

Batterie-Stützung mit DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren für elektrische Fahrantriebe

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)
der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel
vorgelegt von

Jens Christian Schröder

Kiel
2014

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens

Datum der mündlichen Prüfung: Donnerstag, 09. Januar 2014

Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die Dissertation zum Thema

**Batterie-Stützung mit DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren für elektrische
Fahrertriebe**

abgesehen von der Betreuung durch Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs selbstständig und ohne Hilfe angefertigt habe und bisher weder ganz noch zum Teil an einer anderen Stelle im Rahmen eines Prüfungsverfahrens vorgelegt, veröffentlicht oder zur Veröffentlichung eingereicht habe. Weiterhin versichere ich hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit unter Einhaltung der Regeln guter wissenschaftlicher Praxis der deutschen Forschungsgemeinschaft angefertigt habe und alle von anderen Autoren wörtlich übernommenen Stellen wie auch die sich an die Gedankengänge anderer Autoren eng anlehnenden Ausführungen meiner Arbeit besonders gekennzeichnet und die entsprechenden Quellen angegeben sind.

Kiel, den 11.04.2013

Jens Christian Schröder

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel.

Ich möchte mich bei Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs für die Gelegenheit bedanken, dass ich drei Jahre am Lehrstuhl arbeiten und während dieser Zeit meine Dissertation anfertigen konnte. Dabei möchte ich mich insbesondere für die intensive Betreuung und Unterstützung meiner Arbeit und die damit verbundene angenehme Zusammenarbeit bedanken. Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für die Übernahme des Korreferates und die hilfreichen Kommentare zur Arbeit.

Bei der Firma Jungheinrich AG bedanke ich mich für die gute Zusammenarbeit und das Bereitstellen von Komponenten für die praktischen Untersuchungen.

Weiter gilt mein Dank allen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen für die hervorragende, freundschaftliche Arbeitsatmosphäre in der Zeit am Lehrstuhl. Ich bedanke mich bei Petra Bekendorf und Margit Marter für ihre administrative Unterstützung und bei Bernd Doneit für die Unterstützung im Labor. Nils Hoffmann danke ich als längstem Wegbegleiter für den gegenseitigen Ansporn und die Zusammenarbeit schon seit Beginn des Studiums. Den Studenten, die bei mir ihre Abschlussarbeit geschrieben oder als Hiwi gearbeitet haben, danke ich für die Unterstützung und die aus ihren Arbeiten resultierenden Anregungen.

Ein besonderer Dank gilt schließlich meinen Eltern und meiner Verlobten Natascha für die moralische Unterstützung während meiner Promotionszeit und schon vorher- danke!

Kurzfassung

In einem elektrisch betriebenen Fahrzeug besitzt die Batterie einen entscheidenden Einfluss auf die Kosten und auf das Bauvolumen. Daher wird eine hohe Lebensdauer der Batterie bei möglichst hoher Reichweite und kleiner Baugröße angestrebt.

In dieser Arbeit werden Methoden zur Optimierung eines Systems, welches aus DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren besteht, zur Entlastung der Traktionsbatterie in elektrisch betriebenen Fahrzeugen beschrieben. Es wird analysiert, inwieweit dieses System die Traktionsbatterie im Betrieb entlasten kann und inwieweit dadurch die Gesamteffizienz gesteigert wird. Zur Verifizierung der theoretischen Überlegungen wird ein solches System für ein Flurförderzeug-Antriebssystem ausgelegt und analysiert.

Die Schwerpunkte der Arbeit liegen auf der Hardware-Optimierung des verwendeten bidirektionalen DC/DC-Wandlers und seiner Komponenten sowie auf der Entwicklung einer übergeordneten Leistungsregelung im Fahrzeug zum optimalen Betrieb des Batterie-Stützungs-systems.

Zunächst werden die Randbedingungen für das zu entwickelnde System erarbeitet, wozu insbesondere der genutzte Spannungsbereich der Doppelschichtkondensatoren gehört. Weiterhin werden die Vorteile der Interleaved-Technik zur Anwendung in Gleichstromstellern erläutert. Mögliche Vorteile von gekoppelten Induktivitäten werden ausgearbeitet und das Verhalten des gekoppelten Systems mit dem herkömmlichen Einsatz von diskreten Induktivitäten verglichen. Zur Reduzierung der Kosten des Wandlers wird ein Verfahren präsentiert, durch dessen Einsatz es möglich ist, die Anzahl an Stromsensoren zu verringern. Anschließend wird die Entwicklung eines übergeordneten Powermanagements beschrieben, welches mit Hilfe eines Fuzzy-Reglers realisiert wird. Es wird untersucht, ob dieser Regler durch den Einsatz eines genetischen Algorithmus optimiert werden kann.

Zuletzt wird das entwickelte optimierte Batterie-Stützungs-system in seiner Gesamtheit analysiert und vermessen. Der Betrieb eines Fahrzeuges mit und ohne ein solches System wird sowohl analytisch als auch messtechnisch hinsichtlich der thermischen und elektrischen Größen detailliert verglichen.

Abstract

In an electrically driven vehicle the battery has a major influence on the costs and on the volume. Thus, a high lifetime of the battery, connected with a high operation range of the vehicle and low volume is desired.

In this work, methods to optimize a system consisting of a dc/dc-converter and double layer capacitors to disburden the traction battery in an electric vehicle are described. It is investigated, how this system can disburden the traction battery and how the general efficiency can be improved. To verify the theoretical considerations, such a system is designed and analyzed for a lift truck propulsion system.

The main focus of this work is on the hardware optimization of the bidirectional dc/dc-converter and its components and on the development of a superior powermanagement in the vehicle for optimal operation of the battery buffer system.

First the marginal conditions for the system are worked out, which is mainly the used voltage area of the double layer capacitors. Additionally the advantages of the interleaved technique in dc/dc-converters are explained. Possible advantages of coupled inductors are worked out and the system behaviour of the coupled system is compared with the conventional application of discrete inductors. To reduce the dc/dc-converter's costs a method to reduce the number of current sensors is presented. Afterwards the design of a superimposed powermanagement is described which is realized by a fuzzy-controller. It is investigated if this controller can be further optimized with a genetic algorithm.

At last, the buffer system is analyzed in its entirety und the vehicle operation is compared with and without the additional buffer system. The operation of a vehicle with and without such a system is compared concerning thermal and electrical parameters both analytically and with measurements.

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	VI
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Abgrenzung und Stand der Technik	3
1.3 Inhaltsübersicht	3
2 Herleitung der Randbedingungen des Systems	5
2.1 Beschreibung des Antriebssystems	5
2.1.1 Allgemeine Beschreibung	5
2.1.2 Antriebssystem des Flurförderzeuges	6
2.2 Zuordnung zwischen Spannungsbereich der Doppelschichtkondensatoren und Topologie des DC/DC-Wandlers	6
2.2.1 Auswahl möglicher Topologien und Festlegung der Zuordnung	7
2.3 Vergleich möglicher Spannungsbereiche der Doppelschichtkondensatoren	8
2.3.1 Doppelschichtkondensator	10
2.3.1.1 Baugröße	10
2.3.1.2 Verluste	12
2.3.2 MOSFETs	13
2.3.2.1 Halbleiter-Bauleistung	13
2.3.2.2 Verluste	16
2.3.3 Induktivität	17
2.3.3.1 Baugröße	17
2.3.3.2 Verluste	18
2.3.4 Verluste des Gesamtsystems	19
2.3.5 Bewertung und Auswahl des Bereiches	21
2.4 Zusammenfassung	21
3 Anwendung der Interleaved-Technik zur Optimierung von DC/DC-Wandlern	23
3.1 Stand der Technik	23
3.2 Betrachtung der Stromschwankungsbreite im drosselseitigen Strom	25
3.3 Betrachtung der Stromschwankungsbreite im kondensatorseitigen Strom	28
3.4 Einfluss auf die Baugröße der Induktivitäten	31
3.5 Vergleich der Verluste in den Leistungshalbleitern	32
3.5.1 Durchlassverluste	32
3.5.2 Schaltverluste	32
3.6 Auswahl der Phasenzahl für System in Flurförderzeug-Antriebssystem	34
3.7 Zusammenfassung und Schlussfolgerung	35
4 Funktionsweise, Modellierung und Auslegung von Doppelschichtkondensatoren	36
4.1 Stand der Technik	36
4.2 Grundlagen und Aufbau	36

4.2.1	Elektrode	37
4.2.2	Elektrolyt	37
4.2.3	Separator	38
4.2.4	Stromkollektor	38
4.3	Funktionsprinzip	38
4.4	Eigenschaften	41
4.4.1	Spannungsabhängigkeit	41
4.4.2	Frequenzabhängigkeit	43
4.4.3	Temperaturabhängigkeit	44
4.5	Modellierung	45
4.5.1	Das Transmission-Line Modell	45
4.5.2	Das Three-Branch Modell	46
4.6	Auslegung von Doppelschichtkondensator-Modulen	47
4.7	Auslegung des DSK-Moduls für Flurförderzeug-Anwendung	51
4.8	Vergleich mit anderen Energiespeichern	51
4.9	Zusammenfassung	52
5	Analyse von Optimierungsmöglichkeiten durch den Einsatz von gekoppelten Induktivitäten	53
5.1	Stand der Technik	53
5.2	Übersicht über Kopplungsmöglichkeiten magnetischer Komponenten	54
5.3	Theoretische Herleitung des Verhaltens von gekoppelten Induktivitäten	56
5.3.1	Grundlegende Zusammenhänge	56
5.3.2	Herleitung der äquivalenten Induktivitäten und der Stromschwankungsbreite	60
5.3.3	Herleitung der mittleren gespeicherten Energie in gekoppelten Induktivitäten	66
5.3.4	Allgemeine Bestimmung der Kernverluste	67
5.4	Möglichkeiten der Reduzierung der Stromschwankungsbreite im Wandler mit gekoppelten Induktivitäten durch verschiedene Filtertypen	69
5.4.1	Nachweis der Problematik von stark gekoppelten Systemen	69
5.4.2	Herleitung eines um zusätzliche Filterkomponenten erweiterten Modells	69
5.4.3	Analyse der Auswirkungen der verschiedenen Filtertypen auf die Betriebsparameter	71
5.4.3.1	Betrachtung der Stromschwankungsbreite in den Phasen	73
5.4.3.2	Betrachtung des Gesamtvolumens	74
5.4.3.3	Verluste	75
5.4.4	Schlussfolgerung des Vergleichs der Filtertypen	75
5.5	Realisierung einer nicht ideal gekoppelten dreiphasigen Induktivität	76
5.5.1	Theoretische Auslegung und Analyse	76

5.5.2	Praktische Realisierung	81
5.6	Vergleich von Bauvolumen, Effizienz und Auswirkungen auf die Peripherie zwischen diskreten und gekoppelten Induktivitäten	83
5.6.1	Vergleich des Bauvolumens	83
5.6.1.1	Vergleich mit Hilfe der zu speichernden Energie	83
5.6.1.2	Vergleich über die benötigte Kern-Querschnittsfläche	84
5.6.2	Vergleich der Stromschwankungsbreiten in den Phasen	90
5.6.3	Vergleich der Verluste	91
5.6.3.1	Kernverluste	91
5.6.3.2	Schaltverluste	92
5.6.4	Messtechnische Verifizierung des Vergleichs	94
5.7	Zusammenfassung	97
6	Realisierung eines Current-Sharings mit reduzierter Anzahl an Stromsensoren	99
6.1	Stand der Technik	99
6.2	Nachweis der Notwendigkeit eines aktiven Current-Sharings	100
6.3	Entwicklung einer Realisierungsmethode für n -phasige Interleaved-Wandler aus bestehenden Verfahren	102
6.4	Nachweis der Gültigkeit der Verfahren für Anwendungen mit gekoppelten Induktivitäten	108
6.5	Einschränkungen bei der Verwendung des vorgestellten Current-Sharing Ver- fahrens	109
6.6	Nachweis der Methode durch die Anwendung im dreiphasigen Wandler der Batterie-Stützung	110
6.6.1	Simulation des Verfahrens	111
6.6.2	Verifizierung des Verfahrens am Teststand	112
6.7	Zusammenfassung	113
7	Realisierung eines Powermanagements zur Leistungsregelung im Fahrzeug	115
7.1	Stand der Technik	116
7.2	Einordnung möglicher Regelungsmethoden zur Realisierung eines Power- managements	117
7.3	Entwicklung eines Fuzzy-Reglers zur optimalen Regelung des Leistungs- flusses im Batterie-Stützungssystem	117
7.3.1	Randbedingungen zur Verwendung eines Fuzzy-Reglers im Batterie- Stützungssystem	118
7.3.2	Definition der Eingangsgrößen und Membership-Funktionen	118
7.3.3	Definition der Fuzzy-Regeln	120
7.3.4	Defuzzifizierung der Ergebnismatrix	120
7.4	Untersuchung der Optimierung von Fuzzy-Reglern durch Verwendung eines genetischen Algorithmus	121
7.4.1	Beschreibung von Fortpflanzung und Mutation	122

7.4.2	Herleitung einer Straf-Funktion für die genetische Optimierung . . .	123
7.5	Verwendung eines genetischen Algorithmus zur Optimierung eines Fuzzy-Reglers	125
7.5.1	Fuzzy Regler ohne Optimierung	126
7.5.2	Fuzzy Regler mit Optimierung der Membership-Funktionen bzw. Optimierung der Fuzzy-Regeln bei begrenzter Variationsbreite . . .	126
7.5.3	Fuzzy-Regler mit festen Membership-Funktionen und Optimierung der Fuzzy-Regeln bei unbegrenzter Variationsbreite	127
7.5.4	Implementierung des Algorithmus	127
7.6	Simulativer Vergleich verschiedener Fuzzy-Regler	129
7.7	Vergleich verschiedener Fuzzy-Regler am Teststand	132
7.8	Zusammenfassung	134
8	Analyse des Gesamtsystems und Vergleich zwischen den Antriebssystemen mit und ohne Batterie-Stützung	136
8.1	Beschreibung des verwendeten Teststandes	136
8.2	Beschreibung der Randbedingungen der Vergleichsmessungen	138
8.2.1	Nachbildung des Fahrzeugbetriebes	138
8.2.2	Batterie-Stützungssystem	139
8.2.3	Batterie	139
8.2.4	Zusammenfassung der Messbedingungen	140
8.3	Analyse der Verluste im Batterie-Stützungssystem und Betrachtung des Wirkungsgrades	140
8.3.1	Bestimmung des Wirkungsgrades im DC/DC-Wandler	140
8.3.1.1	Methoden zur Bestimmung des Wirkungsgrades und ihr Einfluss auf die Genauigkeit	140
8.3.1.2	Direkte Bestimmung des Wirkungsgrades	141
8.3.1.3	Indirekte Bestimmung des Wirkungsgrades	143
8.3.2	Bestimmung des Gesamtwirkungsgrades der Batterie-Stützung . . .	144
8.3.2.1	Definition des energetischen Gesamt-Wirkungsgrades	144
8.3.2.2	Auswertung der Messdaten im Dauerbetrieb	145
8.3.3	Bestimmung des Wirkungsgrades im DSK-Modul	146
8.4	Vergleich des elektrischen Verhaltens der Komponenten während des Betriebes mit bzw. ohne Stützung	146
8.4.1	Betrachtung der Batterie	146
8.4.2	Betrachtung des Antriebswechselrichters	150
8.4.3	Betrachtung der Asynchronmaschine	153
8.5	Vergleich der gesamtenergetischen Effizienz des Antriebssystems mit bzw. ohne Stützungssystem	153
8.5.1	Überblick über Methoden zur Bestimmung des Ladezustandes der Bleisäurebatterie	154

8.5.2	Beschreibung und Verifizierung der Anwendbarkeit der Messmethode des Ladezustands-Vergleichs über den Ladevorgang	155
8.5.3	Auswertung der Ladezustandmessungen	157
8.6	Vergleich des thermischen Verhaltens der Batterie und Abschätzung der Auswirkungen auf die Lebensdauer	158
8.7	Abschätzung zur Wirtschaftlichkeit eines Batterie-Stützungs-systems	160
8.8	Zusammenfassung	162
9	Zusammenfassung, Schlussfolgerung und Ausblick	163
9.1	Zusammenfassung	163
9.2	Schlussfolgerung	165
9.3	Ausblick	166
10	Literatur	167
11	Anhang	179
11.1	Herleitung der Stromschwankungsbreite in Interleaved-Wandlern	179
11.2	Herleitung der allgemeinen Berechnung der äquivalenten Induktivitäten und der Stromschwankungsbreite in Interleaved-Wandlern mit gekoppelten Induktivitäten	180
11.2.1	Herleitung der äquivalenten Zeiten und Induktivitäten	180
11.2.2	Herleitung der allgemeinen Berechnung der Stromschwankungsbreite in den Einzelzweigen	183
11.2.3	Herleitung der allgemeinen Berechnung der Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig	184
11.3	Zusatz zur Herleitung des Verhältnisses zwischen der Kernquerschnittsfläche von gekoppelten und diskreten Induktivitäten	184
11.4	Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen	188
11.5	Verwendete Lastzyklen zur Reproduzierbarkeits-Messung für die Ladezustandsbestimmung	189
11.6	Messergebnisse zur Ladezustandsbestimmung	190
11.7	Fotos der Laboraufbauten	190
12	Liste eigener Veröffentlichungen	193

Symbolverzeichnis

Allgemeine Variablendarstellungen

\tilde{I}	Effektivwert
\bar{I}	Mittelwert
\hat{I}	Spitzenwert

Hochgestellte Indizes

*	Sollwert
---	----------

Tiefgestellte Indizes

max	Maximum
min	Minimum
N	Nennwert

Abkürzungen

AC	Alternating Current
ASM	Asynchronmaschine
BSS	Batterie-Stützungssystem
CI	Coupled Inductor
CS	Current-Sharing
DC	Direct Current
DI	Discrete Inductor
DSK	Doppelschichtkondensator
ESR	Äquivalenter Serienwiderstand
FR	Fuzzy-Regler
GA	Genetischer Algorithmus
GM	Gleichstrommaschine
HS	Highside
HSS	Hochsetzsteller
LS	Lowside
LZ	Lastzyklus
M	Medium
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
N	Negative
NB	Negative Big
P	Positive
PB	Positive Big
PM	Positive Medium
PFC	Power Factor Correction
RL	Rückwärts leitend
RMS	Root Mean Square (Effektivwert)
TSS	Tiefsetzsteller
V	Ventil
VL	Vorwärts leitend

Spezielle Formelzeichen

α_{SM}	Steinmetzkonstante zur Frequenz-Abhängigkeit
β_{SM}	Steinmetzkonstante zur Magnetfeld-Abhängigkeit
ΔI_1	Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig des DC/DC-Wandlers
ΔI_{Lx}	Stromschwankungsbreite in Drossel der Phase x
ΔT_{Bat}	Temperatur-Differenz in der Batterie vor und nach der Belastung

η	Wirkungsgrad
η_{DCDC}	Wirkungsgrad DC/DC-Wandler
η_{DSK}	Wirkungsgrad DSK
$\eta_{E,BSS}$	energetischer Wirkungsgrad des BSS
Φ_m	Magnetischer Hauptfluss
ϵ_0	elektrische Feldkonstante
ϵ_r	relative Permittivität
μ	Gewichtung bei Fuzzy-Regler
μ_0	magnetische Feldkonstante
μ_e	Permeabilität
ϕ	Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung
Φ_{DS}	Potentialverlauf in Doppelschicht
Φ_L	Magnetischer Fluss in der Luft
Φ_x	Magnetischer Fluss in Schenkel der Phase x
Φ_m	Magnetischer Hauptfluss
ρ_{Cu}	spezifischer Widerstand von Kupfer
ρ_S	Säurekonzentration
A_{Cu}	Querschnittsfläche der Kupferwicklung
a_{DSK}	Energetischer Ausnutzungsgrad DSK
A_E	Oberfläche Elektrode
A_{Fe}	Querschnittsfläche des Magnetkernes
$A_{Fe,0}$	Querschnittsfläche des Magnetkernes (Referenzwert)
A_L	A_L -Wert eines Kernmaterials
B	magnetische Flussdichte
b_{Kern}	Kantenbreite des Drossel-Kerns
b_{RL}	Breite eines Rechteckleiters
C_0	konstanter Anteil der DSK-Kapazität
$c_{1,DSK}$	Konstante zur Berechnung der DSK-Kapazität
C_1	spannungsabhängiger Anteil der DSK-Kapazität
$c_{1-3,Straf}$	Konstanten zur Berechnung der Straffunktion
$c_{1,GC}$	Konstante zur Berechnung der Doppelschicht-Kapazität
$c_{2,GC}$	Konstante zur Berechnung der Doppelschicht-Kapazität
$C_{CI,n1-3}$	Konstanten zur Berechnung von gekoppelten Induktivitäten
C_{diff}	differentielle Kapazität
$C_{DS,Gouy-Chapman}$	Kapazität der Doppelschicht nach Gouy-Chapman
$C_{DS,Helmholz}$	Kapazität der Doppelschicht nach Helmholtz
$C_{DS,Stern}$	Kapazität der Doppelschicht nach Stern
C_{Modul}	Kapazität des DSK-Moduls
$C_{Zelle,1U}$	spannungsabhängige Kapazität im Three-Branch Modell
$C_{Zelle,DB}$	Im Datenblatt angegebene Kapazität des DSK-Moduls

$C_{Zelle,EE}$	Kapazität des DSK-Moduls nach dem einfachen Ersatzschaltbild
$C_{Zelle,TB}$	Kapazität des DSK-Moduls im Three-Branch Modell
$C_{Zelle,x}$	Kapazität des x-ten Zweiges im Three-Branch Modell
C_{Zelle}	Kapazität einer DSK-Zelle
d	Tastverhältnis der Pulsweitenmodulation
d_{ag}	Länge des Luftspaltes
d_{DS}	Dicke der Doppelschicht
d_{RL}	Dicke eines Rechteckleiters
E_A	Aktivierungsenergie
$E_{BSS,Aufnahme}$	vom BSS aufgenommene Energie
$E_{BSS,Abgabe}$	vom BSS abgegebene Energie
E_{CI}	gespeicherte Energie in gekoppelter Induktivität
E_{DI}	gespeicherte Energie in diskreten Induktivitäten
E_{Modul}	gespeicherte Energie im DSK
$E_{Modul,nutzbar}$	nutzbare gespeicherte Energie im DSK Modul
E_L	gespeicherte Energie in Induktivität
f_P	Strafffunktion
f_T	Schaltfrequenz
h_{Kern}	Höhe des Drosselkerns
i	Sektor im n -phasigen Wandler im HSS-Betrieb
I_1	Primärseitiger Strom im DC/DC-Wandler
I_2	Sekundärseitiger Strom im DC/DC-Wandler
I_{ax}	Sekundärseitiger DC/DC-Wandler-Strom in Phase x
$I_{rek,Bat}$	In die Batterie rekuperierter Strom
$I_{mag,eq}$	Magnetisch wirkender äquivalenter Strom
I_{DS}	Strom im MOSFET
$I_{DS,0}$	Referenzwert Strom im MOSFET
I_{DSK}	Strom im DSK
I_{HS}	Strom durch high-side Ventile
i_L	Ausgangsstrom einer Phase des Wechselrichters
I_{Last}	Laststrom im Antriebssystem
I_{LS}	Strom durch low-side Ventile
I_{Lx}	Strom durch die Induktivität in Phase x
i_P	Nummer der betrachteten Phase
j	Sektor im n -phasigen Wandler im TSS-Betrieb
J_L	Stromdichte in Wicklung einer Induktivität
k	Kopplungsfaktor
k_0	Vorfaktor zur Berechnung der Reaktionsgeschwindigkeit
$k_{1,SM}$	Steinmetzkonstante in generalisierter Steinmetzgleichung
k_{ni}	Kopplungsfaktor von nicht-ideal gekoppelter Induktivität

k_{RG}	Reaktionsgeschwindigkeit
k_{SM}	materialabhängige Steinmetzkonstante
l_{Kern}	Länge des Drosselkerns
L	Induktivität
l_{σ}	relative Filterinduktivität in einer Phase (bezogen auf Hauptinduktivität)
L_{σ}	Filterinduktivität in einer Phase
L_{DI}	Äquivalente Induktivität einer diskreten Drossel
L_{eq}	Äquivalente Induktivität innerhalb eines Abschnitts
l_f	relative Filterinduktivität im gemeinsamen Zweig (bezogen auf Hauptinduktivität)
L_f	Filterinduktivität im gemeinsamen Zweig
l_{RL}	Länge eines Rechteckleiters
L_{RL}	Selbstinduktivität eines Rechteckleiters
L_{res}	Resultierende Induktivität über gesamten Bereich
L_m	Hauptinduktivität
l_w	Länge einer Wicklung
M	Gegeninduktivität
m_{FZ}	Fahrzeugmasse
M_{WR}	Modulationsgrad im Wechselrichter
n	Phasenzahl
N	Windungszahl
n_{Zelle}	Zelleinheiten im DSK-Modul
n_{Fuzzy}	Auszuführende Schritte in Fuzzy-Simulation
n_{gen}	Anzahl der Generationen im GA
n_{pop}	Anfangspopulation in GA
n_{Seg}	Anzahl der Segmente im Stromverlauf der Drosseln
$n_{Seg,1}$	Anzahl der Segmente im Stromverlauf der Drosseln während der Einschaltzeit
$n_{Seg,2}$	Anzahl der Segmente im Stromverlauf der Drosseln während der Ausschaltzeit
$N_{x,fuzzy}$	Anzahl der möglichen Zustände des Parameters x
P_1	Eingangsseitige Leistung des DC/DC-Wandlers
P_{Bat}	Von der Batterie umgesetzte Leistung
$P_{\Delta L_x}$	relative Stromschwankungsbreite in Drossel der Phase x bezogen auf Nennstrom
$P_{BI,MOSFET}$	Bauleistung eines MOSFETs
$P_{BI,MOSFET,ges}$	Bauleistung aller MOSFETs
p_{rep}	Fortpflanzungswahrscheinlichkeit
$P_{V,ges}$	Gesamtverluste
$P_{V,C}$	Durchlassverluste MOSFET
$P_{V,DSK}$	im DSK umgesetzte Verlustleistung
$P_{V,eddy}$	Wirbelstrom-Verlustleistung im Magnetkern
$P_{V,exz}$	Exzess-Verlustleistung im Magnetkern
$P_{V,hyst}$	Hysterese-Verlustleistung im Magnetkern

$P_{V,Kern}$	Verlustleistung im Magnetkern
$P_{V,M}$	Gesamtverluste MOSFET
$P_{V,S}$	Schaltverluste MOSFET
$P_{V,S,ein}$	Einschaltverluste MOSFET
$P_{V,S,aus}$	Ausschaltverluste MOSFET
Q_{Modu}	gespeicherte Ladung im DSK-Modul
R	Regelmatrix
$R_{DS,on}$	Durchlasswiderstand MOSFET
R_L	ohmscher Widerstand der Drossel
R_{Modul}	ohmscher Widerstand eines DSK-Moduls
$R_{Zelle,P}$	ohmscher Parallel-Widerstand im Three-Branch Modell
$R_{Zelle,x}$	ohmscher Widerstand im x-ten Zweig des Three-Branch Modells
$R_{m,ag}$	magnetische Reluktanz des Luftspaltes
$R_{m,eq}$	äquivalente magnetische Reluktanz
$R_{m,L}$	magnetische Reluktanz der Luft
R_{Phase}	ohmscher Widerstand einer Phase im DC/DC-Wandler
R_{uG}	universelle Gaskonstante
R_{Zelle}	ohmscher Widerstand einer DSK-Zelle
S_x	Ansteuersignal von MOSFET x
T	Periodendauer
T_A	Umgebungstemperatur
$T_{Bat,Ende}$	Batterie-Temperatur nach Belastung
$T_{Bat,Start}$	Batterie-Temperatur vor Belastung
T_E	Elektrolyt-Temperatur
t_{fI}	Fallzeit Strom
t_{fU}	Fallzeit Spannung
t_{opt}	optimale Abtastzeit zur Stromregelung
t_{Leq}	äquivalente Abschnittszeit während des Stromanstieges in der Drossel
T_{LZ}	Dauer eines Lastzyklus
T	Periodendauer
$T_{Betrieb}$	Betriebsdauer
$T_{min,AD}$	minimal benötigte Zeit für AD-Wandlung
t_{rI}	Anstiegszeit Strom
t_{rU}	Anstiegszeit Spannung
$T_{Schritt,LZ}$	Simulations-Schrittweite für Lastzyklus
U_1	Primärspannung des DC/DC-Wandlers
U_2	Sekundärspannung des DC/DC-Wandlers
U_{Bat}	Batteriespannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung am MOSFET
$U_{DS,0}$	Referenzwert Drain-Source-Spannung am MOSFET

$U_{F,0}$	Fluss-Spannung der inversen MOSFET-Diode
U_{High}	höhere Spannung im DC/DC-Wandler
U_L	Spannung über Induktivität
U_{Low}	niedrigere Spannung im DC/DC-Wandler
U_{Modul}	Spannung des Doppelschichtkondensatormoduls
u_w	Länge einer Windung
U_{Zelle}	Spannung einer DSK-Zelle
U_{ZK}	Zwischenkreis-Spannung
v	Geschwindigkeit
W	Gewichtsmatrix
w_{Kern}	Kantenlänge des Drosselkerns
x_h	relative Höhe des Drosselkerns
x_l	relative Länge des Drosselkerns
$z_{DSK,P}$	Normierungsfaktor für Parallelschaltung von DSK-Zellen
$z_{DSK,R}$	Normierungsfaktor für Reihenschaltung von DSK-Zellen

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Bedeutung von elektrisch betriebenen Fahrzeugen hat im Laufe der letzten Jahre durch den steigenden Ölpreis und die drohende Klimaveränderung stark zugenommen [1]. Im Bereich der Nutzfahrzeuge, z.B. bei Flurförderzeugen, wird insbesondere in Anwendungsbereichen in geschlossenen Gebäuden schon jetzt standardmäßig auf Elektro-Antriebe zurückgegriffen. Bei Fahrzeugen, die der Personenbeförderung dienen, ist dagegen aufgrund der geringen Reichweite und den gleichzeitig hohen Kosten der auf dem Markt vorhandenen Energiespeicher noch ein hoher technischer Fortschritt in der Energiespeichertechnik zur Marktdurchdringung erforderlich.

In elektrischen Antriebssystemen für Fahrzeuge spielt die Batterie sowohl in Bezug auf die Kosten als auch auf das Gewicht eine entscheidende Rolle. Dadurch besteht eine große Nachfrage nach einer Maximierung der Lebensdauer und nach einer möglichst kleinen Dimensionierung. Zusätzlich ist ein möglichst hoher energetischer Wirkungsgrad des Gesamtsystems entscheidend, um eine möglichst hohe Reichweite zu realisieren. Dadurch können die Nutzungsdauer einer Ladung erhöht und die Energiekosten reduziert werden.

Die Lebensdauer der Batterie hängt von diversen Faktoren ab. Ein Kriterium ist die Belastung und die dadurch hervorgerufene Temperatur-Erhöhung [2, 3]. Je höher die Temperatur ist, desto schneller finden chemische Reaktionen in der Batterie statt, insbesondere auch die für die Batterie schädlichen Vorgänge. In Bleisäureakkumulatoren sorgt dies für Korrosion und Wasserverlust [4, 5]. Eine Aufladung der Batterie mit hohen Strömen, die im Fahrzeug beim Bremsen auftreten, kann zur Reduzierung der aktiven Masse führen [3]. Je nach Aufbau und Typ der Batterie ist der elektrische Wirkungsgrad beim Rekuperieren nicht zufriedenstellend, da ein Teil der elektrisch zurückgespeisten Energie während des Ladevorganges der Batterie in chemischen Prozessen verloren geht [6].

In dieser Arbeit wird untersucht, inwieweit sich mit einem sogenannten Batterie-Stützungssystem (BSS) die oben beschriebenen Systemgrößen optimieren lassen. Ein Batterie-Stützungssystem besteht aus einem DC/DC-Wandler und einem oder mehreren Modulen aus Doppelschichtkondensatoren (DSK). Der DC/DC-Wandler bildet dabei die Schnittstelle zwischen Batterie und Kondensatoren und regelt den Energiefluss. Gleichzeitig wird die ladezustandsabhängige Spannung der Doppelschichtkondensatoren an die Batteriespannung gekoppelt. Das Stützungssystem kann Energie während der Rekuperation aufnehmen oder zusätzlich aus der Batterie nachgeladen werden. In Phasen starker Belastung insbesondere während der Beschleunigung des Fahrzeuges kann dann die zwischengespeicherte Energie wieder zurück ins System gegeben werden, damit nicht die gesamte Leistung der Batterie abgefordert wird. In Abb. 1.1 wird schematisch ein vereinfachter Lastzyklus eines elektrisch

betriebenen Fahrzeuges dargestellt. In a) ist ersichtlich, dass die gesamte Leistung der Batterie abgefordert wird, während in b) die Leistung zwischen Batterie und BSS aufgeteilt wird.

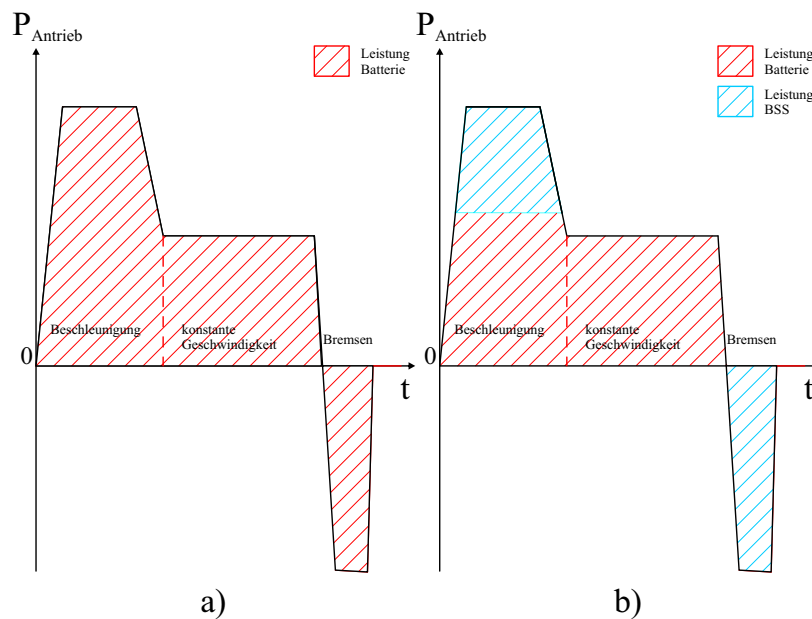


Abb. 1.1: Schematische Darstellung der Leistungsaufteilung in einem vereinfachten Fahrzyklus eines Elektrofahrzeuges a) ohne BSS, b) mit BSS

Da ein BSS immer einen zusätzlichen materiellen Aufwand zum vorhandenen Antriebssystem darstellt, müssen die Verbesserungen, die ein solches System mit sich bringt, die zusätzlichen Kosten und den Bauraum rechtfertigen. Das System muss somit kompakt und kostengünstig sein. Zudem ist ein sehr hoher Wirkungsgrad erforderlich, um einen möglichst großen Teil der zwischengespeicherten Energie wieder ins System zurückgeben zu können.

Ziel dieser Arbeit ist es, mit aktuellen Methoden der Wissenschaft Optimierungs-Verfahren auszuarbeiten, um ein in jeder Hinsicht möglichst kompaktes, günstiges und hocheffizientes Batterie-Stützsystem zu entwerfen und den Einfluss auf das gesamte Antriebssystem und deren Komponenten zu analysieren. Dazu bedarf es sowohl einer hardwaretechnischen Optimierung des Systems als auch der Entwicklung eines intelligenten Powermanagements, das den Energiefluss im System regelt.

Die entwickelten und angewendeten Optimierungs-Verfahren sollen dabei jeweils von allgemeiner Bedeutung und dementsprechend für alle Fahrzeuge mit derselben Antriebskonfiguration einsetzbar sein. Die messtechnischen Verifizierungen der theoretischen Überlegungen und eine beispielhafte Auslegung finden dann jeweils für das in Kap. 2.1 beschriebene Antriebssystem eines Flurförderzeuges statt.

1.2 Abgrenzung und Stand der Technik

In der Literatur gibt es bereits Untersuchungen darüber, inwieweit sich Doppelschichtkondensatoren in Antriebssysteme einbinden lassen. Dazu gehören insbesondere Untersuchungen zu Elektro-Hybridfahrzeugen, also Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor und einer elektrischen Antriebsmaschine [7–10], zu Brennstoffzellenfahrzeugen [11–13] und zu reinen Elektrofahrzeugen, die lediglich mit einem elektrischen Antrieb betrieben werden [14–16].

In [17] wird eine Untersuchung des Zusammenwirkens zwischen Batterie und Doppelschichtkondensator für eine allgemeine Last durchgeführt. In [18] werden verschiedene Anordnungsmöglichkeiten der Energiespeicher in einem Hybridfahrzeug untersucht und verglichen. Die zu untersuchenden Möglichkeiten sind dabei die direkte Parallelschaltung zwischen Batterie und Doppelschichtkondensatoren und die Ankopplung mit zwei bzw. einem DC/DC-Wandler. In [19] wird ein System zur Realisierung in einem Elektro-PKW vorgestellt und analysiert. Dabei wird ein herkömmlicher, nicht optimierter DC/DC-Wandler verwendet.

Optimierungspunkte der oben erwähnten Untersuchungen sind der Energieverbrauch der jeweiligen Energiespeicher und des gesamten speziellen Systems, der z.B. durch geeignete Leistungsaufteilung zwischen den Energiespeichern optimiert wird. Jedoch ist nicht das Gesamtsystem aus DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren, welches aus entsprechender Hardware und einem übergeordneten Powermanagement besteht, Gegenstand der Optimierungen.

Diese Arbeit hingegen befasst sich sowohl mit der Optimierung der einzelnen Komponenten im System als auch mit Methoden, das Gesamtsystem bezüglich Baugröße, Kosten und Effizienz zu optimieren. Dabei werden zunächst allgemeingültige Optimierungsmethoden entwickelt, die dann jeweils auf die Randbedingungen des Flurförderzeug-Antriebes angewendet und getestet werden. Der Schwerpunkt der Untersuchungen liegt dabei auf der Hardware des zu verwendenden DC/DC-Wandlers. Weiterhin werden die Auswirkungen eines solchen Batterie-Stützungssystems auf das Verhalten des Gesamtfahrzeugs detailliert erörtert und mit dem Betrieb ohne Batterie-Stützung verglichen.

Nicht Gegenstand dieser Arbeit dagegen sind Betrachtungen zur Optimierung des herkömmlichen Antriebsstrangs eines Elektrofahrzeuges, bestehend aus Elektromaschine, Wechselrichter und Batterie.

1.3 Inhaltsübersicht

In Kapitel 2 werden zunächst die Randbedingungen des Batterie-Stützungssystems insbesondere mit Bezug auf das Antriebssystem des Flurförderzeuges beschrieben. Dazu wird ein

geeigneter Spannungsbereich der Doppelschichtkondensatoren ausgewählt und darauf basierend die Grundtopologie des DC/DC-Wandlers festgelegt.

In Kapitel 3 wird die Interleaved-Technik allgemein eingeführt und analysiert. Es werden die Optimierungsmöglichkeiten durch diese Technik in Bezug auf die Anwendung des DC/DC-Wandlers ausgearbeitet.

Doppelschichtkondensatoren nehmen als der Energiespeicher im zu entwickelnden Batterie-Stützungssystem eine bedeutende Rolle ein. Deswegen wird in Kapitel 4 detailliert auf die Funktionsweise, die Modellierung und auf die Auslegung dieses Energiespeichers eingegangen.

In den folgenden zwei Kapiteln werden Methoden zur Optimierung der Hardware in mehrphasigen Gleichstromstellern untersucht. Die Induktivitäten stellen in solchen Wandlern ein Kernelement dar. Eine Möglichkeit der Optimierung derselben durch magnetische Kopplung, ein Vergleich zwischen der Anwendung gekoppelter mit diskreten Drosseln, Möglichkeiten zur Reduzierung der Stromschwankungsbreite sowie die Vorgehensweise zur Auslegung einer gekoppelten Induktivität werden in Kapitel 5 beschrieben. Zur Reduzierung der Anzahl an Komponenten und damit der Kosten wird in Kapitel 6 die Minimierung der Anzahl an Stromsensoren untersucht und eine Methode zur Realisierung des sogenannten Current-Sharings mit reduzierter Sensorzahl entwickelt.

Zur Realisierung einer übergeordneten Regelung des Energieflusses im Antriebssystem wird in Kapitel 7 die Entwicklung eines Powermanagements vorgestellt, welches den Sollwert des Stromes für das Batterie-Stützungssystem vorgibt.

In Kapitel 8 wird eine detaillierte Analyse des gesamten in den vorherigen Kapiteln entwickelten Batterie-Stützungssystems und dessen Auswirkungen auf das Antriebssystem durchgeführt. Dazu gehört insbesondere auch die Betrachtung des Wirkungsgrades des DC/DC-Wandlers. Zudem wird ein Vergleich des Betriebes des Antriebssystems mit und ohne Batterie-Stützung durchgeführt.

In Kapitel 9 werden die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und weitere Optimierungspotentiale für die Zukunft dargelegt.

2 Herleitung der Randbedingungen des Systems

In diesem Kapitel wird die Herleitung der Randbedingungen eines zu entwickelnden Batterie-Stützungssystems durchgeführt. Die Randbedingungen werden durch den verwendeten Spannungsbereich der Doppelschichtkondensatoren sowie durch die verwendete Topologie des DC/DC-Wandlers definiert. Da die in Frage kommenden Topologien maßgeblich durch den verwendeten Spannungsbereich beeinflusst werden, wird hier für jeden möglichen nutzbaren Spannungsbereich die geeignetste Topologie ausgewählt und anschließend ein Vergleich für die konkrete Anwendung des Flurförderzeug-Antriebssystems durchgeführt, welches im Folgenden beschrieben wird. Die hier hergeleiteten Randbedingungen sind Grundlage für die in den folgenden Kapiteln durchgeführten Untersuchungen.

2.1 Beschreibung des Antriebssystems

2.1.1 Allgemeine Beschreibung

Das hier betrachtete Antriebssystem besteht allgemein aus einer beliebigen Traktionsbatterie, welche gemäß Abb. 2.1 über einen dreiphasigen Wechselrichter eine Drehstrommaschine speist.

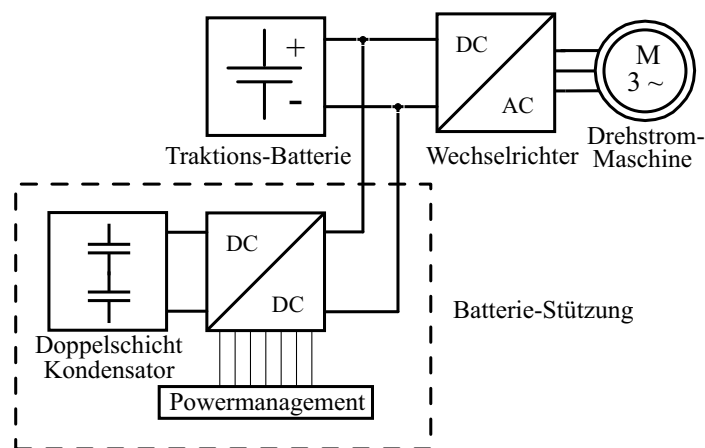


Abb. 2.1: Blockschaltbild des Flurförderzeug-Antriebssystems

Dieses herkömmliche Antriebssystem wird um eine Batterie-Stützung erweitert, die aus DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren besteht. Das BSS dient dazu, die verfügbare Bremsenergie des Fahrzeuges aufzufangen und diese z.B. während einer Beschleunigungsphase wieder zurück ins System zu speisen, um die Batterie zu entlasten.

2.1.2 Antriebssystem des Flurförderzeuges

In dieser Arbeit wird zur beispielhaften Auslegung eines Batterie-Stützungssystems und zur Verifizierung der theoretischen Betrachtungen das folgende Antriebssystem verwendet: Eine Bleisäurebatterie speist über einen Wechselrichter eine 3-phasige Asynchronmaschine. Das Flurförderzeug-Antriebssystem weist eine Nennleistung von $P_N = 5$ kW auf, der Nennstrom beträgt $I_{Bat,N} = 200$ A und die Nennspannung der Batterie $U_{Bat,N} = 25$ V. Die Daten sind in Tab. 2.1 aufgelistet.

Beschreibung	Parameter
Nennleistung P_N [kW]	5
Nennstrom I_N [A]	200
Nennspannung U_N [V]	25
Gewicht bei maximaler Beladung $m_{FZ,max}$ [kg]	3500
Maximale Geschwindigkeit bei maximaler Last v_{max} [km/h]	9,5

Tab. 2.1: Daten des Flurförderzeuges

2.2 Zuordnung zwischen Spannungsbereich der Doppelschichtkondensatoren und Topologie des DC/DC-Wandlers

Eine entscheidende Randbedingung für ein zu entwickelndes Batterie-Stützungssystem ist der genutzte Spannungsbereich des Moduls von U_{Modul} , auf dem die Doppelschichtkondensatoren betrieben werden können [20]. Dabei muss zwischen folgenden Möglichkeiten unterschieden werden, wobei U_{Bat} die Batteriespannung bezeichnet:

- A: $U_{Modul,max} < U_{Bat}$
- B: $U_{Modul,min} < U_{Bat} < U_{Modul,max}$
- C: $U_{Modul,min} > U_{Bat}$

In Fall A befindet sich die DSK-Spannung immer unterhalb der Batteriespannung, in Fall C immer oberhalb der Batteriespannung und in Fall B je nach Ladezustand des DSK sowohl unterhalb als auch oberhalb der Batteriespannung. Je nach genutztem Spannungsbereich ergeben sich die Randbedingungen für den zu verwendenden DC/DC-Wandler.

2.2.1 Auswahl möglicher Topologien und Festlegung der Zuordnung

Die auszuwählenden Topologien müssen jeweils in der Lage sein, Energie bidirektional zu übertragen. Eine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsseite ist hier nicht gefordert, deswegen wird die Verwendung eines nicht isolierenden Wandlers angestrebt.

Die meisten verfügbaren Topologien eignen sich für Fall A und C. Diese können die Spannung in eine Richtung hochsetzen und in die entgegengesetzte Richtung tiefsetzen. In [21,22] befindet sich ein Überblick über solche DC/DC-Wandler-Topologien.

In einigen Anwendungen werden resonant schaltende Wandler eingesetzt, um die Schaltverluste zu reduzieren [23–25]. Aufgrund der auftretenden resonanten Schwingungen steigen in solchen Anwendungen allerdings die Spitzenspannungen und die Spitzenströme. Damit steigen auch die Durchlassverluste. Da in elektrischen Fahrzeugantrieben aber im Allgemeinen durch die verhältnismäßig geringe Spannung bei hoher Leistung sehr hohe Ströme fließen, nehmen die Durchlassverluste dort eine entscheidende Rolle ein. Zudem wird bei resonant schaltenden Wandlern das verlustlose Schalten nur in bestimmten Betriebsbereichen aus Tastgrad und Laststrom erreicht. In dieser Anwendung variiert der Betriebsbereich sehr stark. Sowohl das Übersetzungsverhältnis des Wandlers aufgrund der variierenden DSK-Spannung ändert sich als auch der Strom des Wandlers, der stark vom Fahrzyklus abhängt. Es kann dementsprechend, wie in [25] untersucht worden ist, mit einem resonanten Wandler nicht für den gesamten genutzten Betriebsbereich ein guter Wirkungsgrad erzielt werden.

Aufgrund seiner geringen Anzahl an Bauteilen und der damit verbundenen hohen Effizienz eignet sich für Fall A und B der bidirektionale Hochsetzsteller (HSS) bzw. Tiefsetzsteller (TSS) aus Abb. 2.2 a). Diese Topologie ist auch in der Literatur bei Anwendungen in ähnlichen Systemen am weitesten verbreitet. Es handelt sich dabei vorwiegend um Anwendungen, die Fall A entsprechen [26–29].

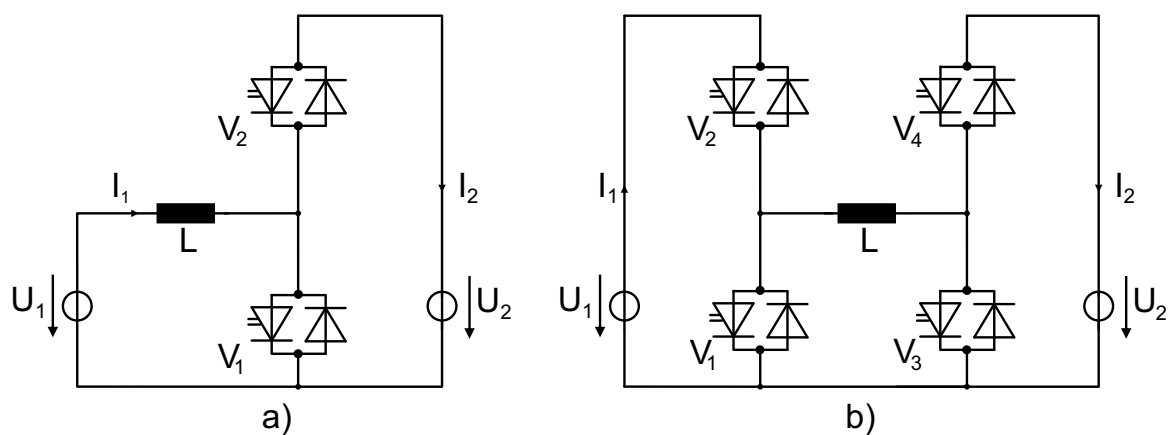


Abb. 2.2: Bidirektionale DC/DC-Wandler Topologien a) Hoch/Tiefsetzsteller, b) Vierquadrantensteller

Für den Einsatz in Fall *B* eignen sich deutlich weniger Topologien, denn diese müssen in der Lage sein, die Spannungen in beide Richtungen sowohl hoch- als auch herunterzusetzen. Zu den bekanntesten Topologien gehören der CuK-Wandler [30], der Sepic-Wandler [31] und der Vierquadrantensteller [32].

Es wurde bereits in einer Untersuchung festgestellt, dass der Vierquadrantensteller aus Abb. 2.2 b) dem Zepic-Wandler und dem CuK-Wandler in der hier vorliegenden Anwendung aufgrund seiner geringen Anzahl an passiven Bauteilen und der damit verbundenen Effizienz vorzuziehen ist [33]. Der Vierquadrantensteller stellt eine nur leicht modifizierte Variante des Hochsetzstellers durch die Ergänzung von zwei weiteren Leistungshalbleitern dar.

Die Funktionsweise eines Hoch-bzw. Tiefsetzstellers wird hier als bekannt vorausgesetzt und wird in den Grundlagenwerken zur Leistungselektronik wie [34] beschrieben. Lediglich der Zusammenhang zwischen den Spannungen und dem Tastgrad wird hier angegeben. Es gilt für beide Topologien (2.1), wobei d den verwendeten Tastgrad bezeichnet und U_2 größer ist als U_1 .

$$U_2 = \frac{1}{1-d} \cdot U_1 \quad (2.1)$$

Die Funktionsweise und die Berechnung der Ausgangsspannung des Vierquadrantenstellers sind identisch, es befindet sich lediglich dauerhaft ein von der Betriebsart abhängiges zusätzliches Ventil im Leitpfad. Für die folgenden Betrachtungen zum Vergleich der verschiedenen Spannungsbereiche werden also für Fall *A* und Fall *C* der bidirektionale Hoch- bzw. Tiefsetzsteller und für Fall *B* der Vierquadrantensteller als Topologie für den DC/DC-Wandler angenommen.

2.3 Vergleich möglicher Spannungsbereiche der Doppelschichtkondensatoren

Im Folgenden wird beispielhaft für das in Kap. 2.1.2 beschriebene Flurförderzeug-Antriebssystem jeweils eine Auslegung der einzelnen Komponenten für die verschiedenen Spannungsbereiche durchgeführt und anschließend die Bereiche bezogen auf den Bauteilaufwand und die Verluste verglichen. Die Vorgehensweise ist dabei allgemeingültig. Zum Vergleich müssen einige Randbedingungen definiert werden, die in Tab. 2.2 aufgelistet sind:

- Die maximal auftretende resultierende Stromschwankungsbreite wird während des gesamten Vergleichs jeweils auf den gleichen Wert beschränkt.
- Die nutzbare Energie im DSK und der energetische Ausnutzungsgrad (vgl. (2.6)) des Moduls sind während des Vergleichs identisch.
- Die Auslegung eines theoretischen DSK-Moduls basiert auf dem Zelltyp BCAP650.

- Die Auslegung eines theoretischen MOSFETs basiert auf dem MOSFET IPB016N06L3 .

Das BSS soll die gesamte freiwerdende Bremsenergie des Fahrzeugs aufnehmen können. Für die Auslegung des DSK-Moduls muss demzufolge die maximal beim Rekuperieren zu erwartende Energie berücksichtigt werden, die gleichzeitig der verfügbaren Energie im nutzbaren Bereich des DSK $E_{Modul,nutzbar}$ entsprechen muss. Diese lässt sich aus der kinetischen Energie des Fahrzeuges bei maximaler Geschwindigkeit und maximalem Fahrzeuggewicht berechnen. Es gilt (2.2).

$$E_{Modul,nutzbar} = \frac{1}{2} \cdot m_{FZ,max} \cdot v_{max}^2 \quad (2.2)$$

Mit den Daten aus Tab. 2.1 ergibt sich eine Energie von ca. 12 *kWs*. Da durch Verluste im mechanischen Teil des Antriebssystems nicht die komplette kinetische Energie zur Verfügung steht, wird hier mit 11 *kWs* ein Wert von ca. 90 % der mechanisch verfügbaren Energie für $E_{Modul,nutzbar}$ angenommen.

Beschreibung	Parameter	Werte
Nutzbare Energie	$E_{Modul,nutzbar}$	11 <i>kWs</i>
Energetischer Ausnutzungsgrad DSK	a_{DSK}	0,5
Zu Grunde gelegte Zellen im DSK	BCAP650	$U_{Zelle,max}=2,7 V$ $C_{Zelle} = 650 F$ $R_{Zelle} = 0,8 m\Omega$
Zu Grunde gelegte MOSFETs	IPB016N06L3	$U_{DS,0}=60 V$ $I_{DS,0} = 180 A$ $R_{DS,on,0} = 1,6 m\Omega$
Maximale Stromschwankungsbreite	$\Delta I_{1,max}$	0,1 I_N

Tab. 2.2: Zu Grunde gelegte Parameter für die Untersuchung des zu verwendenden Spannungsbereiches des DSK

Diese Randbedingungen gelten für den gesamten in diesem Kapitel durchgeführten Vergleich.

Für eine möglichst allgemeine Betrachtung wird der einheitslose Faktor $z_{DSK,R}$ eingeführt. Dieser Faktor gibt die maximal auftretende Modul-Spannung, normiert auf die maximal erlaubte Zellenspannung und somit die Anzahl der im DSK-Modul in Reihe geschalteten Zellen an. Es gilt (2.3).

$$z_{DSK,R} = \frac{U_{Modul,max}}{U_{Zelle,max}} \quad (2.3)$$

Daraus lässt sich, wie in Kapitel 2.3.1 beschrieben wird, jeweils mit der Kenntnis über den energetischen Ausnutzungsgrad a_{DSK} direkt über (2.6) die minimal auftretende DSK-Spannung berechnen.

2.3.1 Doppelschichtkondensator

2.3.1.1 Baugröße

Das DSK-Modul muss in der Lage sein, eine bestimmte vorher festgelegte Energiemenge $E_{Modul,nutzbar}$ innerhalb des verwendeten Spannungsbereiches bereitzustellen bzw. zu speichern. Diese Energie ist abhängig von der Betriebsführung des Batterie-Stützsystems. Soll lediglich die bei der Rekuperation zurückgespeiste Energie aufgenommen werden, so kann $E_{Modul,nutzbar}$ direkt durch die maximal zurückgespeiste Rekuperationsenergie definiert werden. Sollen die Doppelschichtkondensatoren zusätzlich zwecks stärkerer Unterstützung auch aus der Batterie nachgeladen werden können, so muss $E_{Modul,nutzbar}$ dementsprechend erhöht werden.

Die im DSK-Modul gespeicherte Energie E_{Modul} wird gemäß (2.4) berechnet, während die tatsächlich für die Anwendung verfügbare Energie $E_{DSK,nutzbar}$ im genutzten Spannungsbereich durch (2.5) festgelegt ist. Um einen sinnvollen Vergleich zwischen den möglichen Spannungsbereichen durchführen zu können, muss der Grad der energetischen Ausnutzung a_{DSK} , der in (2.6) definiert ist, in jedem Bereich gleich sein. Dabei bezeichnet $E_{Modul,max}$ die insgesamt gespeicherte Energie in einem auf die Spannung $U_{Modul,max}$ geladenen DSK-Modul.

$$E_{Modul} = \frac{1}{2} \cdot C_{Modul} \cdot U_{Modul}^2 \quad (2.4)$$

$$E_{Modul,nutzbar} = \frac{1}{2} \cdot C_{Modul} \cdot (U_{Modul,max}^2 - U_{Modul,min}^2) \quad (2.5)$$

$$a_{DSK} = \frac{E_{Modul,nutzbar}}{E_{Modul,max}} \quad (2.6)$$

Aus den Gleichungen (2.4)-(2.6) folgt (2.7)

$$\frac{U_{Modul,max}}{U_{Modul,min}} = \sqrt{\frac{1}{1 - a_{DSK}}} \quad (2.7)$$

Um die verschiedenen Auslegungen der jeweiligen Spannungsbereiche vergleichen zu können, wird ein theoretisches DSK Modul mit der Kapazität C_{Modul} , der Nennspannung U_{Modul} und dem Serienwiderstand R_{Modul} eingeführt. So kann jeweils ein exakt angepasstes Modul definiert werden, dessen theoretischer äquivalenter Serienwiderstand (ESR) für jede ausgelegte maximale DSK-Spannung und für jede geforderte Kapazität über die Interpolation aus Daten realer Bauteile berechnet werden kann.

Im Folgenden wird der einheitslose Faktor $z_{DSK,P}$ eingeführt. Dieser gibt den Erhöhungsfaktor der verwendeten Zellkapazität bezogen auf die zu Grunde gelegten Basiszellen an. Ein Faktor von 2 bedeutet, dass die Zellen im Vergleich zur Basiszelle die doppelte Kapazität besitzen bzw. immer jeweils zwei Basiszellen im Modul parallel geschaltet werden. So lässt sich die Kapazität eines Moduls gemäß (2.8) angeben. Eine Reihenschaltung, für die der Faktor $z_{DSK,R}$ maßgebend ist, verringert die Modulkapazität aufgrund des antiproportionalen Abfalls der Kapazität bei einer Reihenschaltungen von Kondensatoren, während der Parallelschaltungsfaktor $z_{DSK,P}$ die Modulkapazität als Multiplikator erhöht. Durch Umformung gilt (2.9).

$$C_{Modul} = z_{DSK,P} \cdot \frac{C_{Zelle}}{z_{DSK,R}} \quad (2.8)$$

$$z_{DSK,P} = \frac{C_{Modul} \cdot z_{DSK,R}}{C_{Zelle}} \quad (2.9)$$

Um ein DSK-Modul zu realisieren, wird allgemein eine bestimmte Anzahl von Zelleinheiten n_{Zelle} im Modul benötigt. Eine Zelleinheit besitzt die Zellspannung U_{Zelle} und die Zellkapazität C_{Zelle} . Wird die doppelte Spannung bei gleicher Kapazität der Einzelzellen benötigt, ergeben sich dementsprechend zwei Zelleinheiten, dasselbe gilt für die doppelte benötigte Modulkapazität bei gleicher Spannung. Die Berechnung an benötigten Zelleinheiten erfolgt damit über die Multiplikation der beiden eingeführten Faktoren gemäß (2.10).

$$n_{Zelle} = z_{DSK,R} \cdot z_{DSK,P} \quad (2.10)$$

Mit (2.5) und (2.7) folgt nach dem Einsetzen von (2.3) die Gleichung (2.11).

$$\begin{aligned} C_{Modul} &= \frac{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}{U_{Modul,max}^2 - U_{Modul,min}^2} \\ &= \frac{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}{U_{Modul,max}^2 \cdot a_{DSK}} \\ &= \left(\frac{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}{U_{Zelle,max}^2 \cdot a_{DSK}} \right) \cdot \frac{1}{z_{DSK,R}^2} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Werden nun (2.3) und (2.9) in (2.10) eingesetzt, so folgt mit (2.11) Gleichung (2.12).

$$n_{Zelle} = \frac{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}{U_{Zelle,max}^2 \cdot a_{DSK} \cdot C_{Zelle}} \quad (2.12)$$

Die Anzahl der benötigten Zelleinheiten ist damit unabhängig vom angestrebten Spannungsbereich und wird lediglich durch die Anforderungen an das Modul bzw. die Randbedingungen des verwendeten Zelltyps definiert. Bei der Verwendung von einem hohen Spannungsbereich müssen mehrere Zellen in Reihe geschaltet werden, während bei einem niedrigen Spannungsbereich die Kapazität erhöht werden muss, was einer Parallelschaltung von Zel-

len entspricht. Dieser Zusammenhang kann auch über die Betrachtung der zum Volumen proportionalen gespeicherten Energie im Modul gezeigt werden: Werden in (2.4) die hier hergeleiteten Gleichungen (2.9) und (2.11) eingesetzt, so ergibt sich für $E_{Modul,max}$ die in (2.13) berechnete spannungsunabhängige Konstante.

$$\begin{aligned}
 E_{Modul,max} &= \frac{1}{2} \cdot C_{Modul} \cdot U_{Modul,max}^2 \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}{U_{Zelle,max}^2 \cdot a_{DSK}} \right) \cdot \frac{1}{z_{DSK,R}^2} \cdot U_{Zelle}^2 \cdot z_{DSK,R}^2 \\
 &= \frac{E_{Modul,nutzbar}}{a_{DSK}}
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

Der prognostizierte Modul-ESR R_{Modul} kann mit Hilfe von (2.14) berechnet werden. Diese Gleichung impliziert die Erhöhung des Modul-ESR bei einer Reihenschaltung von mehreren Zellen bzw. die Verringerung bei einer Parallelschaltung.

$$\begin{aligned}
 R_{Modul} &= R_{Zelle} \cdot \frac{z_{DSK,R}}{z_{DSK,P}} \\
 &= R_{Zelle} \cdot \frac{C_{Zelle}}{C_{Modul}} \\
 &= R_{Zelle} \cdot \frac{C_{Zelle} \cdot U_{Zelle,max}^2 \cdot a_{DSK}}{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}} \cdot z_{DSK,R}^2
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Es ist ersichtlich, dass der Serienwiderstand eines DSK-Moduls unter gleichen Randbedingungen quadratisch mit der maximalen Modulspannung steigt, da bei einer höheren Modulspannung der ohmsche Widerstand sowohl durch die Reihenschaltung mehrerer Zellen als auch durch die Reduzierung der Zellkapazität steigt. Dieser Zusammenhang ist für die folgende Verlustberechnung von Interesse.

2.3.1.2 Verluste

Die Verluste des DSK bei Nennleistung berechnen sich nach Einsetzen von (2.13) und (2.14) und mit $I_{DSK} = \frac{P_N}{U_{Modul}}$ gemäß (2.15).

$$\begin{aligned}
 P_{V,DSK} &= R_{Modul} \cdot I_{DSK}^2 \\
 &= R_{Zelle} \cdot \frac{C_{Zelle} \cdot U_{Zelle,max}^2 \cdot a_{DSK}}{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}} \cdot z_{DSK,R}^2 \cdot \left(\frac{P_N}{U_{Modul}} \right)^2 \\
 &= R_{Zelle} \cdot \frac{C_{Zelle} \cdot a_{DSK} \cdot P_N^2}{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Es ist ersichtlich, dass die Verlustleistung konstant ist und nicht von $z_{DSK,R}$ und damit vom gewählten Spannungsbereich abhängt. Dies wird dadurch begründet, dass die DSK-Ströme

sich zwar antiproportional zu $z_{DSK,R}$ verhalten, dafür R_{Modul} aber aufgrund der bei höheren Spannungen reduzierten Zellkapazitäten und der Reihenschaltung von Zellen quadratisch mit $z_{DSK,R}$ steigt. Aufgrund des quadratischen Einflusses des Stromes auf die Verluste bleibt die Verlustleistung damit konstant.

2.3.2 MOSFETs

Um den Aufwand für die verwendeten Transistoren abzuschätzen, wird hier die sogenannte Halbleiter-Bauleistung, die in [35] eingeführt wird, verwendet. Diese gibt durch die Multiplikation von maximaler Sperrspannung und dem benötigten Nennstrom des Halbleiters den zu erwartenden Bauaufwand an, der in etwa linear zu beiden elektrischen Größen verläuft. Mit Hilfe der Halbleiter-Bauleistung kann der Aufwand verschiedener Schaltungen exakt verglichen werden, ohne auf eine ganze Zahl von realen Bauteilen zurückgreifen zu müssen. Weiterhin wird die zu erwartende Verlustleistung in den Halbleitern berechnet.

2.3.2.1 Halbleiter-Bauleistung

Die Auslegung der MOSFETs wird durch die maximale Sperrspannung und den maximalen Strom bestimmt. In dieser Anwendung entspricht für die Fallunterscheidung nach Kap. 2.2 die maximale Sperrspannung in B und C der maximalen DSK-Modulspannung, in A der Batterie-Spannung. Für die MOSFET Auslegung in Niederspannungs- und Hochstrom-Anwendungen spielt der Durchlasswiderstand $r_{DS,on}$ aufgrund der in ihm hervorgerufenen Durchlassverluste eine entscheidende Rolle. Die Abhängigkeit des Durchlasswiderstandes von der maximalen Sperrspannung kann näherungsweise über (2.16) angegeben werden [36]. $U_{DS,max}$ bezeichnet dabei die Durchbruchspannung der MOSFETs.

$$r_{DS,on} \propto U_{DS,max}^{2,5} \quad (2.16)$$

Zudem ist der $r_{DS,on}$ eines MOSFET-Transistors vom maximal zulässigen Effektivwert des Transistorstromes $\tilde{I}_{DS,max}$ abhängig, welcher maßgebend für die Chipfläche des Transistors ist. Hier wird vereinfachend (2.17) angenommen.

$$r_{DS,on} \propto \frac{1}{\tilde{I}_{DS,max}} \quad (2.17)$$

Es gilt demzufolge (2.18), wobei $r_{DS,on,0}$ den für $U_{DS,0}$ und $I_{DS,0}$ angegebenen Serienwiderstand eines Transistors darstellt. Der maximal auftretende Effektivwert des Transistorstromes $\tilde{I}_{DS,max}$ wird in (2.21) bzw. (2.22) berechnet, die Batteriespannung U_{Bat} wird als konstant angenommen.

$$r_{DS,on} = r_{DS,on,0} \cdot \left(\frac{U_{DS,max}}{U_{DS,0}} \right)^{2,5} \cdot \frac{I_{DS,0}}{\tilde{I}_{DS,max}} \quad (2.18)$$

Der maximal geschaltete Strom $I_{DS,max}$, der zeitweise durch die Transistoren fließt, hängt von der Spannung über dem DSK-Modul und dem daraus folgenden Tastgrad ab. Ist die DSK-Spannung höher als die Batteriespannung, so gilt (2.19). Ist die minimale DSK-Spannung niedriger als die Batteriespannung, so gilt (2.20) (vgl. Abb. 2.2).

$$I_{DS,max}(Fall C) = \frac{P_N}{U_{Bat}} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} I_{DS,max}(Fall A,B) &= \frac{P_N}{U_{Bat}} \cdot \frac{U_{Bat}}{U_{Modul,min}} \\ &= \frac{P_N}{U_{Modul,min}} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Es wird vorausgesetzt, dass synchrones Gleichrichten aktiviert ist. Somit besitzen die Ventile im Rückwärtsleitbetrieb zu jeder Zeit dieselben Durchlassverluste wie im Vorwärtsleitbetrieb. Es ergibt sich allerdings ein Effektivwert des Stromes $\tilde{I}_{DS,max}$, der von der DSK-Spannung und damit über (2.1) vom Tastgrad abhängig ist und in (2.21) für das geschaltete Ventil bzw. in (2.22) für das als Freilaufdiode wirkende Ventil berechnet wird.

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{DS,max}(M) &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_{DS,max}^2 \cdot d \cdot T} \\ &= I_{DS,max} \cdot \sqrt{d} \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{DS,max}(D) &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_{DS,max}^2 \cdot (1-d) \cdot T} \\ &= I_{DS,max} \cdot \sqrt{1-d} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Aufgrund des bidirektionalen Betriebes müssen beide Ventile im Hochsetzsteller und im Tiefsetzsteller auf den maximalen Strom ausgelegt werden, also auf den jeweils höheren Strom aus $\tilde{I}_{DS,max}(M)$ und $\tilde{I}_{DS,max}(D)$. Beim Vierquadrantensteller müssen zwei Ventile wie oben beschrieben ausgelegt werden, die anderen beiden Ventile müssen auf den vollen geschalteten Strom $I_{DS,max}$ ausgelegt werden, da sie in bestimmten Betriebsarten dauerhaft eingeschaltet sind. Die benötigte Bauleistung $P_{Bl,MOSFET}$ pro MOSFET lässt sich über (2.23) berechnen [35].

$$P_{Bl,MOSFET} = U_{DS,max} \cdot \begin{cases} \tilde{I}_{DS,max}, & \text{falls Ventil geschaltet} \\ I_{DS,max}, & \text{falls Ventil dauerhaft leitend} \end{cases} \quad (2.23)$$

In Tab. 2.3 ist die Zuordnung zwischen den Ventilen und dem auszulegenden Strom in Abhängigkeit vom Spannungsbereich aufgelistet.

In Abb. 2.3 ist die Bauleistung aller MOSFETs $P_{Bl,MOSFET,ges}$ in Abhängigkeit vom Span-

Spannungsbereich	A	B	C
Gesamtzahl MOSFETs	2	4	2
Anzahl MOSFETs ausgelegt auf $\tilde{I}_{DS,max}$	2	2	2
Anzahl MOSFETs ausgelegt auf $I_{DS,max}$	0	2	0

Tab. 2.3: Betrachtung der benötigten MOSFETs für verschiedene Spannungsbereiche

nungsbereich für das konkrete Beispiel des Flurförderfahrzeug-Antriebssystems mit den Komponenten aus Tab. 2.2 dargestellt. Dabei definiert $z_{DSK,R}$ mit dem Ausnutzungsgrad a_{DSK} den genutzten Spannungsbereich und darüber den möglichen Bereich des Tastgrades, der den maximal auftretenden Strom in den Halbleitern beeinflusst. Es wird dabei angenommen, dass die Batteriespannung durch das BSS konstant auf 24 V gehalten wird.

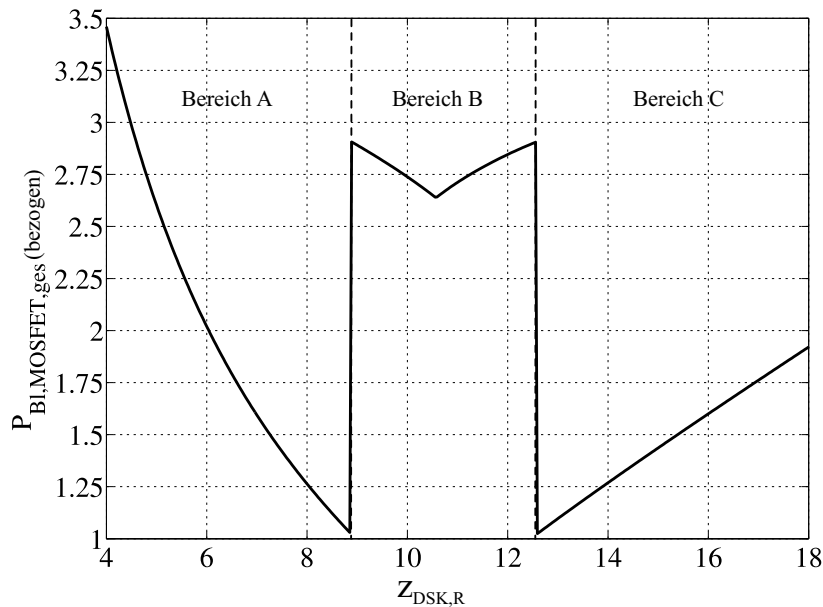


Abb. 2.3: Vergleich der berechneten erforderlichen Mindest-Bauleistung aller MOSFETs im System in Abhängigkeit vom genutzten Spannungsbereich bezogen auf die minimal auftretende Bauleistung ($U_{Bat} = 8,89 \cdot z_{DSK,R}$, Schaltungstopologie in Bereich A und C: bidirektionaler Tief/Hochsetzsteller, in Bereich B: Vierquadrantensteller)

Die Bauleistung weist jeweils Minima auf, wenn die höchste Spannung in Fall A oder die niedrigste Spannung in Fall C der Batteriespannung entspricht. Ein signifikanter Sprung der Bauleistung entsteht an den Grenzen zu Bereich B. Dort steigt die Bauleistung stark an, da in dem Bereich die doppelte Anzahl an MOSFETs verwendet werden muss. Für sehr hohe Spannungsbereiche steigt die Bauleistung aufgrund der höheren zu sperrenden Spannung an, für sehr niedrige Werte aufgrund des hohen zu tragenden Stromes. Das lokale Minimum in der Mitte von B tritt tastgradbedingt dann auf, wenn die Batteriespannung genau zwischen $U_{DSK,min}$ und $U_{DSK,max}$ liegt.

2.3.2.2 Verluste

Die Schaltverluste $P_{V,S}$ lassen sich vereinfacht gemäß (2.24) berechnen, wobei $t_{r,I}$, $t_{r,U}$, $t_{f,I}$ und $t_{f,U}$ die Fall- bzw. Steigzeiten von Strom und Spannung darstellen, f_T die Taktfrequenz. Der Reverse-Recovery-Strom wird hier vernachlässigt, da davon ausgegangen wird, dass synchrones Gleichrichten bei minimaler Totzeit aktiviert ist, zudem wird die dem geschalteten Gleichstrom überlagerte Stromschwankungsbreite vernachlässigt.

Die Durchlassverluste eines MOSFETs $P_{V,C}$ werden gemäß (2.25) berechnet [37]. Dabei muss beachtet werden, dass für Fall *B* zwei MOSFETs im Leitpfad liegen. Für die Gesamtverluste eines Transistors gilt (2.26).

$$P_{V,S} = \frac{1}{2} \cdot f_T \cdot U_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_{r,I} + t_{f,U} + t_{r,U} + t_{f,I}) \quad (2.24)$$

$$P_{V,C} = R_{DS,on} \cdot I_{DS}^2 \quad (2.25)$$

$$P_{V,M} = P_{V,C} + P_{V,S} \quad (2.26)$$

Die Verluste der MOSFETs sind in Abb. 2.4 dargestellt.

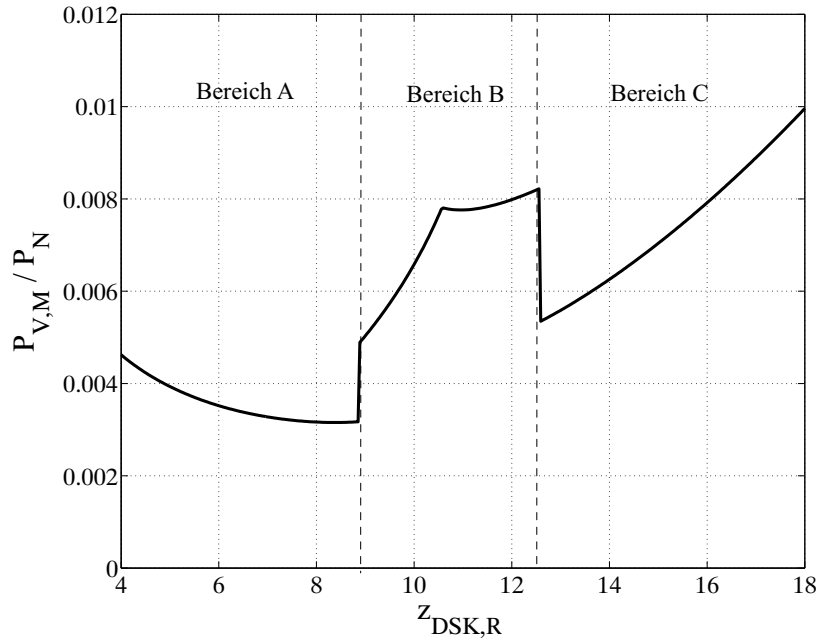


Abb. 2.4: Vergleich der berechneten maximal auftretenden Verlustleistung in den MOSFETs in Abhängigkeit vom genutzten Spannungsbereich ($U_{Bat} = 8,89 \cdot z_{DSK,R}$, Schaltungstopologie in Bereich *A* und *C*: bidirektionaler Tief/Hochsetzsteller, in Bereich *B*: Vierquadrantensteller, $P_1 = P_N$, $t_{r,I} = t_{r,U} = t_{f,I} = t_{f,U} = 150 \text{ ns}$, $f_T = 16 \text{ kHz}$)

Es wird gezeigt, dass die Verluste in *B* deutlich größer sind als in *A*. Dies ist offensichtlich, da für *B* zusätzliche Transistoren benötigt werden. Für hohe Spannungen in *C* steigen die Verluste aufgrund des exponentiellen Anstiegs des Serienwiderstandes mit der Spannung, bei niedrigen Spannungen verursachen die ansteigenden Ströme die hohen Verluste. Der

Verlauf innerhalb des mittleren Spannungsbereiches wird durch die Änderung des Tastgrades und der damit verbundenen Änderung der effektiven Ströme in den Transistoren begründet (vgl. (2.21) und (2.22)).

2.3.3 Induktivität

2.3.3.1 Baugröße

Das Volumen der Drossel kann über die maximal zu speichernde Energie abgeschätzt werden [38]. Die gespeicherte Energie einer Drossel wird gemäß (2.27) berechnet.

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L,max}^2 \quad (2.27)$$

Das Volumen der Induktivität wird somit durch die maximal tolerierte Stromschwankungsbreite, die sich in L widerspiegelt und den maximal fließenden Strom definiert.

Aus den grundlegenden Gleichungen für die Stromschwankungsbreite in einem Hoch- bzw. Tiefsetzsteller können die entsprechenden Berechnungen für die Induktivitäten hergeleitet werden [34]. Soll die benötigte Induktivität für einen bestimmten Betriebspunkt bei gegebener Stromschwankungsbreite berechnet werden, so lässt sich dafür (2.28) herleiten und anwenden. Dabei stellt U_{High} jeweils die höhere Spannung, U_{Low} die niedrigere Spannung im Wandler dar.

$$L = \frac{(1 - \frac{U_{Low}}{U_{High}}) \cdot U_{Low}}{f_T \cdot \Delta I_{L,max}} \quad (2.28)$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen können nun für die verschiedenen Spannungsbereiche die benötigten Induktivitäten berechnet werden, so dass in keinem Betriebspunkt die erlaubte Stromschwankungsbreite überschritten wird. Für Fall *C* muss für die Berechnung der Betriebspunkt mit maximal auftretender DSK-Spannung herangezogen werden, da dort die maximale Schwankungsbreite auftritt. Für Fall *A* muss entsprechend der Betriebspunkt bei minimal auftretender DSK-Spannung gewählt werden. In Fall *B* muss eine Fallunterscheidung beachtet werden. Es folgt für Fall *A* (2.29) und für Fall *C* entsprechend (2.30). Für Fall *B* gilt (2.31).

$$L_A = \frac{(U_{Bat} - \frac{U_{DSK,min}^2}{U_{Bat}})}{f_T \cdot \Delta I_{L,max}} \quad (2.29)$$

$$L_C = \frac{(1 - \frac{U_{Bat}}{U_{DSK,max}}) \cdot U_{Bat}}{f_T \cdot \Delta I_{L,max}} \quad (2.30)$$

$$L_B = \begin{cases} L_A, & \text{falls } (U_{Bat} - U_{DSK,min}) > (U_{DSK,max} - U_{Bat}) \\ L_C, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.31)$$

Die Werte für die maximalen Ströme lassen sich jeweils mit Hilfe der minimalen Spannungen und der maximal zu übertragenden Leistung P_N berechnen. Die Berechnung entspricht der von $I_{DS,max}$ in (2.19) und (2.20). Bei der Berechnung der Ströme durch die Drossel wird angenommen, dass ein ideal geglätteter Gleichstrom vorliegt.

Die gemäß (2.27) berechnete zu speichernde Energie in der Drossel in Abhängigkeit vom genutzten Spannungsbereich befindet sich in Abb. 2.5.

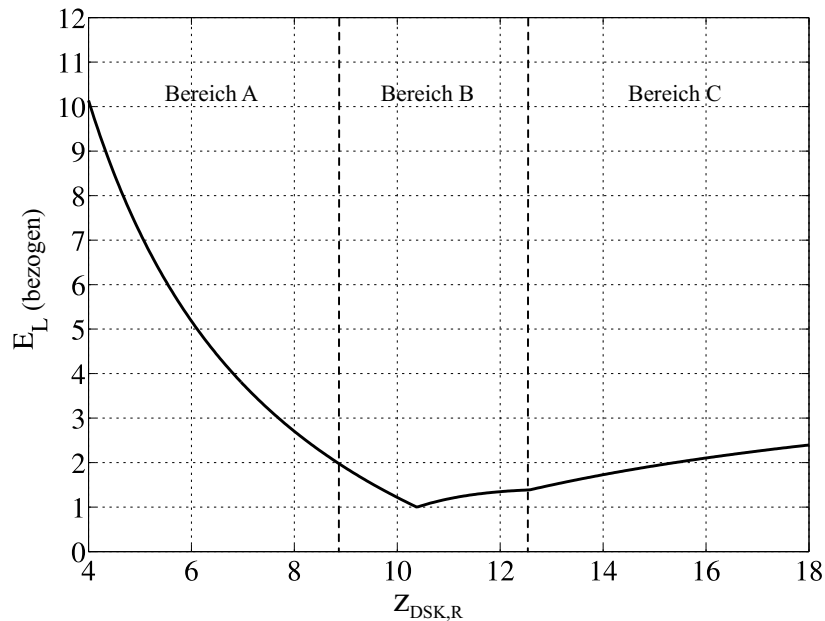


Abb. 2.5: Vergleich der berechneten maximal gespeicherten Energie E_L in der Drossel in Abhängigkeit vom genutzten Spannungsbereich bezogen auf das auftretende Minimum ($U_{Bat} = 8,89 \cdot z_{DSK,R}$, Schaltungstopologie in Bereich A und C: bidirektionaler Tief/Hochsetzsteller, in Bereich B: Vierquadrantensteller, $P_1 = P_N$)

Es ist ersichtlich, dass das Drosselvolumen minimal wird, wenn die Batteriespannung genau zwischen $U_{DSK,min}$ und $U_{DSK,max}$ liegt, also Bereich B gewählt wird. Dort ist die benötigte Induktivität am geringsten. Bei niedrigen Spannungen steigt die zu speichernde Energie aufgrund des in die Energie-Berechnung quadratisch eingehenden Stromes stark an. Bei hohen Spannungen steigt die Energie leicht an, da die dort benötigte Induktivität höher ist. Der maximale Drosselstrom bleibt in C konstant.

2.3.3.2 Verluste

Entscheidend für die Verluste in der Drossel ist der ohmsche Serienwiderstand R_L . Vereinfachend soll hier angenommen werden, dass für jeden Spannungsbereich dasselbe verlustfreie Kernmaterial mit derselben Geometrie und derselben Permeabilität eingesetzt wird. Die Induktivität wird durch die Anzahl der Windungen eingestellt. Der Querschnitt der jeweiligen Windungen wird durch den zu tragenden Strom definiert. Als Vergleichsbedingung wird jeweils eine identische Stromdichte in den verschiedenen Windungen vorgegeben.

