastungen durch weitere Wechselwirkungen im HV/DC-Netz, z. B. mit Hochsetzstellern, vorauszuberechnen.

Mit der Berechnungsmethodik wurde in Kapitel 6 außerdem die Zwischenkreisauslegung für das Beispielsystem vorgenommen. Die Ergebnisse zeigen, dass die Wechselwirkungen zwischen den Antrieben zu einer Erhöhung der Zwischenkreisbelastungen führen können und dass daher der Einsatz kleiner Filterinduktivitäten zwischen den Antrieben sinnvoll ist.

Ein weiterer Aspekt, der bei der Untersuchung der Zwischenkreisbelastungen betrachtet wurde, ist das PWM-Interleaving der Teilsysteme in den Antrieben. Durch dieses ist es normalerweise möglich, die Zwischenkreisbelastung zu reduzieren. Das Sicherheitskonzept sieht jedoch vor, die Teilsysteme im Antrieb zu trennen. Aufgrund der daraus folgenden Induktivität zwischen den Teilsystemen ist das PWM-Interleaving nicht mehr sinnvoll. In Kapitel 6 konnte jedoch gezeigt werden, dass durch zusätzliche Leistungshalbleiter eine trennbare niederinduktive Verbindung der Teilsysteme im Antrieb hergestellt werden kann und dass die Impedanz dieser Verbindung das PWM-Interleaving nur geringfügig beeinträchtigt. Eine Abschätzung des Bauraums der Leistungshalbleiter und des Kondensatorvolumens, das durch das PWM-Interleaving eingespart werden kann, zeigt, dass diese Lösung in einer bauraumkritischen Anwendung sinnvoll ist. Diese Ergebnisse wurden anhand von experimentellen Untersuchungen an einer Nachbildung des HV/DC-Netzes bestätigt.

Insgesamt sind die vorliegenden Ergebnisse wichtige Beiträge zur Entwicklung fehlertoleranter Radnabenantriebe für Elektrofahrzeuge, die die Bremsfunktion der angetriebenen Räder vollständig mit übernehmen. Die Ergebnisse zeigen, dass es aus Sicht des elektrischen Antriebsstrangs möglich ist, die Bremsfunktion an den angetriebenen Rädern der Hinterachse durch die elektrischen Antriebe zu realisieren und auf eine zusätzliche Reibungsbremse zu verzichten. Die Erkenntnisse dieser Arbeit hinsichtlich des Einflusses des rein elektrischen Bremsens auf die anwendungsoptimierte Antriebsstrangtopologie und auf das Sicherheitskonzept sind damit ein wichtiger Beitrag zur aktuellen Forschung und Entwicklung hinsichtlich der Verwendung von Radnabenantrieben in Elektrofahrzeugen. Die Erkenntnisse zur Zwischenkreisbelastung in verteilten Zwischenkreisen lassen sich darüber hinaus auch auf andere Fahrzeugkonzepte und andere Anwendungsfelder übertragen. Beispiele dafür sind Fahrzeuge mit zwei Achsantrieben oder Gleichspannungsnetze mit mehreren Antrieben im industriellen Umfeld.

Da im Rahmen dieser Arbeit kein vollständiger elektrischer Antriebsstrang aufgebaut werden konnte, wurden die experimentellen Untersuchungen im Wesentlichen an skalierten Prüfständen durchgeführt. Daher ist es im nächsten Schritt sinnvoll, den kompletten Antriebsstrang, bestehend aus einer Traktionsbatterie, den Antrieben und den LE-Trennern unter Berücksichtigung des Sicherheitskonzepts aufzubauen und in ein Fahrzeug zu integrieren. Eine Konstruktion für einen Antrieb mit integriertem Wechselrichter, der entsprechend der

