

Untersuchung des modularen Direktumrichters “Hexverter”

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur
(abgekürzt: Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing.
Lennart Baruschka

geboren am 03. März 1984
in Hannover

1. Referent
2. Referent

Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt

Tag der Promotion (Datum der mündlichen Doktorprüfung)

22.07.2013

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover. In dieser Zeit wurde ich von vielen Personen auf unterschiedliche Art und Weise unterstützt, wofür ich an dieser Stelle herzlich danken möchte.

Ganz besonders gilt dies für Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens, der die Erfindung und Entwicklung des hier vorgestellten Umrichtersystems erst ermöglicht hat. Dazu beigetragen haben sowohl genügend Freiräume bei der Bearbeitung eines interessanten Forschungsprojekts als auch der vielfach geleistete gute Rat und die vielen Ideen von seiner Seite. Danke für die zahlreichen fachlichen Diskussionen und die stets ermunternden Worte zur Untersuchung des Hexverters sowie später auch zur Gründung der Protolar GmbH.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt von der Universität der Bundeswehr in München bedanke ich mich für sein Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats. Für die gute Zusammenarbeit am IAL danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick ebenso wie für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Einen großen Teil zum Gelingen der Arbeit hat die freundschaftliche Atmosphäre am IAL beigetragen, die mich neben interessanten Forschungsaufgaben den Weg zum IAL an vielen Morgenden gern hat einschlagen lassen. Ich danke allen Mitarbeitern sehr herzlich für die gegenseitige Unterstützung, die mir immer wieder zuteil wurde, besonders gilt dies für meinen Bürokollegen Timur Werner. Hervorheben möchte ich auch Arvid Merkert, den ich immer wieder mit zahllosen Fragen behelligen durfte, sowie Michael Wöhrmann, der mir an so manchem Abend beim Aufbau der Module half. Für die oft spontane Unterstützung beim Aufbau des Versuchsstands danke ich Udo Grendler, Clemens Lariviere und Carsten Selke.

Mein größter Dank jedoch gilt meinen Eltern, die mich immer und bei Allem unterstützt haben, sowie meiner Freundin Friederike Bruch, für ihr Verständnis für den Zeitaufwand, den diese Arbeit erfordert hat.

Im Februar 2013

Lennart Baruschka

Inhaltsverzeichnis

Definitionen und Formelzeichen	V
Kurzfassung	X
Abstract	XI
1 Einleitung	1
2 Modulare Umrichtertopologien	6
2.1 Modulare Multilevel-Umrichterzweige	6
2.1.1 Modultypen	7
2.1.2 Eigenschaften der Umrichterzweige	9
2.1.3 Modulationsverfahren und Balancing innerhalb eines Zweigs	12
2.2 M ² LC in back-to-back Konfiguration	15
2.2.1 Ströme und Spannungen in den Zweigen	16
2.2.2 Energieschwankung in den Zweigen	17
2.3 Modularer Multilevel-(Voll-)Matrix-Umrichter	18
3 Die Hexverter-Topologie	20
3.1 Grundlegende Analyse des Netzwerks	21
3.2 Zustandsraummodell	22
4 Energiebalance – Auswirkungen der Zweigleistungen	26
4.1 Im Betrieb auftretende Zweigleistungen	26
4.2 Gleichanteile der Zweigleistung	29
4.2.1 Unterschiedliche Frequenzen in den Systemen	30
4.2.2 Identische Frequenzen in den Systemen	31
4.2.3 Unterschiedliche Rotationsrichtungen bei identischen Frequenzen in den Systemen	33
4.2.4 Gleichgrößen in einem System	34
4.3 Zusätzliche Freiheitsgrade für die Zweigenergieregulung	34
4.3.1 Freiheitsgrade bei unterschiedlichen Frequenzen	35
4.3.2 Freiheitsgrade bei identischen Frequenzen	40
4.3.3 Freiheitsgrade bei unterschiedlichen Rotationsrichtungen und gleichen Frequenzen in beiden Systemen	48
4.3.4 Freiheitsgrade bei Nullfrequenz in einem System	50
4.4 Zusammenfassung	53
5 Dimensionierung des Hexverters im Vergleich mit dem M²LC und dem MMMC	55
5.1 Definition der Randbedingungen: Das Anwendungsbeispiel	56
5.2 Vergleichsparameter	57
5.2.1 Schaltleistung	57
5.2.2 Modulanzahl	61
5.2.3 Energiespeicher bzw. Energieschwankungsbreite	62

5.2.4	Dimensionierung der Modulkondensatoren	66
5.2.5	Wirkungsgrad	67
5.3	Ergebnisse der numerischen Berechnung von Verlusten und Energieschwankungen . . .	71
5.4	Thermische Betrachtung	75
5.5	Zusammenfassung	80
6	Optimierung der Regelungsverfahren	82
6.1	Einfluss der Zweiginduktivitäten	82
6.1.1	Magnetische Kopplung der Zweiginduktivitäten	83
6.1.2	Kompensation der Zweigimpedanzen durch das Regelungssystem	84
6.1.3	Kompensation in der Simulation und im Versuchsaufbau	84
6.2	Bezugssysteme	85
6.2.1	Eingangsspannung der PLL	86
6.2.2	Ermittlung der Strom-Sollwerte	87
6.3	PLL	91
6.4	Stromregler	93
6.5	Anpassung des Modulationsverfahrens zum Einsatz beim Hexverter	96
6.6	Zusammenfassung	99
7	Simulationen in Matlab/Simulink	100
7.1	Gleichungsbasiertes Umrichtermodell	100
7.2	Modellverifikation durch ein Plecs-Modell	103
7.2.1	Aufbau des Plecs-Modells	103
7.2.2	Simulationsergebnisse zur Verifikation	105
7.3	Implementierung der Regelung	107
7.4	Simulationsparameter	110
7.5	Simulationsergebnisse	111
7.5.1	Zeitverläufe	112
7.5.2	Verifikation der Balanceregung	118
7.5.3	Betrieb bei unsymmetrischem Netz	121
7.5.4	Verifikation der Energieschwankungsbreite	122
7.6	Zusammenfassung	123
8	Experimentelle Verifikation des Hexverter-Konzepts	124
8.1	Anforderungen	124
8.2	Aufbau des Leistungsteils	126
8.3	Überblick über das Regelungssystem	129
8.4	Zeitliche Aufteilung eines Regelzyklus	131
8.5	Steuerungsrechner	131
8.5.1	Hardware	131
8.5.2	Software	132
8.6	Messaufbau	134
8.7	Hochlaufkonzept	135
8.8	Schaltermodell für die Mosfets im Laboraufbau	135
8.9	Berücksichtigung der Kondensatorverluste	141
8.10	Messungen am Umrichtersystem	142
8.10.1	Zeitverläufe	142
8.10.2	Variation der Blindleistung	145
8.10.3	Variation der Wirkleistung	148
8.11	Zusammenfassung	150

9 Zusammenfassung und Ausblick	151
Literaturverzeichnis	154
A Überschlägige Bewertung der Topologien	159
B Erwartete Energieschwankungen	161

Definitionen und Formelzeichen

Konventionen

Beispiel	Bedeutung
a	zeitabhängige Größe
a / A	Konstante
A	Effektivwert
\hat{a}	Spitzenwert / Amplitude
\bar{a}	Mittelwert
\tilde{a}	Messwert
a^*	Bei Regelungen: Sollwert, sonst: vorläufiges Ergebnis
a'	Schätzwert
\mathbf{a}	Vektor

Bezeichnungen unterschiedlicher Umrichtersysteme und Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
MMZ	Modularer Multilevel Zweig
M ² LC	Modularer Multilevel Converter
MMMC	Modularer Multilevel Matrix Converter
CHB	Kaskadierter H-Brücken Umrichter
WEA	Windenergieanlage