Für die Berechnung von R_L kann (2.32) hergeleitet werden, wobei l_w die Länge der Wicklung, ρ_{Cu} den spezifischen Widerstand von Kupfer, A_{Cu} die Querschnittsfläche der Wicklung, u_w den Umfang einer Windung, A_L den A_L -Wert des Kerns und $J_{L,max}$ die maximal erlaubte Stromdichte in der Wicklung bezeichnet. Weiterhin gilt $L = N^2 \cdot A_L$ [39].

$$\begin{aligned}
 R_L &= \frac{\rho_{Cu} \cdot l_w}{A_{Cu}} \\
 &= \frac{\rho_{Cu} \cdot N \cdot u_w}{\frac{\tilde{I}_{L,max}}{J_{L,max}}} \\
 &= \frac{\rho_{Cu} \cdot \sqrt{\frac{L}{A_L}} \cdot u_w \cdot J_{L,max}}{\tilde{I}_{L,max}}
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

Die Drosselverluste berechnen sich gemäß (2.33). Dabei wird ein verlustfreies Kernmaterial angenommen und es werden dementsprechend die Wechselstromverluste vernachlässigt. Da die maximale Stromschwankungsbreite unabhängig vom Spannungsbereich als identisch vorgegeben wurde, wären auch bei einem verlustbehafteten Kern annähernd gleiche Verluste zu erwarten.

$$P_{V,L} = R_L \cdot I_L^2 \tag{2.33}$$

Die erlaubte Stromdichte in Drosseln beträgt 2-5 $\frac{A}{mm^2}$ [40]. Der Querschnitt wird nach dem im Mittel über einen längeren Zeitraum fließenden Strom durch den Wandler ausgelegt. Dieser wird mit Hilfe der im weiteren Verlauf der Arbeit vorgestellten Lastprofile des Fahrzeuges und den daraus folgenden Energieflüssen im BSS zu einem Drittel des Nennstromes abgeschätzt und eine Dichte von $J_{L,max} = 5 A/mm^2$ angenommen. Die berechneten Verluste in der Drossel für einen variierenden Spannungsbereich sind in Abb. 2.6 ersichtlich.

Die Verluste sind aufgrund der sehr geringen benötigten Induktivität und der damit verbundenen niedrigen Windungszahl im mittleren Spannungsbereich minimal. Im unteren Spannungsbereich steigen die Verluste aufgrund der hohen Ströme und deren quadratischen Einflusses auf die Verluste stark an, im oberen Spannungsbereich findet eine geringe Steigung aufgrund der ansteigenden Induktivität statt.

2.3.4 Verluste des Gesamtsystems

Die Gesamtverluste werden gemäß (2.34) berechnet.

$$P_{V,ges} = P_{V,DSK} + P_{V,L} + \sum P_{V,M} \tag{2.34}$$

Eine Darstellung der Gesamtverluste befindet sich in Abb. 2.7.

Es kann berechnet werden, dass die Summe aller Verluste ihr Minimum für einen Spannungsbereich aufweist, dessen minimal auftretende Spannung gerade oberhalb der Batterie-

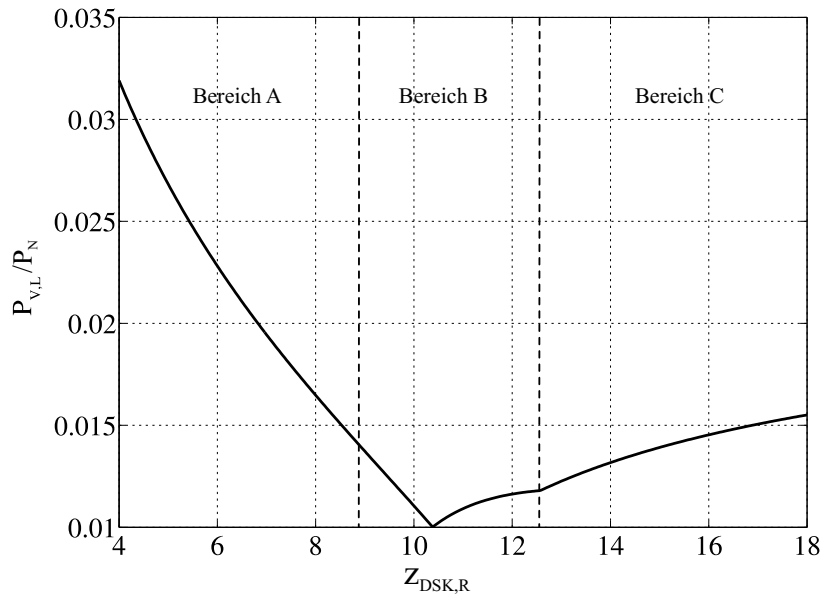


Abb. 2.6: Vergleich der berechneten maximal auftretenden Verlustleistung in der Drossel in Abhängigkeit vom genutzten Spannungsbereich ($U_{Bat} = 8,89 \cdot z_{DSK,R}$, Schaltungstopologie in Bereich A und C: bidirektionaler Tief/Hochsetzsteller, in Bereich B: Vierquadrantensteller, $P_1 = P_N$, $J_{L,max} = 5 A/mm^2$, $A_L = 62,5 nH/N^2$)

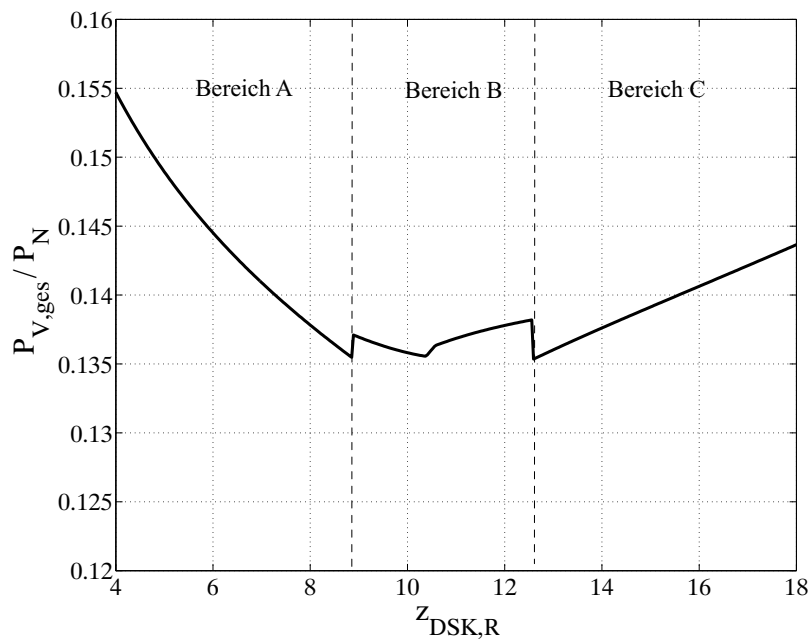


Abb. 2.7: Vergleich der maximal auftretenden Gesamtverluste im Stützsystem in Abhängigkeit vom genutzten Spannungsbereich ($U_{Bat} = 8,89 \cdot z_{DSK,R}$, Schaltungstopologie in Bereich A und C: bidirektionaler Tief/Hochsetzsteller, in Bereich B: Vierquadrantensteller, $P_1 = P_N$, $t_{r,I} = t_{r,U} = t_{f,I} = t_{f,U} = 150 ns$, $f_T = 16 kHz$, $J_{L,max} = 5 A/mm^2$, $A_L = 62,5 nH/N^2$)

spannung liegt, was Fall C entspricht. Aufgrund der hohen Ströme in den Komponenten sind die Verluste bei niedriger Spannung sehr hoch, aufgrund der zusätzlichen Halbleiter beim mittleren Spannungsbereich. Bei sehr hohen Spannungen steigen die Verluste aufgrund der höheren Durchlasswiderstände und der benötigten Induktivität.

2.3.5 Bewertung und Auswahl des Bereiches

Es wurde festgestellt, dass sowohl die Größe als auch die Verluste des auszulegenden DSK-Moduls unabhängig vom gewählten Spannungsbereich sind. Der Vergleich der verschiedenen Spannungsbereiche hat zudem gezeigt, dass bei Wahl des Bereiches *B* zwar die kleinste Drossel möglich ist, jedoch ein deutlich größerer Halbleiteraufwand notwendig ist als bei *A* und *C*. Derselbe Zusammenhang zeigt sich bei der Verlustbetrachtung der Halbleiter. Die Verluste in Drossel und MOSFETs steigen in *A* bei sinkender maximaler Spannung aufgrund der hohen Ströme sehr stark an. In *C* ist bei der Drossel in Richtung steigender Spannung lediglich ein schwacher Anstieg zu beobachten, bei den MOSFETs aufgrund der exponentiellen Erhöhung des Widerstandes ein relativ starker.

Es wird festgestellt, dass bei der Wahl von *A* oder *C* ein Spannungsbereich direkt unterhalb bzw. oberhalb der Batteriespannung angestrebt werden muss, da dieser sowohl in Bezug auf die Bauleistung bzw. das Volumen der Bauteile als auch in Bezug auf die Verluste ein Optimum darstellt.

Aufgrund der niedrigsten auftretenden Verluste wird für das Batterie-Stützungssystem für das Flurförderzeug-Antriebssystem Bereich *C* gewählt und ein Spannungsbereich direkt oberhalb der Batteriespannung angestrebt. In diesem Betriebspunkt besitzt auch die Halbleiter-Bauleistung ein Minimum, die Bauleistung der Drossel liegt in der Nähe des Minimums. Allerdings muss ein ausreichender Abstand zwischen U_{Bat} und $U_{DSK,min}$ eingehalten werden, um später einen problemlosen Betrieb zu gewährleisten. Folglich befindet sich die DSK-Spannung immer oberhalb der Batteriespannung und als Topologie wird der bidirektionale Hochsetzsteller wie in Abb. 2.2 a) gewählt. Mit den in Tab. 2.2 angegebenen Parametern und den Feststellungen aus diesem Kapitel folgt $U_{DSK,min}=25,5V$ und $U_{DSK,max}=36V$, was bei einer Batteriespannung von $24V$ den Tastgrad-Begrenzungen $d_{min,HSS}=0,06$ und $d_{max,HSS}=0,33$ bzw. $d_{min,TSS}=0,67$ und $d_{max,TSS}=0,94$ entspricht.

2.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Randbedingungen für das zu entwickelnde Batterie-Stützungssystem hergeleitet, welche im weiteren Verlauf der Arbeit als gegeben vorausgesetzt werden. Dazu wurde zunächst untersucht, welcher Spannungsbereich der Doppelschichtkondensatoren sich im Hinblick auf Wirkungsgrad und Baugröße am geeignetsten für diese Anwendung erweist. Es wurde aufgrund der Vergleichsergebnisse ein Spannungsbereich oberhalb der Batteriespannung ausgewählt.

Passend zum ausgewählten Spannungsbereich wurde die Topologie des DC/DC-Wandlers festgelegt. Es hat sich herausgestellt, dass ein bidirektionaler Hochsetzsteller die optimale

Topologie darstellt. Diese ist Grundlage für die in dieser Arbeit durchgeführten Optimierungsmethoden.

3 Anwendung der Interleaved-Technik zur Optimierung von DC/DC-Wandlern

Aufgrund der im letzten Kapitel durchgeführten Untersuchungen steht der bidirektionale Hochsetzsteller, welcher gleichzeitig als bidirektionaler Tiefsetzsteller bezeichnet werden kann, als zu verwendende Topologie fest. Um eine möglichst hohe Effizienz und ein geringes Volumen zu erreichen, wird hier die Anwendung der Interleaved-Technik untersucht, die bereits in diversen Veröffentlichungen beschrieben worden ist. Interleaved Wandler bestehen aus n parallel geschalteten identischen Topologien, dessen Pulsweiten-Modulation (PWM) um $360^\circ/n$ gegeneinander verschoben ist. Die Topologie eines n -phasigen Interleaved-Wandlers als bidirektionaler Hochsetzsteller ist in Abb. 3.1 ersichtlich.

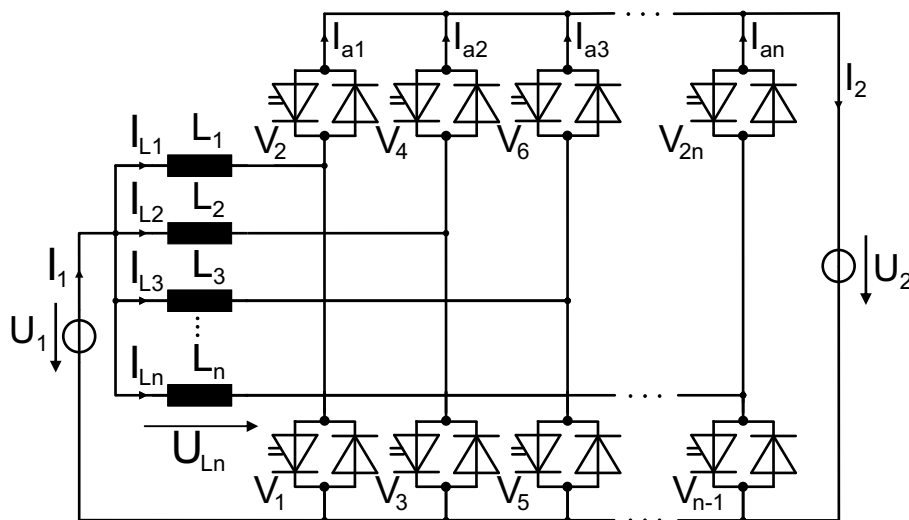


Abb. 3.1: Topologie eines bidirektionalen n -phasigen Interleaved-Hochsetzstellers

Abb. 3.2 zeigt die Ansteuersignale S_x und die daraus resultierenden Stromverläufe und Phasenspannungen beispielhaft für einen dreiphasigen Wandler.

Die Anwendung der Interleaved-Technik besitzt diverse Vorteile, welche in diesem Kapitel erörtert werden.

3.1 Stand der Technik

Die Interleaved-Technik wurde bereits von diversen Autoren vorgestellt und angewendet [28, 41–46].

In [41] wird ein 12-phasiger Interleaved-Wandler beschrieben, der mit diskontinuierlichem Stromfluss betrieben wird. Durch die Anwendung der Interleaved-Technik kann trotz dieser Betriebsart die Schwankungsbreite am Ausgang gering gehalten werden.

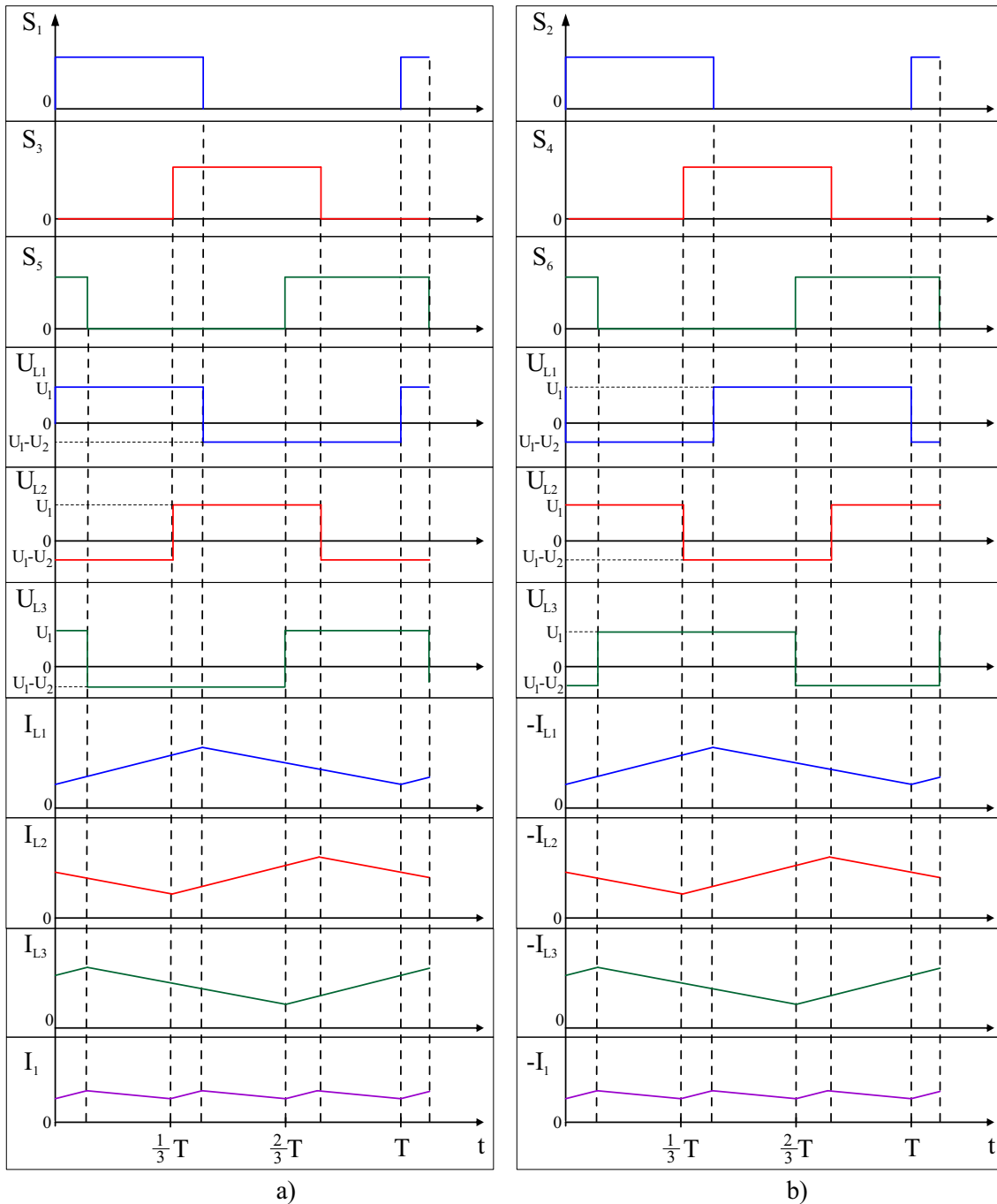


Abb. 3.2: Zeitverläufe der Ansteuersignale, der Ströme und der Spannungen eines Interleaved-Hochsetzstellers nach Abb. 3.1 beispielhaft für den kontinuierlichen dreiphasigen Betrieb a) im HSS-Betrieb, b) im TSS-Betrieb

In [42] wird die Interleaved-Technik zur Realisierung eines zweiphasigen Wandlers genutzt, um die Baugröße der Drossel durch den Einsatz einer gekoppelten Induktivität zu reduzieren.

Zur Reduzierung der Wechselstrombelastung einer Brennstoffzelle wird die Interleaved-Technik in [45] zur Parallelschaltung zweier stromgespeicher Vollbrückenwandler eingesetzt. Durch die phasenversetzte Taktung kann die Stromschwankungsbreite in der Brennstoffzelle

stark reduziert werden, während gleichzeitig das Kernvolumen der Transformatoren reduziert wird. Ebenfalls zur Transformierung der Spannung einer Brennstoffzelle auf ein höheres Niveau wird in [46] die Interleaved-Technik angewendet. Hier wird ein Hochsetzsteller bestehend aus zwei Phasen entwickelt, deren Ströme jeweils auf zwei Transistoren aufgeteilt werden, um die am Ausgang wirkende Frequenz weiter zu erhöhen und damit die Filtergröße zu reduzieren.

In dieser Arbeit werden die verschiedenen Vorteile der Interleaved-Technik allgemein für n -phasige Wandler untersucht, um es dem Leser zu ermöglichen, abhängig vom verwendeten Betriebsbereich eine bestimmte Phasenzahl auswählen zu können. Im Gegensatz zu vorhandenen Veröffentlichungen wird hier auch der Einfluss der Interleaved-Technik auf die Reduzierung des Effektivwertes des Stromes auf der Ausgangsseite und auf die Schaltverluste allgemein für n -phasige Wandler untersucht.

3.2 Betrachtung der Stromschwankungsbreite im drosselseitigen Strom

Ein entscheidender Vorteil der Interleaved-Technik ist durch die Reduzierung der Stromschwankungsbreite durch die Überlagerung mehrerer Ströme gegeben. Durch die Reduzierung der Stromschwankungsbreite kann die Wechselstrom-Belastung der an den Wandler angeschlossenen Komponenten wie z.B. Kondensatoren und Batterien reduziert werden. Im folgenden werden die Auswirkungen verschiedener Betriebsparameter auf die Reduzierung der Stromschwankungsbreite in einem n -phasigen Wandler analysiert.

Durch die phasenversetzte Ansteuerung der Transistoren in einem Interleaved-Wandler resultiert auch ein Phasenversatz in den Stromverläufen. Es werden die Ströme der einzelnen Phasen überlagert und es folgt eine deutlich geringere resultierende Stromschwankungsbreite am Knotenpunkt der Drosseln.

Im Folgenden wird der kontinuierliche, also der nichtlückende Betrieb, betrachtet. Für den lückenden Betrieb ist die Reduzierung der Schwankungsbreite etwas abgeschwächt, da sich im Lückbetrieb die Schwankungsbreiten nicht komplett gegenseitig auslöschen können.

Für die Betrachtung der Stromschwankungsbreite im Wandler in Abhängigkeit vom Tastverhältnis d muss zwischen HSS- und TSS-Betrieb unterschieden werden. In einem Tiefsetzsteller wird die Stromschwankungsbreite ΔI_{Lx} in einer Phase in Abhängigkeit vom Tastverhältnis d gemäß (3.1) berechnet, in einem Hochsetzsteller entsprechend über (3.2) [47].

$$\Delta I_{Lx,TSS} = \frac{U_1 \cdot (d - d^2)}{L \cdot f_T} \quad (3.1)$$

$$\Delta I_{Lx,HSS} = \frac{d \cdot U_1}{L \cdot f_T} \quad (3.2)$$

Für eine verschiedene Anzahl an Phasen n ergibt sich durch Überlagerung der einzelnen Ströme eine resultierende Stromschwankungsbreite ΔI_1 am Knotenpunkt der Drosseln (vgl. Abb. 3.1). Für die resultierende Stromschwankungsbreite können Gleichung (3.3) für den HSS-Betrieb und Gleichung (3.4) für den TSS-Betrieb hergeleitet werden. Dabei bezeichnet d das Tastverhältnis, n die Anzahl der Phasen des Wandlers und i den betrachteten Sektor.

Zur Berechnung der Stromschwankungsbreite in einem n -phasigen Wandler wird der Duty-Cycle Bereich in n gleich große Abschnitte aufgeteilt, d.h. für $n=2$ wären die Abschnitte jeweils die Bereiche $d < 0,5$ ($i=1$) und $d > 0,5$ ($i=2$). Die Herleitung der Gleichungen befindet sich im Anhang.

Für $n=1,2,3$ sind die Berechnungen beispielhaft in Tab. 3.1 dargestellt.

$$\Delta I_{1,HSS} = \frac{U_1 \cdot \left(d - \frac{i-1}{n}\right) \cdot \left[i - (n-i) \cdot \left(\frac{1}{1-d} - 1\right)\right]}{L \cdot f_T} \quad (3.3)$$

$$\Delta I_{1,TSS} = \frac{U_2 \cdot \left(d - \frac{i-1}{n}\right) \cdot (i - d \cdot n)}{L \cdot f_T} \quad (3.4)$$

i \ n	1		2		3	
	Bereich	ΔI_1	Bereich	ΔI_1	Bereich	ΔI_1
1	$0 \leq d \leq 1$	$\frac{U_1 \cdot (d-d^2)}{L \cdot f_T}$	$0 \leq d \leq \frac{1}{2}$	$\frac{U_1 \cdot (2d - \frac{d}{1-d})}{L \cdot f_T}$	$0 \leq d \leq \frac{1}{3}$	$\frac{U_1 \cdot (3d - \frac{2d}{1-d})}{L \cdot f_T}$
2	-	-	$\frac{1}{2} \leq d \leq 1$	$\frac{2U_1 \cdot (d - \frac{1}{2})}{L \cdot f_T}$	$\frac{1}{3} \leq d \leq \frac{2}{3}$	$\frac{U_1 \cdot (3d - 1 - \frac{d}{1-d} + \frac{1}{3 \cdot (1-d)})}{L \cdot f_T}$
3	-	-	-	-	$\frac{2}{3} \leq d \leq 1$	$\frac{3U_1 \cdot (d - \frac{2}{3})}{L \cdot f_T}$

Tab. 3.1: Berechnung der resultierenden Stromschwankungsbreiten ΔI_1 für $n=1,2,3$ im kontinuierlichen Betrieb

In Abb. 3.3 ist die resultierende Stromschwankungsbreite für verschiedene Phasenzahlen $n=1-4$ in a) für den TSS-Betrieb und in b) für den HSS-Betrieb dargestellt. Die Phaseninduktivitäten L_x besitzen dabei unabhängig von n den gleichen Wert. Während bei den Verläufen in Abb. 3.3 die Eingangsspannung U_1 konstant gehalten wird und U_2 durch das Tastverhältnis eingestellt wird, stellt Abb. 3.4 den umgekehrten Fall dar. Die Kurven für $n=1$ repräsentieren dabei den Verlauf für einen herkömmlichen Tiefsetzsteller bzw. Hochsetzsteller.

Es ist ersichtlich, dass durch eine Erhöhung der Phasenzahl bei gleichbleibenden Induktivitätswerten die Stromschwankungsbreite fast über den gesamten Betriebsbereich deutlich verkleinert werden kann. Lediglich für $d=1$ ist die Stromschwankungsbreite für alle Phasen gleich. Zudem tritt aufgrund der Überlagerung der Ströme pro zusätzlicher Phase ein weiterer Betriebspunkt auf, an dem die Stromschwankungsbreite vollständig ausgelöscht wird. Für diese Betriebspunkte gilt: $d = \frac{i}{n}$ für $0 \leq i \leq n$.

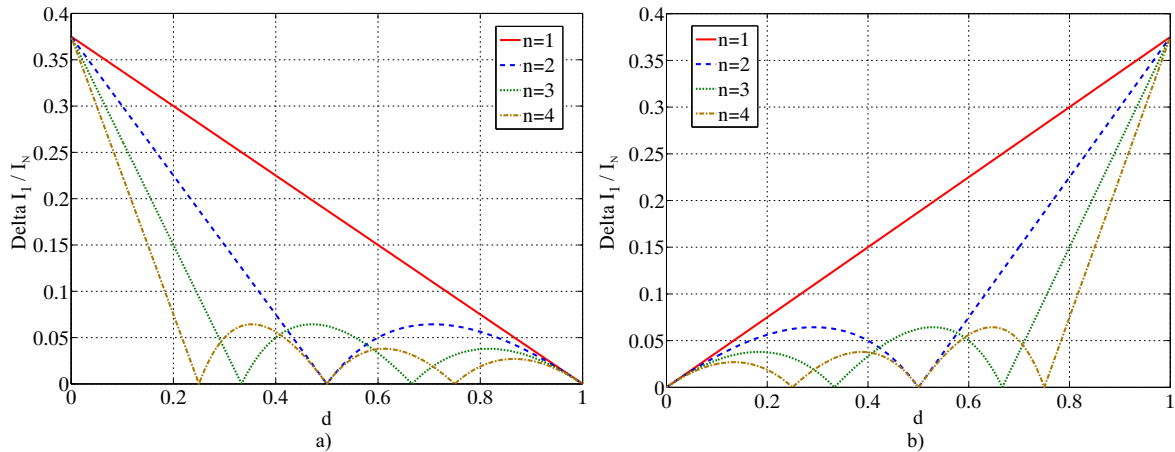


Abb. 3.3: Resultierende Stromschwankungsbreite ΔI_1 im kontinuierlichen Betrieb bei jeweils gleichen Phasen-Induktivitätswerten ($f_T = 16 \text{ kHz}$, $L_{x,n} = 20 \mu\text{H} \forall n,x$, $U_1 = 24 \text{ V}$) a) im TSS-Betrieb, b) im HSS-Betrieb

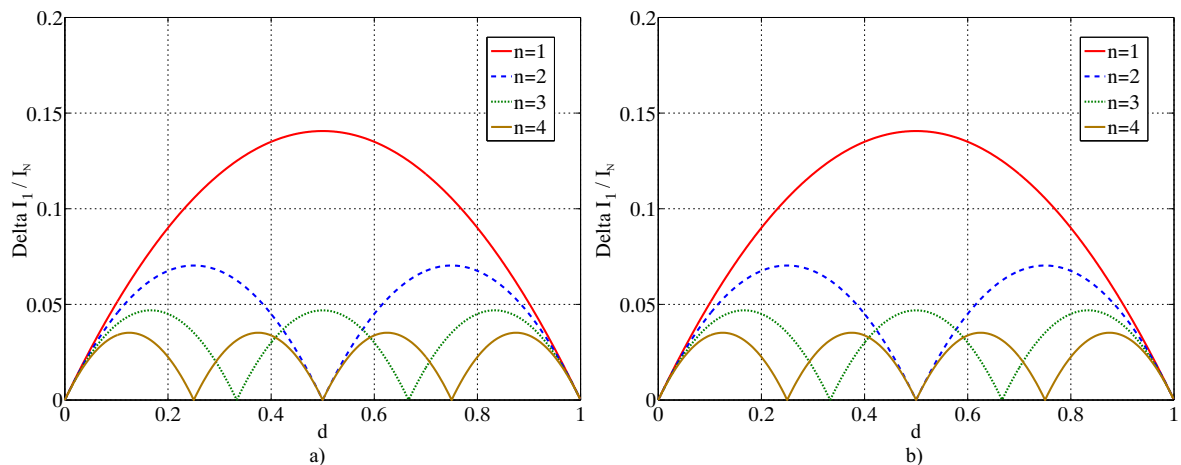


Abb. 3.4: Resultierende Stromschwankungsbreite ΔI_1 im kontinuierlichen Betrieb bei jeweils gleichen Phasen-Induktivitätswerten ($f_T = 16 \text{ kHz}$, $L_{x,n} = 20 \mu\text{H} \forall n,x$, $U_2 = 36 \text{ V}$) a) im TSS-Betrieb, b) im HSS-Betrieb

In Abb. 3.5 und Abb. 3.6 sind die Verläufe der Stromschwankungsbreiten für die gleichen Randbedingungen gezeigt, wenn mit steigender Phasenzahl die Induktivitätswerte L_x im Wandler jeweils auf das $\frac{1}{n}$ -fache verkleinert werden.

Für den Fall, dass die Induktivitäten mit steigenden Phasenzahlen reduziert werden, ist es stark betriebspunktabhängig, mit welcher Phasenzahl die Schwankungsbreite jeweils am stärksten reduziert werden kann. Die auftretenden Schwankungsbreiten befinden sich dabei für konstantes U_1 (vgl. Abb. 3.5) in der gleichen Größenordnung. Lediglich bei sehr hohen Spannungsübersetzungen, also $d \ll 1$ im TSS-Betrieb und $d \approx 1$ im HSS-Betrieb steigt die Schwankungsbreite bei einer hohen Phasenzahl deutlich stärker an. Bei konstanter Spannung U_2 ist die maximale Schwankungsbreite unabhängig von n gleich groß. Wird der Betrieb mit unterschiedlicher Phasenzahl bei gleicher maximal zulässiger Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig verglichen, so ist ersichtlich, dass sich bei einer höheren Phasenzahl die Werte der Induktivitäten jeweils um das $\frac{1}{n}$ -fache verkleinern lassen.

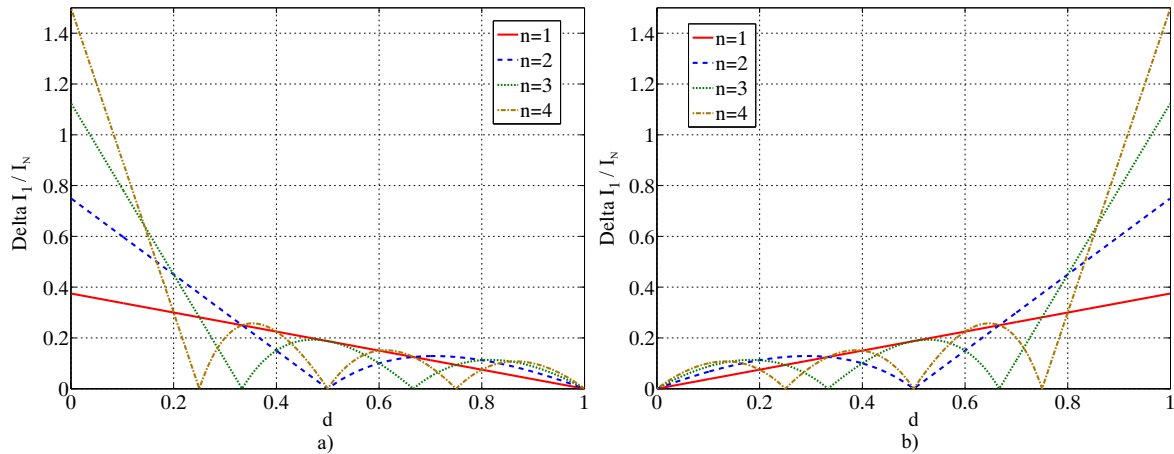


Abb. 3.5: Resultierende Stromschwankungsbreite ΔI_1 im kontinuierlichen Betrieb bei von n abhängigen Phasen-Induktivitätswerten a) im TSS-Betrieb, b) im HSS-Betrieb ($f_T = 16 \text{ kHz}$, $L_{x,n=1} = 20 \mu\text{H} = 2 \cdot L_{x,n=2} = 3 \cdot L_{x,n=3} = 4 \cdot L_{x,n=4}$, $U_1 = 24 \text{ V}$)

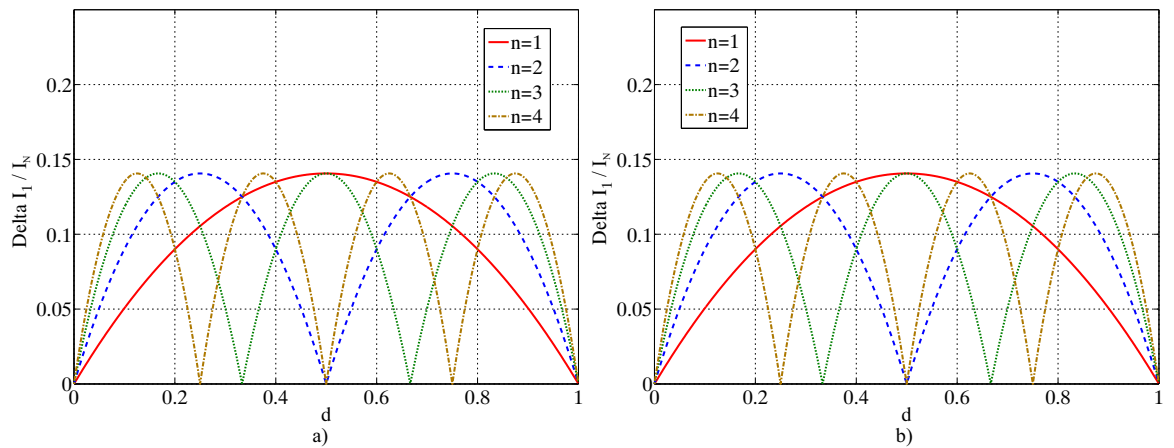


Abb. 3.6: Resultierende Stromschwankungsbreite ΔI_1 im kontinuierlichen Betrieb bei von n abhängigen Phasen-Induktivitätswerten a) im TSS-Betrieb b) im HSS-Betrieb ($f_T = 16 \text{ kHz}$, $L_{x,n=1} = 20 \mu\text{H} = 2 \cdot L_{x,n=2} = 3 \cdot L_{x,n=3} = 4 \cdot L_{x,n=4}$, $U_2 = 36 \text{ V}$)

Der verwendete Bereich des Tastgrades hängt von den Ein- und Ausgang-Spannungen des Wandlers ab und kann abhängig vom Spannungsbereich gemäß (2.1) berechnet werden. Der genutzte Spannungsbereich wirkt sich auf die zu erwartende Stromschwankungsbreite und somit auf die optimale Phasenzahl im Wandler aus. Je mehr Knotenpunkte bzw. Minima der resultierenden Stromschwankungsbreite sich bei der Wahl einer bestimmten Phasenzahl im genutzten Betriebsbereich befinden bzw. je dichter der genutzte Betriebsbereich an den Knotenpunkten liegt, desto vorteilhafter ist die Auswahl der entsprechenden Phasenzahl.

3.3 Betrachtung der Stromschwankungsbreite im kondensatorseitigen Strom

Neben dem drosselseitigen Strom wird auch der kondensatorseitige Strom des Wandlers durch die Interleaved-Technik beeinflusst und der Effektivwert des Stromes reduziert. Ein

reduzierter Effektivwert des Stromes verursacht geringere Verluste in den dort angeschlossenen Komponenten. Diese Reduzierung wird hier allgemein in Abhängigkeit von diversen Parametern wie der Phasenzahl und dem Tastgrad untersucht.

Während in einem einphasigen Hochsetzsteller der primärseitige Strom aufgrund der Drossel kontinuierlich nur um den Betrag der Stromschwankungsbreite um seinen Mittelwert schwankt, entsteht auf der Sekundärseite auf höherem Spannungsniveau ein pulsformiger Stromverlauf, so dass sich während der Schaltvorgänge des aktiven Leistungshalbleiters der Strom sprungförmig ändert (vgl. Abb. 3.7 a).

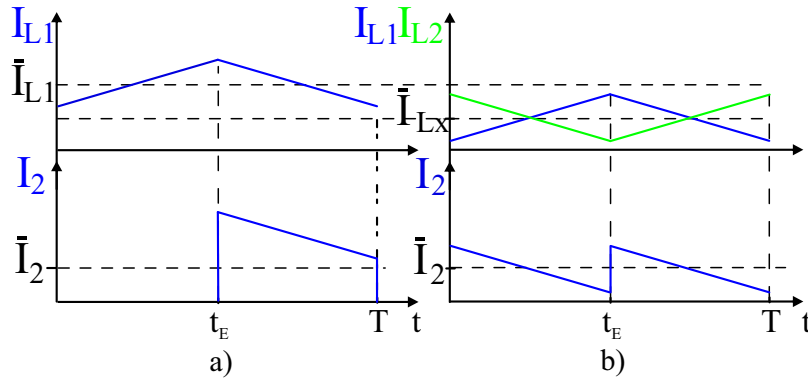


Abb. 3.7: Sekundärseitige Stromverläufe im HSS-Betrieb bei gleichem Strommittelwert für $d=0,5$ a) beim einphasigen Betrieb b) beim zweiphasigen Interleaved-Betrieb

Während der Strom in der Drossel aufgebaut (HSS-Betrieb) bzw. abgebaut (TSS-Betrieb) wird, fließt kein Strom in den Kondensator der Sekundärseite. Durch den pulsformigen Stromverlauf ist der Effektivwert des sekundärseitigen Stromes, der gemäß (3.5) berechnet wird, höher als der eigentliche Mittelwert. In Abb. 3.7 b) wird aufgezeigt, wie sich der sekundärseitige Strom bei einem zweiphasigen Interleaved-Wandler verhält.

$$\tilde{I}_2 = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [I_{a1}(t) + \dots + I_{an}(t)]^2 dt} \quad (3.5)$$

Die ohmschen Verluste im Ausgangs-Kondensator sind vom Effektivwert des Stromes abhängig. Folglich muss zur Effizienzsteigerung der Effektivwert niedrig gehalten werden.

Durch die Überlagerung der beiden Phasenströme zum Gesamtstrom I_2 fließt in diesem Betriebspunkt auch auf der Sekundärseite ein kontinuierlicher Strom, der Effektivwert sinkt im Vergleich zum einphasigen Betrieb bei gleichem Mittelwert des Stromes. Ein in der gesamten Periode kontinuierlicher Stromfluss tritt allerdings nur in den jeweiligen optimalen Tastgraden auf, bei denen primärseitig in der Drossel die Stromschwankungsbreite vollständig ausgelöscht wird. Allerdings wird der Effektivwert auch außerhalb dieser optimalen Betriebspunkte im Vergleich zum einphasigen Fall reduziert.

Um das Potential der Effektivwertreduzierung durch die Interleaved-Technik darzustellen, wird in Abhängigkeit vom Tastverhältnis in Abb. 3.8 bzw. 3.9 jeweils die effektive Diffe-

renz zwischen Effektivwert und Mittelwert des sekundärseitigen Stromes bei primärseitigem Nennstrom dargestellt.

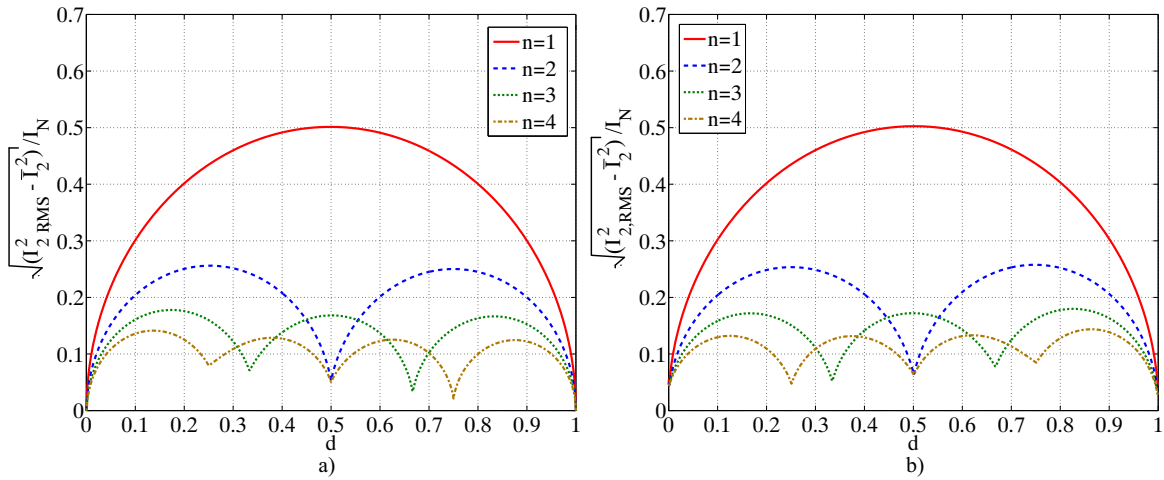


Abb. 3.8: Vergleich des effektiven Differenzstromes zwischen Effektivwert und dem Mittelwert des sekundärseitigen Stromes im kontinuierlichen Betrieb in Abhängigkeit vom Tastverhältnis bei von n unabhängigen Phaseninduktivitäten bezogen auf den Nennstrom des Systems a) im TSS-Betrieb, b) im HSS-Betrieb ($f_T = 16\text{kHz}$, $L_{x,n} = 20\mu\text{H} \forall n,x$, $U_1 = 24\text{V}$)

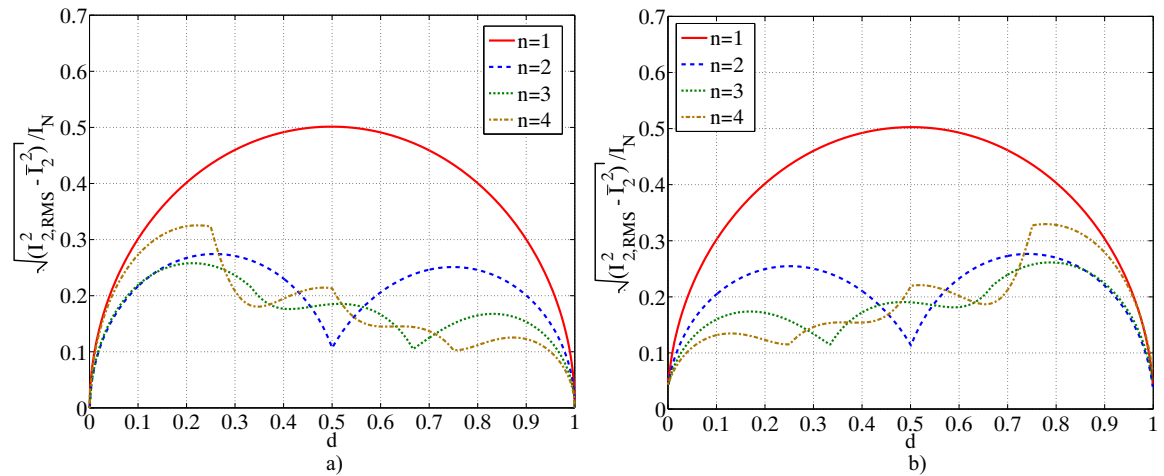


Abb. 3.9: Vergleich des effektiven Differenzstromes zwischen Effektivwert und Mittelwert des sekundärseitigen Stromes im kontinuierlichen Betrieb in Abhängigkeit vom Tastverhältnis bei von n abhängigen Phaseninduktivitäten bezogen auf den Nennstrom des Systems a) im TSS-Betrieb, b) im HSS-Betrieb ($f_T = 16\text{kHz}$, $L_{x,n=1} = 20\mu\text{H} = 2 \cdot L_{x,n=2} = 3 \cdot L_{x,n=3} = 4 \cdot L_{x,n=4}$, $U_1 = 24\text{V}$)

Es wird dabei jeweils wieder eine Auswertung für den Fall der von der Phasenanzahl unabhängigen Induktivitätswerte und für den Fall der reduzierten Induktivitätswerte durchgeführt. Die effektive Differenz in normierter Darstellung gibt den Anteil des Stromes an, welcher lediglich durch den Wechselanteil aufgrund der Pulsung im Strom verursacht wird und entsprechende Verluste verursacht. Es ist ersichtlich, dass durch die Erhöhung der Phasenzahl für beide Auswertungsarten der Effektivwert im Ausgangsstrom und somit auch die Verluste deutlich reduziert werden können. Das Maß der Reduzierung und die optimale zu wählende

Phasenzahl ist auch hier vom Betriebsbereich abhängig. In den Verläufen sind die Auslöschungspunkte der Stromschwankungsbreite als sprunghafte Änderung in der Steigung zu erkennen. Werden die Verläufe in Abb. 3.8 und Abb. 3.9 verglichen, so kann eine teilweise deutlich unterschiedliche Form der Verläufe festgestellt werden. Dies ist dadurch zu begründen, dass der Effektivwert zum einen durch die Art der Pulsung des Stromes entsprechend des Tastgrades beeinflusst wird, zum anderen durch die Stromschwankungsbreite (vgl. Abb. 3.7). Durch die Änderung der Induktivitätswerte wird jeweils nur die Stromschwankungsbreite beeinflusst. Die Verläufe werden zwischen den beiden Fällen demzufolge nicht nur umskaliert, die Form ändert sich.

Die Auslegungshinweise entsprechen denen des letzten Unterkapitels: Die Auswahl einer Phasenzahl, mit der ein Betrieb um die Knotenpunkte herum möglich ist, sollte angestrebt werden.

3.4 Einfluss auf die Baugröße der Induktivitäten

Das zu erwartende Volumen von Induktivitäten kann näherungsweise über die zu speichernde Energie berechnet werden [38]. Zum Vergleich mit dem einphasigen Betrieb werden wieder zwei Vorgehensweisen unterschieden: Zum einen werden die Induktivitätswerte bei steigender Phasenzahl konstant gehalten und somit die Stromschwankungsbreite reduziert (Fall I), im anderen Fall werden die Induktivitäten umgekehrt proportional mit der Phasenzahl reduziert, um die maximal auftretende Schwankungsbreite konstant zu halten (Fall II). Die Energie wird gemäß (3.6) für Fall I und (3.7) für Fall II für alle n Induktivitäten berechnet. $I_{1,max}$ bezeichnet den maximal auftretenden Strom im Wandler.

$$E_{L,I} = n \cdot \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left(\frac{I_{1,max}}{n}\right)^2 \quad (3.6)$$

$$E_{L,II} = n \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{L}{n} \cdot \left(\frac{I_{1,max}}{n}\right)^2 \quad (3.7)$$

Das Verhältnis der zu erwartenden Volumina zwischen dem n -phasigen und dem einphasigen Fall lässt sich demzufolge über (3.8) bzw. (3.9) berechnen. Das Volumen sinkt antiproportional bzw. invers quadratisch mit der Phasenanzahl. Dieses Verhalten wird dadurch bedingt, dass die gespeicherte Energie einer Induktivität quadratisch vom Strom abhängt. Durch die Aufteilung des Stromes auf mehrere Phasen lässt sich das theoretisch zu erwartende Bauvolumen verringern.

$$\frac{E_{L,n(I)}(n)}{E_{L,1}} = \frac{n \cdot \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left(\frac{I_{1,max}}{n}\right)^2}{\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{1,max}^2} = \frac{1}{n} \quad (3.8)$$

$$\frac{E_{L,n(II)}(n)}{E_{L,1}} = \frac{n \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{L}{n} \cdot \left(\frac{I_{1,max}}{n}\right)^2}{\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{1,max}^2} = \frac{1}{n^2} \quad (3.9)$$

3.5 Vergleich der Verluste in den Leistungshalbleitern

3.5.1 Durchlassverluste

Die Durchlassverluste in den Halbleitern werden gemäß (2.25) berechnet. Werden die Durchlassverluste für verschiedene Phasenzahlen bei gleicher Gesamt-Bauleistung der Halbleiter verglichen, dann folgt dieselbe Verlustleistung für beliebige Phasenzahlen. Die verfügbare Chipfläche der Transistoren würde lediglich auf unterschiedlich große Teile (abhängig von der Phasenzahl) aufgeteilt werden, die entstehenden Verluste sind identisch. Es wird dabei davon ausgegangen, dass die Beeinflussung der Effektivwerte der einzelnen Phasenströme durch eine variierende Stromschwankungsbreite vernachlässigbar klein ist.

3.5.2 Schaltverluste

Die Schaltverluste in den Halbleitern werden gemäß (2.24) berechnet. Liegt in allen Phasen unabhängig von der Phasenzahl die gleiche Stromschwankungsbreite vor (Fall I), so gelten die Gleichungen (3.10) und (3.11) für das Verhältnis der Verluste bei Nennstrom, wobei $p_{\Delta I_{Lx}}$ das Verhältnis zwischen der Stromschwankungsbreite in den Phasen und dem Nennstrom I_N bezeichnet. Das Verhältnis der Einschaltverluste zwischen einem n -phasigen Wandler und einem einphasigen Wandler sinkt mit steigender Phasenzahl, das Verhältnis der Ausschaltverluste steigt. Es wird angenommen, dass die halbe Stromschwankungsbreite immer kleiner ist als der Mittelwert der dazugehörigen Phasenströme. Zähler und Nenner weisen also immer ein positives Vorzeichen auf.

$$\begin{aligned} \frac{P_{V,S, \text{ein}, I}(n)}{P_{V,S, \text{ein}, I}(n=1)} &\sim \frac{n \cdot \left(\frac{\bar{I}_N}{n} - \frac{\Delta I_{Lx}}{2} \right)}{\bar{I}_N - \frac{\Delta I_{Lx}}{2}} \\ &\sim \frac{2 - n \cdot p_{\Delta I_{Lx}}}{2 - p_{\Delta I_{Lx}}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} \frac{P_{V,S, \text{aus}, I}(n)}{P_{V,S, \text{aus}, I}(n=1)} &\sim \frac{n \cdot \left(\frac{\bar{I}_N}{n} + \frac{\Delta I_{Lx}}{2} \right)}{\bar{I}_N + \frac{\Delta I_{Lx}}{2}} \\ &\sim \frac{2 + n \cdot p_{\Delta I_{Lx}}}{2 + p_{\Delta I_{Lx}}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Werden die Phasen-Induktivitäten jeweils bei einer höheren Phasenzahl auf das $1/n$ -fache reduziert, so steigt die Stromschwankungsbreite in den einzelnen Phasen an. Es folgen die

Berechnungen aus (3.12) und (3.13).

$$\frac{P_{V,S, \text{ein}, II}(n)}{P_{V,S, \text{ein}, II}(n=1)} \sim \frac{n \cdot \left(\frac{\bar{I}_N}{n} - \frac{\Delta I_{Lx}}{2} \cdot n \right)}{\left(\bar{I}_{DS} - \frac{\Delta I_{Lx}}{2} \right)} \sim \frac{2 - n^2 \cdot p_{\Delta I_{Lx}}}{2 - p_{\Delta I_{Lx}}} \quad (3.12)$$

$$\frac{P_{V,S, \text{aus}, II}(n)}{P_{V,S, \text{aus}, II}(n=1)} \sim \frac{n \cdot \left(\frac{\bar{I}_N}{n} + \frac{\Delta I_{Lx}}{2} \cdot n \right)}{\left(\bar{I}_N + \frac{\Delta I_{Lx}}{2} \right)} \sim \frac{2 + n^2 \cdot p_{\Delta I_{Lx}}}{2 + p_{\Delta I_{Lx}}} \quad (3.13)$$

In Abb. 3.10 ist der berechnete Einfluss der Phasenzahl auf das Verhältnis der Schaltverluste bei n Phasen im Vergleich zum herkömmlichen Betrieb für verschiedene Verhältnisse zwischen der Stromschwankungsbreite in den Phasen und Nennstrom dargestellt.

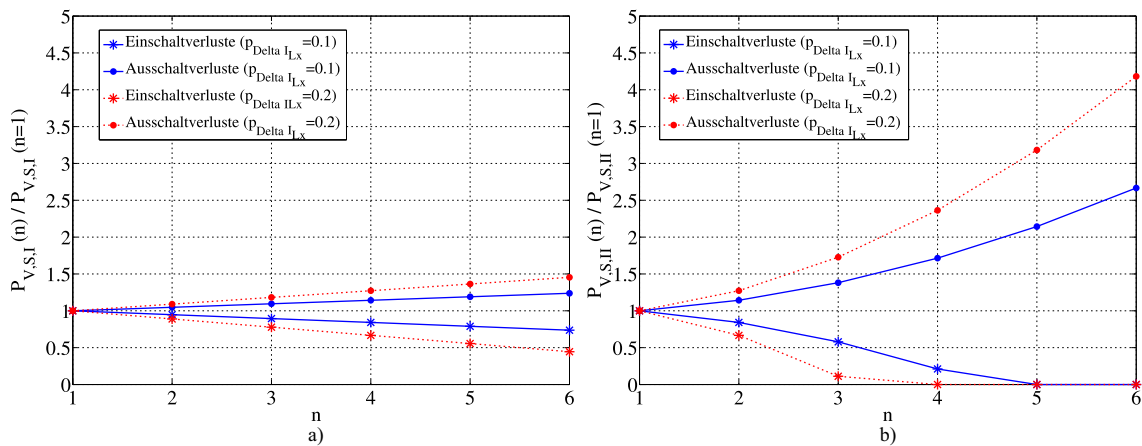


Abb. 3.10: Einfluss der Phasenzahl auf die Schaltverluste bei von der Phasenzahl abhängigen Induktivitätswerten für verschiedene $p_{\Delta I_{Lx}}$ a) $L_{x,n} = 20 \mu H \forall n, x$, b) $L_{x,n=1} = 20 \mu H = 2 \cdot L_{x,n=2} = 3 \cdot L_{x,n=3} = 4 \cdot L_{x,n=4}$

Die Einschaltverluste sinken in beiden Fällen, solange bis lückender Betrieb auftritt und stromlos eingeschaltet wird. Die Ausschaltverluste steigen erwartungsgemäß an. Schon bei einem gängigen $p_{\Delta I_{Lx}}$ von 20 % werden bereits bei $n=4$ die Ausschaltverluste verdoppelt. Die Veränderung des Verhältnisses für steigende Phasenzahlen verläuft bei b) aufgrund der Reduzierung der Induktivitäten und damit der Erhöhung der Stromschwankungsbreite in den Phasen deutlich schneller als bei a).

Abhängig von den verwendeten Leistungshalbleitern besitzen Ein- und Ausschaltverluste unterschiedlich starke Anteile an den Gesamtschaltverlusten. Somit ist auch die Bewertung des Einflusses der Phasenzahl stark von den verwendeten Leistungshalbleitern abhängig: Je stärker der Anteil der Einschaltverluste an den Gesamtschaltverlusten ist, desto erstrebenswerter ist eine höhere Phasenzahl.

3.6 Auswahl der Phasenzahl für Batterie-Stützung in Flurförderzeug-Antriebssystem

Aufgrund der durchgeführten Analysen bezüglich eines Hoch- bzw. Tiefsetzstellers ist die Verbesserung durch die Interleaved-Technik offensichtlich. Für den Betriebsbereich des DC/DC-Wandlers im Flurförderfahrzeug-Antriebssystem gilt $d_{min,HSS}=0,06$, $d_{max,HSS}=0,33$, $d_{min,TSS}=0,67$ und $d_{max,TSS}=0,94$ (vgl. Kap. 2). Die Betriebsbereiche sind in Abb. 3.11 dargestellt.

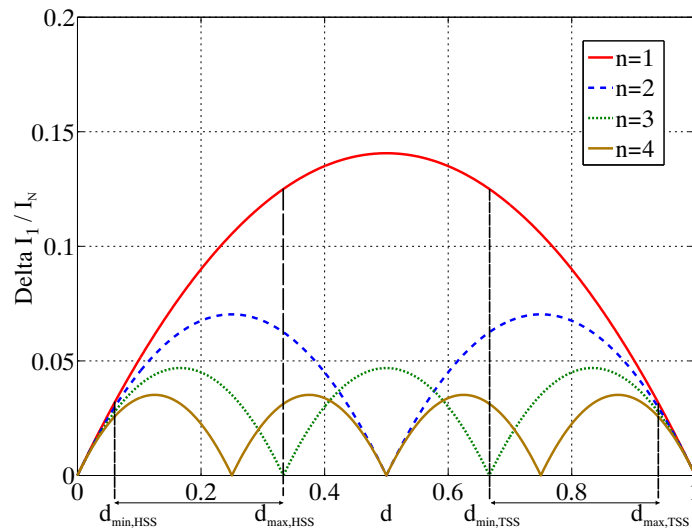


Abb. 3.11: Resultierende Stromschwankungsbreite ΔI_1 im kontinuierlichen Betrieb bei jeweils gleichen Phasen-Induktivitätswerten mit markiertem Betriebsbereich aus Flurförderfahrzeug-Anwendung ($f_T = 16 \text{ kHz}$, $L_{x,n} = 20 \mu\text{H} \forall n,x$; $U_2 = 36 \text{ V}$)

Für die Anwendung im Batterie-Stützungssystem wird der dreiphasige Interleaved-Wandler aufgrund des genutzten Betriebsbereiches ausgewählt, dessen Tastgrade sich unter Vernachlässigung der Spannungsabfälle an den Leistungshalbleitern im Bereich $d \leq \frac{1}{3}$ im HSS-Betrieb bzw. $d \geq \frac{2}{3}$ im TSS-Betrieb befinden. Die Reduzierung der Stromschwankungsbreite am Eingang und die des Effektivwertes des Stromes am Ausgang ist im dreiphasigen Bereich in diesem Betriebsbereich noch deutlich größer als bei der zweiphasigen Topologie, die ihre Vorteile um ein Tastverhältnis im Bereich $d=0,5$ besitzt. Eine noch höhere Phasenzahl verschiebt lediglich den Optimalpunkt im genutzten Bereich, die erreichbare Optimierung rechtfertigt jedoch nicht die zusätzliche Komplexität bezgl. der Ansteuerung und der dafür benötigten Bauteile. Ein weiterer Vorteil der dreiphasigen Topologie ist die Möglichkeit der Verwendung der Hardware eines herkömmlichen dreiphasigen Wechselrichters, da diese bis auf die fehlenden Drosseln exakt der Hardware eines dreiphasigen bidirektionalen Hoch- bzw. Tiefsetzstellers entspricht.

3.7 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

In diesem Kapitel wurde die Interleaved-Technik ausführlich erläutert und ihre Auswirkung auf das Betriebsverhalten von mehrphasigen Gleichstromstellern analysiert. Es wurde gezeigt, dass durch eine Erhöhung der Phasenzahl entweder bei gleich bleibender resultierender Stromschwankungsbreite das gesamte Drosselvolumen sehr stark reduziert werden kann oder alternativ bei geringerer Reduzierung des Drosselvolumens die resultierende Stromschwankungsbreite stark verringert werden kann. Durch die Interleaved-Technik können außerdem der Effektivwert des Ausgangsstromes und dadurch die Verluste im Ausgangskondensator stark reduziert werden.

Die Durchlass-Verluste in den schaltenden Leistungshalbleitern verändern sich durch die Interleaved-Technik unter der Randbedingung gleicher Bauleistung nicht. Die Einschaltverluste können bei gleichzeitiger Erhöhung der Ausschaltverluste je nach Wahl der Drosseln mehr oder weniger stark reduziert werden.

Weiterhin wurde für das Flurförderzeug-Antriebssystem insbesondere aufgrund des durch die Spannung an den Doppelschichtkondensatoren definierten Betriebsbereiches ein dreiphasiger Wandler ausgewählt.

4 Funktionsweise, Modellierung und Auslegung von Doppelschichtkondensatoren

Das Doppelschichtkondensator-Modul ist sowohl in Bezug auf die Kosten als auch in Bezug auf das Volumen ein entscheidender Teil des zu entwickelnden Batterie-Stützungs-systems. In diesem Kapitel wird ein Überblick über die Funktionsweise, die Eigenschaften und den Stand der Technik dieser verhältnismäßig neuen und noch in der ständigen Weiterentwicklung befindlichen Technik gegeben, um darauf aufbauend Möglichkeiten der theoretischen Modellierung der Kondensatoren zu untersuchen.

Basierend auf den in der Literatur hergeleiteten Modellen wird in diesem Kapitel die Vorgehensweise für eine möglichst exakte Auslegung eines DSK-Moduls für gegebene Randbedingungen bezogen auf die maximal zu speichernde nutzbare Energie und den energetischen Ausnutzungsgrad vorgestellt. Als Neuerung im Vergleich zu vorhandenen Veröffentlichungen wird dabei nachgewiesen, dass es insbesondere bei einem geringen Ausnutzungsgrad zu einer Überauslegung des DSK-Moduls kommt, wenn lediglich das den Datenblatt-Parametern zu Grunde gelegte vereinfachte Modell eines DSK zur Auslegung verwendet wird.

4.1 Stand der Technik

Die Funktionsweise und der grundlegende Aufbau von Doppelschichtkondensatoren wird in diversen Publikationen erläutert [48–50]. Speziellere anwendungsbezogene Eigenschaften wie die Temperatur-, Frequenz- und Spannungsabhängigkeit werden in weiteren Beiträgen analysiert [51–55]. Die Autoren in [56] befassen sich mit dem Alterungsprozess von DSK-Modulen, während eine große Anzahl an Veröffentlichungen sich mit der Modellbildung beschäftigt [57–61]. In [62] wird ein Aufbau-Prinzip erläutert, mit dem zukünftig deutlich höhere Zellkapazitäten erreicht werden können.

4.2 Grundlagen und Aufbau

Doppelschichtkondensatoren werden auch Superkondensatoren oder Ultrakondensatoren genannt und gehören zu den elektrostatischen Energiespeichern. Die Energie wird elektrostatisch an einer elektrischen Doppelschicht gespeichert und nicht, wie in Akkumulatoren, chemisch. Der Energieinhalt eines Kondensatormoduls wird gemäß (4.1) berechnet. Dabei stellen U_{Modul} die Spannung und C_{Modul} die Kapazität des Kondensatormoduls dar.

$$E_{Modul} = \frac{1}{2} \cdot C_{Modul} \cdot U_{Modul}^2 \quad (4.1)$$

Ein Doppelschichtkondensator ist wie in Abb. 4.1 ersichtlich aufgebaut.

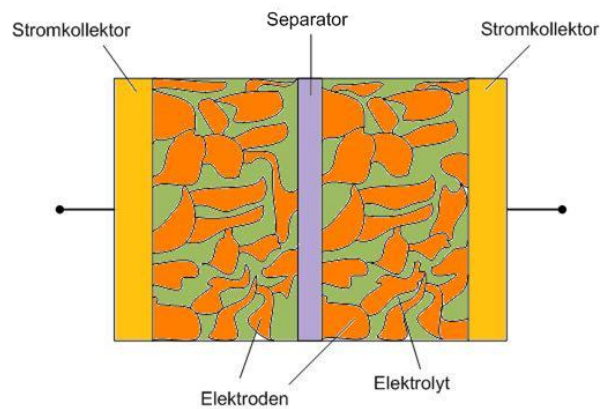


Abb. 4.1: Struktur des Aufbaus eines Doppelschichtkondensators nach [63]

Im Folgenden werden die einzelnen Komponenten eines Doppelschichtkondensators gesondert betrachtet.

4.2.1 Elektrode

Bei der Energiespeicherung findet die Ionenadsorption auf der Elektrodenoberfläche statt, demnach hat diese einen erheblichen Einfluss auf die Kapazität eines Doppelschichtkondensators. Am häufigsten wird als Material aktivierter Kohlenstoff verwendet. Der behandelte Kohlenstoff besitzt aufgrund seiner hochporösen Struktur eine Oberfläche von bis zu $2000\text{ m}^2/\text{g}$ und dadurch eine spezifische Kapazität von $100 - 250\text{ F/g}$ [64]. Dieser hohe Wert ergibt sich aus der inneren Oberfläche des Kohlenstoffes, die durch eine hohe Anzahl an Poren zustande kommt. Die Poren sind dabei wie bei einem Schwamm miteinander verbunden. In diesen Poren können Ionen aus Flüssigkeiten oder Gasen adsorptiv gebunden werden. Vorteile bei der Verwendung von aktiviertem Kohlenstoff sind neben der großen Oberfläche geringe Kosten, eine hohe Verfügbarkeit des Materials und existierende Verarbeitungstechnologien. Alternative, aber weniger gebräuchlichere Materialien sind Metalloxide oder Polymere [50].

4.2.2 Elektrolyt

Als Ionenleiter wird ein flüssiger Elektrolyt verwendet. Generell lässt sich zwischen wässrigen und organischen Elektrolyten unterscheiden. Die Wahl des Elektrolyten beeinflusst die Eigenschaften des Doppelschichtkondensators hinsichtlich Zellspannung und Innenwiderstand, welcher gleichzeitig auch die Leistungsdichte beeinflusst [48]. Der am häufigsten verwendete Elektrolyt ist der organische. Hier sind maximale Durchbruchspannungen von bis zu $2,7\text{ V}$ möglich, während bei wässrigen Elektrolyten lediglich $1,2\text{ V}$ erreicht werden können. Nachteilig an organischen Lösungen wirkt sich allerdings die deutlich schlechtere

Leitfähigkeit aus. Der Leitfähigkeit von organischen Elektrolyten ($10\text{-}60\text{ mS/cm}$) steht eine Leitfähigkeit von $100\text{-}1000\text{ mS/cm}$ bei den wässrigen Lösungen wie zum Beispiel Schwefelsäure (H_2SO_4) entgegen [63].

Die Poren der Elektroden müssen für die Ionen leicht zugänglich sein, damit die vollständige Elektrodenoberfläche zur Ladungsspeicherung genutzt werden kann. Der Elektrolyt sollte demnach unter Berücksichtigung des Elektrodenmaterials ausgewählt werden, damit die Porenbeschaffenheit mit der Ionengröße zusammenpasst.

4.2.3 Separator

Um einen Kurzschluss im Inneren des Kondensators zu verhindern, wird zwischen den Elektroden ein Separator eingefügt, welcher für den Ionentransport durchlässig ist. Abhängig vom jeweiligen Elektrolyten werden unterschiedliche Materialien für den Separator verwendet. In organischen Elektrolyten besteht der Separator meist aus Papier oder Polymer, während bei einem wässrigen Elektrolyten Glasfaser- oder Keramik-Separatoren verwendet werden. Neben einer hohen Ionenleitfähigkeit sollte der Separator einen hohen elektrischen Widerstand besitzen, um möglichst wenig zum Innenwiderstand des Kondensators beizutragen, gleichzeitig aber auch nur eine geringe Selbstentladung zuzulassen [48].

4.2.4 Stromkollektor

Die Stromkollektoren werden eingesetzt, um einen elektrischen Kontakt zwischen den Elektroden und den gepolten Anschlüssen des Doppelschichtkondensators herzustellen. Das Kollektormaterial hängt auch hier von der Wahl des Elektrolyten ab. In Anwendungen mit wässrigen Elektrolyten bestehen die Kollektoren meistens aus den Metallen Titan oder Tantal, in Anwendungen mit organischen Lösungen meistens aus Aluminium [63].

4.3 Funktionsprinzip

Sobald an den ungeladenen Elektroden bzw. Stromkollektoren des Doppelschichtkondensators von außen eine Spannung angelegt wird, beginnt die Aufladung. Die jeweils der Polarität der Elektroden entgegengesetzt geladenen Ionen werden elektrostatisch angezogen. Solange die Zersetzungsspannung nicht überschritten wird, können die Ionen den Elektrolyten nicht in Richtung Elektrode verlassen, gleichzeitig können die Elektronen nicht von den Elektroden in den Elektrolyten fließen. An der Grenzfläche zwischen Elektrode und Elektrolyt, also der Phasengrenze zwischen fest und flüssig, bildet sich die sogenannte Doppelschicht. Da der Separator für Ionen durchlässig ist, können die Ionen durch die gesamte Zelle hindurch fließen.

Durch die Existenz von insgesamt zwei Grenzflächen bzw. Doppelschichten ergibt sich sinn- gemäß wie in Abb. 4.2 eine Reihenschaltung von zwei Kondensatoren.

Die hohe Kapazität einer Zelle ergibt sich zum einen durch die poröse Struktur der Elektro- den und die damit verbundene sehr große Gesamtoberfläche, zum anderen durch die Größen- ordnung der Dicke der Doppelschicht d_{DS} im Bereich von wenigen Nanometern. Die Dicke der Doppelschicht im Detail ist abhängig vom Ionenradius und von der Elektrolytkonzentra- tion [63]. Beim Entladen wird die Ladung auf den Elektroden wieder abgebaut und die Ionen verteilen sich im Elektrolyt.

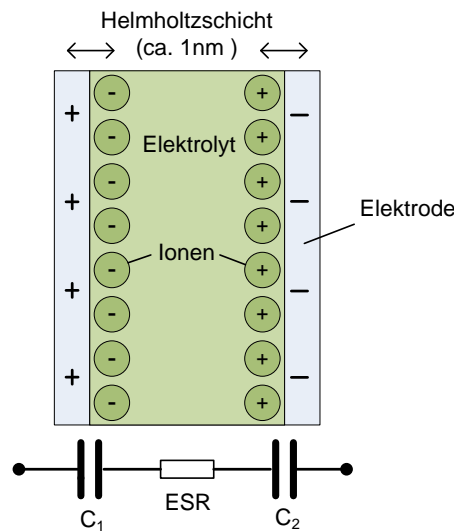


Abb. 4.2: Elektrische Doppelschicht eines Doppelschichtkondensators als Ersatzschaltbild nach [65]

Solange die angelegte Spannung die Zersetzungsspannung nicht überschreitet, finden keine chemischen Reaktionen im Doppelschichtkondensator statt. Die Energie wird elektrostatisch gespeichert.

Im Laufe der Zeit wurden verschiedene Modelle zum Verständnis der elektrischen Doppelschicht entwickelt. Das erste Modell wurde von Helmholtz im Jahre 1879 entwickelt. Nach dem Modell von Helmholtz ist die an der Elektrode liegende Ionenschicht vollkommen starr und bewegungslos (Helmholtzschicht), die Kapazität der Doppelschicht ist demnach nur von den Materialeigenschaften der Elektrode und des Elektrolyten abhängig und kann gemäß (4.2) berechnet werden [49].

$$C_{DS,Helmholtz} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A_E}{d_{DS}} \quad (4.2)$$

Die Kapazität berechnet sich wie bei einem Plattenkondensator, wobei A_E die Oberfläche der Elektrode darstellt, ϵ_0 die elektrische Feldkonstante, ϵ_r die Dielektrizitätskonstante und d_{DS} die Dicke der Doppelschicht. Die Dicke der Doppelschicht ist hauptsächlich vom Elektro- nenradius und von der Elektrolytkonzentration abhängig und beträgt ca. $10 \text{ \AA} = 1 \text{ nm}$ [50]. Es

ergibt sich über (4.2) eine sehr hohe Kapazitätsausbeute von ca. $8,8 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ [65]. Der dem Helmholtz-Modell entsprechende Potentialverlauf Φ_{DS} an der Doppelschicht ist in Abb. 4.3 abgebildet [49].

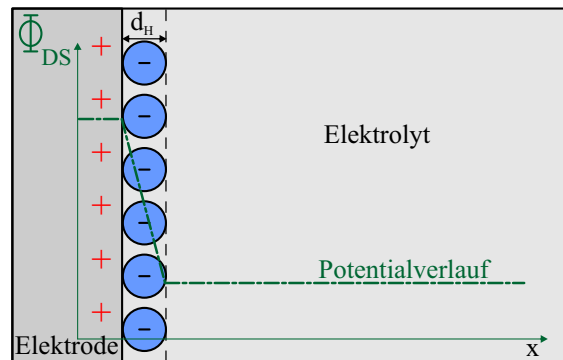


Abb. 4.3: Elektrische Doppelschicht mit Potentialverlauf gemäß Helmholtz nach [49]

Während Helmholtz von einer starren Doppelschicht mit konstanter Kapazität ausging, stellten Gouy und Chapman 1911 ihr Modell der diffusen Doppelschicht vor, welches eine Abhängigkeit der spezifischen Kapazität von der angelegten Spannung und der Ionenkonzentration im Elektrolyten beschreibt. Das Gouy-Chapman Modell berücksichtigt die thermische Bewegung der Ionen und die Dualität zweier physikalischer Effekte: einerseits wirken Coulombkräfte auf die Ionen, andererseits versuchen die Ionen, sich im gesamten Elektrolyt zu verteilen, um die Entropie des Systems zu maximieren [59]. Abbildung 4.4 zeigt die Ionenverteilung im Gouy-Chapman Modell mit dazugehörigem Potentialverlauf in der ausgedehnten Doppelschicht [66].

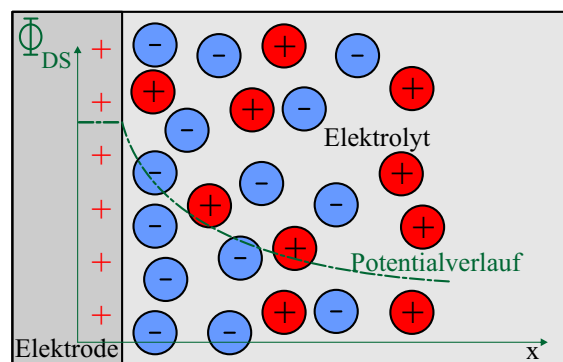


Abb. 4.4: Elektrische Doppelschicht mit Potentialverlauf gemäß Gouy-Chapman nach [66]

Die elektrische Feldstärke sinkt mit zunehmendem Abstand zur Elektrode, das elektrische Potential ist exponentiell fallend. Die Spannungsabhängigkeit der Kapazität der diffusen Doppelschicht lässt sich im Gouy-Chapman Modell über (4.3) berechnen, wobei die Koeffizienten $c_{1,GC}$ und $c_{2,GC}$ unter anderem von der Elektrodenbeschaffenheit, vom Elektrolyten und von der Temperatur abhängig sind [59].

$$C_{DS,Gouy-Chapman} = c_{1,GC} \cosh(c_{2,GC} U) \quad (4.3)$$

Im Gouy-Chapman Modell werden die Ionen im Elektrolyten als punktförmige Ladungen betrachtet, welche die Elektrodenoberfläche beliebig nah erreichen können.

Da Ionen von endlicher Größe nur bis zu einem gewissen Abstand d an die Elektrodenoberfläche gelangen können, definiert Stern in seinem Modell-Ansatz von 1920 zwei Ebenen der elektrischen Doppelschicht. Dabei kombiniert er die Modelle von Helmholtz und Gouy-Chapman. Es kommt demnach zu einer Überlagerung aus starrer und diffuser Doppelschicht [59]. Abbildung 4.5 verdeutlicht diesen Zusammenhang mit dem dazugehörigen Potentialverlauf Φ_{DS} im Stern Modell [60].

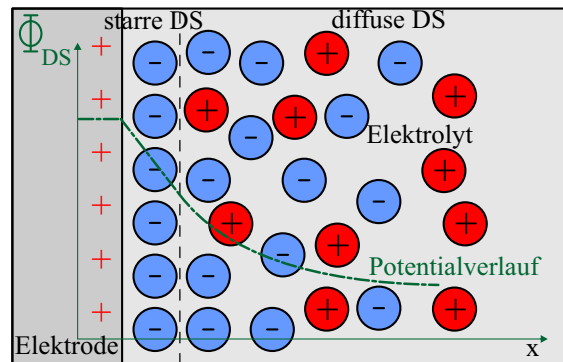


Abb. 4.5: Elektrische Doppelschicht mit Potentialverlauf gemäß Stern nach [60]

Im Bereich der starren Doppelschicht fällt das Potential linear ab. Mit zunehmendem Abstand von der Elektrode stellt sich dagegen aufgrund der ausgedehnten Raumladung ein exponentielles Abklingen des Potentials ein. Aus dieser Anordnung resultiert demnach eine Reihenschaltung der Helmholtz- und der Gouy-Chapman Kapazität, so dass für die gesamte Doppelschichtkapazität nach dem Stern-Modell gilt:

$$C_{DS,Stern} = \frac{1}{C_{DS,Helmholtz}} + \frac{1}{C_{DS,Gouy-Chapman}} \quad (4.4)$$

Es bleibt festzuhalten, dass es sich bei der Kapazität in Doppelschichtkondensatoren nicht um eine konstante Größe handelt, sondern diese in Abhängigkeit von verschiedenen Faktoren, vor allem von der angelegten Ladespannung, variiert.

4.4 Eigenschaften

4.4.1 Spannungsabhängigkeit

Aufgrund der oben beschriebenen potentialabhängigen Kapazität der Doppelschicht ergibt sich eine Abhängigkeit der Kapazität des DSK vom aktuellen Ladezustand. In Abb. 4.6 ist ein durch Messungen des Verfassers interpolierter Verlauf der differentiellen Kapazität $C_{diff} = \frac{dQ}{dU}$ in Abhängigkeit von der Ladespannung dargestellt.

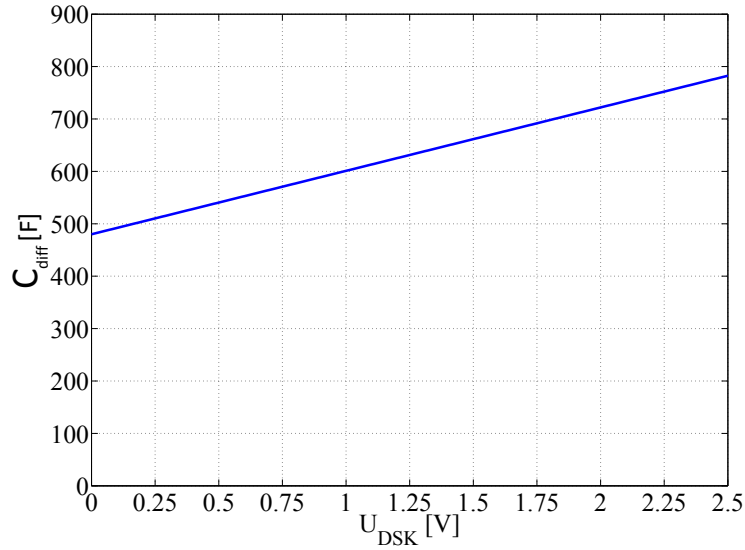


Abb. 4.6: Durch Messungen interpolierte Spannungsabhängigkeit der differentiellen Kapazität einer BCAP0650 Zelle bei einer Umgebungstemperatur von 20°C ($U_{Zelle} = 2,7V$, $C_{Zelle} = 650F$)

Zur Vereinfachung kann eine annähernd lineare Abhängigkeit der differentiellen Kapazität von der Ladespannung angenommen werden [52]. Die differentielle Kapazität eines Doppelschichtkondensators besteht demzufolge aus einem konstanten Anteil C_0 und einem zur Ladespannung proportionalem Anteil C_1 [52, 61]. Sie berechnet sich demnach gemäß (4.5) und (4.6), wobei die Konstante $c_{1,DSK}$ vom Aufbau und vom Material der Zellen abhängt.

$$C_{Modul,diff}(U_{Modul}) = C_0 + C_1(U_{Modul}) \quad (4.5)$$

$$C_1(U_{Modul}) = c_{1,DSK} \cdot U_{Modul} \quad (4.6)$$

Die Spannungsabhängigkeit der differentiellen Kapazität wirkt sich dadurch ebenfalls direkt auf den Energieinhalt des Doppelschichtkondensators aus.

$$\begin{aligned} E_{Modul} &= \int \left(U_{Modul} \cdot \left[C_{Modul,diff} \cdot \frac{dU_{Modul}}{dt} \right] \right) dt \\ &= \int (C_0 \cdot U_{Modul} + c_{1,DSK} U_{Modul}^2) dU_{Modul} \\ &= \frac{1}{2} \cdot C_0 \cdot U_{Modul}^2 + \frac{1}{3} \cdot c_{1,DSK} \cdot U_{Modul}^3 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Durch das Gleichsetzen von (4.7) mit $E_{Modul} = \frac{1}{2} \cdot C_{Modul} \cdot U_{Modul}^2$ ergibt sich dann (4.8) für die Berechnung der äquivalenten (nichtdifferentiellen) Gesamtkapazität eines Moduls bei einer bestimmten Spannung U_{Modul} .

$$C_{Modul}(U_{Modul}) = C_0 + \frac{2}{3} \cdot c_{1,DSK} \cdot U_{Modul} \quad (4.8)$$

Die vom Kondensator zur Verfügung gestellte Energie steigt somit mit einem quadratischen

und einem kubischen Anteil mit der Ladespannung an. Dies ist ein entscheidender Aspekt für die Auslegung von Doppelschichtkondensatoren, da der verfügbare Speicherplatz in hohem Maße von dem verwendeten Spannungsbereich abhängt.

4.4.2 Frequenzabhängigkeit

Aufgrund der porösen Struktur der Elektroden kann das elektrische Verhalten des Doppelschichtkondensators als ein kaskadiertes System unendlich vieler verschachtelter RC-Glieder wie in Abb. 4.7 dargestellt werden. Diese RC-Glieder stellen jeweils eine Zeitkonstante dar. In Abb. 4.7 ist ein resultierendes Ersatzschaltbild mit einer endlichen Zahl an Zeitkonstanten dargestellt.

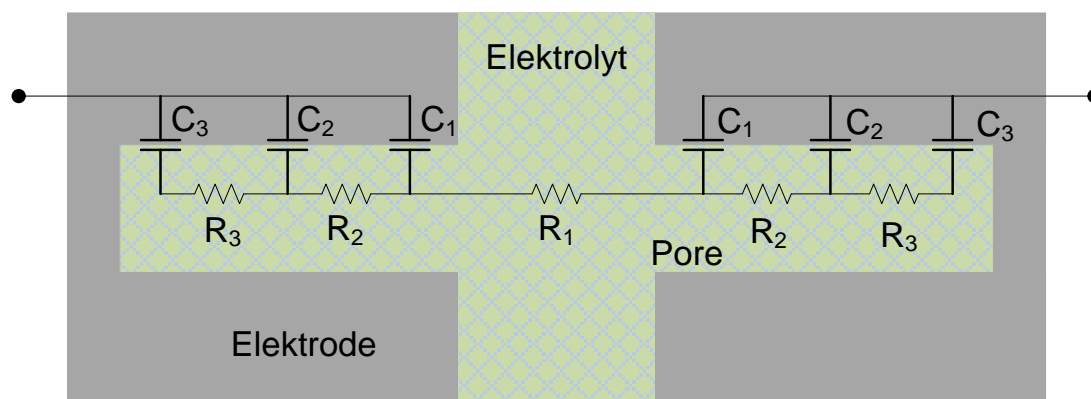


Abb. 4.7: DSK als System kaskadierter Zeitkonstanten nach [63]

Um die gesamte Doppelschichtkapazität einer Pore nutzen zu können, müssen alle Einzelkapazitäten bis tief in die Pore hinein aufgeladen werden. Fließt der Strom bis tief in eine Pore, so muss er einen höheren ionischen Leitungswiderstand überwinden, als wenn er nur bis zum Eingang einer Pore fließt. Die vollständige Kapazität des Kondensators ist somit nur verfügbar, wenn dem Ladevorgang ausreichend Zeit gegeben wird. Dies entspricht einer geringen Betriebsfrequenz. Bei sehr hoher Frequenz wird nur der Anteil der Kapazität am Eingang der Pore genutzt. Die Gesamtkapazität fällt demzufolge stark mit steigender Frequenz ab.

Analog dazu zeigt ein Doppelschichtkondensator eine Frequenzabhängigkeit des ESR. Bei geringen Frequenzen ist die komplette Elektrodenoberfläche zugänglich und die Kapazitäten aller RC-Glieder werden auf- und entladen. Der ESR erhöht sich also mit sinkender Frequenz. Abbildung 4.8 veranschaulicht die Frequenzabhängigkeit der Kapazität und des Innenwiderstandes eines Doppelschichtkondensators (Typ BCAP0350), welcher laut Datenblatt eine Kapazität von 350F und einen ESR von 3,2mΩ besitzt.