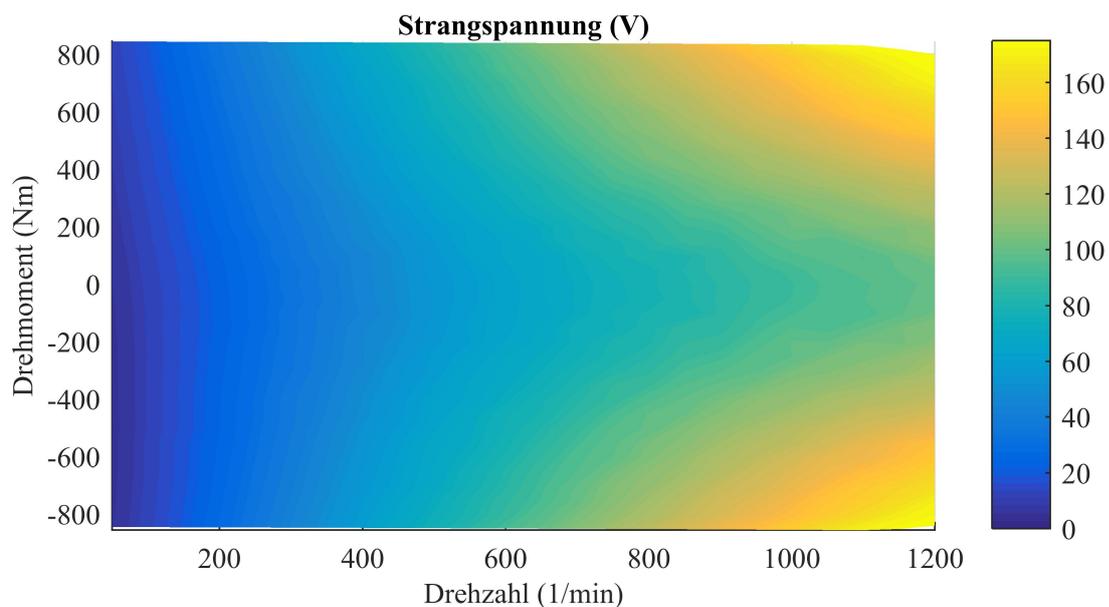


**Abbildung 7.1:** CAD-Konstruktion eines sechssträngigen Wechselrichters für einen Radnabenantrieb

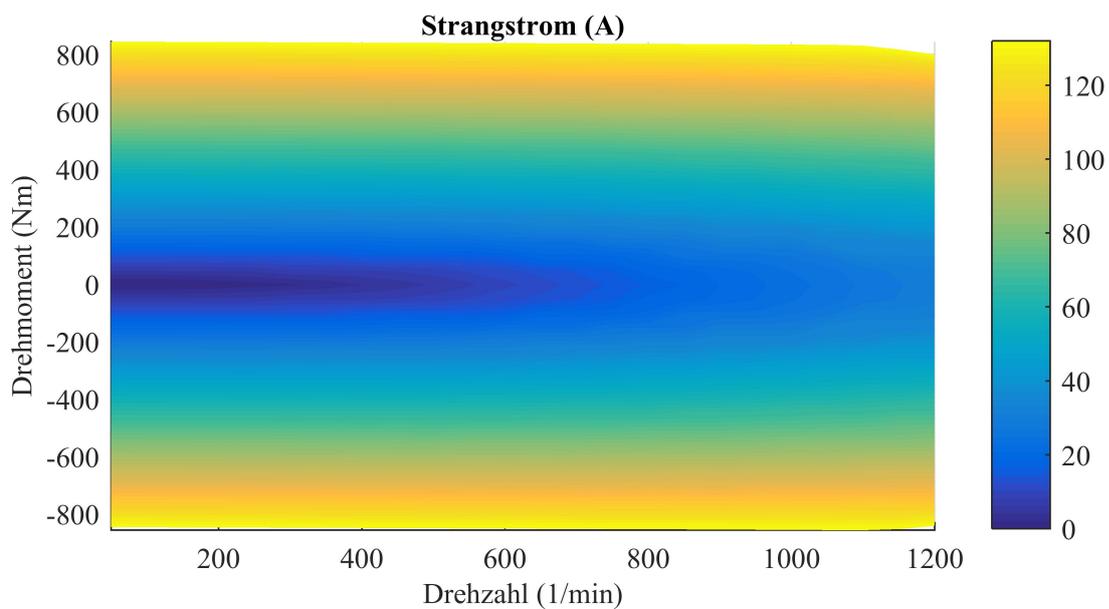
durchgeführten Simulationen die Leistungsanforderung für das rein elektrische Bremsen erfüllt, liegt bereits vor (Abb. 7.1). Durch die Erprobung des Gesamtsystems mit Hilfe von Versuchsfahrten wäre es möglich, das Gesamtkonzept des rein elektrischen Bremsens an der Hinterachse zu bestätigen und die Ergebnisse der Auslegung des Antriebsstrangs und der Vorausberechnungen der Zwischenkreisbelastungen nochmals zu validieren. Außerdem ist es erforderlich, das vorgestellte Sicherheitskonzept für den Leistungsteil des elektrischen Antriebsstrangs in ein Sicherheitskonzept für das Gesamtfahrzeug zu integrieren und im Gesamtkontext nochmals zu bewerten. Ein Schwerpunkt bei der Erprobung des Gesamtsystems sollte auch auf der Validierung des Sicherheitskonzepts und der implementierten Sicherheitsfunktionen liegen.

# A Anhang

## A.1 Motorkennfelder



**Abbildung A.1:** Strangsspannung Motor 2 (Effektivwert)



**Abbildung A.2:** Strangsstrom Motor 2 (Effektivwert)

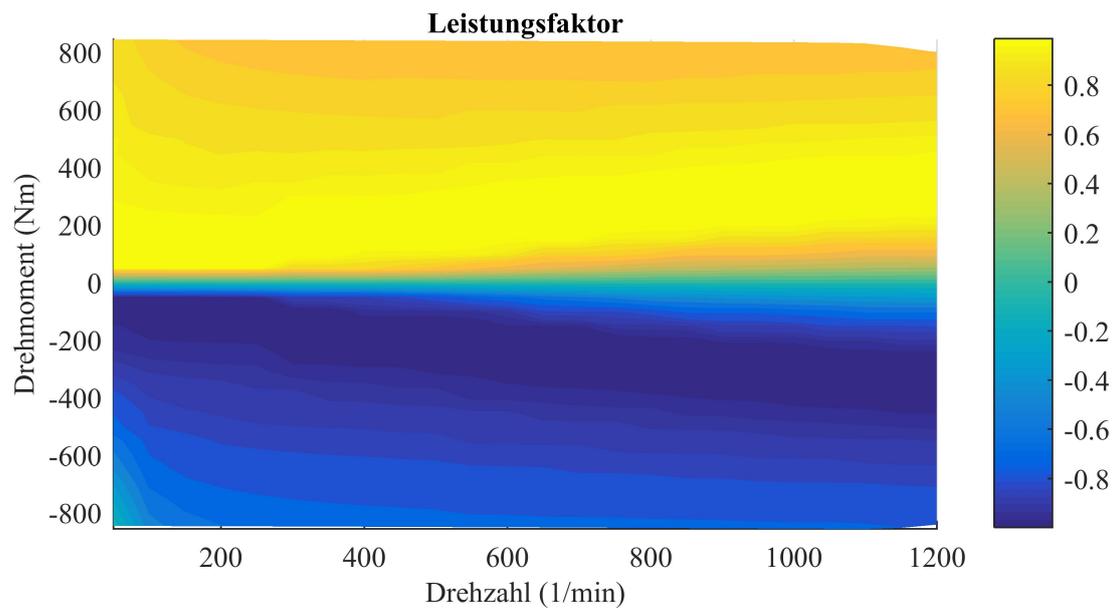


Abbildung A.3: Leistungsfaktor Motor 2

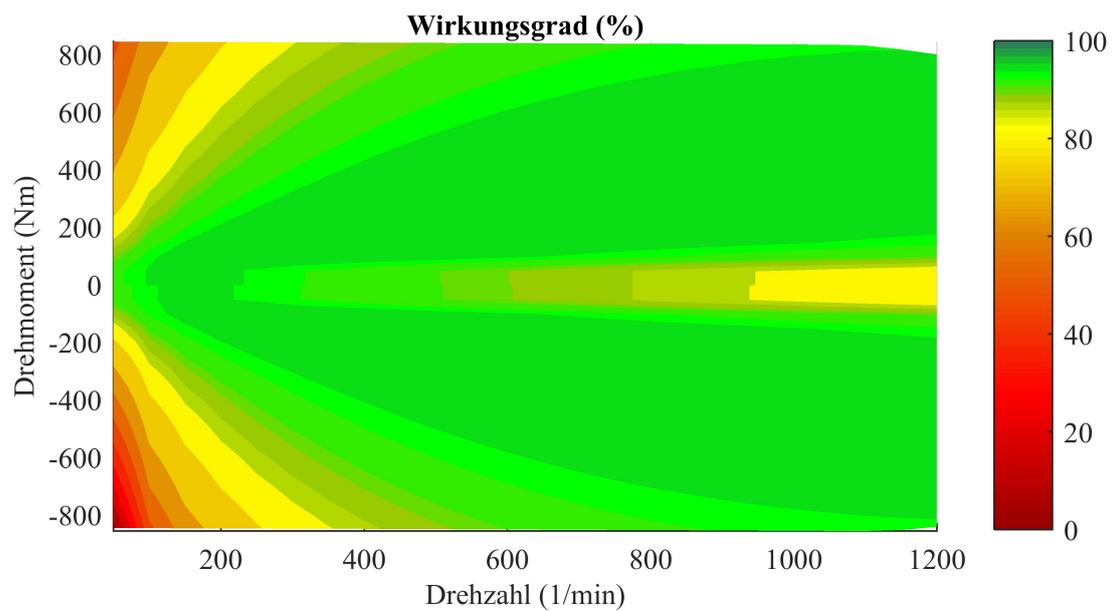


Abbildung A.4: Wirkungsgrad Motor 2

## A.2 Parameter der Leistungsmodule

### A.2.1 Si-Modul

Tabelle A.1: Kenndaten des Si-Moduls

Modul	Infineon FS400R07A1E3_H5 [135]
Halbleiter	Si-IGBTs [136] / Si-Dioden
Chipfläche (IGBTs, je Schalter)	1,99 cm <sup>2</sup>
Chipfläche (Dioden, je Schalter)	1 cm <sup>2</sup>
Nenndauerstrom	400 A
Sättigungsspannung bei Nennstrom (Sperrschichttemp.: 125 °C, Gatespg.: 15 V)	1,6 V
Maximale Sperrspannung	650 V
Kühlung	Kühlfinnen
Thermischer Widerstand (IGBTs, je Schalter, Sperrschicht zu Kühlmittel)	0,2 K/W
Thermischer Widerstand (Dioden, je Schalter, Sperrschicht zu Kühlmittel)	0,28 K/W
Maximale Sperrschichttemperatur im Betrieb ( $T_{J,max}$ )	150 °C
Potenzen der Schaltverlustenergien IGBT Diode	$K_i = 1 / K_u = 1,3$ $K_i = 0,6 / K_u = 0,6$