Konstanten

Zeichen	Wert
π	3,14159
j	$\sqrt{-1}$

Allgemeine Bezeichnungen – lateinische Buchstaben

Zeichen	Bedeutung	Einheit
a	Parameter	(verschieden)
C	Kapazität	F
e	Energie	J
f	Frequenz	Hz

i	Elektrischer Strom	A
L	Induktivität	H
n	Anzahl	-
P	Wirkleistung	W
Q	Blindleistung	VA
R	Elektrischer Widerstand	Ω
S	Scheinleistung	VA
t	Zeit	s
T	Dauer	s
u	Spannung	V

Allgemeine Bezeichnungen – griechische Buchstaben

Zeichen	Bedeutung	Einheit
α	Aussteuergrad / Tastgrad	-
η	Wirkungsgrad	-
μ	Ausgangsspannungs-Eingangsspannungsverhältnis $\hat{u}_{s2}/\hat{u}_{s1}$	-
ξ	Verhältnis zwischen Sternpunktspannung und Kreisstrom u_{st}/i_{cir}	$\frac{V}{A}$
τ	Zeitkonstante	s
φ	Lastwinkel	rad
ψ	Winkel zwischen zwei Drehstromsystemen (spannungsbezogen)	rad
ω	Kreisfrequenz	$\frac{1}{s}$

Konstante Indizes

Index	Bedeutung
D	Diode
T	Transistor (z.B. IGBT oder MOSFET)
eff	Effektivwert
diff	harmonische Größe, deren Frequenz mit keiner Systemfrequenz zusammenhängt
f	In Durchlassrichtung, z.B. bei Durchlassspannung einer Diode
inv	Auf den gesamten Umrichter bezogen
max	Maximalwert
min	Minimalwert
mod	Zu einem Modul gehörig
s	Zu einem Drehstromsystem gehörig
s1	Zum Drehstromsystem 1 gehörig
s2	Zum Drehstromsystem 2 gehörig
kr	Bei Strom: Kreisstrom: Strom, der nicht in den Drehstromsystemen fließt
st	Bei Spannung: Sternpunkt(-differenz-)spannung: Spannung zwischen den Sternpunkten zweier Drehstromsysteme
trans	Bei Leistung: Transferleistung durch Kreisstrom und Sternpunktspannung
ZK	Zwischenkreis
ZKM	Modulzwischenkreis
Δ	Änderung bzw. Differenz
z	Zweiggröße

Variable Indizes

Index	Bedeutung
j	Phasennummer in einem Drehstromsystems (1 bis 3)
m	Modulnummer
b	Zweignummer
k	Nummer des Drehstromsystems (1 oder 2)

Spezielle mathematische Symbole

Beispiel	Bedeutung
$\lceil y \rceil$	y aufgerundet zur nächsten ganzen Zahl
$\lfloor y \rfloor$	y abgerundet zur nächsten ganzen Zahl
$\text{atan2}(x, y)$	Arcustangens in vier Quadranten: $\begin{cases} \arctan\left(\frac{x}{y}\right) & \text{für } y > 0 \\ \arctan\left(\frac{x}{y}\right) + \pi & \text{für } y < 0 \end{cases}$

Definition – Spannungen, Ströme und Leistungen in den Drehstromsystemen

Soweit nicht anders angegeben, verfügen beide Drehstromsysteme in allen drei Phasen $j = 1 \dots 3$ über die gleichen, um 120° verschobenen, sinusförmigen Spannungen $u_{s1,j}$ bzw. $u_{s2,j}$ der Amplituden \hat{u}_{s1} bzw. \hat{u}_{s2} . Die Frequenz des ersten Systems ist f_{s1} , die des zweiten Systems f_{s2} . Der Winkel ψ gibt die zeitliche Anfangsverschiebung zwischen den beiden Systemen an:

$$u_{s1,j} = \hat{u}_{s1} \cos\left(2\pi f_{s1} t - \frac{2(j-1)\pi}{3}\right) \quad (0.1)$$

$$u_{s2,j} = \hat{u}_{s2} \cos\left(2\pi f_{s2} t + \psi - \frac{2(j-1)\pi}{3}\right) \quad (0.2)$$

Mit den Phasenverschiebungen φ_{s1} und φ_{s2} zwischen Strom und Spannung folgt für die ebenfalls symmetrischen Ströme mit den Amplituden \hat{i}_{s1} bzw. \hat{i}_{s2} :

$$i_{s1,j} = \hat{i}_{s1} \cos\left(2\pi f_{s1} t - \varphi_{s1} - \frac{2(j-1)\pi}{3}\right) \quad (0.3)$$

$$i_{s2,j} = \hat{i}_{s2} \cos\left(2\pi f_{s1} t - \varphi_{s2} + \psi - \frac{2(j-1)\pi}{3}\right) \quad (0.4)$$

Die Leistungen seien definiert als

$$P_{s1} = \frac{3}{2} \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s1} \cos(\varphi_{s1}) \quad (0.5)$$

$$P_{s2} = \frac{3}{2} \hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \cos(\varphi_{s2}) \quad (0.6)$$

$$Q_{s1} = \frac{3}{2} \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s1} \sin(\varphi_{s1}) \quad (0.7)$$

$$Q_{s2} = \frac{3}{2} \hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \sin(\varphi_{s2}) \quad (0.8)$$

Dies hat zur Folge, dass für $f_{sk} > 0$ induktive Blindleistung an das dreiphasige System abgegeben wird, wenn $Q_{sk} > 0$ ist. Für $f_{sk} < 0$ eilt bei gleichbleibendem φ_{sk} der Strom jedoch voraus, folglich erfolgt hier eine induktive Blindleistungsabgabe bei $Q_{sk} < 0$.



Kurzfassung

Bei großen Leistungen und insbesondere bei hohen Spannungen stoßen konventionelle Umrichtersysteme aufgrund von Beschränkungen der Leistungshalbleiter an ihre Grenzen. Hier sind neue Konzepte erforderlich, um hohe Wirkungsgrade bei möglichst sinusförmigen Ausgangsgrößen realisieren zu können.

Eine Lösungsmöglichkeit stellt die Nutzung modularer Multilevel-Umrichtersysteme dar. Während der letzten Jahre hat sich vor allem die M²LC Topologie in der Hochspannungsgleichstromübertragung etabliert, bei Mittelspannungsantrieben stellen die von der damaligen Firma Robicon auf den Markt gebrachten kaskadierten Umrichter (Cascaded H-Bridge Converter, CHB) mit Transformator-Speisung schon seit ca. fünfzehn Jahren eine Alternative zu herkömmlichen Systemen dar.

Beide Verfahren weisen jedoch Nachteile auf: Die CHB-Topologie benötigt sperrige Transformatoren, während die M²LC-Topologie in back-to-back Anordnung eine sehr große Modulanzahl erfordert. An dieser Stelle kommt die im Rahmen dieser Arbeit untersuchte Hexverter-Topologie ins Spiel, die erheblich weniger Module verwendet und ohne Transformator auskommt.

Analytische und numerische Untersuchungen führen zu Aussagen bezüglich der Anforderungen des Hexverters an die verwendeten Halbleiter. Ebenso wird der Bedarf an kapazitiven Energiespeichern in den einzelnen Modulen bei verschiedenen Betriebspunkten quantifiziert.

Bei allen bekannten modularen Multilevel-Topologien stellt die Regelbarkeit der Energieinhalte in den einzelnen Modulen eine wesentliche Herausforderung dar. Die Entwicklung von Strategien zur Regelung der Energieinhalte zeigt Grenzen für die Betriebsparameter des Hexverters auf: Sinnvoll ist seine Anwendung insbesondere für Systeme stark unterschiedlicher Frequenz wie beispielsweise zur Netzanbindung langsam drehender Windgeneratoren an das Mittelspannungsnetz.