Die gestrichelte Linie veranschaulicht das Verhalten eines idealen Kondensators, der eine von der Frequenz unabhängige Kapazität besitzt. Es ist zu erkennen, dass schon bei geringen Frequenzen die Kapazität eines Doppelschichtkondensators stark absinkt. Aufgrund der starken Frequenz-Abhängigkeit der Parameter ist es für eine realistische Abbildung des

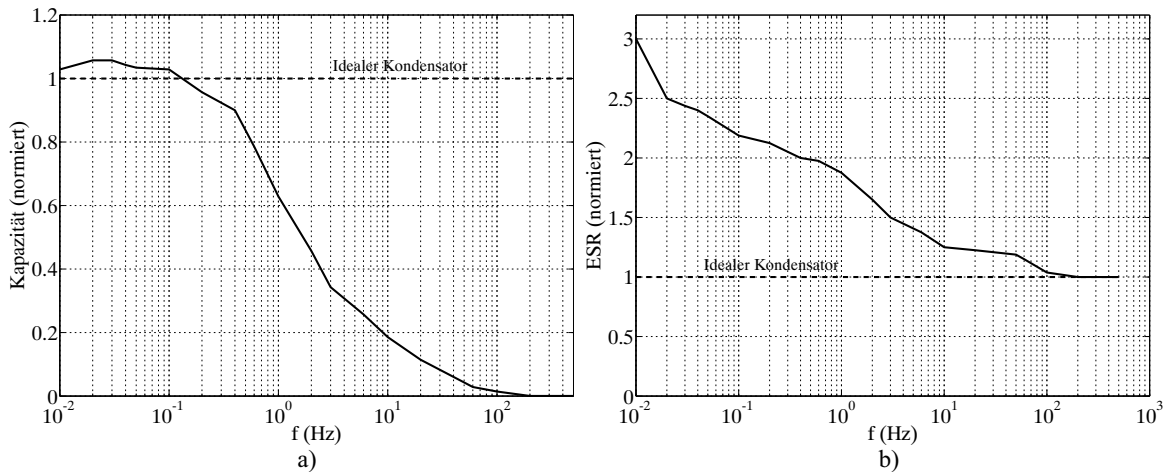


Abb. 4.8: Frequenzabhängigkeit a) der Kapazität b) des Innenwiderstandes nach den Messungen aus [51] (Typ BCAP0350)

dynamischen Verhaltens erforderlich, im Ersatzschaltbild (ESB) RC-Glieder mit jeweils unterschiedlichen Zeitkonstanten zu verwenden.

4.4.3 Temperaturabhängigkeit

Während die Kapazität des DSK kaum temperaturabhängig ist, steigt der ESR bei sinkender Temperatur stark an [52]. Dieses Verhalten folgt aus der Temperaturabhängigkeit des ionischen Widerstandes des Elektrolyten. Die Viskosität des Elektrolyten ist stark temperaturabhängig, eine Erhöhung der Temperatur führt zu einer Reduzierung der Elektrolyt-Viskosität. Dadurch steigt die Leitfähigkeit des Elektrolyten signifikant an, der ESR sinkt. Die übrigen, materialspezifischen Widerstände der Elektrode oder des Stromkollektors werden durch die Temperatur nur unwesentlich beeinflusst. In Abb. 4.9 ist die Temperaturabhängigkeit des ESR beispielhaft für eine BCAP0350 Zelle dargestellt.

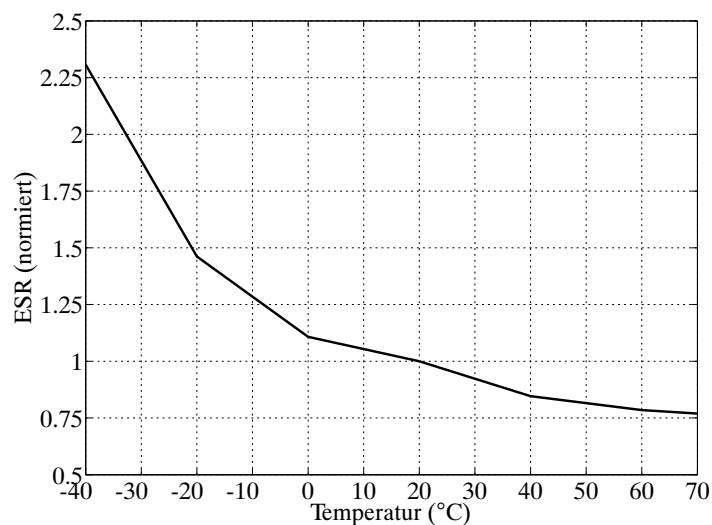


Abb. 4.9: Temperaturabhängigkeit des ESR in DSK-Zelle bei BCAP0350 nach [51] ($f=0,1\text{Hz}$, $U_{\text{Zelle}}=0\text{V}$)

4.5 Modellierung

Das einfachste Modell eines Doppelschichtkondensators besteht aus der Reihenschaltung einer Kapazität und eines ohmschen Widerstandes. Aufgrund der im Verlaufe dieses Kapitels beschriebenen komplexen physikalischen Eigenschaften eines Doppelschichtkondensators ist offensichtlich, dass für eine genauere Darstellung des Betriebsverhaltens ein solches vereinfachtes Modell nicht ausreichend genau ist. Im Folgenden werden zwei Modelle vorgestellt, die eine genauere Darstellung des Betriebsverhaltens zulassen.

4.5.1 Das Transmission-Line Modell

Eine Möglichkeit der Modellierung von Doppelschichtkondensatoren stellt das sogenannte Transmission-Line Modell dar. In diesem Modell wird die poröse Elektrode durch die Reihenschaltung mehrerer RC-Glieder mit verschiedenen Zeitkonstanten wie in Abb. 4.10 modelliert, die das Wechselstromverhalten einer Pore darstellen sollen.

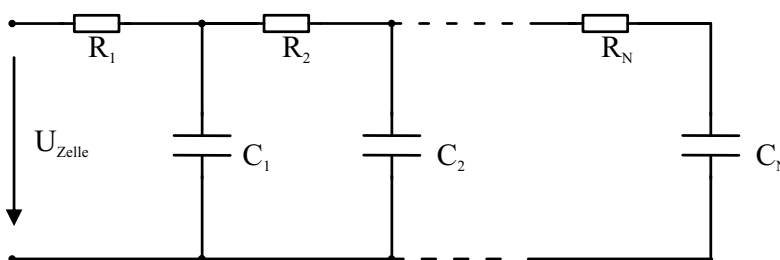


Abb. 4.10: Äquivalentes Ersatzschaltbild eines DSK nach dem Transmission-Line Modell gemäß [61]

Die Gültigkeit dieses Modells bei elektrischen Doppelschichten in porösen Elektroden wurde schon in [67] verifiziert und später auch für Doppelschichtkondensatoren untersucht und verwendet [53–55, 68]. Durch die unterschiedlichen Zeitkonstanten wird insbesondere die Frequenzabhängigkeit des Kondensators in das Modell eingebracht. Die zu verwendende Zahl an RC-Gliedern ist dabei als Kompromiss zwischen Aufwand und Genauigkeit zu definieren.

Zur Bestimmung der Parameter wird durch Einprägung eines Wechselstromes eine Frequenzanalyse der Impedanz des DSK durchgeführt. Computergestützte Programme können dann aus den gemessenen Verläufen die Parameter des Ersatzschaltbildes bestimmen. Die mit der Spannung und somit mit dem Ladezustand variierende Kapazität wird in diesem Modell nicht mit eingebunden. Dies sorgt für Abweichungen zwischen Messungen und dem Modell bei stationären Betrachtungen.

4.5.2 Das Three-Branch Modell

Ein vielversprechendes Modell, welches die Spannungsabhängigkeit der Kapazität beinhaltet, wird von Zubieta und Bonert in [61] vorgestellt. Grundlage dieses Modells ist die Forderung, die physikalischen Eigenschaften eines Doppelschichtkondensators ohne hohe Komplexität zu repräsentieren und das Verhalten im Zeitraum von ca. 30 Minuten mit einer hohen Präzision darzustellen. Das Three-Branch Modell besteht aus drei Zweigen mit Widerständen und einer bzw. zwei Kapazitäten. Jeder dieser Zweige stellt eine Zeitkonstante dar. Der erste Zweig beinhaltet die spannungsabhängige Kapazität und definiert das dynamische Verhalten, also die sofortige Reaktion des Kondensators auf eine Stromänderung. Die anderen beiden Zweige besitzen eine deutlich höhere Zeitkonstante, welche jeweils Ausgleichsvorgänge nach der Belastung des Kondensators im Sekunden- bzw. Minutenbereich darstellen. Das äquivalente Ersatzschaltbild nach [61] befindet sich in Abb. 4.11.

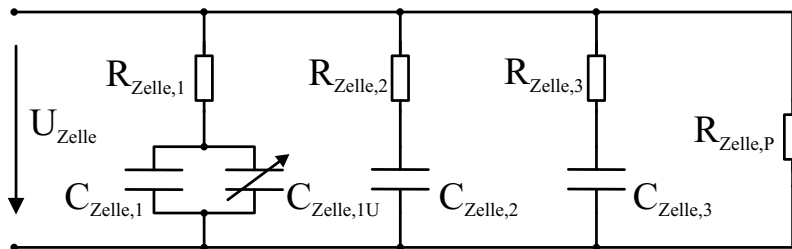


Abb. 4.11: Äquivalentes Ersatzschaltbild einer DSK Zelle nach dem Three-Branch Modell gemäß [61]

Die spannungsabhängige Kapazität wird gemäß (4.9) berechnet.

$$C_{Zelle,1U} = c_{Zelle,1U} \cdot U_{Zelle} \quad (4.9)$$

Die Identifikation der Ersatzschaltbildparameter erfolgt über Messungen in drei Schritten. Dabei wird zunächst der Doppelschichtkondensator mit einem konstanten Strom geladen und mit Hilfe des Spannungsverlaufes an den Kondensator клемmen werden die Parameter von Zweig 1 bestimmt. Es wird davon ausgegangen, dass die komplette Ladung für den Moment nur in den Kondensatoren des ersten Zweiges gespeichert wird und es gilt $R_{Zelle,1} \ll R_{Zelle,2}$. Nach dem Ladevorgang wird weiterhin die Klemmenspannung gemessen und mit Hilfe des Spannungsverlaufes in den Sekunden nach der Aufladung werden die Parameter des zweiten Zweiges bestimmt. Aufgrund der Annahme $R_{Zelle,2} \ll R_{Zelle,3}$ wird der dritte Zweig noch nicht mit in Betracht gezogen. Die Parameter dieses Zweiges werden aus dem gemessenen Spannungsverlauf bis zu 30 Minuten nach dem Ladevorgang extrahiert.

Der Parallelwiderstand $R_{Zelle,P}$ stellt die Selbstentladung dar. Sein Wert kann über den Ladungsverlust innerhalb mehrerer Tage bestimmt werden.

Die Vorgehensweise zur Bestimmung der einzelnen Parameter wird detailliert in [61] beschrieben.

4.6 Auslegung von Doppelschichtkondensator-Modulen

Für eine möglichst exakte Auslegung eines DSK-Moduls auf die maximal zu speichernde Energie müssen die beschriebenen physikalischen Eigenschaften miteinbezogen werden. Dabei ist insbesondere die Spannungsabhängigkeit der Zellen-Kapazität zu beachten. Um dieses Verhalten darstellen zu können, eignet sich das Three-Branch Modell. Zur Herleitung der Parameter wird gemäß [61] vorgegangen. Dazu muss ein DSK-Modul oder eine Einzelzelle mit konstantem Strom auf Nennspannung geladen und aus dem Ladevorgang die Parameter extrahiert werden.

Hier wird beispielhaft eine BCAP0650 Zelle (2,7 V, 650 F) analysiert, welche mit 30A geladen wird. Es können die in Tab. 4.1 aufgelisteten Ersatzschaltbild-Parameter abgeleitet werden (Bezeichnung vgl. Abb. 4.11).

$R_{Zelle,1} [\Omega]$	$C_{Zelle,1} [F]$	$c_{Zelle,1U} [F/V]$	$R_{Zelle,2} [\Omega]$	$C_{Zelle,2} [F]$	$R_{Zelle,3} [\Omega]$	$C_{Zelle,3} [F]$	$R_{Zelle,P} [\Omega]$
0,0008	480	121	0,7	28,36	13,63	44	1665

Tab. 4.1: Aus Messungen hergeleitete Ersatzschaltbild-Parameter der DSK-Zellen vom Typ BCAP0650

Vergleicht man die durch Messung hergeleiteten Kapazitätswerte mit dem im Datenblatt der Zelle angegeben Wert $C_{Zelle,DB}$, so wird bei Betrachtung von Abb. 4.12 klar, dass die tatsächliche differentielle Kapazität der Zelle bei geringem Ladezustand einen deutlich geringeren, bei hohem Ladezustand einen deutlich größeren Wert annimmt als der im Datenblatt angegebene Wert.

Dieser Wert kann lediglich als gemittelte Kapazität über den gesamten Spannungsbereich angesehen werden. Tabelle 4.2 gibt die gemessenen Kapazitätsparameter in normierter Darstellung bezogen auf die im Datenblatt angegebene gemittelte Kapazität $C_{Zelle,DB}$ an.

$C_{Zelle,1}/C_{Zelle,DB}$	$C_{Zelle,1U}/C_{DZelle,DB}$	$C_{Zelle,2}/C_{DZelle,DB}$	$C_{Zelle,3}/C_{Zelle,DB}$
0,74	$0,19 \cdot \frac{U_{Zelle}}{V}$	0,04	0,068

Tab. 4.2: Aus Messungen hergeleitete Ersatzschaltbild-Kapazitäten der BCAP0650-Zellen in normierter Darstellung

Abbildung 4.13 zeigt den Vergleich eines Aufladevorganges eines DSK-Moduls aus 14 in Reihe geschalteten BCAP0650 Zellen mit unterschiedlichen Strömen zwischen Messung und Berechnung. Dabei wird der Verlauf sowohl auf Grundlage des erstellten Modells als auch auf Grundlage der Datenblattparameter berechnet.

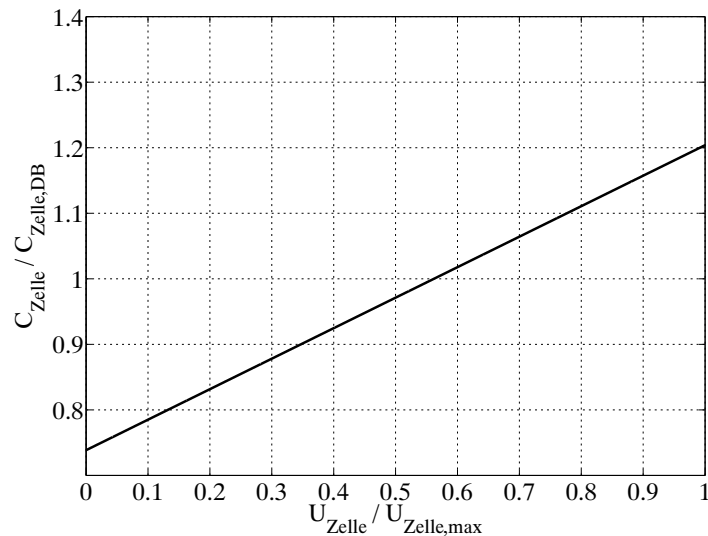


Abb. 4.12: Durch Messungen interpolierte Spannungsabhängigkeit der differentiellen Zellen-Kapazität der BCAP0650 (Datenblattwerte $U_{Zelle}=2,7V$, $C_{Zelle}=650F$) bei einer Umgebungstemperatur von $20^{\circ}C$

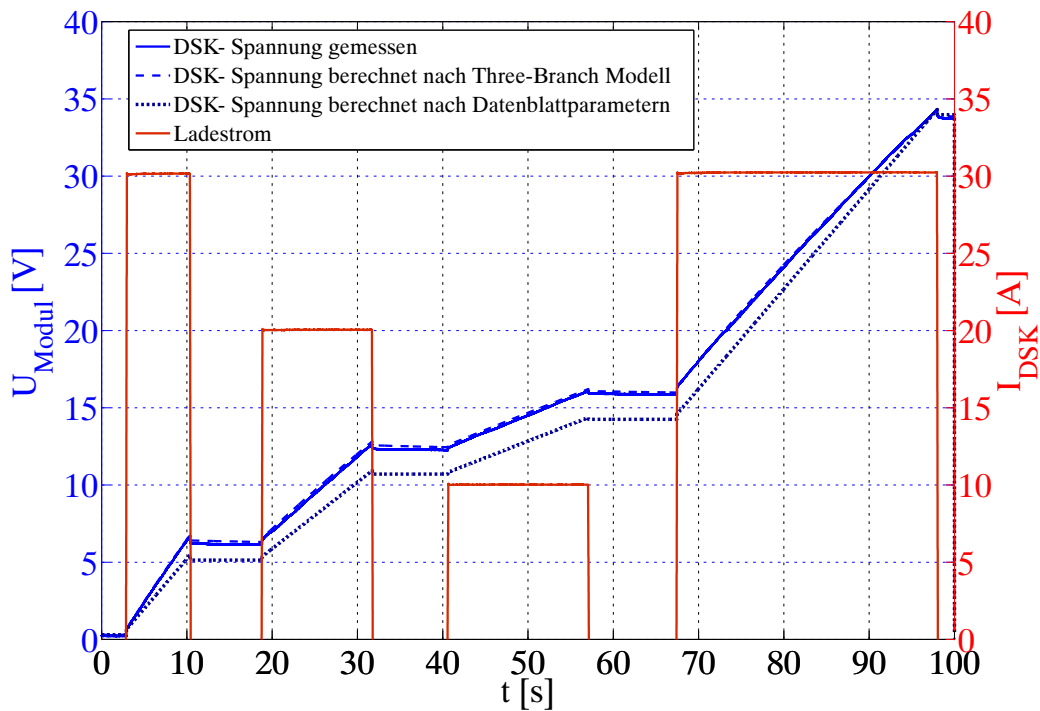


Abb. 4.13: Vergleich der gemessenen und berechneten Verläufe des Ladevorganges eines DSK-Moduls (14 Zellen BCAP0650)

Die Abweichung zwischen Messung und dem hergeleitetem Three-Branch Modell beträgt zu keiner Zeit mehr als 1 %, das Modell ist also repräsentativ. Die Berechnung über die Datenblattparameter hat Abweichungen von bis zu 20 % zur Folge. Am Ende des Ladevorgangs nähert sich der über das einfache Modell berechnete Verlauf wieder dem tatsächlichen Verlauf an, da die im Datenblatt angegebene Kapazität die effektive Kapazität über den gesamten Bereich zwischen einer ungeladenen und einer vollgeladenen Zelle darstellt. In der hier gezeigten Messung wird das Modul vom ungeladenen Zustand in den vollgeladenen Zustand

gebracht, demzufolge stimmt der Endzustand auch bei Anwendung des einfachen Modells mit den Messungen überein.

Da ein DSK-Modul im Allgemeinen nur in einem bestimmten Spannungsbereich bis zu einer definierten Minimalspannung betrieben wird und somit die maximal zu speichernde Energie zwischen dieser Minimalspannung und der Nennspannung des Moduls gespeichert werden muss, ist es jedoch nicht ausreichend, die im Datenblatt angegebene effektive Kapazität als Auslegungsgrundlage für die Zellengröße zu verwenden.

Zur Verifizierung dieser Aussage wird im Folgenden ein Vergleich der DSK-Modulauslegung mit und ohne Beachtung der Spannungsabhängigkeit der Kapazität durchgeführt. Die Randbedingungen sind dabei identisch: Für das DSK-Modul wird der energetische Ausnutzungsfaktor a_{DSK} und die nutzbare Energie $E_{Modul,nutzbar}$ angesetzt (vgl. Kap. 2.3.1). Zudem wird hier die Annahme getroffen, dass sich die Kapazitäten im Ersatzschaltbild des Three-Branch Modells proportional zur Größe einer verwendeten Zelle verhalten, d.h. für eine Zelle, deren Kapazitätswert laut Datenblatt doppelt so groß ist, ergibt sich auch im Three-Branch Modell jeweils der doppelte Wert für die Kapazitäten.

Über die herkömmliche Auslegung über das einfache Ersatzschaltbild kann die benötigte Kapazität zu $C_{Modul,EE}$ gemäß (4.10) nach Umstellung von (2.5) berechnet werden. Für diese Art der Auslegung würde entsprechend eine Kapazität mit der Datenblattangabe $C_{Zelle,DB} = C_{Zelle,EE}$ ausgewählt werden.

$$\begin{aligned} C_{Modul,EE} &= \frac{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}{(U_{Modul,max}^2 - U_{Modul,min}^2)} \\ &= \frac{2 \cdot E_{Modul,nutzbar}}{a_{DSK} \cdot U_{Modul,max}^2} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Bei der Auslegung unter Beachtung der Spannungsabhängigkeit der Kapazität bzw. bei Anwendung des Three-Branch Modells werden die zwei Kapazitäten $C_{Zelle,1}$ und $C_{Zelle,1U}$ in die Berechnung miteinbezogen. Die hinteren Zweige des Modells, die eine Umladung innerhalb größerer Zeitkonstanten darstellen, werden vernachlässigt, da sie für die schnelle Energiespeicherung keine Rolle spielen. Die nutzbare Energie wird nun mit (2.7) gemäß (4.11) berechnet. Die benötigte nutzbare Energie pro Zelle $E_{Zelle,nutzbar}$ kann dabei über die Anzahl der verwendeten Zelleinheiten auf die gesamte benötigte nutzbare Energie $E_{Modul,nutzbar}$ hochgerechnet werden.

$$\begin{aligned} E_{Zelle,nutzbar} &= \frac{1}{2} [C(U_{Zelle,max}) \cdot U_{Zelle,max}^2 - C(U_{Zelle,min}) \cdot U_{Zelle,min}^2] \\ &= \frac{1}{2} \cdot C_{Zelle,1} \cdot (U_{Zelle,max}^2 - U_{Zelle,min}^2) + \frac{1}{3} \cdot c_{Zelle,1U} \cdot (U_{Zelle,max}^3 - U_{Zelle,min}^3) \\ &= \frac{1}{2} \cdot C_{Zelle,1} \cdot U_{Zelle,max}^2 \cdot a_{DSK} + \frac{1}{3} \cdot c_{Zelle,1U} \cdot U_{Zelle,max}^3 \cdot (1 - \sqrt{1 - a_{DSK}})^3 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Wird der spannungsabhängige Anteil der Kapazität $c_{Zelle,1U}$ allgemein zum von der Spannung unabhängigen Teil der Kapazität ins Verhältnis gesetzt, so lässt sich (4.12) angeben.

$$c_{Zelle,1U} = p_{C(U)} \cdot C_{Zelle,1} \quad (4.12)$$

Gleichung (4.11) lässt sich dann nach nach $C_{Zelle,1}$ umformen. Es folgt (4.13).

$$C_{Zelle,1} = \frac{E_{Zelle,nutzbar}}{\frac{1}{2} \cdot U_{Zelle,max}^2 \cdot a_{DSK} + \frac{1}{3} \cdot p_{C(U)} \cdot U_{Zelle,max}^3 \cdot (1 - \sqrt{1 - a_{DSK}^3})} \quad (4.13)$$

Aus $C_{Zelle,1}$ muss nun noch die Kapazität abgeleitet werden, die als Grundlage für die Auslegung des Moduls angesetzt wird. $C_{Zelle,1}$ kann dafür nicht direkt verwendet werden, da dieser Wert nur die Kapazität für eine ungeladene Zelle darstellt und damit zu gering ist. Deswegen wird zusätzlich noch der spannungsabhängige Anteil addiert, der wirksam ist, wenn die DSK-Zellen genau zur Hälfte geladen sind. Dies entspricht genau dem Mittelwert des spannungsabhängigen Anteils der Kapazität über den gesamten nutzbaren Spannungsbereich, da dieser Anteil linear von der Ladespannung abhängt. Die im Datenblatt angegebene Kapazität stellt ebenfalls den Mittelwert über den gesamten Bereich dar. Es folgt (4.14) für $C_{Zelle,TB}$. Es gilt somit $C_{Zelle,TB} = C_{Zelle,DB}$, d.h. es würde eine Zelle mit der im Datenblatt angegebenen Kapazität $C_{Zelle,TB}$ gewählt werden.

$$C_{Zelle,TB} = C_{Zelle,1} \cdot \left(1 + p_{C(U)} \cdot \frac{U_{Zelle}}{2} \right) \quad (4.14)$$

Werden die Kapazitäten $C_{Zelle,TB}$ und $C_{Zelle,EE}$ abhängig vom energetischen Ausnutzungsgrad a_{DSK} ins Verhältnis gesetzt, so ergibt sich der Verlauf aus Abb. 4.14.

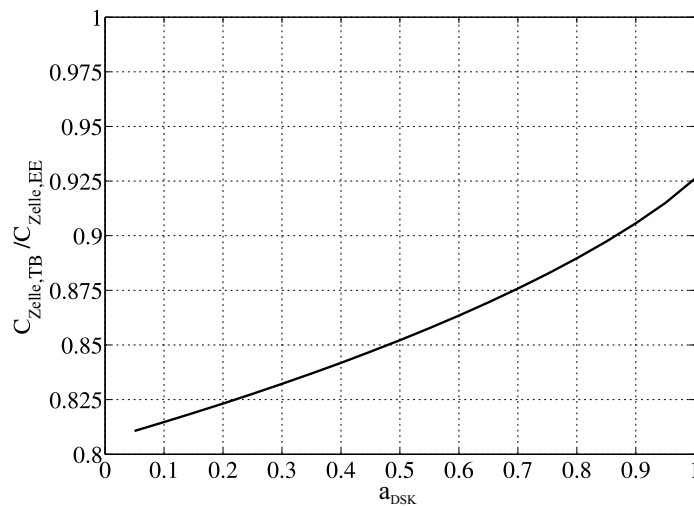


Abb. 4.14: Berechnete notwendige relative Zell-Kapazität abhängig von der Ausnutzung des DSK (vereinfachtes ESB und Three-Branch Modell) für BCAP0650 Zellen für unterschiedliche energetische Ausnutzung der Zellen ($p_{C(U)}=0,25$)

Werden die Zellen voll ausgenutzt ($a_{DSK} = 1$), so ist der Unterschied der berechneten not-

wendigen Kapazität für beide Auslegungsverfahren am geringsten. Je kleiner a_{DSK} , also je höher $U_{Zelle,min}$, desto größer ist im Schnitt die verfügbare Kapazität im genutzten Spannungsbereich. Die berechnete notwendige Kapazität nach dem Three-Branch Modell steigt also nicht so stark an wie bei der Betrachtung mit dem einfachen Ersatzschaltbild.

Soll das Modul beispielsweise zu 50 % energetisch ausgenutzt werden, was einer minimal auftretenden Modulspannung von $0,707 \cdot U_{Modul,max}$ entspricht, so würde man unter Beachtung des realitätsnahen Three-Branch Modells und seinen Parametern ein Modul mit 15 % geringerer Zellkapazität wählen können als wenn man die Auslegung über das einfache Ersatzschaltbild durchführt. Das Modul wäre nach der Auslegung mit einfachem Ersatzschaltbild somit überdimensioniert.

4.7 Auslegung des DSK-Moduls für Flurförderzeug-Anwendung

Für das in dieser Arbeit zu entwickelnde Batterie-Stützungssystem im Flurförderzeug wurde in Kap. 2.3 ein $E_{Modul,nutzbar}$ von $11 \text{ kW}s$ definiert. Um die Möglichkeit zu erhalten, das DSK-Modul nicht nur mit der Bremsenergie, sondern auch über die Batterie zu laden, um damit eine bessere Entlastung der Batterie beim Beschleunigen zu erreichen, wird für die Auslegung eine nutzbare Energie von $15 \text{ kW}s$ angestrebt. Mit den in Kap. 2 angegebenen Maximal- bzw. Minimalspannungen von 36 V bzw. $25,5 \text{ V}$ folgt über (4.14) eine benötigte Zell-Kapazität von 557 F bei 14 in Reihe geschalteten Zellen. Über die Auslegung mit Hilfe des herkömmlichen ESB mit (4.10) ergäbe sich eine Notwendigkeit von 648 F Zellen, was einer um 14 % größeren Zelle entspricht.

Da die auf dem Markt verfügbare nächstgrößere Zelleneinheit oberhalb von 564 F die 650 F Zelle ist, wird die 650 F Zelle für die Anwendung im Stützungssystem verwendet. Das DSK-Modul wird demzufolge über eine Reihenschaltung aus 14 BCAP0650 Zellen realisiert.

4.8 Vergleich mit anderen Energiespeichern

Akkumulatoren weisen eine hohe Energiedichte, aber eine vergleichsweise geringe Leistungsdichte auf. Doppelschichtkondensatoren dagegen besitzen eine große Leistungsdichte und eine geringe Energiedichte. Sie füllen damit den Bereich zwischen konventionellen Kondensatoren und Akkumulatoren. Ein Überblick über den Einsatzbereich der verschiedenen Energiespeicher und die Position der Doppelschichtkondensatoren lässt sich im Ragone-Diagramm darstellen (vgl. Abb. 4.15) [63].

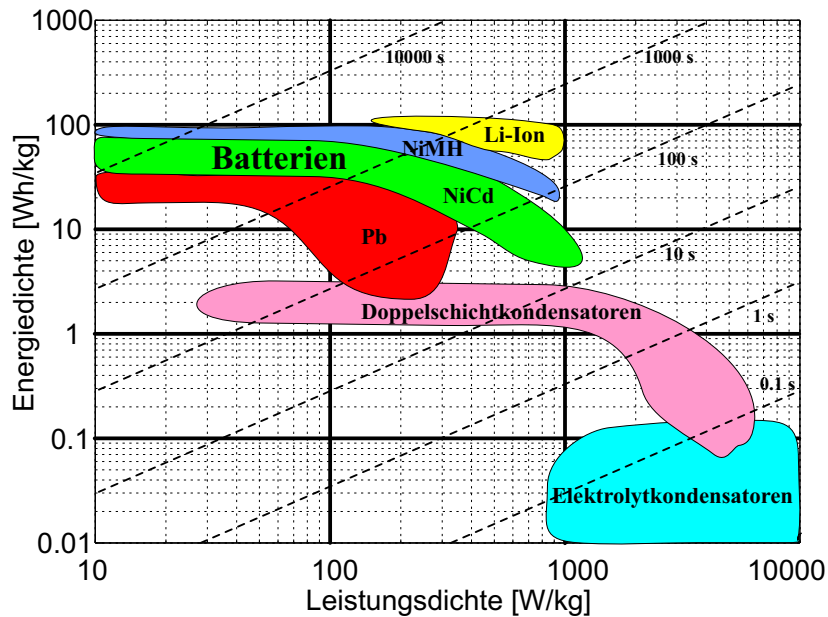


Abb. 4.15: Ragone-Diagramm nach [63]

4.9 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden der Aufbau, die Funktionsweise und die Eigenschaften von Doppelschichtkondensatoren erläutert. Es wurden Methoden zur Modellierung der Zellen zur möglichst realitätsnahen Abbildung der elektrischen Eigenschaften beschrieben. Dabei hat sich herausgestellt, dass die Spannungsabhängigkeit der Zellkapazität eine wichtige Eigenschaft hinsichtlich der Auslegung der Kondensatoren darstellt. Mit Hilfe der Parameter, die sich aus dem vielversprechendsten Modell, dem Three-Branch Modell, ergaben, wurde eine allgemeine Auslegung der benötigten Zell-Kapazität für eine definierte zu speichernde Energie durchgeführt und mit einer Auslegung über die Datenblatt-Parameter verglichen. Es konnte gezeigt werden, dass insbesondere bei geringer Ausnutzung der einzelnen Zellen in der angestrebten Anwendung mit der herkömmlichen Auslegungsvariante über die Datenblattparameter eine Überauslegung der Zellgröße vorliegt und damit die Verwendung eines detaillierteren Modells vorteilhaft ist.

5 Analyse von Optimierungsmöglichkeiten durch den Einsatz von gekoppelten Induktivitäten

Die Drosseln eines DC/DC-Wandlers nehmen bezüglich des Volumens und der Effizienz eines Batterie-Stützungs-systems eine entscheidende Rolle ein. Demzufolge wird hier eine Optimierung der Drosseln angestrebt. Eine vielversprechende Möglichkeit der Drossel-Optimierung stellt der Einsatz von gekoppelten Induktivitäten dar. Bei einer gekoppelten Induktivität werden die Wicklungen aller Phasen des DC/DC-Wandlers auf demselben Magnetkern untergebracht, so dass eine gegenseitige Beeinflussung der Phasen über den magnetischen Fluss vorliegt.

In diesem Kapitel werden zunächst allgemein die grundlegenden Eigenschaften von gekoppelten Induktivitäten hergeleitet. Nachfolgend wird ein Vergleich der zu erwartenden Baugröße, der Verluste und der Stromschwankungsbreite mit dem Einsatz äquivalenter diskreter Drosseln durchgeführt. Desweiteren wird auch die Notwendigkeit einer zusätzlichen Filterung der Ströme zur Reduzierung der Stromschwankungsbreite und die möglichen Realisierungen beschrieben.

Weiterhin wird beispielhaft die optimale Auslegung einer gekoppelten Induktivität zur Einhaltung vorgegebener Randbedingungen für den dreiphasigen DC/DC-Wandler des Batterie-Stützungs-systems präsentiert.

5.1 Stand der Technik

Diverse Autoren haben bereits gekoppelte Induktivitäten in Interleaved-Wandlern analysiert [26, 27, 42, 69–80].

Verschiedene Möglichkeiten der magnetischen Integration werden in [73] dargestellt und allgemein verglichen. Dazu werden die Eigenschaften von Induktivitäten mit entkoppelten und gekoppelten Phasen sowie mit invers und alternierend angeordneten Wicklungen beschrieben.

In [26] und in [69] wird eine gekoppelte Induktivität für ein Elektrofahrzeug ausgelegt und untersucht. Dabei werden verschiedene Realisierungsmöglichkeiten mit unterschiedlichen Phasenzahlen analysiert. Die Vorteile der Verlust- und Volumenreduzierung können verifiziert werden. In [72] wird u.a. der Vorteil von gekoppelten Induktivitäten in Bezug auf die Dynamik beschrieben.

Die Entwicklung eines vierphasigen 1 kW Interleaved Wandler zur 12 V / 42 V Bordnetz-kopplung in Kraftfahrzeugen wird in [74] entwickelt und getestet. Es wird die Reduzierung des

Kernvolumens der Drossel im Vergleich zum ungekoppelten Fall bei näherungsweise gleichen Verlusten gezeigt.

Eine Analyse eines zweiphasigen Interleaved-Wandlers mit gekoppelten Induktivitäten bezüglich des Vergleichs zwischen lückendem und nichtlückendem Betrieb wird in [75] durchgeführt. Dabei werden Gleichungen zur Berechnung der Stromschwankungsbreite und des Spannungsverstärkungsfaktors in Abhängigkeit vom Kopplungsfaktor und im lückenden Betrieb vom Strom hergeleitet. Nur der kontinuierliche Betrieb für den zweiphasigen Fall wird in der Anwendung für eine Prozessor-Stromversorgung in [79] betrachtet. Gleichungen für den allgemeinen n -phasigen Wandler werden in [76] hergeleitet.

Diverse Kernformen und Wicklungsanordnungen werden in [77] untersucht und später eine gekoppelte Induktivität für einen SIC-Umrichter bei hoher Betriebstemperatur ausgelegt [42].

Um ein Currentsharing in einem Power Factor Correction (PFC)-Umrichter zu realisieren, wird in [78] eine zweiphasige gekoppelte Induktivität entwickelt und analysiert, wobei der Wandler im lückenden Betrieb betrieben wird, um die Einschaltverluste und die Reverse-Recovery-Verluste zu reduzieren. Eine weitere Arbeit beschäftigt sich mit einem zweiphasigen PFC-Umrichter mit gekoppelten Induktivitäten, welcher an der Lückgrenze betrieben wird [71].

Bisherige Veröffentlichungen beschäftigen sich im Allgemeinen direkt mit der Analyse der Eigenschaften gekoppelter Induktivitäten. Eine allgemeingültige Analyse des Vergleiches zwischen dem Einsatz gekoppelter und diskreter Induktivitäten und insbesondere der jeweiligen Auswirkungen auf die Baugröße und die Verluste im System wurden bisher nicht beschrieben. Zudem wird nur oberflächlich auf eine gegebenenfalls notwendige zusätzliche Filterung zur Reduzierung der Stromschwankungsbreite eingegangen. Ein allgemeiner Vergleich des Einflusses verschiedener Möglichkeiten der zusätzlichen Filterung auf entscheidende Systemgrößen wird nicht durchgeführt.

In diesem Kapitel werden die oben erwähnten, in der vorhandenen Literatur noch nicht ausreichend oder gar nicht beschriebenen, Bereiche bearbeitet. Als Neuerung kann hier insbesondere der allgemeine Vergleich zwischen gekoppelten und nichtgekoppelten Induktivitäten sowie die Analyse zur Reduzierung der Stromschwankungsbreite durch zusätzliche Filterung hervorgehoben werden.

5.2 Übersicht über Kopplungsmöglichkeiten magnetischer Komponenten

Es gibt mehrere Möglichkeiten der Realisierung gekoppelter Induktivitäten. Dabei wird zwischen Induktivitäten mit und ohne magnetischem Entkopplungspfad mit sehr niedriger Re-

luktanz unterschieden. Zudem wird zwischen einer Realisierung mit inverser und alternierender Kopplung unterschieden [73]. Bei der inversen Kopplung sind alle Flüsse in den Schenkeln gleichgerichtet. Die Bezeichnung der inversen Kopplung folgt dabei aus der entgegengesetzten Überlagerung der Flüsse in den einzelnen Schenkeln. Bei der alternierenden Kopplung ist jede zweite Phase entgegengesetzt angeordnet. Alternierende Kopplung ist also nur bei geraden Phasenzahlen möglich. In Abb. 5.1 sind die verschiedenen Kopplungsarten dargestellt.

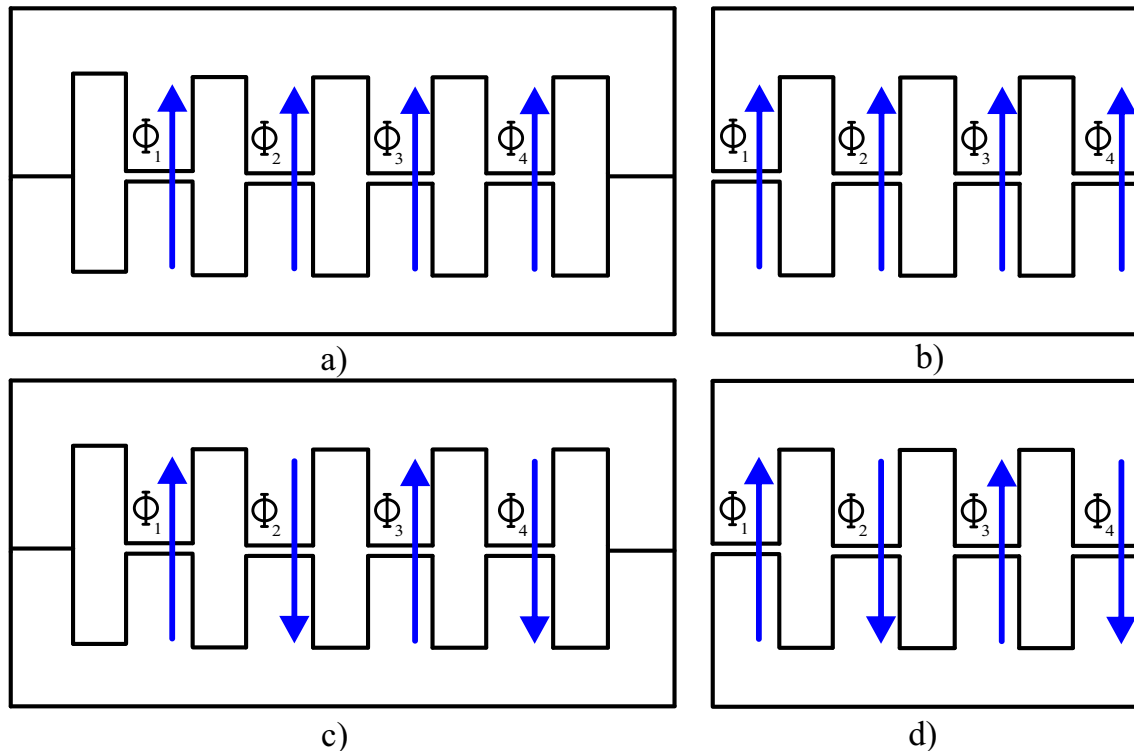


Abb. 5.1: Kopplungsarten für Induktivitäten in Interleaved-Wandlern a) inverse Kopplung mit Entkopplungspfad, b) inverse Kopplung ohne Entkopplungspfad, c) alternierende Kopplung mit Entkopplungspfad, d) alternierende Kopplung ohne Entkopplungspfad

Bei den Realisierungsmöglichkeiten mit Entkopplungszweig zeigen die Induktivitäten annähernd dasselbe Verhalten wie diskrete Induktivitäten, da die magnetischen Flüsse sich jeweils über den Entkopplungspfad schließen und somit nicht durch die die Wicklung tragenden Schenkel der jeweils anderen Phasen. Je nachdem, ob inverse oder alternierende Kopplung vorliegt, löscht sich im Entkopplungspfad entweder der Gleichanteil des magnetischen Flusses (inverse Kopplung) oder der Wechselanteil des Flusses (alternierende Kopplung) aus.

Der Vorteil der Realisierung von Induktivitäten mit Entkopplungspfad im Vergleich zu diskreten Bauteilen ist die gemeinsame Nutzung des Rückpfades durch beliebig viele Phasen. Bei inverser Kopplung addiert sich der Gleichanteil des Flusses im Entkopplungsschenkel bei gleichzeitiger Reduzierung des Wechselanteils, bei alternierender Kopplung wird der Gleichanteil des Flusses reduziert während der Wechselanteil verstärkt wird. Es lassen sich so je nach gewählter Anordnung entweder die Baugröße im Entkopplungsschenkel durch

Reduzierung des Gleichanteils des Flusses oder die Verluste im Kernmaterial durch Reduzierung des Wechselanteils reduzieren.

Wird auf einen Entkopplungsweig verzichtet, so schließen sich die Flüsse der einzelnen Phasen jeweils über Schenkel, die die Wicklung einer anderen Phase tragen. Dadurch wird das Verhalten der Phasen untereinander, abhängig von der Kopplung, mehr oder weniger stark beeinflusst. Der Vorteil der Anordnungen ohne Entkopplungspfad liegt darin, dass man in jedem Schenkel den magnetischen Gleichanteil des Flusses (inverse Kopplung) oder den Wechselanteil (alternierende Kopplung) reduzieren kann. Bei alternierender Kopplung treten allerdings eine erhöhte Stromschwankungsbreite in den Phasen und somit auch erhöhte Verluste auf. Bei der inversen Kopplung kann das Volumen durch die Reduzierung des Gleichanteils des Flusses stark reduziert werden [73].

In der mobilen Anwendung eines Batterie-Stützungssystems soll das Kernvolumen der Drosseln möglichst stark reduziert werden. Dazu eignet sich insbesondere eine Anordnung ohne Entkopplungspfad bei inverser Kopplung, da hier in allen Schenkeln der auftretende Gleichanteil des magnetischen Flusses reduziert werden kann. Diese Kopplungsart wird aufgrund der genannten Vorteile auch von dem überwiegenden Teil anderer Autoren angewendet [26, 27, 42, 69–72, 74, 75, 77]. Für diese Anwendung wird demzufolge eine Induktivität ohne Entkopplungspfad mit inverser Kopplung angestrebt und im Folgenden detailliert untersucht.

5.3 Theoretische Herleitung des Verhaltens von gekoppelten Induktivitäten

5.3.1 Grundlegende Zusammenhänge

Die Wirkungsweise von gekoppelten Induktivitäten wird hier zunächst allgemein für n -phasige Systeme erläutert. Später wird die Untersuchung beispielhaft auf die hier vorliegende Flurförderzeug-Anwendung mit dem dreiphasigen Interleaved-Wandler übertragen.

Aufgrund der n -Phasigkeit benötigt die gekoppelte Induktivität n Wicklungen, die auf einem Kern angeordnet werden. Eine gängige Möglichkeit der Realisierung ist in Abb. 5.2 dargestellt.

In Abb. 5.3 ist der magnetische Kreis dieser Anordnung dargestellt.

Zur Herleitung der Kopplung zwischen den Phasen wird zunächst der einphasige Betrieb der Anordnung betrachtet, der in Abb. 5.4 dargestellt wird.

Lediglich Wicklung 1 führt Strom, die restlichen Wicklungen führen keinen Strom. Demzufolge erzeugt der Strom in Wicklung 1 die einzige magnetomotorische Kraft im System, die einen magnetischen Fluss hervorruft. Der Fluss benötigt einen Rückflusspfad. Diesen Pfad

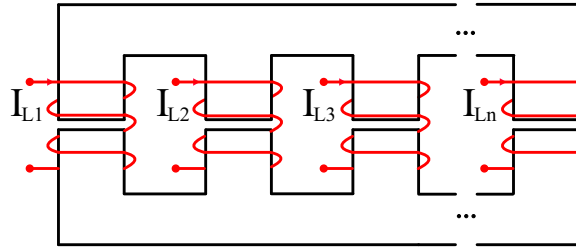


Abb. 5.2: Anordnungsmöglichkeit einer n -phasigen gekoppelten Induktivität auf Mehrschenkel-Kern

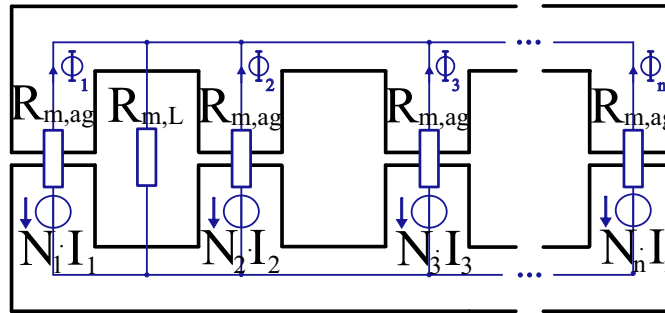


Abb. 5.3: Magnetisch äquivalenter Kreis von n -phasiger gekoppelter Induktivität unter Vernachlässigung der Reluktanz im Kernmaterial

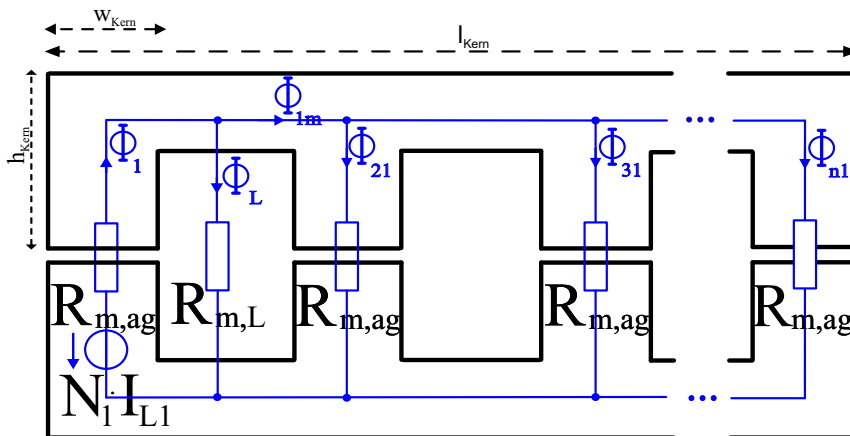


Abb. 5.4: Magnetisch äquivalenter Kreis von n -phasiger gekoppelter Induktivität im Einphasenbetrieb unter Vernachlässigung der Reluktanz im Kernmaterial

stellen die anderen Schenkel und die Luft dar. Der Anteil des Flusses, der sich durch die Luft schließt, ist der Streufluss Φ_L . Der Hauptfluss Φ_{1m} wird in Φ_{21}, Φ_{31} etc. aufgeteilt und sorgt für die Kopplung zwischen den Phasen.

Die Reluktanz, also der magnetische Widerstand, des Luftspaltes $R_{m,ag}$ ist deutlich größer als die Reluktanzen des Kernmaterials, diese können demzufolge vernachlässigt werden. Die folgenden einfachen Berechnungen werden aus den grundlegenden Gleichungen des magnetischen Kreises hergeleitet [34]. Für die Berechnung der Luftspalt-Reluktanz gilt (5.1),

wobei d_{ag} die Luftspatlänge darstellt und A_{Fe} den Querschnitt des Kerns.

$$R_{m,ag} = \frac{d_{ag}}{\mu_0 \cdot A_{Fe}} \quad (5.1)$$

Der Kopplungsfaktor k_{1y} zwischen den zwei Phasen 1 und y wird durch das Verhältnis der magnetischen Widerstände bestimmt. Je höher $R_{m,L}$, das die Streureluktanz der Luft bezeichnet, desto größer ist k_{1y} . Der Kopplungsfaktor zwischen den Phasen 1 und y wird gemäß (5.2) berechnet. Er gibt das Verhältnis zwischen dem Fluss, der in Schenkel y fließt und dem, der in Schenkel 1 erzeugt wird, an.

$$\begin{aligned} k_{1y} &= \frac{\Phi_{y1}}{\Phi_1} \\ &= \frac{\Phi_{y1}}{\Phi_{1m} + \Phi_L} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{R_{m,ag}}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{R_{m,L}} + (n-1) \cdot \frac{1}{R_{m,ag}}} \\ &= \frac{R_{m,L}}{R_{m,ag} + (n-1) \cdot R_{m,L}} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Für den symmetrischen Fall, der hier angenommen wird, ist die Kopplung zwischen den Phasen jeweils identisch und es gilt im Folgenden $k_{xy} = k \forall x, y$. Es folgt (5.3).

$$k = \frac{R_{m,L}}{R_{m,ag} + (n-1) \cdot R_{m,L}} \quad (5.3)$$

Zur Vereinfachung wird der äquivalente magnetische Widerstand gemäß (5.4) eingeführt, welcher für die Berechnung des Flusses maßgebend ist, wie in den folgenden Gleichungen gezeigt wird.

$$\begin{aligned} R_{m,eq} &= R_{m,ag} + \frac{R_{m,ag} \cdot R_{m,L}}{R_{m,ag} + (n-1) \cdot R_{m,L}} \\ &= R_{m,ag} \cdot (1 + k) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Der Fluss Φ_{11} aus (5.5) gibt den von Wicklung 1 erzeugten magnetischen Fluss im ersten Schenkel an, also in diesem Fall den gesamten Fluss im ersten Schenkel für den Einphasenbetrieb. Er stellt den Quotienten aus der Durchflutung und dem äquivalenten magnetischen Widerstand des Kerns dar, dabei bezeichnet N_1 die Windungszahl der x -ten Phase.

$$\Phi_1 = \Phi_{11} = \frac{N_1 \cdot I_{L1}}{R_{m,eq}} \quad (5.5)$$

Falls $R_{m,L}$ sehr groß ist, gilt $k \approx \frac{1}{n-1}$, was im Folgenden als ideale Kopplung bezeichnet wird. Der Fluss, der in einem Schenkel erzeugt wird, schließt sich jeweils zum $(n-1)$ -ten Teil über die anderen $(n-1)$ Schenkel. Die Topologie eines bidirektionalen Hochsetzstellers

mit gekoppelten Induktivitäten ist in Abb. 5.5 dargestellt.

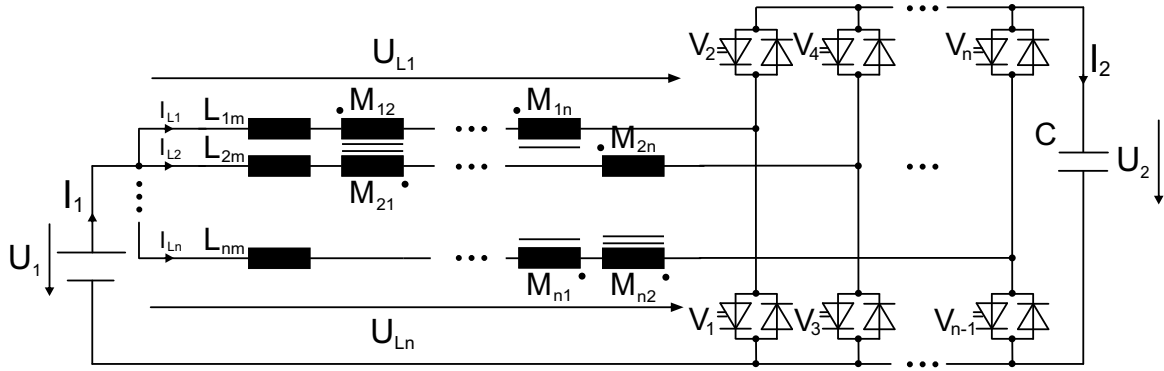


Abb. 5.5: Topologie: Interleaved-Wandler mit gekoppelten Induktivitäten

Für die elektrische Betrachtung sind die dort verwendeten Parameter Selbstinduktivität L_{xm} und Gegeninduktivität M_{xy} mit $0 < x, y \leq n$ bedeutend. Bei vorhandener Symmetrie sind diese Parameter für jede Phase identisch. Die Berechnung erfolgt in (5.6) und (5.7), wobei von hier an gilt $N_1 = N_2 = \dots = N_n = N$. Es gilt zudem $\bar{I}_{Lx} = \bar{I}_{Ly}$.

$$L_{xm} = \frac{N \cdot \Phi_x}{I_{Lx}} \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} M_{xy} &= \frac{N \cdot \Phi_{yx}}{I_{Ly}} \\ &= k \cdot L_{xm} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Ausgehend von Abb. 5.3 kann der magnetische Gesamtfluss gemäß (5.8) für Phase x berechnet werden. Dem von dem Strom der Phase x erzeugten Fluss werden aufgrund der Überlagerung jeweils die von den anderen $(n - 1)$ Strömen erzeugten Flüsse unter der Einbeziehung des Kopplungsfaktors abgezogen. Es ist offensichtlich, dass der Gleichanteil des magnetischen Flusses im Kern vollständig ausgelöscht wird, falls die Gleichanteile der n Ströme identisch sind und gleichzeitig ideale Kopplung vorliegt.

$$\begin{aligned} \Phi_x &= \frac{N \cdot I_{Lx}}{R_{m,eq}} - k \cdot \frac{N \cdot I_{Ly}}{R_{m,eq}} - k \cdot \frac{N \cdot I_{Lz}}{R_{m,eq}} - \dots \\ &= \frac{N}{R_{m,eq}} \cdot \left[I_{Lx} - \sum_{y=1 \forall y \neq x}^n k \cdot I_{Ly} \right] \end{aligned} \quad (5.8)$$

Die induzierte Spannung über den einzelnen Wicklungen lässt sich für die x -te Phase gemäß

(5.9) in Abhängigkeit von den Induktivitätswerten und der Stromänderung angeben.

$$\begin{aligned}
 U_{Lx} &= L_{xm} \cdot \frac{dI_{Lx}}{dt} - M_{xy} \cdot \frac{dI_{Ly}}{dt} - M_{xz} \cdot \frac{dI_{Lz}}{dt} - \dots \\
 &= L_{xm} \cdot \frac{dI_{Lx}}{dt} - \sum_{y=1 \forall y \neq x}^n M_{xy} \cdot \frac{dI_{Ly}}{dt}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Das gesamte System kann in Matrix-Darstellung gemäß (5.10) beschrieben werden.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \\ U_{L3} \\ \dots \\ U_{Ln} \end{pmatrix}}_{\underline{U}} = \underbrace{\begin{pmatrix} L_{1m} & -M_{12} & -M_{13} & \dots & -M_{1n} \\ -M_{21} & L_{2m} & -M_{23} & \dots & -M_{2n} \\ -M_{31} & -M_{32} & L_{3m} & \dots & -M_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -M_{n1} & -M_{n2} & -M_{n3} & \dots & L_{nm} \end{pmatrix}}_{\underline{L}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dI_{L3}}{dt} \\ \dots \\ \frac{dI_{Ln}}{dt} \end{pmatrix}}_{\underline{\dot{I}}} \tag{5.10}$$

Im Folgenden wird Symmetrie vorausgesetzt, d.h. $L_{xm} = L_m \forall x$ und $M_{xy} = M \forall x, y$. Es folgt (5.11).

$$\underbrace{\begin{pmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \\ U_{L3} \\ \dots \\ U_{Ln} \end{pmatrix}}_{\underline{U}} = L_m \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & -k & -k & \dots & -k \\ -k & 1 & -k & \dots & -k \\ -k & -k & 1 & \dots & -k \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -k & -k & -k & \dots & 1 \end{pmatrix}}_{\underline{L}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dI_{L3}}{dt} \\ \dots \\ \frac{dI_{Ln}}{dt} \end{pmatrix}}_{\underline{\dot{I}}} \tag{5.11}$$

5.3.2 Herleitung der äquivalenten Induktivitäten und der Stromschwankungsbreite

Durch Umstellung von (5.11) kann eine Berechnungsmatrix für den Stromgradienten entwickelt werden. Mit dieser Gleichung können dann zu jeder Zeit die Stromverläufe in den Phasen der Drossel berechnet werden. Zur Berechnung in (5.12) ist eine Matrixinvertierung notwendig. Es gilt (5.13) gemäß [81]. Es folgt (5.14). Die Koeffizienten $C_{CI,n1}$, $C_{CI,n2}$ und $C_{CI,n3}$ ergeben sich aus der Matrixinversion allgemein zu (5.15)-(5.17).

$$\underline{\dot{I}} = \underline{L}^{-1} \cdot \underline{U}_{Lx} \tag{5.12}$$

$$\underline{L}^{-1} = \frac{adj(\underline{L})}{det(\underline{L})} \tag{5.13}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dI_{L3}}{dt} \\ \dots \\ \frac{dI_n}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{C_{CI,n3}} \cdot \begin{pmatrix} C_{CI,n1} & C_{CI,n2} & C_{CI,n2} & \dots & C_{CI,n2} \\ C_{CI,n2} & C_{CI,n1} & C_{CI,n2} & \dots & C_{CI,n2} \\ C_{CI,n2} & C_{CI,n2} & C_{CI,n1} & \dots & C_{CI,n2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{CI,n2} & C_{CI,n2} & C_{CI,n2} & \dots & C_{CI,n1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \\ U_{L3} \\ \dots \\ U_{Ln} \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

$$C_{CI,n1} = 1 + (2 - n) \cdot k \quad (5.15)$$

$$C_{CI,n2} = k \quad (5.16)$$

$$C_{CI,n3} = L_m \cdot (1 + (2 - n) \cdot k - (n - 1) \cdot k^2) \quad (5.17)$$

Abhängig von der Betriebsart und den Schaltzuständen der Leistungshalbleiter können U_{L1} , U_{L2} etc. im kontinuierlichen Betrieb jeweils zwei Werte annehmen (vgl. Abb. 3.2). Der Wert der Spannung beträgt für eingeschaltete Low-side-Ventile jeweils U_1 , bei eingeschalteten High-side-Ventilen $U_1 - U_2$. Es existieren somit 2^n verschiedene Schaltzustände, aus denen der jeweilige Vektor für den Stromgradienten resultiert.

Durch die Kopplung der Phasen untereinander ergibt sich in den Phasenströmen bei jedem Schaltvorgang eine Änderung des Stromgradienten. Der Stromverlauf in der Phase einer gekoppelten Induktivität wird beispielhaft in Abb. 5.6 für den fünfphasigen Fall gezeigt.

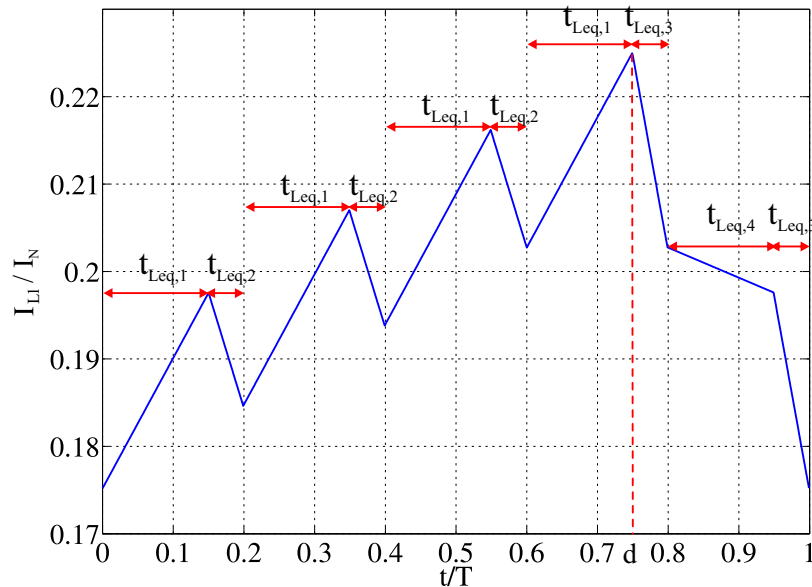


Abb. 5.6: Stromverlauf in fünfphasiger gekoppelter Induktivität mit Darstellung der Zeiten $t_{Leq,1} - t_{Leq,4}$ ($L_m = 50 \mu H$, $k = 0,225$, $n = 5$, $d = 0,75$, $i = 4$)

Es wird gezeigt, wie im Zeitbereich zwischen $t = 0$ und $t = d \cdot T$ (siehe Makierung in Abb. 5.6) der Stromgradient jeweils abwechselnd innerhalb der Zeiten $t_{Leq,1}$ und $t_{Leq,2}$ mit den dort wirksamen Induktivitäten $L_{eq,1}$ und $L_{eq,2}$ wechselt. In der Zeitspanne $t = d \cdot T$ bis $t = T$ wirken abwechselnd $L_{eq,3}$ und $L_{eq,4}$ innerhalb der Zeiten $t_{Leq,3}$ und $t_{Leq,4}$. Die äquivalenten Induk-

tivitäten $L_{eq,1}$ - $L_{eq,4}$ werden als Hilfsvariablen eingeführt, um in jedem Segment die Stromänderung in Abhängigkeit von U_{Lx} gemäß (5.18) angeben zu können. Die äquivalenten Induktivitäten stellen keine realen physikalischen Größen dar.

$$\frac{dI_{Lx}}{dt} = \frac{U_{Lx}}{L_{eq,1-4}} \quad (5.18)$$

Desweiteren wird als nicht physikalische Hilfsgröße die resultierende äquivalente Induktivität $L_{eq,res}$ eingeführt. Diese gibt die gemittelte Induktivität über eine gesamte Periode an. Mit der Kenntnis von $L_{eq,res}$ und U_{Lx} kann die Stromschwankungsbreite in den Phasen ΔI_{Lx} berechnet werden.

Der Stromverlauf innerhalb einer Periode kann in n_{Seg} verschiedene Segmente eingeteilt werden. Es gilt (5.19).

$$n_{Seg} = 2 \cdot n \quad (5.19)$$

Die allgemeine Berechnung von $L_{eq,1}$ - $L_{eq,4}$, $L_{eq,res}$, $t_{Leq,1}$ - $t_{Leq,4}$ sowie der Stromschwankungsbreiten in den Phasen und im resultierenden Zweig unter Verwendung von gekoppelten Induktivitäten wird ausführlich im Anhang beschrieben. Die hergeleiteten Gleichungen befinden sich in Tab. 5.1. Dabei bezeichnet f_T die Taktfrequenz und i den aktuellen Sektor des zu berechnenden Betriebspunktes. Ein n -phasiges System besitzt n Sektoren und es gilt $i=1$ für $d < \frac{1}{n}$, $i=2$ für $\frac{1}{n} < d < \frac{2}{n}$ etc. .

Es ist zu beachten, dass die Schwankungsbreiten, die für den HSS-Betrieb hergeleitet werden, aus Gründen der Symmetrie auch für den TSS-Betrieb gelten, wenn man den Tastgrad d durch $(1-d)$ ersetzt und in beiden Fällen gleichermaßen U_1 oder U_2 als konstant angenommen werden. Zusätzlich muss die Zählweise des Sektors im TSS-Betrieb geändert werden. So wie im HSS-Betrieb dem Tastgrad d der Sektor i zugeordnet wird, wird dem Tastgrad $(1-d)$ der Sektor j zugeordnet. Es gilt (5.20).

$$j = n - i + 1. \quad (5.20)$$

Aufgrund des beschriebenen Zusammenhangs zwischen HSS- und TSS-Betrieb wird hier die Herleitung der Gleichungen des TSS-Betriebs nicht weiter beschrieben. Die hergeleiteten Gleichungen für die Stromschwankungsbreite befinden sich in (5.21)-(5.24).

$$\Delta I_{Lx,HSS} = \frac{U_1}{f_T \cdot C_{Cl,n3}} \cdot \left[C_{Cl,n1} \cdot d + C_{Cl,n2} \cdot \left(\left(d - \frac{(i-1)}{n} \right) \cdot i \cdot \left((i-1) - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d} \right) + \left(\frac{i}{n} - d \right) \cdot (i-1) \cdot \left((i-2) - (n-i+1) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right) \right] \quad (5.21)$$

HSS-Betrieb	
$L_{eq,1}$	$\frac{C_{n3}}{C_{n1}+C_{n2} \cdot \left[(i-1) - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d} \right]}$
$t_{Leq,1}$	$\frac{\left(d - \frac{(i-1)}{n} \right)}{f_T}$
$L_{eq,2}$	$\frac{C_{n3}}{C_{n1}+C_{n2} \cdot \left[(i-2) - (n-i+1) \cdot \frac{d}{1-d} \right]}$
$t_{Leq,2}$	$\frac{\left(\frac{i}{n} - d \right)}{f_T}$
$L_{eq,3}$	$\frac{C_{n3} \cdot \frac{-d}{1-d}}{C_{n1} \cdot \frac{-d}{1-d} + C_{n2} \cdot \left[(i-1) - (n-i) \cdot \left(\frac{d}{1-d} \right) \right]}$
$t_{Leq,3}$	$\frac{\frac{i}{n} - d}{f_T}$
$L_{eq,4}$	$\frac{C_{n3} \cdot \frac{-d}{1-d}}{C_{n1} \cdot \frac{-d}{1-d} + C_{n2} \cdot \left[i - (n-i-1) \cdot \left(\frac{d}{1-d} \right) \right]}$
$t_{Leq,4}$	$\frac{\left(d - \frac{(i-1)}{n} \right)}{f_T}$
$L_{eq,res}$	$\frac{C_{n3} \cdot d}{\left[\left(d - \frac{(i-1)}{n} \right) \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((i-1) - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right) + \left(\frac{i}{n} - d \right) \cdot (i-1) \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((i-2) - (n-i+1) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right) \right]}$
TSS-Betrieb	
$L_{eq,1}$	$\frac{C_{n3}}{C_{n1}+C_{n2} \cdot \left[(j-1) + (n-j) \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) \right]}$
$t_{Leq,1}$	$\frac{\left[(1-d) - \frac{(j-1)}{n} \right]}{f_T}$
$L_{eq,2}$	$\frac{C_{n3}}{C_{n1}+C_{n2} \cdot \left[(j-2) - (n-j+1) \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) \right]}$
$t_{Leq,2}$	$\frac{\frac{j}{n} - (1-d)}{f_T}$
$L_{eq,3}$	$\frac{C_{n3} \cdot \frac{-d}{1-d}}{C_{n1} \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) + C_{n2} \cdot \left[(j-1) - (n-j) \cdot \left(\frac{1}{d} - 1 \right) \right]}$
$t_{Leq,3}$	$\frac{\frac{j}{n} - (1-d)}{f_T}$
$L_{eq,4}$	$\frac{C_{n3} \cdot \frac{-d}{1-d}}{C_{n1} \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) + C_{n2} \cdot \left[j - (n-j-1) \cdot \left(\frac{1}{d} - 1 \right) \right]}$
$t_{Leq,4}$	$\frac{\left((1-d) - \frac{(j-1)}{n} \right)}{f_T}$
$L_{eq,res}$	$\frac{C_{n3} \cdot (1-d)}{\left[\left((1-d) - \frac{(j-1)}{n} \right) \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((j-1) + (n-j) \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) \right) \right) + \left(\frac{j}{n} - (1-d) \right) \cdot (j-1) \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((j-2) - (n-j+1) \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) \right) \right) \right]}$

Tab. 5.1: Berechnung der äquivalenten Induktivitäten für den gekoppelten Fall

$$\Delta I_{Lx,TSS} = \frac{U_1}{f_T \cdot C_{Cl,n3}} \cdot \left[\left((1-d) - \frac{(j-1)}{n} \right) \cdot j \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((j-1) + (n-i) \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) \right) \right) + \left(\frac{j}{n} - (1-d) \right) \cdot (j-1) \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((j-2) - (n-j+1) \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \right) \right) \right) \right] \quad (5.22)$$

$$\Delta I_{1,HSS} = \frac{U_1 \cdot (d - \frac{i-1}{n}) \cdot [i - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d}]}{f_T \cdot C_{CI,n3}} \cdot [C_{CI,n1} + (n-1) \cdot C_{CI,n2}] \quad (5.23)$$

$$\Delta I_{1,TSS} = \frac{U_1 \cdot (1 - d - \frac{j-1}{n}) \cdot (j - (n-j) \cdot (1 - \frac{1}{d}))}{f_T \cdot C_{CI,n3}} \cdot [C_{CI,n1} + (n-1) \cdot C_{CI,n2}] \quad (5.24)$$

In Abb. 5.7 ist der Verlauf der Stromschwankungsbreiten für eine variierende Phasenzahl dargestellt. Es wird dabei unabhängig von der Phasenzahl dieselbe Magnetisierungsinduktivität L_m und ein Kopplungsfaktor, der 90 % der jeweils idealen Kopplung entspricht, angenommen.

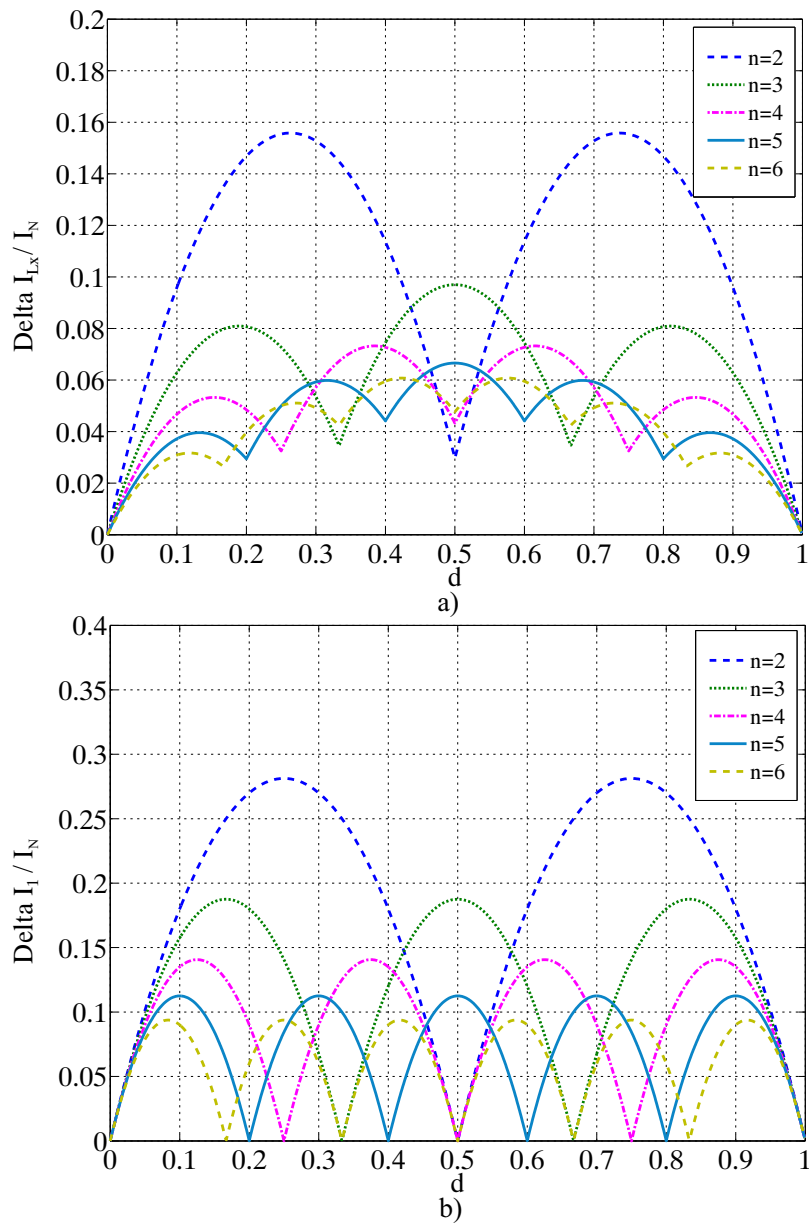


Abb. 5.7: Berechnete Stromschwankungsbreite für variierende Phasenzahl im HSS-Betrieb a) in den Einzelzweigen, b) im resultierenden Zweig ($L_m = 50 \mu H$, $U_2 = 36 V$, $k = 0,9 \cdot \frac{1}{(n-1)}$)

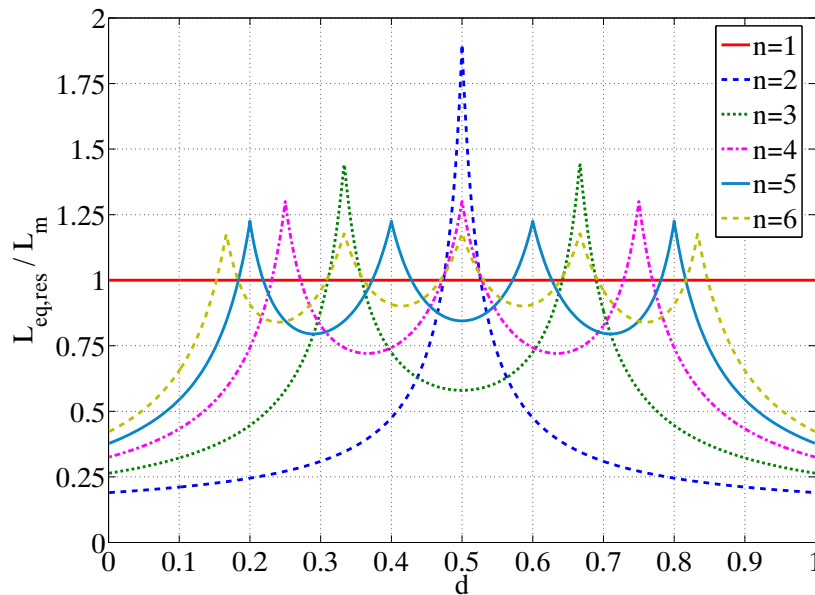


Abb. 5.8: Berechnete effektive Induktivität $L_{eq,res}$ ($L_m = 50 \mu H$, $U_2 = 36 V$, $k = 0,9 \cdot \frac{1}{(n-1)}$)

Es ist zu erkennen, dass die Verläufe der Stromschwankungsbreiten in den Einzelphasen durch die Kopplung der Phasen untereinander ebenso wie die resultierende Stromschwankungsbreite beim Interleaved-Betrieb mit nicht gekoppelten Induktivitäten jeweils n Hochpunkte und $(n - 1)$ Tiefpunkte aufweisen, wobei die Stromschwankungsbreite in den Tiefpunkten bei nicht idealer Kopplung in den Zweigen nicht vollständig ausgelöscht wird.

Je höher die Phasenzahl gewählt wird, desto stärker nähern sich die Verläufe der Kurve mit $n=1$ an, die dem einphasigen Betrieb entspricht. Das Verhalten lässt sich direkt durch Abb. 5.8 begründen, in der über die in Berechnungsformel aus Tab. 5.1 die entsprechende effektiv wirkende Induktivität $L_{eq,res}$ angegeben wird: Beim einphasigen Betrieb wirkt zu jeder Zeit die Magnetisierungsinduktivität L_m . Mit steigendem n nähert sich $L_{eq,res}$ dem Wert von L_m an. In den Knotenpunkten ist die wirksame Induktivität durch die anteilig hohe Auslöschung der Schwankungsbreite sogar noch größer als L_m .

Desweiteren gilt: Je höher die Kopplung der Phasen untereinander ist, desto höher liegen die Hochpunkte und desto tiefer die Tiefpunkte der Verläufe der Phasenstromschwankungsbreite. Bei idealer Kopplung liegen die Tiefpunkte auf der Nulllinie und die Hochpunkte im Unendlichen, falls kein zusätzlicher Filter verwendet wird.

Zusammenfassend kann nach der Betrachtung der Stromschwankungsbreite von gekoppelten Induktivitäten festgestellt werden, dass diese in den Phasen durch die Kopplung sowohl von der Phasenzahl als auch vom Kopplungsfaktor abhängt. Durch die Existenz der n -abhängigen Anzahl von Hoch- und Tiefpunkten in den Verläufen ist die Stromschwankungsbreite stark vom gewählten Betriebsbereich des Duty-Cycles abhängig.

5.3.3 Herleitung der mittleren gespeicherten Energie in gekoppelten Induktivitäten

Um später einen Vergleich der benötigten Baugröße zwischen gekoppelten und diskreten Induktivitäten durchführen zu können, wird hier die Berechnung der in einer n -phasigen gekoppelten Induktivität im Mittel gespeicherten Energie allgemein hergeleitet. Die in einer Drossel gespeicherte Energie ist maßgebend für die Einschätzung der Baugröße [38]. Es gilt allgemein für die zum Zeitpunkt t in einer n -phasigen gekoppelten Induktivität gespeicherte Energie (5.25), wenn die Drossel zum Zeitpunkt $t=0$ keinen Strom führt.

$$E_{CI}(t) = \sum_{x=1}^n \int_0^t U_{Lx}(t) \cdot I_{Lx}(t) dt \quad (5.25)$$

Die für die Berechnung der Energie benötigten Spannungen über den einzelnen Wicklungen können gemäß (5.26) angegeben werden.

$$\begin{aligned} U_{L1} &= L_m \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} - M \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} - M \cdot \frac{dI_{L3}}{dt} - \dots - M \cdot \frac{dI_{Ln}}{dt} \\ U_{L2} &= -M \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} + L_m \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} - M \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} - \dots - M \cdot \frac{dI_{Ln}}{dt} \\ &\dots \\ U_{Ln} &= -M \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} - \dots - M \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} - \dots - M \cdot \frac{dI_{Ln}}{dt} + L_m \cdot \frac{dI_{Ln}}{dt} \end{aligned} \quad (5.26)$$

Zur Herleitung der gespeicherten Energie wird gemäß [82] angenommen, dass nacheinander jeweils die Phasenströme von 0 A auf den Wert I_L gebracht werden und dann konstant bleiben. Durch die Annahme identischer Ströme in allen Phasen wird durch Vernachlässigung der Stromschwankungsbreite im System lediglich die im Mittel gespeicherte Energie hergeleitet, um die die tatsächlich im System zum Zeitpunkt t gespeicherte Energie schwankt. Somit muss das Integral aus (5.25) in n verschiedene Zeitabschnitte eingeteilt werden. Gleichung (5.27) gibt die Berechnung des Integrals zwischen den Zeiten t_r und t_{r+1} an. Während dieser Zeit wird die r -te Phase von 0 A auf I_L gebracht, während alle Phasen von 1 bis $r-1$ bereits den Strom I_L führen. Für diese Zeitspanne werden alle Ableitungen der Ströme bis auf die des Stromes I_{Lr} zu null gesetzt, da dort jeweils ein konstanter Strom vorliegt. Es wird hier ein symmetrisches System mit gleicher Stromverteilung vorausgesetzt, zudem gilt $M=k \cdot L_m$.

$$\begin{aligned}
 E_{CI}(t_{r-1} - t_r) &= \int_{t=t_{r-1}}^{t_r} \left[\left(\sum_{j=1}^{r-1} -M \cdot I_L \right) + L_m \cdot I_{Lr} \right] \cdot \frac{dI_{Lr}}{dt} dt \\
 &= \int_{I_{Lr}=0}^{I_L} [-M \cdot (r-1) \cdot I_L + L_m \cdot I_{Lr}] \cdot dI_{Lr} \\
 &= \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I_L^2 - (r-1) \cdot M \cdot I_L^2 \\
 &= L_m \cdot I_L^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - k \cdot (r-1) \right)
 \end{aligned} \tag{5.27}$$

Wird nun (5.27) in (5.25) eingearbeitet, so erhält man (5.28) für die Berechnung von E_{CI} .

$$\begin{aligned}
 E_{CI} &= \sum_{r=1}^n L_m \cdot I_L^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - k \cdot (r-1) \right) \\
 &= L_m \cdot I_L^2 \cdot \left(\frac{n}{2} - k \cdot [1 + 2 + 3 + \dots + (n-1)] \right)
 \end{aligned} \tag{5.28}$$

Wird die gaußsche Summenformel [83] verwendet, so folgt (5.29).

$$1 + 2 + 3 + 4 + \dots + n = \sum_{i=1}^n i = \frac{n \cdot (n+1)}{2} \tag{5.29}$$

Es ergibt sich für die im stationären Zustand im Mittel gespeicherte Energie einer gekoppelten Induktivität (5.30).

$$E_{CI} = \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I_L^2 \cdot n \cdot [1 - (n-1) \cdot k] \tag{5.30}$$

Erwartungsgemäß sinkt die zu speichernde Energie mit steigendem Kopplungsfaktor, bei idealer Kopplung wird wie in einem idealen Transformator keine Energie gespeichert.

5.3.4 Allgemeine Bestimmung der Kernverluste

Um die Kernverluste in gekoppelten Induktivitäten angeben zu können, müssen zunächst die Berechnungsformeln erarbeitet werden. Allgemeine Eigenschaften von Verlusten in magnetischen Materialien werden in [84] präsentiert. Die Gesamtverluste $P_{V,Kern}$ ergeben sich demnach aus drei Teilverlusten gemäß (5.31): den Hystereseverlusten $P_{V,hyst}$, den klassischen Wirbelstromverlusten $P_{V,eddy}$ und den sogenannten Exzess-Verlusten $P_{V,exz}$.

$$P_{V,Kern} = P_{V,hyst} + P_{V,eddy} + P_{V,exz} \tag{5.31}$$

Hystereseverluste entstehen durch die Ummagnetisierung des Kernmaterials. Wirbelstromverluste werden durch die von den wechselnden Magnetfeldern induzierten Spannungen und den daraus folgenden Strömen in elektrisch leitfähigen Kernmaterialien verursacht. Die

Exzess-Verluste werden durch Bewegungen der Wände von magnetischen Bezirken hervorgerufen. Obwohl Exzess-Verluste in Ferritkernen die dominierenden Verluste sind, ist am wenigsten über sie bekannt [85].

Zur einfachen Berechnung von Kernverlusten wurde in der Vergangenheit die Steinmetz-Gleichung angewendet [86], welche von Steinmetz vor mehr als 100 Jahren aufgestellt wurde (vgl. (5.32)). In der Steinmetz-Gleichung bezeichnen k_{SM} , α_{SM} und β_{SM} materialabhängige Konstanten.

$$P_{V,Kern} = k_{SM} \cdot f_T^{\alpha_{SM}} \cdot \hat{B}^{\beta_{SM}} \quad (5.32)$$

Der Nachteil der Steinmetzgleichung ist ihr begrenzter Gültigkeitsbereich, denn sie lässt sich nur für sinusförmige Verläufe anwenden. Die Exponenten der Gleichung sind im Allgemeinen unterschiedlich von eins, deswegen liegt hier keine Linearität vor. Eine Fourieranalyse eines nichtsinusförmigen Signals mit getrennter Berechnung von Verlusten der verschiedenen Frequenzanteile ist aufgrund der Nichtlinearität nicht zulässig [85].

Es wurden diverse Untersuchungen und Überlegungen durchgeführt, um die Verluste auch für nichtsinusförmige Signale berechnen zu können. In [87] wurde die modifizierte Steinmetzgleichung (MSE) eingeführt. Dort wird durch eine Analyse des nichtsinusförmigen Signals eine äquivalente Frequenz für die herkömmliche Gleichung definiert. Diese beruht auf dem Zusammenhang, dass die Kernverluste von der zeitlichen Änderung der magnetischen Flussdichte B nach der Zeit abhängig sind.