## A.2.2 SiC-Modul

**Tabelle A.2:** Kenndaten des SiC-Moduls

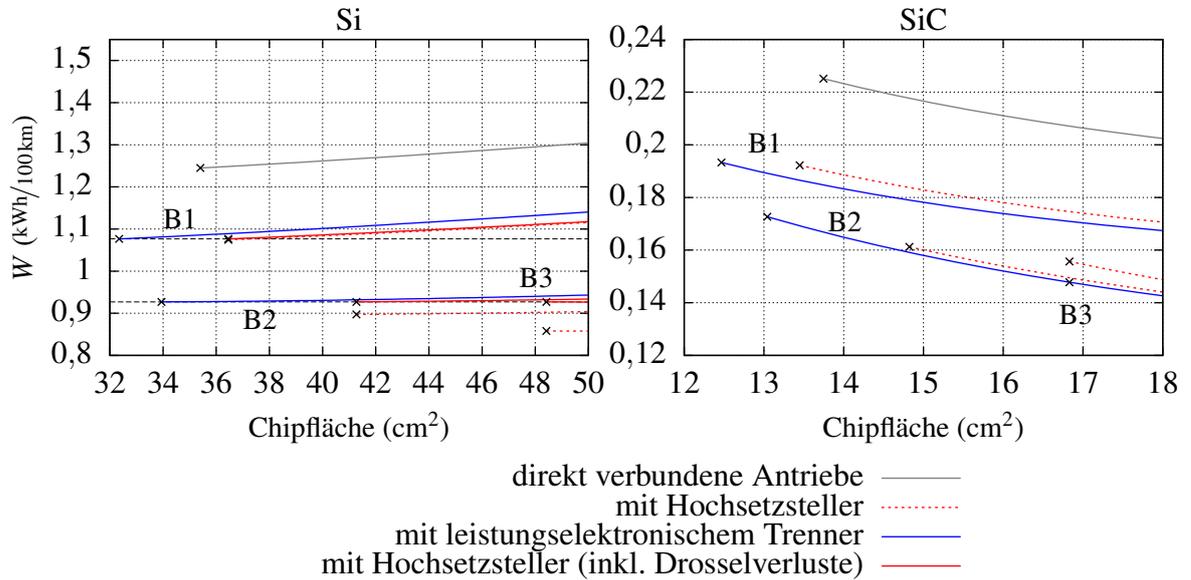
Modul	Wolfspeed CPM2-1200-0025B [137]
Halbleiter	SiC-MOSFETs [138]
Chipfläche	1,82 cm <sup>2</sup>
Nenndauerstrom	444 A
Durchlasswiderstand (Sperrschichttemp.: 175 °C, Gatesg.: 18 V)	7,6 mΩ
Maximale Sperrspannung	1200 V
Kühlung	Kühlplatte
Thermischer Widerstand (je Schalter, Sperrschicht zu Gehäuse)	0,1 K/w
Skalierter thermischer Widerstand (je Schalter, Sperrschicht zu Kühlmittel)	0,22 K/w
Maximale Sperrschichttemperatur im Betrieb ( $T_{J,max}$ )	150 °C
Potenzen der Schaltverlustenergien	$K_i = 1,2 / K_u = 1,3$

### A.3 Simulationsparameter LE-Trenner

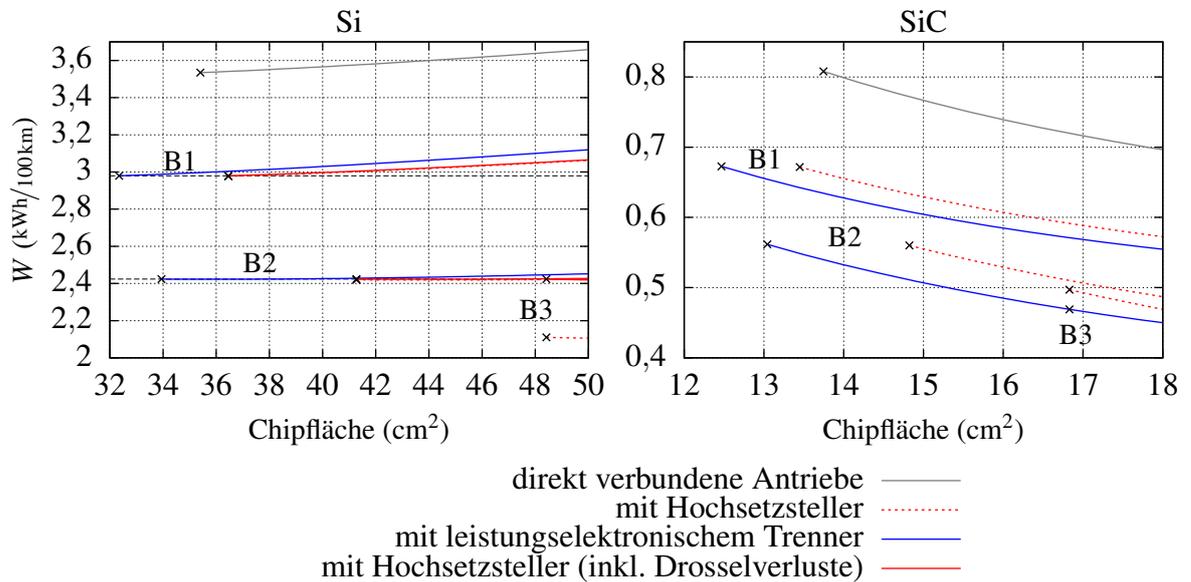
**Tabelle A.3:** Simulationsparameter der Untersuchung des dynamischen Verhaltens des LE-Trenners

Zwischenkreiskondensator des Radnabenantriebs	
- Kapazität	198 $\mu\text{F}$
- Reihenwiderstand	10 $\text{m}\Omega$
Zwischenkreiskondensator des LE-Trenners	
- Kapazität	7,69 $\mu\text{F}$
- Reihenwiderstand	500 $\text{m}\Omega$
Zwischenkreiskondensator des Bremswiderstands	
- Kapazität	20 $\mu\text{F}$
- Reihenwiderstand	1 $\text{m}\Omega$
Kabel zwischen Verbindungspunkt und jeweils einem Radnabenantrieb	
- Induktivität	2,68 $\mu\text{H}$
- Widerstand	1,4 $\text{m}\Omega$
Kabel zwischen Verbindungspunkt und LE-Trenner	
- Induktivität	0,92 $\mu\text{H}$
- Widerstand	0,36 $\text{m}\Omega$
Kabel zwischen Verbindungspunkt und Bremswiderstand	
- Induktivität	0,18 $\mu\text{H}$
- Widerstand	0,07 $\text{m}\Omega$

## A.4 Gegenüberstellung von Bauteilgrößen und Energiebedarf



**Abbildung A.5:** Energiebedarf im WLTP über der Chipfläche (schwarze Kreuze: nach Abb. 3.16 ermittelte Werte, Linien: interpolierte Werte, Drosselwiderstände entsprechend Tab. 3.5)



**Abbildung A.6:** Energiebedarf im Artemis (Stadt) über der Chipfläche (schwarze Kreuze: nach Abb. 3.16 ermittelte Werte, Linien: interpolierte Werte, Drosselwiderstände entsprechend Tab. 3.5)