Anhand der Anforderungen eines solchen Windgenerator-Umrichtersystems wird der Hexverter mit je einem System basierend auf der M²LC-Topologie sowie mit einem modularen Matrix-Umrichter (MMMC) verglichen. Kriterien sind der Halbleiter- und Energiespeicherbedarf sowie der erwartete Wirkungsgrad.

Untersuchungen in Simulationen sowie anhand eines Versuchsaufbaus belegen die theoretisch hergeleiteten Ergebnisse sowie die praktische Anwendbarkeit des neuen Konzepts.

Schlagworte:

Direktumrichter, dreiphasiger Umrichter, modularer Multilevel-Umrichter, Hexverter, modularer Multilevel-Matrix-Umrichter

Abstract

Conventional converter systems are limited regarding their power and voltage ratings by the semiconductors employed. New concepts are necessary in order to realize high efficiency and sinusoidal input/output waveforms.

One possible solution are modular multilevel converters. Especially the M²LC topology has been established for High Voltage DC transmission, while transformer-fed Cascaded H-Bridge (CHB) converters have been an alternative to conventional medium voltage drive systems since about fifteen years ago.

However, both topologies pose disadvantages: CHB converters require complex and bulky transformers, while M²LC converters need a large number of modules. Both disadvantages can be overcome by the new Hexverter topology examined in the present thesis. This topology requires considerably less modules and no transformer.

Conclusions regarding the Hexverter's semiconductor requirements and capacitive energy storage requirements in the single modules are attained analytically and numerically for different operating points.

Controlling the single modules' energy content is one of the key challenges with all modular converter topologies. The development of adequate control strategies leads to constraints for reasonable converter operating points: The Hexverter is especially well suited for applications with strongly differing frequencies between both systems like the coupling of slowly revolving wind generators to the medium voltage grid.

Using the parameters of a hypothetical wind turbine, the Hexverter is compared to the M²LC topology and to the Modular Multilevel Matrix Converter (MMMC) topology. Criteria are the semiconductor and energy storage requirements as well as the expected efficiency.

Simulations and measurements from a laboratory system give proof of the theoretic results as well as the practical applicability of the new concept.

Key words:

Cyclo converter, three phase converter, modular multilevel converter, Hexverter, modular multilevel matrix converter

1 Einleitung

Die Energieversorgung in Deutschland und Europa steht zum Beginn des 21. Jahrhunderts vor einer Wende. Grund hierfür sind die zunehmend sichtbar werdenden Auswirkungen der konventionellen Strom- und Wärmeerzeugung aus fossilen Brennstoffen, die sich über den CO₂-Ausstoß im globalen Temperaturanstieg mit einhergehenden Extremwetter-Einbrüchen widerspiegeln. Besonders einschneidend in der öffentlichen Wahrnehmung sind jedoch auch die Risiken der Atomkraft, die sich 2012 beispielsweise deutlich in der Reaktorkatastrophe von Fukushima gezeigt haben.

Aus diesen Gründen strebt die deutsche Bundesregierung einen Wechsel zu einer Energieversorgung an, die auf erneuerbaren Quellen beruht. Als Energieträger bieten sich insbesondere die Wind- und Solarenergie an. Der Wechsel manifestiert sich beispielsweise im Gesetz für den Vorrang erneuerbarer Energien, kurz EEG. Hier werden Ziele für den Anteil aus der Umwelt gewonnener Energie an der Gesamtheit der gewonnenen elektrischen Energie festgeschrieben. Die Ziele sehen beispielsweise für das Jahr 2020 einen Anteil von min. 35 % vor; bis 2050 soll der Anteil auf 80 % steigen [1].

Im Hinblick darauf ist es sinnvoll, bestehende Konzepte für Kraftwerke wie Windenergie- und Solaranlagen weiter zu entwickeln. Ein Aspekt ist dabei die Verbesserung des Frequenzumrichters, der den Generator mit dem Stromversorgungsnetz verbindet oder die Herstellung von Hochspannungsgleichstrom-Übertragungstrecken ermöglicht. Aufgrund der stetigen Leistungssteigerung der erneuerbaren Energiequellen ist insbesondere bei Systemen hoher Leistung und hoher Spannung mit einem Anstieg der Nachfrage zu rechnen.

Grundsätzlich besteht bei solchen Umrichtern das Problem, dass die bei kleinen Leistungen übliche Zweipunkt-Topologie (Abb. 1.1) an ihre Grenzen stößt: Die Schaltleistung einzelner Halbleiter, d.h. das Produkt aus schaltbarem Strom und schaltbarer Spannung, genügt nicht mehr, um die geforderte Ausgangsleistung bzw. die geforderte Spannung bereitstellen zu können. Dies zeigt folgendes Rechenbeispiel: Die abschaltbaren Halbleiter mit der größten Schaltleistung sind derzeit (Januar 2013) sogenannte Insulated Gate-Commutated Thyristors, kurz IGCTs, des Typs 5SHY 55L4500 [2] von ABB. Mit ihnen lassen sich bei einer Schaltfrequenz von 300 Hz¹ Zweipunkt-Wechselrichter mit einer Zwischenkreisspannung von 2800 V und einem effektiven Ausgangsstrom von 1485 A aufbauen. Die maximale Ausgangsspannung entspricht bei Raumzeigermodulation oder einem ähnlichen Verfahren ca. 2 kV (effektiver Leiter-Leiter Wert), zusammen mit dem Strom ergibt dies eine Leistung von gut 5 MW.

Eine Reihenschaltung mehrerer Halbleiter, wie sie etwa von der Firma ABB angewandt wird [3], stellt eine Maßnahme dar, die Grenzen zu umgehen: Durch sie erhöht sich die Spannungsfestigkeit der Topologie und somit bei unveränderter Stromtragfähigkeit der schaltenden Elemente auch die Leistung. Die Nachteile liegen jedoch auf der Hand: Die Ansteuerung der einzelnen Bauteile muss genau aufeinander abgestimmt sein und wird dadurch teurer. Zusätzlich steigen durch die Vergrößerung des Ausgangsspannungshubs beim Schalten auch die Sprünge der Common-Mode-Spannung, was sich beispielsweise

¹Weitere Parameter: Gehäusetemperatur kleiner 80 °C, Umgebungstemperatur kleiner 50 °C

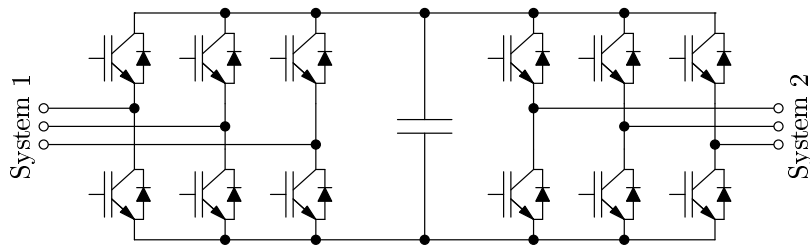


Abbildung 1.1: Zweipunkt-Umrichtersystem, hier beispielhaft mit IGBTs ausgestattet

negativ auf Lagerströme in angeschlossenen Elektromaschinen auswirkt. Ebenfalls problematisch, insbesondere bei langen Leitungen zwischen Elektromaschine und Wechselrichter, ist die Dimensionierung der Isolation, da aufgrund von Reflexionen der Spannungssprünge erhebliche Überhöhungen der Spannung zu erwarten sind.

Eine gute Alternative stellt daher die Verwendung anderer Topologien dar, die nicht nur zwei Ausgangsspannungsniveaus erzeugen, sondern die erwünschte sinusförmige Ausgangsspannung feiner diskretisieren können. Solche Multilevel-Topologien erlauben es, durch ein zeitlich versetztes Schalten der einzelnen Halbleiter nicht nur den Ausgangs-Spannungshub je Schaltvorgang klein zu halten, sondern auch die effektive Schaltfrequenz² des Wechselrichters zu erhöhen. Hieraus resultieren wesentliche Einsparungen insbesondere bei Netzwechselrichtern, die mit einem erheblich kleineren Frequenzfilter ausstattbar sind.