In [85] wird die MSE zur generalisierten Steinmetzgleichung (GSE) erweitert. Einige Nachteile bzw. Anomalien der MSE werden beseitigt. Mit der GSE werden im Gegensatz zur MSE für sinusförmige Signale dieselben Ergebnisse wie mit der Steinmetzgleichung berechnet. Die GSE ist allerdings ungeeignet für Signale, die innerhalb einer Periode sogenannte „Sub-loops“ enthalten. Diese bezeichnen ein Signal, in welchem mehr als einmal pro Periode das Vorzeichen der Steigung der magnetischen Flussdichte wechselt bzw. lokale Minima oder Maxima vorliegen. Für derartige Signale wurde die GSE weiter optimiert zur verbesserten generalisierten Steinmetzgleichung (iGSE). Diese wird in [88] hergeleitet und experimentell verifiziert.

In der hier betrachteten Anwendung gibt es im zeitlichen Verlauf des magnetischen Flusses keine lokalen Extrempunkte, wie im späteren Verlauf des Kapitels gezeigt wird. Deswegen ist es ausreichend, die GSE anzuwenden. Die spezifischen Kernverluste im Magnetkern können demzufolge mit dem Zusammenhang aus (5.34) über (5.33) berechnet werden. Dabei bezeichnet Θ einen Winkel als Hilfsvariable, über die eine Integration durchgeführt wird, die weiteren Variablen entsprechen denen aus der ursprünglichen Steinmetzgleichung.

$$P_{V,Kern} = \frac{1}{T} \int_0^T k_{1,SM} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\alpha_{SM}} |B(t)|^{\beta_{SM} - \alpha_{SM}} dt \quad (5.33)$$

$$k_{1,SM} = \frac{k_{SM}}{(2\pi)^{\alpha_{SM}-1} \cdot \int_0^{2\pi} |\cos(\Theta)|^{\alpha_{SM}} \cdot |\sin(\Theta)|^{\beta_{SM}-\alpha_{SM}} d\Theta} \quad (5.34)$$

Dabei werden für die Berechnung lediglich die Zeitverläufe der magnetischen Flussdichte und die bekannten Steinmetzparameter benötigt.

5.4 Möglichkeiten der Reduzierung der Stromschwankungsbreite im Wandler mit gekoppelten Induktivitäten durch verschiedene Filtertypen

5.4.1 Nachweis der Problematik von stark gekoppelten Systemen

In Abb. 5.9 und Abb. 5.10 ist die normierte Stromschwankungsbreite beispielhaft für den dreiphasigen Fall in Abhängigkeit vom Tastverhältnis für verschiedene Kopplungsfaktoren dargestellt. Dabei wird zwischen der Stromschwankungsbreite in den einzelnen Zweigen ΔI_{Lx} und der Stromschwankungsbreite im Knotenpunkt ΔI_1 nach der Überlagerung der n Ströme unterschieden. Aufgrund der sinkenden Streuinduktivität bei steigender Kopplung steigt dort die Stromschwankungsbreite stark an.

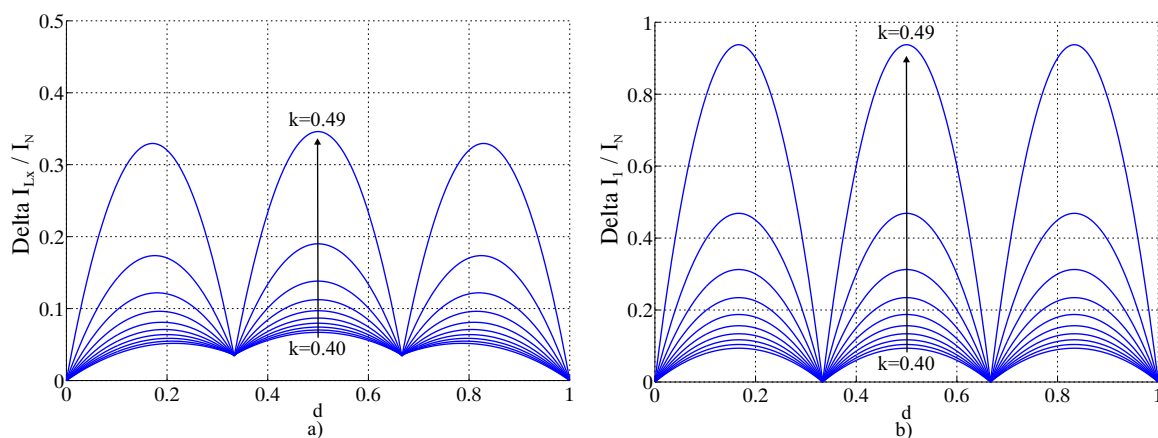


Abb. 5.9: Berechnete Stromschwankungsbreite für variierenden Kopplungsfaktor a) in den Einzelzweigen, b) im resultierenden Zweig ($n=3$, $L_m=50 \mu H$, $U_2=36 V$)

In Peripherie-Komponenten kann eine derart hohe Stromschwankungsbreite, wie sie bei hoher Kopplung auftritt, nicht toleriert werden. Deswegen ist es notwendig, die resultierende Stromschwankungsbreite zu reduzieren.

5.4.2 Herleitung eines um zusätzliche Filterkomponenten erweiterten Modells

Es gibt drei verschiedene Optionen, um eine Filterwirkung zu erhalten. Eine Möglichkeit ist es, die Streuinduktivität jeder Phase durch kleine Einzelinduktivitäten L_p zu erhöhen [26]. Eine weitere Möglichkeit besteht im Einsatz einer gemeinsamen Filterinduktivität L_f am

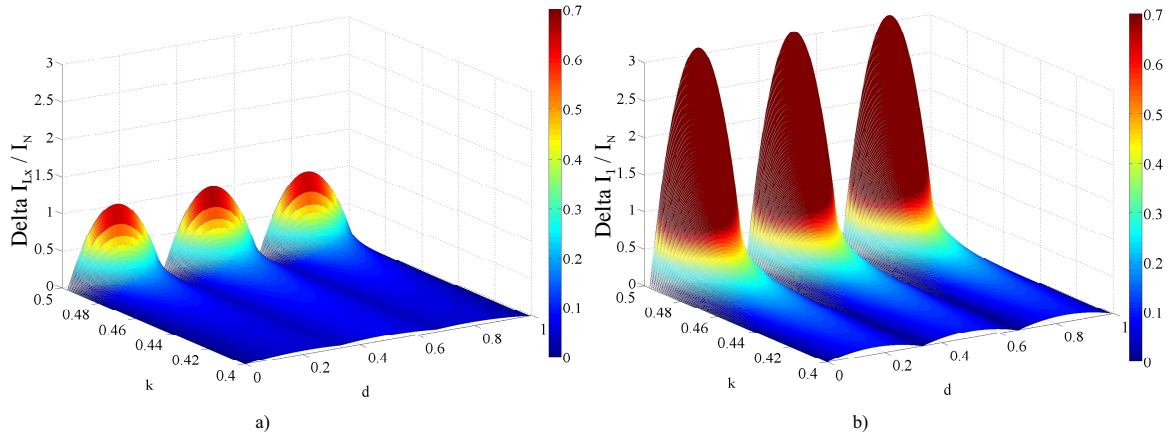


Abb. 5.10: Kennfeld der berechneten Stromschwankungsbreite für variierenden Kopplungsfaktor a) in den Einzelzweigen, b) im resultierenden Zweig ($n=3$, $L_m=50 \mu H$, $U_2=36 V$)

Knotenpunkt der Phasen [26]. Eine Realisierung ohne zusätzliche Komponenten stellt die Alternative dar, den Kopplungsfaktor zu reduzieren und somit nicht zu maximieren, um eine höhere interne Streuinduktivität zu erhalten. Jede dieser Methoden besitzt Vor- und Nachteile, welche im Folgenden ausgearbeitet werden.

Die allgemeine, um Filter erweiterte Topologie eines n -phasigen Interleaved-Wandlers befindet sich in Abb. 5.11.

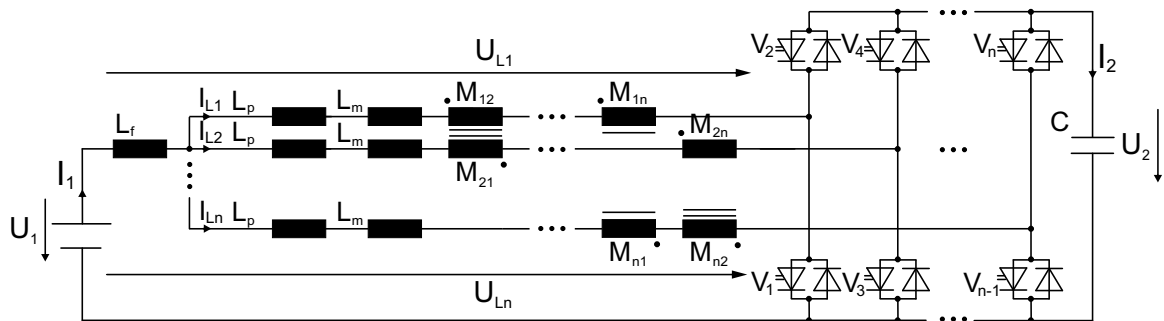


Abb. 5.11: Um zusätzliche Filter erweiterte Topologie des n -phasigen Interleaved-Wandlers mit gekoppelten Induktivitäten

Gleichung (5.10) muss zur weiteren Berechnung modifiziert werden. Zur Entwicklung der neuen Matrixeinträge wird für jede Phase eine Spannungsgleichung wie (5.35) für die erste Phase aufgestellt.

$$U_{L1} = L_f \cdot \left(\frac{dI_{L1}}{dt} + \dots + \frac{dI_{Ln}}{dt} \right) + (L_p + L_m) \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} - M_{12} \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} - \dots - M_{1n} \cdot \frac{dI_{Ln}}{dt} \quad (5.35)$$

Es folgt die Matrixgleichung (5.36).

$$\underbrace{\begin{pmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \\ U_{L3} \\ \dots \\ U_{Ln} \end{pmatrix}}_{\underline{U}} = \underbrace{\begin{pmatrix} L_p + L_m + L_f & -M_{12} + L_f & -M_{13} + L_f & \dots & -M_{1n} + L_f \\ -M_{21} + L_f & L_p + L_m + L_f & -M_{23} + L_f & \dots & -M_{2n} + L_f \\ -M_{31} + L_f & -M_{32} + L_f & L_p + L_m + L_f & \dots & -M_{3n} + L_f \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -M_{n1} + L_f & -M_{n2} + L_f & -M_{n2} + L_f & \dots & L_p + L_m + L_f \end{pmatrix}}_{\underline{L}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{dI_1}{dt} \\ \frac{dI_2}{dt} \\ \frac{dI_3}{dt} \\ \dots \\ \frac{dI_n}{dt} \end{pmatrix}}_{\underline{i}} \quad (5.36)$$

Unter der Einbeziehung von zusätzlichen Filterkomponenten ändern sich somit auch die im vorherigen Verlauf dieses Kapitels hergeleiteten Konstanten $C_{CI,n1}$ - $C_{CI,n3}$. Sie werden über die Matrixinversion über dieselbe Vorgehensweise wie bei der Betrachtung ohne Filter zu (5.37)-(5.39) bestimmt.

$$C_{CI,n1} = (n - 1) \cdot L_f + L_p + L_m \cdot [1 - (n - 2) \cdot k] \quad (5.37)$$

$$C_{CI,n2} = k \cdot L_m - L_f \quad (5.38)$$

$$C_{CI,n3} = [L_m \cdot (1 + k) + L_p] \cdot [n \cdot L_f + L_p + L_m \cdot (1 - (n - 1) \cdot k)] \quad (5.39)$$

5.4.3 Analyse der Auswirkungen der verschiedenen Filtertypen auf die Betriebsparameter

In diesem Abschnitt werden die Auswirkungen der Filtertypen auf die Stromschwankungsbreite der einzelnen Phasen, auf das Bauvolumen und auf die auftretenden Verluste analysiert. Im Folgenden werden die möglichen drei Filtertypen wie in Tab. 5.2 bezeichnet.

Bezeichnung	Beschreibung
Filter 1	Gemeinsamer Filter L_f im resultierenden Zweig; $L_p=0$; $k = \frac{1}{n-1}$ (ideale Kopplung)
Filter 2	Filterdrosseln L_p in den einzelnen Phasen; $L_f=0$; $k = \frac{1}{n-1}$ (ideale Kopplung)
Filter 3	Erhöhung der Streuinduktivität durch reduzierten Kopplungsfaktor k_{ni} ; $L_f=0$; $L_p=0$

Tab. 5.2: Charakterisierung der verschiedenen Filtertypen zur Reduzierung der Stromschwankungsbreite in gekoppelten Induktivitäten

Um den Einfluss der beiden externen Filtertypen durch zusätzliche Komponenten zu analysieren und unter gleichen Voraussetzungen zu vergleichen, werden die resultierenden Stromschwankungsbreiten gleichgesetzt. Die Untersuchungen werden mit jeweils nur einem Filtertyp zur Zeit durchgeführt.

Um für verschiedene Filtertypen dieselbe Ausgangsstromschwankungsbreite zu erhalten, wird (5.23) zur allgemeinen Berechnung der resultierenden Stromschwankungsbreite betrachtet. Lediglich die Konstanten $C_{CI,n1} - C_{CI,n3}$ sind abhängig vom verwendeten Filter. Deswegen muss bei gleicher Stromschwankungsbreite bei unterschiedlicher Filteranordnung (5.40) gelten, wobei Filter X und Filter Y jeweils zwei verschiedene Filteranordnungen darstellen.

$$\frac{C_{CI,n1,FilterX} + (n-1) \cdot C_{CI,n2,FilterX}}{C_{CI,n3,FilterX}} = \frac{C_{CI,n1,FilterY} + (n-1) \cdot C_{CI,n2,FilterY}}{C_{CI,n3,FilterY}} \quad (5.40)$$

Je nach verwendetem Filter ergeben sich allgemein unterschiedlich zu berechnende Konstanten $C_{CI,n1}-C_{CI,n3}$. Für den Fall, dass eine Filterinduktivität L_f oder n Phaseninduktivitäten L_p eingesetzt werden, wird eine ideal gekoppelte Induktivität mit dem Kopplungsfaktor $k_i = \frac{1}{n-1}$ angenommen, für die Anwendung eines Filters durch eine nicht ideale Kopplung wird die Kopplung zu k_{ni} definiert. Aus (5.37)-(5.39) werden nach dem Einsetzen von k_i , k_{ni} und gegebenenfalls der Streichung der nicht vorhandenen Filtertypen die vereinfachten Konstanten für die verschiedenen Filtertypen berechnet und in Tab. 5.3 aufgelistet.

	Filter 1	Filter 2	Filter 3
$C_{CI,n1}$	$(n-1) \cdot L_f + L_m \cdot \left(1 - \frac{n-2}{n-1}\right)$	$L_p + L_m \cdot \left(1 - \frac{n-2}{n-1}\right)$	$L_m \cdot (1 - (n-2) \cdot k_{ni})$
$C_{CI,n2}$	$\frac{1}{n-1} \cdot L_m - L_f$	$\frac{1}{n-1} \cdot L_m$	$L_m \cdot k_{ni}$
$C_{CI,n3}$	$L_m \cdot \left(1 + \frac{1}{n-1}\right) \cdot n \cdot L_f$	$\left(L_m \cdot \left(1 + \frac{1}{n-1}\right) + L_p\right) \cdot L_p$	$L_m^2 \cdot (1+k) \cdot (1 - (n-1) \cdot k_{ni})$

Tab. 5.3: Berechnung der Konstanten $C_{CI,1}-C_{CI,3}$ für unterschiedliche Filteranordnungen

Im Folgenden wird (5.40) auf die unterschiedlichen Filtertypen angewendet, dabei werden die Konstanten aus Tab. 5.3 eingesetzt. Die Gleichung wird dann jeweils derart umgestellt, dass L_f , L_p und k_{ni} ins Verhältnis gesetzt werden können. Um eine allgemeine Gültigkeit des Zusammenhangs zu erhalten, werden die relativen Koeffizienten l_f und l_p gemäß (5.41) und (5.42) eingeführt. Diese geben die Filtergrößen im Verhältnis zur Hauptinduktivität L_m an.

$$L_f = l_f \cdot L_m \quad (5.41)$$

$$L_p = l_p \cdot L_m \quad (5.42)$$

Durch das Einsetzen der Variablen und Umstellung der Gleichungen ergeben sich die Zu-

sammenhänge aus (5.43)-(5.45).

$$l_f = \frac{1 - (n - 1) \cdot k_{ni}}{n} \quad (5.43)$$

$$l_p = 1 - (n - 1) \cdot k_{ni} \quad (5.44)$$

$$l_p = l_f \cdot n \quad (5.45)$$

Für die weitere Untersuchung der verschiedenen Filter gelten die genannten Zusammenhänge.

5.4.3.1 Betrachtung der Stromschwankungsbreite in den Phasen

In Abb. 5.12 sind die Verhältnisse der Stromschwankungsbreiten in den Phasen für die verschiedenen Filtertypen bei unterschiedlichen Phasenzahlen und Kopplungsfaktoren für die Randbedingung der gleichen resultierenden Stromschwankungsbreite dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Schwankungsbreite der Phasenströme für Filtertyp 3 immer höher ist als für denselben Betriebspunkt unter Anwendung von Typ 1 und Typ 2. Dies wird dadurch begründet, dass bei der Reduzierung des Kopplungsfaktors bei Typ 3 die jeweils von den anderen Phasen induzierten Gegenspannungen verringert werden und somit den Stromanstieg in den Phasen weniger stark begrenzen.

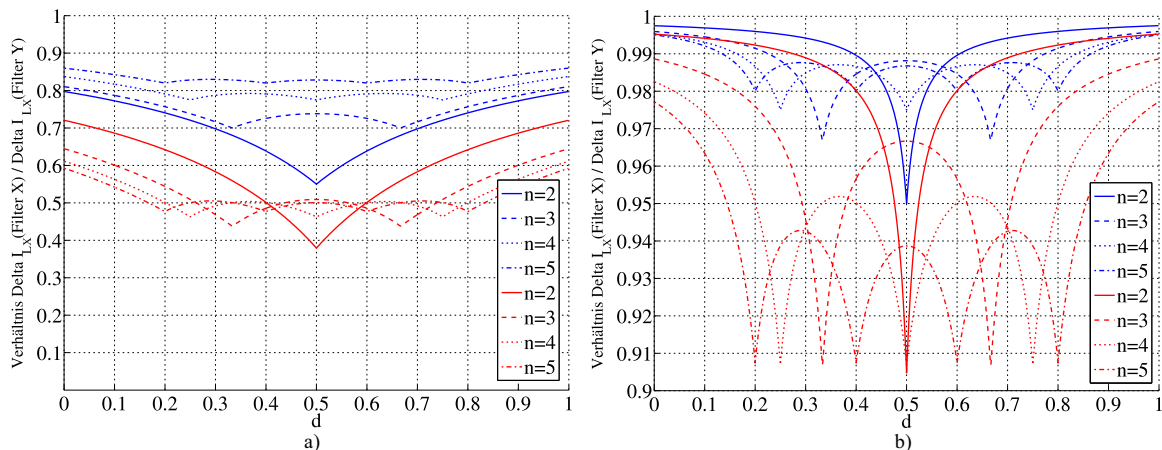


Abb. 5.12: Vergleich der Stromschwankungsbreiten ΔI_{Lx} in den Phasenströmen für verschiedene Filtertypen bei derselben resultierenden Stromschwankungsbreite ($L_m = 50 \mu H$, blau: $\frac{\Delta I_{Lx}(\text{Filter 1})}{\Delta I_{Lx}(\text{Filter 3})}$ rot: $\frac{\Delta I_{Lx}(\text{Filter 2})}{\Delta I_{Lx}(\text{Filter 3})}$) a) $k_{ni} = 0,1 \cdot \frac{1}{n-1}$, b) $k_{ni} = 0,9 \cdot \frac{1}{n-1}$

Desweiteren wird festgestellt, dass die Phasenstrom-Schwankungsbreite bei Typ 2 immer kleiner ist als bei Typ 1. Dieses Verhalten kann über die Position der Filter begründet werden, denn bei Typ 2 werden die zusätzlichen Filter im Gegensatz zu Typ 1 in den Phasen implementiert und begrenzen direkt den dort möglichen Stromanstieg. Je höher die Phasenzahl ist, desto geringer wird die Schwankungsbreite innerhalb des Duty-Cycle-Bereichs. Die Phasenzahl-abhängigen Knotenpunkte sind in den Verläufen wiederzufinden. Je höher

der Kopplungsfaktor der nicht ideal gekoppelten Induktivität gewählt wird, desto mehr nähern sich die Verläufe einander an, bis bei idealer Kopplung erwartungsgemäß die Verläufe identisch sind. Für diesen Fall nehmen die externen Filterkomponenten bei Filtertyp 1 und Filtertyp 2 unendlich kleine Werte an, es wirkt nur die ideal gekoppelte Induktivität. Die Auswirkung der Stromschwankungsbreite in den Phasen auf die Schaltverluste wurde bereits im Laufe dieses Kapitels analysiert. Hier gelten dieselben Zusammenhänge.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass Typ 2 die geringste Stromschwankungsbreite in den Phasen besitzt, Typ 1 die zweitgeringste und Typ 3 die höchste. Der Unterschied zwischen den Filtertypen ist stark vom Duty-Cycle und von der Phasenzahl abhängig.

5.4.3.2 Betrachtung des Gesamtvolumens

Hier wird eine grobe Abschätzung des zu erwartenden Volumens der drei Filteranordnungen über die in den induktiven Komponenten gespeicherte Energie durchgeführt. Dazu muss die insgesamt sowohl von den externen Filterkomponenten als auch von der gekoppelten Induktivität gespeicherte Energie $E_{L,FilterX}$ miteinbezogen werden. Bei Typ 1 und Typ 2 ist die gekoppelte Induktivität ideal gekoppelt, d.h. $k = \frac{1}{n-1}$. Demzufolge wird dort gemäß (5.30) in der gekoppelten Induktivität keine Energie gespeichert. Die Berechnung für die Anordnung von Filter 1 befindet sich in (5.46), die Berechnung für die Anordnung von Filter 2 in (5.47) und die Berechnung von Filter 3 in (5.48).

$$\begin{aligned}
 E_{L,Filter1} &= \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \left(\frac{I_1}{n}\right)^2 \cdot n \cdot [1 - (n-1) \cdot k] + \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot I_1^2 \\
 &= \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot I_1^2 \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - (n-1) \cdot k_{ni}}{n} \cdot L_m \cdot I_1^2 \\
 &= \frac{L_m \cdot [1 - (n-1) \cdot k_{ni}] \cdot I_1^2}{2 \cdot n}
 \end{aligned} \tag{5.46}$$

$$\begin{aligned}
 E_{L,Filter2} &= \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \left(\frac{I_1}{n}\right)^2 \cdot n \cdot [1 - (n-1) \cdot k] + n \cdot \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot \left(\frac{I_1}{n}\right)^2 \\
 &= n \cdot \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot \left(\frac{I_1}{n}\right)^2 \\
 &= n \cdot \frac{1}{2} \cdot [1 - (n-1) \cdot k_{ni}] \cdot \left(\frac{I_1}{n}\right)^2 \\
 &= \frac{L_m \cdot [1 - (n-1) \cdot k_{ni}] \cdot I_1^2}{2 \cdot n}
 \end{aligned} \tag{5.47}$$

$$\begin{aligned}
 E_{L,Filter3} &= \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \left(\frac{I_1}{n} \right)^2 \cdot n \cdot [1 - (n-1) \cdot k_{ni}] \\
 &= \frac{L_m \cdot [1 - (n-1) \cdot k_{ni}] \cdot I_1^2}{2 \cdot n}
 \end{aligned} \tag{5.48}$$

Die Berechnung der gespeicherten Energie in den drei Filteranordnungen ergibt, dass bei allen drei Filtertypen dieselbe Energie in den induktiven Komponenten gespeichert werden muss, um die Randbedingung derselben Stromschwankungsbreite einzuhalten. Diese Aussage gilt somit auch als grobe Einschätzung für das zu erwartende Bauvolumen [38].

Dieser Zusammenhang ist plausibel, da nach außen hin die realisierte Anordnung aus induktiven Filterkomponenten unabhängig von der verwendeten Position des Filters dasselbe Verhalten zeigt, da als Randbedingung dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite vorgegeben wird. Dadurch ist sowohl der resultierende Strom in seiner Schwankungsbreite bei allen Realisierungsmöglichkeiten identisch als auch die über der Anordnung der Wicklungen anliegenden Spannungen aufgrund derselben verwendeten PWM. Gemäß dem Induktionsgesetz ($U = L \cdot \frac{dI}{dt}$) folgt damit nach außen hin eine identische wirksame Induktivität. Bei identischer Induktivität und gleichzeitig identischen Stromverläufen ergibt sich über die Berechnungsformel (2.27) folglich dieselbe zu speichernde Energie.

5.4.3.3 Verluste

Die Verluste in den zusätzlichen Filterkomponenten hängen stark von der gewählten Auslegung ab. Die Anteile der Verluste können durch die Wahl der Windungszahl und des Kernvolumens zwischen Kernverlust- und Kupferverlustanteil verschoben werden. Aufgrund dessen ist die Durchführung eines allgemeingültigen Vergleichs hier nicht sinnvoll, denn je nach Bauweise, angestrebter Baugröße und Kosten ergeben sich unterschiedliche Verluste in den zusätzlichen Filterkomponenten. In [89] wird allerdings ein Verlustvergleich für den speziellen Fall des hier verwendeten dreiphasigen Interleaved-Wandlers durchgeführt. Es ergibt sich dabei ein klarer Wirkungsgradvorteil durch die Verwendung einer nicht ideal gekoppelten Induktivität, insbesondere durch die Vermeidung von zusätzlichen Kupferverlusten, die in den externen Filterkomponenten auftreten.

5.4.4 Schlussfolgerung des Vergleichs der Filtertypen

Es wurde gezeigt, dass die Stromschwankungsbreite in den Phasen bei der Auslegung auf dieselbe maximal erlaubte Stromschwankungsbreite am Ausgang bei der Verwendung von externen Komponenten etwas geringer ist als bei Verwendung einer nicht ideal gekoppelten Induktivität. Insbesondere bei hohen Kopplungsfaktoren der nicht ideal gekoppelten Induktivitäten ist der Vorteil jedoch sehr gering. Die Art des gewählten Filters hat keine Auswirkung

auf die zur Baugröße annähernd proportionale zu speichernde Energie, was auch im speziellen Vergleich in [89] beobachtet werden konnte. Ein entscheidender Vorteil der nicht ideal gekoppelten Induktivität ist der Verzicht auf zusätzliche Komponenten.

Aufgrund der durchgeführten Analysen und der Ergebnisse aus [89] wird die Verwendung einer nicht ideal gekoppelten Induktivität zur Reduzierung der Stromschwankungsbreite empfohlen und für die Anwendung im DC/DC-Wandler des Batterie-Stützungssystems angestrebt.

5.5 Realisierung einer nicht ideal gekoppelten dreiphasigen Induktivität

Basierend auf den in diesem Kapitel hergeleiteten Ergebnissen wird eine gekoppelte Induktivität für den dreiphasigen Interleaved-Wandler ausgelegt. Es wird dabei eine Kerengeometrie gemäß Abb. 5.2 zugrunde gelegt. Um die Randbedingungen bzgl. maximal erlaubter Stromschwankungsbreite einzuhalten, wird zur ausreichenden Filterung eine nicht ideal gekoppelte Induktivität angestrebt. Im Folgenden wird die Auslegung detailliert für die konkrete Anwendung des dreiphasigen Wandlers durchgeführt. Die Vorgehensweise ist dabei allgemeingültig.

5.5.1 Theoretische Auslegung und Analyse

Bei der Auslegung von gekoppelten Induktivitäten können diverse Parameter eingestellt werden, wobei jeder dieser Parameter Auswirkungen auf die maximal auftretende magnetische Flussdichte B_{max} und auf die Stromschwankungsbreite ΔI_1 besitzt. Die Parameter sind Luftspatlänge, Querschnittsfläche des Kerns, Windungszahl N und Kopplungsfaktor k . Deswegen wird zunächst die Beeinflussung dieser Parameter in Abhängigkeit zueinander untersucht, um später eine optimale Konstellation auszuwählen. Dazu muss zunächst ein bestimmter Bereich eingegrenzt werden, innerhalb dessen sich die zu untersuchenden Parameter befinden. Es wird zunächst grob abgeschätzt, in welcher Größenordnung sich die Parameter sinnvollerweise befinden müssen. Dazu werden einige Annahmen getroffen.

Zur Vermeidung des sogenannten „Fringing Effekts“ [90, 91], der bei großen Luftspatlängen aufgrund des dort aufgespreizten Feldverlaufes zu lokaler Überhitzung der Wicklungen führt, sollte die Luftspatlänge nicht zu groß gewählt werden. Es wird somit festgelegt, dass d_{ag} nur Werte unterhalb von 1 mm annehmen darf. Weiterhin muss sich zur Einhaltung der maximalen Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig die Selbstinduktivität L_m abhängig vom Kopplungsfaktor gemäß (5.23) im Bereich zwischen 25 und $50\ \mu\text{H}$ befinden. Der Kopplungsfaktor wird im Bereich 80% bis 100% der idealen Kopplung untersucht, was im dreiphasigen System einem Kopplungsfaktor zwischen $0,4$ und $0,5$ entspricht. Für

$I_{mag,eq,max}$ ergibt sich für diese Kopplungsfaktoren gemäß (5.52) unter der Vernachlässigung des Wechselanteils der Ströme ein Wert bis zu 40A. Daraus lässt sich über eine Umstellung der Gleichung zur Berechnung von B aus Tab. 5.6 eine benötigte Windungszahl N im Bereich zwischen 10 und 20 abschätzen. Über diese genannten Randbedingungen lässt sich die benötigte Querschnittsfläche des Kerns A_{Fe} über die Berechnungsgleichung aus Tab. 5.6 auf den Bereich $A_{Fe}=50\text{mm}^2\text{-}300\text{mm}^2$ eingrenzen. Zur besseren Darstellung wird $A_{Fe,0}=100\text{mm}^2$ eingeführt. Innerhalb dieser genannten Grenzen werden die Einflüsse der Parameter jeweils untersucht um festzustellen, welche Parameter-Kombination zur Auslegung der Drossel gewählt werden sollte.

In den Abbildungen 5.13 und 5.15 sind Auszüge der Abhängigkeiten der Parameter untereinander sowie die einzuhaltenden Grenzen als rote Linie dargestellt. Die Grenzen werden zu $B_{max}=0,35\text{T}$ und $\Delta I_1=0,1 I_N$ gewählt. Für die Berechnung von ΔI_1 wird (5.22) verwendet, für die Berechnung von B_{max} wird die Berechnungsformel für B aus Tab. 5.6 sowie die zur Berechnung des das Magnetfeld verursachenden äquivalenten Stromes $I_{mag,eq}$, (5.52) bzw. (11.19).

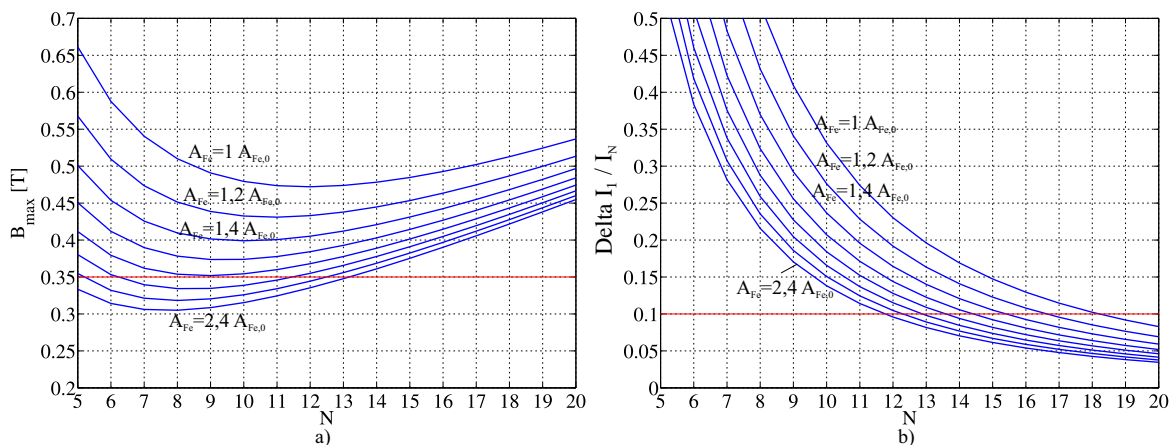


Abb. 5.13: Maximal auftretende a) magnetische Flussdichte und b) resultierende Stromschwankungsbreite für variierendes N und A_{Fe} ($n=3$, $I_1=I_N$, $k=0,42$, $d=0,5$, $A_{Fe,0}=100\text{mm}^2$, $d_{ag}=0,5\text{mm}$)

Aus Abb. 5.13 wird zunächst die Windungszahl abgeleitet. Es ist ersichtlich, dass eine Windungszahl aus der Mitte des dargestellten Bereiches gewählt werden muss, um beide Randbedingungen einzuhalten. Es wird $N=13$ gewählt. Weiterhin ist zu beachten, dass die Luftspaltlänge und der Kopplungsfaktor in der Praxis nicht in beliebiger Kombination wählbar sind, da der Luftspalt maßgeblich den Kopplungsfaktor beeinflusst. Dies wird anhand der Messergebnisse aus Abb. 5.14 anhand einer Musterdrossel mit variablem Luftspalt verdeutlicht.

Zur Messung des Kopplungsfaktors wird dabei an der Wicklung einer Phase eine Wechselspannung angelegt und die Spannung an einer anderen leerlaufenden Wicklung gemessen. Das Verhältnis der Spannungen entspricht dem Kopplungsfaktor k .

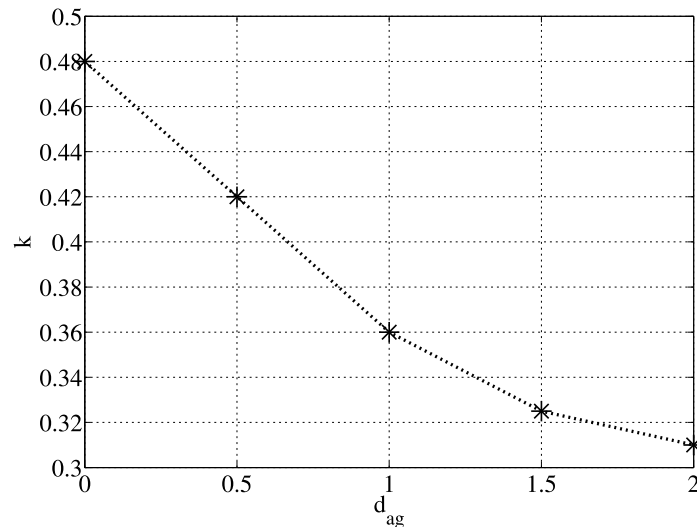


Abb. 5.14: Gemessene Kopplungsfaktoren für verschiedene Luftspaltlängen d_{ag} bei dreischenkligem E-E-Kern ($A_{Fe}=200\text{mm}^2$, $N=13$)

Aus Abb. 5.15 können somit nur wenige Kombinationen gewählt werden, die jeweils für verschiedene Querschnittsflächen analysiert werden. Eine dieser Kombinationen ist eine Luftspaltlänge $d_{ag}=0,5\text{mm}$ mit einem Kopplungsfaktor $k=0,42$. Wie in der Abbildung ersichtlich ist, können mit dieser Kombination und der Wahl von $A_{Fe}=200\text{mm}^2$ beide Randbedingungen exakt erfüllt werden, demzufolge wird diese Kombination hier gewählt.

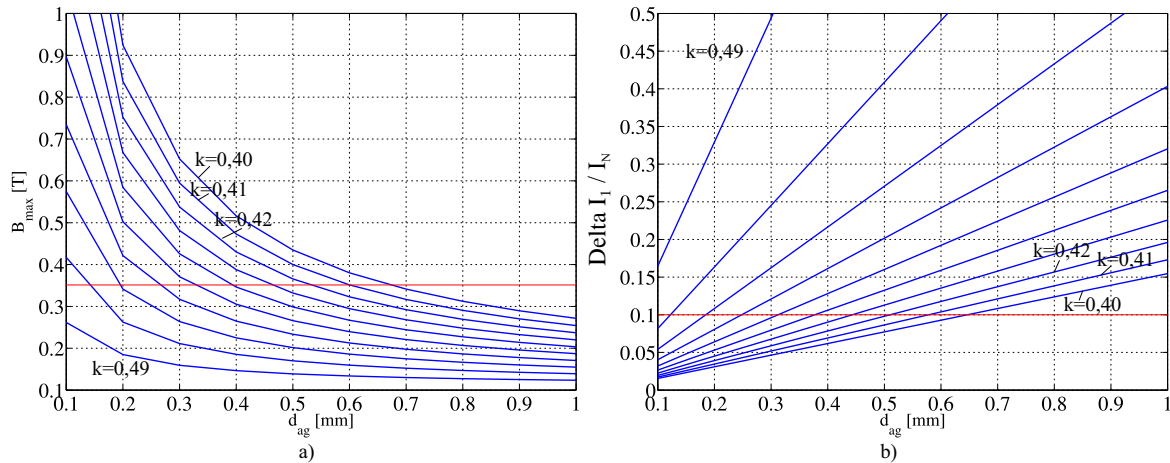


Abb. 5.15: Maximal auftretende a) magnetische Flussdichte und b) resultierende Stromschwankungsbreite für variierende Luftspaltlängen und Kopplungsfaktoren ($n=3$, $I_L=I_N$, $N=13$, $d=0,5$, $A_{Fe}=200\text{mm}^2$)

Anhand der Verläufe und den entsprechenden Gleichungen können zudem folgende allgemeine Aussagen festgestellt werden:

- Ein größerer Kern-Querschnitt erhöht die Induktivität und senkt damit die Stromschwankungsbreite sowohl im resultierenden Zweig, wie in Abb. 5.13 b) ersichtlich ist, als auch in den Phasen. Damit sinkt der Wechselanteil und der maximal auftretende Wert von B , wie in Abb. 5.13 a) ersichtlich ist.

- Eine hohe Windungszahl erhöht die Induktivität und reduziert dadurch den Wechselanteil der magnetischen Flussdichte, erhöht aber gleichzeitig den Gleichanteil der magnetischen Flussdichte (vgl. Abb. 5.13 a).
- Ein großer Luftspalt reduziert den Gleichanteil der magnetischen Flussdichte, reduziert aber die Induktivität und erhöht damit die Stromschwankungsbreite und somit den Wechselanteil der magnetischen Flussdichte. Die Überlagerung beider Anteile ergibt den Verlauf aus Abb. 5.15 a).
- Ein hoher Kopplungsfaktor reduziert den Gleichanteil der magnetischen Flussdichte, es folgt aber durch die reduzierte Streuinduktivität eine höhere Stromschwankungsbreite (vgl. Abb. 5.15 b).

Der in Abb. 5.13 a) dargestellte Verlauf der maximal auftretenden magnetischen Flussdichte begründet sich dadurch, dass die steigende Windungszahl durch die dadurch vergrößerte Selbstinduktivität den Wechselanteil der Phasenströme und damit der Flussdichte immer weiter reduziert, den Gleichanteil durch die Erhöhung der Durchflutung aufgrund der zusätzlichen Windungen aber erhöht. Dadurch entsteht durch die Überlagerung beider Anteile ein Betriebspunkt minimaler Flussdichte, ab dem der Gleichanteil dominiert und die Flussdichte mit jeder weiteren Windung steigt.

Die Daten der gekoppelten Induktivität befinden sich in Tab. 5.4 und Tab. 5.5. Dabei wird die Geometrie derart gewählt, dass die Wicklungen jeweils mit N Windungen unter Beachtung des Querschnitts auf den Schenkeln des Kerns untergebracht werden können. Die geometrischen Größen entsprechen den in Abb. 5.4 dargestellten. In den folgenden Untersuchungen werden die in den Tabellen aufgelisteten Parameter für die Berechnungen verwendet.

N	d_{ag}	A_{Fe}	l_{Kern}	w_{Kern}	h_{Kern}	μ_r	α_{SM}	β_{SM}	k_{SM}
13	0,5 mm	200 mm ²	54 mm	10 mm	350 mm	2300	1,7	2,11	6,67e-4

Tab. 5.4: Parameter der ausgelegten gekoppelten Induktivität

k	L_m	M	L_p	L_f
0,42	50,2 μ H	21,08 μ H	0	0

Tab. 5.5: Elektrische Größen der ausgelegten gekoppelten Induktivität

In Abb. 5.16 sind die berechneten Stromschwankungsbreiten für die jeweiligen Betriebsarten für eine konstante Eingangsspannung von $U_1 = 24V$ dargestellt. Die maximal erlaubte resultierende Schwankungsbreite soll im genutzten Bereich ($d \leq 0,4$ im HSS-Betrieb, $d \geq 0,6$ im TSS-Betrieb) 10 % des Nennstromes nicht überschreiten. Die Randbedingung wird mit der ausgelegten Drossel eingehalten.

In Abb. 5.17 ist der berechnete Verlauf der magnetischen Flussdichte für verschiedene Tastgrade innerhalb einer Periode aufgetragen. Es ist ersichtlich, dass der maximal erlaubte Wert erst bei $d > 0,4$ im HSS-Betrieb bzw. bei $d < 0,6$ im TSS-Betrieb überschritten wird.

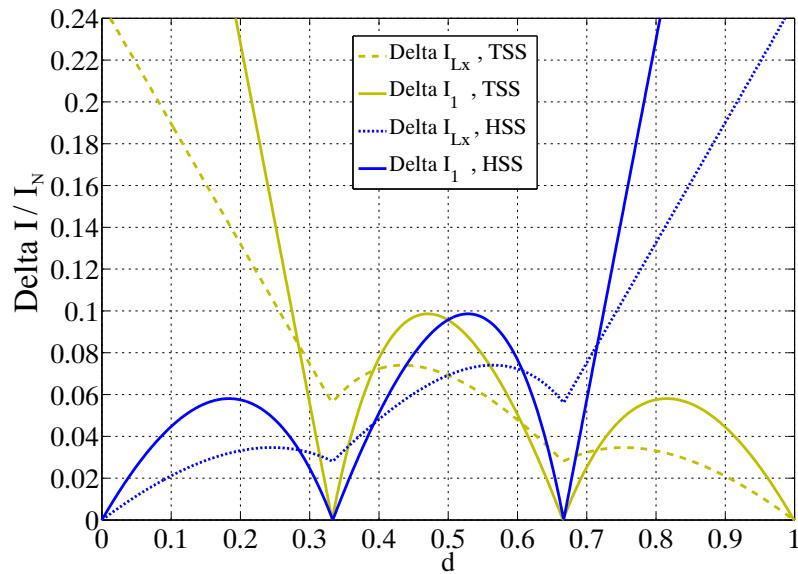


Abb. 5.16: Berechnete Stromschwankungsbreite in ausgelegter Drossel in Abhängigkeit vom Duty-Cycle für HSS- und TSS-Betrieb, ($U_1 = 24\text{ V}$, $k = 0,42$)

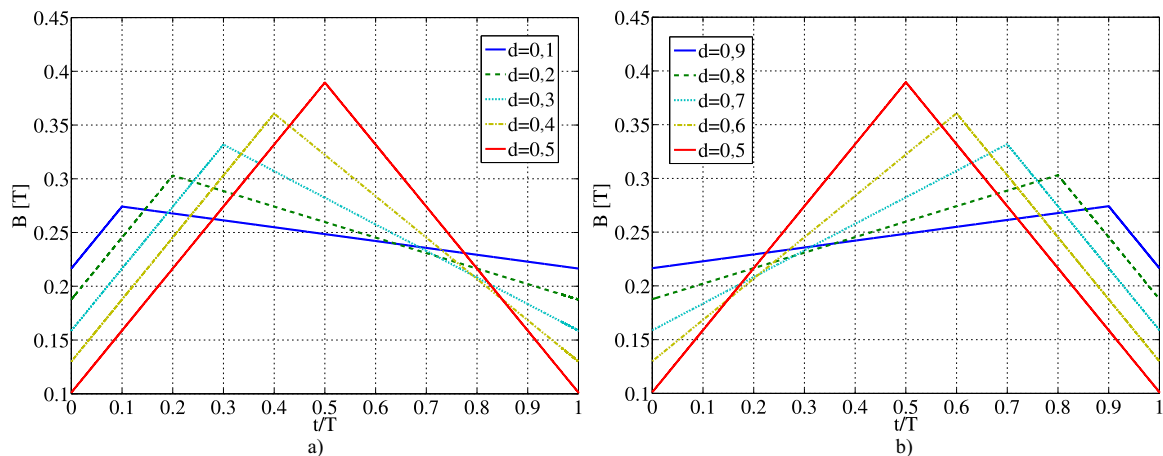


Abb. 5.17: Berechnete magnetische Flussdichte in ausgelegter Drossel in Abhängigkeit vom Duty-Cycle a) im HSS-Betrieb, b) im TSS-Betrieb ($U_1 = 24\text{ V}$, $k = 0,42$, $I_1 = I_N$)

In Abb. 5.18 wird die gemäß (5.33) berechnete Kernverlustleistung in Abhängigkeit vom Tastgrad im genutzten Betriebsbereich angegeben.

Die Verluste steigen im HSS-Betrieb stark mit dem Duty-Cycle an, während sie im TSS-Betrieb mit sinkendem Tastgrad steigen. Dieses Verhalten ist bedingt durch die Abhängigkeit der Kernverluste von der Änderungsgeschwindigkeit der Flussdichte. Dies kann anhand von Abb. 5.17 nachvollzogen werden. Der Verlauf der Flussdichte steigt im HSS-Betrieb jeweils bis zum Zeitpunkt $d \cdot T$ an, um dann wieder auf den Minimalwert zu sinken. Je höher der Tastgrad ist, desto höher ist auch die Amplitude der Flussdichte und die Änderungsgeschwindigkeit während der Zeit, in der die magnetische Flussdichte wieder bis zum Minimalwert sinkt. Im TSS-Betrieb gilt derselbe Zusammenhang für kleine Tastgrade.

Desweiteren steigen die Kernverluste bei identischem Duty-Cycle und somit auch identi-

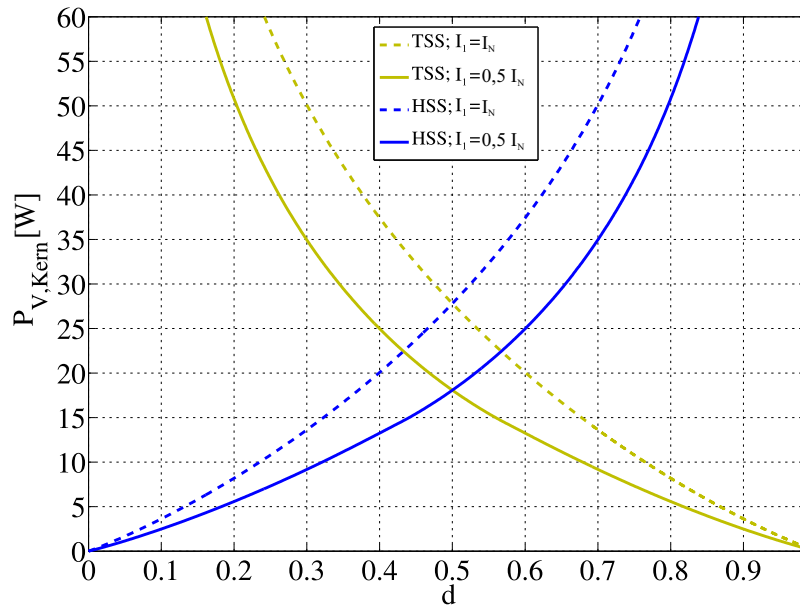


Abb. 5.18: Berechnete Kernverluste der ausgelegten Drossel in Abhängigkeit vom Duty-Cycle ($U_1 = 24 V$)

scher Stromschwankungsbreite bei einem größeren Gleichanteil des Stromes an, da auch dieser Einfluss auf die Verluste besitzt. Auch dieses Verhalten ist in Abb. 5.18 zu erkennen, die Kernverluste sind bei Nennstrom größer als bei halbem Nennstrom.

5.5.2 Praktische Realisierung

Die geforderte Drossel wird mit E-Kernen realisiert, deren Daten in Tab. 5.4 aufgelistet sind. Ein Foto der realisierten Drossel befindet sich in Abb. 5.19.

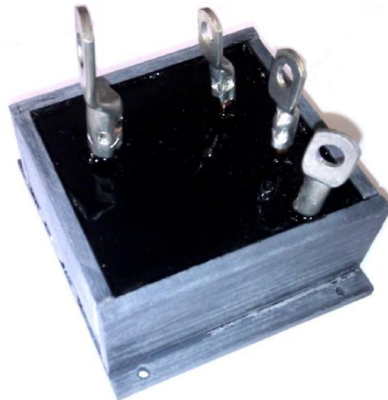


Abb. 5.19: Hergestellte mit Epoxid-Harz vergossene Dreiphasen-Gleichstrom Drossel (Geometrie: $80 mm \times 90 mm \times 40 mm$)

In Abb. 5.20 werden Stromverläufe in der Drossel für den TSS- und den HSS-Betrieb gezeigt.

Es ist eine geringe Offset-Abweichung ersichtlich, die aufgrund des verwendeten und in Kap. 6 vorgestellten Current-Sharing Verfahrens zustande kommt. Es ist zu erkennen, dass

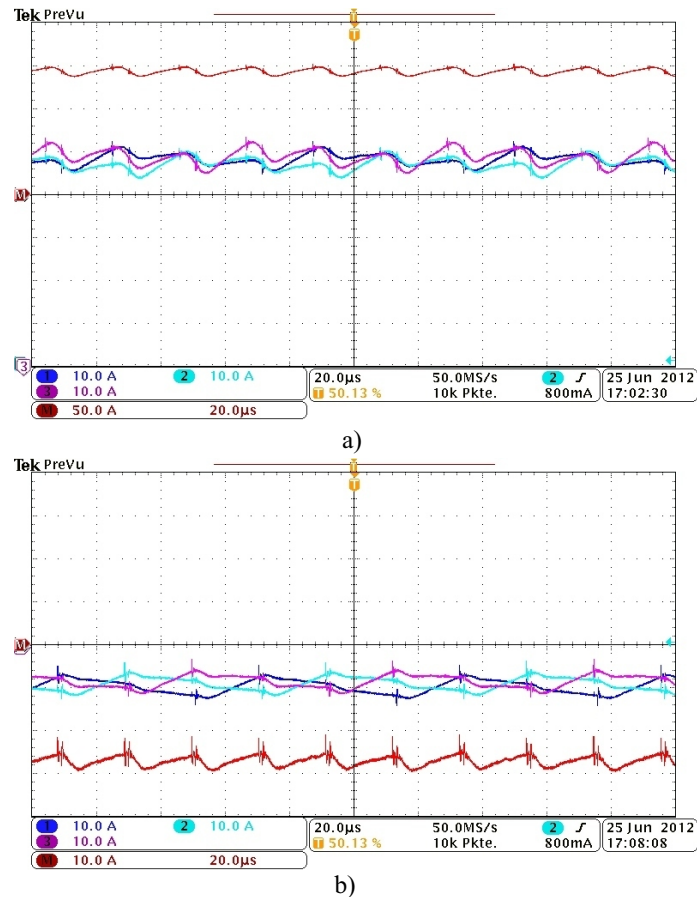


Abb. 5.20: Gemessene Stromverläufe im DC/DC-Wandler; CH 1: I_{L1} , CH 2: I_{L2} , CH 3: I_{L3} , CHM: I_1 a) HSS-Betrieb, $d=0,25$, $U_2=30V$, $I_1=150A$, b) TSS-Betrieb, $d=0,68$, $U_2=36V$, $I_1=-30A$

die Stromschwankungsbreite etwas geringer ist als zuvor berechnet. Die Ursache liegt in den Zuleitungen der einzelnen Phasen der Drossel zur Flachbaugruppe sowie der Verbindung des gemeinsamen Zweiges der Drossel zur Batterie. Diese Zuleitungen besitzen Streuinduktivitäten, welche die Stromverläufe beeinflussen. Messungen ergeben $L_p=0,4\mu H$ und $L_f=1\mu H$. Die gemessenen und die unter der Beachtung der zusätzlichen Streuinduktivitäten berechneten Stromschwankungsbreiten im Betriebsbereich sind in Abb. 5.21 dargestellt.

Der Vergleich zeigt, dass Messungen und Berechnungen gut übereinstimmen. Lediglich geringe Abweichungen zwischen den drei Phasen sind ersichtlich, welche durch Unsymmetrien in den Phasen bei der Herstellung der Drossel begründet werden könnten.

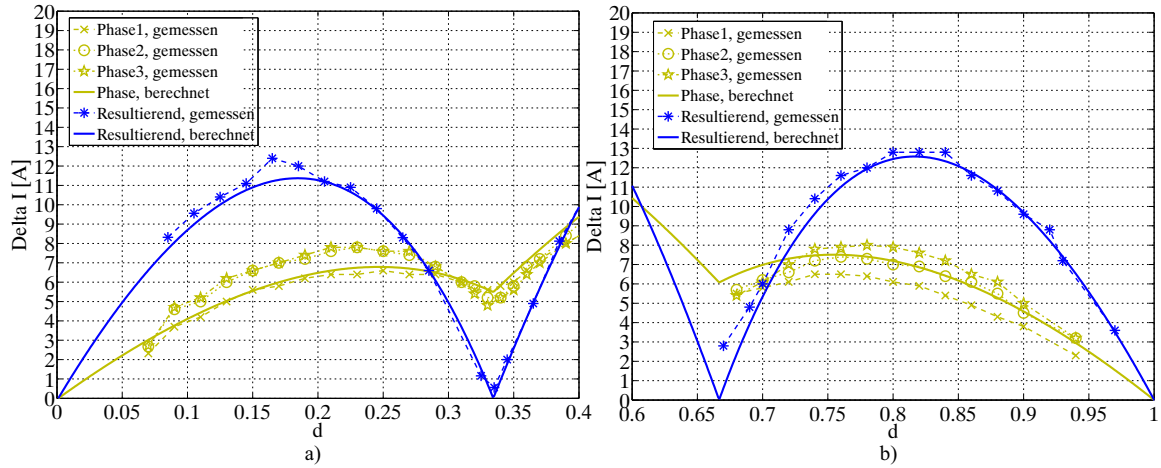


Abb. 5.21: Vergleich der berechneten und der gemessenen Stromschwankungsbreiten in der ausgelegten nicht ideal gekoppelten Induktivität a) im HSS-Betrieb, b) im TSS-Betrieb ($L_p=0,4\mu H, L_f=1\mu H$)

5.6 Vergleich von Bauvolumen, Effizienz und Auswirkungen auf die Peripherie zwischen diskreten und gekoppelten Induktivitäten

5.6.1 Vergleich des Bauvolumens

5.6.1.1 Vergleich mit Hilfe der zu speichernden Energie

Um die zu erwartende Baugröße der Drosseln unter gleichen Umständen vergleichen zu können, wird für beide Fälle dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite ΔI_1 angesetzt, die für den diskreten Fall in (3.3) zu $\Delta I_{1,DI}$, für den gekoppelten Fall in (5.23) zu $\Delta I_{1,CI}$ berechnet werden kann. Durch die Gleichsetzung gilt damit (5.49).

$$\frac{\Delta I_{1,CI}}{\Delta I_{1,DI}} = 1 \quad (5.49)$$

Die Berechnung der diskreten Induktivitäten L_{DI} lässt sich über das Umstellen und Einsetzen von (5.49) zu (5.50) vereinfachen.

$$\begin{aligned} L_{DI} &= \frac{C_{CI,n3}}{C_{CI,n1} + C_{CI,n2} \cdot (n-1)} \\ &= L_m \cdot [1 - k \cdot (n-1)] \end{aligned} \quad (5.50)$$

Mit der Kenntnis von L_{DI} aus (5.50) und den Gleichungen zur Energieberechnung (3.8) und (5.30) lässt sich dann die zu speichernde Energie zwischen einer gekoppelten Induktivität

und n Einzel-Induktivitäten vergleichen. Es folgt (5.51).

$$\begin{aligned}
 \frac{E_{CI}}{E_{DI}} &= \frac{\frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \left(\frac{I_1}{n}\right)^2 \cdot n \cdot [1 - (n-1) \cdot k]}{n \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{DI} \cdot \left(\frac{I_1}{n}\right)^2} \\
 &= \frac{L_m \cdot [1 - k \cdot (n-1)]}{L_{DI}} \\
 &= 1
 \end{aligned} \tag{5.51}$$

Bezogen auf die zu speichernde Energie der Drosseln ergeben sich also unabhängig vom Kopplungsfaktor und von der Phasenzahl keine Unterschiede zwischen diskreten und gekoppelten Induktivitäten, solange dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite zu Grunde gelegt wird. Dies kann, wie auch schon vorher beim Vergleich der verschiedenen Filtertypen erläutert, plausibel über die nach außen hin identische Wirkungsweise beider Anordnungen begründet werden.

5.6.1.2 Vergleich über die benötigte Kern-Querschnittsfläche

Bei dem in Kap. 5.6.1.1 durchgeführten Vergleich wird ein entscheidender Vorteil der gekoppelten Induktivitäten nicht berücksichtigt. Im herkömmlichen ungekoppelten Fall muss die Luftspatlänge der Anordnung bei der Auslegung der Drosseln solange erhöht werden, bis die maximal erlaubte magnetische Flussdichte nicht mehr überschritten wird. Je größer der Luftspalt ist, desto größer muss die Querschnittsfläche der Kerne gewählt werden, um eine bestimmte Induktivität zu erhalten. Durch die Reduzierung des magnetischen Feldes im Kern durch magnetische Kopplung kann die Luftspatlänge der Kernanordnung bei gekoppelten Induktivitäten geringer gewählt werden. Somit kann auch der Kernquerschnitt einen geringeren Wert annehmen. In der folgenden Betrachtung wird dieser Vorteil von gekoppelten Induktivitäten mit berücksichtigt.

In (5.52) wird der für die Erzeugung des magnetischen Flusses in einer gekoppelten Induktivität wirksame äquivalente Strom $I_{mag,eq}$ im Schenkel der Phase x angegeben.

$$I_{mag,eq} = I_{Lx,CI} - \sum_{y=1 \forall y \neq x}^n k \cdot I_{Ly,CI} \tag{5.52}$$

Dieser ist abhängig vom Kopplungsfaktor und ergibt sich durch die Überlappung der flussbildenden Ströme in den Schenkeln (vgl. (5.8)). In Abb. 5.22 ist der zeitabhängige Verlauf von $I_{mag,eq}$ und der Phasenströme beispielhaft für einen Betriebspunkt für den dreiphasigen Fall in dem von Wicklung 1 umschlossenen Schenkel dargestellt. Durch die Subtraktion der anderen identischen, jedoch um jeweils ein n -tel versetzten, Phasenströme wird die n -te, also in diesem Fall die dritte, Oberschwingung ausgelöscht. Es ergibt sich ein Sägezahn-förmiger

Verlauf mit seinem Maximum bei $t = d \cdot T$. Der Kern muss auf die bei diesem maximal wirkenden äquivalenten Strom hervorgerufene magnetische Flussdichte ausgelegt werden.

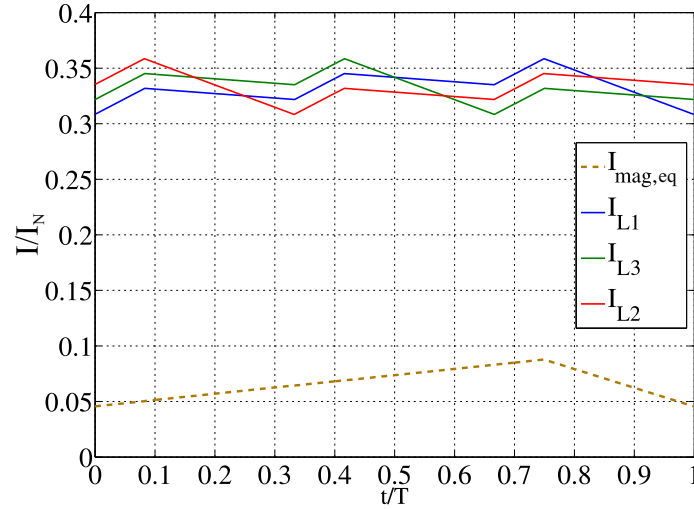


Abb. 5.22: Darstellung der Auslöschung der n -ten Oberschwingung von $I_{mag,eq}$ in Schenkel 1 ($n=3$, $L_m=50 \mu H$; $k=0,4$, $d=0,75$)

Für die Auslegung ist demzufolge der bei $t = d \cdot T$ auftretende maximale Strom $I_{mag,eq,max}$ maßgeblich.

In Tab. 5.6 sind die Berechnungsgleichungen verschiedener Parameter für eine gekoppelte bzw. für die damit zu vergleichenden n diskreten Induktivitäten angegeben. Die mit dem Index CI bezeichneten Größen gelten jeweils für die gekoppelte Induktivität, DI steht für den diskreten Fall. Im folgenden Vergleich werden neben derselben Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig auch dieselbe maximal erlaubte magnetische Flussdichte, dasselbe Kernmaterial und dieselben Wicklungen als Vergleichsbedingung vorausgesetzt. Zur einfachen Vergleichbarkeit wird auch für die diskreten Kerne eine E-Form verwendet. Die Geometrie der Kerne entspricht der in Abb. 5.23 gezeigten.

Die Gleichungen für den gekoppelten Fall werden durch Umstellung der bereits in Kap. 5.3.1 hergeleiteten Gleichungen abgeleitet. Die Berechnung des diskreten Falls erfolgt analog unter der Beachtung, dass die beiden Außenschenkel jeweils nur mit dem halben Querschnitt $\frac{A_{Fe,DI}}{2}$ des mittleren Schenkels ausgeführt sind.

Mit den Gleichungen aus Tab. 5.6 ergibt sich zunächst (5.53).

$$\begin{aligned} \frac{A_{CI}}{A_{DI}} &= \frac{L_{m,CI} \cdot I_{mag,eq,max}}{L_{DI} \cdot I_{Lx,CI,max}} \\ &= \frac{I_{mag,eq,max}}{I_{Lx,DI,max} \cdot [1 - k \cdot (n - 1)]} \end{aligned} \quad (5.53)$$

Im Anhang 11.3 ist die Herleitung von $I_{mag,eq,max}$ und $I_{Lx,DI,max}$ sowie die Berechnung des Verhältnisses $\frac{I_{mag,eq,max}}{I_{Lx,DI,max}}$ beschrieben. Die Berechnung ergibt, dass für dieselbe Randbedingung

	Gekoppelte Induktivität	Diskrete Induktivität (n mal)
$R_{m,eq}$	$R_{m,ag,CI} \cdot (1 + k)$	$2 \cdot R_{m,ag,DI}$
B	$\frac{N \cdot I_{mag,eq} \cdot \mu_0}{d_{ag,CI} \cdot (1+k)}$	$\frac{N \cdot I_{Lx,DI} \cdot \mu_0}{d_{ag,DI} \cdot 2}$
L_m	$\frac{N^2 \cdot A_{Fe,CI} \cdot \mu_0}{d_{ag,CI} \cdot (1+k)}$	$\frac{N^2 \cdot A_{Fe,DI} \cdot \mu_0}{d_{ag,DI} \cdot 2}$
d_{ag}	$\frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{mag,eq,max}}{(1+k) \cdot B_{max}}$	$\frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{Lx,DI,max}}{2 \cdot B_{max}}$
A_{Fe}	$\frac{L_m \cdot I_{mag,eq,max}}{B_{max} \cdot N}$	$\frac{L_{DI} \cdot I_{Lx,DI,max}}{B_{max} \cdot N}$

Tab. 5.6: Vergleich der Berechnungsformeln der Parameter von gekoppelten und ungekoppelten Induktivitäten

der gleichen resultierenden Stromschwankungsbreite (5.54) unabhängig vom Tastgrad gilt. Somit folgt (5.55).

$$I_{mag,eq,max} = I_{Lx,DI,max} \cdot [1 - k \cdot (n - 1)] \quad (5.54)$$

$$\begin{aligned} \frac{A_{Fe,CI}}{A_{Fe,DI}} &= \frac{I_{Lx,DI,max} \cdot [1 - k \cdot (n - 1)]}{I_{Lx,DI,max} \cdot [1 - k \cdot (n - 1)]} \\ &= 1 \end{aligned} \quad (5.55)$$

Die Plausibilität der gleichen benötigten Querschnittsfläche ergibt sich dadurch, dass für den Vergleich als Randbedingung diverse Größen gleichgesetzt werden: die maximal erlaubte magnetische Flussdichte im Kern, dieselbe Windungszahl und dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite.

Mit der Kenntnis über das Verhältnis der Kernquerschnitte zwischen ungekoppeltem und gekoppeltem Fall kann auch eine Aussage über das prognostizierte Volumen getroffen werden. Dazu wird Abb. 5.23 herangezogen.

Dort ist sowohl eine gekoppelte Induktivität mit ihren geometrischen Daten als auch eine diskrete Drossel beispielhaft für den dreiphasigen Fall dargestellt. Zur besseren Vergleichbarkeit wird hier für die diskrete Anordnung ein E-Kern verwendet, wobei auch andere Geometrien wie z.B. Ringkerne möglich wären. Bei der gekoppelten Induktivität werden n Schenkel gleichen Querschnitts benötigt, bei den n diskreten Drosseln werden ein mittlerer Schenkel des vollen Querschnitts und zwei Außenschenkel mit halbem Querschnitt verwendet. Mit Hilfe dieser Zusammenhänge wird im Folgenden hergeleitet, wieviel Kernmaterial unter Beachtung des hergeleiteten Kernquerschnitts die jeweilige Anordnung benötigt.

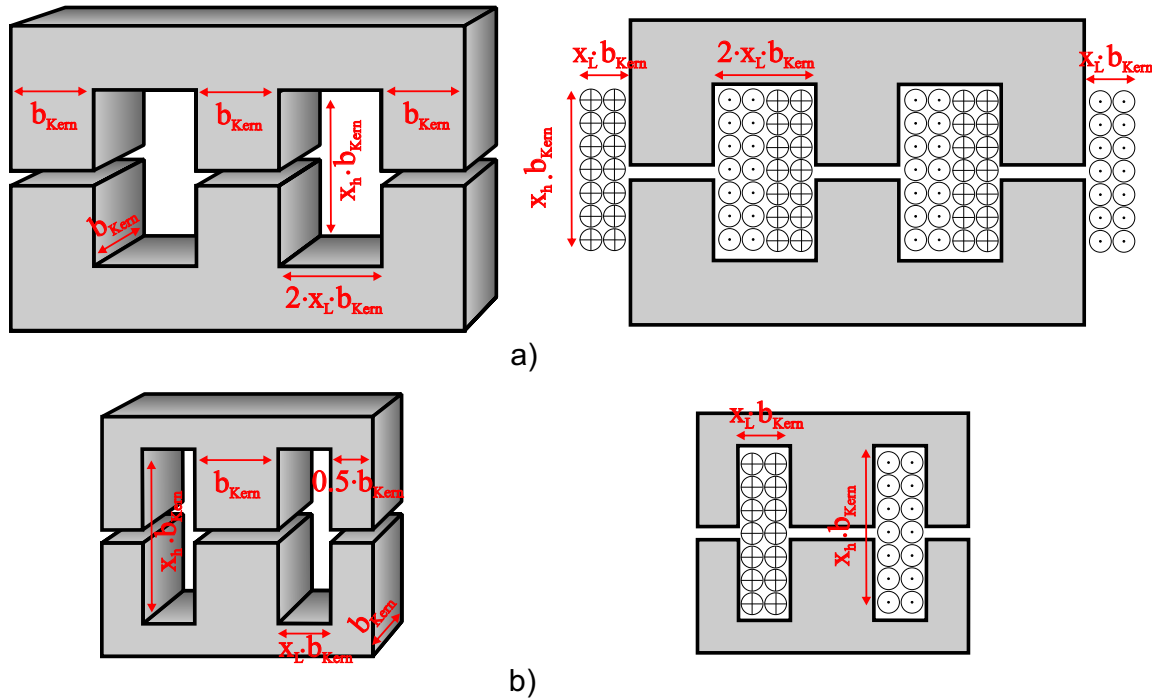


Abb. 5.23: Bezeichnung der geometrischen Größen der Drosselkerne und Wicklungen a) gekoppelte Dreiphasendrossel, b) äquivalente diskrete Drossel

Für die folgenden Berechnungen wird die Kantenbreite des Kerns in (5.56), das Verhältnis der Höhe zur Kantenlänge des Kerns in (5.57) und das Verhältnis der Fensterbreite zur Kantenlänge des Kerns in (5.58) eingeführt.

$$b_{Kern} = \sqrt{A_{Fe}} \quad (5.56)$$

$$h_{Kern}/b_{Kern} = x_h \quad (5.57)$$

$$l_{Kern}/b_{Kern} = x_l \quad (5.58)$$

Für das Volumen der n diskreten Kerne $v_{DI,Kern}$ lässt sich über Abb. 5.23 Gleichung (5.59) herleiten. Hierbei sei angemerkt, dass in der Berechnung schon die Verwendung von n Kernen berücksichtigt ist.

Die Berechnung für das Kernvolumen einer gekoppelten Induktivität befindet sich in (5.60).

$$v_{DI,Kern} = 2 \cdot A_{DI} \cdot b_{Kern} \cdot n \cdot (1 + x_l + x_h) \quad (5.59)$$

$$v_{CI,Kern} = b_{Kern} \cdot A_{CI} \cdot [(x_h + 2) \cdot n + 4 \cdot x_l \cdot (n - 1)] \quad (5.60)$$

Soll das Gesamtvolumen der Drosseln angegeben werden, so muss auch der benötigte Platz für die Wicklungen mitberücksichtigt werden. Es folgen (5.61) und (5.62).

$$v_{DI} = 2 \cdot n \cdot b^3 \cdot [(x_h + 1) \cdot (1 + x_l) + x_h \cdot x_l] \quad (5.61)$$

$$v_{CI} = b^3 \cdot [(2 + x_h) \cdot (n + 2 \cdot (n - 1) \cdot x_l) + (x_h \cdot x_l)] \quad (5.62)$$

Mit Hilfe der hergeleiteten Gleichungen lässt sich das Verhältnis der Volumina in Abhängigkeit von den geometrischen Randbedingungen der Drosseln sowie der Phasenzahl angeben. In Abb. 5.24 wird das Verhältnis in Abhängigkeit von der Phasenzahl n für ein spezielles geometrisches Verhältnis dargestellt.

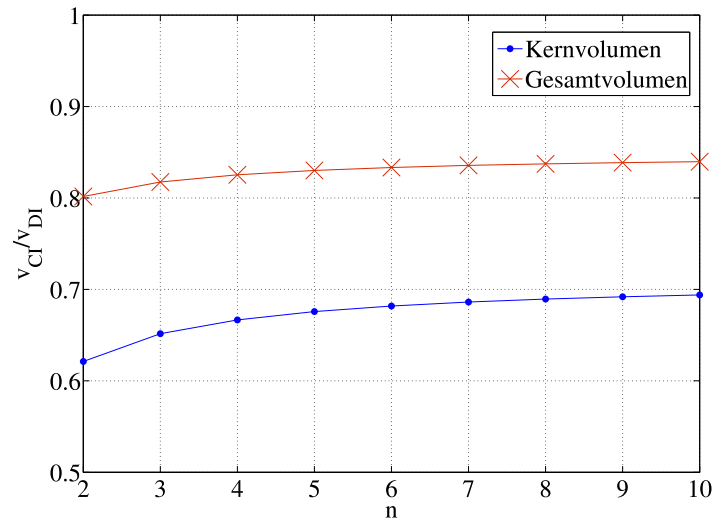


Abb. 5.24: Vergleich des resultierenden Drossel- bzw. Kernvolumens bei Auslegung auf dieselbe maximale magnetische Flussdichte für verschiedene Phasenzahlen; $x_{Kern}/b_{Kern}=0,6$ und $h_{Kern}/b_{Kern}=5$

Es ist zu erkennen, dass das prognostizierte Volumen der gekoppelten Induktivität für diese Geometrie für alle Phasenzahlen einen Vorteil besitzt, dessen Gewichtung mit steigender Phasenzahl verringert wird und gegen einen konstanten Wert strebt. Der größere Vorteil der gekoppelten Anordnung für geringere Phasenzahlen wird dadurch begründet, dass die prozentuale Reduzierung des horizontal verlaufenden Anteils des Kerns, welcher die Fenstergröße definiert, durch die Kopplung dort besonders hoch ist. Bei $n=2$ wird dieser Anteil halbiert, während er bei $n=3$ nur noch um ein Drittel reduziert wird.

Der Vorteil der gekoppelten Induktivität wird dadurch begründet, dass in der gekoppelten Anordnung die Schenkel zur Führung des magnetischen Flusses von mehreren Phasen gleichzeitig genutzt werden. Dadurch wird im Vergleich zu den diskreten Bauteilen Material eingespart. In Abb. 5.25 und Abb. 5.26 wird das Verhältnis der Kernvolumina bzw. Drosselvolumina in Abhängigkeit vom Verhältnis Windungsdicke/ Schenkelbreite sowie Windungslänge/ Schenkelbreite angegeben.

Es ist zu sehen, dass die Verhältnisse eine starke Abhängigkeit von den geometrischen Größen zeigen. Je größer die Höhe der Schenkel ist, desto vorteilhafter ist die gekoppelte Anordnung. Dies wird dadurch begründet, dass die Anzahl der benötigten Schenkel durch die gemeinsame Nutzung der Schenkel im gekoppelten Fall reduziert werden kann. Somit ist der Vorteil der gekoppelten Anordnung bei großem Volumen der Schenkel besonders stark. Des-

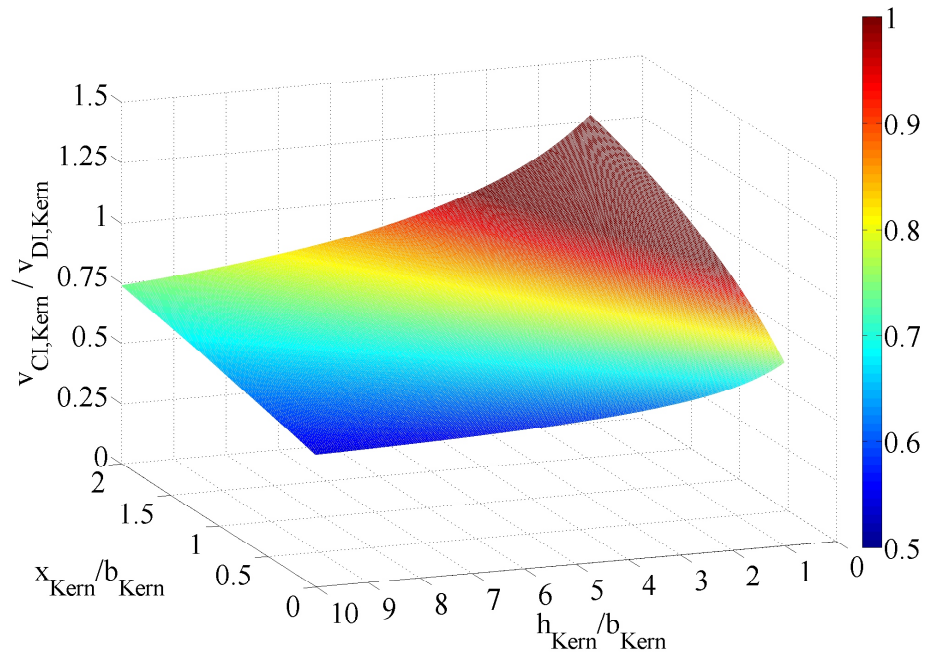


Abb. 5.25: Vergleich des resultierenden Kernvolumens bei Auslegung auf dieselbe maximale magnetische Flussdichte und die gleiche resultierende Stromschwankungsbreite für verschiedene Verhältnisse x_{Kern}/b_{Kern} und h_{Kern}/b_{Kern} für ein dreiphasiges System

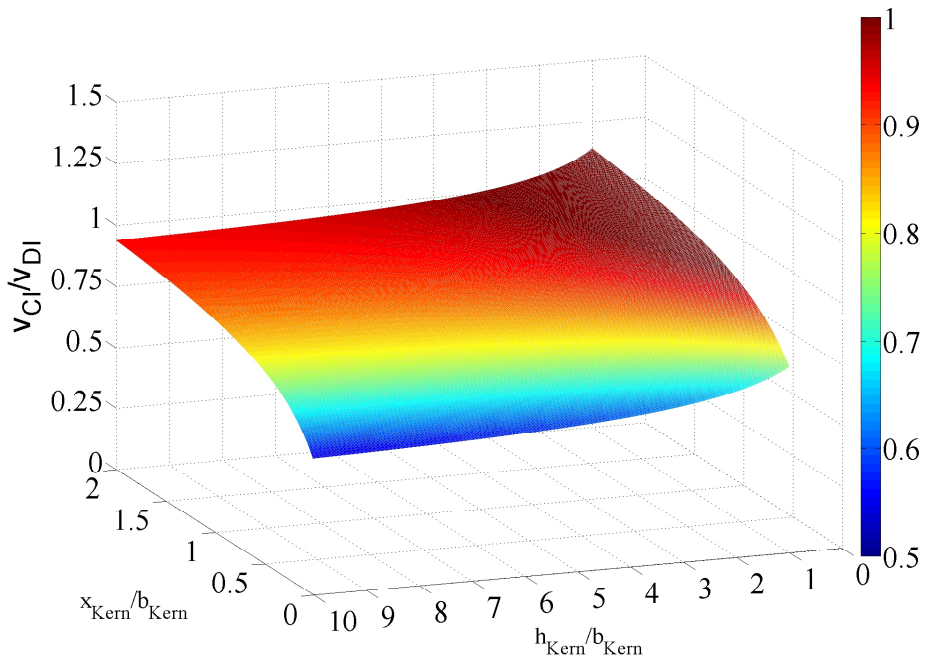


Abb. 5.26: Vergleich des resultierenden Drosselvolumens bei Auslegung auf dieselbe maximale magnetische Flussdichte und dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite für verschiedene Verhältnisse x_{Kern}/b_{Kern} und h_{Kern}/b_{Kern} für ein dreiphasiges System

weiteren wirkt sich eine Vergrößerung der Fensterbreite der Drosseln negativ auf den Vorteil der Kopplung aus, da bei den diskreten Drosseln der horizontal verlaufende Anteil der Kerne lediglich mit dem halben Querschnitt geführt werden muss. Somit ist das zusätzlich benötigte Volumen bei einer Verbreiterung des Fensters für den gekoppelten Fall größer.

Zusammenfassend aus den genannten geometrischen Zusammenhängen lässt sich somit festhalten: Je mehr Windungen in den Wicklungen benötigt werden, also je höher ein Schenkel ausgeführt werden muss und je geringer der Querschnitt dieser Windungen und damit die benötigte Fensterbreite im Kern ist, desto vorteilhafter ist die Anwendung von gekoppelten Induktivitäten.

5.6.2 Vergleich der Stromschwankungsbreiten in den Phasen

Für den hier durchgeführten Vergleich zwischen Systemen mit gekoppelten und nicht gekoppelten Induktivitäten werden die jeweiligen Induktivitätswerte derart eingestellt, dass für beide Fälle dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite vorliegt.

Aufgrund der gegenseitigen Beeinflussung der Phasen untereinander bei vorhandener Kopplung sind die Stromverläufe innerhalb der Phasen und somit auch die Stromschwankungsbreiten in den Phasen für die unterschiedlichen Anordnungen ungleich. Deswegen wird hier analysiert, wie sich die Unterschiede der Phasenstromschwankungsbreiten ΔI_{Lx} zwischen dem gekoppelten und dem ungekoppelten Fall verhalten.

In Abb. 5.27 wird das Verhältnis für verschiedene Phasenzahlen unter unterschiedlichen Kopplungsfaktoren dargestellt.

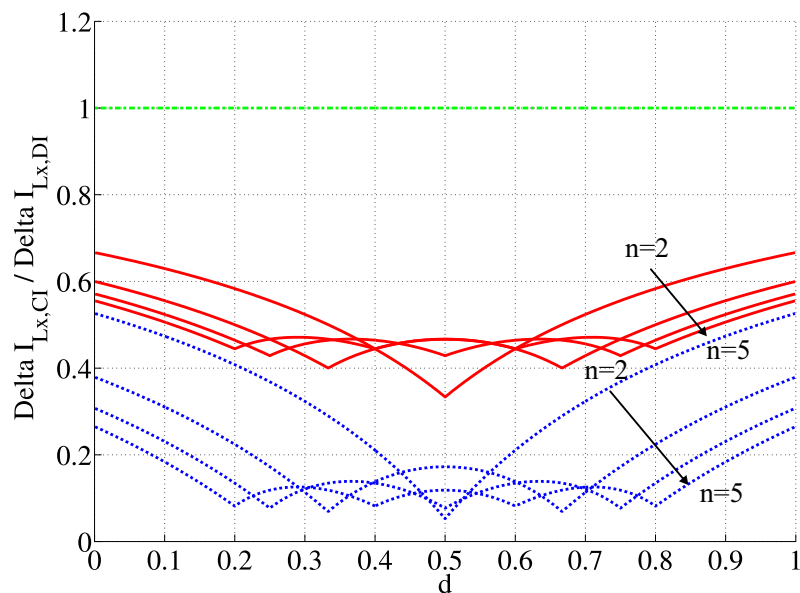


Abb. 5.27: Vergleich der Stromschwankungsbreiten ΔI_{Lx} in den einzelnen Phasen im System für $n=2 - 5$ für variierenden Kopplungsfaktor (grün gestrichelt: $k=0$, rot durchgezogen: $k=0,8 \cdot \frac{1}{n-1}$, blau gepunktet: $k=0,9 \cdot \frac{1}{n-1}$)

Dabei ist es offensichtlich, dass die Schwankungsbreiten bei $k=0$ identisch sind, da dies dem ungekoppelten Fall entspricht. Je höher der Kopplungsfaktor ist, desto geringer wird das Verhältnis. Dies lässt sich dadurch begründen, dass bei hoher Kopplung in den Phasen jeweils

auch eine höhere Gegenspannung induziert wird, die einen geringeren Stromanstieg zur Folge hat. Dadurch wird die Schwankungsbreite reduziert. Bei idealer Kopplung entstehen dann auch in den Phasenströmen jeweils Knotenpunkte, bei denen die Stromschwankungsbreite vollständig ausgelöscht wird.

5.6.3 Vergleich der Verluste

5.6.3.1 Kernverluste

Die Vorgehensweise zur Berechnung von Kernverlusten in Drosseln bei nicht sinusförmigen Stromverläufen wird in Kap. 5.3.4 erläutert. Anhand der Berechnungsformeln lässt sich feststellen, dass bei gleichem verwendeten Material für die Verluste die Ableitung der magnetischen Flussdichte $\frac{dB(t)}{dt}$ sowie der Momentanwert $B(t)$ entscheidend sind. Deswegen wird im Folgenden der Verlauf der magnetischen Flussdichte für gekoppelte und nicht gekoppelte Induktivitäten betrachtet. Es gilt zunächst unter Verwendung der Gleichungen für B aus Tab. 5.6 Gleichung (5.63).

$$\frac{B_{CI}(t)}{B_{DI}(t)} = \frac{I_{mag,eq}(t)}{I_{Lx,DI}(t)} \cdot \frac{d_{ag,DI} \cdot 2}{d_{ag,CI} \cdot (1+k)} \quad (5.63)$$

Zusätzlich gilt unter Verwendung der Gleichungen für die Luftspatllängen aus Tab. 5.6 der Zusammenhang in (5.64).

$$\frac{d_{ag,CI}}{d_{ag,DI}} = \frac{2 \cdot I_{mag,eq,max}}{(1+k) \cdot I_{Lx,DI,max}} \quad (5.64)$$

Wird (5.64) in (5.63) eingesetzt und danach die im Anhang 11.3 hergeleiteten Verhältnisse (5.55) und (5.65) eingesetzt, so folgt für das Verhältnis der magnetischen Flussdichten (5.66).

$$\frac{I_{mag,eq}}{I_{Lx,DI}} = 1 - k \cdot (n - 1) \quad (5.65)$$

$$\begin{aligned} \frac{B_{CI}(t)}{B_{DI}(t)} &= \frac{I_{mag,eq}(t)}{I_{Lx,DI}(t)} \cdot \frac{I_{Lx,DI,max}}{I_{mag,eq,max}} \\ &= 1 \end{aligned} \quad (5.66)$$

Daraus folgt, dass der Betrag der magnetischen Flussdichte für die gegebenen Randbedingungen in den Schenkeln des Kerns einer gekoppelten Induktivität exakt dem der diskreten Induktivitäten entspricht. Somit ist auch die Ableitung der magnetischen Flussdichte für beide Fälle gleich. Daraus folgen identische spezifische Kernverluste.