## A.5 Experimentelle Validierung der anwendungsoptimierten Antriebsstrangtopologie



**Abbildung A.7:** Foto des Versuchsaufbaus zur Untersuchung der Antriebsstrangtopologien (links: Triphase System zur Realisierung der gesteuerten Last, rechts: Prüfling)

**Tabelle A.4:** Bauteile und Parameter des Versuchsaufbaus

### Gesteuerte Last

Umrichter	Triphase System
-----------	-----------------

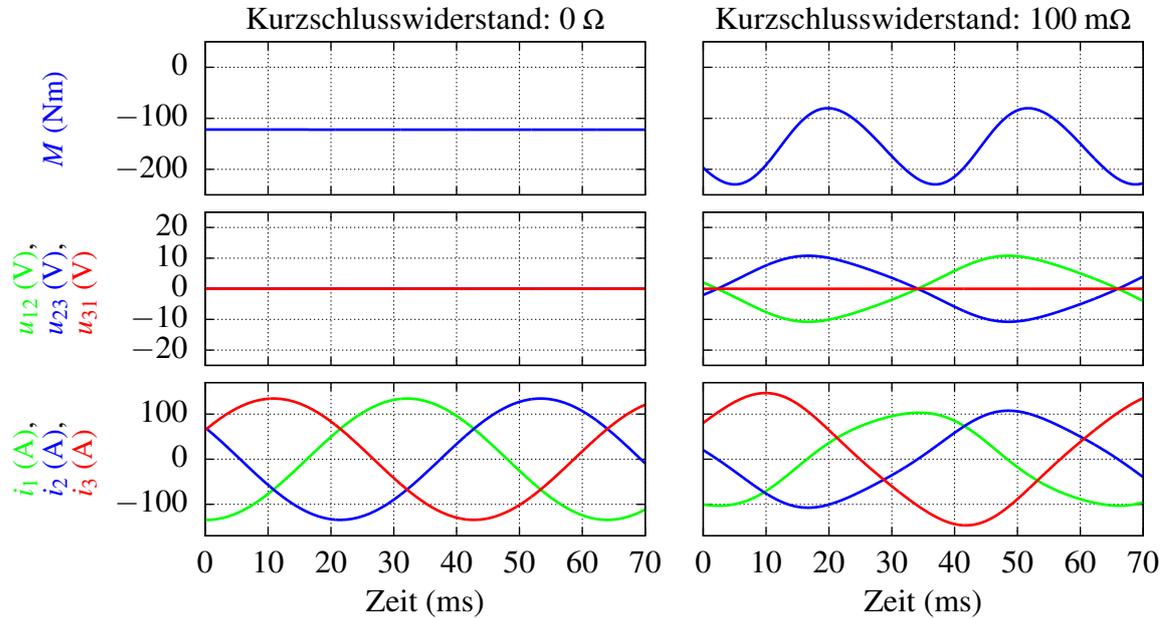
### Prüfling

Leistungsmodule	Infineon IFS150V12PT4 (1200 V / 150 A)
Zwischenkreiskapazität	480 $\mu$ F
Regelungs- und Messsystem	Protolar Control Cube
Stromsensoren	LEM HASS 50-S
Differenztastköpfe	Protolar ( $\pm 1280$ V)
Bremswiderstand	20 $\Omega$
Schaltfrequenz	16 kHz

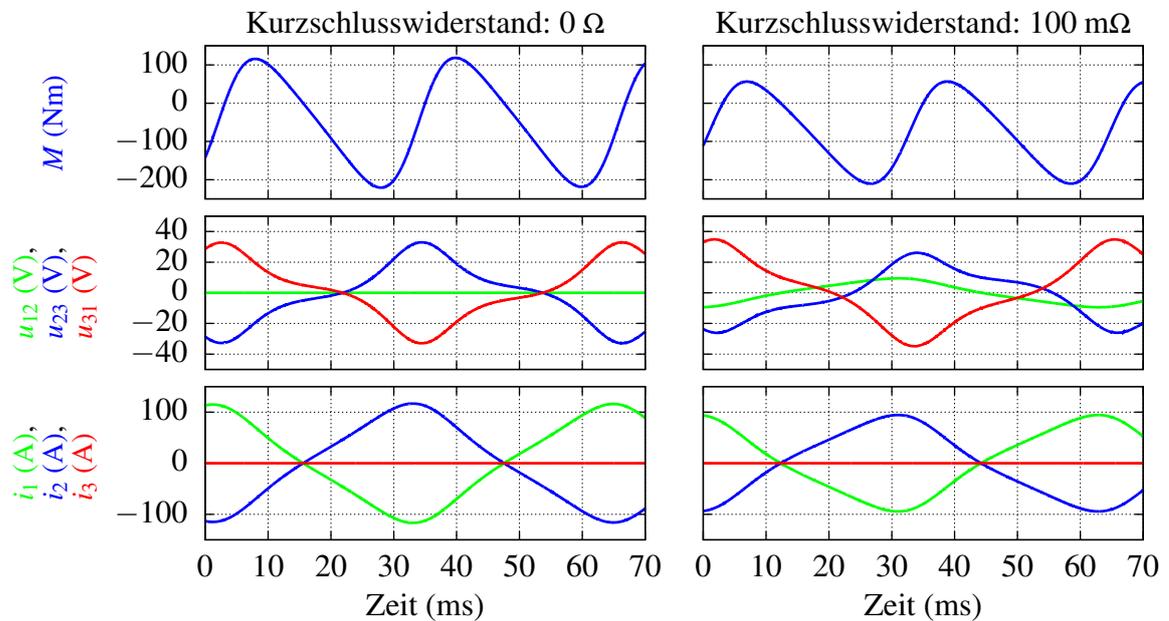
### Leistungsmessung

Messgerät	ZES Zimmer LMG 500
Spannungssensoren	intern
Stromsensoren (DC/Str. 1/Str. 2)	DANFYSIK ULTRASTAB 867-200I
Stromsensor (Str. 3)	LEM IT 400-S
Messgenauigkeit (Leistung, DC)	ca. $\pm 1,5$ W ... $\pm 13$ W
Messgenauigkeit (Leistung, AC)	insgesamt ca. $\pm 0,5$ W ... $\pm 10$ W

## A.6 Kurzschlussverhalten des Antriebs



**Abbildung A.8:** Zeitverläufe des dreisträngigen Kurzschlusses als Reaktion auf einen einsträngigen Kurzschluss in Strang 2 bei 10 km/h



**Abbildung A.9:** Zeitverläufe beim zweisträngigen Klemmenkurzschluss zwischen Strang 1 und Strang 2 mit Pulssperre bei 10 km/h

## A.7 Halbleiternahe Kurzschlusserkennung

**Tabelle A.5:** Kenndaten des Simulationsmodells und des Versuchsaufbaus zur experimentellen Untersuchung der Kurzschlusserkennungsverfahren

Modul	Semikron SKiiP 28GH066V1 [139]
Halbleiter	4 Si-IGBT [140] / 4 Si-Dioden
Topologie	H-Brücke
Nenndauerstrom	101 A
Maximale Sperrspannung	600 V
Zwischenkreiskapazität	50 $\mu$ F
Induktivität (Lastseite)	100 $\mu$ H
Induktivität (Eingangsseite)	80 $\mu$ H
Komparator (Simulation)	Texas Instruments LM193
Komparator (Versuchsaufbau)	Texas Instruments LM7171