Zum Einsatz kommen derzeit hauptsächlich Dreipunkt-Topologien wie der Neutral Point Clamped (NPC) Wechselrichter (Abb. 1.2) oder seltener der Flying Capacitor (FC) Wechselrichter (ohne Abbildung). Mit den gleichen Schaltern wie der Zweipunktumrichter aus obigem Beispiel ausgerüstet, kommt der NPC auf die doppelte maximale Leistung sowie auf die doppelte maximale Ausgangsspannung.

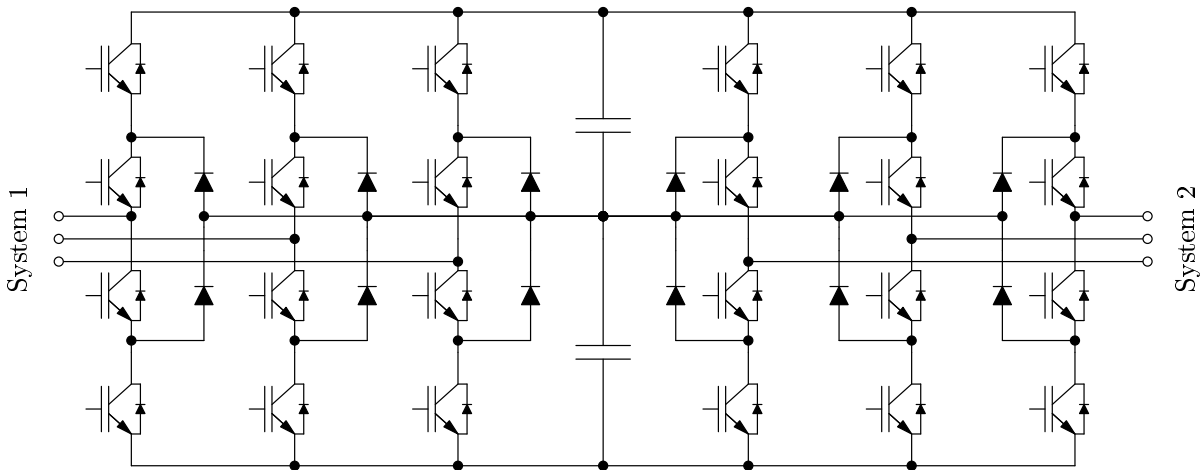


Abbildung 1.2: Dreipunkt-Umrichtersystem in NPC-Topologie

Sind noch größere Leistungen oder Spannungen erforderlich, ist es theoretisch möglich, die genannten Wechselrichtertopologien auf fünf oder mehr Ausgangsspannungsniveaus zu erweitern [4]. Dies führt jedoch im Fall des NPC-Wechselrichters zu zunehmenden Problemen bezüglich eines niederinduktiven

²Die "effektive Schaltfrequenz" bezeichnet hier die Frequenz, mit der Sprünge zwischen benachbarten Spannungsleveln am Ausgang des Umrichters auftreten.

Aufbaus sowie bezüglich der Regelungsalgorithmen, beim FC-Wechselrichter werden die namensgebenden Kondensatoren unerfreulich groß.

Abhilfe schafft in diesem Fall die Verwendung modularer Topologien. Diese finden seit 1995, als der kaskadierte H-Brücken Wechselrichter (CHB) mit Transformator-Speisung (Abb. 1.3) vorgestellt wurde [5], im Bereich hoher Leistungen zunehmende Verbreitung. Alle modularen Topologien zeichnen sich dadurch aus, dass sie auf Reihenschaltungen identisch oder weitgehend identisch aufgebauter Wechselrichtermodule basieren, was eine kosteneffiziente Serienfertigung begünstigt. Durch die Austauschbarkeit der Module untereinander und die Funktionsfähigkeit des Gesamtsystems auch mit reduzierter Modulanzahl lässt sich auf einfache Art und Weise eine Redundanz erzielen. Zudem ermöglicht das zeitversetzte Schalten der Module eine Multilevel-Ausgangsspannung mit einer Vielzahl von Spannungsniveaus und sehr geringem Oberschwingungsgehalt.

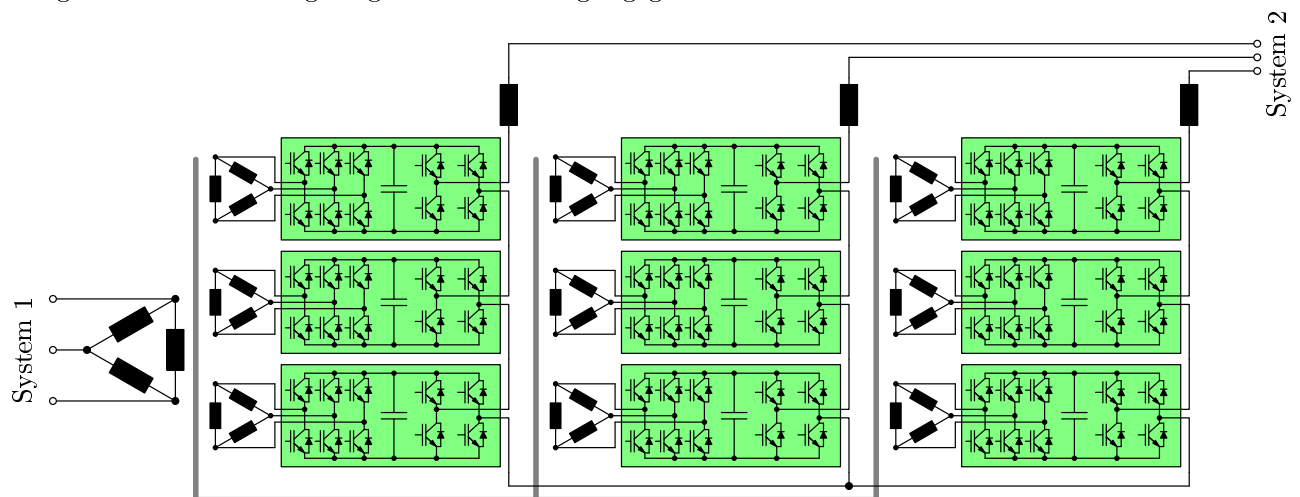


Abbildung 1.3: Kaskadierter H-Brücken Wechselrichter mit Transformator-Speisung. Zur Vergleichbarkeit mit den übrigen rückspeisefähigen Topologien mit transformatorseitiger B6C-Brücke dargestellt. Unterschiedliche Phasenverschiebungen der Sekundärwicklungen sind nicht dargestellt.

In der Literatur sind drei grundlegende Topologien zu finden, die sich zum Aufbau eines bidirektionalen Antriebs- bzw. Generatorwechselrichters eignen. Dies sind der bereits erwähnte kaskadierte H-Brücken Umrichter mit Transformator-Speisung der einzelnen Module³ (CHB, Abb. 1.3), der modulare Multilevel-Wechselrichter (M²LC) in back-to-back Anordnung (Abb. 1.4a) und der modulare Multilevel-Matrix-Umrichter (MMMC, Abb. 1.4b). Als vierte Möglichkeit ist der kaskadierte H-Brücken Umrichter mit Hochfrequenz-Transformatorverbindung zwischen den einzelnen Modulen zu nennen. Dieser besteht aus zwei CHB Umrichtern, deren Module über mehrere Transformatoren miteinander gekoppelt sind [6]. Aufgrund des hohen Aufwands erfährt diese Variante hier keine weitere Beachtung, Gleiches gilt für eine Alternative, die vornehmlich für einphasige Systeme geeignet ist [7].