Um die Gesamtverluste zu vergleichen, müssen jeweils die spezifischen Kernverluste mit dem Volumen der Kerne multipliziert werden. Somit entspricht das Verhältnis der Verluste

dem Verhältnis der Kernvolumina, welches in Kap. 5.6.1.2 hergeleitet worden ist.

Die gesamten Kernverluste sind folglich für den gekoppelten Fall in einem großen Bereich möglicher Wicklungsgeometrien deutlich geringer als für den ungekoppelten Fall.

5.6.3.2 Schaltverluste

Die Schaltverluste in den Leistungshalbleitern sind von dem zu schaltenden Strom abhängig (vgl. Kap. 2). Da dem zu schaltenden Gleichstrom die halbe Stromschwankungsbreite beim Einschalten abgezogen und beim Ausschalten addiert wird, hängen die Schaltverluste der Leistungshalbleiter von der Stromschwankungsbreite in den einzelnen Phasen des Stromrichters ab. Mit steigender Stromschwankungsbreite sinken die Einschaltverluste, die Ausschaltverluste steigen.

In Abb. 5.28 wird das Verhältnis der Einschaltverluste $\frac{P_{V,S,ein,DI}}{P_{V,S,ein,CI}}$ und in Abb. 5.29 das Verhältnis der Ausschaltverluste $\frac{P_{V,S,aus,CI}}{P_{V,S,aus,DI}}$ für verschiedene Phasenzahlen und für unterschiedliche Kopplungsfaktoren aufgezeigt.

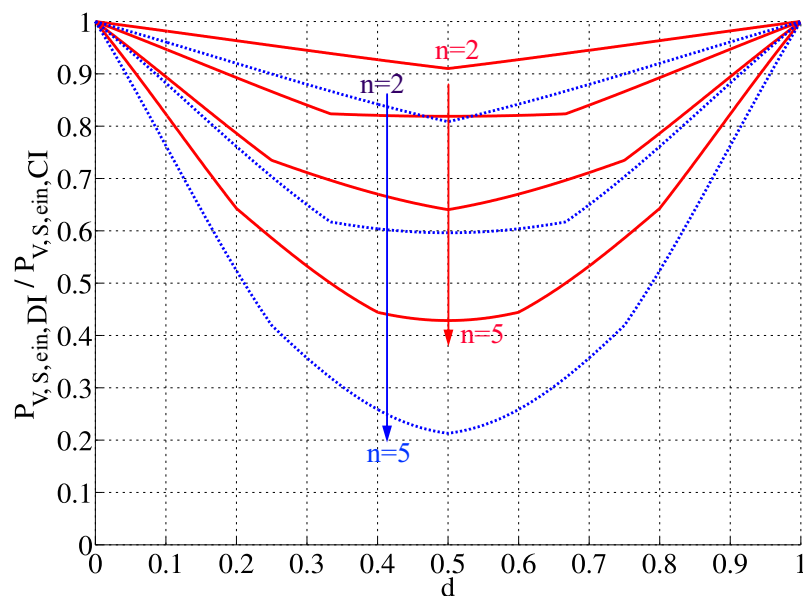


Abb. 5.28: Vergleich der Einschaltverluste in den einzelnen Phasen im System für $n=2 - 5$ für variierenden Kopplungsfaktor ($L_m = 50 \mu H$, rot durchgezogen: $k=0,8 \cdot \frac{1}{n-1}$, $\Delta I_{1,max}=0,05 I_N$, blau gepunktet: $k=0,9 \cdot \frac{1}{n-1}$, $\Delta I_{1,max}=0,1 I_N$)

Dabei ist zu beachten, dass das Verhältnis zur besseren Darstellung jeweils so angegeben ist, dass die Ergebnisse zwischen 0 und 1 liegen. Bei der Betrachtung der Einschaltverluste bedeutet ein Verhältnis kleiner 1 also geringere Schaltverluste für den diskreten Fall, bei Betrachtung der Ausschaltverluste geringere Verluste für den gekoppelten Fall. Es ist ersichtlich, dass die Einschaltverluste für die gekoppelte Anordnung immer höher sind als für den

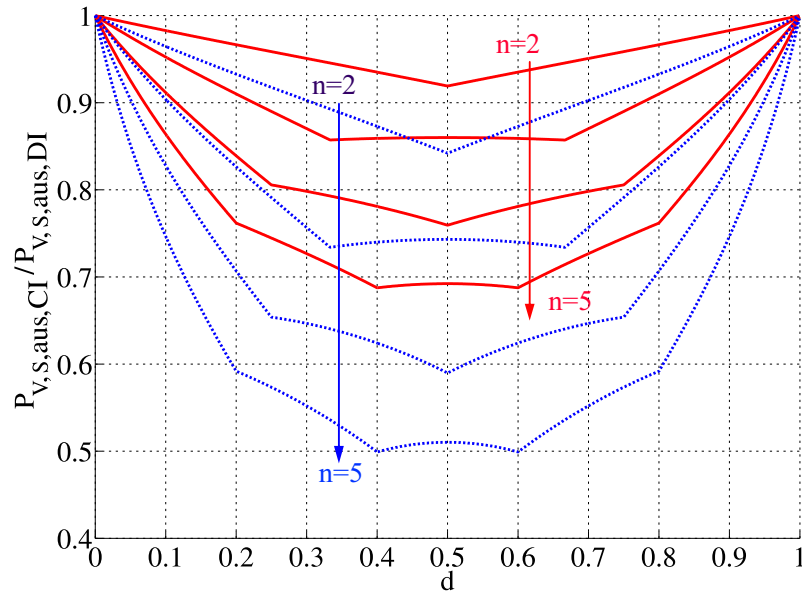


Abb. 5.29: Vergleich der Ausschaltverluste in den einzelnen Phasen im System für $n=2-5$ für variierenden Kopplungsfaktor ($L_m=50\mu H$, rot durchgezogen: $k=0,8 \cdot \frac{1}{n-1}$, $\Delta I_{1,max}=0,05 I_N$, blau gepunktet: $k=0,9 \cdot \frac{1}{n-1}$, $\Delta I_{1,max}=0,1 I_N$)

nichtgekoppelten Fall, die Ausschaltverluste dagegen sind immer niedriger. Dies ist offensichtlich, da die erhöhte Phasen-Stromschwankungsbreite im ungekoppelten Fall einen niedrigeren Einschaltstrom bzw. einen höheren Ausschaltstrom zur Folge hat (vgl. Kap. 5.6.2).

Je höher die Phasenzahl ist, desto höher ist auch die Stromschwankungsbreite in den einzelnen Phasen bei Verwendung diskreter Drosseln bei gleicher resultierender Stromschwankungsbreite (vgl. Kap. 3.2). Deswegen ist auch für höhere Phasenzahlen der Unterschied zwischen den Verlusten der verschiedenen Anordnungen größer. Wird dagegen der Kopplungsfaktor erhöht, so steigt die resultierende Stromschwankungsbreite im gekoppelten System. Zum Erhalt eines aussagekräftigen Vergleiches wird die Stromschwankungsbreite auch im ungekoppelten System angepasst und die Induktivitätswerte der diskreten Drosseln werden reduziert. Auch die Stromschwankungsbreite in den Phasen steigt dadurch an, das Verhältnis der Stromschwankungsbreite zum Mittelwert des Stromes steigt. Für diesen Fall hat eine Differenz zwischen den verschiedenen Stromschwankungsbreiten einen größeren Einfluss auf die gesamten Schaltverluste als wenn ein hoher Gleichstromanteil und eine geringe Welligkeit vorliegt. Dieser Zusammenhang erklärt, dass in den Verläufen der Unterschied zwischen den verschiedenen Anordnungen bei höherem Kopplungsfaktor steigt. Die in den Verläufen ersichtlichen Punkte, an denen die Steigung un stetig ist, folgen aus den Extremwerten in den Verläufen der Stromschwankungsbreite (vgl. Abb. 5.7).

Zusammenfassend wird festgestellt, dass eine gekoppelte Anordnung unter gleichen Randbedingungen die Ausschaltverluste reduzieren kann, während die Einschaltverluste im Vergleich zur diskreten Anordnung steigen. Je höher der Anteil der Stromschwankungsbreite am Gesamtstrom ist, desto größer wird der prozentuale Unterschied der Verluste zueinan-

der. Welche Anordnung bezogen auf die Schaltverluste vorteilhafter ist, hängt damit von der Gewichtung von Aus- und Einschaltverlusten in der entsprechenden Anwendung ab.

5.6.4 Messtechnische Verifizierung des Vergleichs

Zur Verifizierung der in diesem Kapitel hergeleiteten Vergleichsergebnisse wird für die dreiphasige Anwendung äquivalent zu der in Kapitel 5.5 ausgelegten gekoppelten Induktivität ein diskretes System mit drei Induktivitäten ausgelegt, welches derselben Randbedingung der maximalen resultierenden Stromschwankungsbreite von $0,1 I_N$ unterliegt. Zur optimalen Vergleichbarkeit wird dasselbe Ferritmaterial K2004 verwendet.

Zunächst wird die notwendige Induktivität der diskreten Drosseln über (5.50) berechnet. Es werden dazu die Daten der gekoppelten Induktivität für L_m und k gemäß Tab. 5.5 eingesetzt. Die diskreten Induktivitätswerte werden zu $L_{DI} = 8 \mu H$ bestimmt.

Beim theoretischen Vergleich der Baugröße zwischen diskreten und gekoppelter Induktivität über die Querschnittsfläche wurde dieselbe Windungszahl und dieselbe Kern-Querschnittsfläche angenommen. Es wird bei der praktischen Realisierung unter Einschränkung durch die auf dem Markt verfügbaren Kerngeometrien angestrebt, eine möglichst große Übereinstimmung zu den theoretischen Vergleichsbedingungen zu erreichen. Mit der Berechnung über (5.64), (5.55) und dem Kopplungsfaktor der ausgelegten gekoppelten Induktivität ergäbe sich damit der in (5.67) berechnete Luftspalt von $2,22 \text{ mm}$.

$$d_{ag,DI} = d_{ag,CI} \cdot \frac{(1+k)}{2 \cdot [1-k \cdot (n-1)]} = 2,22 \text{ mm} \quad (5.67)$$

Dieser berechnete Luftspalt gilt für die Anordnung aus Abb. 5.23 b). Zur einfacheren Implementierung soll nur der mittlere Schenkel einen Luftspalt besitzen, d.h. es ergäbe sich die doppelte Länge, also $4,44 \text{ mm}$ für den Luftspalt. Bei einem solch großen Luftspalt tritt durch die starke Aufspreizung der magnetischen Feldlinien ein Streueffekt („Fringing Effect“) auf [90, 91] und verursacht Wirbelströme in den Kupferwicklungen, die zur lokalen Überhitzung führen.

Aus diesem Grund muss für die praktische Realisierung der diskreten Drosseln der Luftspalt reduziert werden. Da bei einer Reduzierung des Luftspaltes die Induktivität steigt, muss gleichzeitig die Windungszahl reduziert werden, um wieder die angestrebte Induktivität zu erhalten. Die Auslegung bleibt trotzdem vergleichbar, da die resultierende Schwankungsbreite in beiden Fällen identisch ist. Es ergeben sich die Daten aus Tab. 5.7.

Das Kernvolumen der gekoppelten Anordnung ist somit ca. 14% geringer als das der diskreten.

Für beide Anordnungen werden für dieselben Betriebspunkte die Stromverläufe aufgenommen, welche in Abb. 5.30 ersichtlich sind.

Parameter	$A_{Fe} [mm^2]$	$d_{ag} [mm]$	Kernvolumen [cm^3]	N	Material
Gekoppelte Induktivität	200	0,5	46,44	13	K2004
Diskrete Induktivitäten	180	2	$3 \cdot 18 = 54$	7	K2004

Tab. 5.7: Vergleich der Parameter der ausgelegten diskreten mit der gekoppelten Induktivität für den dreiphasigen Interleaved-Wandler unter der Randbedingung gleicher resultierender Stromschwankungsbreite

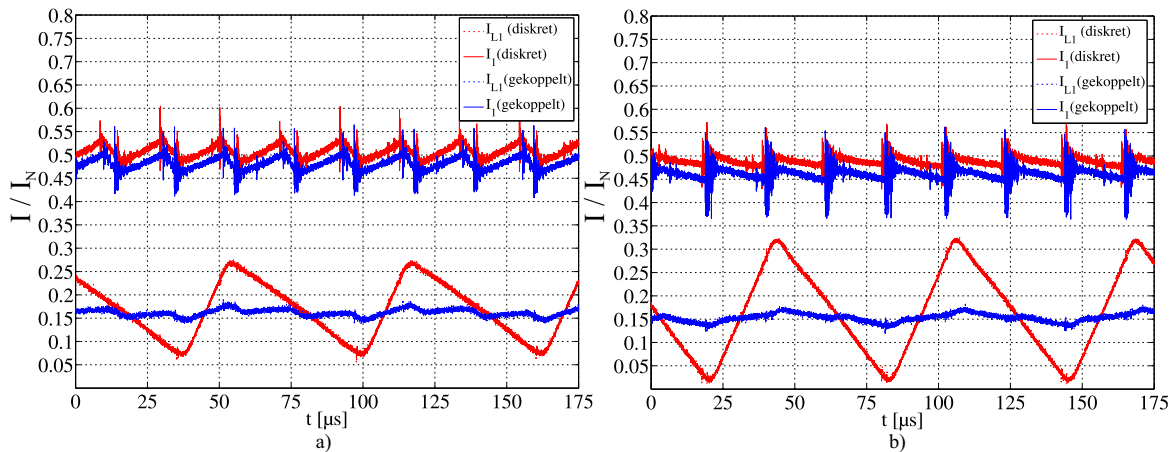


Abb. 5.30: Vergleich der gemessenen Stromverläufe im dreiphasigen DC/DC-Wandler zwischen der gekoppelten und der diskreten Auslegung bei Auslegung auf dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite; Gekoppelte Anordnung: $L_m = 50 \mu H$, $L_p = 0,4 \mu H$, $L_f = 1 \mu H$, $k = 0,42$, $I_1^* = 0,5 I_N$, Diskrete Anordnung: $L_x = 8 \mu H$, $L_p = 0,4 \mu H$, $L_f = 1 \mu H$, $I_1^* = 0,5 I_N$, a) $d = 0,26$, b) $d = 0,36$

Es ist zu erkennen, dass die resultierende Stromschwankungsbreite jeweils für beide Anordnungen annähernd identisch ist, was der geforderten Vergleichsbedingung entspricht. Desweiteren ist die Stromschwankungsbreite wie erwartet in den Phasen bei der gekoppelten Anordnung deutlich geringer als bei der diskreten. Das Verhältnis der Schwankungsbreiten zwischen gekoppelter und diskreter Anordnung liegt in Betriebspunkt a) bei 0,2, in Betriebspunkt b) bei 0,15. Während die Stromschwankungsbreite in den Phasen im diskreten Fall proportional zum Tastgrad d ansteigt und demzufolge bei b) deutlich größer ist als bei a), kommt es aufgrund der tastgradabhängigen gegenseitigen Beeinflussung der Phasen untereinander im gekoppelten Fall nicht zu einer Erhöhung der Schwankungsbreite. Aufgrund der stark unterschiedlichen Steigungen der Ströme tritt durch das verwendete Abtastverfahren der Regelung eine geringe Offset-Verschiebung trotz gleichen Stromsollwerts auf. Das Abtastverfahren wird in Kapitel 6 erläutert.

In Abb. 5.31 sind vergleichend die simulierten und gemessenen Stromverläufe für beide Anordnungen dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass die Verläufe gut miteinander übereinstimmen. Der Unterschied in den Phasenströmen der gekoppelten Induktivität ist dabei kaum zu erkennen. Im resultieren-

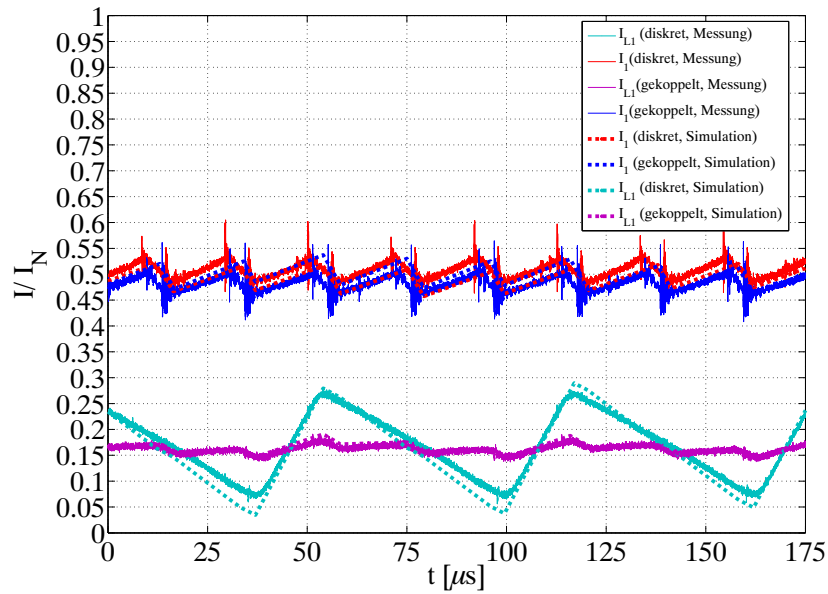


Abb. 5.31: Vergleich von gemessenen und simulierten Stromverläufen im dreiphasigen DC/DC-Wandler zwischen der gekoppelten und der diskreten Ausführung bei Auslegung auf dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite; Gekoppelte Anordnung: $L_m=50\mu H$, $L_p=0,4\mu H$, $L_f=1\mu H$, $k=0,42$, $I_1^*=0,5I_N$, Diskrete Anordnung: $L_x=8\mu H$, $L_p=0,4\mu H$, $L_f=1\mu H$, $I_1^*=0,5I_N$, $d=0,26$

den Strom sind geringe Abweichungen sichtbar, welche durch Unsymmetrien zwischen den verschiedenen Phasen in der praktischen Realisierung verursacht werden.

Weiterhin wird der Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers aus den Ein- und Ausgangsleistungen des Wandlers gemessen. Eine detaillierte Beschreibung der Messbedingungen dazu befindet sich in Kapitel 8. Die Ergebnisse sind im Anhang 11.4 aufgelistet. Hier wird lediglich der aus dem Wirkungsgrad berechnete Unterschied in der Verlustleistung zwischen beiden Anordnungen betrachtet. Für die Berechnung gilt (5.68).

$$\begin{aligned}
 P_{V,DI} - P_{V,CI} &= P_1 \cdot (1 - \eta_{DI}) - P_1 \cdot (1 - \eta_{CI}) \\
 &= P_1 \cdot (\eta_{CI}) - P_1 \cdot (1 - \eta_{DI}) \\
 &= P_1 \cdot (\eta_{CI} - \eta_{DI})
 \end{aligned} \tag{5.68}$$

Die aus den Messungen berechnete Differenz der Verlustleistungen befindet sich in Abb. 5.32.

Es ist ersichtlich, dass die Differenz der Verluste $P_{V,DI} - P_{V,CI}$ für alle Betriebspunkte größer oder gleich 0 ist, die Verluste sind also für den diskreten Fall größer. Der Unterschied ist bei hoher DSK-Spannung, also einem höheren Tastgrad, deutlich größer als bei niedriger DSK-Spannung bzw. einem niedrigen Tastgrad.

Dies ist insbesondere durch den Einfluss der Schaltverluste zu begründen. Je höher die Betriebsspannung ist, desto größer wird auch der Einfluss der Schaltverluste. Gleichzeitig steigt auch der Tastgrad und damit im diskreten Fall auch die Stromschwankungsbreite. Eine hohe

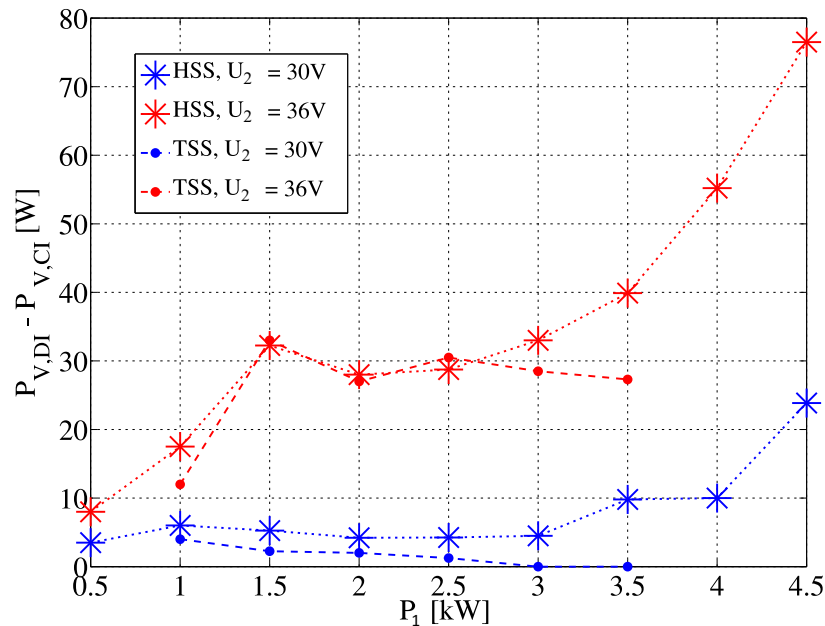


Abb. 5.32: Vergleich der aus den gemessenen Ein- und Ausgangsleistungen berechneten Verluste zwischen einem dreiphasigen DC/DC-Wandler mit gekoppelten und diskreten Induktivitäten ($f_T=16kHz$)

Stromschwankungsbreite im diskreten Fall resultiert in einer zusätzlichen Erhöhung der Ausschaltverluste, welche in Niedervolt-Anwendungen deutlich größer sind als die Einschaltverluste [92].

Die Verlustreduzierung durch den Einsatz von gekoppelten Induktivitäten für die Anwendung des dreiphasigen Interleaved-Wandlers ist hiermit genau wie die Reduzierung des Kernvolumens verifiziert.

5.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde der Einsatz von gekoppelten Induktivitäten in mehrphasigen Gleichstromstellern untersucht. Dabei wurden zunächst die theoretischen Grundlagen und Verhaltensweisen hergeleitet und darauf aufbauend der Betrieb mit gekoppelten Induktivitäten analysiert. Es wurde der Betrieb mit gekoppelten Induktivitäten unter gleichen Randbedingungen mit dem Betrieb mit diskreten Induktivitäten verglichen und dabei eine Aussage über das Verhältnis der zu erwartenden Baugrößen und Verluste hergeleitet.

Es hat sich herausgestellt, dass der Einsatz von gekoppelten Induktivitäten in mehrphasigen Gleichstromstellern generell sehr sinnvoll ist, da sowohl die Verluste als auch das Volumen der Drosseln für einen großen Bereich möglicher geometrischer Anordnungen deutlich reduziert werden können. Zudem wird die Stromschwankungsbreite in den Einzelphasen durch den Einsatz von gekoppelten Induktivitäten bei gleichbleibender Schwankungsbreite im resultierenden Zweig reduziert.

Desweiteren wurden Möglichkeiten der zusätzlichen Filterung untersucht, um eine vorgegebene maximale Stromschwankungsbreite zu erreichen. Dazu wurden drei verschiedene Möglichkeiten vorgestellt und analysiert. Es hat sich gezeigt, dass die Realisierung einer nicht ideal gekoppelten Induktivität aufgrund der nicht notwendigen zusätzlichen Komponenten bei gleichem Bauvolumen und geringeren Verlusten im Vergleich zu den anderen Möglichkeiten die optimale Lösung ist.

Basierend auf den hergeleiteten Zusammenhängen wurde eine nicht ideal gekoppelte Induktivität ausgelegt, analysiert und vermessen und ihr Betriebsverhalten mit dem von äquivalenten diskreten Induktivitäten verglichen. Die analytisch hergeleiteten Zusammenhänge konnten verifiziert werden.

6 Realisierung eines Current-Sharings mit reduzierter Anzahl an Stromsensoren

Einer der Vorteile von n -phasigen Interleaved-Wandlern ist, dass die Komponenten des Wandlers jeweils nur auf einen n -tel Teil des Stromes ausgelegt werden müssen. Deswegen ist es wichtig, dass die Ströme im Wandler gleichverteilt werden, um nicht eine Phase zu überlasten und damit evtl. Komponenten zu zerstören. Aufgrund vorhandener Komponenten- und Duty-Cycle-Abweichungen zwischen den Phasen, welche z.B. durch Fertigungs-Toleranzen hervorgerufen werden, wird der Strom ohne eine aktive Stromaufteilung (Current-Sharing) nicht gleichverteilt [93]. Um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten, ist somit ein aktives Current-Sharing notwendig, um alle Phasen mit der gleichen Belastung zu betreiben.

Herkömmlicherweise wird ein solches Current-Sharing realisiert, indem mithilfe von n Stromsensoren die einzelnen Phasenströme unabhängig voneinander geregelt werden. Um die Komplexität eines mehrphasigen Wandlers und somit auch die Baugröße und die Kosten zu minimieren, ist es das Ziel, ein Current-Sharing zu implementieren, welches möglichst wenige Sensoren benötigt.

In diesem Kapitel werden zunächst in der Literatur bereits vorhandene Methoden des Current-Sharings mit reduzierter Sensor-Anzahl vorgestellt. Desweiteren wird nachgewiesen, dass ein aktives Current-Sharing notwendig ist, um den Strom unter realen Randbedingungen gleich zu verteilen. Danach wird die Erweiterung einer bereits vorhandenen Methode des Current-Sharings beschrieben, mit Hilfe derer die Anzahl der Stromsensoren im n -phasigen Wandler für einen weiten Betriebsbereich reduziert werden kann.

Das Verfahren wird zunächst für Interleaved-Wandler mit diskreten Drosseln beschrieben und analysiert. Anschließend wird verifiziert, dass diese Methode auch mit gekoppelten Induktivitäten anwendbar ist.

6.1 Stand der Technik

In der Literatur existieren bereits diverse Beiträge, in denen sensorreduzierte Methoden des Current-Sharings vorgestellt werden [93–103]. Einige dieser Beiträge werden im Folgenden näher beschrieben.

In [94] wird eine Methode präsentiert, in der ein Stromsensor zwischen mehreren Phasen hin- und hergeschaltet wird. Dafür werden zusätzliche Schalter benötigt, demzufolge steigt die Anzahl an benötigten Komponenten insgesamt an.

In [95] wird eine „Master-Slave“ Methode entwickelt, bei der lediglich der Strom einer Phase gemessen wird und sich alle anderen Phasen an diesem Strom orientieren. Um diese Methode verwenden zu können, müssen sich allerdings alle Phasen, die als „Slave“ betrieben werden, im diskontinuierlichen Betrieb befinden. Ein Betrieb bei kontinuierlichem Stromfluss ist nicht möglich. Dieses Verfahren erfordert durch den diskontinuierlichen Betrieb eine nachteilige hohe Stromschwankungsbreite, welche mindestens doppelt so groß ist wie der Mittelwert des Stromes. Zudem wird in [96] gezeigt, dass für den Fall des Lückgrenzbetriebes eine natürliche Balancierung des Stromes im System stattfindet, ein Current-Sharing also nicht notwendig ist.

Der Autor in [97] misst die Spannung am Ausgangskondensator und kann eine Abweichung der Phasenströme untereinander über eine Fourieranalyse der Spannung feststellen, in [98] wird diese Methode erweitert. Für die online stattfindende Fourieranalyse wird allerdings ein hoher Rechenaufwand und eine sehr hohe Abtastfrequenz benötigt, um die Unsymmetrien festzustellen.

Um eine sensorlose Stromregelung durchzuführen, wird in [102] die Spannung über der Induktivität gemessen und aufintegriert. Aus dem Integral wird dann der Strom bestimmt. Auch dieses Verfahren ist durch die Notwendigkeit einer schnellen Abtastung sehr aufwendig, zudem müssen die elektrischen Parameter der Drossel zu jeder Zeit exakt bekannt sein.

In [99] wird eine Current-Sharing-Methode für einen zweiphasigen Interleaved-Wandler vorgestellt. Dort wird der Strom durch die high-side MOSFETs mit Hilfe von nur einem Sensor gemessen. Durch symmetrische Abtastung zu vorher bestimmten Zeitpunkten können die Phasenströme rekonstruiert und unabhängig für einen bestimmten Bereich des Duty-Cycles gemessen werden. Nachteilig an diesem Verfahren ist jedoch der begrenzte Duty-Cycle Bereich, in dem diese Methode genutzt werden kann.

Alle hier beschriebenen Methoden unterliegen großen Einschränkungen bezogen auf den Einsatz in einem n -phasigen Interleaved-Wandler. In diesem Kapitel wird deshalb basierend auf der Idee in [99] ein Verfahren zur Realisierung eines Current-Sharings mit reduzierter Sensorzahl entwickelt, welches den Betrieb für einen sehr großen Duty-Cycle-Bereich abdeckt und ohne zusätzlichen Bauteil- bzw. Rechenaufwand auskommt. Die Einsatzmöglichkeit des Verfahrens wird allgemein für n -phasige Interleaved-Wandler in Abhängigkeit vom Tastgrad und von der Phasenzahl analysiert.

6.2 Nachweis der Notwendigkeit eines aktiven Current-Sharings

Die Notwendigkeit eines Current-Sharings in mehrphasigen Gleichstromstellern mit ungekoppelten Induktivitäten wurde bereits in [93] gezeigt. Da das hier zu entwickelnde Verfahren jedoch auch für den Betrieb mit gekoppelten Induktivitäten geeignet sein soll, wird im

Folgenden insbesondere auch auf die Notwendigkeit für diesen erweiterten Fall eingegangen.

Um die Notwendigkeit zu zeigen, werden die Stromverläufe in einem Interleaved-Wandler für ein System ohne Current-Sharing in einem dreiphasigen Wandlers vorgestellt. In dem gezeigten System ist der Sollwert des Duty-Cycles in jeder Phase identisch. Ein solcher Betrieb wird z.B. bei einer Steuerung des Wandlers ohne Rückführung verwendet oder bei einer Regelung mit Rückführung des Gesamtstromes. Um die möglichen Probleme eines solchen Betriebes aufzuzeigen, werden einige Ungleichheiten in den Phasen eingestellt. Der ohmsche Widerstand in den Zweigen kann sich wie auch die Induktivität der Drosseln zwischen den Phasen unterscheiden. Auch der Duty-Cycle, der die Gates der MOSFET Transistoren erreicht, kann durch Bauteildifferenzen der Treiber unterschiedliche Werte aufweisen.

Bei Verwendung von gekoppelten Induktivitäten ergibt sich ein weiteres Problem bei ungleicher Stromverteilung durch eine mögliche Sättigung des Kernmaterials der Drossel. Aus den in Kap. 5 hergeleiteten Zusammenhängen ergibt sich für die Berechnung des magnetischen Flusses im Kern Gleichung (5.8). Sind die Gleichanteile des Stromes nicht identisch, so wird in Teilen des Kerns der Auslöschungseffekt reduziert und der resultierende magnetische Fluss steigt an. Da das Kernmaterial nach dem maximal auftretenden Fluss unter der Annahme der Gleichverteilung der Ströme ausgelegt wird, kann eine ungewollte Erhöhung des Flusses zur Sättigung des Kernmaterials führen, was wiederum einen weiteren Anstieg des Stromes in der die Sättigung betreffenden Phase zur Folge hat.

In Abb. 6.1 sind die Stromverläufe für verschiedene Ungleichheiten in den Phasen bei Verwendung von nicht gekoppelten Induktivitäten dargestellt.

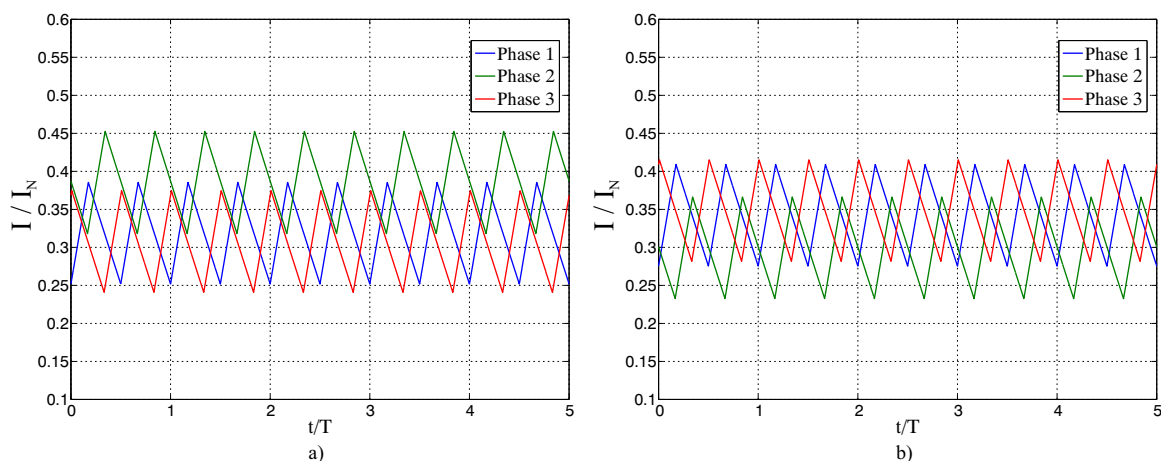


Abb. 6.1: Simulierte Stromverläufe in dreiphasigem Interleaved-Wandler ohne Current-Sharing bei Verwendung von nicht gekoppelten Induktivitäten a) 1 % Duty-Cycle Erhöhung in Phase 2, b) 20 % Widerstandserhöhung in Phase 2 ($R_{Phase} = 7 \text{ m}\Omega$, $d = 0,3$, $L_x = 20 \mu\text{H}$, $I_1 = I_N$)

In a) wird in der zweiten Phase der Duty-Cycle um 1 % erhöht, während in b) der Phasenwiderstand um 20 % ansteigt. Es ist offensichtlich, dass besonders eine Ungleichheit in den

Duty-Cycles, was insbesondere bei analoger PWM-Erzeugung ein Problem darstellen kann, zu hohen Unterschieden in der Stromverteilung führt. Auch Abweichungen zwischen den Phasenwiderständen verursachen ungleiche Verteilungen.

Eine ungleiche Stromverteilung verursacht höhere Verluste im Stromrichter. Komponenten, die nicht für Ströme oberhalb des maximal zu erwartenden Durchschnittsstroms ausgelegt sind, können zerstört werden. Deswegen wird ein Current-Sharing benötigt, welches eine Gleichverteilung der Ströme in den Phasen garantiert.

Abb. 6.2 zeigt das angestrebte Verhalten eines optimalen Current-Sharings, welches hier mit der herkömmlichen Methode mit n bzw. in diesem Fall mit drei Sensoren und Stromreglern erreicht wird. Die Ströme werden trotz Unsymmetrien gleichverteilt. Ziel ist es, dieses Verhalten mit einer reduzierten Anzahl an Sensoren zu realisieren.

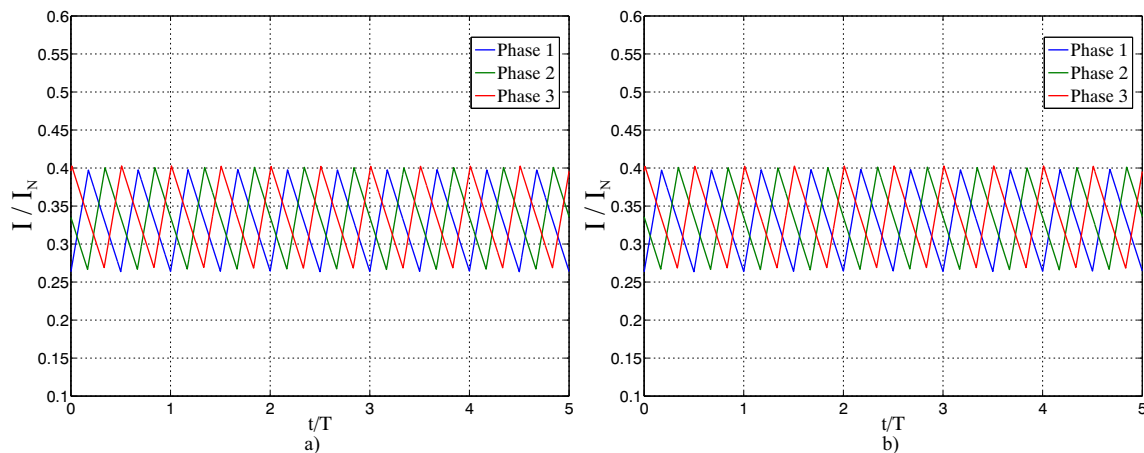


Abb. 6.2: Simulierte Stromverläufe in dreiphasigem Interleaved-Wandler mit Current-Sharing im HSS-Betrieb (3 Sensoren) a) 1 % Duty-Cycle Erhöhung in Phase 2, b) 20 % Widerstandserhöhung in Phase 2 ($R_{phase} = 7 \text{ m}\Omega$, $d = 0,3$, $L_x = 20 \mu\text{H}$, $I_1 = I_N$)

6.3 Entwicklung einer Realisierungsmethode für n -phasige Interleaved-Wandler aus bestehenden Verfahren

In [99] wird eine Methode zur Realisierung des Current-Sharings präsentiert, in der der resultierende Strom eines zweiphasigen Interleaved-Wandlers, der durch die high-side MOSFETs fließt, gemessen wird. Der Strom I_{HS} durch die high-side MOSFETs kann auch bei einem n -phasigen Wandler gemessen werden. Die entsprechende modifizierte Topologie ist in Abb. 6.3 a) ersichtlich. Diese Methode des Current-Sharings wird im Folgenden CS – HS für „Current-Sharing high-side“ genannt.

Aufgrund des Interleaved-Betriebes können die Ströme unabhängig voneinander gemessen werden, falls lediglich der Strom einer einzigen Phase gerade die high-side MOSFETs passiert. Ein Stromfluss in diesem Zweig ist während der Freilaufphase im Hochsetzsteller-Betrieb und während der Einschaltzeit der MOSFETs im Tiefsetzsteller-Betrieb möglich. In

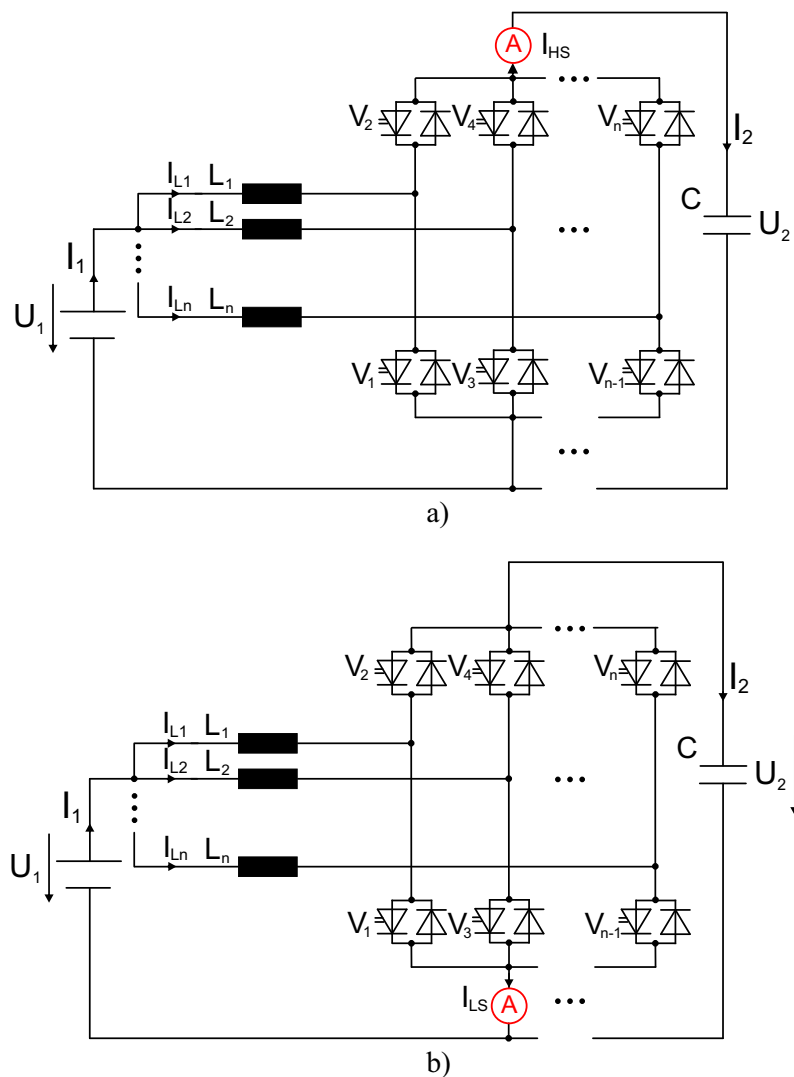


Abb. 6.3: Topologie des DC/DC-Wandlers mit nur einem Stromsensor a) über high-side MOSFETs nach [99], b) unter low-side MOSFETs [104, 105]

Abb. 6.4 sind die Stromverläufe eines dreiphasigen Interleaved-Wandlers für eine Periode sowohl im HSS- als auch für den TSS-Betrieb unter Verwendung von $CS - HS$ dargestellt.

Die Einschränkung bezogen auf den erlaubten Duty-Cycle-Bereich wird ebenfalls in [99] präsentiert: Der minimale Duty-Cycle im HSS-Betrieb ist abhängig von der Phasenanzahl und dem Verhältnis zwischen der Zeit $T_{min,AD}$, die der AD-Wandler benötigt, um den Strom zu messen, und der Periodendauer T . Die Berechnungsgleichungen für den minimalen Duty-Cycle d_{min} und für den maximalen Duty-Cycle d_{max} sowie die optimalen Abtastzeitpunkte t_{opt} befinden sich jeweils für den HSS-Betrieb [99] und den TSS-Betrieb in Tab. 6.1. Die Variable i_p stellt dabei die Phasennummer dar.

In einem System, in dem die Spannungsübersetzung relativ klein ist, sich die Eingangs- und die Ausgangsspannung also nicht stark voneinander unterscheiden, kann diese Methode nicht angewendet werden, da der erforderliche Duty-Cycle-Bereich nicht abgedeckt werden kann. Deswegen wird hier eine Realisierung des sensorreduzierten Current-Sharings für An-

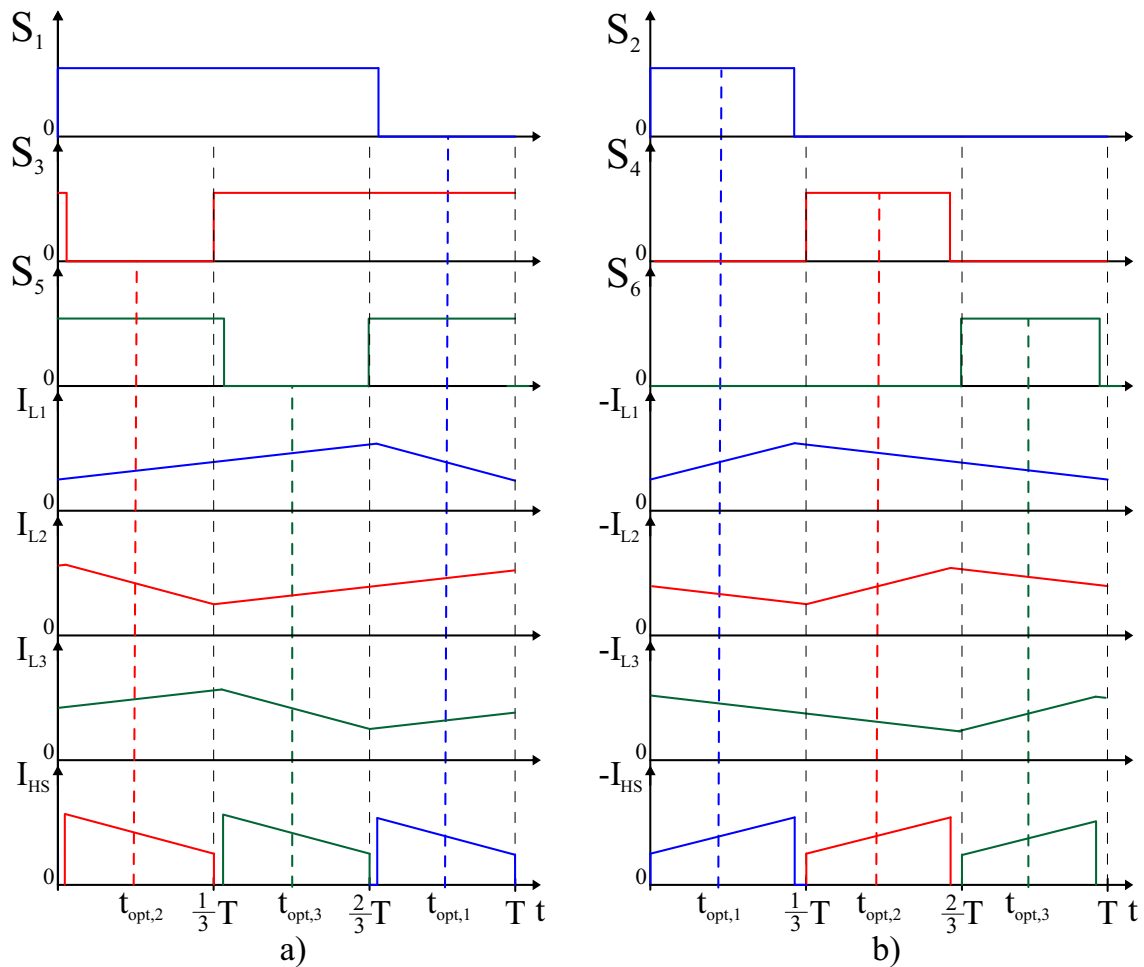


Abb. 6.4: Stromverläufe im dreiphasigen Interleaved-Wandler und optimale Abtastzeit unter Verwendung von CS – HS, modifiziert nach [99] für $d > \frac{2}{3}$, a) HSS-Betrieb, b) TSS-Betrieb

wendungen, deren genutzter Duty-Cycle sich im HSS-Betrieb im unteren Bereich bzw. im TSS-Betrieb im oberen Bereich befindet [104, 105], erarbeitet. Dieses Ziel kann durch eine Änderung der Position des Stromsensors erreicht werden, wenn dieser unter den low-side MOSFETs platziert wird, wie es in Abb. 6.3 b) dargestellt ist. Diese Methode wird im Folgenden CS – LS für „Current-Sharing low-side“ genannt.

In Abb. 6.5 sind die Stromverläufe eines dreiphasigen Interleaved-Wandlers für eine Periode sowohl im HSS- als auch für den TSS-Betrieb unter Verwendung von CS – LS dargestellt.

I_{LS} ist lediglich während der Leitphasen der low-side Ventile ungleich 0, also während der Einschaltzeit im HSS-Betrieb und während der Freilaufzeit im TSS-Betrieb. Wenn genau in der Mitte dieser Zeitbereiche der Strom abgetastet wird, so kann mit nur einem einzigen Sensor der durchschnittliche Wert des Stromes jeder Phase gemessen werden. Die minimalen und maximalen Duty-Cycles sowie die optimalen Abtastzeitpunkte können mit Hilfe von Abb. 6.5 zu den Gleichungen in Tab. 6.1 angegeben werden.

Wird für einen Anwendungsfall ein Duty-Cycle-Bereich verwendet, der sich um $d=0,5$ herum befindet, kann insbesondere bei hohen Phasenzahlen keines der beiden oben genann-

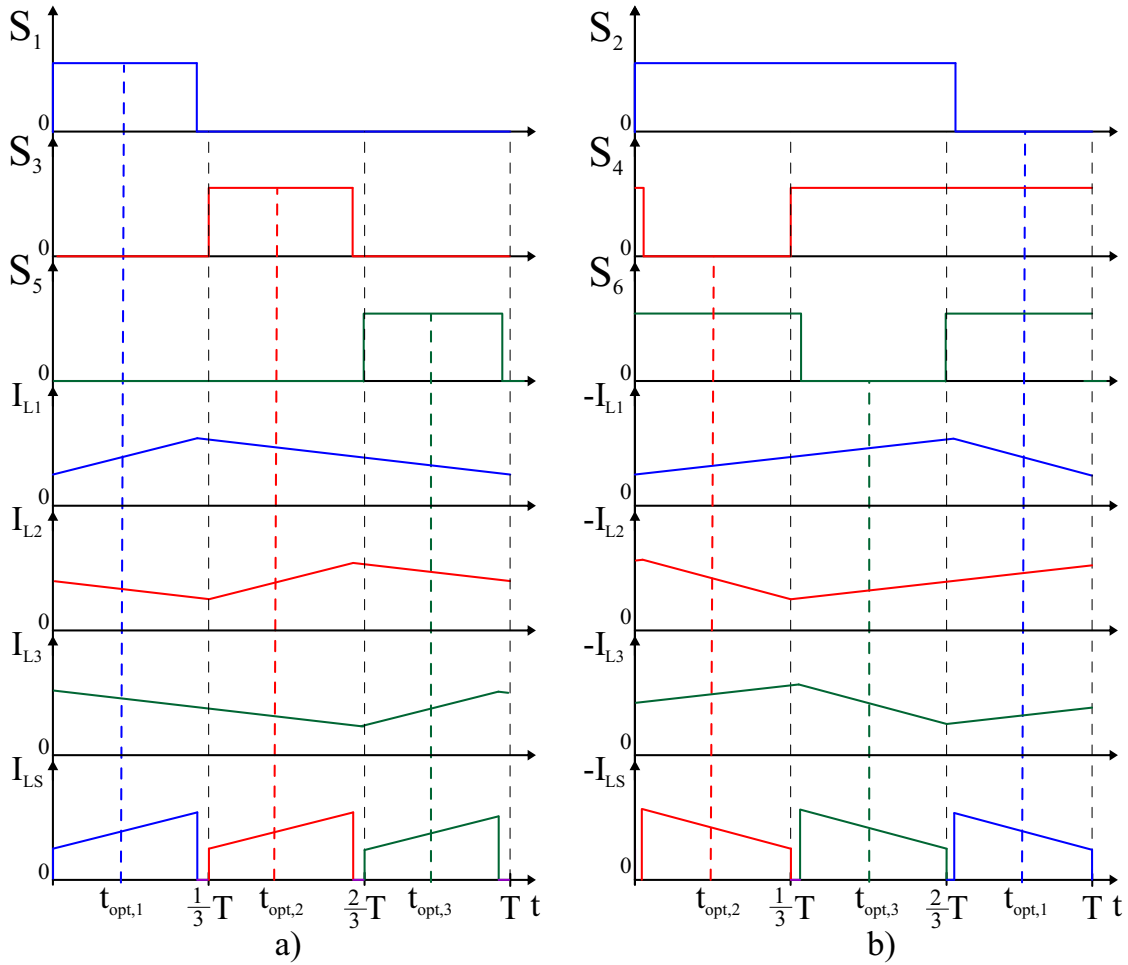


Abb. 6.5: Stromverläufe im dreiphasigen Interleaved-Wandler und optimale Samplezeit unter Verwendung von CS – LS a) HSS-Betrieb, b) TSS-Betrieb

	CS-HS	CS-LS
$d_{min,HSS}$	$\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T}$	$\frac{T_{min,AD}}{T}$
$d_{max,HSS}$	$1 - \frac{T_{min,AD}}{T}$	$1 - \left(\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T} \right)$
$d_{min,TSS}$	$\frac{T_{min,AD}}{T}$	$\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T}$
$d_{max,TSS}$	$1 - \left(\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T} \right)$	$1 - \frac{T_{min,AD}}{T}$
$t_{opt,HSS}$	$T \cdot \left(\frac{d}{2} + \frac{1}{2} + \frac{i_P-1}{n} \right)$	$T \cdot \left(\frac{d}{2} + \frac{i_P-1}{n} \right)$
$t_{opt,TSS}$	$T \cdot \left(\frac{d}{2} + \frac{i_P-1}{n} \right)$	$T \cdot \left(\frac{d}{2} + \frac{1}{2} + \frac{i_P-1}{n} \right)$

Tab. 6.1: Berechnung des Duty-Cycle-Bereiches und der optimalen Abtastzeit für die Current-Sharing-Verfahren CS – HS und CS – LS

ten Verfahren allein verwendet werden, da der erlaubte Duty-Cycle-Bereich der einzelnen Verfahren den erforderlichen Betriebsbereich nicht abdeckt. Für diesen Fall können beide

Verfahren kombiniert werden, d.h. es wird ein Sensor im low-side Zweig und ein Sensor im high-side Zweig verwendet.

Dies erfordert zwar den Einsatz von zwei Sensoren statt einem Sensor, allerdings kann bei einer großen Phasenzahl die Anzahl der benötigten Sensoren im Vergleich zur herkömmlichen Verwendung von n Sensoren deutlich reduziert werden. Diese Realisierung des Current-Sharings wird im Folgenden $CS - HS/LS$ genannt.

Der Einsatzbereich des Verfahrens $CS - HS/LS$ ergibt sich durch die Überlappung der beiden Einsatzbereiche von $CS - HS$ und $CS - LS$. Damit folgt der Betriebsbereich aus Tab. 6.2. Es ist ersichtlich, dass die Betriebsbereiche nun für den HSS-Betrieb und den TSS-Betrieb identisch sind. Die optimalen Abtastzeitpunkte entsprechen denen der Verfahren mit lediglich einem Sensor.

Betriebsart	Betriebsbereich CS-HS/LS
HSS	$\frac{T_{min,AD}}{T} < d < \left[1 - \left(\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T} \right) \right]$ und $\left(\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T} \right) < d < \left(1 - \frac{T_{min,AD}}{T} \right)$
TSS	$\frac{T_{min,AD}}{T} < d < \left[1 - \left(\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T} \right) \right]$ und $\left(\frac{n-2}{n} + \frac{T_{min,AD}}{T} \right) < d < \left(1 - \frac{T_{min,AD}}{T} \right)$

Tab. 6.2: Berechnung des Duty-Cycle-Bereiches für das Currentsharing-Verfahren $CS - HS/LS$

Um einen Überblick zu geben ob, abhängig von der verwendeten Phasenzahl und dem genutzten Duty-Cycle, in einem mehrphasigen Gleichstromsteller mit diesen drei Varianten des Verfahrens ein Betrieb möglich ist, werden in Abb. 6.6 Kennfelder dargestellt, welche den nutzbaren Bereich im HSS-Betrieb für ein bestimmtes Verhältnis $\frac{T_{min,AD}}{T}$ für $CS - HS$ in a) und für $CS - LS$ in b) darstellen. Soll der Bereich im TSS-Betrieb angegeben werden, so gilt das Kennfeld a) für $CS - LS$ und b) für $CS - HS$.

In Abb. 6.7 ist ein Kennfeld dargestellt, welches den nutzbaren Bereich der beiden oben dargestellten Verfahren vereint, also mit zwei Sensoren arbeitet. Es resultiert die Überlappung beider nutzbaren Betriebsbereiche.

Es ist ersichtlich, dass unter Berücksichtigung beider Sensoren für einen zwei- bis dreiphasigen Wandler bis auf die Randgebiete, deren Breite durch das Verhältnis $\frac{T_{min,AD}}{T}$ bestimmt wird, der volle Betriebsbereich genutzt werden kann. Bei einer höheren Phasenzahl treten Bereiche auf, in denen keines der Verfahren angewendet werden kann. Dieser nicht nutzbare Bereich beginnt bei $n=4$ in der Mitte bei $d=0,5$ und wächst mit steigender Phasenzahl zu den jeweiligen Randgebieten des Duty-Cycles.

Es können folgende allgemeine Aussagen unter Vernachlässigung der äußeren Randgebiete abgeleitet werden:

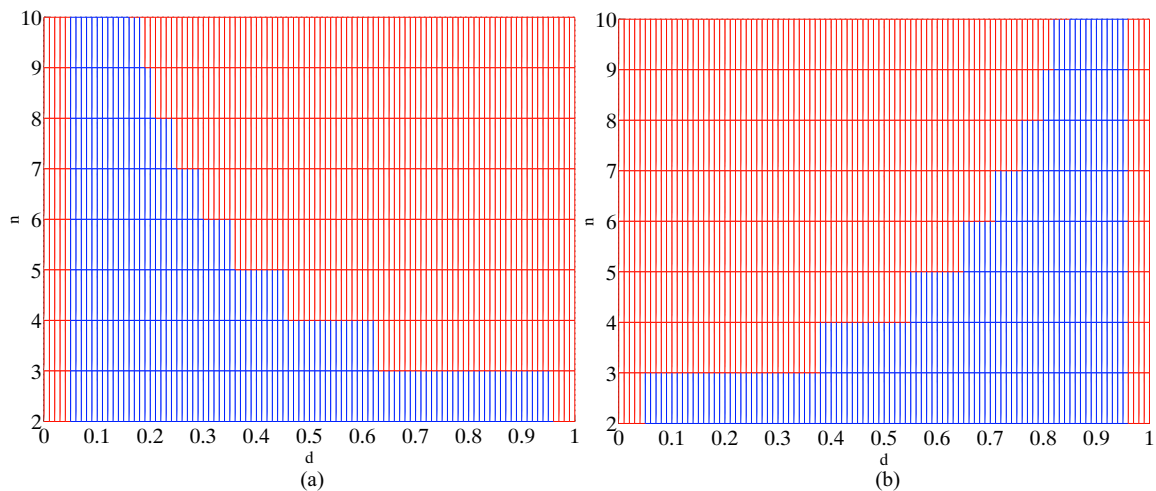


Abb. 6.6: Mögliche Duty-Cycle-Bereiche der vorgestellten Current-Sharing-Methoden für verschiedene Phasenzahlen für $\frac{T_{min,AD}}{T} = 0,04$ im HSS-Betrieb, blau: Einsatz möglich, rot: Einsatz nicht möglich a) $CS - LS$, b) $CS - HS$

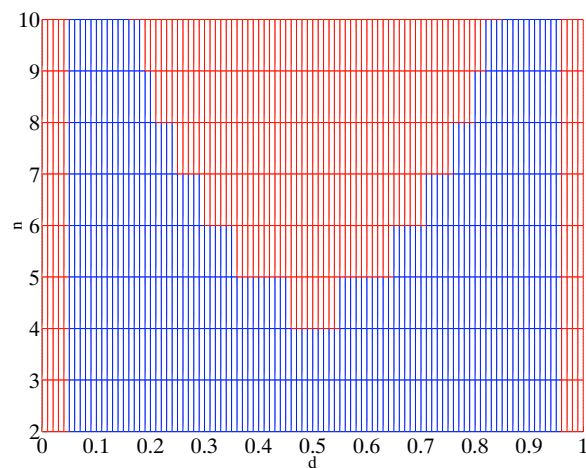


Abb. 6.7: Mögliche Duty-Cycle-Bereiche der vorgestellten Current-Sharing-Methoden unter Verwendung von $CS - HS/LS$ für verschiedene Phasenzahlen für $\frac{T_{min,AD}}{T} = 0,04$ im HSS- und TSS-Betrieb; blau: Einsatz möglich, rot: Einsatz nicht möglich

- Ein zweiphasiger Wandler kann mit nur einem Stromsensor betrieben werden, dabei spielt es keine Rolle, ob dieser high-side oder low-side platziert wird.
- Ein dreiphasiger Wandler kann mit nur einem Stromsensor betrieben werden, wenn der Betriebsbereich entweder im oberen oder im unteren Bereich nicht genutzt wird. Alternativ ist immer der Betrieb mit zwei Sensoren möglich.
- Wenn ein Wandler verwendet wird, dessen Phasenzahl größer als drei ist, so kann mit den Ein-Sensor-Methoden gearbeitet werden, falls sich der verwendete Duty-Cycle-Bereich bei eher hohen oder eher niedrigen Tastgraden befindet. Je höher die Phasenzahl ist, desto weiter verschiebt sich der nutzbare Bereich an den Rand.
- Für höhere Phasenzahlen kann keine der drei Varianten genutzt werden, wenn ein mittlerer Duty-Cycle im Betrieb genutzt werden muss.

Zusammenfassend kann also festgestellt werden, dass die Anwendbarkeit der hier vorgestellten Current-Sharing-Methoden durch die Abtastung zum richtigen Zeitpunkt aufgrund der Abhängigkeit vom Duty-Cycle direkt vom Spannungs-Übersetzungsverhältnis der Anwendung abhängt. Der einzige Nachteil dieses Verfahrens liegt in der Tatsache, dass der bzw. die Stromsensoren innerhalb des Kommutierungsweges der Leistungshalbleiter platziert werden müssen. Es muss deswegen auf einen möglichst niederinduktiven Aufbau des Leistungsteils geachtet werden, um die Streuinduktivität im Pfad so gering wie möglich zu halten.

6.4 Nachweis der Gültigkeit der Verfahren für Anwendungen mit gekoppelten Induktivitäten

In Kap. 5.3.2 werden die Gleichungen für die Stromverläufe und die äquivalenten Induktivitäten der einzelnen Segmente innerhalb einer Periode beim Einsatz von gekoppelten Induktivitäten hergeleitet (vgl. auch Abb. 5.6). Zum Nachweis der Gültigkeit der oben vorgestellten Methoden unter Einsatz von gekoppelten Induktivitäten wird hier die Anordnung der Segmente genauer betrachtet. Dadurch kann nachgewiesen werden, dass auch in den Stromverläufen bei gekoppelten Induktivitäten der Durchschnittswert des Stromes genau in der Mitte innerhalb der Ein- bzw. Ausschaltzeit abgetastet werden kann.

In Kap. 5.3.2 wurde gezeigt, dass innerhalb einer Periode maximal vier verschiedene äquivalente Induktivitäten wirksam sind, davon maximal zwei während der Einschaltzeit und maximal zwei während der Ausschaltzeit. Treten mehrere Segmente innerhalb der Einschalt- oder Ausschaltzeit auf, so wechselt in jedem Segment die wirkende äquivalente Induktivität. Jeder äquivalenten Induktivität kann eine entsprechende Zeit zugeordnet werden, es gibt also für die Ein- bzw. Ausschaltzeit auch jeweils nur maximal zwei unterschiedliche Segmentzeiten, die sich gemäß den äquivalenten Induktivitäten abwechseln (siehe auch Abb. 5.6).

In Anhang 11.2.1 wird gezeigt, dass innerhalb der Einschalt- und der Ausschaltzeit jeweils eine ungerade Anzahl an Segmenten vorliegt. Dadurch liegen auf der Höhe des Abtastzeitpunktes während der Einschaltzeit genau jeweils $\frac{n_{Seg,1}-1}{2}$ Segmente vor und nach dem Segment, in dem abgetastet wird, bei Abtastung während der Ausschaltzeit sind es jeweils $\frac{n_{Seg,2}-1}{2}$ Segmente vorher und nachher. Die Abtastung findet also genau in der Mitte des mittleren Segments statt. Dies kann anhand von Abb. 6.8 verdeutlicht werden. Dabei stellt die Bezeichnung $T_{opt,ein}$ den optimalen Abtastzeitpunkt für das Verfahren $CS - LS$, die Bezeichnung $T_{opt,aus}$ den für das Verfahren $CS - HS$ dar.

Aufgrund der Tatsache, dass sowohl vor als auch nach der Abtastung die gleichen äquivalenten Induktivitäten für dieselben Zeiten wirken, liegen die Abtastzeitpunkte genau auf dem Mittelwert des Stromes. Es lässt sich beispielhaft an dem Betriebspunkt in Abb. 6.8 erkennen, dass die resultierende Steigung während der Segmente 1-3 identisch ist mit dem Verlauf

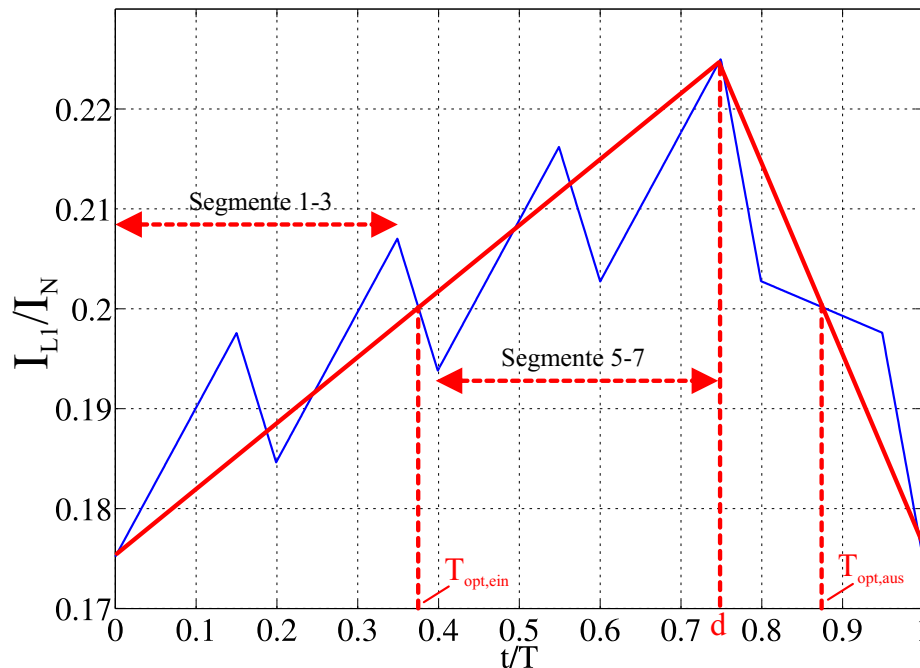


Abb. 6.8: Berechneter Stromverlauf in Phase 1 einer gekoppelten Induktivität mit Darstellung der optimalen Abtastzeitpunkte ($L_m = 50 \mu\text{H}$, $k = 0,225$, $n = 5$, $d = 0,75$, $i = 4$)

der Segmente 5-7. Dieser Zusammenhang gilt für alle Betriebspunkte und für beliebige Phasenzahlen.

6.5 Einschränkungen bei der Verwendung des vorgestellten Current-Sharing Verfahrens

Das vorgestellte Current-Sharing-Verfahren, welchem die Abtastung der Ströme zum optimalen Zeitpunkt zu Grunde gelegt ist, kann einen bestimmten Sollwert nur dann ausregeln, wenn alle oben beschriebenen Randbedingungen bzgl. des Duty-Cycles und der Phasenzahl erfüllt sind.

Bisher wurde vorausgesetzt, dass sich der Wandler im kontinuierlichen Betrieb befindet, d.h. es fließt dauerhaft Strom durch die Drosseln. Ist diese Voraussetzung nicht erfüllt und der Strom lückt innerhalb einer Periode, wie in Abb. 6.9 beispielhaft ersichtlich ist, so wird nicht mehr der Mittelwert des Stromes abgetastet, da der Mittelwert im lückenden Betrieb durch die Lückzeit geringer ist.

Der Strom wird zwar in allen Phasen auf denselben Wert geregelt, jedoch entsteht eine dauerhafte Regelabweichung. Je länger die Lückzeit ist, desto größer wird auch die Abweichung.

Da in den meistens Anwendungen der lückende Betrieb nur bei sehr geringen Lastströmen bezogen auf den Nennstrom auftritt, kann diese geringe Abweichung vom Sollwert im Re-

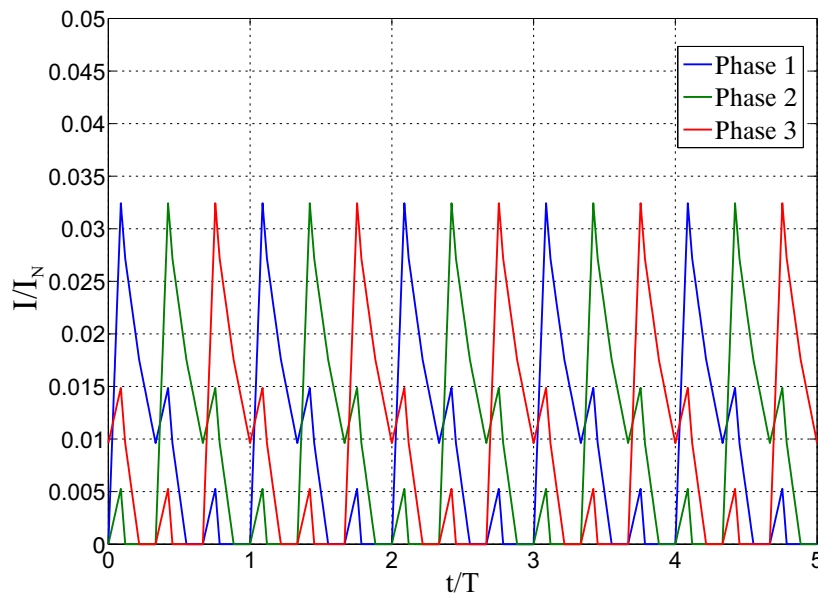


Abb. 6.9: Simulierte Stromverläufe mit Current-Sharing-Verfahren $CS - LS$ im diskontinuierlichen Betrieb ($R_{phase} = 7 \text{ m}\Omega$, $d = 0,08$, $L_m = 50 \mu\text{H}$, $k = 0,42$, $I_1 = 0,035 I_N$)

gelfall toleriert werden. Für Anwendungen, die nur im diskontinuierlichen Betrieb arbeiten, ist ein Current-Sharing nicht notwendig [96] bzw. es können andere Verfahren wie das in [95] vorgestellte verwendet werden.

6.6 Nachweis der Methode durch die Anwendung im dreiphasigen Wandler der Batterie-Stützung

Im bisherigen Verlauf des Kapitels wurde allgemein für n -phasige Wandler ein Verfahren vorgestellt, mit dem sich die Anzahl der verwendeten Stromsensoren reduzieren lässt. Hier soll nun der Nachweis der Funktionsweise anhand des dreiphasigen Wandlers mit gekoppelten Induktivitäten aus dem Batterie-Stützungssystem durchgeführt werden.

Zunächst muss definiert werden, welche der drei Varianten der Strommessung benötigt wird. Dazu wird der genutzte Duty-Cycle-Bereich festgestellt und (6.1) herangezogen.

$$d = 1 - \frac{U_1}{U_2} \quad (6.1)$$

Über die maximal und minimal auftretende Spannung U_2 (36 V / 25,5 V) ergibt sich $0,06 < d < 0,33$ für den HSS-Betrieb und entsprechend $0,67 < d < 0,94$ für den TSS-Betrieb. Demzufolge wird hier das Verfahren $CS - LS$ mit einem Stromsensor im low-side Zweig verwendet.

6.6.1 Simulation des Verfahrens

In Abb. 6.10 sind die sich mit dieser Methode ergebenden Stromverläufe in der Simulation für unterschiedliche Duty-Cycles bzw. Widerstände in den einzelnen Phasen für den Fall dargestellt, dass kein Current-Sharing verwendet wird. Es wird also nur der Gesamtstrom gemessen und geregelt.

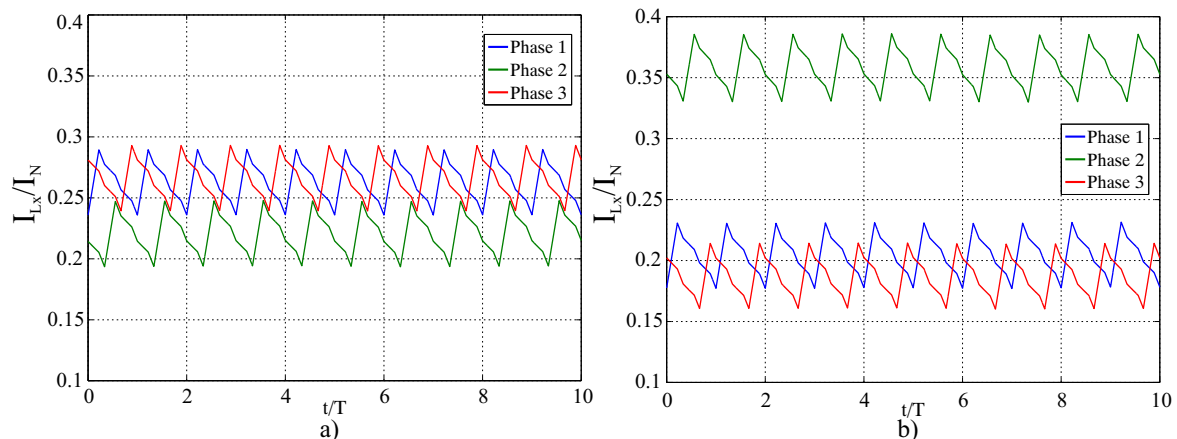


Abb. 6.10: Simulierte Stromverläufe ohne Current-Sharing mit gekoppelten Induktivitäten ohne Sättigungseffekte, a) 20 % Widerstandserhöhung in Phase 2, b) 0,01 Duty-Cycle Erhöhung in Phase 2 ($n=3$, $R_{phase}=7\text{ m}\Omega$, $d=0,2$, $L_m=50\text{ }\mu\text{H}$, $k=0,42$, $I_1=0,75 I_N$)

Die ungleiche Stromverteilung ist insbesondere bei abweichendem Duty-Cycle in den Phasen ersichtlich.

In Abb. 6.11 sind die Simulationsergebnisse unter Verwendung des Current-Sharing Verfahrens $CS - LS$ dargestellt. Es ist ersichtlich, dass der Strom trotz Abweichungen der Phasen untereinander sehr gut zwischen den Phasen aufgeteilt wird.

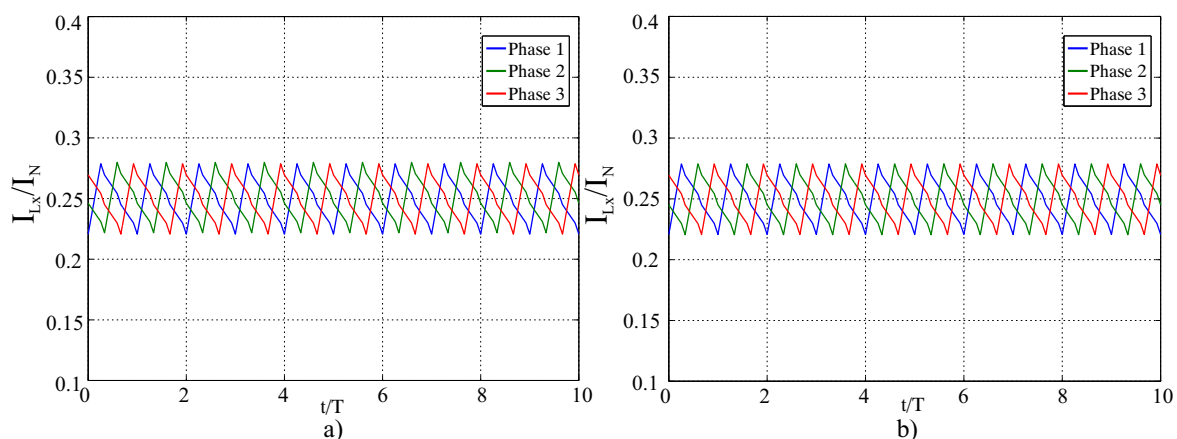


Abb. 6.11: Simulierte Stromverläufe mit Current-Sharing-Verfahren $CS - LS$ mit gekoppelten Induktivitäten ohne Sättigungseffekte, a) 20 % Widerstandserhöhung in Phase 2, b) 0,01 Duty-Cycle Erhöhung in Phase 2 ($n=3$, $R_{phase}=7\text{ m}\Omega$, $d=0,2$, $L_m=50\text{ }\mu\text{H}$, $k=0,42$, $I_1=0,75 I_N$)

6.6.2 Verifizierung des Verfahrens am Teststand

Die Methode der Abtastung zum optimalen Zeitpunkt wird auf einem FPGA implementiert und ein entsprechendes PCB Layout mit dem Leistungsteil und dem Stromsensor ACS758xCB erstellt. In Abb. 6.12 sind die gemessenen Stromverläufe unter Verwendung von Unsymmetrien in den Phasen ohne aktives Current-Sharing aufgezeigt. In a) wird über eine Leitungsverlängerung der ohmsche Widerstand der ersten Phase erhöht, während in b) der Duty-Cycle dieser Phase gegenüber den anderen Phasen erhöht wird.

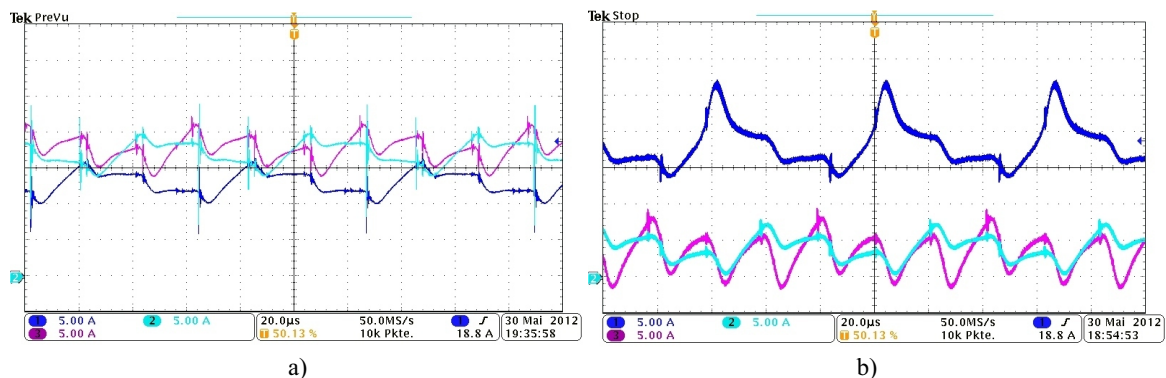


Abb. 6.12: Gemessene Stromverläufe ohne Current-Sharing a) mit ca. 20 % erhöhtem Phasenwiderstand in Phase 1, $I_1^* = 0,2 I_N$, $I_1 = 0,25 I_N$, b) mit 0,01 Duty-Cycle-Erhöhung in Phase 1, $I_1^* = 0,25 I_N$, $I_1 = 0,15 I_N$, (CH1: Strom Phase 1 (5 A/div), CH2: Strom Phase 2 (5 A/div), CH3: Strom Phase 3 (5 A/div), $d = 0,2$, $L_m = 50 \mu H$, $k = 0,42$, $U_{Modul} = 30 V$, Zeit: $20 \mu s/div$)

Es ist ersichtlich, dass insbesondere die Duty-Cycle-Unsymmetrie starken Einfluss auf die Stromverteilung besitzt. Aufgrund des Einsatzes einer gekoppelten Induktivität kommt es durch die Ungleichverteilung des Stromes zu einem Sättigungseffekt im Teil des Drosselkerns, der von Wicklung 1 umschlossen wird. Die Induktivität sinkt demzufolge und der ohnehin erhöhte Strom in der ersten Phase steigt stark an. Wird dagegen das Current-Sharing verfahren $CS - LS$ aktiviert, so können die Ströme trotz Unsymmetrien innerhalb der Phasen erfolgreich ausbalanciert sowie in einen gleichmäßigen Verlauf gebracht werden, wie in Abb. 6.13 ersichtlich ist.

Da der Stromsensor im Kommutierungszeitpunkt der Leistungshalbleiter platziert werden muss, wird noch das Schaltverhalten der Transistoren analysiert, um das Auftreten von zu hohen Überspannungen durch die Streuinduktivität des Stromsensors beim Ausschalten auszuschließen. Zunächst wird die durch den Stromsensor verursachte zusätzliche Streuinduktivität abgeschätzt. Dazu wird die Gleichung (6.2) herangezogen [106], die eine Näherung für die Berechnung der Induktivität einer rechteckförmigen Leiterbahn L_{RL} mit der Länge l_{RL} , Breite b_{RL} und der Dicke d_{RL} angibt. Es wird dabei angenommen, dass die Selbstinduktivität des Stromsensors bei Verwendung des entwickelten Current-Sharing Verfahrens den Streuinduktivitäten der vorhandenen Leiterbahnen addiert wird und sich Layout ansonsten im Vergleich zu einem Layout, das mit einer herkömmlichen Strommessung betrieben wird, nicht unter-

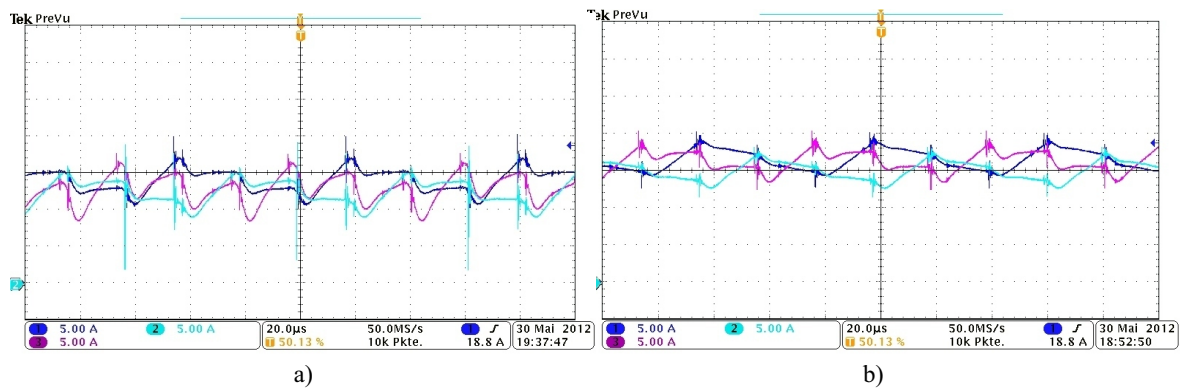


Abb. 6.13: Gemessene Stromverläufe mit dem Current-Sharing-Verfahren $CS - LS$ a) mit ca. 20 % erhöhtem Phasenwiderstand in Phase 1, $I_1^* = I_1 = 0,2 I_N$, b) mit 0,01 Duty-Cycle-Erhöhung in Phase 1, $I_1^* = I_1 = 0,25 I_N$, (CH1: Strom Phase 1 (5 A/div), CH2: Strom Phase 2 (5 A/div), CH3: Strom Phase 3 (5 A/div), $d = 0,2$, $L_m = 50 \mu H$, $k = 0,42$, $U_{Modul} = 30 V$, Zeit: $20 \mu s/div$)

scheidet. Bei dem hier verwendeten Sensor ACS758LCB ergeben sich die geometrischen Größen zu $l_{RL} = 4,8 cm$, $b_{RL} = 0,4 cm$ und $d_{RL} = 0,15 cm$. Es folgt $L_{RL} = 10,14 nH$.

$$L_{RL} [nH] = 2 \cdot l_{RL} \cdot \left[\ln \left(\frac{2 \cdot l_{RL}}{b_{RL} + d_{RL}} \right) + \frac{1}{2} \right] \quad (6.2)$$

Beim Ausschalten während des Betriebes mit Nennstrom, was pro MOSFET unter Beachtung der Stromschwankungsbreite einem Strom von 87 A entspricht, wird dadurch bei Annahme einer Stromfallzeit von $100 ns$ eine durch den Sensor verursachte zusätzliche Überspannung von 8,83 V berechnet.

Gemessen wird beim Ausschalten zunächst eine maximale Überspannung von ca. 30 V, was bei einer Verwendung von 60 V-MOSFETs bei hoher Ladespannung der Kondensatoren von ca. 36 V nicht tolerierbar ist. Diese Überspannung kann durch die Verwendung eines 10 nF-Kondensators zwischen Drain und Source des MOSFET auf ca. 19 V reduziert werden. Der Ausschaltvorgang bei maximaler Ladespannung des Doppelschichtkondensators ist in Abb. 6.14 gezeigt. Die maximal erlaubte Spannung wird dabei nicht überschritten, allerdings wird auch keine zusätzliche Spannungsreserve mehr eingehalten. Da sich beim Einschalten der Transistoren die hinzugefügte Kapazität entlädt, wodurch ein kurzzeitig erhöhter Einschaltstrom hervorgerufen wird, ergibt sich beim Einschalten eine Überstromspitze, welche die Einschaltverluste gering erhöht.