## Literatur

- [1] H. Tschöke, Hrsg., *Die Elektrifizierung des Antriebsstrangs*, Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015.
- [2] N. Depner, R. Graaf, R. Spahl und S. Wielgos, „Fahrzeugkonzept mit elektrischem Radnabenantrieb“, *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift*, Bd. 118, Nr. 2, S. 46–51, Feb. 2016.
- [3] A. Bootz, S. Gruber, J. Holtschulze, H. Kroiss, K. Kunze, R. Müller, A. Pauly, J. Remfrey, H. Rieger, E. Sagan, M. Schwarz, L. Seethaler, J. Sendler, H. Strobl, T. Unterstraßer und H. Volk, „Fahrwerk“, *Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik*, S. Pischinger und U. Seiffert, Hrsg., Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016, S. 735–924.
- [4] G. Freitag, M. Klöpzig, K. Schleicher, M. Wilke und M. Schramm, „High-Performance and Highly Efficient Electric Wheel Hub Drive in Automotive Design“, *2013 3rd International Electric Drives Production Conference*, S. 1–7, Okt. 2013.
- [5] A. J. Rix, M. J. Kamper und R. J. Wang, „Design and Performance Evaluation of Concentrated Coil Permanent Magnet Machines for In-Wheel Drives“, *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, Bd. 1, S. 770–775, Mai 2007.
- [6] A. Kock, M. Groninger und A. Mertens, „Fault Tolerant Wheel Hub Drive with Integrated Converter for Electric Vehicle Applications“, *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, S. 19–23, Okt. 2012.
- [7] A. Brune, P. Dück, B. Ponick, A. Kock und M. Gröniger, „Evaluation of an Efficiency-Optimized Calculation of PM Synchronous Machines’ Operating Range Using Time-Saving Numerical and Analytical Coupling“, *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, S. 32–35, Okt. 2012.
- [8] C. J. Ifedi, B. C. Mecrow, S. T. M. Brockway, G. S. Boast, G. J. Atkinson und D. Kostic-Perovic, „Fault-Tolerant In-Wheel Motor Topologies for High-Performance Electric Vehicles“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 49, Nr. 3, S. 1249–1257, Mai 2013.
- [9] S. U. Chung, S. H. Moon, D. J. Kim und J. M. Kim, „Development of a 20-Pole – 24-Slot SPMSM With Consequent Pole Rotor for In-Wheel Direct Drive“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 63, Nr. 1, S. 302–309, Jan. 2016.
- [10] F. Hilpert, K. Brinkfeldt und S. Arenz, „Modular Integration of a 1200 V SiC Inverter in a Commercial Vehicle Wheel-Hub Drivetrain“, *2014 4th International Electric Drives Production Conference*, Sep. 2014.

- [11] Technologies for Hybrid and Electric Drive Systems, Adresse: [https://www.schaeffler.de/content.schaeffler.de/en/products-and-solutions/automotive/hybrid\\_electrical\\_drive\\_systems/index.jsp](https://www.schaeffler.de/content.schaeffler.de/en/products-and-solutions/automotive/hybrid_electrical_drive_systems/index.jsp) (besucht am 13.02.2018).
- [12] Specifications | Protean Electric, Adresse: <http://www.proteanelectric.com/specifications/> (besucht am 13.02.2018).
- [13] E-Traction - TheWheel, Adresse: <http://www.e-traction.com/en/solutions/thewheel> (besucht am 13.02.2018).
- [14] Motors – Elaphe in-wheel electric motors, Adresse: <http://in-wheel.com/product-category/motors/> (besucht am 14.02.2018).
- [15] ZIEHL-ABEGG Germany - In-Wheel Hub Motors, Adresse: <https://www.ziehl-abegg.com/de/en/product-range/automotive/in-wheel-hub-motors/> (besucht am 14.02.2018).
- [16] R. Graaf, M. Arbitmann, N. Depner, K. Muehlbauer, L. Osinski und S. Wielgos, „A Concept for an Electric Vehicle with Wheel Hub Drives for Improved Vehicle Dynamics and Package Efficiency“, *FISITA 2014 World Automotive Congress*, Maastricht, Juni 2014.
- [17] E. Sawazki, T. Heiduczek, F. Horch, R. Graaf und T. Krone, „How Far Can You Get Without a Friction Brake on Rear Axle?“, *30th International Electric Vehicle Symposium*, Stuttgart, Germany, Okt. 2017.
- [18] „Road Vehicles - Functional Safety“, Norm ISO 26262:2011, 15. Nov. 2011.
- [19] G. Rill, *Road Vehicle Dynamics: Fundamentals and Modeling*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2012.
- [20] „Einheitliche Bedingungen für die Genehmigung von Personenkraftwagen hinsichtlich der Bremsen“, UN/ECE R13-H, 15. Juni 2015.
- [21] H. Huinink, H. Volk und M. Becke, „Interaktion Fahrbahn-Reifen-Bremse“, *Bremsenhandbuch*, B. Breuer und K. H. Bill, Hrsg., Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2012, S. 65–84.
- [22] 11. Nov. 2008, Bremsentest: So testet auto motor und sport, Adresse: <https://www.auto-motor-und-sport.de/bremsentest-so-testet-auto-motor-und-sport-11-798987.html> (besucht am 21.01.2018).
- [23] „Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über Maßnahmen gegen die Verunreinigung der Luft durch Emissionen von Kraftfahrzeugen“, 91/441/EWG, 26. Juni 1991.
- [24] „Verordnung der Kommission vom 1. Juni 2017 zur Ergänzung der Verordnung (EG) Nr. 715/2007 des Europäischen Parlaments und des Rates über die Typgenehmigung von Kraftfahrzeugen hinsichtlich der Emissionen“, (EU) 2017/1151, 7. Juli 2017.
- [25] „Development of a World-Wide Harmonized Light Duty Driving Test Cycle (WLTC) - Technical Report“, United Nations Economic Commission for Europe, UN / ECE / WP.29 / GRPE / WLTP-IG, Dez. 2013.

- [26] M. André, R. Joumard, R. Vidon, P. Tassel und P. Perret, „Real-world European driving cycles, for measuring pollutant emissions from high- and low-powered cars“, *Atmospheric Environment*, Bd. 40, Nr. 31, S. 5944–5953, Okt. 2006.
- [27] M. André, „The ARTEMIS European driving cycles for measuring car pollutant emissions“, *Science of the Total Environment*, Bd. 334–335, S. 73–84, Dez. 2004.
- [28] K. Reif, Hrsg., *Grundlagen Fahrzeug- und Motorentchnik im Überblick*, Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016.
- [29] J. Remfrey, S. Gruber und N. Ocvirk, „Aufbau und Komponenten von Pkw - Bremsanlagen“, *Bremsenhandbuch*, B. Breuer und K. H. Bill, Hrsg., Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2012, S. 113–163.
- [30] H.-J. Feigel, „Integriertes Bremssystem Ohne Funktionale Kompromisse“, *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift*, Bd. 114, Nr. 7-8, S. 612–617, Juli 2012.
- [31] K. H. Bill, „Grundlagen elektrisch betätigter Pkw-Bremssysteme“, *Bremsenhandbuch*, B. Breuer und K. H. Bill, Hrsg., Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2012, S. 383–410.
- [32] D. Kastha und B. Bose, „Fault Mode Single-Phase Operation of a Variable Frequency Induction Motor Drive and Improvement of Pulsating Torque Characteristics“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 41, Nr. 4, S. 426–433, Aug. 1994.
- [33] B. Mirafzal, „Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 61, Nr. 10, S. 5192–5202, Okt. 2014.
- [34] M. Gleißner, *Stromrichterstrukturen zur Steigerung der Verfügbarkeit durch Fehlertoleranz*, 1. Auflage. München: Verlag Dr. Hut, 2016.
- [35] R. L. d. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva und A. M. N. Lima, „Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 51, Nr. 2, S. 439–446, Apr. 2004.
- [36] Z. Dou, F. Richardeau, E. Sarraute, V. Bley, J.-M. Blaquiere, C. Vella und G. Gonthier, „PCB dual-switch fuse with energetic materials embedded: Application for new fail-safe and fault-tolerant converters“, *Microelectronics Reliability*, Bd. 52, Nr. 9-10, S. 2457–2464, Sep. 2012.
- [37] S. Karimi, P. Poure und S. Saadate, „Fast power switch failure detection for fault tolerant voltage source inverters using FPGA“, *IET Power Electronics*, Bd. 2, Nr. 4, S. 346–354, 1. Juli 2009.
- [38] M. Shahbazi, P. Poure, S. Saadate und M. R. Zolghadri, „FPGA-Based Fast Detection With Reduced Sensor Count for a Fault-Tolerant Three-Phase Converter“, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Bd. 9, Nr. 3, S. 1343–1350, Aug. 2013.
- [39] R. R. Errabelli und P. Mutschler, „Fault-Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 2, S. 500–508, Feb. 2012.