Aus der Untersuchung der M²LC-Topologie entspringt die Idee für eine weitere Schaltungsanordnung. Aufgrund der im Ersatzschaltbild sechseckigen Form der neuen Topologie (Abb. 1.5) wurde diese "Hexverter" genannt. Sie wurde zum Patent angemeldet [8, 9] und bereits an mehreren Stellen veröffentlicht [10, 11, 12].

³Da die übrigen Topologien rückspeisefähig sind, ist auch der CHB hier mit aktiven Gleichrichtern dargestellt. Ist eine Rückspeisefähigkeit nicht erforderlich, lassen sich auch Diodengleichrichter verwenden. In diesem Fall resultiert eine erhebliche Reduktion des Ansteuerungsaufwands.

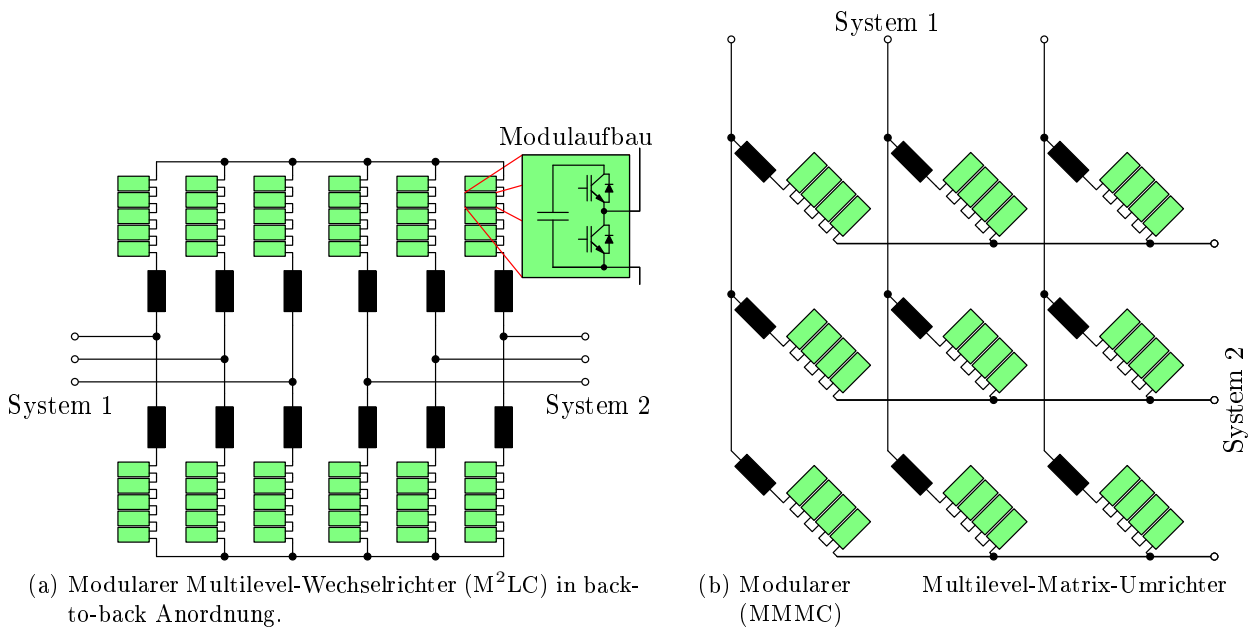


Abbildung 1.4: Weitere bekannte modulare Multilevel-Topologien

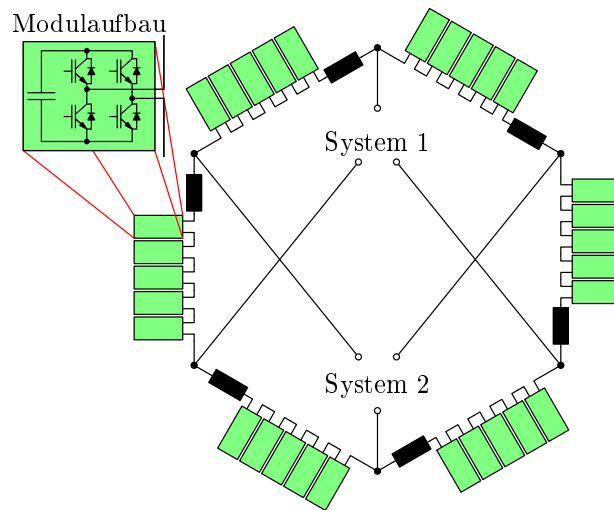


Abbildung 1.5: Neue "Hexverter"-Topologie

Um abschätzen zu können, ob sich eine nähere Betrachtung der neuen Topologie lohnt, erfolgt eine überschlägige Bewertung der einzelnen Topologien hinsichtlich der erforderlichen Anzahl an Modulen und Leistungshalbleitern (Tab. 1.1). Die in der Tabelle angegebenen, normierenden Kennzahlen dienen dem Vergleich der Topologien untereinander, vorausgesetzt ist stets die bidirektionale Verbindung zweier Drehstromsysteme identischer Phasen-Spitzenspannungen \hat{u}_o miteinander. Die Herleitung der Anzahl benötigter Module und benötigter Halbleiter-Schalter ist Anhang A zu entnehmen.

Der Vergleich zeigt, dass der CHB-Umrichter sowohl bezüglich der erforderlichen Modulanzahl als auch bezüglich der erforderlichen Halbleiteranzahl im Vorteil ist. Ein erheblicher Nachteil der dargestellten CHB-Topologie ist jedoch die Notwendigkeit eines großen, schweren und teuren Trenntransformators mit einer Vielzahl von Ausgangswicklungen zur galvanischen Entkopplung der einzelnen Module voneinander. Ist der Einsatz eines solchen Transformators aus Gewichts-, Platz- oder Kostengründen nicht

Eigenschaft	CHB	M ² LC BTB	MMC	Hexverter
Zweigspannungsbereich	$-\hat{u}_o \dots \hat{u}_o$	$0 \dots 2\hat{u}_o$	$-\hat{u}_o \dots \hat{u}_o$	$-\hat{u}_o \dots \hat{u}_o$
Anzahl Zweige	3	12	9	6
Schalter je Modul	10	2	4	4
Modulanzahl-Kennzahl	3	24	18	12
Schalteranzahl-Kennzahl	30	48	72	48

Tabelle 1.1: Zusammenfassung des Umrichtervergleichs anhand normierter Modulanzahlen und Schalteranzahlen, Quelle: siehe Anhang A

opportun, oder wird der Aufbau bei großer Modulanzahl aufgrund der erforderlichen Nähe zwischen Transformator und Modulen zu komplex, so scheidet die Verwendung der Topologie aus. Sie findet im Folgenden daher keine weitere Beachtung.

Im Vergleich zu den anderen genannten Umrichtertypen schneidet der Hexverter sehr günstig ab, was die erforderliche Modul- und Schalteranzahl betrifft (Tab. 1.1). Dies lässt einen deutlichen Kostenvorteil insbesondere bezogen auf den mechanischen Aufbau erhoffen. Eine vertiefende Analyse des neuen Konzepts erscheint daher lohnenswert.

Diesem Zweck dient die vorliegende Arbeit, sie klärt die noch offene Frage nach der erforderlichen Stromtragfähigkeit der Halbleiter und dem Kapazitätsbedarf der Module. Ebenso erfolgt eine Untersuchung bezüglich der für die Topologie günstigen und ungünstigen Betriebspunkte.