6.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde zunächst ausgearbeitet, welche Verfahren zur Realisierung eines Current-Sharings in mehrphasigen Interleaved-Wandlern bereits in der Literatur vorgestellt wurden. Nachdem die Notwendigkeit eines Current-Sharings gezeigt worden ist, wurde ein

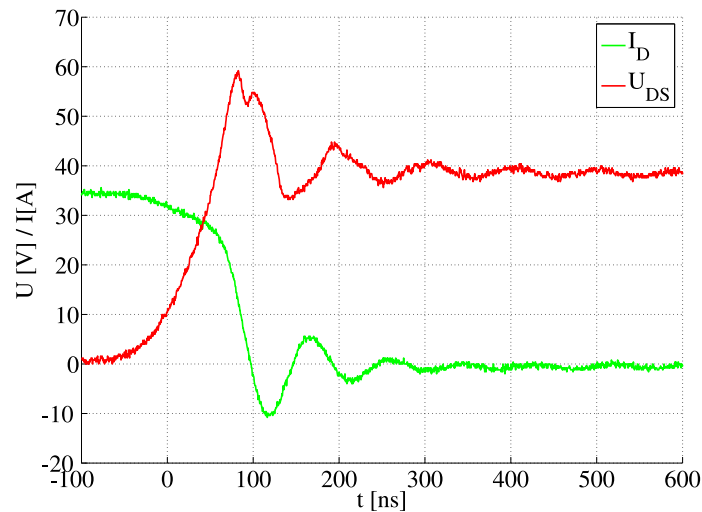


Abb. 6.14: Gemessener Ausschaltvorgang des low-side MOSFETs von Phase 1 bei Verwendung eines Stromsensors im Kommutierungszweig ($I_{L1} = 37\text{ A}$, $U_2 = 38\text{ V}$)

vorhandenes Verfahren derart erweitert, dass insbesondere bei geringen Phasenzahlen ein großer Teil des Betriebsbereiches eines DC/DC-Wandlers abgedeckt werden kann und ein Current-Sharing mit dem Einsatz von lediglich einem oder zwei Sensoren möglich ist. Der entsprechende Betriebsbereich wurde in Abhängigkeit von der Phasenzahl hergeleitet.

Das Current-Sharing-Verfahren wurde im dreiphasigen Interleaved-Wandler mit den Randbedingungen aus dem Batterie-Stützungssystem implementiert und sowohl simulativ als auch mit Hilfe von Messungen verifiziert.

7 Realisierung eines Powermanagements zur Leistungsregelung im Fahrzeug

Zweck des in dieser Arbeit zu entwickelnden Batterie-Stützungssystems ist es, zu jeder Zeit die frei werdende Bremsenergie des Fahrzeuges aufzunehmen sowie die Batterie während der Beschleunigungsvorgänge zu entlasten. Zur besseren Entlastung kann gegebenenfalls auch das Stützungssystem aus der Batterie nachgeladen werden. Um die Verfügbarkeit des zu entwickelnden Batterie-Stützungssystems zu jeder Zeit zu gewährleisten und eine optimale Ausnutzung zu erreichen, ist ein übergeordnetes Powermanagement erforderlich. Dieses garantiert, dass der Ladezustand der Doppelschichtkondensatoren im erlaubten Rahmen bleibt und abhängig vom Betriebspunkt angepasst wird. So soll beispielsweise das DSK-Modul während einer hohen Fahrzeuggeschwindigkeit möglichst auf einem geringen Ladezustand gehalten werden, so dass die zu erwartende Bremsenergie beim nächsten Rekuperationsvorgang vollständig gespeichert werden kann, ohne dass die maximale Spannung des Moduls dabei überschritten wird. Gleichzeitig soll das Modul während der Standphase des Fahrzeugs vorgeladen werden, um beim nächsten Beschleunigungsvorgang die Batterie so stark wie möglich zu entlasten. Zudem muss der Strom, der dem Stützungssystem als Sollwert vorgegeben wird, abhängig von der aktuellen Fahrzeugbelastung und dem Ladezustand des DSK-Moduls gewählt werden. Dadurch wird verhindert, dass der Energiespeicher während des Unterstützungsvorganges seine minimale Ladespannung erreicht und die Batterie wieder die volle Leistung bereitstellen muss.

In diesem Kapitel wird ein Powermanagement entwickelt, welches die oben genannten Anforderungen erfüllt. Zunächst wird untersucht, welche Möglichkeiten der Realisierungen existieren und es wird eine Einschätzung über die Einsatzfähigkeit gegeben. Anschließend wird aufgrund der erhaltenen Ergebnisse die Entwicklung eines Fuzzy-Reglers durchgeführt, der das Powermanagement realisieren soll. Es wird untersucht, ob eine Optimierung der Parameter des Reglers mit Hilfe eines genetischen Algorithmus (GA) das Betriebsverhalten weiter verbessern kann.

Das Powermanagement wird für diverse Konfigurationen und Optimierungsmethoden verglichen und analysiert. Die Ergebnisse werden hinsichtlich des Kriteriums verglichen, die Fahrzeugbatterie möglichst optimal zu entlasten. Ziel dieses Kapitels ist es, die Anwendbarkeit eines Fuzzy-Reglers in Bezug auf ein Batterie-Stützungssystem zu zeigen und das Zusammenwirken mit einem GA zu untersuchen. Nicht Ziel dieser Untersuchung ist es dagegen, verschiedene Arten von Fuzzy-Reglern oder genetischen Algorithmen zu vergleichen und zu analysieren. Teile dieses Kapitels sind bereits vorab veröffentlicht worden [107].

7.1 Stand der Technik

Einige Autoren haben bereits die Entwicklung eines Powermanagements für Fahrzeuge mit mehreren Energiequellen beschrieben [107–112]. Einige dieser Beiträge werden im Folgenden näher beschrieben.

In [108] wird ein fuzzy-geregeltes Powermanagement für ein Fahrzeug mit drei Energiespeichern beschrieben. Als Hauptquelle dient eine Brennstoffzelle, zusätzlich werden eine Batterie und Doppelschichtkondensatoren verwendet. Alle drei Energiequellen speisen dabei einen DC/DC-Wandler mit mehreren Eingängen. Da die Brennstoffzelle eine träge Reaktion auf Lastsprünge aufweist und Spitzenströme in der Batterie verhindert werden sollen, wird der Energiefluss mit dem Fuzzy-Regler derart geregelt, dass durch die Doppelschichtkondensatoren eine Glättung der Zwischenkreisspannung und des Leistungsverlaufes in den anderen Energiespeichern erreicht werden kann. Die gute Performance der Regelung wird gezeigt.

In [109] wird ein Powermanagement verwendet, um die Regelung einer Brennstoffzelle in einem Brennstoffzellen-Fahrzeug mit Hilfe zweier Fuzzy-Regler zu realisieren. Dabei wird die Regelung des Luftstromes mit Hilfe eines Fuzzy-Reglers implementiert und gezeigt, dass bei Verwendung dieser nichtlinearen Regelung weniger Energie für den Kompressor benötigt wird, was insbesondere durch das Fehlen von Überschwingern bei Sollwertsprüngen begründet wird. Weiter wird der Arbeitspunkt der Brennstoffzelle über einen zweiten Fuzzy-Regler eingestellt.

Ein fuzzy-geregeltes Powermanagement für Hybridfahrzeuge wird in [110] implementiert. Es definiert in Abhängigkeit vom Ladezustand der Batterie, von der Momentenvorgabe des Fahrers und von der aktuellen Drehzahl die Leistungsaufteilung zwischen Elektromaschine und Verbrennungsmotor. Die Wirkungsgrad-Kennfelder der einzelnen Komponenten werden dabei als Grundlage für die Reglerauslegung verwendet. Es wird gezeigt, dass der Kraftstoffverbrauch reduziert und die Batterie immer in einem optimalen Ladezustandsbereich gehalten werden kann.

In [111] wird ein Powermanagement mit Fuzzy-Regler erfolgreich implementiert, um in einem Serien-Hybrid Fahrzeug den Leistungsfluss aus der Batterie so zu regeln, dass der Verbrennungsmotor im optimalen Wirkungsgradbereich betrieben werden kann.

Genetische Fuzzy-Optimierungen wurden bisher außerhalb der Fahrzeugtechnik angewendet, z.B. bei der Regelung einer Wasserpumpe [113] oder in [114], wo ein kombiniertes Tuning der Membership-Funktionen und der Regeln eines Fuzzy-Reglers vorgestellt wird.

Ein neuronales Netz zur Optimierung eines Powermanagements im Fahrzeug wird lediglich in [7] beschrieben. Dort wird der Energiefluss aus einem Doppelschichtkondensator, der eine Brennstoffzelle unterstützt, optimiert.

Auf diesen Ergebnissen aufbauend werden im Folgenden die unterschiedlichen Regelungsmethoden in Bezug auf die hier vorliegende Anwendung eingeordnet.

7.2 Einordnung möglicher Regelungsmethoden zur Realisierung eines Powermanagements

Neuronale Netzwerke, deren Funktionsweise ausführlich in [115] beschrieben wird, kommen zur Realisierung eines Powermanagements in Fahrzeugen kaum zum Einsatz. Nachteilig an dieser Methode wirkt sich aus, dass die Parameter eines solchen Netzwerkes vollständig angelernt bzw. antrainiert werden müssen. Demzufolge hängt der Erfolg stark von den Trainingsbedingungen ab. Wenn während der Trainingsphase Informationen fehlen, dann fällt das Netzwerk in bestimmten Betriebspunkten Entscheidungen, welche nicht auf antrainierten Erfahrungen basieren [116]. Zudem ist die Problemanalyse bei neuronalen Netzen kritisch, da die Netze normalerweise aus mehreren Schichten bestehen und es bei falschen Entscheidungen kaum möglich ist, die exakte Ursache der Fehlentscheidungen im Netzwerk zu finden und zu beheben [116].

Eine Fuzzy-Regelung dagegen ist eine etablierte Methode, um Systeme zu regeln, deren mathematische oder physikalische Modelle nicht bekannt oder zu komplex sind, um damit zu arbeiten. Eines dieser möglichen Einsatzbereiche ist das übergeordnete Energie- oder Leistungsmanagement in Fahrzeugen mit mehreren Energiespeichern, in denen ein Fuzzy-Regler aufgrund eines fehlenden physikalischen Modells zur Berechnung des optimalen Betriebsverhaltens eingesetzt werden kann. In Kap. 7.1 wurden die in der Literatur in diesem Bereich existierenden Beiträge bereits beschrieben.

Hier wird aus den genannten Gründen die Fuzzy-Regelung als vielversprechendste Möglichkeit zur Regelung des Leistungsflusses in einem Antriebssystem eines Elektrofahrzeuges mit zwei Energiespeichern ausgewählt, um den Leistungsfluss im Batterie-Stützungssystem zu regeln. Weiterhin wird als Neuerung zu vorhandenen Veröffentlichungen analysiert, inwieweit der Betrieb des Reglers in einem solchen System durch den Einsatz eines genetischen Algorithmus verbessert werden kann.

7.3 Entwicklung eines Fuzzy-Reglers zur optimalen Regelung des Leistungsflusses im Batterie-Stützungssystem

Das Ziel des zu entwickelnden Powermanagements für ein System, wie es in Kap. 2.1 beschrieben wird, ist, den Energie- bzw. Leistungsfluss zwischen dem Batterie-Stützungssystem und dem Antriebssystem unter Berücksichtigung der Batterie zu steuern. Zum einen gehört dazu, die Bremsenergie des Fahrzeuges aufzunehmen und zum anderen, einen bestimmten Teil der gespeicherten Energie während der Beschleunigung zurück ins System zu geben.

Weiterhin ist eine zusätzliche Nachladung des DSK über die Batterie möglich. Um ein gutes Verhalten zu erreichen und die Batterie optimal zu entlasten, sollte das Powermanagement in Abhängigkeit von entscheidenden Betriebsparametern beeinflusst werden können. Einer dieser wichtigen Parameter ist der Ladezustand des DSK, welcher maßgeblich für die Aufnahmefähigkeit und Verfügbarkeit der gespeicherten Energie ist (vgl. Kap. 4). Es wird hier das in Kap. 4.7 ausgelegte DSK-Modul verwendet. Desweiteren wird die Fahrzeuggeschwindigkeit benötigt, welche über die kinetische Energie im Fahrzeug E_{FZ} gemäß (7.1) die zu erwartende Bremsenergie definiert, wobei m_{FZ} die beladungsabhängige Masse des Fahrzeugs und v die Fahrzeuggeschwindigkeit darstellt (vgl. Tab. 2.1).

$$E_{FZ} = \frac{1}{2} \cdot m_{FZ} \cdot v^2 \quad (7.1)$$

Die Höhe des momentanen Bedarfs an einer Batterie-Unterstützung wird abhängig von der dem Fahrzeug abgeforderten Leistung bzw. dem Laststrom vorgegeben. Der Ausgangsparameter in dieser übergeordneten Regelung ist der Referenzwert I_1^* für den Strom, der im DC/DC-Wandler fließt.

7.3.1 Randbedingungen zur Verwendung eines Fuzzy-Reglers im Batterie-Stützungssystem

Der Fuzzy-Regler soll aktiv sein, solange der Laststrom I_{Last} nicht negativ ist, also keine Energie zurückgespeist wird. Während der Rekuperation soll die verfügbare Leistung vom Batterie-Stützungssystem aufgenommen werden, um die Effizienz zu maximieren und die Batterie möglichst stark zu entlasten. Der Sollwert I_1^* wird demzufolge gleichgesetzt mit dem negativen momentanen Laststrom $-I_{Last}$. Das DSK-Modul wird dabei geladen, solange die maximal erlaubte Spannung nicht überschritten wird. Wird die maximale Spannung erreicht, so wird I_1^* zu null gesetzt. Äquivalent dazu existiert eine minimale Spannung, die bedingt durch die verwendete Wandler-Topologie nicht unterschritten werden kann. Fällt die DSK-Spannung unterhalb dieser Grenze, so kann das BSS lediglich geladen werden. Für diesen ungewollten Fall muss die Batterie den gesamten Leistungsbedarf des Antriebssystems decken.

7.3.2 Definition der Eingangsgrößen und Membership-Funktionen

Zunächst werden die Eingangsparameter des Fuzzy-Reglers in sogenannte Membership-Funktionen klassifiziert. Die in Abb. 7.1 dargestellten Parameter DSK-Spannung U_{Modul} , Geschwindigkeit v und Laststrom I_{Last} werden in sprachliche Beschreibungen eingeordnet. Diese werden allgemein bezeichnet als Zustände wie „negative big“ (NB), „negative small“ (NS), „medium“ (M), „positive small“ (PS), „positive big“ (PB) [114, 117]. Die Anzahl der möglichen Zustände pro Parameter kann dabei frei gewählt werden. Eine hohe Anzahl an

Zuständen sorgt für eine hohe Auflösung, gleichzeitig aber auch für einen Anstieg des Rechenaufwandes.

Es gibt mehrere Möglichkeiten, die Form der Membership-Funktionen zu wählen. Diese können z.B. dreieckförmig, trapezförmig und Gauss-verteilt sein. Hier werden aufgrund der geringeren Rechenkomplexität für die Eingangsparameter dreieck- und trapezförmige Funktionen verwendet.

Der Ausgangsparameter I_1 , der hier den Sollwert für den DC/DC-Wandler darstellt, wird als Strichfunktion, auch Singleton-Funktion genannt, realisiert, um die Erstellung der Regeln zu vereinfachen. Bei der Verwendung von Strichfunktionen existieren für diesen Parameter, wie in Abb. 7.1 d) gezeigt ist, nur diskrete Zustände, die jeweils die volle Gewichtung besitzen. Vorteilhaft daran ist, dass die Fuzzy-Regeln für diesen Fall direkt alle möglichen Zustände der Strichfunktionen annehmen können, wie im nächsten Unterkapitel erläutert wird. Für das Beispiel aus Abb. 7.1 könnten die Regeln also fünf verschiedene Werte annehmen. Die normierte Parameter-Einteilung in ihre möglichen Zustände ist in Abb. 7.1 dargestellt.

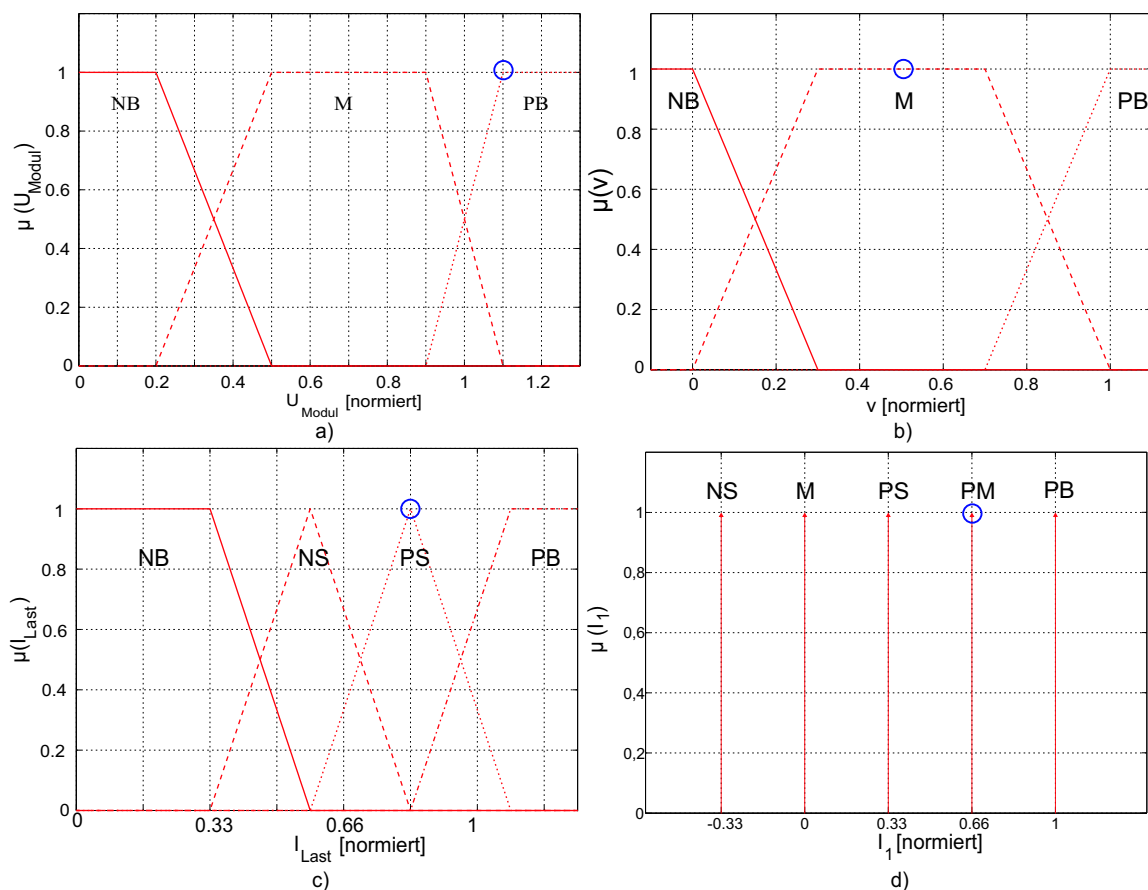


Abb. 7.1: Membership-Funktionen für die verwendeten Parameter des Fuzzy-Reglers a) U_{Modul} , b) v , c) I_{Last} , d) I_1 (markiert: Beispiel-Betriebspunkt)

Entsprechend den Membership-Funktionen können die Parameter in Fuzzy-Logik transformiert werden. Mit den vom Betriebspunkt abhängigen Einzel-Gewichtungen der einzelnen Funktionen, welche zwischen 0 und 1 liegen können, wird die Gewichtung einer bestimmten

Zustandskombination $\mu_{xyz}(U_{Modul}, v, I_{Last})$ gemäß (7.2) berechnet, wobei x , y und z jeweils einen möglichen Zustand wie NB, PB, etc. der entsprechenden Parameter bezeichnet. Die Einzelgewichtungen jeder möglichen Zustandskombination werden dabei miteinander multipliziert.

$$\mu_{xyz}(U_{Modul}, v, I_{Last}) = \mu_x(U_{Modul}) \cdot \mu_y(v) \cdot \mu_z(I_{Last}) \quad (7.2)$$

Für jede mögliche Kombination können die Einträge in eine dreidimensionale Gewichtsmatrix W geschrieben werden. Diese beinhaltet gemäß Gleichung (7.3) N_W Einträge, wobei $N_{x,fuzzy}$ jeweils die Anzahl der möglichen Zustände für einen Parameter x angibt. Hier ergibt sich für N_W ein Wert von 36.

$$N_W = N_{DSK,fuzzy} \cdot N_{v,fuzzy} \cdot N_{Last,fuzzy} \quad (7.3)$$

7.3.3 Definition der Fuzzy-Regeln

Die Fuzzy-Regeln ordnen jeder möglichen Kombination von Parameter-Zuständen einen definierten Ausgangswert, also in dieser Anwendung einen Strom-Sollwert, zu. Diese Werte werden in der Regelmatrix R eingetragen, deren Struktur und Größe denen der Gewichtsmatrix W entspricht.

Bei dem hier zu entwickelnden Fuzzy-System sind die Fuzzy-Regeln äquivalent zu dem Sollwert des Stromes des DC/DC-Wandlers. Die Regeln können Werte innerhalb des erlaubten Strombereiches des DC/DC-Wandlers annehmen und werden, wie schon oben beschrieben, den Singeltons zugeordnet. Es gibt hier also fünf verschiedene Fuzzy-Regeln.

Jeder der möglichen Zustandskombinationen muss eine der Regeln zugeordnet werden. Diese Einstellung wird im Allgemeinen per Hand durchgeführt. Für diese Zuordnung ist sinnvollerweise Fachwissen oder Erfahrung über das zu regelnde System notwendig.

7.3.4 Defuzzifizierung der Ergebnismatrix

Um einen Ausgangswert zu erhalten, müssen die Gewichtsmatrix und die Regelmatrix Element für Element multipliziert werden. Es entsteht Matrix C . Es gilt:

$$C_{ijk} = W_{ijk} \cdot R_{ijk} \quad \forall i = 1..N_{DSK,fuzzy}, j = 1..N_{v,fuzzy}, k = 1..N_{Last,fuzzy} \quad (7.4)$$

Der Sollwert des Stromes folgt aus dem Ergebnis der Summierung aller Einträge der Matrix C :

$$I_1^* = \sum_{i=1}^{N_{DSK,fuzzy}} \sum_{j=1}^{N_{v,fuzzy}} \sum_{k=1}^{N_{Last,fuzzy}} C_{ijk} \quad (7.5)$$

In Tab. 7.1 und Tab. 7.2 werden Teile der Matrizen für $I_{Last} = PS$ beispielhaft für den Betriebspunkt dargestellt, der in Abb. 7.1 markiert ist. Vergleichbare Matrizen können äquivalent dazu für jeden möglichen anderen Wert von I_{Last} angegeben werden.

$U_{Modul} \backslash v$	NB	M	PB
NB	$\mu_{111} = 0$	$\mu_{112} = 0$	$\mu_{113} = 0$
M	$\mu_{121} = 0$	$\mu_{122} = 0$	$\mu_{123} = 0$
PB	$\mu_{131} = 0$	$\mu_{132} = 1$	$\mu_{133} = 0$

Tab. 7.1: Auszug aus Gewichtsmatrix W ($I_{Last} = PS$)

$U_{Modul} \backslash v$	NB	M	PB
NB	$R_{111} = M$	$R_{112} = M$	$R_{113} = PS$
M	$R_{121} = PS$	$R_{122} = PS$	$R_{123} = PS$
PB	$R_{131} = PM$	$R_{132} = PM$	$R_{133} = PM$

Tab. 7.2: Auszug aus Regelmatrix R ($I_{Last} = PS$)

Der Sollwert des DC/DC-Wandlers wird gemäß (7.6) berechnet, hier mit dem Beispiel aus Abb. 7.1.

$$\begin{aligned}
 I_1^* &= \sum_{i=1}^{N_{DSK,fuzzy}} \sum_{j=1}^{N_{v,fuzzy}} \sum_{k=1}^{N_{Last,fuzzy}} C_{ijk} \\
 &= C_{132} \\
 &= \mu_{132} \cdot R_{132} \\
 &= 1 \cdot 0,66 \cdot I_1
 \end{aligned} \tag{7.6}$$

7.4 Untersuchung der Optimierung von Fuzzy-Reglern durch Verwendung eines genetischen Algorithmus

Membership-Funktionen und Fuzzy-Regeln können von Personen vorgegeben bzw. definiert werden, die Fachkenntnisse und Erfahrungen bezogen auf das zu regelnde System besitzen. Dabei ist es nahezu unmöglich, den besten Parametersatz aus einer nahezu unendlich großen Menge an Möglichkeiten zu finden. Deswegen wird hier untersucht, ob ein genetischer Algorithmus, der selbstständig Parameter hinsichtlich einer Zielfunktion optimiert, das Betriebsverhalten des Fuzzy-Reglers weiter verbessern kann.

Das Funktionsprinzip von genetischen Algorithmen entspricht dem der natürlichen Evolution. Der Fortpflanzungserfolg ist dabei abhängig von der Leistungsfähigkeit der Genome. Leistungsfähige Genome überleben mehrere Generationen, schwache Genome werden aussortiert.

Im Folgenden wird ein kurzer Überblick über die einzelnen Schritte innerhalb eines genetischen Algorithmus gegeben. Grundlagen zu genetischen Algorithmen werden ausführlich in [118, 119] erläutert.

7.4.1 Beschreibung von Fortpflanzung und Mutation

Zunächst wird eine Anfangspopulation von Genomen sowie die Größe der Population n_{pop} definiert. Bezogen auf einen Fuzzy-Regler könnten diese Genome z.B. die Fuzzy-Regeln oder die flexiblen Grenzen der Membership-Funktionen darstellen. Zur einfacheren Rechnung werden die Werte der Genome in binäre Daten umgewandelt.

Um eine neue „bessere“ Generation von Genomen zu erhalten, ist die Fortpflanzung notwendig. Dabei gibt es mehrere Möglichkeiten der Realisierung einer solchen Genom-Fortpflanzung. Hier wird das sogenannte „Selective Breeding“ angewendet [120]. Bei dieser Methode entstehen zunächst aus jeweils zwei Eltern-Genomen Nachwuchs-Genome. Nach der Fortpflanzung wird die Fitness von allen Eltern- und Kind-Genomen berechnet. Die besten Genome werden in die nächste Generation übertragen. Diese Methode wird gewählt, da sie die einzige ist, die garantiert, dass alle besten Genome noch in der nächsten Generation verbleiben. In [120] wird diese Methode beschrieben und erfolgreich angewendet.

Neue Kinder-Genome entstehen, indem zwei Eltern-Genome gekreuzt werden. Die Wahrscheinlichkeit der Fortpflanzung wird über die Fortpflanzungswahrscheinlichkeit p_{rep} definiert. Die hier verwendete „Crossover“ Kreuzungsmethode produziert Nachwuchs-Genome, in dem jeweils einzelne Bits der beiden Eltern-Genome im neuen Genom angeordnet werden [118]. Das ausgewählte Elternpaar erzeugt zwei Nachwuchs-Genome, wobei die beiden Nachwuchs-Genome die einzelnen Bits nicht vom selben Eltern-Genom beziehen. Bezieht z.B. das erste Nachwuchs-Genom seinen ersten Biteintrag vom ersten Eltern-Genom, so bezieht das zweite Nachwuchs-Genom seinen ersten Biteintrag vom zweiten Eltern-Genom. Die Crossover-Maske wird dabei zufällig in jeder Generation neu definiert. Insgesamt befinden sich dann nach der Fortpflanzung zunächst $n_{pop} \cdot (1 + 2 \cdot p_{rep})$ Genome in der Population. In Abb. 7.2 a) wird beispielhaft ein Fortpflanzungsprozess mit der Crossover-Methode dargestellt.

In einem genetischen Algorithmus besteht die Notwendigkeit einer Bit-Mutation. Aufgrund der Abhängigkeit von den Eltern-Genomen bzw. der Anfangs-Population ist es nicht möglich, allein durch Fortpflanzung jeden möglichen Bit-Zustand zu erhalten. Das globale Optimum kann so nicht erreicht werden. Deswegen wird die Mutation verwendet, um Parameter-Zustände zu erhalten, die nicht nur durch die Eltern-Genome realisierbar wären. Die Mutation wird dabei gemäß der beliebig definierbaren Mutationswahrscheinlichkeit durchgeführt. Ein Beispiel der bitweisen Mutation ist in Abb. 7.2 b) dargestellt.

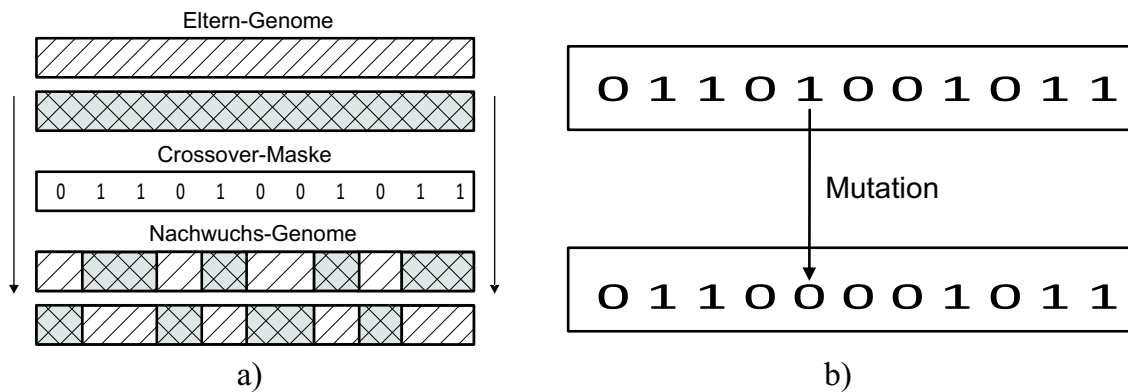


Abb. 7.2: a) Darstellung der Fortpflanzung über Crossover-Maske, b) Darstellung der Genom-Mutation

7.4.2 Herleitung einer Straf-Funktion für die genetische Optimierung

Um Informationen über die Leistungsfähigkeit eines Parameter-Satzes zu erhalten, muss eine Fitness-Funktion bzw. eine Straf-Funktion definiert werden.

Für diese Anwendung müssen diverse Optimierungs-Kriterien beachtet werden. Das erste Ziel ist es, die Fahrzeug-Batterie so stark wie möglich zu entlasten. Für die Belastung ist dabei der Effektivwert des Batteriestromes ein sinnvoller Indikator. Ein hoher Effektivwert verursacht höhere Verluste und eine stärkere Erwärmung der Batterie. Demzufolge sollten ein hoher Effektivwert des Batteriestromes und ein hoher maximaler Batteriestrom die Bestrafungsfunktion erhöhen. Desweiteren sollte das regenerative Bremsen beachtet werden. Ziel ist es, dass die verfügbare Bremsenergie im BSS statt in der Batterie gespeichert wird. So lässt sich ein durch die hohe Bremsleistung verursachter starker Spannungsabfall und Gassing in der Batterie verhindern, die beim Überschreiten der Zersetzungsspannung auftritt. Der Ladezustand des DSK-Moduls muss demzufolge so geregelt werden, dass die gesamte verfügbare Bremsenergie aufgenommen werden kann. Ein negativer Batteriestrom erhöht somit auch den Wert der Straf-Funktion.

Um die Straf-Funktion zu berechnen, müssen die Leistungsverläufe innerhalb eines Fahrzeug-Lastzyklus bekannt sein. Für diese Anwendung wird eine zufällige Zusammenstellung von einigen Lastzyklen für verschiedene Traglasten des Flurförderzeuges, bestehend aus Phasen der Beschleunigung, konstanter Geschwindigkeit und Rekuperation sowie Pausen verwendet, was als Lastzyklus 1 (LZ1) bezeichnet wird. Der Verlauf von LZ1 befindet sich in Abb. 7.3.

Der Batteriestrom-Effektivwert \tilde{I}_{Bat} wird gemäß (7.7) berechnet, wobei T_{LZ} die Länge eines Lastzyklus darstellt. $I_1^*(t)$ wird direkt vom Fuzzy-Regler vorgegeben und ist demzufolge abhängig vom verwendeten Parametersatz. Der zu erwartende Batteriestrom kann direkt über (7.8) angegeben werden. Die Bestrafung eines negativen Batteriestromes wird durch

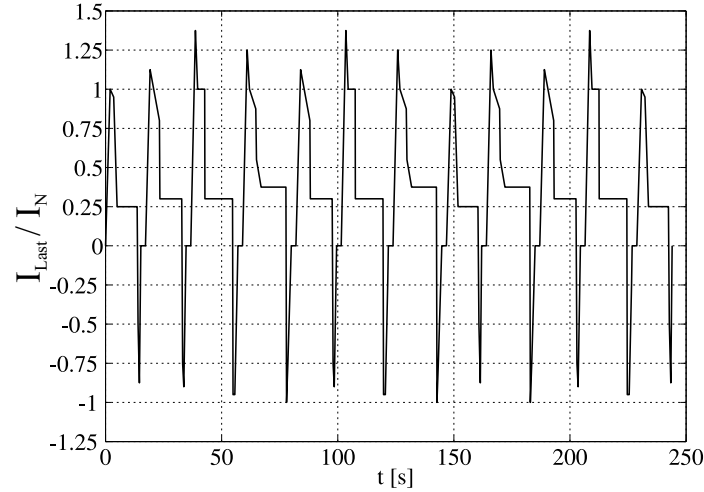


Abb. 7.3: Stromverläufe des Flurförderfahrzeug-Lastprofils LZ1

die Summierung des quadrierten Batteriestromes bei negativem Batteriestrom realisiert. Die Berechnung erfolgt über (7.9) und (7.10).

$$\tilde{I}_{Bat} = \sqrt{\frac{1}{T_{LZ}} \int_{t=0}^{T_{LZ}} I_{Bat}^2(t) dt} \quad (7.7)$$

$$I_{Bat}(t) = I_{Last}(t) + I_1^*(t) \quad (7.8)$$

$$\tilde{I}_{rek,Bat} = \sqrt{\frac{1}{T_{LZ}} \int_{t=0}^{T_{LZ}} I_{rek,Bat}^2(t) dt} \quad (7.9)$$

$$I_{rek,Bat}(t) = \begin{cases} 0, & \text{falls } I_{Bat} \geq 0 \\ I_{Bat}, & \text{falls } I_{Bat} < 0 \end{cases} \quad (7.10)$$

Die Straf-Funktion f_P wird gemäß (7.11) ausgewählt, wobei \hat{I}_{Bat} den maximal auftretenden Strom und $c_{1-3,Straf}$ beliebige Konstanten bezeichnen, mit denen die Gewichtung der einzelnen Bestrafungs-Parameter eingestellt werden kann.

$$f_P = c_{1,Straf} \cdot \tilde{I}_{Bat} + c_{2,Straf} \cdot \hat{I}_{Bat} + c_{3,Straf} \cdot \tilde{I}_{rek,Bat} \quad (7.11)$$

Der GA versucht durch die Fortpflanzung und die damit verbundene Erstellung von neuen Parametersätzen über mehrere Generationen die Funktion f_P zu minimieren. Die Genome mit den kleinsten Straf-Werten überleben und erreichen die nächste Generation. Der vollständige Ablauf eines solchen Algorithmus wird in Abb. 7.4 gezeigt und im Folgenden erklärt.

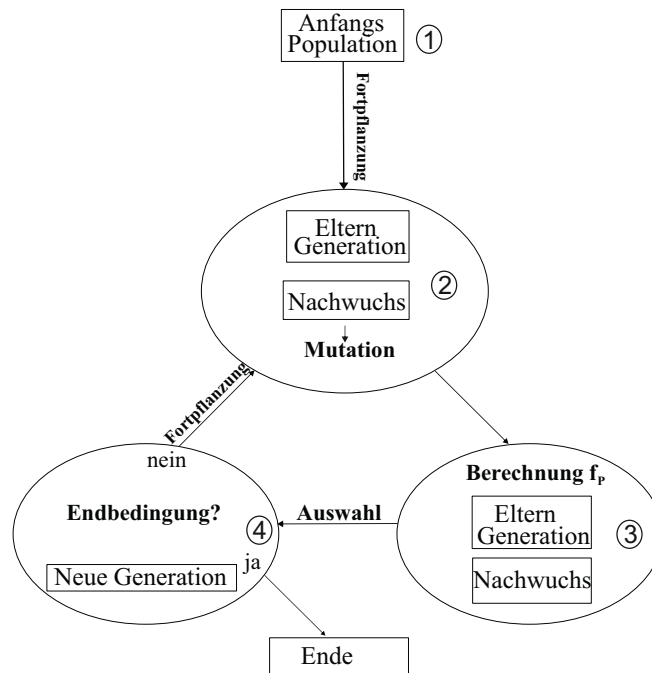


Abb. 7.4: Ablaufdiagramm des genetischen Algorithmus

Zunächst wird eine Anfangspopulation von Parametersätzen zufällig generiert (Schritt 1). Von dieser Anfangspopulation aus findet die Fortpflanzung statt. Somit befinden sich im folgenden Genom-Pool sowohl die Eltern-Genome, die zunächst identisch mit der Anfangspopulation sind, als auch die Nachwuchs-Genome (Schritt 2). Bei den Nachwuchs-Genomen findet zufällige Mutation statt.

Anschließend wird von allen sich im Pool befindenden Genomen die Fitnessfunktion f_p berechnet (Schritt 3). Die Genome mit der höchsten Fitness werden ausgewählt und in den Pool der nächsten Generation übergeben. Dabei wird nicht zwischen Eltern- und Nachwuchs-Genomen unterschieden, nur die beste Fitness zählt bei der Auswahl (Schritt 4).

Der Kreislauf beginnt in der neuen Generation von vorne. Es wiederholen sich die Schritte 2 bis 4, bis die Abbruchbedingung erreicht ist. Die Abbruchbedingung kann z.B. durch eine minimal erreichte durchschnittliche Fitness aller Genome oder eine bestimmte Anzahl an Generationsdurchläufen erreicht werden.

7.5 Verwendung eines genetischen Algorithmus zur Optimierung eines Fuzzy-Reglers

Es gibt diverse Möglichkeiten, wie ein genetischer Algorithmus zur Optimierung eines Fuzzy-Reglers (FR) eingesetzt werden kann. Die Möglichkeiten werden im Folgenden kurz beschrieben.

7.5.1 Fuzzy Regler ohne Optimierung

Hier werden die Membership-Funktionen sowie die Fuzzy-Regeln manuell definiert. Ein genetischer Algorithmus zur Optimierung wird nicht verwendet. Diese Methode dient als Referenzmethode, um später den Einfluss der genetischen Optimierung analysieren zu können. Dieser Regler wird im Folgenden mit *FR1* bezeichnet.

7.5.2 Fuzzy Regler mit Optimierung der Membership-Funktionen bzw. Optimierung der Fuzzy-Regeln bei begrenzter Variationsbreite

Hier werden die Membership-Funktionen und die Fuzzy-Regeln zunächst manuell definiert. Danach werden die Parameter mit Hilfe eines genetischen Algorithmus optimiert.

Abb. 7.5 a) zeigt, wie die Membership-Funktionen für die normierte DSK-Spannung geändert werden können, b) zeigt ein mögliches Ergebnis nach der Optimierung. Der GA definiert also die Steigung der Dreiecksfunktionen und die Breite der Trapeze. Desweiteren kann der GA die Ströme in den Regeln des Fuzzy-Reglers variieren.

Die Parameter können bei dieser Methode nicht beliebig verändert werden. Es gibt eine vordefinierte Variationsbreite, in der sie durch den GA variiert werden können. Die Variationsbreite wird hier zu $\pm 20\%$ des vordefinierten Wertes eingestellt, um eine sinnvolle Lösung zu garantieren. Diese Art der Optimierung kann auf die Membership-Funktionen (*FR2*), die Regeln (*FR3*) oder auf beide (*FR4*) angewendet werden.

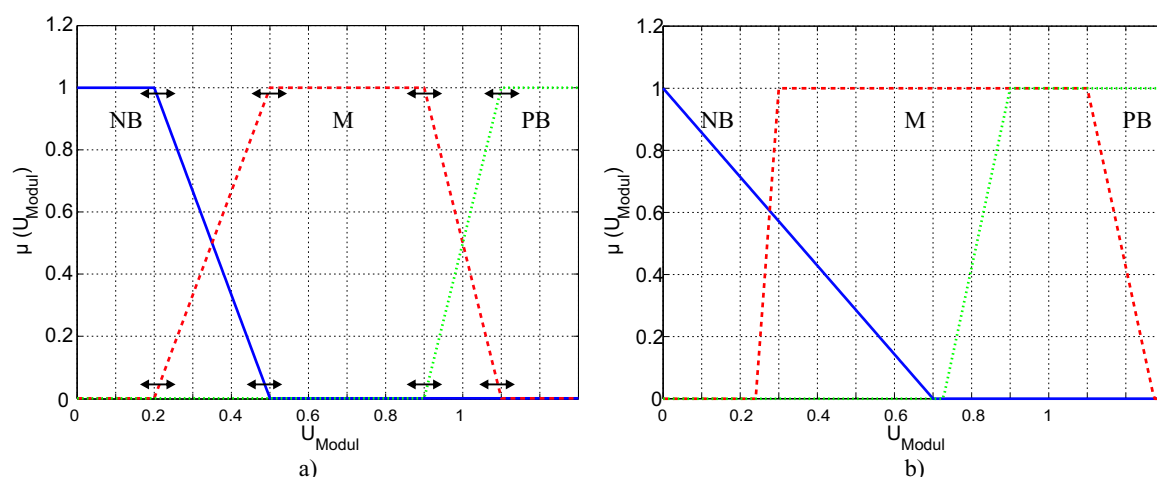


Abb. 7.5: Beispiel: Optimierung der normierten DSK Membership-Funktion a) Startfunktionen, b) GA optimierte Funktionen

7.5.3 Fuzzy-Regler mit festen Membership-Funktionen und Optimierung der Fuzzy-Regeln bei unbegrenzter Variationsbreite

Hier werden nur die Membership-Funktionen manuell definiert. Danach werden die Regeln von einem GA erstellt, ohne die Variationsbreite dabei zu begrenzen. Alle Regeln können also zwischen minimal und maximal erlaubtem Strom des DC/DC-Wandlers variieren. Eine sinnvolle Basis ist dabei nicht garantiert. Dieser Regler wird im Folgenden mit FR5 bezeichnet. Die Notation der verschiedenen Fuzzy-Regler ist in Tab. 7.3 aufgelistet.

Notation	GA Optimierung der Membership-Funktionen	GA Optimierung der Regeln	Begrenzung Variationsbreite
FR 1	nein	nein	-
FR 2	ja	nein	ja
FR 3	nein	ja	ja
FR 4	ja	ja	ja
FR 5	nein	ja	nein

Tab. 7.3: Notation verschiedener Fuzzy-Regler mit unterschiedlichen Optimierungsmethoden

7.5.4 Implementierung des Algorithmus

Die elektrischen Zusammenhänge der Systemkomponenten im betrachteten Antriebssystem können, wie auch die genetische Parameter-Optimierung, in einer Simulations-Umgebung programmiert werden. Um die Straf-Funktion eines Parameter-Satzes berechnen zu können, müssen in jedem Simulationsschritt alle Systemgrößen bekannt sein. Gleichzeitig muss der Fuzzy-Regler in jedem Simulationsschritt einen neuen Sollwert für den DC/DC-Wandler bereitstellen.

Zur Berechnung der Fitness-Funktion wird jeweils ein Lastzyklus mit dem zu testenden Parametersatz durchsimuliert. Die Programmstruktur mit den unterschiedlichen Schritten ist in Abb. 7.6 ersichtlich. Die Funktionsweise wird im Folgenden erklärt.

Zunächst werden durch den Benutzer die Daten eines Lastzyklus eingegeben, für den der Betrieb des Batterie-Stützungssystems optimiert werden soll.

Die Hauptfunktion erzeugt die Parameter-Strings und realisiert die Fortpflanzung sowie die Mutation der Genome. Der Parameter-String wird in Schritt 1 zum Fuzzy-Regler gesendet. In Schritt 2 berechnet das physikalische Modell U_{Modul} , I_{Last} und v . Diese Parameter werden dem Fuzzy-Regler übergeben, der nun mit den physikalischen Größen und dem Parametersatz I_1^* berechnen kann. I_1^* wird dem physikalischen Modell übergeben und I_{Bat} kann berechnet werden. In Schritt 3 wird I_{Bat} der Straf-Funktion übergeben. Die Schritte zwei und drei

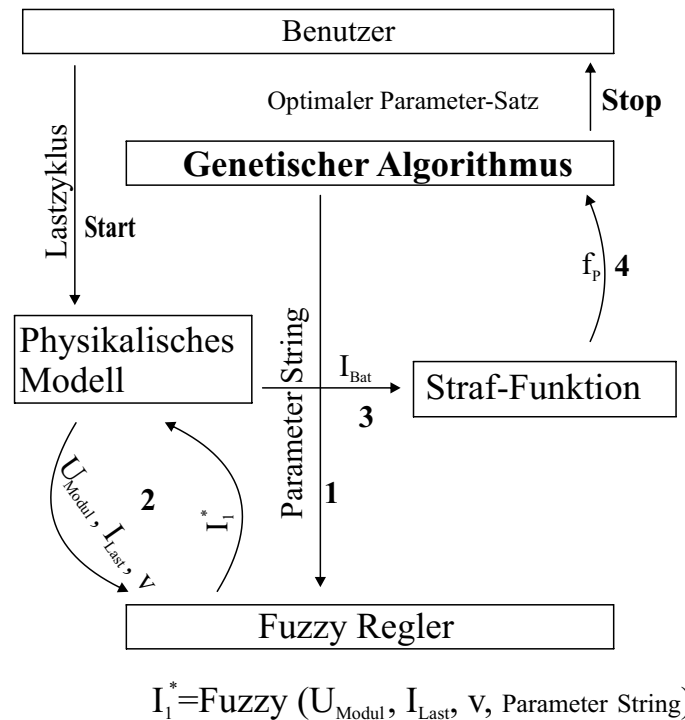


Abb. 7.6: Blockdiagramm des Programmes zur Fuzzy-Parameter Optimierung

werden wiederholt, bis der komplette Lastzyklus abgearbeitet worden ist. Die Anzahl der Rechenschritte ist abhängig von der Schrittweite des Lastzyklus $T_{Schritt,LZ}$ und der Gesamtlänge des Lastzyklus T_{LZ} . Die Fitness eines Parameter-Strings wird berechnet und in Schritt 4 der GA Funktion übergeben. Das Programm wird nun mit Schritt 1 fortgesetzt. Nach einer vordefinierten Anzahl an Generationen n_{Gen} wird der beste entstandene Parametersatz an den Benutzer übergeben.

Insgesamt muss die Fuzzy-Funktion gemäß (7.12) n_{Fuzzy} mal ausgeführt werden. Dabei bezeichnet n_{Pop} die Größe der Population, p_{rep} die Fortpflanzungswahrscheinlichkeit und p_{mut} die Mutationswahrscheinlichkeit.

$$n_{Fuzzy} = n_{Pop} \cdot (2 \cdot p_{rep} + 1) \cdot n_{Gen} \cdot \frac{T_{LZ}}{T_{Schritt,LZ}} \quad (7.12)$$

Nimmt man die verwendeten Simulationsparameter an, die in Tab. 7.4 aufgelistet sind, muss die Fuzzy-Funktion näherungsweise 48 Millionen mal ausgeführt werden. Der Zeitaufwand dafür ist sehr hoch. Da die Parameter-Optimierung jedoch offline stattfindet, kann dieser Zeitaufwand toleriert werden.

n_{Pop}	p_{rep}	p_{mut}	$U_{DSK,max}$	$U_{DSK,min}$	C_{DSK}	T_{LZ}	$T_{Schritt,LZ}$	n_{Gen}
100	0,6	0,01	37,8 V	25,5 V	43,3 F	500 s	0,1 s	60

Tab. 7.4: Verwendete Parameter zur genetischen Optimierung des Fuzzy-Reglers

Der Erfolg der auf verschiedene Weise entworfenen Powermanagements kann direkt vergli-

chen werden, indem der jeweils erhaltene Fuzzy-Regler in der Simulation auf verschiedene Lastzyklen angewendet wird. Wie oben erwähnt, wird hier die Performance für den Lastzyklus *LZ 1* bezüglich maximaler Batterie-Entlastung optimiert.

Im realen Fahrzeugbetrieb ändern sich die Lastzyklen und entsprechen nicht genau dem optimierten. Deswegen wird zum Test der Parameter ein neues, zufälliges Lastprofil *LZ2* durch Aneinanderreihung von mehreren Lastzyklen erstellt. Dieses Profil ist zuvor nicht Grundlage der Parameter-Optimierung gewesen. *LZ2* befindet sich im Anhang. Die Fuzzy-Regler werden zum Vergleich sowohl auf den zur Optimierung als Grundlage verwendeten *LZ 1* als auch auf *LZ2* angewendet. So kann eine aussagekräftigere Bewertung des Erfolges der verschiedenen Optimierungsmethoden durchgeführt werden. Durch diese Analyse kann zudem die Praxistauglichkeit des Powermanagements analysiert werden.

7.6 Simulativer Vergleich verschiedener Fuzzy-Regler

Der Effekt der genetischen Optimierung auf die Fitness der Genome bzw. Parametersätze ist in Abb. 7.7 a) gezeigt. Dort wird die normierte durchschnittliche Straf-Funktion der Genome in der jeweiligen Generation aufgezeigt.

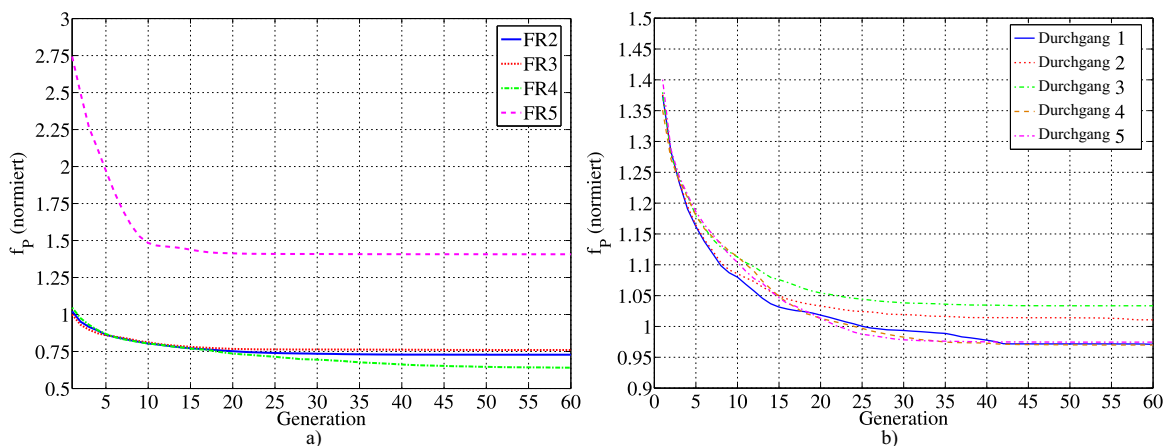


Abb. 7.7: Simulation der genetischen Optimierung, a) Normierter berechneter Durchschnittswert der Straf-Funktion f_p für verschiedene Optimierungsmethoden, b) Normierter berechneter Durchschnittswert der Straf-Funktion f_p für dieselbe Optimierungsmethode *FR2* bei verschiedenen Durchläufen

Mit steigender Generationenzahl sinkt der Wert der Straf-Funktion deutlich. Es ist zudem ersichtlich, dass sich die durchschnittliche Fitness aufgrund derselben Membership- und Regel-Basis zwischen *FR2-FR4* nicht stark unterscheidet. Dagegen ist die Fitness im gesamten Bereich bei einem unbegrenzten Regel-Tuning deutlich schlechter. Von Beginn an führt das Fehlen einer sinnvollen Basis nur zu einem geringen Erfolg.

Aus den Verläufen in Abb. 7.7 b) kann geschlossen werden, dass der Erfolg eines GA trotz Anwendung derselben Optimierungsmethode in verschiedenen Durchläufen aufgrund der

zufällig generierten Anfangspopulation und der zufälligen Fortpflanzung gering variieren kann. Deswegen werden mehrere Durchgänge empfohlen, um das beste Ergebnis zu erreichen.

Die unterschiedlichen Fuzzy-Regler werden im Folgenden analysiert und getestet. In Abb. 7.8 a) sind Auszüge der Verläufe im Betrieb unter der Belastung mit LZ2 mit verschiedenen Fuzzy-Reglern dargestellt. Es werden jeweils der Laststrom, der Batteriestrom und der Strom des BSS gezeigt. Der Laststrom stellt dabei die Addition des Batteriestromes und des BSS-Stromes dar. Der Batteriestrom ist während der Beschleunigung zu jeder Zeit deutlich geringer als der gesamte Laststrom. Die Batteriebelastung kann reduziert werden. Desweiteren ist ersichtlich, dass die Batterieleistung zu keinem Zeitpunkt negativ wird. In Abb. 7.9 wird die Spannung über dem DSK-Modul dargestellt. Die Spannung befindet sich bei Anwendung der Fuzzy-Regler unabhängig von der Optimierungsart immer innerhalb des erlaubten Bereiches.

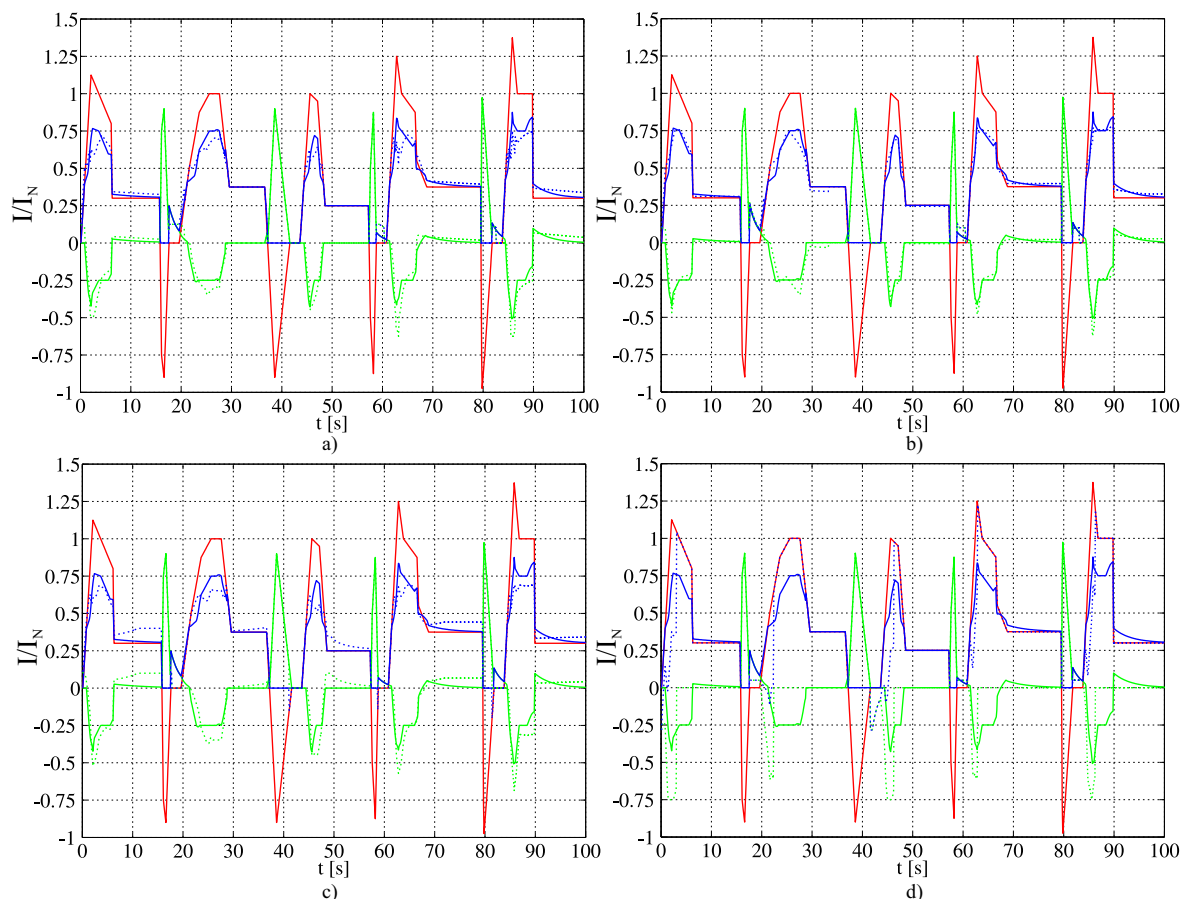


Abb. 7.8: Simulationsergebnisse der Stromverteilung in LZ2: Vergleich zwischen Fuzzy-Regler ohne GA-Optimierung mit verschiedenen Optimierungsvarianten, rot: I_{Last} , blau: I_{Bat} , grün: I_1 , durchgezogene Kurven: Betrieb mit FR1, gepunktete Kurven: Verwendung von a) FR2, b) FR3, c) FR4, d) FR5

In Tab. 7.5 und Tab. 7.6 sind die berechneten Effektivwerte des Batteriestromes und der maximal auftretende Batteriestrom über den gesamten Simulationszeitraum zu den jeweiligen

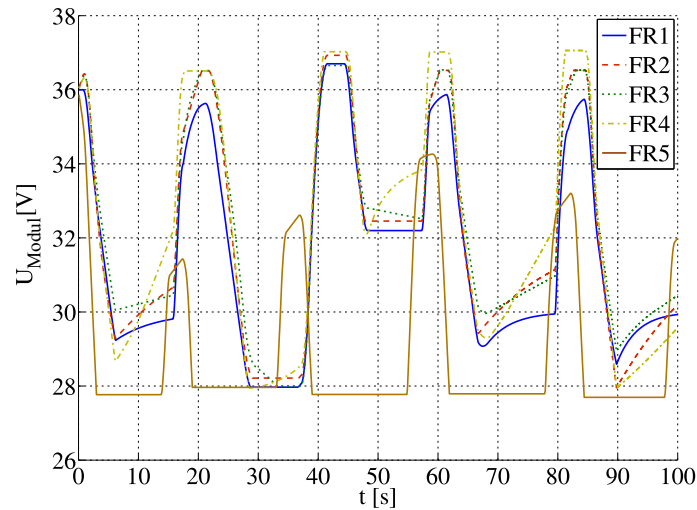


Abb. 7.9: Simulationsergebnisse der DSK-Spannung unter Verwendung unterschiedlich optimierter Fuzzy-Regler unter Anwendung von LZ2

Optimierungsmethoden aufgelistet. Die Ergebnisse werden sowohl für den Betrieb mit LZ1 als auch mit LZ2 angegeben.

Typ	\tilde{I}_{Bat}/I_N	\hat{I}_{Bat}/I_N	Veränderung (\tilde{I}_{Bat})[%]	Veränderung (\hat{I}_{Bat})[%]
FR 1	0,419	0,875	0	0
FR 2	0,41	0,75	-2,1	-14,3
FR 3	0,419	0,78	0	-10,9
FR 4	0,415	0,69	-1	-21,1
FR 5	0,462	1,3	+10,1	+48,6

Tab. 7.5: Simulationsergebnisse: Vergleich der Batterie-Entlastung beim Betrieb mit unterschiedlichen Fuzzy-Reglern (mit LZ1)

Typ	\tilde{I}_{Bat}/I_N	\hat{I}_{Bat}/I_N	Veränderung (\tilde{I}_{Bat})[%]	Veränderung (\hat{I}_{Bat})[%]
FR 1	0,417	0,875	0	0
FR 2	0,412	0,75	-1,2	-14,3
FR 3	0,416	0,78	-0,2	-10,9
FR 4	0,413	0,69	-1	-21,1
FR 5	0,474	1,375	+13,7	+57,1

Tab. 7.6: Simulationsergebnisse: Vergleich der Batterie-Entlastung beim Betrieb mit unterschiedlichen Fuzzy-Reglern (mit LZ2)

Der Einfluss der unterschiedlichen Methoden auf den Batteriestrom-Effektivwert ist dabei nicht sehr groß. Lediglich beim Betrieb mit FR5 ist der Effektivwert deutlich größer als beim Betrieb mit den anderen Reglern. Der Unterschied im maximal auftretenden Strom ist dagegen etwas größer, der maximale Strom kann um bis zu 21% verringert werden. Die Abweichung zwischen FR4 und FR5 beträgt hier sogar fast 80 Prozentpunkte.

Anhand der dargestellten Simulationsergebnisse lässt sich zeigen, dass die genetisch optimierten Fuzzy-Regler im Vergleich zum nichtoptimierten Fall Verbesserungen bei der Reduzierung des Spitzenwertes des Batteriestromes bewirken, solange dem Fuzzy-Regler bei der genetischen Optimierung eine sinnvolle Basis vorgegeben wird. Durch die Basis wird die mögliche Variationsbreite, die der GA nutzen kann, reduziert und damit garantiert, dass jeder Eintrag in den Matrizen einen sinnvollen Wert besitzt. Der Einfluss der genetischen Optimierung auf die Reduzierung des Batteriestrom-Effektivwertes ist minimal.

7.7 Vergleich verschiedener Fuzzy-Regler am Teststand

Im Laborteststand wird ein Lastprofil über eine Momentenvorgabe realisiert. Dabei wird das Lastmoment einer Gleichstrommaschine geregelt, welche die Antriebsmaschine belastet. Der resultierende Lastzyklus LZ_{Labor} ist als Laststrom, entsprechend dem Lastmoment der Lastmaschine, in Abb. 7.10 ersichtlich.

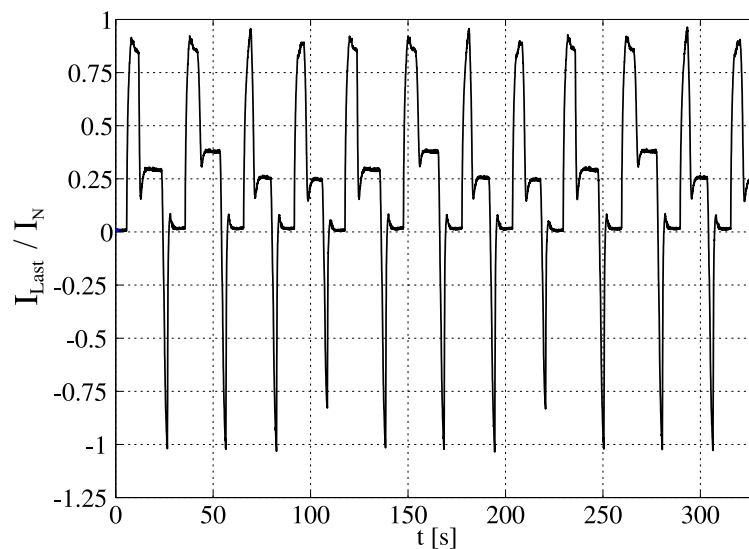


Abb. 7.10: Darstellung des am Antriebs-Teststand verwendeten Lastprofils (LZ_{Labor})

In Abb. 7.11 sind Ausschnitte der Verläufe der Ströme bei Verwendung der verschiedenen Fuzzy-Regler mit dem Lastzyklus LZ_{Labor} dargestellt. Der Betrieb mit $FR5$, welcher keine sinnvolle Basis besitzt, wird hier aufgrund der unbefriedigenden Simulationsergebnisse nicht weiter untersucht.

Es ist ersichtlich, dass der maximale Batteriestrom sowie der Effektivwert des Batteriestromes mit allen verwendeten Reglern deutlich reduziert werden kann. Während der Effektivwert des Batteriestromes ohne Batterie-Stützung einen Wert von $0,46 I_N$ aufweist, kann dieser mit Batterie-Stützung je nach verwendetem Regler um 27,5-38,5 % reduziert werden. Der maximal auftretende Batteriestrom kann je nach Regler von $0,95 I_N$ um 30,1-37,5 % reduziert werden. Weiterhin wird in Abb. 7.12 gezeigt, dass sich die DSK-Spannung immer

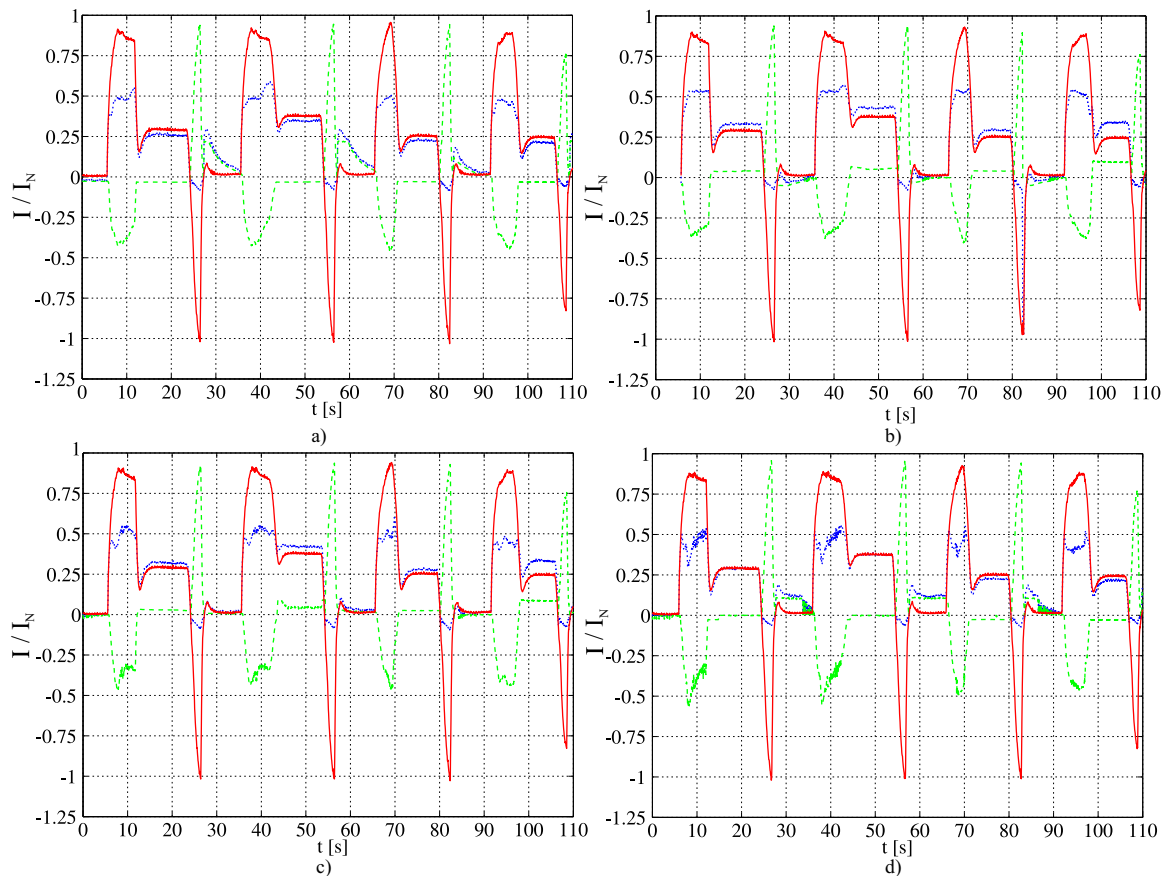


Abb. 7.11: Messergebnisse der Stromverteilung am Teststand: Vergleich der verschiedenen Fuzzy-Regler; rot: I_{Last} , blau gepunktet: I_{Bat} , grün gestrichelt: I_1 , a) FR1, b) FR2, c) FR3, d) FR4

im erlaubten Bereich befindet. Der Minimalwert bei ca. 26V knapp oberhalb der Batteriespannung bzw. der Maximalwert bei 37,8V, was einer maximal erlaubten Zellspannung von 2,7V entspricht, wird nicht erreicht und somit ist das Batterie-Stützungssystem zu jeder Zeit voll verfügbar.

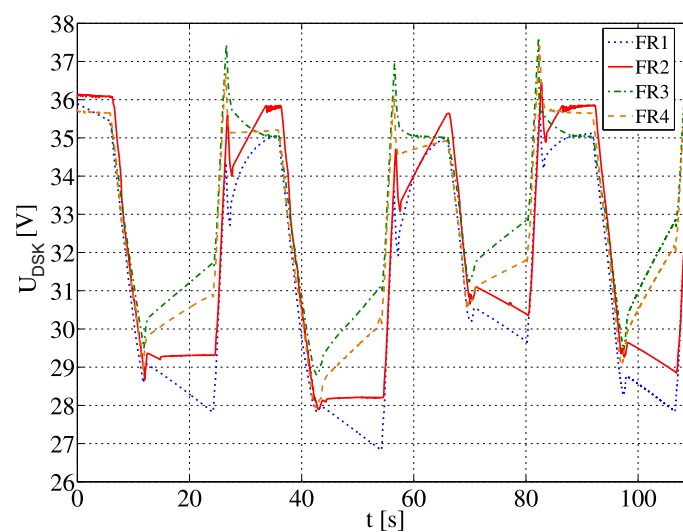


Abb. 7.12: Messergebnisse der DSK-Spannung bei Verwendung unterschiedlich optimierter Fuzzy-Regler

In Tab. 7.7 ist ein Vergleich der berechneten Batteriestrom-Effektivwerte sowie der Maximalwerte aufgelistet. Aus den Ergebnissen kann gefolgert werden, dass die Regler der genetischen Optimierung hier nicht durchgehend besser abschneiden als der nichtoptimierte Regler. Mindestens in einer der beiden Vergleichskategorien schneidet jeweils der genetisch optimierte Regler schlechter ab.

Typ	\tilde{I}_{Bat}/I_N	\hat{I}_{Bat}/I_N	Veränderung (\tilde{I}_{Bat})[%]	Veränderung (\hat{I}_{Bat})[%]
FR 1	0,29	0,59	0	0
FR 2	0,28	0,66	-3,4	+11,9
FR 3	0,33	0,58	+13,7	-1,7
FR 4	0,3	0,6	+3,4	+1,7

Tab. 7.7: Messergebnisse: Vergleich der Batterie-Entlastung beim Betrieb mit unterschiedlichen Fuzzy-Reglern

Begründet werden können diese Ergebnisse dadurch, dass der im Labor verwendete Lastzyklus LZ_{Labor} nicht als Basis der Optimierung verwendet worden ist und deutlich stärker vom optimierten Lastzyklus $LZ1$ abweicht als z.B. $LZ2$. So kann der Vorteil der genetischen Optimierung nicht ausreichend genug ausgenutzt werden. Da im realen Fahrzeugbetrieb die Lastzyklen auch stark schwanken, sind dort ähnliche Ergebnisse zu erwarten.

Die genetische Optimierung von Fuzzy-Parametern lohnt sich demzufolge nur für den Fall, dass der während der Optimierung zu Grunde gelegte Lastzyklus mit sehr großer Übereinstimmung dem in der Praxis vorkommenden entspricht. Bei größeren Abweichungen ergeben sich durch die Optimierung keine Vorteile mehr.

Diese Eigenschaft kann bei Flurförderfahrzeugen und auch bei sonstigen Elektrofahrzeugen nicht erfüllt werden. Als Anwendungsbereiche können allerdings Aufzüge oder Hebezeuge genannt werden, deren Lastzyklen stark reproduzierbar sind.

7.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die Entwicklung eines aktiven Powermanagements zur Leistungsaufteilung in einem Antriebssystem mit implementiertem Batterie-Stützungssystem beschrieben. Dabei wurden zunächst die Randbedingungen der zu entwickelnden Regelung ausgearbeitet und darauf basierend der Einsatz eines Fuzzy-Reglers als sinnvoll erachtet und ein solcher Regler erarbeitet.

Nach der Entwicklung eines Fuzzy-Reglers wurde die Möglichkeit analysiert, die Parameter des Reglers mit Hilfe eines genetischen Algorithmus zu optimieren, um noch bessere Ergebnisse bezogen auf die Reduzierung der Batteriebelastung zu erhalten. Dazu wurde zunächst die Funktionsweise eines genetischen Algorithmus und die Möglichkeiten der Anwendung

desselben auf einen Fuzzy-Regler beschrieben. Eine geeignete Methode wurde ausgewählt und implementiert. Anschließend wurden die verschiedenen Optimierungsmethoden simulativ und durch Messungen am Teststand verglichen.

Es hat sich herausgestellt, dass ein Powermanagement, welches mit Hilfe eines Fuzzy-Reglers realisiert wird, erfolgreich zur übergeordneten Regelung und zum sinnvollen Betrieb eines Batterie-Stützungssystems eingesetzt werden kann. Desweiteren wurde festgestellt, dass eine genetische Optimierung des Fuzzy-Reglers in dieser Anwendung keine merkbaren Verbesserungen mit sich bringt. Begründet wird diese Erkenntnis dadurch, dass die Abstimmung des Fuzzy-Reglers von Hand mit Hilfe der Erfahrungen über das System schon ein gutes Betriebsverhalten ergab und der GA insbesondere auch aufgrund der Abweichungen zwischen optimiertem und realem Lastprofil keine wesentlichen Verbesserungen erreichen konnte.

8 Analyse des Gesamtsystems und Vergleich zwischen den Antriebssystemen mit und ohne Batterie-Stützung

In diesem Kapitel wird zunächst das im bisherigen Verlauf der Arbeit entwickelte und aufgebaute Batterie-Stützungssystem in seiner Gesamtheit beschrieben und analysiert. Dieses System wird im Labor untersucht. Dabei wird insbesondere eine Wirkungsgrad- und Verlustanalyse dieses Systems durchgeführt.

Anschließend wird der herkömmliche Betrieb des Flurförderzeug-Antriebssystems ohne Batterie-Stützung mit dem Betrieb mit einem Batterie-Stützungssystem und aktivem Powermanagement hinsichtlich verschiedener Parameter verglichen. Vergleichskriterien sind dabei insbesondere die Belastung der Batterie während der Fahrzyklen sowie die gesamtenergetische Effizienz des Antriebssystems. Ziel dieses Kapitels ist es, die Vorteile eines Batterie-Stützungssystems sowohl in Bezug auf die Erhöhung der Betriebszeit durch den verbesserten Wirkungsgrad als auch in Bezug auf die geringere Belastung der Batterie zu zeigen.

Die Messungen ohne Batterie-Stützung werden im Folgenden als Fall A bezeichnet, die Messungen mit Stützungssystem als Fall B.

8.1 Beschreibung des verwendeten Teststandes

Ein Blockschaltbild des verwendeten Teststandes des Flurförderfahrzeug-Antriebssystems befindet sich in Abb. 8.1.

Die Batterie, der DC/AC-Wandler und die Asynchronmaschine (ASM) sind Komponenten, die in einem Flurförderzeug eingesetzt werden und stellen das herkömmliche Antriebssystem dar. Um dem Antriebssystem ein Lastprofil vorgeben zu können, wird die drehzahlgeregelte ASM mechanisch an eine momentengeregelte Gleichstrommaschine (GM) gekoppelt. Der GM kann über ein Steuerungs-System der Firma dSpace eine Momentenkennlinie vorgegeben werden, die einem Fahrzyklus entspricht.

Die Erweiterung des Antriebssystems, also das Batterie-Stützungssystem, besteht aus dem optimierten DC/DC-Wandler und einem Doppelschichtkondensator-Modul. Der DC/DC-Wandler besteht aus drei parallel geschalteten Phasen, die jeweils einen bidirektionalen Hoch- bzw. einen Tiefsetzsteller darstellen. Die Taktung der Leistungshalbleiter in den Phasen erfolgt durch die Anwendung der Interleaved-Technik jeweils um ein Drittel der Taktperiode phasenversetzt.

Der Stromsensor befindet sich gemäß der Messmethode aus Kap. 6 zwischen den low-side MOSFETs und Masse. Zudem wird die in Kap. 5 entwickelte gekoppelte Induktivität verwendet. Das DSK-Modul entspricht dem in Kap. 4 ausgelegten Modul.

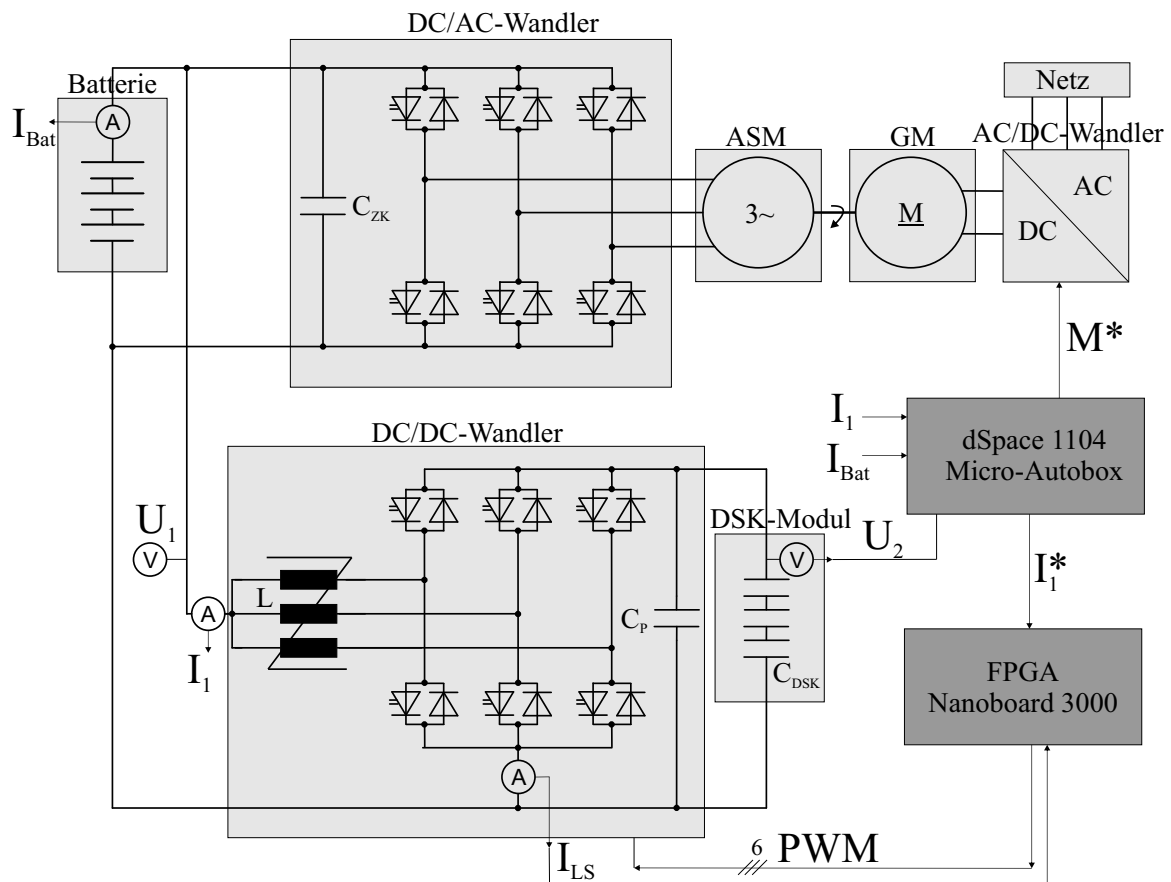


Abb. 8.1: Blockschaltbild des Laboraufbaus des Flurförderfahrzeug-Antriebssystems mit Batterie-Stützungssystem

Die PWM-Erzeugung und die Stromregelung des DC/DC-Wandlers übernimmt aufgrund der benötigten Geschwindigkeit der Abtastung ein FPGA. Das übergeordnete aktive Powermanagement, welches durch den in Kap. 7 entwickelten Fuzzy-Regler realisiert wird, ist auf einem dSpace-System implementiert. Dieses benötigt demzufolge die aktuelle Ladespannung des DSK-Moduls sowie den Batteriestrom und den Strom des DC/DC-Wandlers, um daraus den Laststrom zu berechnen, der in den DC/AC-Wandler fließt. Da die Drehzahl des Antriebssystems während der Lastzyklen konstant gehalten wird und somit das Drehmoment der GM den Laststrom vorgibt, wird ein Drehzahlverlauf im dSpace-System hinterlegt und dem Powermanagement vorgegeben. Im Vergleich zum realen Fahrzeugbetrieb, bei dem die Drehzahl der Maschine variiert, unterscheidet sich zwar der Modulationsgrad des Antriebswechselrichters, die Strom- und Spannungsverläufe an den Eingangsklemmen des Antriebswechselrichters und damit auch die an der Batterie sind bei derselben umgesetzten Leistung aber nahezu identisch. Das dSpace-System übergibt den vom Powermanagement generierten Sollwert des Stromes des DC/DC-Wandlers an das FPGA.

Die Daten und Bezeichnungen der verwendeten Geräte und Bauteile im Teststand sind in Tab. 8.1 aufgelistet. Die Auslegung der Komponenten erfolgte nach den Regeln der Technik und wird hier nicht weiter dargestellt.

Gerät/Bauteil	Anzahl	Beschreibung
DC/DC-Wandler		
MOSFETs	6	International Rectifier IRFS3006-7PPbF, 60 V, 240 A
Glättungskondensatoren	18	Panasonic EEEFP1H221AP, 50 V, 220 μ F
Stromsensor	1	Allegro ACS758LCB
DSK-Modul		
Zellen	14	Maxwell BCAP650, 2,7 V/ 650 F
Symmetrierung	6	Maxwell Integration Kit, aktiv
Batterie	1	Bleisäure, 24 V, 375 Ah/ 5 h
DC/AC-Wandler	1	AS2412, Industriesteuerung
AC/DC-Wandler	1	ABB DCS500
Asynchronmaschine (ASM)	1	Juli 2,5 kW, 3500 $\frac{1}{min}$
Gleichstrommaschine (GM)	1	Helmke 27,8 kW, 3900 $\frac{1}{min}$
dSpace System	1	MicroAutobox 1104
FPGA	1	Altium NanoBoard 3000

Tab. 8.1: Verwendete Geräte und Bauteile im Teststand des Batterie-Stützungs-systems

8.2 Beschreibung der Randbedingungen der Vergleichsmessungen

Der Vergleich des Verhaltens des Antriebssystems mit und ohne Batterie-Stützung wird jeweils unter denselben Randbedingungen durchgeführt, die im Folgenden erläutert werden.

8.2.1 Nachbildung des Fahrzeugbetriebes

Es wird für die Messungen jeweils derselbe, bereits in Kap. 7.7 vorgestellte Lastzyklus LZ_{Labor} verwendet. Dieser wird als Drehmomentverlauf der GM vorgegeben. Die Drehzahl der ASM wird während des gesamten Messvorganges konstant auf 2500 $\frac{1}{min}$ geregelt, so dass noch keine Feldschwächung vorliegt und damit das volle Nennmoment der Maschine abgefordert werden kann.

Um möglichst realistische Vergleichsbedingungen zu erhalten, wird die Batterie über einen größtmöglichen Betriebsbereich betrieben, ohne jedoch die Batterie dabei durch Tiefentladung zu schädigen. Die entnehmbare Ladung ist stark vom Entladestrom der Batterie abhängig [121, 122]. Je höher der Entladestrom ist, desto niedriger ist der Entlade-grad, also das Verhältnis zwischen tatsächlich verfügbarer Ladung und der angegebenen Nennladung.

Tabelle 8.2 gibt typische Werte für den Zusammenhang zwischen Entladestrom und Entlade-grad an. Dabei ist $I_{Bat,x}$ definiert als der Strom, der dauerhaft fließt, wenn die Batterie in x

Stunden bis auf ihre Ladeschlussspannung entladen wird. Je kleiner der Index, je größer also der Entladestrom ist, desto geringer ist der erreichbare Entladegrad.

Entladestrom	Erreichbarer Entladegrad
$I_{Bat,5}$	1
$I_{Bat,2}$	0,84..0,92
$I_{Bat,1}$	0,70..0,75
$I_{Bat,0,5}$	0,56..0,58

Tab. 8.2: Typischer Zusammenhang zwischen dauerhaft fließendem Entladestrom und möglichem Entladegrad bei Bleisäure-Akkumulatoren nach [121]; Ziffer im Index bedeutet Entladezeit in Stunden

Da innerhalb eines Lastzyklus im Fahrzeugbetrieb der Entladestrom stark variiert und bis auf das dreifache des Nennstromes der Batterie, der bei Antriebsbatterien bei $I_{Bat,5}$ liegt [123], steigt, kann hier nicht die volle Kapazität genutzt werden. Statt der üblichen maximalen Entnahme von 80 % der Nennkapazität [124] wird hier die Zeitdauer der Belastung so gewählt, dass im Maximum bei Belastung ohne Batterie-Stützsystem nur ca. 70 % der Nennkapazität entnommen werden. Dies entspricht einer Belastungsdauer von 4,5 Stunden mit dem oben genannten Lastprofil.