- [40] M. Naidu, S. Gopalakrishnan und T. W. Nehl, „Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automotive X-By-Wire Systems“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 46, Nr. 2, S. 841–848, März 2010.
- [41] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns und S. E. Schulz, „Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 19, Nr. 4, S. 1108–1116, Juli 2004.
- [42] F. Oelkers, T. Krone, A. Mertens und A. Rosen, „Implementation and Test of a Fault-Tolerant Wheel Hub Drive System for an Electric Vehicle“, *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Okt. 2015.
- [43] F. Müller-Deile, *Modulare und skalierbare mehrsträngige Antriebssysteme für Elektrofahrzeuge*, Ser. Fortschritt-Berichte VDI Reihe 21, Elektrotechnik Nr. 418. Düsseldorf: VDI Verlag GmbH, 2018.
- [44] M. Barcaro, N. Bianchi und F. Magnussen, „Six-Phase Supply Feasibility Using a PM Fractional-Slot Dual Winding Machine“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 47, Nr. 5, S. 2042–2050, Sep. 2011.
- [45] B. C. Mecrow, A. G. Jack, J. A. Haylock und J. Coles, „Fault-Tolerant Permanent Magnet Machine Drives“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 143, Nr. 6, S. 437–442, Nov. 1996.
- [46] M. T. Abolhassani, „A Novel Multiphase Fault Tolerant High Torque Density Permanent Magnet Motor Drive for Traction Application“, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, S. 728–734, Mai 2005.
- [47] A. Rosen, M. Gröninger und A. Mertens, „Modeling and Optimized Control of Fault-Tolerant H-Bridge Fed Multiphase Drives“, *17th European Conference on Power Electronics and Applications*, Sep. 2015.
- [48] R. F. Schiferl und C. M. Ong, „Six Phase Synchronous Machine with AC and DC Stator Connections, Part II: Harmonic Studies and a Proposed Uninterruptible Power Supply Scheme“, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Bd. PAS-102, Nr. 8, S. 2694–2701, Aug. 1983.
- [49] M. Barcaro, N. Bianchi und F. Magnussen, „Analysis and Tests of a Dual Three-Phase 12-Slot 10-Pole Permanent-Magnet Motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 46, Nr. 6, S. 2355–2362, Nov. 2010.
- [50] H.-M. Ryu, J.-H. Kim und S.-K. Sul, „Analysis of Multiphase Space Vector Pulse-Width Modulation Based on Multiple d-q Spaces Concept“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 20, Nr. 6, S. 1364–1371, Nov. 2005.
- [51] D. G. Holmes und T. A. Lipo, „Modulation of ThreePhase Voltage Source Inverters“, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, 2003, S. 215–258.
- [52] A. Kock, M. Gröninger und A. Mertens, „Modeling and Control of Fault Tolerant Drive Topologies for Electric Vehicle Applications“, *2014 International Conference on Electrical Machines*, S. 2373–2379, Sep. 2014.

- [53] S. Norrga, L. Jin, O. Wallmark, A. Mayer und K. Ilves, „A Novel Inverter Topology for Compact EV and HEV Drive Systems“, *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, S. 6590–6595, Nov. 2013.
- [54] L. Jin, S. Norrga, O. Wallmark und N. Apostolopoulos, „Communication-Based Distributed Control of the Stacked Polyphase Bridges Converter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 65, Nr. 2, S. 1011–1020, Feb. 2018.
- [55] L. Jin, S. Norrga, O. Wallmark und M. N. Harnfors, „Control and Modulation of the Stacked Polyphase Bridges Inverter“, *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 3023–3029, Sep. 2014.
- [56] M. Nikouie, O. Wallmark, L. Harnfors und H. P. Nee, „Operation under Fault Conditions of the Stacked Polyphase Bridges Converter“, *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, S. 2207–2211, Okt. 2016.
- [57] R. Marquardt, „Modular Multilevel Converter Topologies with DC-Short Circuit Current Limitation“, *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, S. 1425–1431, Mai 2011.
- [58] L. Lambertz, R. Marquardt und A. Mayer, „Modular Converter Systems for Vehicle Applications“, *Emobility-Electrical Power Train, 2010*, IEEE, 2010.
- [59] M. Lutze und M. Kopf, „Inversion-Based Control of Modular High Frequency Inverters“, *18th European Conference on Power Electronics and Applications*, Sep. 2016.
- [60] M. Schulz, L. Lambertz und R. Marquardt, „Dimensioning of Modular High Frequency Converter for Drives“, *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, S. 675–680, Juni 2013.
- [61] M. Schulz, R. Marquardt und A. Mayer, „Optimized Control Strategy Enabling Minimized Capacitance in Modular High Frequency Converters“, *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Aug. 2014.
- [62] A. Mayer, M. Schulz, C. Rolff und R. Marquardt, „Fault Tolerant Operation of the Modular High Frequency Converter“, *9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, S. 2917–2924, Juni 2015.
- [63] R. Korthauer, Hrsg., *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [64] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin und A. Berthon, „Design and New Control of DC/DC Converters to Share Energy Between Supercapacitors and Batteries in Hybrid Vehicles“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 57, Nr. 5, S. 2721–2735, Sep. 2008.
- [65] J. Lieb, E. Sawazki, M. Brüll und B. Bäker, „Potential of an Electric Brake Resistor to Increase the Efficiency of Electric Vehicles“, *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, Nov. 2013.
- [66] T. Schoenen, M. S. Kunter, M. D. Hennen und R. W. De Doncker, „Advantages of a Variable DC-Link Voltage by Using a DC-DC Converter in Hybrid-Electric Vehicles“, *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, S. 1–5, Sep. 2010.