Als Erstes erfolgt als Grundlage für die Analyse des Hexverters eine detailliertere Betrachtung der modularen Multilevel-Zweige sowie des M²LC und des MMC in Kapitel 2. Darauf folgt die Ableitung eines Zustandsraummodells für den Hexverter in Kapitel 3. Dieses bildet die Basis für die in Kapitel 4 stattfindende Untersuchung der auftretenden Leistungen in den einzelnen Zweigen. Der Schwerpunkt liegt hier auf den Gleichanteilen, die die Betriebspunkte des Hexverters begrenzen. Dem zentralen Vergleich der Topologien dient Kapitel 5. Kapitel 6 trägt dem Bedarf des Hexverters nach einer besonders genauen Stromregelung Rechnung und stellt ein optimiertes Modulationsverfahren vor. Ergebnisse der in Kapitel 7 und 8 vorgestellten Simulationen bzw. Messungen am Versuchsaufbau führen auf die abschließende Zusammenfassung.

2 Modulare Umrichtertopologien

Alle modularen Multilevel-Topologien beruhen auf Reihenschaltungen weitgehend identischer Module. Diese Reihenschaltungen sollen zusammen mit einer Zweiginduktivität hier als **modulare multilevel Umrichterzweige** (MMZ) bezeichnet werden.

Bekanntheit erlangt haben derartig aufgebaute modulare Topologien insbesondere durch den kaskadierten H-Brücken Umrichter (**cascaded H-bridge**, CHB) und durch den modularen Multilevel-Umrichter (**modular multilevel converter**, M²LC)¹. Geeignet zur Kopplung von Drehstromsystemen sind die Robicon-Variante des CHB sowie eine back-to-back Anordnung des M²LC. Aufgrund des aufwendigen Trenntransformators, der für die Robicon-Variante erforderlich ist, findet der CHB hier jedoch keine Beachtung. Bereits 2005 wurde in einer Veröffentlichung zum M²LC [13] erwähnt, dass es möglich sein müsse, aus MMZ auch einen Matrix-Umrichter, kurz als **modular multilevel matrix converter** (MMMC) bezeichnet, aufzubauen. Diese Idee wurde erst 2010 wieder aufgegriffen [14] und wird seitdem von mehreren Forschungsgruppen verfolgt. Gegenstand der Diskussion sind derzeit mögliche Einsatzbereiche [15], Regelungsverfahren für die Energieinhalte der Modulkondensatoren [16, 17] und Verfahren zur Verkleinerung der Modulkondensatoren [18].

Das folgende Kapitel konzentriert sich auf die Eigenschaften der MMZ und gibt je eine kurze Einführung in den M²LC und MMMC.

2.1 Modulare Multilevel-Umrichterzweige

In herkömmlichen Wechselrichtern erfolgt in den meisten Fällen eine direkte Anordnung der leistungselektronischen Komponenten “im Zwischenkreis”. Deren Zusammenspiel ermöglicht dann die Erzeugung der gewünschten Ausgangsspannungen und -ströme. Eine Vereinfachung zur Schaltungsanalyse ist hier die Vernachlässigung der tatsächlich auftretenden Schaltverzögerungen und Schaltflanken mit dem Resultat der Betrachtung eines Schalters, der nur noch die beiden Zustände “leitend” und “nicht leitend” kennt. Eine weitere Abstraktion ist im Allgemeinen nur insofern möglich, als dass ein gesamter Umrichterausgang bei Verwendung eines geeigneten Modulationsverfahrens als steuerbare Spannungsquelle darstellbar ist.

Im Gegensatz hierzu ermöglichen **modulare Multilevel-Umrichterzweige** (MMZ) eine weitere Abstraktionsstufe zwischen der Abstraktion auf Schalterebene und der Abstraktion auf Umrichterebene, indem sich mehrere identische Leistungsmodule zu einem Zweig zusammenfassen lassen.

¹Im Rahmen dieses Dokuments kommt zur Benennung des M²LC ausschließlich diese Abkürzung zum Einsatz, der Terminus “modularer Multilevel-Umrichter” bezeichnet allgemein ein modulares Umrichtersystem.

2.1.1 Modultypen

Ein Zweig besteht aus einer Anzahl n_{mjz} (“**M**odule **j**e **Z**weig”) Leistungsmodulen. Es kommen mehrere Modultypen in Frage, die sich insbesondere hinsichtlich ihrer Ausgangsschaltung und der Versorgung ihres Zwischenkreises unterscheiden. Gemeinsam haben sämtliche Modultypen, dass sie über einen Kondensator im Zwischenkreis verfügen, der die Zwischenkreisspannung u_{ZKM} (“**Z**wischen**k**reis **M**odul”) bereitstellt.

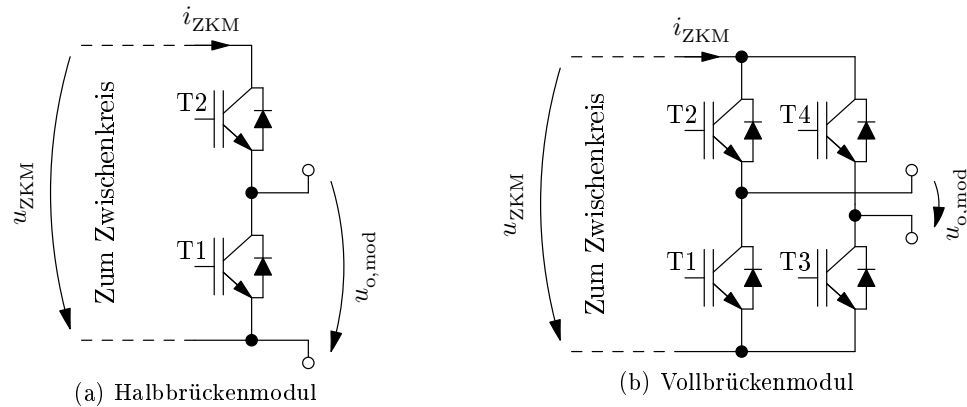


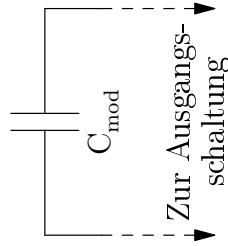
Abbildung 2.1: Mögliche Ausgangskonfigurationen der Leistungsmodule

Ausgangsseitig, d.h. auf der Seite, auf der die Module in Reihe geschaltet sind, ist entweder eine Halbbrücke (Abb. 2.1a) oder eine Vollbrücke (Abb. 2.1b) vorgesehen. Halbbrückenmodule sind in der Lage, je nach Ansteuerung der Transistoren ihren Ausgang kurzzuschließen oder die Zwischenkreisspannung zur Verfügung zu stellen; Vollbrückenmodule können zusätzlich noch die negative Zwischenkreisspannung ausgeben. Die einzelnen Module und somit auch die Modul-Reihenschaltung im Zweig wirken folglich spannungseinprägend.

In der einfachsten Variante der Zwischenkreisschaltung (Abb. 2.2a) dient ausschließlich ein Kondensator der (kurzzeitigen) Zwischenspeicherung von Energie. In diesem Fall existieren im Umrichterbetrieb Zeitabschnitte, in denen das Modul Energie abgibt und Zeitabschnitte, in denen das Modul Energie aufnimmt. Der Zwischenkreisstrom i_{ZKM} muss mittelwertfrei sein, damit die Kondensatorspannung nicht unkontrolliert ansteigt oder absinkt; in der Praxis ist eine Regelung der Kondensatorspannungen erforderlich. Es ist die im Rahmen der vorliegenden Arbeit wichtigste Variante der Zwischenkreisschaltung.