8.2.2 Batterie-Stützsystem

Im Batterie-Stützsystem kommt der Fuzzy-Regler *FR 1*, welcher in Kap. 7 mit anderen Reglern verglichen wurde und sich als erfolgreich herausgestellt hat, zum Einsatz. Dessen Parameter wurden nicht mit Hilfe eines genetischen Algorithmus optimiert sondern per Hand eingestellt. Die Taktfrequenz f_T des DC/DC-Wandlers beträgt 16kHz .

8.2.3 Batterie

Für den Vergleich des Ladezustandes der Batterie ist es wichtig, dass die Messungen unter identischen Bedingungen durchgeführt werden. Unterschiede in der Temperatur beeinflussen das Betriebsverhalten der Batterie und damit die Vergleichbarkeit der Messungen ebenso wie die Selbstentladung und die Vorgeschichte [125].

Die Batterie wird vor jeder Messung vollgeladen. Da die Temperatur in der Batterie während des Ladevorganges stark ansteigt und durch die hohe Wärmespeicherfähigkeit der Batterie auch nach dem Ladevorgang die Temperatur noch lange Zeit oberhalb der Raumtemperatur liegt, wird immer eine vordefinierte Zeitdifferenz zwischen der Beendigung des Ladevorganges und dem Startzeitpunkt der Messungen eingehalten. Vor der ersten Messung wird

die Batterie deswegen entladen, um nach einem danach folgenden Ladevorgang dieselben Startbedingungen zu erhalten wie für die darauf folgenden Messungen.

8.2.4 Zusammenfassung der Messbedingungen

Eine tabellarische Zusammenfassung der Messbedingungen befindet sich in Tab. 8.3

Betriebs-Parameter	Verwendete Größe
Drehzahl ASM	$2500 \frac{1}{min}$
Verwendeter Lastzyklus	LZ_{Labor} (vgl. Abb. 7.10)
Belastungszeit	$T_{Betrieb} = 4,5$ Stunden
Powermanagement	Fuzzy-Regler $FR1$ (vgl. Kap. 7.5.1)
Taktfrequenz Wandler	$16 kHz$

Tab. 8.3: Randbedingungen der Vergleichs-Messungen am Teststand mit und ohne Batterie-Stützung

8.3 Analyse der Verluste im Batterie-Stützungssystem und Betrachtung des Wirkungsgrades

8.3.1 Bestimmung des Wirkungsgrades im DC/DC-Wandler

8.3.1.1 Methoden zur Bestimmung des Wirkungsgrades und ihr Einfluss auf die Genauigkeit

Es gibt drei verschiedene Möglichkeiten, den Wirkungsgrad von elektrischen Geräten zu bestimmen: die direkte Bestimmung, die indirekte Bestimmung und die kalorimetrische Messung. Die Methoden werden ausführlich in [92, 126] beschrieben.

Bei der direkten Bestimmung werden die Eingangsleistung und die Ausgangsleistung des Gerätes gemessen und als Grundlage für die Berechnung des Wirkungsgrades verwendet. Der Aufwand dieser Bestimmungsmethode ist recht gering. Diese Messung erfordert eine sehr präzise Messtechnik mit minimaler Ungenauigkeit, da es durch die Fehlerfortpflanzung bei der Rechnung mit den gemessenen Größen zur Verstärkung der Ungenauigkeiten kommt [127]. Problematisch ist die Ungenauigkeit bei sehr hohen Wirkungsgraden, wie in [126] gezeigt werden kann. Je höher der Wirkungsgrad ist, desto geringer ist die produzierte Verlustleistung des Umrichters. Je geringer die produzierte Verlustleistung des Umrichters

ist, desto größer ist wiederum das Verhältnis zwischen der Messunsicherheit der Leistungsmessung und der Verlustleistung.

Bei der indirekten Bestimmungsmethode werden die Einzelverluste der Komponenten des Umrichters entweder gemessen oder berechnet und dann zu den Gesamtverlusten aufsummiert. Auch eine Kombination aus Messungen und Berechnung ist möglich, wie z.B. bei der Bestimmung der Schaltverluste der Transistoren. Es kann mit dieser Messmethode eine akzeptable Genauigkeit über den gesamten Wirkungsgradbereich erreicht werden.

Die kalorimetrische Bestimmung der Verluste ist die wohl aufwendigste Methode zur Bestimmung des Wirkungsgrades. Bei dieser Methode wird der Prüfling in einem thermisch von der Umgebung isolierten Raum (Kalorimeter), durch den Luft geströmt wird, vermessen. Aus der Temperaturerhöhung der Luft kann auf die Verluste zurückgerechnet werden. Um aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, muss sich das Kalorimeter für jeden zu messenden Betriebspunkt im thermisch stationären Zustand befinden, was zu einem enormen zeitlichen Aufwand führt [92]. Die Genauigkeit einer solchen Messung ist hoch, da nicht, wie bei der direkten Messung, die übertragene Gesamtleistung, sondern direkt die Verlustleistung gemessen wird. Der hohe zeitliche Aufwand sowie die Erfordernis eines Kalorimeters führen dazu, dass diese Methode in der Praxis nur selten Anwendung findet [126].

Aufgrund der oben aufgelisteten Eigenschaften bezogen auf den Aufwand und die Genauigkeit der verschiedenen Messmethoden wird hier auf die kalorimetrische Bestimmung des Wirkungsgrades verzichtet. Zunächst wird die direkte Messmethode angewendet, aufgrund des zu erwartenden hohen Wirkungsgrades des DC/DC-Wandlers wird zusätzlich die indirekte Bestimmung durchgeführt, um die Aussagekräftigkeit der Ergebnisse zu festigen.

8.3.1.2 Direkte Bestimmung des Wirkungsgrades

Die Messung des Wirkungsgrades des DC/DC-Wandlers erfolgt mit dem Messgerät DEWE2010, dessen Sensordaten sich in Tab. 8.4 befinden [128]. Da die Ansteuerung des Wandlers aus einer externen Quelle erfolgt, sind die Verluste der Ansteuerung in der Messung nicht enthalten.

In Abb. 8.2 ist der gemessene Wirkungsgrad dargestellt.

Zunächst wird in Abb. 8.2 a) der Wirkungsgrad ohne synchrones Gleichrichten dargestellt, d.h. während der Ausschaltzeit der Ventile, welche der Leitzeit der inversen MOSFET-Diode entspricht, werden die MOSFETs nicht angesteuert. Es fällt eine Flussspannung über der inversen MOSFET-Diode von ca. 600 mV ab. Der Wirkungsgrad im HSS-Betrieb ist deutlich geringer als im TSS-Betrieb, da bei gleicher Leistung und derselben Spannung im TSS-Betrieb die Leitzeit der eingeschalteten MOSFETs deutlich größer ist als die Leitzeit der

Messung	Kanal/ Messbereich	Ungenauigkeit		
		Shunt PM-MCTS-BR5	Sensor PM-MCTS 200	Eingangskanal DEWE-2010
Spannung	DAQP-HV/ 50 V	-	-	0,05 % ± 40 mV
Strom	DAQP-LV /1 V	0,05 %	0,004% Offset 0,001 % Linearität 0,03 % / kHz	0,04 % + 0,5 mV

Tab. 8.4: Daten des zur Wirkungsgrad-Messung verwendeten Gerätes DEWE-2010 [128]

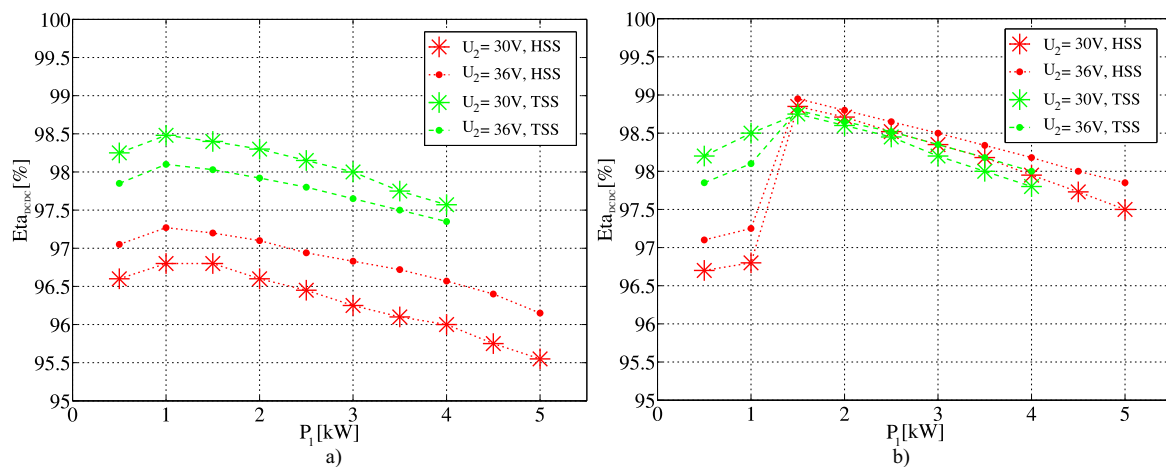


Abb. 8.2: Direkt gemessener Wirkungsgrad im DC/DC-Wandler bei $U_1 = 25V$ ohne Berücksichtigung der Ansteuerungsverluste a) ohne synchrones Gleichrichten, b) mit synchronem Gleichrichten ab $P_1 = 1,5 kW$ ($f_T = 16 kHz$, $R_G = 9 \Omega$)

inversen Dioden. Im HSS-Betrieb sind die Leitzeiten jeweils vertauscht, während der Leitphase der inversen Dioden entstehen hohe Durchlassverluste. Der Wirkungsgradunterschied bei unterschiedlichen Spannungen kann durch dieselbe Ursache begründet werden. Der Wirkungsgrad im HSS-Betrieb steigt bei erhöhter Spannung, da der Tastgrad bei höherer Spannung größer, und damit die Leitzeit der inversen Dioden niedriger ist. Im TSS-Betrieb liegt dieser Fall gerade bei niedrigerer Spannung vor, deswegen sinkt der Wirkungsgrad mit erhöhter Spannung. Das Abfallen des Wirkungsgrades bei hohen Leistungen kann durch den quadratischen Einfluss des Stromes auf die Durchlassverluste begründet werden.

In Abb. 8.2 b) wird der Wirkungsgrad bei aktiviertem synchronen Gleichrichten ab einer Leistung von $1,5 kW$ dargestellt, wodurch an dieser Stelle eine starke Änderung im Verlauf entsteht und der Wirkungsgrad stark ansteigt. Um einen negativen Stromfluss unter der Lückgrenze des Wandlers zu verhindern, wird die synchrone Gleichrichtung nicht für den gesamten Leistungsbereich aktiviert. Insbesondere im HSS-Betrieb kann der Wirkungsgrad gegenüber a) deutlich gesteigert werden, da die Durchlassverluste während der vergleichsweise langen Leitphase der inversen Dioden stark reduziert werden können. Die Wirkungsgrade im HSS- und TSS-Betrieb sind jetzt aufgrund der Unabhängigkeit der Durchlassverluste von der

Richtung des Stromflusses im Leistungshalbleiter fast identisch.

8.3.1.3 Indirekte Bestimmung des Wirkungsgrades

Zur Festigung der Ergebnisse der direkten Wirkungsgradbestimmung wird auch eine indirekte Bestimmung durchgeführt. Die Verluste werden mit den im Verlaufe dieser Arbeit bereits vorgestellten Gleichungen berechnet. Lediglich die Schaltverluste der MOSFETs werden anhand eines gemessenen Schaltverlaufes bestimmt und dann auf die in den jeweiligen Betriebspunkten auftretenden Spannungen und Ströme skaliert. Für den Betrieb bei Nennleistung folgen die in Tab. 8.5 aufgelisteten Verluste.

Art der Verluste	$U_2 = 30V$	$U_2 = 36V$
Kupferverluste Drossel [W]	40	40
Kernverluste Drossel [W]	7	14,87
Durchlassverluste MOSFETs [W]	20	20
Schaltverluste MOSFETs* [W]	30,2	33,6
Anbindung Drossel [W]	0,45	0,45
Durchlassverluste Stromsensor [W]	0,22	0,41
Leiterbahnverluste Platine [W]	10,1	14,2
Glättungskondensator [W]	0,08	0,02
Treiber/Ansteuerung* [W]	4	4
Gesamtverluste [W]	107	123,54

Tab. 8.5: Auflistung der durch die indirekte Bestimmung erhaltenen Einzelverluste im DC/DC-Wandler bei Nennleistung ($U_1 = 25V$, $f_T = 16kHz$) * Messungen als Grundlage

In Abb. 8.3 wird der aus der indirekten Messung resultierende Wirkungsgradverlauf dargestellt und mit dem aus der direkten Messung verglichen. Dabei wird bei der indirekten Bestimmung davon ausgegangen, dass das synchrone Gleichrichten für alle Betriebspunkte aktiviert ist, demzufolge unterscheiden sich die Verläufe bei niedrigen Leistungen stark. Im übrigen Bereich stimmt der über die direkte und über die indirekte Bestimmung erhaltene Wirkungsgrad gut überein.

Eine relative Aufteilung der Verluste im DC/DC-Wandler wird in Abb. 8.4 angegeben.

Es ist ersichtlich, dass die Kupferverluste der Drossel den größten Anteil an den Gesamtverlusten aufweisen. Der Leitungsquerschnitt der Kupferwicklungen ist auf den in einem Lastzyklus effektiv fließenden Strom ausgelegt, nicht auf den auftretenden Maximalstrom. Dementsprechend sind die Verluste bei maximaler Leistung relativ hoch. Der Anteil der Kernverluste in der Drossel steigt mit ansteigender Spannung, da der Tastgrad und damit auch der magnetische Fluss im Kern ansteigt.

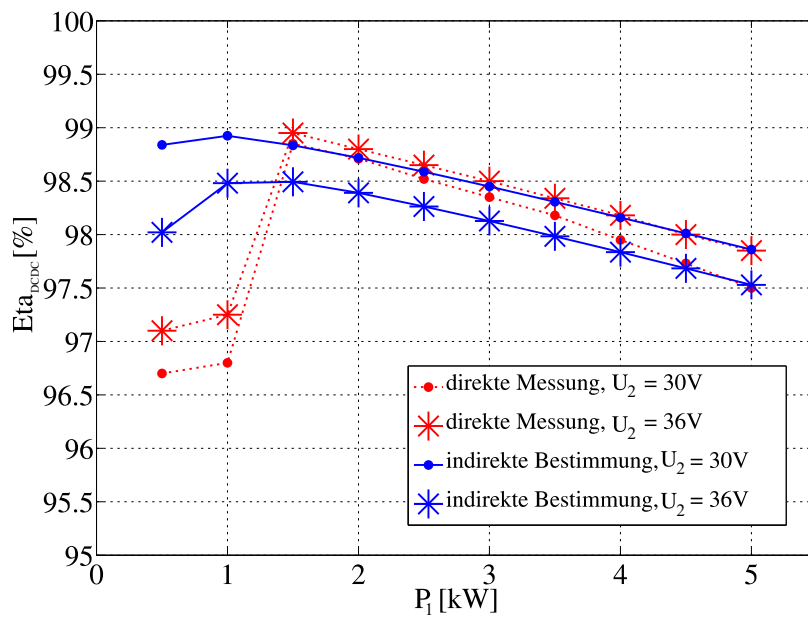


Abb. 8.3: Vergleich zwischen direkter und indirekter Wirkungsgradbestimmung des DC/DC-Wandlers im HSS-Betrieb mit synchronem Gleichrichten ohne Berücksichtigung der Ansteuererluste ($U_1 = 25V$, $f_T = 16kHz$, $R_G = 9\Omega$, synchrones Gleichrichten bei direkter Messung ab $P_1 = 1,5kW$)

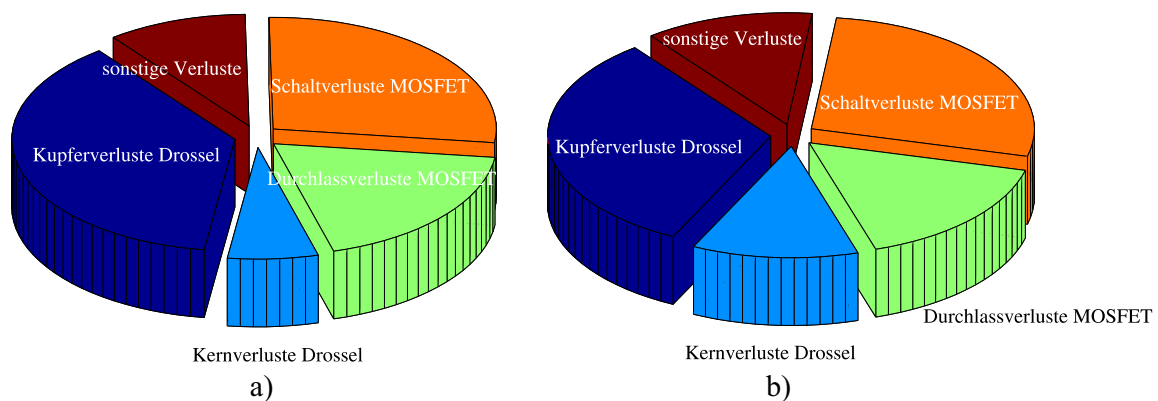


Abb. 8.4: Aufteilung der mit indirekter Bestimmung erhaltenen Verluste bei $P_1 = P_N$ a) $U_2 = 30V$, b) $U_2 = 36V$

8.3.2 Bestimmung des Gesamtwirkungsgrades des Batterie-Stützungssystems

8.3.2.1 Definition des energetischen Gesamt-Wirkungsgrades

Zunächst wird hier der energetische Gesamt-Wirkungsgrad des Batterie-Stützungssystems $\eta_{E,ges}$ definiert. Dieser Wirkungsgrad gibt die Effizienz des Gesamtsystems bestehend aus DC/DC-Wandler, Doppelschichtkondensatoren und Zuleitungen über die gesamte Zykluszeit an. Diese Größe ist also äquivalent zu dem Verhältnis aus der Energie, die ins BSS hineingebracht wird zu der, die vom System wieder abgegeben werden kann.

Zur Berechnung muss zunächst eine Fallunterscheidung zwischen positivem Stromfluss (laden) und negativem Stromfluss (entladen) im BSS durchgeführt werden. Der Eingangsstrom

des BSS wird in einen positiven Teil I_{1+} sowie einen negativen Teil I_{1-} aufgeteilt. Die Anteile werden gemäß (8.1) und (8.2) berechnet. So kann über (8.3) und (8.4) die vom BSS aufgenommene bzw. abgegebene Energie berechnet werden. $T_{Betrieb}$ gibt dabei die gesamte Betriebsdauer an, Anfangs- und Endzustand sind identisch.

$$I_{1+}(t) = \begin{cases} 0 & I_1(t) \leq 0 \\ I_1(t) & I_1(t) > 0 \end{cases} \quad (8.1)$$

$$I_{1-}(t) = \begin{cases} 0 & I_1(t) \geq 0 \\ -I_1(t) & I_1(t) < 0 \end{cases} \quad (8.2)$$

$$E_{BSS,Aufnahme} = \int_{t=0}^{T_{Betrieb}} U_1(t) \cdot I_{1+}(t) dt \quad (8.3)$$

$$E_{BSS,Abgabe} = \int_{t=0}^{T_{Betrieb}} U_1(t) \cdot I_{1-}(t) dt \quad (8.4)$$

Es ergibt sich (8.5) über die Verhältnisse der Energien für den gesamtenergetischen Wirkungsgrad des BSS.

$$\eta_{E,BSS} = \frac{E_{BSS,Abgabe}}{E_{BSS,Aufnahme}} \quad (8.5)$$

Gleichzeitig lässt sich $\eta_{E,BSS}$ über die Multiplikation der durchschnittlichen Einzelwirkungsgrade von DC/DC-Wandler $\bar{\eta}_{DCDC}$ und DSK-Modul $\bar{\eta}_{DSK}$ unter Beachtung von beiden Energieflussrichtungen betrachten. Für die Annahme, dass der Wirkungsgrad beim Laden und beim Entladen identisch ist, ergibt sich die Vereinfachung in derselben Gleichung.

$$\begin{aligned} \eta_{E,BSS} &= \bar{\eta}_{DCDC,laden} \cdot \bar{\eta}_{DSK,laden} \cdot \bar{\eta}_{DCDC,entladen} \cdot \bar{\eta}_{DSK,entladen} \\ &= \bar{\eta}_{DCDC}^2 \cdot \bar{\eta}_{DSK}^2 \end{aligned} \quad (8.6)$$

8.3.2.2 Auswertung der Messdaten im Dauerbetrieb

Im Rahmen des mehrstündigen Dauerbetriebes des Teststandes, dessen Randbedingungen zu Beginn des Kapitels erläutert wurden, wird die Eingangsleistung des DC/DC-Wandlers gemessen und ausgewertet. Dabei werden die aufgenommene und die abgegebene Energie berechnet. Die Daten sind in Tab. 8.6 ersichtlich.

Der gesamtenergetische Wirkungsgrad des Batterie-Stützungs-systems liegt bei ca. 89,5 %.

Messdurchlauf	$E_{BSS,Aufnahme}$ [kWh]	$E_{BSS,Abgabe}$ [kWh]	$\eta_{E,BSS}$ [kWh]
1	1,553	1,390	0,895
2	1,550	1,385	0,894
3	1,546	1,381	0,893
4	1,540	1,379	0,895

Tab. 8.6: Berechnung der gesamtenergetischen Effizienz über die gemessene Eingangsleistung des DC/DC-Wandlers

8.3.3 Bestimmung des Wirkungsgrades im DSK-Modul

Der Wirkungsgrad des DSK-Moduls η_{DSK} kann nicht direkt gemessen werden. Ist allerdings der gesamtenergetische Wirkungsgrad $\eta_{E,BSS}$ und der mittlere Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers $\bar{\eta}_{DCDC}$ bekannt, so kann auch der mittlere Wirkungsgrad $\bar{\eta}_{DSK}$ berechnet werden. Es gilt (8.7) durch Umstellung von (8.6).

$$\bar{\eta}_{DSK} = \sqrt{\frac{\eta_{E,BSS}}{\bar{\eta}_{DCDC}^2}} \quad (8.7)$$

Aufgrund der Ergebnisse in Kap. 8.3.1 kann der gemittelte Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers $\bar{\eta}_{DCDC}$ zu ca. 98 % angegeben werden. Es folgt für den gemittelten Wirkungsgrad des DSK $\bar{\eta}_{DSK} \approx 96.5\%$. Dies ist ein realistischer Wert, der sich in derselben Größenordnung befindet wie die Werte, die abhängig von der Ladespannung und vom Lade/Entladestrom über den im Datenblatt des DSK angegebenen ESR berechnet werden können.

8.4 Vergleich des elektrischen Verhaltens der Komponenten während des Betriebes mit bzw. ohne Stützung

8.4.1 Betrachtung der Batterie

Um eine Aussage über die Belastung der Batterie treffen zu können, werden hier Informationen aus der Klemmenspannung und dem Strom der Batterie jeweils für beide Belastungsfälle ausgewertet. Zunächst werden die Stromverläufe analysiert. Die Verläufe des Batteriestromes sind in Abb. 8.5 ersichtlich.

Wird kein BSS verwendet, so entspricht der Batteriestrom zu jeder Zeit dem Laststrom. Beim Betrieb mit BSS wird der Laststrom in einen Teil aufgeteilt, der der Batterie entnommen wird und in einen Teil, den das BSS einspeist. Während der Rekuperation nimmt das BSS im Regelfall den gesamten Laststrom auf. Lediglich innerhalb der ersten wenigen Zyklen muss die Batterie am Ende einiger Rekuperationsphasen einen Teil der Energie aufnehmen,

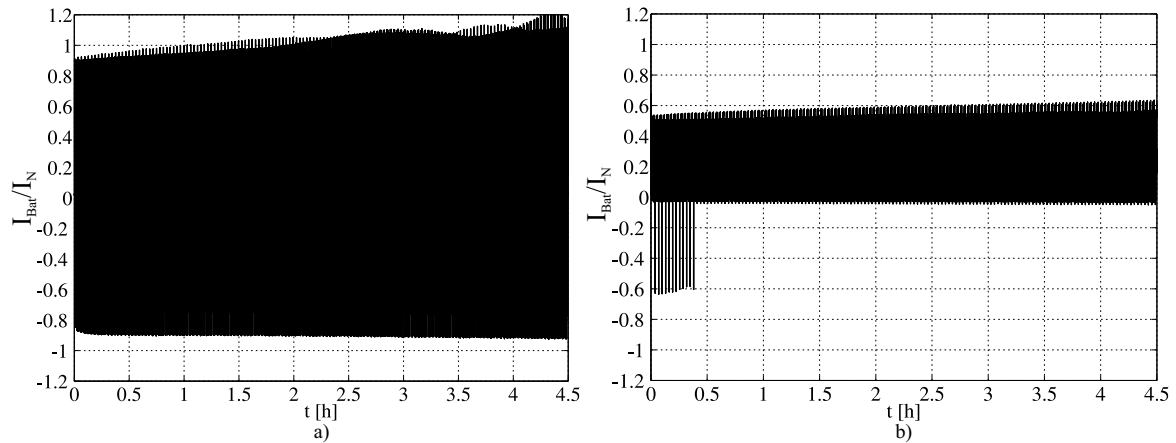


Abb. 8.5: Gemessener Verlauf des Batteriestromes a) ohne Batterie-Stützung, b) mit Batterie-Stützung

weil das BSS bereits vollgeladen ist. Der Batteriestrom bei B ist dementsprechend deutlich geringer, was sich auch im Effektivwert zeigt (siehe Tab. 8.7).

Aus Abb. 8.6 ist ersichtlich, dass der maximal auftretende positive Umrichtereingangsstrom in Fall A etwas höher ist als bei B.

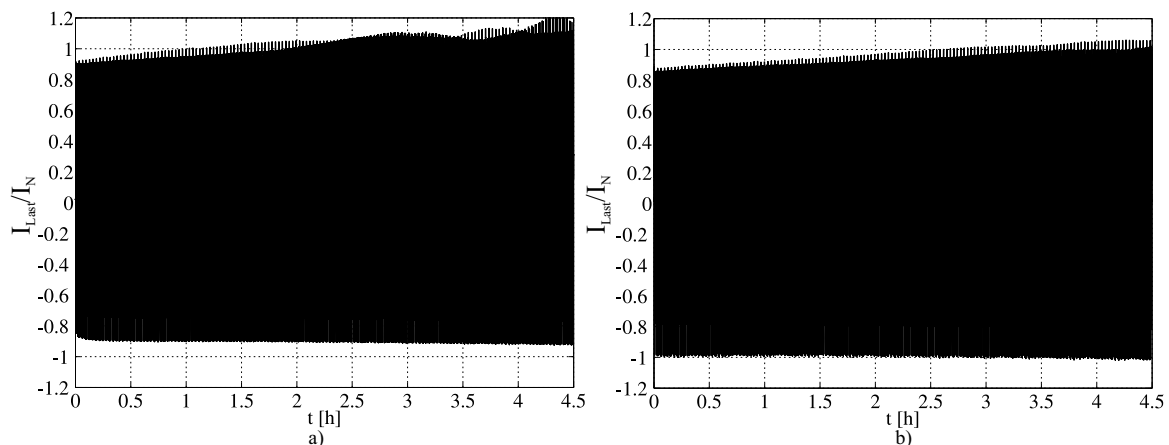


Abb. 8.6: Aus Messungen berechneter Verlauf des Umrichtereingangsstromes im Antriebssystem a) ohne Batterie-Stützung, b) mit Batterie-Stützung

Dies ist dadurch zu begründen, dass die Spannung der Batterie in B stark gestützt werden kann. Damit liegt sie im motorischen Betrieb höher als in A, im generatorischen Betrieb niedriger. Dadurch, dass in A und B dieselbe Leistung von der Last abverlangt wird, muss bei niedrigerer Spannung ein höherer Strom fließen.

In Abb. 8.7 werden alle Ströme der verschiedenen Systeme überlagert in einem Zeitraum von 6 Minuten dargestellt. Es ist ersichtlich, wie der Batteriestrom während der Beschleunigung gestützt werden kann und in den Rekuperationsphasen die Batterie keinen Strom führt. Zwischen den Belastungsphasen wird das Stützungssystem mit einem geringen Strom aus der Batterie, welcher vom Powermanagement vorgegeben wird, nachgeladen.

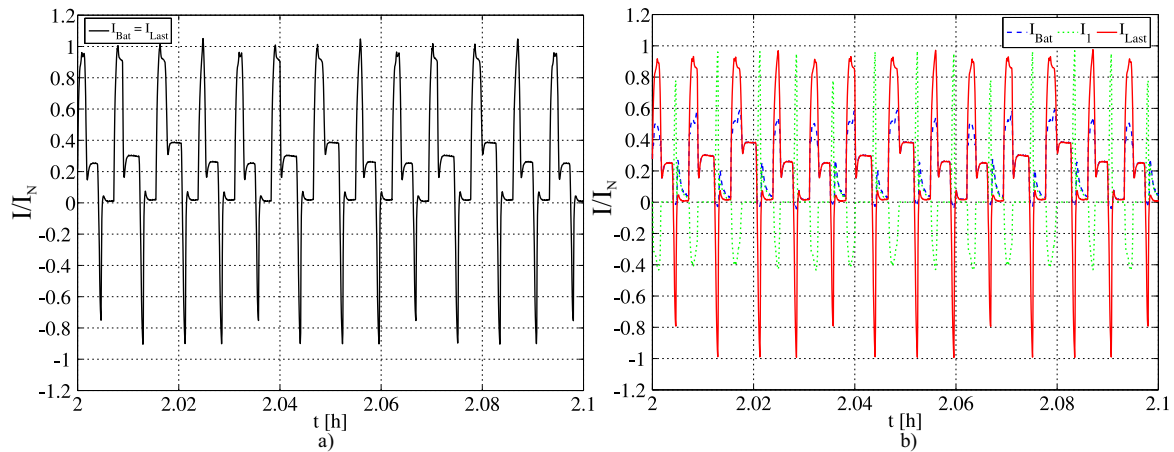


Abb. 8.7: Gemessene Stromverläufe im Antriebssystem a) ohne Batterie-Stützung, b) mit Batterie-Stützung

In Abb. 8.8 werden der Eingangsstrom des Stützungssystems und die Ladespannung des DSK-Moduls gezeigt. Es ist ersichtlich, dass das DSK-Modul immer innerhalb der erlaubten Grenzen zwischen 26V und 37,8V betrieben wird. Ein detaillierter Verlauf befindet sich in Abb. 8.10.

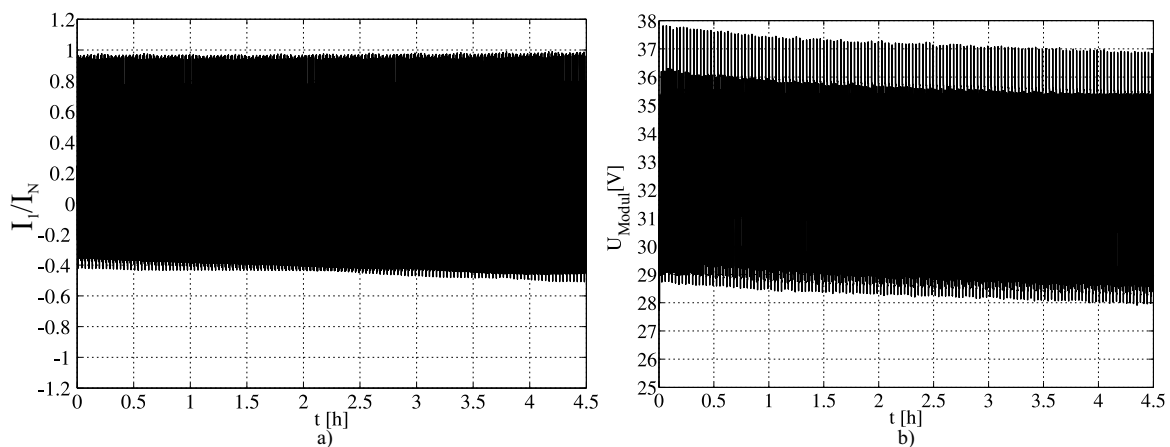


Abb. 8.8: Gemessener Betrieb mit Batterie-Stützung a) Eingangsstrom des Stützungssystems I_1 , b) DSK-Spannung U_{Modul}

Die Klemmenspannung der Batterie hängt direkt über den Innenwiderstand vom entnommenen Strom ab und es ergeben sich die Verläufe aus Abb. 8.9. Dadurch, dass die Batterie in A beim Beschleunigen einen größeren Strom bereitstellen muss als in B, bricht auch die Spannung stärker ein. Beim Rekuperieren kommt es im Gegensatz zu Fall B zu einer ausgeprägten Spannungserhöhung durch den Ladestrom, während die Batteriespannung in B außer in wenigen Zyklen zu Beginn der Belastung nicht ansteigt. In Fall A ist die Schwankungsbreite der Spannung während der gesamten Betriebszeit zwischen ca. 19V und 29V deutlich größer als in Fall B zwischen 21,5V und 25,5V unter Vernachlässigung der ersten Zyklen. Innerhalb eines Laszyklus beträgt die Schwankungsbreite der Batteriespannung in Fall A 6-8V, in Fall B lediglich 2-3V. Eine detailliertere Ansicht der Spannungsverläufe befindet sich in Abb. 8.10.

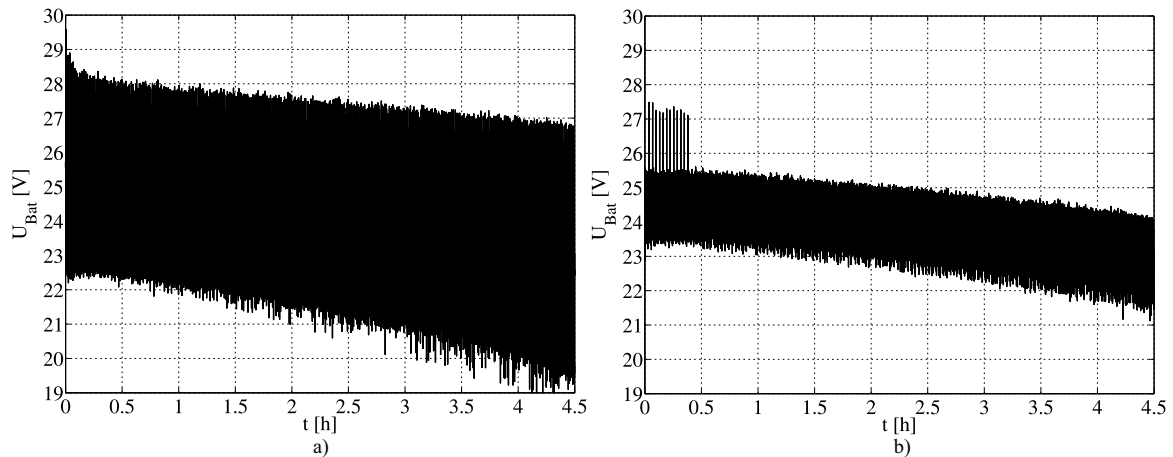


Abb. 8.9: Gemessene Klemmenspannung der Batterie beim Betrieb a) ohne Batterie-Stützung, b) mit Batterie-Stützung

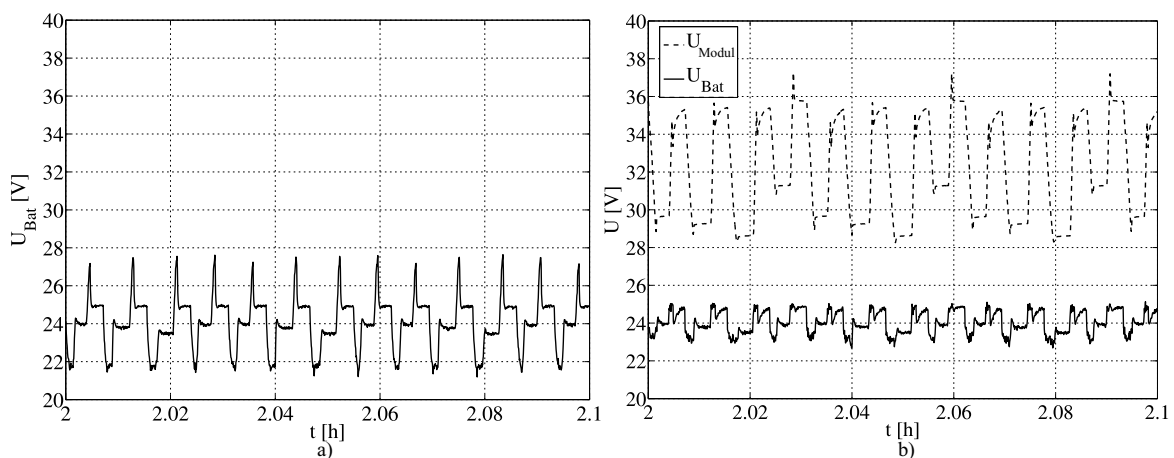


Abb. 8.10: Gemessene Klemmenspannung der Batterie beim Betrieb a) ohne Batterie-Stützung, b) mit Batterie-Stützung

Anhand von Tab.8.7 kann die Ladungs- bzw. Energiebilanz zwischen den beiden Belastungsarten verglichen werden.

Aus den gemessenen Werten folgt, dass aus den Klemmen der Batterie bei derselben Belastung in Fall B 5,2% weniger Ladung und 4,3% weniger Energie benötigt wird als in Fall A. Da aber nicht bekannt ist, ob genau die Ladung bzw. die Energie, die an den Klemmen der Batterie verfügbar ist, auch vollständig in chemische Energie umgewandelt werden kann, wird im folgenden Kapitel zum Vergleich zusätzlich der Ladezustand der Batterie betrachtet.

Ein für die Auslegung der Batterie wichtiges Kriterium ist neben der benötigten Energie für die Reichweite des Fahrzeuges die maximal notwendige Leistung während des Betriebes. Lässt sich diese reduzieren, so kann die Batterie gegebenenfalls auf eine geringere Leistung ausgelegt werden. Abbildung 8.11 zeigt den Leistungsverlauf während der Belastung mit und ohne Batterie-Stützungssystem.

Es ist ersichtlich, dass die maximal benötigte Leistung aus der Batterie $P_{Bat,max}$ in Fall B

Messgröße	ohne BSS	mit BSS
Effektivwert Batteriestrom [$1/I_N$]	0,48	0,3
Ladungs-Abgabe Batterie [Ah]	270,02	214,1
Ladungs-Aufnahme Batterie [Ah]	-45,44	-1,2
Ladungs-Bilanz Batterie [kWh]	224,58	212,9
Energie-Abgabe Batterie [kWh]	6,07	5,02
Energie-Aufnahme Batterie [kWh]	-1,22	-0,03
Energie-Bilanz Batterie [kWh]	5,05	4,83
Energie-Aufnahme der Batterie-Stützung [kWh]	-	1,54
Energie-Abgabe der Batterie-Stützung [kWh]	-	1,38
Verluste im Stützungssystem [kWh]	-	0,16

Tab. 8.7: Analyse der Batterie-Parameter für jeweils einen Belastungsvorgang mit und ohne Batterie-Stützungssystem

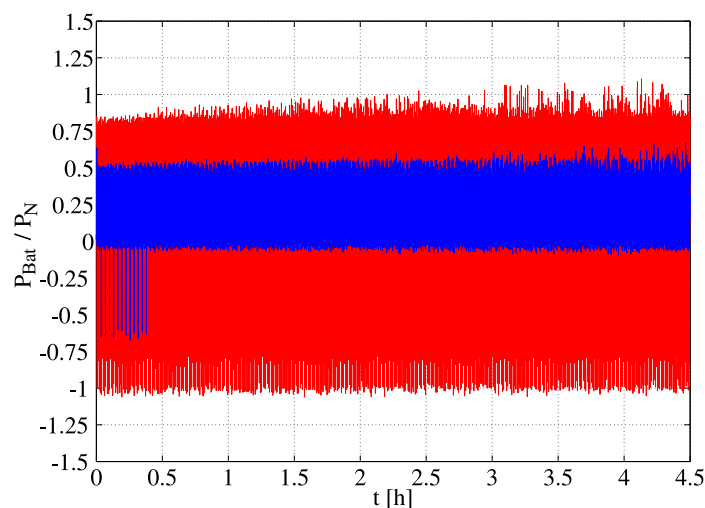


Abb. 8.11: Gemessene Klemmenleistung der Batterie im Betrieb während der gesamten Belastungsdauer (rot: ohne BSS, blau: mit BSS)

deutlich geringer ist als in Fall A. Es ergibt sich ein Verhältnis von $\frac{P_{Bat,max,B}}{P_{Bat,max,A}} = 0,6$ bei Betrachtung der aus der Batterie entnommenen Leistung. Die Batterie könnte dementsprechend bei einem dauerhaft implementierten BSS auf eine um ca. 40 % geringere maximale abzugebende Leistung ausgelegt werden.

8.4.2 Betrachtung des Antriebswechselrichters

Im Folgenden wird untersucht, inwieweit der Einsatz eines BSS die Verluste im Antriebswechselrichter beeinflusst. Durch den Einsatz des BSS verändert sich die Zwischenkreis-Spannung des Wechselrichters und damit im Betrieb auch der Modulationsgrad. Sowohl der Modulationsgrad als auch die Zwischenkreisspannung beeinflussen die Verluste.

In (8.8) und (8.9) sind die Gleichungen zur Berechnung der Durchlassverluste der MOSFETs bei einem Wechselrichter im vorwärts-leitenden (VL) bzw. rückwärts-leitenden Betrieb (RL) dargestellt. Diese werden aus den Gleichungen zur Berechnungen der IGBT-Verluste in [129] abgeleitet, indem der Kollektor-Emitter-Widerstand durch den $R_{DS,on}$ ersetzt wird und in vorwärts-leitender Richtung die Fluss-Spannung zu null gesetzt wird. Dabei stellt M_{WR} den Modulationsgrad des Wechselrichters, φ den Phasenwinkel und $U_{F,0}$ die Fluss-Spannung der inversen MOSFET-Diode dar. Es wird hier der Sinus-Dreieck-Vergleich als kontinuierliches Modulationsverfahren vorausgesetzt.

$$P_{V,C,WR,VL} = \frac{R_{DS,on} \cdot \hat{i}_L^2}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{\pi}{4} + M_{WR} \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot \cos(\varphi) \right) \right] \quad (8.8)$$

$$P_{V,C,WR,RL} = \frac{U_{F,0} \cdot \hat{i}_L}{2 \cdot \pi} \cdot \left[1 - \frac{M_{WR} \cdot \pi}{4} \cdot \cos(\varphi) \right] + \frac{R_{DS,on} \cdot \hat{i}_L^2}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{\pi}{4} - M_{WR} \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot \cos(\varphi) \right) \right] \quad (8.9)$$

Die Schaltverluste eines MOSFETs werden bei Annahme eines sinusförmigen Stromverlaufes aus (2.24) zu (8.10) hergeleitet. Der Faktor $\frac{1}{\pi}$ gibt dabei den Mittelwert der Sinusfunktion an, U_{ZK} die Zwischenkreisspannung.

$$P_{V,S,WR} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot f_T \cdot U_{ZK} \cdot \hat{i}_L \cdot (t_{r,I} + t_{f,U} + t_{r,U} + t_{f,I}) \quad (8.10)$$

Der Modulationsgrad wird zu (8.11) definiert, also dem Verhältnis zwischen der Amplitude der Ausgangs-Spannung des Wechselrichters U_L und der halben Zwischenkreisspannung [130].

$$M_{WR} = \frac{\hat{U}_L}{\frac{U_{ZK}}{2}} \quad (8.11)$$

Es werden also sowohl die Durchlassverluste als auch die Schaltverluste im Wechselrichter von der Zwischenkreisspannung mitbestimmt.

In Abb. 8.13 ist das Verhältnis der Durchlassverluste der MOSFETs im Wechselrichter für zwei typische verschiedene Verhältnisse $\frac{U_{ZK,B}}{U_{ZK,A}}$ in Abhängigkeit vom Leistungsfaktor und vom Modulationsgrad dargestellt, wobei A den Fall ohne BSS und B den Fall mit BSS darstellt. Es gilt im Allgemeinen während eines Beschleunigungsvorganges $\frac{U_{ZK,B}}{U_{ZK,A}} > 1$ und während der Bremsphase $\frac{U_{ZK,B}}{U_{ZK,A}} < 1$.

Es ist ersichtlich, dass in a) die Durchlassverluste bei gestützter Spannung größer sind als im ungestützten Fall. Dies wird dadurch begründet, dass durch den geringeren Modulationsgrad bei höherer Spannung die Vorwärts-Leitzeit der MOSFETs kleiner wird, während die Rückwärts-Leitzeit vergrößert wird. Aufgrund der Fluss-Spannung der inversen Diode sind die Verluste während der Rückwärts-Leitzeit größer, wenn, wie im Normalfall, in einem Wechselrichter kein synchrones Gleichrichten angewendet wird. Dasselbe Verhalten tritt bei

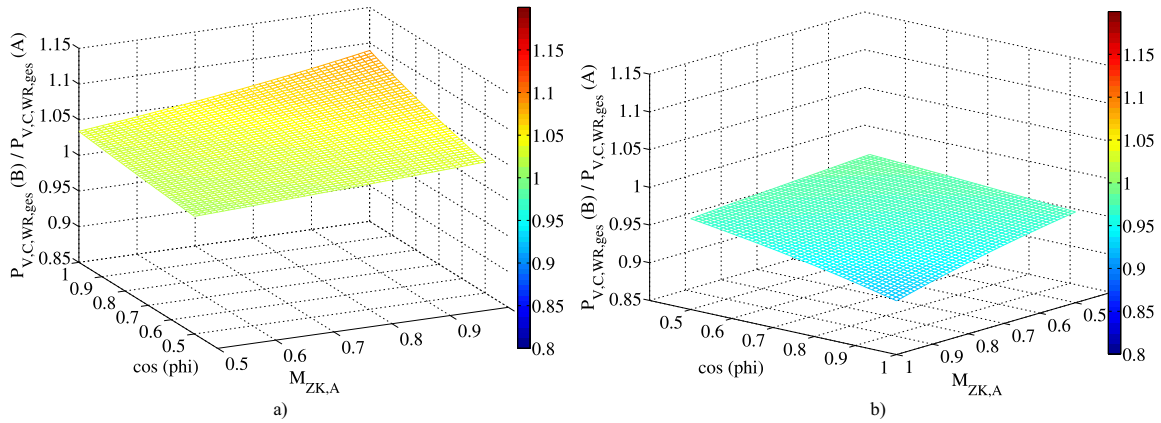


Abb. 8.12: Vergleich der berechneten gesamten Durchlassverluste der MOSFETs im Wechselrichter in Abhängigkeit vom Leistungsfaktor und vom Modulationsgrad; Verwendeter MOSFET: 110N055 a) $\frac{U_{ZK,B}}{U_{ZK,A}} = 1,16$, b) $\frac{U_{ZK,B}}{U_{ZK,A}} = 0,89$ ($R_{DS} = 1,5 \text{ m}\Omega$, $U_{F,0} = 0,6 \text{ V}$, $\hat{i}_L = 250 \text{ A}$)

einer Reduzierung des Leistungsfaktors auf. Wird die Zwischenkreis-Spannung beim Bremsen dagegen durch die Batterie-Stützung konstant gehalten, so sind die Durchlassverluste im Vergleich geringer, da nun Fall A einen geringeren Modulationsgrad aufweist.

Der Verlauf des Verhältnisses der Schaltverluste in beiden Fällen in Abb. 8.13 ist offensichtlich, da das Verhältnis dieser Verluste direkt durch das Verhältnis der Zwischenkreis-Spannungen dargestellt werden kann. Während der Rekuperationsphase kann also durch ein BSS eine Reduzierung der Schaltverluste erreicht werden, während in der Beschleunigungsphase höhere Verluste toleriert werden müssen.

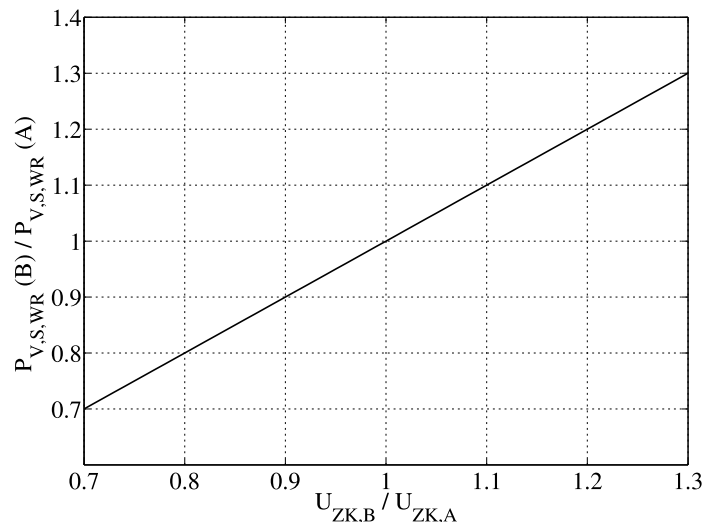


Abb. 8.13: Vergleich des berechneten Verhältnisses der Schaltverluste der MOSFETs im Wechselrichter in Abhängigkeit von der Zwischenkreis-Spannung

Der Einfluss des BSS auf die Gesamtverluste des Wechselrichters hängt von der Gewichtung zwischen Schalt- und Durchlassverlusten ab. Die Gewichtung wiederum wird durch viele Faktoren beeinflusst und wechselt innerhalb des Fahrzeug-Betriebes ständig. Zu den Faktoren gehören die Taktfrequenz, die verwendeten Leistungshalbleiter, der Modulationsgrad,

die Antriebsmaschine mit ihrem Leistungsfaktor und der Betriebspunkt aus Drehzahl und Drehmoment, welcher den Laststrom und den Modulationsgrad beeinflusst.

Da beide der Betriebsarten in bestimmten Bereichen als vorteilhaft anzusehen sind und der Unterschied sich im Vergleich zur jeweils anderen Betriebsart in derselben Größenordnung bewegt, ist zu erwarten, dass sich die Verluste im Wechselrichter über die gesamte Betriebsdauer betrachtet kaum unterscheiden.

8.4.3 Betrachtung der Asynchronmaschine

In den Strom- bzw. Spannungsverläufen der Asynchronmaschine ergeben sich bei Vernachlässigung der Oberschwingungen durch den Einsatz eines Batterie-Stützungs-systems keine Veränderungen.

Durch den Fahrer bzw. die Last wird die geforderte Drehzahl und das zu leistende Drehmoment des Fahrzeuges vorgegeben. Daraus folgt direkt der vom Wechselrichter einzu-regelnde motorseitige Strom. Die Höhe der Zwischenkreis-Spannung des Wechselrichters wird zwar vom BSS beeinflusst, der motorseitige Strom kann jedoch unabhängig von der Zwischenkreis-Spannung des Wechselrichters gestellt werden, solange diese nicht zu niedrig ist. Eine zu geringe Spannung liegt nicht vor, da während der Unterstützung durch das BSS bei der Beschleunigung des Fahrzeuges im Vergleich zum herkömmlichen Fall eine Erhöhung der Spannung stattfindet, während eines Bremsvorganges ein Halten der Spannung auf Höhe der Leerlaufspannung der Batterie. Demzufolge stellt der Wechselrichter sowohl mit als auch ohne BSS denselben geforderten Strom, lediglich das Pulsmuster zur Erzeugung der PWM hängt aufgrund des unterschiedlichen Modulationsgrades von der Zwischenkreis-Spannung ab. Die erzeugte Grundschwingung der Spannung zum Stellen des Motorstromes bleibt identisch.

8.5 Vergleich der gesamtenergetischen Effizienz des Antriebssystems mit bzw. ohne Stützungs-system

Ein entscheidendes Vergleichskriterium zwischen einem Antriebssystem mit und ohne Batterie-Stützungs-system ist die Gesamteffizienz des Antriebes, welche für die Nutzungsdauer einer Batterieladung und damit des Fahrzeuges unter gleichen Randbedingungen maßgebend ist.

8.5.1 Überblick über Methoden zur Bestimmung des Ladezustandes der Bleisäurebatterie

Zur Durchführung des Vergleichs ist es notwendig, den Ladezustand der Batterie nach der jeweiligen Belastung zu analysieren. In der Literatur werden diverse Methoden vorgestellt, die zur Bestimmung des Ladezustandes von Bleisäurebatterien verwendet werden. Dazu gehören die Messung der Säuredichte [131], die Messung der Batterie-Leerlaufspannung [121, 132], die Messung der Klemmenspannung unter Belastung [133] und die coulometrische Methode [131].

Die Methode der Säuredichte-Messung erfordert durch die nötige Diffusion innerhalb der Batterie eine lange Ausgleichszeit nach der Belastung, da sonst die gemessene Säuredichte in der Nähe der Elektroden sehr stark von der Vorgeschichte abhängt und nicht aussagekräftig ist [131].

Laut [132] stellt die linearisierte Faustformel (8.12) [121, 132], die den Zusammenhang zwischen Leerlaufspannung der Batterie $U_{Bat,0}$ und der Säurekonzentration ρ_S angibt, eine gute Näherung des tatsächlichen Verlaufes dar, besitzt aber in bestimmten Ladezustands-Bereichen, insbesondere bei niedrigem Ladezustand, deutliche Abweichungen zum realen Verlauf.

$$U_{Bat,0} = \left[\frac{\rho_S}{g/cm^3} + 0.85 \right] V \quad (8.12)$$

Diese Abweichungen können hier nicht toleriert werden, da ein möglichst genauer Vergleich durchgeführt werden soll. Desweiteren haben Untersuchungen an der hier verwendeten Batterie ergeben, dass sich der Ladezustand durch Messung der Leerlaufspannung trotz identischer Belastung nicht ausreichend genau reproduzieren lässt.

Wird die Klemmenspannung der Batterie unter Belastung gemessen und daraus auf den Ladezustand geschlossen, so müssen identische Vergleichsbedingungen vorliegen. Da die belastete Spannung stark von der Temperatur abhängig ist [133], kann hier ein sinnvoller Vergleich mit dieser Methode nicht durchgeführt werden, denn wie im weiteren Verlauf dieses Kapitels noch beschrieben wird, unterscheidet sich die Batterie-Temperatur nach der Belastung zwischen Fall A und Fall B deutlich. Eine Messung der Spannung unter Belastung nach den Zyklenbetrieben ergäbe demzufolge keine aussagekräftigen Ergebnisse.

Bei der coulometrischen Methode wird kontinuierlich während der Belastung die entnommene Ladung bzw. zugefügte Ladung gemessen und gespeichert und daraus der Ladezustand geschätzt. Diese Methode setzt allerdings voraus, dass die Spannung der Batterie annähernd konstant ist und somit die gemessene Ladung proportional zu der eigentlich für die Kapazität maßgebenden Energie ist [131]. Zudem wird vorausgesetzt, dass die zurückgespeiste Ladung, die an den Klemmen gemessen wird, auch vollständig in der Batterie gespeichert wird.

Aufgrund der oben genannten Einschränkungen der verschiedenen Methoden wird hier ein Ladezustandsvergleich nach einer anderen Methode durchgeführt. Der Vergleich wird durchgeführt, indem die bei dem nach der Belastung folgenden Ladevorgang in die Batterie geladene Ladung bzw. Energie gemessen und verglichen wird. Die Anwendbarkeit dieser Methode wird im Folgenden verifiziert.

8.5.2 Beschreibung und Verifizierung der Anwendbarkeit der Messmethode des Ladezustands-Vergleichs über den Ladevorgang

Um die Aussagekraft der Methode zum Ladezustandsvergleich der Batterie durch die während des Ladens nach der Belastung gemessene Ladungsmenge zu verifizieren, werden zunächst Messungen zur Reproduzierbarkeit durchgeführt. Dazu wird der Teststand mit demselben Lastprofil für dieselbe Zeit belastet und die wiederaufgeladene Ladung gemessen. Desweiteren werden exemplarisch Messungen durchgeführt, in denen der Teststand mit demselben Lastprofil für eine geringere Zeit belastet wird.

Kann dabei gezeigt werden, dass die Abweichung zwischen verschiedenen Messungen mit gleicher Belastungszeit sehr gering ist und gleichzeitig die aufgeladene Ladungsmenge exakt im Verhältnis zu den verschiedenen Belastungszeiten steht, so kann diese Methode zum Vergleich herangezogen werden.

In Abb. 8.14 sind beispielhaft die Strom- und Spannungsverläufe eines Ladevorganges der hier verwendeten Bleisäurebatterie dargestellt. Zunächst wird die Batterie mit einem konstanten Strom von 50A geladen, bis nach ca. 3,5 Stunden eine Klemmenspannung von ca. 29V erreicht wird. Ab diesem Zeitpunkt wird solange mit näherungsweise konstanter Spannung weitergeladen, bis der Ladestrom auf 16,5A abgefallen ist. Von hier an wird pulsförmig geladen, was der Elektrolyt-Umwälzung zur Verhinderung der Säureschichtung dient.

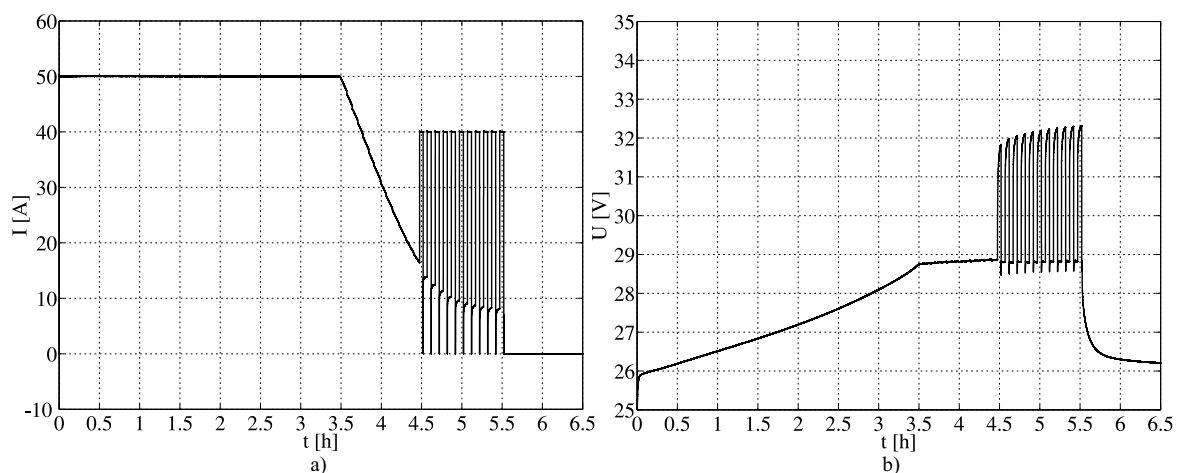


Abb. 8.14: Gemessener Ladevorgang der Bleisäurebatterie mit Ladegerät SLH090 nach der Belastung mit einem Lastzyklus über mehrere Stunden a) Strom, b) Spannung

Der Nachweis wird zunächst für eine Belastung mit konstantem Strom durchgeführt, danach für einen Lastzyklus mit variierendem positiven Strom und anschließend für den in dieser Anwendung vorliegenden Fall mit einem Lastzyklus mit Rekuperation. Es werden pro Belastungsart vier Messungen an jeweils vier aufeinanderfolgenden Tagen durchgeführt. Die zur Messung verwendeten Lastzyklen sind im Anhang in Abb. 11.5 dargestellt, die gemessenen Werte in Tab. 11.4.

Aus den erhaltenen Werten der unterschiedlichen Messungen wird jeweils die Abweichung berechnet und in Tab. 8.8 angegeben. Die Abweichungen werden jeweils als Durchschnitt aller Werte im Verhältnis zum Mittelwert angegeben, der sich aus den vier Messungen ergibt. Werden Messungen mit nur 75 % der Belastungszeit durchgeführt, wird die zugeladene Ladungsmenge auf 100 % hochskaliert.

Belastung	Messdauer [100% / 75%]	Durchschnittliche Abweichung vom Mittelwert der Messungen [%] (normiert auf 100% Belastungsdauer)
Konstante Belastung mit 75 A (DC)	4/0	0,43
Lastzyklus (motorisch)	2/2	0,2
Lastzyklus (mit Rekuperation)	4/0	0,93

Tab. 8.8: Ergebnisse der Referenzmessungen zur Ladezustandsbestimmung der Bleisäurebatterie für verschiedene Belastungsarten; 100 % Belastungsdauer \cong 4 Stunden

Es ist ersichtlich, dass für alle Belastungsarten die Abweichungen zwischen den Messungen sehr gering sind. Für die konstante Belastung mit 75 A liegt die Ungenauigkeit bei ca. 0,4 %, bei der motorischen Belastung sogar nur bei 0,2 %. Die motorische Belastung entspricht dem Betrieb mit Batterie-Stützsystem, da in diesem Betrieb keine Energie in die Batterie zurückgespeist wird. Beim Vergleich der Lastzyklen mit Rekuperation ist die gemittelte Abweichung durch einen Ausreißer in den Messwerten, welcher im Anhang in Tab. 11.4 ersichtlich ist, etwas größer, aber weiterhin unterhalb von einem Prozent. Diese hohe Genauigkeit wird als ausreichend angesehen, um mit der oben beschriebenen Messmethode vergleichend auf den Ladezustand der Batterie nach der Belastung mit und ohne Batterie-Stützsystem zu schließen. Dabei wird angenommen, dass die aufgeladene Ladungsmenge nicht nur jeweils nach der Belastung mit identischen Zyklen, sondern auch nach der Belastung mit unterschiedlichen Lastprofilen vergleichbar ist, da die Batterie unabhängig vom vorhergehenden Belastungszyklus auf eine identische Endbedingung bzw. Startbedingung für den nächsten Belastungsvorgang aufgeladen wird.

8.5.3 Auswertung der Ladezustandmessungen

Aufgrund der oben beschriebenen Gültigkeit des Ladezustands-Vergleichs über die Messung des Ladevorganges nach der Belastung werden im Folgenden Vergleichsmessungen zur Belastung des Antriebssystems mit und ohne Batterie-Stützung durchgeführt, deren Randbedingungen im Laufe dieses Kapitels bereits erläutert wurden. Die Verläufe der Ladeströme sind in Abb. 8.15 dargestellt.

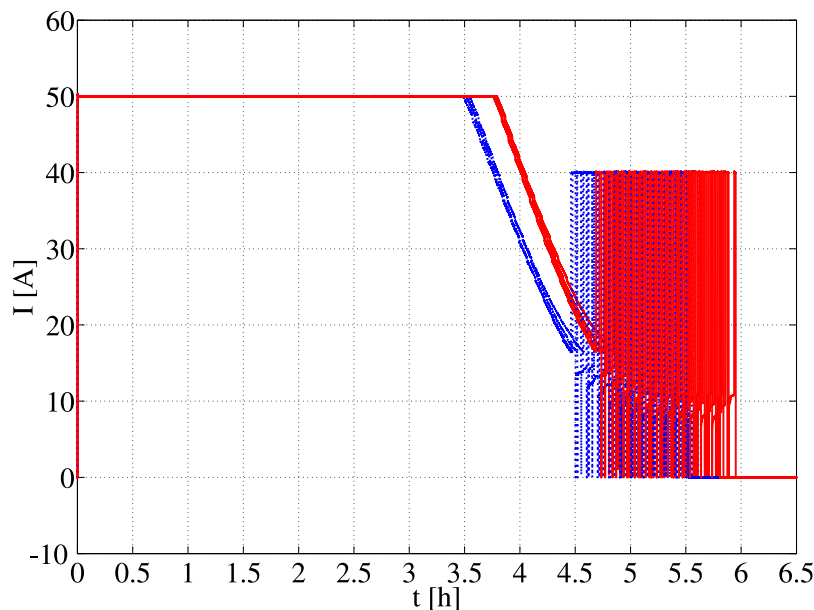


Abb. 8.15: Gemessene Batterieströme während der Ladevorgänge mit Ladegerät SLH090 nach der Belastung mit und ohne Batterie-Stützungssystem. rot: Messungen nach Belastung ohne Stützungssystem (4x), blau gepunktet: Messungen nach Belastung mit Stützungssystem (4x)

Es lässt sich insbesondere anhand der Zeit des Wechsels zwischen der Ladung mit konstantem Strom und konstanter Spannung erkennen, dass der Ladevorgang nach den Messungen ohne Batterie-Stützung bei allen Durchläufen sichtbar länger dauert. Diese Beobachtung kann anhand von den aus den Messungen berechneten Ladungsmengen verifiziert werden.

In Tab. 8.9 sind die über jeweils vier Messungen gemittelten, beim Ladevorgang aufgewendeten Ladungsmengen dargestellt. Zusätzlich wird die über zwei Messungen gemittelte aufgewendete Energie aufgelistet. Die Ergebnisse der einzelnen Messungen befinden sich im Anhang in Tab. 11.5.

Es ist ersichtlich, dass die aufzuwendende Ladungsmenge bei Verwendung des Batterie-Stützungssystems um etwa 5,4 % reduziert werden kann.

	Verbrauch nach Belastung ohne BSS		Verbrauch nach Belastung mit BSS	
	absolut [Ah/kWh]	prozentual [%]	absolut [Ah/kWh]	prozentual [%]
Ladung	247	100	234	94,6
Energie	6,81	100	6,47	95,0

Tab. 8.9: Vergleich der benötigten Ladung und Energie zur Vollladung der Batterie nach Belastung mit und ohne Batterie-Stützung, gemittelt über jeweils vier (Ladung) bzw. zwei Messungen (Energie)

8.6 Vergleich des thermischen Verhaltens der Batterie und Abschätzung der Auswirkungen auf die Lebensdauer

Durch die vom höheren Effektivwert des Stromes und die Rückspeisung in die Batterie verursachte stärkere Belastung kommt es in Fall A ohne Stützungssystem zu einer deutlich stärkeren Temperatur-Erhöhung in der Batterie als in Fall B. In Abb. 8.16 a) ist die Temperatur-Erhöhung jeweils für einen Durchlauf für beide Fälle dargestellt. Abbildung 8.16 b) zeigt den absoluten Unterschied der Temperatur-Erhöhung in Abhängigkeit von der Zeit. Dabei stellt $T_{Bat,Start}$ jeweils die Batterie- bzw. Elektrolyt-Temperatur vor der Belastung dar. Der Unterschied zwischen der momentanen Temperatur und $T_{Bat,Start}$ wird mit ΔT_{Bat} bezeichnet. Die Temperatur-Messung erfolgt direkt im Elektrolyt, es wird das Gerät PCE-T390 und der angeschlossene Temperatursensor XF-321-FAR verwendet.

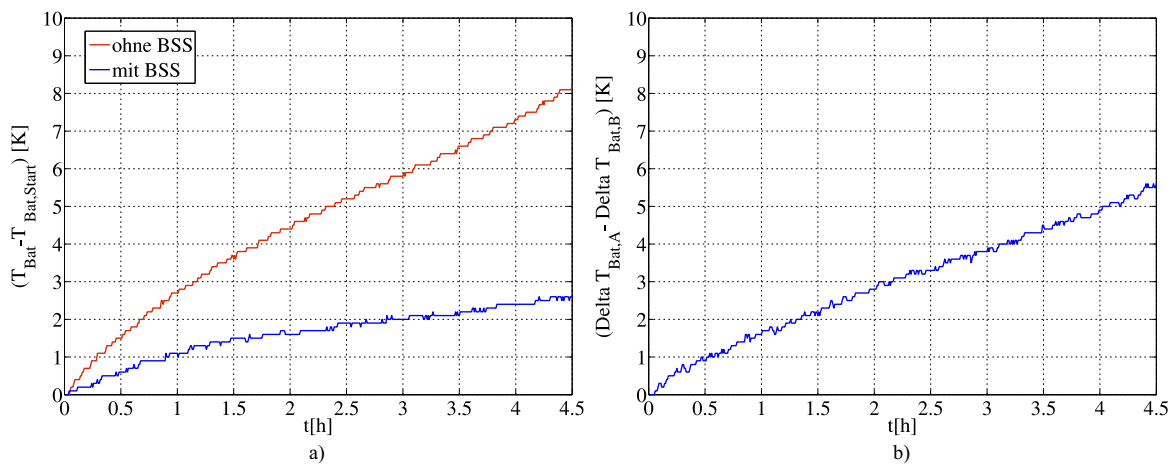


Abb. 8.16: Auswirkung der Betriebsart auf die Elektrolyt-Temperatur in der Batterie ($T_{Bat,Start,A} = 18,8^\circ C$, $T_{Bat,Start,B} = 19,8^\circ C$) a) Verlauf der Temperatur-Erhönungen, b) Unterschied der Temperatur-Erhönungen zwischen beiden Betriebsarten

Die Verläufe zeigen, dass die Temperatur-Erhöhung wie erwartet in Fall A deutlich größer ist. Am Ende der Belastungsdauer beträgt der Unterschied annähernd 6 K.

Die durch die Temperatur bedingte Alterung einer Batterie kann über das sogenannte Arrhenius-Gesetz gemäß (8.13) beschrieben werden [134]. Dieses gibt die Reaktionsgeschwindig-

keit chemischer Vorgänge k_{RG} in Abhängigkeit von der Temperatur an. Die Reaktionsgeschwindigkeit betrifft insbesondere auch die für die Batterie schädlichen Vorgänge wie z.B. die Korrosion [3].

$$k_{RG} = k_0 \cdot \exp\left(\frac{E_A}{R_{uG} \cdot T_A}\right) \quad (8.13)$$

Dabei bezeichnet k_0 einen konstanten, vom Typ der Reaktion abhängigen Vorfaktor, E_A die Aktivierungs-Energie, die notwendig ist, um eine Reaktion zu starten, R_{uG} die universelle Gaskonstante und T_A die mittlere Umgebungstemperatur in Kelvin. Eine Erhöhung der durchschnittlichen Betriebstemperatur um 10 K, z.B. von 20 °C auf 30 °C, halbiert die zu erwartende Lebensdauer einer Batterie bzw. verdoppelt die Alterungsgeschwindigkeit [135, 136]. Mit der Kenntnis dieses Zusammenhangs kann E_A berechnet und die Gleichung derart umgestellt werden, dass das Verhältnis $\frac{k_{RG,B}}{k_{RG,A}}$ für einen vorgegebenen Temperatur-Unterschied berechnet werden kann. Es gilt (8.14), wobei $T_{Bat,A}$ die Temperatur des Elektrolyts in Fall A und $T_{Bat,B}$ in Fall B bezeichnet.

$$\frac{k_{RG,B}}{k_{RG,A}} = \exp\left(\frac{-E_A}{R_{uG}} \cdot \left[\frac{1}{T_{Bat,B}} - \frac{1}{T_{Bat,A}}\right]\right) \quad (8.14)$$

Abbildung 8.17 zeigt das Verhältnis der temperaturbedingten Alterungsgeschwindigkeit in Abhängigkeit von der Temperatur-Differenz.

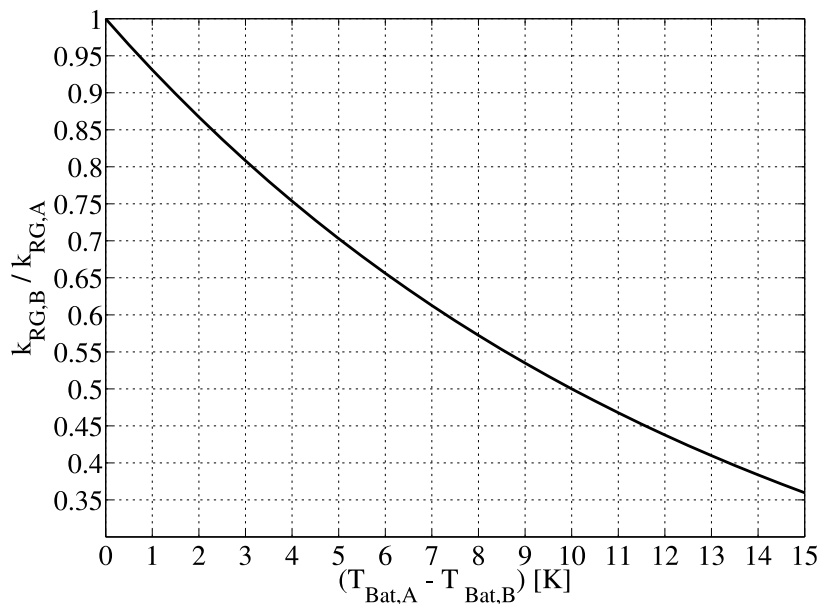


Abb. 8.17: Verhältnis der zu erwartenden temperaturbedingten Alterungs-Geschwindigkeit der Batterie für ein System mit und ohne Batterie-Stützsystem bei unterschiedlicher Temperatur-Differenz und Verwendung der Arrhenius-Gleichung ($T_{E,B} = 20$ °C)

Aus den Verläufen in Abb. 8.16 b) wird nun über (8.14) das sich im Mittel ergebende Verhältnis $\frac{k_{RG,B}}{k_{RG,A}}$ berechnet. Dieses wird zu 0,81 bestimmt, d.h. gemäß der Arrhenius-Gleichung altert die Batterie ohne Batterie-Stützsystem temperaturbedingt um 23,4 % schneller als mit Batterie-Stützsystem.

Zu beachten ist, dass dieser der Arrhenius-Gleichung entnommene Zusammenhang lediglich für die temperaturbedingte Alterung gilt. Alterung durch andere Kriterien wie Zeit, Art der gefahrenen Zyklen etc. wird dabei nicht berücksichtigt, insbesondere auch nicht der zu erwartende Einfluss von hohen Stromspitzen während der Beschleunigung und während des Rekuperierens. Es ist zu erwarten, dass die tatsächliche Alterungs-Geschwindigkeit der Batterie unter Beachtung aller Kriterien in Fall A ohne BSS im Verhältnis zu Fall B insbesondere aufgrund der hohen Ströme beim Rekuperieren noch stärker ansteigt.

8.7 Abschätzung zur Wirtschaftlichkeit eines Batterie-Stützungssystems

Zur Einschätzung der Wirtschaftlichkeit des Einsatzes eines Batterie-Stützungssystems wird der Einfluss eines solchen Systems auf die Reduzierung der Kosten durch die verminderte Batterie-Alterung und durch den geringeren Energie-Verbrauch analysiert. Je nach der insgesamt in einer Fahrzeug-Lebensdauer geforderten Zahl an Lade- bzw. Entladezyklen ergibt sich in Abhängigkeit der möglichen Ladezyklen pro Batterie die Anzahl der insgesamt benötigten Batterien und deren Anschaffungskosten. Die gesamten Anschaffungskosten der Batterien berechnen sich gemäß (8.15), wobei $K_{Bat,AS}$ die gesamten Anschaffungskosten für die Batterie, $n_{Bat,kWh}$ die Anzahl der zu speichernden Kilowattstunden, $K_{Bat,kWh}$ die Batteriekosten pro Kilowattstunde, $n_{LZ,Fahrzeug}$ die Anzahl der Ladezyklen innerhalb der Lebensdauer eines Fahrzeuges und $n_{LZ,Bat}$ die Anzahl der Ladezyklen innerhalb der Lebensdauer einer Batterie darstellt. Das Verhältnis $\frac{n_{LZ,Fahrzeug}}{n_{LZ,Bat}}$ muss dabei für eine reale Betrachtung im Gegensatz zur theoretischen Betrachtung auf den nächst höheren ganzzahligen Wert aufgerundet werden, um die Notwendigkeit einer Neuanschaffung der Batterie zum Ende der Lebensdauer zu berücksichtigen.

$$K_{Bat,AS} = \frac{n_{LZ,Fahrzeug}}{n_{LZ,Bat}} \cdot n_{Bat,kWh} \cdot K_{Bat,kWh} \quad (8.15)$$

Die Energiekosten während der Betriebszeit des Fahrzeuges berechnen sich proportional zur zugeladenen Energiemenge $E_{LZ,lade}$, zur Anzahl der Ladezyklen $n_{LZ,Fahrzeug}$ und zu den Kosten pro Kilowattstunde K_{kWh} . Es gilt (8.16).

$$K_{Bat,E} = n_{LZ,Fahrzeug} \cdot E_{LZ,lade} \cdot K_{kWh} \quad (8.16)$$

Die Addition beider Kostenfaktoren ergibt (8.17).

$$K_{Bat} = K_{Bat,AS} + K_{Bat,E} \quad (8.17)$$

Aus den Gleichungen geht direkt hervor, dass die absoluten Kosten maßgeblich von dem verwendeten Batterietyp beeinflusst werden. Je teurer die Batterie und je geringer die Anzahl

der Ladezyklen pro Batterie ist, desto größer ist der Kostenvorteil durch eine Reduzierung der Batterie-Alterung. Demzufolge lässt sich keine allgemeingültige Aussage zur Wirtschaftlichkeit eines Batterie-Stützungssystems treffen.

Für das in dieser Arbeit im Detail betrachtete Batterie-Stützungssystem lässt sich jedoch eine Einschätzung mit Hilfe der gegebenen Randbedingungen durchführen. Die Kosten von Bleisäureakkumulatoren betragen laut [137] 100-150 €/kWh, ihre Zyklenzahl wird mit 400-600 angegeben [138]. Der Strompreis für Industrieabnehmer liegt derzeit bei 0,12 €/kWh [139]. Für die Abschätzung werden die in Tab. 8.10 aufgelisteten Werte angenommen. Die gespeicherte Energie pro Batterie wird den Daten der Fahrzeugbatterie entnommen, $E_{LZ,lade}$ wird aus den Ladezustandsmessungen bestimmt. Der Wert für $n_{LZ,Bat,A}$ wird aus den in der Literatur angegebenen Werten bestimmt, der Wert für $n_{LZ,Bat,B}$ wird über die reduzierte Alterungsgeschwindigkeit gemäß der Arrhenius-Gleichung berechnet.

Parameter	Wert
$n_{Bat,kWh}$	9
$n_{LZ,Bat,A}$ (ohne BSS)	600
$n_{LZ,Bat,B}$ (mit BSS)	738
$E_{LZ,lade,A}$ (ohne BSS)	6,81 kWh
$E_{LZ,lade,B}$ (mit BSS)	6,47 kWh
$K_{Bat,kWh}$	100 €
K_{kWh} (Industrie)	0,12 €

Tab. 8.10: Angenommene Parameter [137–139] zur Abschätzung der Wirtschaftlichkeit eines Batterie-Stützungssystems im Flurförderfahrzeug-Antriebssystem mit Bleisäureakkumulator (24V, 375Ah/ 5h)

Mit den angegebenen Werten lassen sich die Kosten für die Anschaffung der Batterien und die Energiekosten für die jeweiligen Betriebsarten in Abhängigkeit von den geforderten Ladezyklen innerhalb einer Fahrzeuglebensdauer berechnen. Abbildung 8.18 zeigt den Verlauf der Kosten.

Anhand der Verläufe lässt sich erkennen, dass die Kosten jeweils bei einem Vielfachen der maximalen Zyklenzahl einer Batterie sprunghaft ansteigen, weil eine neue Anschaffung notwendig ist. Beim Betrieb mit BSS ist diese Stufe jeweils um die erhöhte Zyklenzahl durch die reduzierte Alterung verschoben. Der kontinuierliche Anstieg der Kosten wird durch den Energieverbrauch pro Zyklus verursacht, der beim Betrieb mit BSS etwas geringer ist als beim Betrieb ohne BSS. Die in Abb. 8.18 b) gezeigte Differenz der Kosten definiert die maximal erlaubten zusätzlichen Kosten des Stützungssystems.

Je mehr Zyklen innerhalb einer Fahrzeug-Lebensdauer gefahren werden, desto wirtschaftlicher ist es, ein Batterie-Stützungssystem einzusetzen. Die Kosten des Batterie-Stützungssystems müssen dafür allerdings deutlich unterhalb der Kosten einer Batterie liegen.

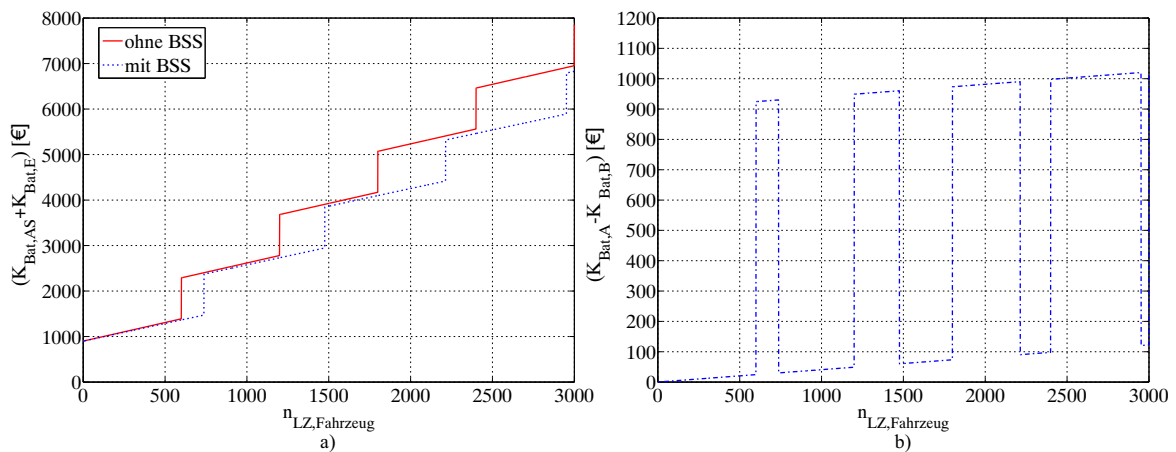


Abb. 8.18: Vergleich der geschätzten Kosten für die Anschaffung der Batterien und die verbrauchte Energie während des Betriebes zwischen den verschiedenen Betriebsarten a) Darstellung der absoluten Kosten, b) Darstellung der Differenz zwischen beiden Betriebsarten

8.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde das im vorherigen Verlauf der Arbeit entwickelte Batterie-Stützsystem analysiert und der Betrieb des Antriebssystems mit und ohne dieses System verglichen.

Es hat sich herausgestellt, dass der gesamtenergetische Wirkungsgrad der Batterie-Stützung mit ca. 90 % sehr zufriedenstellend ist, was insbesondere dem hohen Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers über den gesamten Lastbereich hinweg geschuldet ist. Durch die Vergleichsmessungen mit und ohne Batterie-Stützsystem konnte gezeigt werden, dass bei eingesetzter Batterie-Stützung die Batterie stark entlastet werden kann, da der Effektivwert des Stromes und auch die Spannungseinbrüche und Anstiege während des Betriebes stark reduziert werden konnten. Die Entlastung der Batterie führt nach einer Abschätzung über die Arrhenius-Gleichung zu einer deutlich höheren Lebensdauer.

Es wurde eine Methode entwickelt und verifiziert, wie man unter den hier vorliegenden Bedingungen den Ladezustand der Batterie nach der Belastung mit und ohne Batterie-Stützung vergleichen kann. Der gesamtenergetische Wirkungsgrad des Antriebssystems konnte mit Batterie-Stützung um ca. 5-6 % im Vergleich zum herkömmlichen System verbessert werden.

Unter Verwendung der erhaltenen Vergleichsergebnisse wurde eine Abschätzung der Wirtschaftlichkeit eines Batterie-Stützsystems durchgeführt.

9 Zusammenfassung, Schlussfolgerung und Ausblick

9.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde unter Anwendung wissenschaftlicher Methoden ein optimiertes System aus DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren entwickelt, welches der Entlastung der Bleisäurebatterie in einem elektrischen Fährantrieb dient. Dabei wurde ein möglichst effizientes und kompaktes System angestrebt, um den gesamtenergetischen Wirkungsgrad zu maximieren und gleichzeitig die Baugröße und das Gewicht zu minimieren. Die Optimierungsmethoden wurden zunächst allgemein hergeleitet und analysiert, um eine Übertragbarkeit auf andere Systeme zu ermöglichen. Danach folgte jeweils die Auslegung und der Test anhand eines speziellen Antriebssystems eines Flurförderzeuges, um die theoretischen Betrachtungen zu verifizieren.