- [67] H. van Hoek, M. Boesing, D. van Treek, T. Schoenen und R. W. De Doncker, „Power Electronic Architectures for Electric Vehicles“, *2010 Emobility - Electrical Power Train*, Nov. 2010.
- [68] S. Tenner, S. Gimther und W. Hofmann, „Loss Minimization of Electric Drive Systems Using a DC/DC Converter and an Optimized Battery Voltage in Automotive Applications“, *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sep. 2011.
- [69] R. Karimi, D. Kaczorowski, A. Zlotnik und A. Mertens, „Loss Optimizing Control of a Multiphase Interleaving DC-DC Converter for Use in a Hybrid Electric Vehicle Drivetrain“, *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2016.
- [70] A. Merkert, J. Müller und A. Mertens, „Component Design and Implementation of a 60 kW Full SiC Traction Inverter with Boost Converter“, *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2016.
- [71] S. Buller, *Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems*, Ser. Aachener Beiträge des ISEA 31. Aachen: Shaker, 2003.
- [72] S. Buller, M. Thele, R. W. De Doncker und E. Karden, „Impedance-Based Simulation Models of Supercapacitors and Li-Ion Batteries for Power Electronic Applications“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 41, Nr. 3, S. 742–747, Mai 2005.
- [73] P. Keil und A. Jossen, „Aufbau und Parametrierung von Batteriemodellen“, *19. DESIGN & ELEKTRONIK - Entwicklerforum Batterien & Ladekonzepte*, 2012.
- [74] S. Thanagasundram, R. Arunachala, K. Makinejad, T. Teutsch und A. Jossen, „A Cell Level Model for Battery Simulation“, *European Electric Vehicle Congress*, 2012.
- [75] Y. Cao, R. C. Kroeze und P. T. Krein, „Multi-Timescale Parametric Electrical Battery Model for Use in Dynamic Electric Vehicle Simulations“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Bd. PP, Nr. 99, 2016.
- [76] L. Gao, S. Liu und R. A. Dougal, „Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation“, *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, Bd. 25, Nr. 3, S. 495–505, Sep. 2002.
- [77] „AKASOL AKAMODULE 53 NMC Datasheet“, AKASOL GmbH, Dez. 2012.
- [78] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann und SEMIKRON International GmbH, Hrsg., *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*, Ilmenau: ISLE, 2010, 456 S.
- [79] K. Berringer, J. Marvin und P. Perruchoud, „Semiconductor Power Losses in AC Inverters“, *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, Bd. 1, S. 882–888, IEEE, 1995.
- [80] D. G. Holmes und T. A. Lipo, „Zero Space Vector Placement Modulation Strategies“, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, 2003, S. 259–336.
- [81] J. W. Kolar, H. Ertl und F. C. Zach, „Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 27, Nr. 6, S. 1063–1075, Nov. 1991.

- [82] A. Merkert, T. Krone und A. Mertens, „Characterization and Scalable Modeling of Power Semiconductors for Optimized Design of Traction Inverters with Si- and SiC-Devices“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 5, S. 2238–2245, Mai 2014.
- [83] J. Rajmond und P. Dan, „Thermal Modeling of through Hole Capacitors“, *IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging*, S. 227–232, Okt. 2012.
- [84] H. Wang und F. Blaabjerg, „Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters - An Overview“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 5, S. 3569–3578, Sep. 2014.
- [85] Capacitor Dielectric Comparison Chart, Adresse: <http://www.avx.com/docs/techinfo/General/dielectr.pdf> (besucht am 04.02.2018).
- [86] W. Mathis, A. Reibiger und I. K. Küpfmüller, „Leitungen und Kettenleiter“, *Theoretische Elektrotechnik Und Elektronik*, Springer, 2000, S. 453–496.
- [87] J. Kolar und S. Round, „Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 153, Nr. 4, S. 535–543, 2006.
- [88] D. Zhang, F. Wang, R. Burgos, R. Lai und D. Boroyevich, „DC-Link Ripple Current Reduction for Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters With Interleaving“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 26, Nr. 6, S. 1741–1753, Juni 2011.
- [89] F. Oelkers, „Fehlererkennung in Antriebssystemen mit permanenterregten Synchronmaschinen (Dissertation, Veröffentlichung voraussichtlich in 2019)“, Leibniz Universität Hannover, Hannover.
- [90] M. Ellims, H. Monkhouse und A. Lyon, „ISO 26262: Experience Applying Part 3 to an in-Wheel Electric Motor“, *6th IET International Conference on System Safety 2011*, S. 1–8, Sep. 2011.
- [91] M. Hierl und C. Brüdigam, „Road Vehicle Simulation of an Electric In-Wheel Drive Concept for Hazard Analysis“, *4th Applied Research Conference*, Aachen: Shaker Verlag, 2014.
- [92] O. Nedela und G. Scharfenberg, „Developing of Functional Safety Concepts for a Hub-Drive Vehicle“, *5th Applied Research Conference*, Aachen: Pro Business, 2015.
- [93] L. Osinski und G. Scharfenberg, „Development of a Wheel-Hub Driven Vehicle and Evaluation of a Function-Orientated Approach According to ISO 26262“, *4th Applied Research Conference*, Aachen: Shaker Verlag, 2014.
- [94] „Road Vehicles - Functional Safety - Part 3: Concept Phase“, Norm ISO 26262-3:2011, 15. Nov. 2011.
- [95] V. Gebhardt, G. M. Rieger, J. Mottok und C. Gießelbach, Hrsg., *Funktionale Sicherheit nach ISO 26262: ein Praxisleitfaden zur Umsetzung*, 1. Aufl, Heidelberg: dpunkt-Verlag, 2013.

- [96] M. Hillenbrand, *Funktionale Sicherheit nach ISO 26262 in der Konzeptphase der Entwicklung von Elektrik/Elektronik Architekturen von Fahrzeugen*, Ser. Steinbuch series on advances in information technology 4. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2012.
- [97] F. Horch, T. Heiduczek, M. Brüll, R. Graaf, T. Krone und M. Rauschenbach, „Recovery 2.0 – Can Wheel Hub Drives Replace Mechanical Brakes at the Rear Axle?“, 8. *E-MOTIVE-Expertenforum für elektrische Antriebe*, Sep. 2016.
- [98] J. Westphäling, T. Aubel und H.-W. Mäder, „Sicherheit und Zuverlässigkeit von Bremsanlagen“, *Bremsenhandbuch*, B. Breuer und K. H. Bill, Hrsg., Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2012, S. 619–631.
- [99] A. Volke und M. Hornkamp, *IGBT modules: technologies, driver and application*, 2. Auflage. München: Infineon Technologies AG, 2012.
- [100] Verein Deutscher Ingenieure und Gesellschaft Verfahrenstechnik und Chemieingenieurwesen, Hrsg., *VDI-Wärmeatlas: Berechnungsunterlagen für Druckverlust, Wärme- und Stoffübergang*, 10. Auflage, Berlin: Springer, 2006, 1500 S.
- [101] „Datenblatt Infineon FS400R07A1E3“, Infineon Technologies AG, 9. Aug. 2018.
- [102] Z. Wang, X. Shi, Y. Xue, L. M. Tolbert, F. Wang und B. J. Blalock, „Design and Performance Evaluation of Overcurrent Protection Schemes for Silicon Carbide (SiC) Power MOSFETs“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 61, Nr. 10, S. 5570–5581, Okt. 2014.
- [103] B. Lu und S. Sharma, „A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 45, Nr. 5, S. 1770–1777, 2009.
- [104] U.-M. Choi, F. Blaabjerg und K.-B. Lee, „Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 5, S. 2517–2533, Mai 2015.
- [105] M. Rodriguez, A. Claudio, D. Theilliol und L. Vela, „A New Fault Detection Technique for IGBT Based on Gate Voltage Monitoring“, *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007*, S. 1001–1005, Juni 2007.
- [106] M.-S. Kim, B.-G. Park, R.-Y. Kim und D.-S. Hyun, „A Novel Fault Detection Circuit for Short-Circuit Faults of IGBT“, *Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, S. 359–363, IEEE, 2011.
- [107] T. Horiguchi, S.-I. Kinouchi, Y. Nakayama, T. Oi, H. Urushibata, S. Okamoto, S. Tominaga und H. Akagi, „A High-Speed Protection Circuit for IGBTs Subjected to Hard-Switching Faults“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 51, Nr. 2, S. 1774–1781, März 2015.
- [108] J.-B. Lee und D.-S. Hyun, „Gate Voltage Pattern Analyze for Short-Circuit Protection in IGBT Inverters“, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 1913–1917, 2007.