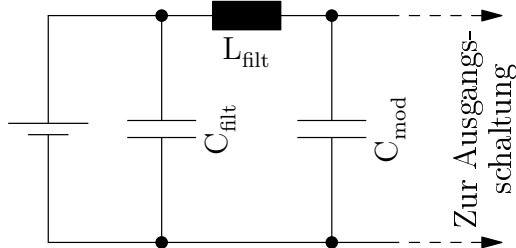
Der Einsatz einer Batterie im Zwischenkreis (Abb. 2.2b) erlaubt die Speicherung einer größeren Energiemenge. Entsprechend ausgestattete Umrichtervarianten lassen sich daher beispielsweise zur Netzstützung oder als unterbrechungsfreie Stromversorgung einsetzen [19]. Zu beachten ist jedoch, dass die MMZ grundsätzlich einphasig belastet werden, sodass erhebliche, doppelt lastfrequente Schwankungen in den Zwischenkreisspannungen der Module auftreten. Diese sind von der Batterie fernzuhalten, um eine potentiell schädliche Mikrozyklisierung zu vermeiden. Hierzu ist ein (relativ großes) Filter, bestehend aus der Drossel L_{filt} und dem Kondensator C_{filt} , erforderlich. Idealerweise sollte das Filter an die Frequenz der auftretenden Zwischenkreisspannungsschwankung angepasst sein, um die Schwankung kompensieren zu können [20]. Eine Möglichkeit, ein solches Filter deutlich zu verkleinern, stellt die Verwendung eines DC/DC Wandlers zur Anbindung der Batterie an den Zwischenkreis dar (Abb. 2.2c). Über einen solchen DC/DC Wandler lassen sich die niederfrequenten Schwingungen der

Kondensatorspeicher

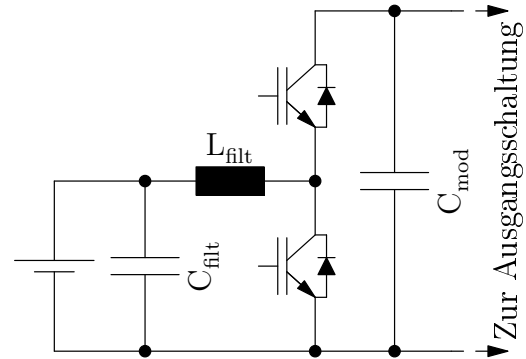


(a) Nur Kondensator im ZKM

Batteriespeicher

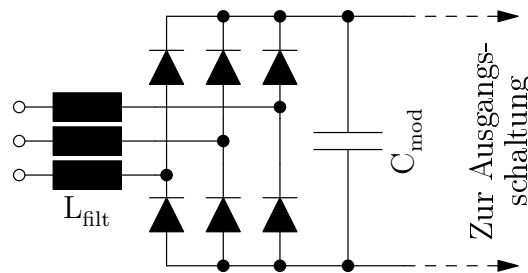


(b) ZKM mit direkt angeschlossener Batterie



(c) Batterie mit DC/DC Wandler

Externe Versorgung



(d) Gleichrichter zur ZKM-Speisung

Abbildung 2.2: Mögliche Konfigurationen für den ZwischenKreis des Moduls (ZKM) bzw. die Eingangsseite der Leistungsmodule

Zwischenkreisspannung von der Batterie entkoppeln. Auf diese Weise sind die Filterkapazität C_{filt} und die Filterinduktivität L_{filt} , die in diesem Fall eine Speicherinduktivität für den DC/DC Wandler ist, kleiner dimensionierbar. Weitere Vorteile dieser Anbindung gegenüber einer direkten Verschaltung der Batterie im Zwischenkreis sind z.B. [19] zu entnehmen.

Der Vollständigkeit halber sei auch die Eingangsschaltung der über Transformatoren gespeisten kaskadierten Topologie erwähnt (Abb. 2.2d); diese ermöglicht einen stetigen Energietransfer von außen in die Module. Kommen statt Dioden abschaltbare Leistungshalbleiter zum Einsatz, ist der Leistungsfluss auch umkehrbar. Der Bauteilaufwand ist in diesem Fall jedoch erheblich, vgl. Abb. 1.3.

2.1.2 Eigenschaften der Umrichterzweige

Die Bezeichnung “modularer Multilevel-Umrichterzweig” bezieht sich auf eine Reihenschaltung von n_{mjz} Leistungsmodulen mit einer Induktivität. In dieser Verschaltung wirkt die Reihenschaltung der Leistungsmodule spannungseinprägend und lässt sich daher durch eine Spannungsquelle vereinfacht darstellen (Abb. 2.3). Durch die Induktivität entsteht hingegen ein stromeinprägender Charakter. Unter der Voraussetzung, dass der Strom im Zweig bekannt ist, lässt sich dieser mit Hilfe der Spannungsquelle regeln [21]. Eine weitere Voraussetzung hierfür ist, dass die Module in Summe eine hinreichend große Spannung bereitstellen können.

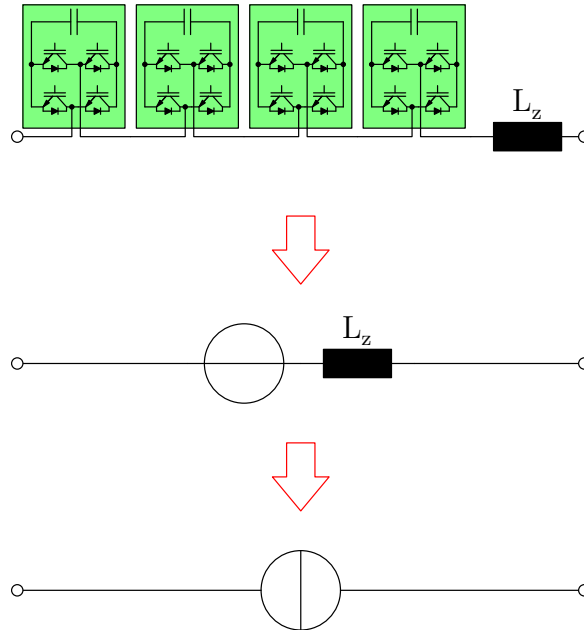


Abbildung 2.3: Vereinfachung eines modularen **M**ultilevel-**Z**weigs (MMZ) zur Stromquelle

Unter der Voraussetzung einer kleinen Zweiginduktivität entspricht der Kurzzeitmittelwert der an der Spannungsquelle eingestellten Spannung der von außen am MMZ anliegenden Spannung. Dies ist eine wichtige Eigenschaft bei der Dimensionierung der Module, da sie die maximale Zweigspannung direkt mit der Summe der Zwischenkreisspannungen verknüpft.

Die maximal von der Reihenschaltung aus n_{mjz} Modulen synthetisierbare Spannung $u_{\text{MMZ,max}}$ beträgt

$$u_{\text{MMZ,max}} = \sum_{m=1}^{n_{\text{mjz}}} u_{\text{ZKM}m} \quad , \quad (2.1)$$

wobei $u_{\text{ZKM}m}$ die Zwischenkreisspannung des m ten Moduls ist.

Zur Wahl der Zwischenkreisspannungen der einzelnen Module gibt es unterschiedliche Ansätze. Am einfachsten ist die Möglichkeit, alle Spannungen identisch zu wählen. In diesem Fall lassen sich $2n_{\text{mjz}} + 1$ unterschiedliche Spannungen mit einem Brückenzweig synthetisieren. Eine deutlich größere Anzahl von Spannungsniveaus ist möglich, wenn sich die einzelnen Zwischenkreisspannungen voneinander unterscheiden. Die größte mögliche Anzahl ($3^{n_{\text{mjz}}}$) ergibt sich für ein Spannungsverhältnis von 1:3:9 usw. [22]. Bei derartig stark unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen ist es notwendig, an die Spannungen speziell angepasste Hardware zu verwenden. Dies hat mehrere Nachteile: Die Fertigungskosten

steigen aufgrund einer größeren Anzahl unterschiedlicher Bauelemente und Schaltungsvarianten, die Austauschbarkeit der Module untereinander und somit die sonst inhärente Redundanz des Systems ist nicht mehr vorhanden und das Balancing zwischen den Modulen (siehe Abschnitt 2.1.3) wird erheblich erschwert. Insbesondere beim genannten Spannungsverhältnis ist jede Schaltzustands-Kombination einer Zweigspannung fest zugeordnet. Dies hat zur Folge, dass zur Ausgabe einer Pulsweitenmodulation beim Schalten zwischen zwei benachbarten Ausgangsspannungsniveaus teilweise auch Module hoher Zwischenkreisspannung mit der Modulationsfrequenz schalten müssen. In der Praxis lässt sich das Verfahren daher nicht sinnvoll umsetzen.