Zunächst wurden in Kapitel 2 die Randbedingungen des Stützungssystems festgelegt. Dazu wurden unterschiedliche Möglichkeiten zum verwendeten Spannungsbereich der Doppelschichtkondensatoren untersucht und verglichen. Jedem möglichen Spannungsbereich wurde dabei die geeignetste aller verfügbaren Topologien für einen DC/DC-Wandler zugeordnet. Es hat sich herausgestellt, dass insbesondere aufgrund der höchsten Effizienz ein Spannungsbereich anzustreben ist, welcher immer oberhalb der Batteriespannung liegt. Als optimale Topologie für diesen Spannungsbereich hat sich der bidirektionale Hochsetzsteller herausgestellt.

Weiterhin wurde in Kapitel 3 die Interleaved-Technik eingeführt und analysiert. Es hat sich herausgestellt, dass diese Technik beim Einsatz in Gleichstromstellern Vorteile insbesondere bezüglich der Reduzierung der Stromschwankungsbreite durch die phasenversetzte Taktung und des Drosselvolumens durch die Aufteilung der Ströme bzw. die Reduzierung der Induktivität zum Erhalt derselben Stromschwankungsbreite besitzt.

Die relativ neue Energiespeichertechnik durch Doppelschichtkondensatoren wurde in Kapitel 4 ausführlich in ihrem Aufbau, ihrer Funktionsweise und ihren Eigenschaften beschrieben. Weiterhin wurde insbesondere die Spannungsabhängigkeit der Kapazität dieser Kondensatoren und die Auswirkung dieser Eigenschaft auf die Auslegung eines Speichermoduls erläutert. Zudem wurde die Entwicklung eines detaillierten theoretischen Modells der Zellen beschrieben. Es wurde gezeigt, dass eine Modell-Erstellung und die daraus folgende Auslegung nach den Parametern des Modells anstatt nach den Datenblatt-Parametern eine Überauslegung des Moduls verhindern kann, da z.B. bei Verwendung eines höheren Zellspannungsbereiches die verfügbare Kapazität deutlich größer ist als die im Datenblatt angegebene.

Zur Optimierung der Drosseln im DC/DC-Wandler wurde das Verhalten von gekoppelten Induktivitäten in Kapitel 5 untersucht. Dazu wurden zunächst allgemein die theoretischen Grundlagen von gekoppelten Anordnungen hergeleitet sowie der Einfluss der Kopplung auf die Stromschwankungsbreiten, die Baugröße und die Verluste. Anschließend wurde auf die auftretende Problematik einer sehr großen Stromschwankungsbreite bei starker Kopplung eingegangen und Möglichkeiten der zusätzlichen Filterung zur Reduzierung der Schwankungsbreite benannt und verglichen. Es hat sich herausgestellt, dass eine bewusste Reduzierung des Kopplungsfaktors zur Realisierung einer nicht ideal gekoppelten Induktivität dabei die sinnvollste Lösung darstellt, insbesondere da die Anzahl der verwendeten Komponenten dabei minimiert wird. Die Auslegung einer solchen Induktivität wurde beschrieben.

Desweiteren wurde zunächst analytisch und später durch Messungen ein Vergleich von gekoppelten mit äquivalent ausgelegten diskreten Drosseln bezüglich zu erwartender Baugröße, Stromschwankungsbreite in den Phasen und Effizienz durchgeführt. Dabei hat sich ergeben, dass die Stromschwankungsbreite in den Phasen unter gleichen Vergleichsbedingungen bei der gekoppelten Anordnung deutlich geringer ist, da sich die Phasenströme bei der gekoppelten Anordnung beeinflussen und teilweise auslöschen. Das Verhältnis der Baugrößen und der Verluste der jeweiligen Anordnungen ist von den geometrischen Maßen der Wicklungen abhängig. Für einen weiten Bereich besitzt die gekoppelte Anordnung deutliche Vorteile, da dort die Schenkel des Kerns von allen Phasen zur Führung des magnetischen Flusses genutzt werden.

In einem weiteren Teil der Arbeit wurde in Kapitel 6 die Notwendigkeit für ein aktives Current-Sharing in mehrphasigen Gleichstromstellern mit gekoppelten Induktivitäten hergeleitet. Es wurde ein Verfahren entwickelt, mit dem es für einen großen Tastgradbereich möglich ist, durch Abtastung der Phasenströme zum optimalen Zeitpunkt entweder im high-side Zweig, im low-side Zweig oder in beiden Zweigen alle Phasenströme des Wandlers mit lediglich einem bzw. zwei Stromsensoren zu messen. Dadurch kann die Anzahl an benötigten Stromsensoren im Vergleich zum herkömmlichen Verfahren, bei dem jeder Phasenstrom mit einem eigenen Sensor gemessen wird, reduziert werden.

Ein übergeordnetes aktives Powermanagement für das entwickelte Batterie-Stützungssystem wurde in Kapitel 7 entwickelt. Zunächst wurden die Anforderungen an das Powermanagement definiert. Darauf basierend wurde ein Fuzzy-Regler entwickelt, dessen Parameter wahlweise mit Hilfe eines genetischen Algorithmus optimiert werden können. Es wurde untersucht, ob der Erfolg des Reglers zur Reduzierung des Effektivwertes des Batteriestromes durch die Optimierung der Parameter verbessert werden kann. Es hat sich herausgestellt, dass in der Simulation eine Verbesserung teilweise erreicht werden kann, unter realen Messbedingungen allerdings aufgrund der Abweichung zwischen tatsächlichem und optimierten Lastzyklus nicht. Es wurde verifiziert, dass der Fuzzy-Regler erfolgreich zur Minimierung der Batteriebelastung eingesetzt werden kann.

In Kapitel 8 wurde das zuvor entwickelte Batterie-Stützungssystem ausführlich analysiert und vermessen. Dazu wurde insbesondere der Wirkungsgrad bestimmt. Es hat sich herausgestellt, dass dieser im gesamten Lastbereich zufriedenstellend hoch ist. Desweiteren wurde ein Betrieb des Antriebssystems mit und ohne Batterie-Stützung verglichen. Die Batterie-Entlastung konnte anhand von Strom- und Spannungsverläufen nachgewiesen werden. Neben der Belastung der Batterie wurde auch der gesamtenergetische Wirkungsgrad der Betriebsarten verglichen. Dieser ist für die Länge der Betriebsdauer, die mit einer vollgeladenen Batterie möglich ist, maßgebend. Es hat sich herausgestellt, dass das Batterie-Stützungssystem den gesamtenergetischen Wirkungsgrad um ca. 5-6 % erhöhen und damit den Verbrauch senken kann. Dies ist insbesondere auf eine höhere Effizienz des Stützungssystems im Vergleich zur Batterie während des Rekuperierens zurückzuführen. Weiterhin wurde gezeigt, dass durch die thermische Mehrbelastung der Batterie beim Betrieb ohne Batterie-Stützung die theoretisch zu erwartende thermische Alterungsgeschwindigkeit im Vergleich zum Betrieb mit Batterie-Stützung um mehr als 20 % steigt.

9.2 Schlussfolgerung

Schlussfolgernd lässt sich durch die in dieser Arbeit erhaltenen Ergebnisse feststellen, dass ein optimiertes Batterie-Stützungssystem mit sehr gutem Wirkungsgrad und einem fuzzy-geregelten Powermanagement in der Lage ist, die gesamtenergetische Effizienz eines mit einem Bleisäureakkumulator betriebenen Fahrzeugantriebes geringfügig zu erhöhen. Dabei lässt sich die Belastung der Batterie und damit auch die Betriebstemperatur reduzieren. Insbesondere aufgrund der reduzierten Betriebstemperatur ist zu erwarten, dass die Lebensdauer der Batterie erhöht werden kann. Aufgrund der nur geringen Verbrauchs-Einsparungen rentiert sich der Einsatz einer Batterie-Stützung in der hier betrachteten Anwendung wirtschaftlich erst bei einer hohen Lebensdauer des Fahrzeuges, in welcher die Batterie mehrfach ausgetauscht werden muss.

Die Reduzierung der Batterie-Belastung kann insbesondere bei größeren Elektrofahrzeugen zum Personentransport einige Vorteile mit sich bringen. Die dort meist verwendeten Lithium-Batterien sind um ein Vielfaches teurer als Bleisäure-Batterien, eine Erhöhung der Lebensdauer dieser Batterien durch eine Batterie-Stützung wäre deutlich früher rentabel. Weiterhin existieren bei Lithium-Batterien je nach Anwendung Zellen, die entweder auf eine möglichst hohe Leistungsdichte (Hybridfahrzeuge) oder eine möglichst hohe Energiedichte (Elektro-PKW) ausgelegt werden. Eine Erhöhung der einen Dichte hat meist eine Verringerung der jeweils anderen Dichte zur Folge. Durch die Reduzierung der maximal abzugebenden Leistung der Batterie kann in einem solchen Fahrzeug die Leistungsdichte reduziert und stattdessen die Energiedichte und damit die Reichweite erhöht werden.

Während der Entwicklung eines optimierten DC/DC-Wandlers konnte festgestellt werden, dass der Einsatz von einem Mehrphasen-Wandler mit gekoppelten Induktivitäten unter Ver-

wendung der Interleaved-Technik und eines gemeinsamen Stromsensors für alle Phasen des Wandlers die Realisierung eines hocheffizienten und kompakten Stromrichters ermöglicht, dessen Eigenschaften denen eines herkömmlichen einphasigen Wandlers weit überlegen sind. Insbesondere gekoppelte Induktivitäten haben sich gegenüber diskreten Anordnungen als sehr vorteilhaft erwiesen, da die zu erwartende Baugröße und die Verluste geringer sind.

Effiziente und kompakte Gleichstromwandler werden heutzutage in diversen Anwendungen wie zur Anbindung von Energiespeichern für regenerative Energieerzeuger, zur Erhöhung der Spannung von Solarzellen zur Netzeinspeisung und zur Kopplung unterschiedlicher Bordnetze in Fahrzeugen benötigt. Die in dieser Arbeit durchgeführten Analysen zur Optimierung können auf alle solcher Wandler in den verschiedenen Anwendungen übertragen werden.

9.3 Ausblick

Für weitere Untersuchungen birgt die Verwendung neuartiger Leistungshalbleiter wie Siliziumcarbid oder Gallium-Nitrid großes Potential. Bei Verwendung dieser Materialien ist es möglich, die Schaltfrequenzen signifikant zu erhöhen. So ließe sich die Baugröße der Induktivitäten und damit des DC/DC-Wandlers weiter reduzieren.

Desweiteren kann untersucht werden, inwieweit mit einem Batterie-Stützungssystem in größeren Fahrzeugen, die aus einem Lithium-Ionen Akkumulator gespeist werden, der Antriebsstrang optimiert werden kann. Aufgrund der hohen Kosten der Akkumulatoren wäre ein „Downsizing“ des Akkumulators ebenso erstrebenswert wie die Erhöhung der Lebensdauer. Dazu müsste untersucht werden, wie stark die Temperatur durch eine Batterie-Stützung in einem solchen Akkumulator gesenkt werden kann bzw. welcher Einfluss auf den Energieverbrauch vorliegt.

Zur Optimierung der Leistungsregelung zwischen den beiden Energiespeichern könnten weitere Untersuchungen durchgeführt werden, z.B. inwieweit die Parameter des Fuzzy-Reglers adaptiv auf die Fahrweise des Fahrers bzw. die Lastzyklen des Fahrzeuges angepasst werden können, um das Verhalten weiter zu verbessern.

10 Literatur

- [1] RAGHAVAN, S.S. und A. KHALIGH: *Electrification Potential Factor: Energy-Based Value Proposition Analysis of Plug-In Hybrid Electric Vehicles*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 61(3):1052 –1059, march 2012.
- [2] BINDNER, H., T. CRONIN, P. LUNDSAGER, J. MANWELL, U. ABDULWAHID und I. BARING-GOULD: *Lifetime Modelling of Lead Acid Batteries*. Roskilde, Denmark, 2005.
- [3] SAUER, D. und H. WENZL: *Comparison of different approaches for lifetime prediction of electrochemical systems- Using lead-acid batteries as example*. Journal of Power Sources, Seiten 534–546, 2008.
- [4] *Merkblatt Lebensdauer-Betrachtungen bei Antriebsbatterien*. Zentralverband Elektrotechnik und Elektronikindustrie, 2001.
- [5] RUETSCHI, PAUL: *Aging mechanisms and service life of lead-acid batteries*. Journal of Power Sources, Elsevier, 2004.
- [6] GROISS, RENÉ: *Schnellladung und Pulsladung von Bleibatterien*. Dissertation, Universität Ulm, 2000.
- [7] MORENO, J., M.E. ORTUZAR und J.W. DIXON: *Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 53(2):614 – 623, april 2006.
- [8] CAMARA, M., H. GUALOUS, F. GUSTIN, A. BERTHON und B. DAKYO: *DC/DC Converter Design for Supercapacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications Polynomial Control Strategy*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 57(2):587 –597, feb. 2010.
- [9] WANG, JIABIN, B. TAYLOR, ZHIGANG SUN und D. HOWE: *Experimental Characterization of a Supercapacitor-Based Electrical Torque-Boost System for Downsized ICE Vehicles*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 56(6):3674 –3681, nov. 2007.
- [10] YOO, HYUNJAE, SEUNG-KI SUL, YONGHO PARK und JONGCHAN JEONG: *System Integration and Power-Flow Management for a Series Hybrid Electric Vehicle Using Supercapacitors and Batteries*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 44(1):108 –114, jan.-feb. 2008.
- [11] SCHALTZ, E., A. KHALIGH und P.O. RASMUSSEN: *Influence of Battery/Ultracapacitor Energy-Storage Sizing on Battery Lifetime in a Fuel Cell Hybrid*

- Electric Vehicle*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 58(8):3882 –3891, oct. 2009.
- [12] PAYMAN, A., S. PIERFEDERICI und F. MEIBODY-TABAR: *Energy Management in a Fuel Cell/Supercapacitor Multisource/Multiload Electrical Hybrid System*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 24(12):2681 –2691, dec. 2009.
- [13] GARCIA, OLIVIER: *DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren*. Dissertation, Technische Hochschule Zürich, 2002.
- [14] CAO, JIAN und A. EMADI: *A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 27(1):122 –132, jan. 2012.
- [15] CAMARA, M.B., 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*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 57(5):2721 –2735, sep. 2008.
- [16] DIXON, J., I. NAKASHIMA, E.F. ARCOS und M. ORTUZAR: *Electric Vehicle Using a Combination of Ultracapacitors and ZEBRA Battery*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 57(3):943 –949, march 2010.
- [17] GAO, LIJUN, R.A. DOUGAL und SHENGYI LIU: *Power enhancement of an actively controlled battery/ultracapacitor hybrid*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 20(1):236 – 243, jan. 2005.
- [18] LUKIC, S.M., S.G. WIRASINGHA, F. RODRIGUEZ, JIAN CAO und A. EMADI: *Power Management of an Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System in an HEV*. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC '06. IEEE*, Seiten 1 –6, sept. 2006.
- [19] HEINEMANN, D.: *Strukturen von Batterie- und Energiemanagementsystemen mit Bleibatterien und Ultracaps*. Dissertation, TU Berlin, 2007.
- [20] SCHROEDER, J.C., B. WITTIG und F.W. FUCHS: *High efficient battery backup system for lift trucks using interleaved-converter and increased EDLC voltage range*. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 2334 –2339, nov. 2010.
- [21] LI, WUHUA und XIANGNING HE: *Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 58(4):1239 –1250, april 2011.

-
- [22] KABALO, M., B. BLUNIER, D. BOUQUAIN und A. MIRAOUI: *State-of-the-art of DC-DC converters for fuel cell vehicles*. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, Seiten 1 –6, sept. 2010.
- [23] BADSTUEBNER, U., J. BIELA und J.W. KOLAR: *Power density and efficiency optimization of resonant and phase-shift telecom DC-DC converters*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, Seiten 311 –317, feb. 2008.
- [24] LO, YU-KANG, SHANG-CHIN YEN und TZU-HERNG SONG: *Analysis and Design of a Double-Output Series-Resonant DC ndash;DC Converter*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(3):952 –959, may 2007.
- [25] ENDRES, T., JENS C. SCHROEDER und FRIEDRICH W. FUCHS: *Reduction of Switching Losses in Bidirectional DC/DC Converters for Automotive Use*. Published on EPE 2013, Lille.
- [26] HIRAKAWA, M., M. NAGANO, Y. WATANABE, K. ANDO, S. NAKATOMI, S. HASHINO und T. SHIMIZU: *High power density interleaved DC/DC converter using a 3-phase integrated close-coupled inductor set aimed for electric vehicles*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Seiten 2451 –2457, sept. 2010.
- [27] RUDOLPH, C.: *Hybrid drive system of an industrial truck using a three-phase DC-DC converter feeding ultra-capacitors*. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Seiten 1 –10, sept. 2009.
- [28] REITER, T., D. POLENOV, H. PROEBSTLE und H.-G. HERZOG: *PWM Dead Time Optimization Method for Automotive Multiphase DC/DC-Converters*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(6):1604 –1614, june 2010.
- [29] KHALIGH, A. und ZHIHAO LI: *Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art*. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 59(6):2806 –2814, july 2010.
- [30] ZHU, M. und F.L. LUO: *Voltage-lift-type cuk converters: topology and analysis*. *Power Electronics, IET*, 2(2):178 –191, march 2009.
- [31] ZHU, M. und F.L. LUO: *Series SEPIC implementing voltage-lift technique for DC-DC power conversion*. *Power Electronics, IET*, 1(1):109 –121, march 2008.
- [32] SAHU, B. und G.A. RINCON-MORA: *A low voltage, dynamic, noninverting, synchronous buck-boost converter for portable applications*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 19(2):443 – 452, march 2004.

-
- [33] FRANKE, W.-T., B. CARSTENS, F.W. FUCHS und N. EGGERT: *A detailed analysis of a power converter to buffer the battery voltage in lift trucks*. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Seiten 31 –36, nov. 2009.
- [34] KREIN, PHILIP T.: *Elements of Power Electronics*. Oxford University Press, 1998.
- [35] MOHR, MALTE: *Stromrichtersysteme zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen*. Dissertation, Universität Kiel, 2011.
- [36] AG, INFINEON TECHNOLOGIES: *New 900V class for superjunction devices A new horizon for SMPS and renewable energy applications*. Infineon Technologies AG, 2008.
- [37] WINTRICH, A., U. NICOLAI, W. TURSKY und T. REIMANN: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIRKON International GmbH, 2010.
- [38] BENTO, A.A.M., E.R.C. DA SILVA und E.C. DOS SANTOS: *Reducing Inductor Size and Current Ripple in an AC-AC Converter by Interleaved Switching Strategy*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, Seiten 1 –7, june 2006.
- [39] KORIES, RALF und HEINZ SCHMIDT-WALTER: *Taschenbuch der Elektrotechnik*. Verlag Harri Deutsch, 2006.
- [40] SCHMIDT-WALTER, HEINZ: *Schaltnetzeile*. Vorlesungsskript, TU Darmstadt, 2001.
- [41] NI, LIQIN, D.J. PATTERSON und J.L. HUDGINS: *High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(3):1141 –1151, march 2012.
- [42] KOSAI, H., J. SCOFIELD, S. MCNEAL, B. JORDAN und B. RAY: *Design and Performance Evaluation of a 200oC Interleaved Boost Converter*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP(99):1, 2012.
- [43] CHOI, J., H. CHA und B.-M. HAN: *A Three-Phase Interleaved DC-DC Converter With Active Clamp for Fuel Cells*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(8):2115 –2123, aug. 2010.
- [44] YAO, G., A. CHEN und X. HE: *Soft Switching Circuit for Interleaved Boost Converters*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(1):80 –86, jan. 2007.
- [45] KONG, XIN und A.M. KHAMBADKONE: *Analysis and Implementation of a High Efficiency, Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter for Fuel Cell System*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(2):543 –550, mar. 2007.

-
- [46] HEGAZY, O., J. VAN MIERLO und P. LATAIRE: *Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 27(11):4445–4458, nov. 2012.
- [47] LUO, FANG LIN und HONG YE: *Power Electronics Advanced Conversion Technologies*. CRC Press, 2010.
- [48] SHARMA, P. und T.S. BHATTI: *A review on electrochemical double-layer capacitors*. Energy Conversion and Management, Seiten 2901–2912, 2010.
- [49] KÖTZ, R.: *Doppelschichtkondensatoren - Technik, Kosten, Perspektiven*. Kasseler Symposium Energie-Systemtechnik, Seiten 138–149, 2002.
- [50] KÖTZ, R. und M. CARLEN: *Principles and applications of electrochemical capacitors*. Electrochimica, Acta 45, Seite 2483–2498, 2000.
- [51] KOETZ, R., M. HAHN und R. GALLAY: *Temperature behavior and impedance fundamentals of supercapacitors*. Science Direct, Seiten 550–555, 2005.
- [52] RAFIKA, F., GUALOUS H., R. GALLAY, A. CRAUSAZ und A. BERTHON: *Frequency, thermal and voltage supercapacitor characterization and modeling*. Science Direct, Seiten 928–934, 2007.
- [53] FUNAKI, T.: *Evaluating Energy Storage Efficiency by Modeling the Voltage and Temperature Dependency in EDLC Electrical Characteristics*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 25(5):1231–1239, may 2010.
- [54] FUNAKI, T. und T. HIKIHARA: *Characterization and Modeling of the Voltage Dependency of Capacitance and Impedance Frequency Characteristics of Packed EDLCs*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 23(3):1518–1525, may 2008.
- [55] DIAB, Y., P. VENET, H. GUALOUS und G. ROJAT: *Self-Discharge Characterization and Modeling of Electrochemical Capacitor Used for Power Electronics Applications*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 24(2):510–517, feb. 2009.
- [56] RIZOUG, N., P. BARTHOLOMEUS und P. LE MOIGNE: *Study of the Ageing Process of a Supercapacitor Module Using Direct Method of Characterization*. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 27(2):220–228, june 2012.
- [57] SPYKER, R.L. und R.M. NELMS: *Classical equivalent circuit parameters for a double-layer capacitor*. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 36(3):829–836, jul 2000.
- [58] BULLER, S., E. KARDEN, D. KOK und R.W. DE DONCKER: *Modeling the dynamic behavior of supercapacitors using impedance spectroscopy*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 38(6):1622–1626, nov/dec 2002.

-
- [59] BULLER, S.: *Impedance-Based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Power Systems*. Doktorarbeit, RWTH Aachen, 2003.
- [60] GRAHAME, D.C.: *The electrical double layer and the theory of electrocapillarity*. Chem. Rev., Seiten 441–502, 1947.
- [61] ZUBIETA, L. und R. BONERT: *Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 36(1):199 – 205, jan/feb 2000.
- [62] BAKHOUM, E.: *New mega-farad ultracapacitors*. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on, 56(1):14 –21, january 2009.
- [63] WAIDHAS, M.: *Grundlegende Technologie von Doppelschichtkondensatoren*. Technischer Bericht, Siemens AG, 2004.
- [64] CONWAY, B.E.: *Electrochemical supercapacitors: scientific fundamentals and technological applications*. Plenum Press, 1999.
- [65] KÖTZ, R.: *Doppelschichtkondensatoren - Technik, Kosten, Perspektiven*. Technischer Bericht, Paul Scherrer Institut, 2002.
- [66] CONWAY, B.E.: *Electrochemical supercapacitors: scientific fundamentals and technological applications*. Plenum Press, ISBN 9780306457364, 1999.
- [67] DE LEVIE, R.: *On porous electrodes in electrolyte solutions*. Electrochimica Acta, Seiten 1231–1245, 1964.
- [68] NELMS, R.M., D.R. CAHELA und B.J. TATARCHUK: *Modeling double-layer capacitor behavior using ladder circuits*. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 39(2):430 – 438, april 2003.
- [69] HIRAKAWA, M., Y. WATANABE, M. NAGANO, K. ANDOH, S. NAKATOMI, S. HASHINO und T. SHIMIZU: *High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles*. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, Seiten 2941 –2948, june 2010.
- [70] NAGARAJA, H.N., D. KASTHA und A. PETRA: *Design Principles of a Symmetrically Coupled Inductor Structure for Multiphase Synchronous Buck Converters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 58(3):988 –997, march 2011.
- [71] YANG, FEI, XINBO RUAN, YANG YANG und ZHIHONG YE: *Interleaved Critical Current Mode Boost PFC Converter With Coupled Inductor*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 26(9):2404 –2413, sept. 2011.

- [72] ZHU, GUANGYONG, B.A. McDONALD und KUNRONG WANG: *Modeling and Analysis of Coupled Inductors in Power Converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 26(5):1355 –1363, may 2011.
- [73] ZUMEL, P., O. GARCIA, J.A. COBOS und J. UCEDA: *Magnetic integration for interleaved converters*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, 2:1143 – 1149 vol.2, feb. 2003.
- [74] CZOGALLA, J., JIELI LI und C.R. SULLIVAN: *Automotive application of multi-phase coupled-inductor DC-DC converter*. In: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, Band 3, Seiten 1524 – 1529 vol.3, oct. 2003.
- [75] RAY, B., H. KOSAI, S. MCNEAL, B. JORDAN und J. SCOFIELD: *A comprehensive multi-mode performance analysis of interleaved boost converters*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Seiten 3014 –3021, sept. 2010.
- [76] SHIN, H.-B., J.-G. PARK, S.-K. CHUNG, H.-W. LEE und T.A. LIPO: *Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors*. Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 152(3):584 – 594, may 2005.
- [77] KOSAI, H., S. MCNEAL, B. JORDAN, J. SCOFIELD, B. RAY und Z. TURGUT: *Coupled Inductor Characterization for a High Performance Interleaved Boost Converter*. Magnetics, IEEE Transactions on, 45(10):4812 –4815, oct. 2009.
- [78] LEE, PO-WA, YIM-SHU LEE, D.K.W. CHENG und XIU-CHENG LIU: *Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 47(4):787 –795, aug 2000.
- [79] WONG, PIT-LEONG, PENG XU, P. YANG und F.C. LEE: *Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 16(4):499 –507, jul. 2001.
- [80] DO, H.-L.: *Interleaved boost converter with a single magnetic component*. Power Electronics, IET, 4(7):842 –849, aug. 2011.
- [81] BRONSTEIN, SEMENDJAJEW: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 2006.
- [82] PRASAD, SHALINI: *Electric Circuit Analysis*. Bio Medical Micro Devices And Nano Lab., Portland State University, 2005.
- [83] NEHRLICH, WERNER: *Diskrete Mathematik - Basiswissen für Informatiker: Eine Mathematica-gestützte Darstellung*. Carl Hanser Verlag GmbH & CO. KG, 2003.
- [84] BERTOTTI, G.: *General properties of power losses in soft ferromagnetic materials*. Magnetics, IEEE Transactions on, 24(1):621 –630, jan 1988.

-
- [85] LI, JIELI, T. ABDALLAH und C.R. SULLIVAN: *Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms*. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, Band 4, Seiten 2203–2210 vol.4, sep-4 oct 2001.
- [86] REINERT, J., A. BROCKMEYER und R.W.A.A. DE DONCKER: *Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation*. *Industry Applications*, IEEE Transactions on, 37(4):1055–1061, jul/aug 2001.
- [87] ALBACH, M., T. DURBAUM und A. BROCKMEYER: *Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, Band 2, Seiten 1463–1468 vol.2, jun 1996.
- [88] VENKATACHALAM, K., C.R. SULLIVAN, T. ABDALLAH und H. TACCA: *Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters*. In: *Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on*, Seiten 36–41, june 2002.
- [89] SCHROEDER, JENS C. und FRIEDRICH W. FUCHS: *Detailed characterization of coupled inductors in interleaved converters regarding the demand for additional filtering*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, Seiten 759–766, sept. 2012.
- [90] KUTKUT, N.H. und D.M. DIVAN: *Optimal air-gap design in high-frequency foil windings*. *Power Electronics*, IEEE Transactions on, 13(5):942–949, sep 1998.
- [91] WALLMEIER, P.: *Improved analytical modeling of conductive losses in gapped high-frequency inductors*. *Industry Applications*, IEEE Transactions on, 37(4):1045–1054, jul/aug 2001.
- [92] WITTIG, BJÖRN: *Verbesserung des Schalt- und Betriebsverhaltens von Leistungsmosfets mit niedriger Spannungsfestigkeit und hoher Stromtragfähigkeit durch Optimierung der Treiberschaltung*. Dissertation, Universität Kiel, 2012.
- [93] ABU QAHOUC, J.A., LILLY HUANG und D. HUARD: *Sensorless Current Sharing Analysis and Scheme For Multiphase Converters*. *Power Electronics*, IEEE Transactions on, 23(5):2237–2247, sept. 2008.
- [94] SINGH, R.P. und A.M. KHAMBADKONE: *Current Sharing and Sensing in N-Paralleled Converters Using Single Current Sensor*. *Industry Applications*, IEEE Transactions on, 46(3):1212–1219, may-june 2010.
- [95] HUBER, L., B.T. IRVING, C. ADRAGNA und M.M. JOVANOVIĆ: *Implementation of open-loop control for interleaved DCM/CCM boundary boost PFC converters*. In:

- Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, Seiten 1010 –1016, feb. 2008.
- [96] GARCIA, O., P. ZUMEL, A. DE CASTRO, P. ALOU und J.A. COBOS: *Current Self-Balance Mechanism in Multiphase Buck Converter*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 24(6):1600 –1606, june 2009.
- [97] EIREA, G. und S.R. SANDERS: *Phase Current Unbalance Estimation in Multiphase Buck Converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 23(1):137 –143, jan. 2008.
- [98] MARIETHOZ, S., A.G. BECCUTI und M. MORARI: *Model predictive control of multiphase interleaved DC-DC converters with sensorless current limitation and power balance*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, Seiten 1069 –1074, june 2008.
- [99] KIM, HONGRAE, M. FALAHI, T.M. JAHNS und M.W. DEGNER: *Inductor Current Measurement and Regulation Using a Single DC Link Current Sensor for Interleaved DC/DC Converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 26(5):1503 –1510, may 2011.
- [100] ABU-QAHOUC, J.A.: *Analysis and Design of N-Phase Current-Sharing Autotuning Controller*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 25(6):1641 –1651, june 2010.
- [101] ABU QAHOUC, J.A., L. HUANG und D. HUARD: *Efficiency-Based Auto-Tuning of Current Sensing and Sharing Loops in Multiphase Converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 23(2):1009 –1013, march 2008.
- [102] MIDYA, P., P.T. KREIN und M.F. GREUEL: *Sensorless current mode control-an observer-based technique for DC-DC converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 16(4):522 –526, jul 2001.
- [103] CHO, YOUNGHOON, A. KORAN, H. MIWA, B. YORK und JIH-SHENG LAI: *An Active Current Reconstruction and Balancing Strategy With DC-Link Current Sensing for a Multi-phase Coupled-Inductor Converter*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 27(4):1697 –1705, april 2012.
- [104] SCHROEDER, J. C., M. PETERSEN und F.W. FUCHS: *Current Sharing in a Three-Phase Interleaved Converter for CCM with Measurement of one Current*. PCIM Europe 2012, Nuremberg, 2012.
- [105] SCHROEDER, J.C., M. PETERSEN und F.W. FUCHS: *One-Sensor Current Sharing in Multiphase Interleaved DC/DC Converters with CoupledInductors*. In: *15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia, August 2012*.

-
- [106] DURCANSKY, GEORG: *EMV-gerechtes Gerätedesign*. Franzis Verlag, 1995.
- [107] SCHROEDER, J.C. und F.W. FUCHS: *Design of a powermanagement for a battery buffer system in an electric lift truck by means of fuzzy control and genetic algorithm*. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Seiten 1 –10, 30 2011-sept. 1 2011.
- [108] FERREIRA, A.A., J.A. POMILIO, G. SPIAZZI und L. DE ARAUJO SILVA: *Energy Management Fuzzy Logic Supervisory for Electric Vehicle Power Supplies System*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 23(1):107 –115, jan. 2008.
- [109] TEKIN, MESTAN, DANIEL HISSEL, MARIE-CCILE PERA und JEAN MARIE KAUFFMANN: *Energy-Management Strategy for Embedded Fuel-Cell Systems Using Fuzzy Logic*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(1):595 –603, feb. 2007.
- [110] SCHOUTEN, N.J., M.A. SALMAN und N.A. KHEIR: *Fuzzy logic control for parallel hybrid vehicles*. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 10(3):460 –468, may 2002.
- [111] LI, S.G., S.M. SHARKH, F.C. WALSH und C.N. ZHANG: *Energy and Battery Management of a Plug-In Series Hybrid Electric Vehicle Using Fuzzy Logic*. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 60(8):3571 –3585, oct. 2011.
- [112] ZANDI, M., A. PAYMAN, J.-P. MARTIN, S. PIERFEDERICI, B. DAVAT und F. MEIBODY-TABAR: *Energy Management of a Fuel Cell/Supercapacitor/Battery Power Source for Electric Vehicular Applications*. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 60(2):433 –443, feb. 2011.
- [113] TANG, KIT-SANG, KIM-FUNG MAN, ZHI-FENG LIU und SAM KWONG: *Minimal fuzzy memberships and rules using hierarchical genetic algorithms*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(1):162 –169, feb 1998.
- [114] HOMAIFAR, A. und E. MCCORMICK: *Simultaneous design of membership functions and rule sets for fuzzy controllers using genetic algorithms*. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 3(2):129 –139, may 1995.
- [115] BOSE, BIMAL K.: *Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives – An Introduction and Perspective*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(1):14 –33, feb. 2007.
- [116] SONG, YONG-HUA und A.T. JOHNS: *Application of fuzzy logic in power systems. II. Comparison and integration with expert systems, neural networks and genetic algorithms*. *Power Engineering Journal*, 12(4):185 –190, aug. 1998.

-
- [117] CHAN, P.T., A.B. RAD und K.M. TSANG: *Optimization of fused fuzzy systems via genetic algorithms*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 49(3):685 –692, jun 2002.
- [118] MAN, K.F., K.S. TANG und S. KWONG: *Genetic algorithms: concepts and applications [in engineering design]*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 43(5):519 –534, oct 1996.
- [119] GREFENSTETTE, J.J.: *Optimization of Control Parameters for Genetic Algorithms*. Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on, 16(1):122 –128, jan. 1986.
- [120] LINKENS, D.A. und H.O. NYONGESA: *Genetic algorithms for fuzzy control. I. Off-line system development and application*. Control Theory and Applications, IEE Proceedings -, 142(3):161 –176, may. 1995.
- [121] SCHÖNER, PETER: *Über die Auswertung des elektrischen Verhaltens von Bleibatterien beim Entladen und Laden*. Doktorarbeit, RWTH Aachen, Düsseldorf, 1988.
- [122] ANBUKY, A.H. und P.E. PASCOE: *VRLA battery state-of-charge estimation in telecommunication power systems*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 47(3):565 –573, jun 2000.
- [123] SCHÖPE, F., E. KARDEN und R. KÜSSEL: *Batteriemanagementsysteme für Elektrostraßenfahrzeuge*. Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V., 1997.
- [124] WENZEL, DR. HEINZ: *Batteriesystemtechnik und Brennstoffzellen*. Vorlesungsskript, TU Clausthal, WS 2012/2013.
- [125] SALAMEH, Z.M., M.A. CASACCA und W.A. LYNCH: *A mathematical model for lead-acid batteries*. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 7(1):93 –98, mar 1992.
- [126] WITTIG, B., J.C. SCHROEDER und F.W. FUCHS: *Determination of the efficiency factor of power converters in low voltage applications and S1 operation*. Arbeitspapier des AK 226.0.92 im AK 226.0.9 Energie und Ökobilanzen von Leistungselektronik, Schaltgeräten und Antriebssystemen im DKE, 2011.
- [127] STÖCKL/WINTERLING: *Elektrische Messtechnik*. B.G. Teubner Stuttgart, 1987.
- [128] *DEWE-2010 Technical Reference Manual*. DEWETRON elektronische Messgeräte Ge.m.b.H.
- [129] BIERHOFF, MICHAEL: *Ein Vergleich von Netzpulsstromrichtern mit eingprägtem Gleichstrom und eingprägter Gleichspannung im Zwischenkreis*. Shaker Verlag, 2009.

-
- [130] JENNI, F. und D. WÜEST: *Steuerverfahren für Selbstgeführte Stromrichter*. B.G. Teubner Stuttgart, 1995.
- [131] AYLOR, J.H., A. THIEME und B.W. JOHNSO: *A battery state-of-charge indicator for electric wheelchairs*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 39(5):398 –409, oct 1992.
- [132] BERNDT, DIEDRICH: *Bleiakkumulatoren*. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1986.
- [133] PASCOE, P.E. und A.H. ANBUKY: *VRLA battery discharge reserve time estimation*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 19(6):1515 – 1522, nov. 2004.
- [134] HERB, FRIEDER: *Alterungsmechanismen in Lithium-Ionen Batterien und PEM-Brennstoffzellen und deren Einfluss auf die Eigenschaften von daraus bestehenden Hybrid-Systemen*. Dissertation, 2010.
- [135] INDUSTRIAL ENERGY, TECHNICAL SUPPORT: *Handbuch für verschlossene Gel-Blei-Batterien; Teil 2: Montage, Inbetriebsetzung und Betrieb*. Exide Technologies, Vortrag, 2003.
- [136] BRANDT, KLAUS: *Stand der Technik von Li-Ionen-Batterien für Plug-in Hybridfahrzeuge*. Lithium Technology Corporation, Vortrag EcarTec, 2009.
- [137] BRAESS, HANS-HERMANN und ULRICH SEIFFERT: *Handbuch Kraftfahrzeugtechnik*. Vieweg, 2008.
- [138] CHAN, C.C.: *The state of the art of electric and hybrid vehicles*. Proceedings of the IEEE, 90(2):247 –275, feb 2002.
- [139] arepo consult (All on Renewable energy and energy Efficiency Policy), Frontier economics / ewi, VIK, 2012.

11 Anhang

11.1 Herleitung der allgemeinen Berechnung der Stromschwankungsbreite in Interleaved-Wandlern

Die Herleitung zur allgemeinen Berechnung der Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig im HSS-Betrieb $\Delta I_{1,HSS}$ wird hier anhand der Verläufe in Abb. 11.1 hergeleitet.

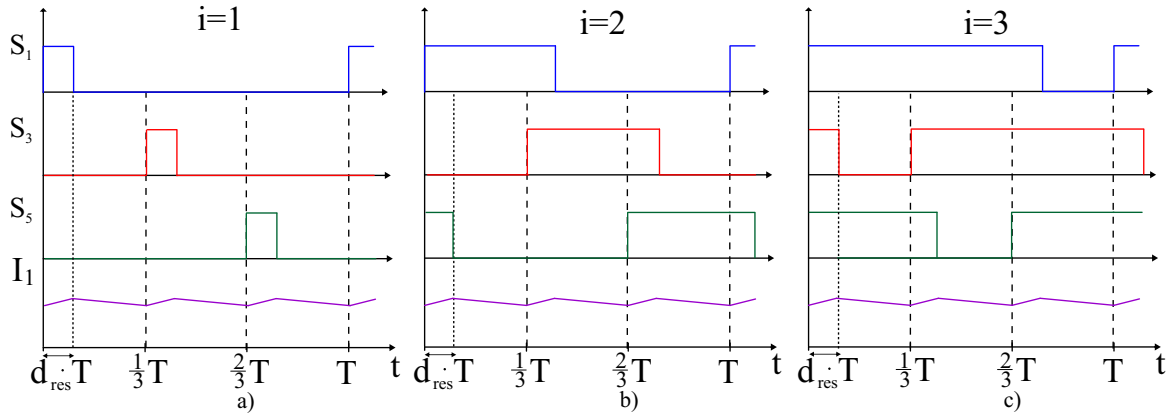


Abb. 11.1: Qualitative Zeitverläufe der Ansteuersignale und des resultierenden Stromflusses im dreiphasigen Interleaved-Wandler a) $i=1$, b) $i=2$, c) $i=3$

Die Verläufe sind für alle drei Sektoren, also $i=1-3$ dargestellt. In n -phasigen Interleaved-Wandlern ergibt sich eine resultierende Schwankungsbreite mit dem n -fachen der Taktfrequenz. Für diesen Fall entspricht die resultierende Frequenz also dem dreifachen der Taktfrequenz. Maßgebend für die Berechnung der resultierenden Schwankungsbreite ist der resultierende Tastgrad d_{res} . Die Stromänderung in diesem Bereich entspricht der Schwankungsbreite.

Zunächst muss d_{res} berechnet werden, wodurch die Dauer des Stromanstiegs definiert wird. Diese Dauer kann zu (11.1) als die Differenz zwischen dem Duty-Cycle d und dem Sektorabhängigen Vielfachen von $\frac{1}{n}$ bestimmt werden.

$$d_{res} = d - \frac{i-1}{n} \quad (11.1)$$

Ist das Ansteuersignal innerhalb einer Phase positiv, so ergibt sich für die Spannung über der jeweiligen Induktivität (11.2), liegt das Ansteuersignal auf Nullpotential, so ergibt sich (11.3).

$$U_{L,high} = U_1 \quad (11.2)$$

$$U_{L,low} = U_1 \cdot \left(1 - \frac{1}{1-d}\right) \quad (11.3)$$

Befindet sich ein Betriebspunkt im Sektor $i=1$, so liegt im Zeitraum $0-d_{res}$ lediglich an der ersten Phase ein positives Ansteuersignal an. Mit jedem Schritt zu einem höheren Sektor wechselt eine weitere Phase in diesem Bereich zu einem positiven Ansteuersignal. Zur Berechnung der resultierenden Steigung müssen also i positive und $(n-i)$ negative Steigungen addiert werden.

Diese Zusammenhänge führen über die in (11.4) durchgeführten Vereinfachungen zur allgemeinen Berechnungsformel.

$$\begin{aligned}
 \Delta I_{1,HSS} &= \frac{1}{L \cdot f_T} \cdot d_{res} \cdot [i \cdot U_{L,high} + (n-i) \cdot U_{L,low}] \\
 &= \frac{1}{L \cdot f_T} \cdot \left(d - \frac{i-1}{n}\right) \cdot [i \cdot U_1 + (n-i) \cdot U_1 \cdot \left(1 - \frac{1}{1-d}\right)] \\
 &= \frac{U_1 \cdot \left(d - \frac{i-1}{n}\right) \cdot [i - (n-i) \cdot \left(\frac{1}{1-d} - 1\right)]}{L \cdot f_T}
 \end{aligned} \tag{11.4}$$

Die Vorgehensweise zur Berechnung der Gleichung im TSS-Betrieb ist identisch und wird hier nicht weiter erläutert.

11.2 Herleitung der allgemeinen Berechnung der äquivalenten Induktivitäten und der Stromschwankungsbreite in Interleaved-Wandlern mit gekoppelten Induktivitäten

11.2.1 Herleitung der äquivalenten Zeiten und Induktivitäten

Für die folgenden allgemeinen Berechnungen wird zur Verdeutlichung der dreiphasige in Abb. 11.2 für verschiedene Sektoren i (vgl. Kap. 5.3.2) dargestellte Betrieb zu Grunde gelegt.

Aus Abb. 11.2 lassen sich direkt die äquivalenten Zeiten $t_{Leq,1}-t_{Leq,4}$ gemäß (11.5) und (11.6) angeben. Die Zuordnung der Zeiten ist in Abb. 5.6 dargestellt, der resultierende Tastgrad d_{res} bezeichnet das in Abb. 11.2 markierte Verhältnis zwischen der steigenden Flanke des resultierenden Stromes und dem dritten Teil der Periodendauer und S_x stellt jeweils das Ansteuersignal von MOSFET x dar. Die Nummerierung der MOSFETs ist z.B. in Abb. 5.5 ersichtlich.

$$t_{Leq,1} = t_{Leq,4} = \frac{d_{res}}{f_T} = \frac{d - \frac{i-1}{n}}{f_T} \tag{11.5}$$

$$t_{Leq,2} = t_{Leq,3} = \frac{\frac{1}{n} - d_{res}}{f_T} = \frac{\frac{i}{n} - d}{f_T} \tag{11.6}$$

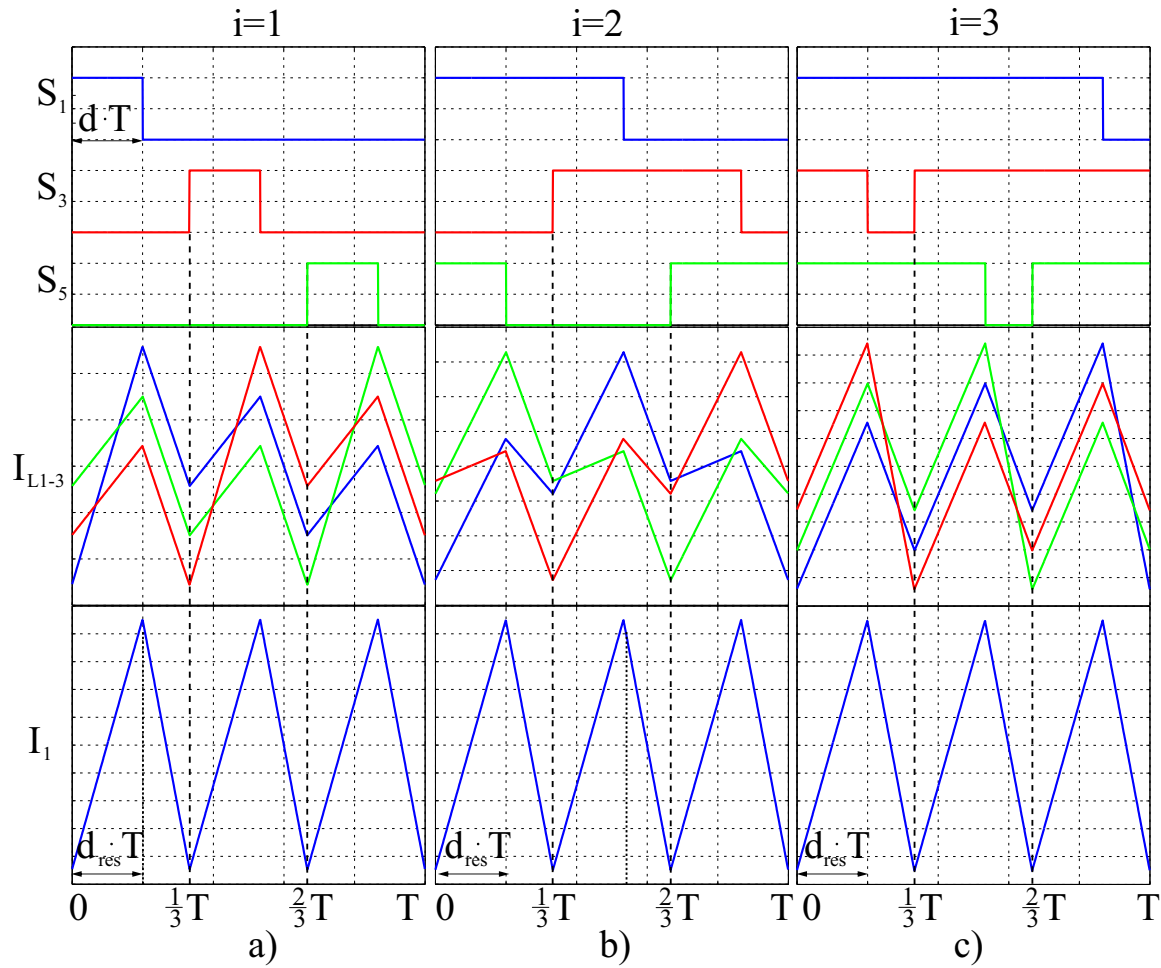


Abb. 11.2: Qualitative Zeitverläufe der Ansteuersignale und des resultierenden Stromflusses im dreiphasigen Interleaved-Wandler (blau: Phase 1, rot: Phase 2, grün: Phase 3, $k=0,4$)
a) $i=1$, b) $i=2$, c) $i=3$

Zur Berechnung der äquivalenten Induktivitäten wird zunächst (5.14) herangezogen und $\frac{dI_{Lx}}{dt}$ berechnet. Die Spannungen U_{Lx} sind dabei vom Sektor des zu berechnenden Betriebspunktes abhängig. Hier wird exemplarisch die Herleitung der Induktivität $L_{eq,1}$ beschrieben.

Es wird in Abb. 11.2 durch die Betriebspunkte in den unterschiedlichen Sektoren verdeutlicht, dass für die Zeitspanne $0 - t_{Leq,1}$ genau i Spannungen den Wert $U_{L,high}$ (Signale S_x positiv) und $(n - i)$ Spannungen den Wert $U_{L,low}$ (Signale S_x null) annehmen. Es gilt (11.7) unter der Verwendung von (5.14).

$$\frac{dI_{Lx}}{dt}(0 < t < t_{Leq,1}) = \frac{1}{C_3} \cdot [C_{CI,n1} \cdot U_{L,high} + C_{CI,n2} \cdot ((i - 1) \cdot U_{L,high} + (n - i) \cdot U_{L,low})] \quad (11.7)$$

Anschließend werden (11.2) und (11.3) für $U_{L,high}$ und $U_{L,low}$ eingesetzt. Die äquivalente

Induktivität lässt sich demnach gemäß (11.8) berechnen.

$$\begin{aligned}
 L_{eq,1} &= \frac{U_{L1}}{\frac{dI_{L1}}{dt}(0 < t < t_{Leq,1})} \\
 &= \frac{U_1}{\frac{dI_{L1}}{dt}(0 < t < t_{Leq,1})} \\
 &= \frac{C_{n3}}{C_{n1} + C_{n2} \cdot [(i-1) - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d}]} \quad (11.8)
 \end{aligned}$$

Die Herleitung der äquivalenten Induktivitäten $L_{eq,2} - L_{eq,4}$ erfolgt mit derselben Vorgehensweise und wird hier nicht weiter erläutert. Es muss lediglich beachtet werden, dass für die Herleitung von $L_{eq,3} - L_{eq,4}$ für die Spannung über der Drossel gilt $U_{Lx} = U_1 \cdot \frac{-d}{1-d}$, da während der Wirkzeit dieser Induktivitäten das entsprechende Ventil ausgeschaltet ist. Die hergeleiteten Gleichungen befinden sich in Tab. 5.1.

Zur späteren Berechnung der Stromschwankungsbreite in den einzelnen Phasen wird noch die resultierende äquivalente Induktivität $L_{eq,res}$ benötigt. Diese gibt die mittlere Induktivität an, die durch Gewichtung von $L_{eq,1} - L_{eq,4}$ mit den entsprechenden Vielfachen der Zeiten $t_{Leq,1} - t_{Leq,4}$ innerhalb der gesamten Einschalt- oder Ausschaltzeit des Ventils einer Phase berechnet wird. Hier wird die Berechnung über die Einschaltzeit durchgeführt. Die benötigten Vielfachen der Zeitspannen ergeben sich aus den Segmenten, deren Verteilung im Folgenden hergeleitet wird.

Die Gesamtzahl der Segmente n_{Seg} teilt sich betriebspunktabhängig auf die Bereiche $t < d \cdot T$ ($n_{Seg,1}$ Segmente) und $t > d \cdot T$ ($n_{Seg,2}$ Segmente) auf. Befindet sich der Duty-Cycle im ersten Sektor ($i=1$), dann gibt es keine Überlappungen der Phasenströme, somit existiert auch nur eine effektive Induktivität im Bereich $t < d \cdot T$. Befindet sich der Duty-Cycle dagegen im Sektor $i=2$, d.h. $d > \frac{1}{n}$, so überlappt der Strom der ersten Phase sich jeweils mit dem Strom der beiden gemäß Phasenversatz benachbarten Phasen. Es entstehen durch die Überlappung also zwei weitere Segmente, in denen die effektive Induktivität der ersten Phase einen anderen Wert annimmt. Durch die Addition von jeweils zwei weiteren Segmenten bei Erhöhung des Sektors bleibt $n_{Seg,1}$ immer ungerade. Da für die Gesamtzahl der Segmente gilt $n_{Seg} = 2 \cdot n$, ist diese also immer gerade. Damit ist auch $n_{Seg,2}$ immer ungerade.

Die zusätzlich auftretende Überlappung des Stromes in Phase 1 durch die anderen Phasen in Abhängigkeit vom aktuellen Sektor wird in Abb. 11.3 verdeutlicht, wobei die jeweiligen Verbindungslinien anzeigen, welche anderen Phasenströme bei einem bestimmten Sektor den untersuchten Phasenstrom während der Einschaltzeit zusätzlich überlappen.

Es gelten (11.9) und (11.10), wie auch anhand des Beispiels des dreiphasigen Falls in Abb. 11.2 ersichtlich ist.

$$n_{Seg,1} = 2 \cdot i - 1 \quad (11.9)$$

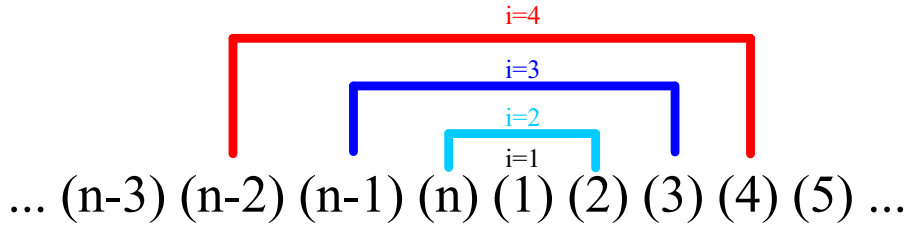


Abb. 11.3: Darstellung der zusätzlichen Beeinflussung des Stromverlaufes in Phase 1 für verschiedene Sektoren i während der Einschaltzeit

$$n_{Seg,2} = 2 \cdot (n - i) + 1 \quad (11.10)$$

Die Anzahl der Einzelsegmente ergibt direkt die Vielfachen der Zeiten. Die Zeitspanne $t_{Leq,1}$ tritt i mal auf, die Zeitspanne $t_{Leq,2}$ ($i - 1$) mal. Es gilt (11.11) und daraus (11.12).

$$L_{eq,res} = \frac{1}{d \cdot T} \cdot [i \cdot L_{eq,1} \cdot t_{Leq,1} + (i - 1) \cdot L_{eq,2} \cdot t_{Leq,2}] \quad (11.11)$$

$$L_{eq,res} = \frac{C_{n3} \cdot d}{\left[\left(d - \frac{(i-1)}{n} \right) \cdot i \cdot (C_{n1} + C_{n2} \cdot ((i-1) - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d})) + \left(\frac{i}{n} - d \right) \cdot (i-1) \cdot (C_{n1} + C_{n2} \cdot ((i-2) - (n-i+1) \cdot \frac{d}{1-d})) \right]} \quad (11.12)$$

11.2.2 Herleitung der allgemeinen Berechnung der Stromschwankungsbreite in den Einzelzweigen

Ist die äquivalente Induktivität $L_{eq,res}$ bekannt, so kann die Stromschwankungsbreite in den Phasen einfach berechnet werden. Es gilt der Zusammenhang in (11.13) und daraus folgt mit (11.12) die Gleichung (11.14).

$$\begin{aligned} \Delta I_{Lx,HSS} &= \frac{U_{Lx}}{L_{eq,res}} \cdot \Delta T \\ &= \frac{U_{Lx}}{L_{eq,res}} \cdot d \cdot T \\ &= \frac{U_1}{L_{eq,res} \cdot f_T} \cdot d \end{aligned} \quad (11.13)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{Lx,HSS} &= \frac{U_1}{f_T \cdot C_{CI,n3}} \cdot \left[\left(d - \frac{(i-1)}{n} \right) \cdot i \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((i-1) - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{i}{n} - d \right) \cdot (i-1) \cdot \left(C_{n1} + C_{n2} \cdot \left((i-2) - (n-i+1) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right) \right] \\ &= \frac{U_1}{f_T \cdot C_{CI,n3}} \cdot \left[C_{CI,n1} \cdot d + C_{CI,n2} \cdot \left(\left(d - \frac{(i-1)}{n} \right) \cdot i \cdot \left((i-1) - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{i}{n} - d \right) \cdot (i-1) \cdot \left((i-2) - (n-i+1) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right] \end{aligned} \quad (11.14)$$

11.2.3 Herleitung der allgemeinen Berechnung der Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig

Die Stromschwankungsbreite im resultierenden Zweig kann über die Stromsteigung während der Zeitspanne $0 - d_{res} \cdot T$ berechnet werden. Der Stromgradient kann dabei mit Hilfe von (5.14) berechnet werden. Dabei muss beachtet werden, dass sich abhängig vom Sektor i des verwendeten Betriebspunktes eine bestimmte Schalterstellung ergibt. Es sind jeweils i Transistoren eingeschaltet, während $(n-i)$ Transistoren ausgeschaltet sind. Dementsprechend ergeben sich auch die Drosselspannungen U_{L1}, \dots, U_{Ln} . Es nehmen i Spannungen den Wert $U_{L,high}$ an und $(n-i)$ den Wert $U_{L,low}$. Eine Veranschaulichung der Stromverläufe anhand des dreiphasigen Falls befindet sich in Abb. 11.2.

Mit den oben genannten Erkenntnissen lässt sich mit Hilfe von (5.14) und (11.15) die resultierende Schwankungsbreite $\Delta I_{1,HSS}$ herleiten. Dazu müssen alle Zeilen des Ergebnisvektors der Stromänderung aus (5.14) addiert werden. Die Matrixeinträge $C_{CI,n1}$ und $C_{CI,n2}$ werden zur Berechnung mit den Spannungen $U_{L,high}$ und $U_{L,low}$ multipliziert, die Anzahl der jeweils zu addierenden Produkte kann in Abhängigkeit von n und i angegeben werden.

$$\frac{dI_{1,HSS}}{dt} = \frac{dI_{L1}}{dt} + \frac{dI_{L2}}{dt} + \dots + \frac{dI_{Ln}}{dt} \quad (11.15)$$

Die Gleichungen (11.1)-(11.3) gelten auch für die Anwendung mit gekoppelten Induktivitäten. Es folgt (11.16).

$$\begin{aligned} \Delta I_{1,HSS} &= \frac{d_{res}}{f_T \cdot C_{CI,n3}} \cdot [C_{CI,n1} \cdot (i \cdot U_{L,high} + (n-i) \cdot U_{L,low}) \\ &\quad + C_{CI,n2} \cdot ((n-1) \cdot i \cdot U_{L,high} + (n-i) \cdot (n-1) \cdot U_{L,low})] \\ &= \frac{U_1 \cdot (d - \frac{i-1}{n})}{f_T \cdot C_{CI,n3}} \cdot \left[C_{CI,n1} \cdot \left(i - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right. \\ &\quad \left. + C_{CI,n2} \cdot \left((n-1) \cdot i - (n-i) \cdot (n-1) \cdot \frac{d}{1-d} \right) \right] \\ &= \frac{U_1 \cdot (d - \frac{i-1}{n}) \cdot [i - (n-i) \cdot \frac{d}{1-d}]}{f_T \cdot C_{CI,n3}} \cdot [C_{CI,n1} + (n-1) \cdot C_{CI,n2}] \end{aligned} \quad (11.16)$$

11.3 Zusatz zur Herleitung des Verhältnisses zwischen der Kernquerschnittsfläche von gekoppelten und diskreten Induktivitäten

Im Hauptteil der Arbeit ist es notwendig, eine Aussage über die für das Magnetfeld im Kern verantwortlichen Ströme $I_{mag,eq}$ und $I_{Lx,DI}$, über deren Maxima und deren Verhältnis zueinander zu erhalten. Die Berechnung wird im Folgenden für den ersten Schenkel hergeleitet, die

Berechnung der anderen $(n - 1)$ Schenkel erfolgt äquivalent.

Für die Kernauslegung sind bei der Anwendung mit gekoppelten Induktivitäten der bei $t = d \cdot T$ auftretende maximale magnetisch wirkende Strom $I_{mag,eq,max}$ und für die Anwendung mit diskreten Induktivitäten der maximal auftretende Strom $I_{Lx,DI,max}$ maßgebend.

In Abb. 11.4 sind die Stromverläufe der Phasen bei $t = d \cdot T$ markiert, zu diesem Zeitpunkt muss $I_{mag,eq}$ berechnet werden.

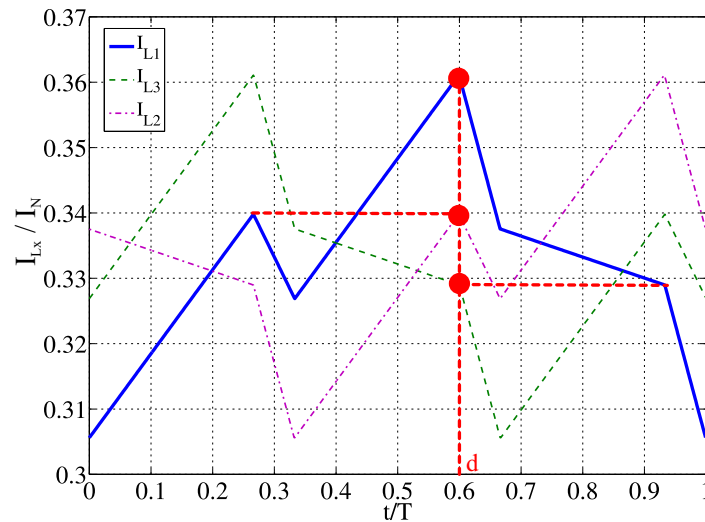


Abb. 11.4: Darstellung der Stromverläufe zur Bestimmung von $I_{mag,eq,max}$ ($n=3$, $L_m=50 \mu\text{H}$, $k=0,4$, $d=0,6$, $i=2$)

Mit Hilfe von (5.52) kann nachvollzogen werden, dass zur Berechnung des Flusses in Schenkel 1 (von Wicklung 1 umschlossen) zum Zeitpunkt $t = d \cdot T$ dem Maximalwert des Stromes die zu diesem Zeitpunkt fließenden anderen Phasenströme mit der Gewichtung von k abgezogen werden müssen.

Diese Ströme in den anderen Phasen lassen sich durch die Phasenverschiebung um Vielfache von $\frac{T}{n}$ auch auf Phase 1 projizieren (vgl. rote waagerechte Linien in Abb. 11.4). Die Amplituden dieser zu subtrahierenden Ströme lassen sich berechnen, indem dem Maximalwert des Stromes die Stromänderungen innerhalb der Segmente zwischen $t = d \cdot T$ und dem zu berechnenden Betriebspunkt abgezogen werden.

Die Stromänderungen innerhalb der Einzelsegmente lassen sich mit der Kenntnis von $L_{eq,1} - L_{eq,4}$ sowie $t_{Leq,1} - t_{Leq,4}$ und den an der Drossel anliegenden Spannungen $U_{L,high}$ für $t < d \cdot T$ und $U_{L,low}$ für $t > d \cdot T$ berechnen. Zwischen den Zeitpunkten $t=0$ und $t=d \cdot T$ befinden sich $(i - 1)$ der insgesamt $(n - 1)$ Stromwerte, die, gewichtet mit k , dem Maximalwert des Stromes abgezogen werden müssen. Zwischen $t = d \cdot T$ und $t = T$ befinden sich $(n - i)$ Punkte. Dadurch muss die Stromsteigung bei der Gesamtberechnung im erstgenannten Fall $x_{t < d}$ mal berücksichtigt werden (vgl. (11.17)), im zweitgenannten Fall $x_{t > d}$ mal (vgl. (11.18)). Zur Vereinfachung wird hier die Gaussche Summenformel angewendet [83].

$$x_{t < d} = 1 + 2 + \dots + (i - 1) = \frac{i^2 - i}{2} \quad (11.17)$$

$$x_{t > d} = 1 + 2 + \dots + (n - i) = \frac{(n - i) \cdot (n - i + 1)}{2} \quad (11.18)$$

Es folgt unter Verwendung von (5.22) für die Berechnung von $I_{mag,eq,max}$ (11.19).

$$\begin{aligned} I_{mag,eq,max} &= \left(\bar{I}_{Lx} + \frac{\Delta I_{Lx,CI}}{2} \right) \cdot [1 - (n - 1) \cdot k] + k \cdot \left[U_{L,high} \cdot x_{t < d} \cdot \left(\frac{t_{Leq,1}}{L_{eq,1}} + \frac{t_{Leq,2}}{L_{eq,2}} \right) \right. \\ &\quad \left. + U_{L,low} \cdot x_{t > d} \cdot \left(\frac{t_{Leq,3}}{L_{eq,3}} + \frac{t_{Leq,4}}{L_{eq,4}} \right) \right] \\ &= \left(\bar{I}_{Lx} + \frac{\Delta I_{Lx,CI}}{2} \right) \cdot [1 - (n - 1) \cdot k] + k \cdot U_1 \cdot \left[\left(\frac{i^2 - i}{2} \right) \cdot \left(\frac{t_{Leq,1}}{L_{eq,1}} + \frac{t_{Leq,2}}{L_{eq,2}} \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{(n - i) \cdot (n - i + 1)}{2} \cdot \frac{d}{1 - d} \cdot \left(\frac{t_{Leq,3}}{L_{eq,3}} + \frac{t_{Leq,4}}{L_{eq,4}} \right) \right] \end{aligned} \quad (11.19)$$

In (11.20) befindet sich die Definition des Stromes $I_{Lx,DI,max}$, der maximal durch die diskreten Induktivitäten fließt. Die Gleichung ergibt sich aus (3.2) und (5.50) und der Annahme, dass dieselbe resultierende Stromschwankungsbreite vorausgesetzt wird.

$$\begin{aligned} I_{Lx,DI,max} &= \bar{I}_{Lx} + \frac{\Delta I_{Lx,DI}}{2} \\ &= \bar{I}_{Lx} + \frac{d \cdot U_1}{2 \cdot L_{DI} \cdot f_T} \\ &= \bar{I}_{Lx} + \frac{d \cdot U_1 \cdot [C_{n1} + C_{n2} \cdot (n - 1)]}{2 \cdot C_{n3} \cdot f_T} \end{aligned} \quad (11.20)$$

Eine Vereinfachung der Berechnung des Verhältnisses $\frac{I_{mag,eq,max}}{I_{Lx,DI,max}}$ nach dem Einsetzen der äquivalenten Induktivitäten und Zeiten in (11.19) ergibt, dass für die Randbedingung der gleichen resultierenden Stromschwankungsbreite unabhängig vom Tastgrad (11.21) gilt.

$$\frac{I_{mag,eq,max}}{I_{Lx,DI,max}} = 1 - k \cdot (n - 1) \quad (11.21)$$

Über diese Erkenntnis lässt sich das Verhältnis der Kernquerschnitte stark vereinfacht zu (5.55) berechnen.

Um den Verlauf des Stromes $I_{mag,eq}(t)$ zu jeder Zeit angeben zu können um ihn mit dem Verlauf von $I_{Lx,DI}(t)$ ins Verhältnis zu setzen, wird neben dem Maximum $I_{mag,eq,max}$ noch der Stromgradient $\frac{dI_{mag,eq}(t)}{dt}$ benötigt. Die Stromänderung ist jeweils für die Einschaltzeit und die Ausschaltzeit des Ventils der entsprechenden Phase konstant (vgl. Abb. 5.22). Zur Herleitung der Stromänderungen ist es deswegen ausreichend, jeweils ein Segment für $t < d \cdot T$ und ein Segment für $t > d \cdot T$ zu betrachten, um daraus die Steigung zu bestimmen.

Es wird festgestellt, dass im ersten Segment im Bereich $t < d \cdot T$ die erste Phase die Steigung

$\frac{U_{L,high}}{L_{eq,1}}$ besitzt. Die Stromänderungen der anderen Phasen müssen gemäß (5.52) mit dem Faktor k von der Stromänderung der ersten Phase subtrahiert werden. Von den anderen $(n-1)$ Phasen besitzen $(i-1)$ die Steigung $\frac{U_{L,high}}{L_{eq,1}}$, $(n-i)$ besitzen die Steigung $\frac{U_{L,low}}{L_{eq,4}}$. Für das erste Segment im Bereich $t > d \cdot T$ weist die erste Phase die Steigung $\frac{U_{L,low}}{L_{eq,3}}$ auf. Es besitzen $(i-1)$ Phasen die Steigung $\frac{U_{L,high}}{L_{eq,2}}$, $(n-i)$ Phasen besitzen die Steigung $\frac{U_{L,low}}{L_{eq,3}}$.

Diese Zusammenhänge können für den dreiphasigen Fall anhand von Abb. 11.4 verifiziert werden. Es folgen nach dem Einsetzen der im Laufe der Arbeit hergeleiteten äquivalenten Induktivitäten die Gleichungen aus (11.22) und (11.23).

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{mag,eq}(t)}{dt} (t < d \cdot T) &= \frac{U_{L,high}}{L_{eq,1}} \cdot [1 - k \cdot (i-1)] + \frac{U_{L,low}}{L_{eq,4}} \cdot [(-k) \cdot (n-i)] \\
 &= U_1 \cdot \left(\frac{[1 - k \cdot (i-1)]}{L_{eq,1}} + \frac{[\frac{d}{1-d} \cdot k \cdot (n-i)]}{L_{eq,4}} \right) \\
 &= U_1 \cdot \frac{C_{n1} + C_{n2} \cdot k \cdot (1-n)}{C_{n3}} \tag{11.22}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{mag,eq}(t)}{dt} (t > d \cdot T) &= \frac{U_{L,low}}{L_{eq,3}} \cdot [1 - k \cdot (n-i)] + \frac{U_{L,high}}{L_{eq,2}} \cdot [(-k) \cdot (i-1)] \\
 &= U_1 \cdot \left(\frac{\frac{-d}{1-d} \cdot [1 - k \cdot (n-i)]}{L_{eq,3}} + \frac{[-k \cdot (i-1)]}{L_{eq,2}} \right) \\
 &= U_1 \cdot \left(\frac{-d}{1-d} \right) \cdot \frac{C_{n1} + C_{n2} \cdot k \cdot (1-n)}{C_{n3}} \tag{11.23}
 \end{aligned}$$

Für den Verlauf von $I_{Lx,DI}(t)$ gelten aus (3.2) und (5.50) die Gleichungen (11.24) und (11.25)

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{Lx,DI}(t)}{dt} (t < d \cdot T) &= \frac{U_{L,high}}{L_{DI}} \\
 &= \frac{U_1 \cdot [C_{n1} + C_{n2} \cdot (n-1)]}{C_{n3}} \tag{11.24}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{Lx,DI}(t)}{dt} (t > d \cdot T) &= \frac{U_{L,low}}{L_{DI}} \\
 &= \frac{U_1 \cdot \frac{-d}{1-d} \cdot [C_{n1} + C_{n2} \cdot (n-1)]}{C_{n3}} \tag{11.25}
 \end{aligned}$$

Setzt man die Ableitungen der Ströme $\frac{dI_{mag,eq}(t)}{dt}$ und $\frac{dI_{Lx,DI}(t)}{dt}$ ins Verhältnis, so ergibt sich nach dem Einsetzen der Konstanten das Verhältnis aus Gleichung (11.26).

$$\begin{aligned} \frac{dI_{mag,eq}(t)}{dt} &= \frac{C_{n1} + C_{n2} \cdot k \cdot (1-n)}{C_{n3}} \\ \frac{dI_{Lx,DI}(t)}{dt} &= \frac{C_{n1} + C_{n2} \cdot (n-1)}{C_{n3}} \\ &= 1 - k \cdot (n-1) \end{aligned} \quad (11.26)$$

Da sowohl die Maximalwerte der beiden Stromverläufe gemäß (11.21) als auch die Steigung zu jeder Zeit gemäß (11.26) demselben Verhältnis unterliegen, gilt dann für die Stromverläufe zu jeder Zeit (11.27).

$$\frac{I_{mag,eq}(t)}{I_{Lx,DI}(t)} = 1 - k \cdot (n-1) \quad (11.27)$$

11.4 Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen

P_1 [kW]	η_{DCDC} ($U_2 = 30V$; HSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 36V$; HSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 30V$; TSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 36V$; TSS-Betrieb)
0,5	96,7	97,1	98,20	97,85
1	96,8	97,25	98,5	98,10
1,5	98,85	98,95	98,75	98,8
2	98,71	98,8	98,60	98,65
2,5	98,52	98,65	98,45	98,52
3	98,35	98,5	98,2	98,35
3,5	98,18	98,34	98,00	98,18
4	97,95	98,18	97,8	98,00
4,5	96,73	98	-	-
5	97,5	97,85	-	-

Tab. 11.1: Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen beim Einsatz von gekoppelten Induktivitäten (HSS-Betrieb, $U_1 = 25V$, synchrones Gleichrichten für $P_1 \geq 1,5kW$)

$P_1 [kW]$	η_{DCDC} ($U_2 = 30V$; HSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 36V$; HSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 30V$; TSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 36V$; TSS-Betrieb)
0,5	96,7	97,1	98,25	97,85
1	96,8	97,25	98,48	98,10
1,5	98,85	98,95	98,40	98,03
2	98,71	98,8	98,30	97,92
2,5	98,52	98,65	98,15	97,80
3	98,35	98,5	98,00	97,65
3,5	98,18	98,34	97,75	97,5
4	97,95	98,18	97,57	97,35
4,5	96,73	98	-	-
5	97,5	97,85	-	-

Tab. 11.2: Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen beim Einsatz von gekoppelten Induktivitäten (HSS-Betrieb, $U_1=25V$ ohne synchrones Gleichrichten)

$P_1 [kW]$	η_{DCDC} ($U_2 = 30V$; HSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 36V$; HSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 30V$; TSS-Betrieb)	η_{DCDC} ($U_2 = 36V$; TSS-Betrieb)
0,5	96,00	95,50	-	-
1	96,2	95,50	98,10	96,90
1,5	98,50	96,80	98,60	96,60
2	98,50	97,40	98,50	97,30
2,5	98,35	97,50	98,40	97,30
3	98,20	97,40	98,20	97,40
3,5	97,90	97,20	98,00	97,40
4	97,70	96,80	-	-
4,5	97,20	96,30	-	-
5	-	-	-	-

Tab. 11.3: Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen beim Einsatz von diskreten Induktivitäten (HSS-Betrieb, $U_1=25V$, synchrones Gleichrichten für $P_1 \geq 1,5kW$)

11.5 Verwendete Lastzyklen zur Reproduzierbarkeits-Messung für die Ladezustandsbestimmung

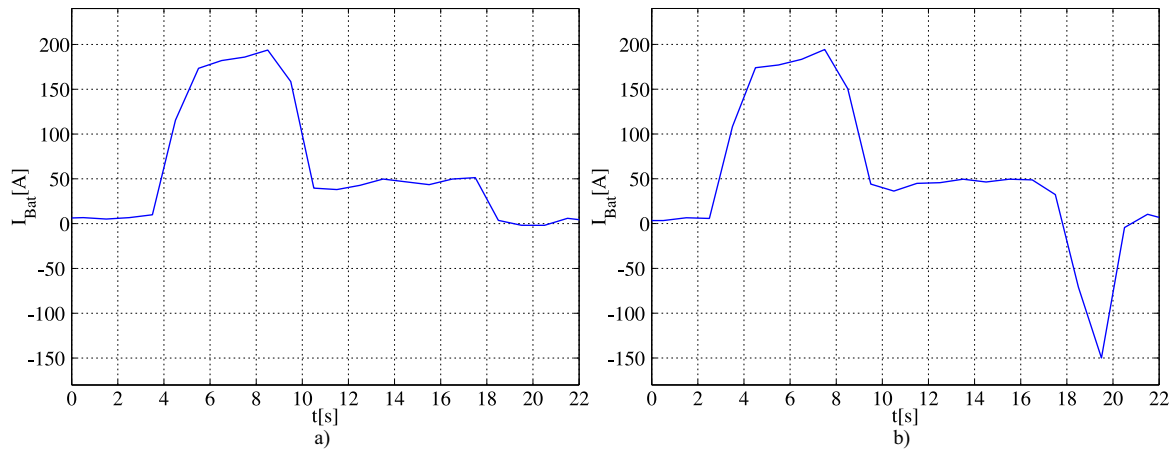


Abb. 11.5: Lastprofile zur Feststellung der Reproduzierbarkeit der Ladezustandsmessungen a) motorischer Lastzyklus, b) Lastzyklus mit Rekuperation

Belastung	Messung 1 [Ah]	Messung 2 [Ah]	Messung 3 [Ah]	Messung 4 [Ah]
Konstante Belastung mit 75 A (DC)	294,43	291,49	292,46	294,79
Lastzyklus (motorisch)	252,96*	252,97*	252,27	251,65
Lastzyklus (mit Rekuperation)	213,50	213,73	208,15	212,92

Tab. 11.4: Ergebnisse der Referenzmessungen zur Ladezustandsbestimmung der Bleisäurebatterie, *Messung über 75 % der Belastungsdauer, Wert umgerechnet auf 100 % Belastungsdauer; 100 % Belastungsdauer = 4h

11.6 Messergebnisse zur Ladezustandsbestimmung

Die Messergebnisse befinden sich in Tab. 11.5. Messungen 1 und 2 sind wie Messungen 3 und 4 jeweils innerhalb einer Woche an aufeinander folgenden Tagen durchgeführt worden.

Messung	Nach Belastung ohne BSS		Nach Belastung mit BSS	
	Ladung [Ah]	Energie [kWh]	Ladung [Ah]	Energie [kWh]
1	250,59	-	236,21	-
2	247,55	-	234,75	-
3	246,45	6,83	232,51	6,47
4	245,06	6,79	232,62	6,47

Tab. 11.5: Messung der nach der Belastung beim Laden der Batterie hinzugefügten Energie und Ladung

11.7 Fotos der Laboraufbauten

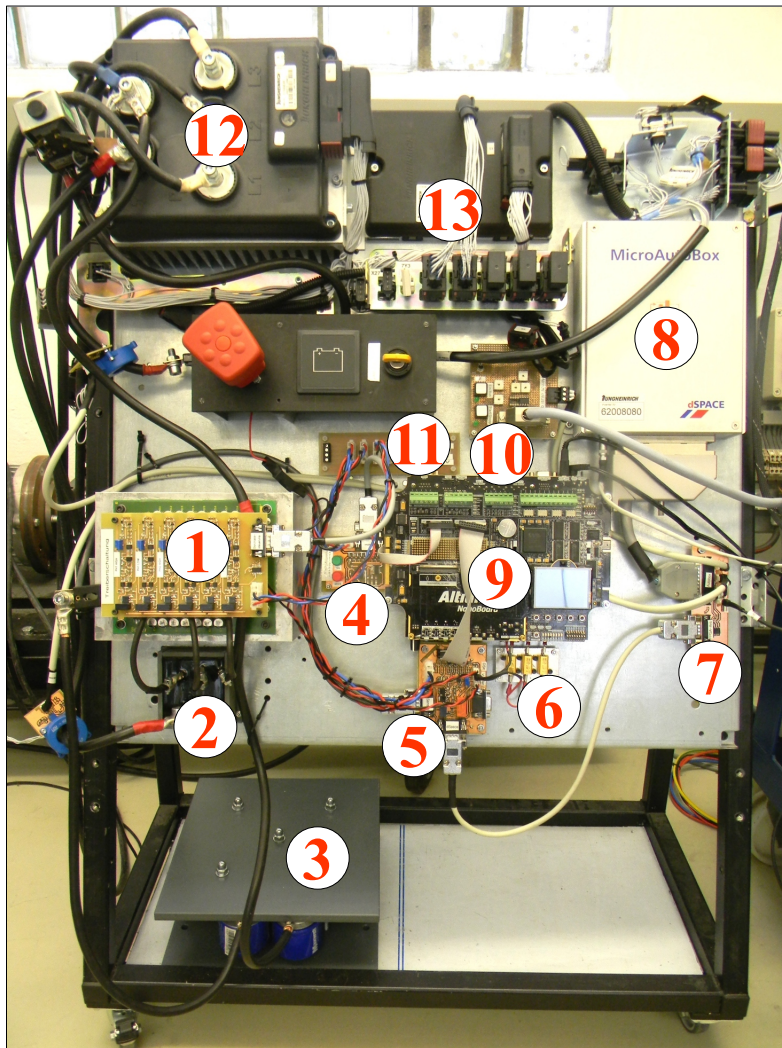


Abb. 11.6: Laboraufbau des Batterie-Stützungssystems (1: Leistungsteil und Treiber, 2: Gekoppelte Dreiphasen-Induktivität, 3: DSK-Modul, 4: Ansteuerschaltung, 5: Schnittstellenplatine, 6: Vorladewiderstände, 7: Anbindungsplatine, 8: Microautobox, 9: FPGA Nano-board, 10: Anbindungsplatine zur Steuerung der Lastmaschine, 11: Stromverteilerplatine, 12: Antriebsumrichter, 13: Sonstige zur Funktionsweise der Industriesteuerung benötigte Peripherie aus dem Fahrzeug)

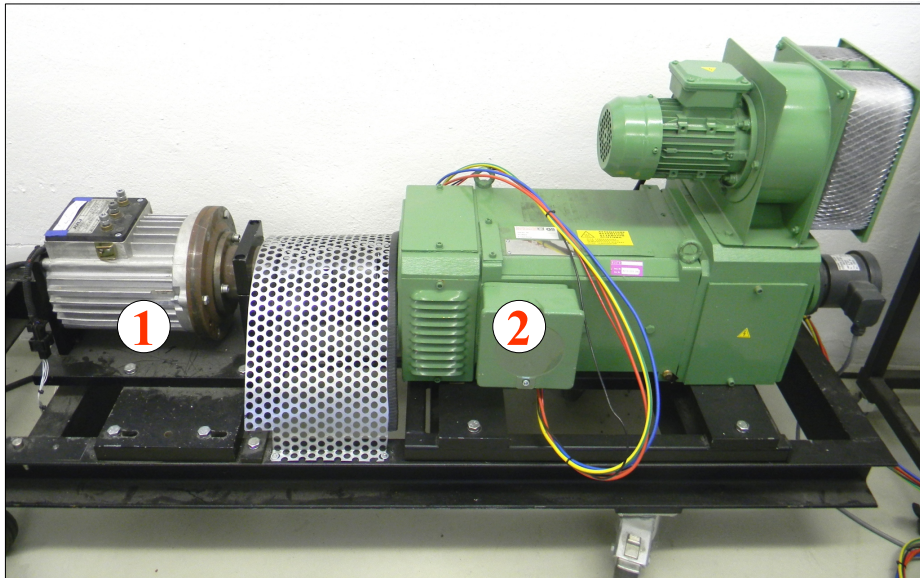


Abb. 11.7: Laboraufbau der Maschinen (1: Asynchronmaschine als Fahrzeugantrieb, 2: Gleichstrommaschine als Last)

12 Liste eigener Veröffentlichungen

Schröder, J. C., Wittig, B., Fuchs, F.W.: "High Efficient Battery Backup System for Lift Trucks Using Interleaved-Converter and Increased EDLC Voltage Range", IECON 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 07-10 November, Phoenix, AZ, USA

Jens C. Schröder, Friedrich W. Fuchs: "Design of a Powermanagement for a Battery Buffer System in an Electric Lift Truck by Means of Fuzzy Control and Genetic Algorithm", EPE ECCE, Aug 30th - Sept 1th, 2011, Birmingham, UK

Jens C. Schroeder, Marinus Petersen, Friedrich W. Fuchs: "Current Sharing in Multiphase Interleaved Converters by Means of One Current Sensor", PCIM 2012, Nürnberg

Jens C. Schroeder, Marinus Petersen, Friedrich W. Fuchs: „One-Sensor Current Sharing in Multiphase Interleaved DC/DC Converters with Coupled Inductors“, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia

Jens C. Schroeder, Friedrich W. Fuchs: "Detailed Characterization of Coupled Inductors in Interleaved Converters Regarding the Demand for Additional Filtering", ECCE 2012, Raleigh, USA

Tim Endres, Jens C. Schroeder, Friedrich W. Fuchs: "Reduction of Switching Losses in Bidirectional DC/DC Converters for Automotive Use", EPE ECCE, Sept 3th - Sept 5th, 2013, Lille, France

Friedrich W. Fuchs, Björn Wittig, Jens C. Schroeder: „State of the art of power loss determination in power converters“, EPE ECCE, Sept 3th - Sept 5th, 2013, Lille, France

Kurzlebenslauf

Name: Jens Christian Schröder

Geburtsdatum: 16.07.1983

Geburtsort: Kiel

Staatsangehörigkeit: Deutsch

Familienstand: ledig

Schulausbildung: Abitur, Max Planck Gymnasium, Kiel, 2003

Studium: 10/2004-12/2009
Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der
Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität
zu Kiel

Berufstätigkeit: 02/2010-03/2013
Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungs-
elektronik und Elektrische Antriebe der Christian-
Albrechts-Universität zu Kiel

seit 05/2013
Entwicklungsingenieur bei Jungheinrich AG, Norderstedt