- [109] B.-G. Park, J.-B. Lee und D.-S. Hyun, „A Novel Short-Circuit Detecting Scheme Using Turn-on Switching Characteristic of IGBT“, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008.
- [110] Z. Wang, X. Shi, L. M. Tolbert, F. Wang und B. J. Blalock, „A Di/Dt Feedback-Based Active Gate Driver for Smart Switching and Fast Overcurrent Protection of IGBT Modules“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 7, S. 3720–3732, Juli 2014.
- [111] F. Huang und F. Flett, „IGBT Fault Protection Based on di/dt Feedback Control“, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 1478–1484, 2007.
- [112] S. Hain und M.-M. Bakran, „New Ultra Fast Short Circuit Detection Method Without Using the Desaturation Process of the Power Semiconductor“, *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Mai 2016.
- [113] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger und P. Thøgersen, „Single Current Sensor Technique in the DC Link of Three-Phase PWM-VS Inverters: A Review and a Novel Solution“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 33, Nr. 5, S. 1241–1253, 1997.
- [114] T. Krone, C. Xu und A. Mertens, „Fast and Easily Implementable Detection Circuits for Short Circuits of Power Semiconductors“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 53, Nr. 3, S. 2871–2879, Mai 2017.
- [115] B. J. Baliga, „IGBT Applications“, *The IGBT Device*, Elsevier, 2015, S. 277–324.
- [116] B. J. Baliga, „Safe Operating Area Design“, *The IGBT Device*, Elsevier, 2015, S. 117–145.
- [117] B. J. Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. New York, NY: Springer, 2008.
- [118] V. K. Khanna, „Physics and Modeling of IGBT“, *Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design*, Wiley-IEEE Press, 2003, S. 229–302.
- [119] S. Hain und M. M. Bakran, „The Benefit of Using an IGBT With a High Desaturation Current“, *19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sep. 2018.
- [120] P. Dahono, Y. Sato und T. Kataoka, „Analysis and Minimization of Ripple Components of Input Current and Voltage of PWM Inverters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 32, Nr. 4, S. 945–950, Juli 1996.
- [121] P. Dahono, A. Satria und D. Nurafiat, „Analysis of DC Current Ripple in Six-Legs Twelve-Devices Inverters“, *2012 International Conference on Power Engineering and Renewable Energy*, Juli 2012.
- [122] C. Sommer, A. Merkert und A. Mertens, „A New Control Method for Minimizing the DC-Link Capacitor Current of HEV Inverter Systems“, *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 1188–1193, Sep. 2014.

- [123] J. Boys und P. Handley, „Harmonic Analysis of Space Vector Modulated PWM Waveforms“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 137, Nr. 4, S. 197–204, Juli 1990.
- [124] J. Moynihan, M. Egan und J. Murphy, „Theoretical Spectra of Space-Vector-Modulated Waveforms“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 145, Nr. 1, S. 17–24, Jan. 1998.
- [125] M. Bierhoff und F. Fuchs, „DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source Converters Influenced by the Pulsewidth-Modulation Strategy - An Analysis“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 55, Nr. 5, S. 2085–2092, Mai 2008.
- [126] B. McGrath und D. Holmes, „A General Analytical Method for Calculating Inverter DC-Link Current Harmonics“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 45, Nr. 5, S. 1851–1859, Sep. 2009.
- [127] L. Mathe, H. Cornean, D. Sera, P. Rasmussen und J. Pedersen, „Unified Analytical Equation for Theoretical Determination of the Harmonic Components of Modern PWM Strategies“, *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, S. 1648–1653, Nov. 2011.
- [128] D. G. Holmes und T. A. Lipo, „Appendix 1: Fourier Series Representation of a Double Variable Controlled Waveform“, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, 2003, S. 623–628.
- [129] T. Krone und A. Mertens, „DC Link RMS Current Estimation in Systems with Several Converters Connected to a Shared DC Link with Distributed Capacitors“, *18th European Conference on Power Electronics and Applications*, Sep. 2016.
- [130] G. Merziger, Hrsg., *Formeln + Hilfen zur höheren Mathematik*, 5. Aufl, Springer: Binomi-Verl, 2007.
- [131] F. Chierchie, L. Stefanazzi, E. E. Paolini und A. R. Oliva, „Frequency Analysis of PWM Inverters With Dead-Time for Arbitrary Modulating Signals“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 6, S. 2850–2860, Juni 2014.
- [132] „Produktübersicht EPCOS PCC Power Capacitors for HybridPACK IGBT Modules“, EPCOS AG, März 2016.
- [133] „Datenblatt Infineon IPT65R033G7“, Infineon Technologies AG, 20. März 2017.
- [134] „IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions“, *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, S. 1–50, März 2010.
- [135] „Datenblatt Infineon FS400R07A1E3\_H5“, Infineon Technologies AG, 2. Dez. 2014.
- [136] „Datenblatt Infineon SIGC100T65R3E“, Infineon Technologies AG, 25. Jan. 2017.
- [137] „Datenblatt Cree CAS325M12HM2“, Cree, Inc., Mai 2016.
- [138] „Datenblatt Cree CPM2-1200-0025B“, Cree, Inc., Jan. 2016.
- [139] „Datenblatt Semikron SKiiP 28GH066V1“, Semikron International GmbH, 9. Sep. 2009.
- [140] „Datenblatt Infineon SIGC54T60R3E“, Infineon Technologies AG, 9. Apr. 2010.

# Lebenslauf

Name: Tobias Krone  
Geburtsdatum: 26.10.1985  
Geburtsort: Oldenburg (Oldb.)  
Staatsangehörigkeit: deutsch  
Familienstand: verheiratet, drei Kinder

## Schulbildung und Wehrdienst:

08/1998 - 06/2005 Gymnasium Eversten Oldenburg  
07/2005 - 03/2006 Wehrpflicht

## Studium:

10/2006 - 05/2012 Diplomstudium Elektrotechnik, Fachrichtung Energietechnik,  
Leibniz Universität Hannover  
seit 06/2012 Promotion Elektrotechnik, Leibniz Universität  
Hannover

## Praktika:

09/2010 - 02/2011 Praktikum bei Siemens Industry, Inc., Pittsburgh, PA, USA  
04/2010 - 07/2011 Praktikum bei E.ON Kernkraft GmbH, Hannover

## Berufliche Laufbahn:

06/2012 - 03/2014 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer-Institut für  
Windenergie und Energiesystemtechnik (IWES), Kassel  
06/2012 - 03/2018 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme  
und Leistungselektronik, Leibniz Universität Hannover  
seit 04/2018 Entwicklungsingenieur bei der IAV GmbH, Gifhorn