Einfacher ist dies bei einem Spannungsverhältnis von 1:2:4 usw. [22, 23], das immer noch $2^{n_{mjz}+1} - 1$ Spannungsniveaus erlaubt. Hier genügt es, wenn das Modul kleinster Zwischenkreisspannung mit der Modulationsfrequenz schaltet, bei allen anderen Modulen nimmt die Schaltfrequenz mit der Zwischenkreisspannung ab. Nachteilig sind jedoch auch bei dieser Variante die fehlende Redundanz, die Kostenerhöhung und das erschwerte Balancing.

Weniger stark unterschiedliche Zwischenkreisspannungen, z.B. um ca. $\pm 20\%$ [24], lassen nicht mehr die Synthese aller gewünschter Zweigspannungsniveaus zu, es entstehen folglich Lücken in der Diskretisierung der Zweigspannung, die sich negativ auf das Ausgangsspannungsspektrum des Umrichters auswirken können. Vorteilhaft ist in diesem Fall, dass unter Hinnahme einer nicht mehr vollständiger Auslastung der Sperrfähigkeit der einzelnen Halbleiter identische Module zum Einsatz kommen können. Hierdurch sinken die Kosten und es lässt sich eine Redundanz innerhalb des Zweigs realisieren. Auf der anderen Seite kann es jedoch nach wie vor zu Problemen beim Balancing zwischen den Modulen kommen.

Bei der anfangs erwähnten Variante identischer Zwischenkreisspannungen lässt sich im Gegensatz zu den anderen Möglichkeiten durch geeignete Ansteuerung der Module eine effektive Ausgangsschaltfrequenz der Reihenschaltung erreichen, die erheblich über der Schaltfrequenz der einzelnen Module liegt (siehe Abschnitt 2.1.3). Weiterhin lassen sich Schaltverluste zwischen den einzelnen Modulen flexibel verteilen. Das Vorsehen von Redundanz durch zusätzliche Module ist problemlos möglich, ebenso wird das Balancing zwischen den Modulen eines Zweigs wesentlich erleichtert.

Aufgrund der genannten Nachteile der Nutzung unterschiedlich dimensionierter Module kommen im Rahmen der vorliegenden Arbeit ausschließlich identische Module mit gleicher Soll-Zwischenkreisspannung innerhalb eines Zweigs zum Einsatz. Es lässt sich darum eine (zeitabhängige) mittlere Zwischenkreisspannung über alle Module eines Zweigs

$$u_{ZKM} = \frac{\sum_{m=1}^{n_{mjz}} u_{ZKMm}}{n_{mjz}} \quad (2.2)$$

bestimmen, aus der die maximal synthetisierbare Spannung zu $u_{MMZ,max} = n_{mjz} u_{ZKM}$ folgt.

2.1.2.1 Energieschwankung und erforderliche Modulanzahl

In jedem Zweig existieren mehrere Energiespeicher: Zum einen die einzelnen Zwischenkreiskondensatoren in den Modulen und zum anderen die Zweiginduktivität. Ausgehend von der Annahme, dass die Zweiginduktivitäten relativ klein sind, müssen die von Zweigstrom i_z und Zweigspannung u_z gebildeten Zweigleistungen

$$p_z = i_z \cdot u_z \quad (2.3)$$

auf die Zwischenkreiskondensatoren einwirken, wo sie eine Energie- und damit eine Spannungsschwankung hervorrufen. Für die gespeicherte Energie gilt mit der Anfangsenergie $e_z(t_0)$:

$$e_z(t) = \int_{t_0}^t p_z dt' + e_z(t_0) \quad . \quad (2.4)$$

Ihr Verlauf ist im Allgemeinen durch äußere, von der Topologie und dem Betriebspunkt fest vorgegebene Größen bestimmt und durch den Modulaufbau nicht beeinflussbar². Die Größe der Schwankung zwischen Minimum und Maximum der in den Zweigkondensatoren gespeicherten Energiemenge e_z heißt im Folgenden die Energieschwankungsbreite Δe_z :

$$\Delta e_z = \max(e_z) - \min(e_z) \quad . \quad (2.5)$$

Aufgrund der schnell funktionierenden Energieaustauschregelung zwischen den einzelnen Modulen eines Zweigs (vgl. Kapitel 2.1.3 bzw. 8.10.1) ist es zulässig, die Abweichungen der Zwischenkreisspannungen $u_{ZKMb,m}$ der einzelnen Module m eines Zweigs b voneinander zu vernachlässigen. Es gilt also

$$u_{ZKMb,m} = u_{ZKMb} \quad . \quad (2.6)$$

Die Zwischenkreisspannungen u_{ZKMb} der Module des Zweigs b lassen sich folglich abhängig von der Größe der verwendeten Zwischenkreiskondensatoren C_{ZKM} angeben als:

$$u_{ZKMb} = \sqrt{2 \frac{e_{zb}}{n_{mjz} C_{ZKM}}} \quad . \quad (2.7)$$

Die maximal zulässige Zwischenkreisspannung $u_{ZKM,max}$ ist begrenzt durch die maximal von den Halbleitern schaltbare Spannung. Die minimal im Betrieb auftretende Zwischenkreisspannung $u_{ZKM,min}$ folgt aus der Energieschwankungsbreite des Moduls Δe_{ZKM} und der Größe des Zwischenkreiskondensators:

$$u_{ZKM,min} = \sqrt{u_{ZKM,max}^2 - 2 \frac{\Delta e_{ZKM}}{C_{ZKM}}} \quad . \quad (2.8)$$

Während die Wahl der Kondensatorgröße bzw. der minimal auftretenden Zwischenkreisspannung nicht prinzipiell begrenzt ist, gilt es zu bedenken, dass aus ihr zusammen mit der maximal vom Zweig geforderten Spannung³ $u_{z,max}$ die benötigte Modulanzahl n_{mjz} folgt:

$$n_{mjz} = \left\lceil \frac{u_{z,max}}{u_{ZKM,min}} \right\rceil + n_{red} \quad . \quad (2.9)$$

n_{red} ist hier die zur Bereitstellung von Redundanz vorgesehene Anzahl zusätzlicher Module je Zweig.

Es gilt folglich abzuwägen zwischen der Größe der Zwischenkreiskondensatoren C_{ZKM} und der Anzahl von Modulen je Zweig. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit gilt die Annahme, dass der Faktor zwischen minimaler und maximaler Zwischenkreisspannung $a_{\Delta ZKM} = 1,25$ beträgt. Hieraus ergibt sich mit dem Sicherheitsfaktor $s_{C,ZKM} > 1$ die Größe der einzelnen Zwischenkreiskondensatoren, vgl. Abschnitt 5.2.4:

$$C_{ZKM,min} = \frac{2}{n_{mjz} - n_{red}} \cdot \frac{s_{C,ZKM}}{(1 - a_{\Delta ZKM}^{-2})} \cdot \frac{\Delta e_z}{u_{ZKM,max}^2} \quad . \quad (2.10)$$

Es lässt sich feststellen, dass die notwendige Kondensatorgröße der auftretenden Energieschwankungsbreite direkt proportional ist.

²Einzige Ausnahme ist die Anbindung des Modulzwischenkreises an eine externe Energiequelle bzw. -senke.

³Genau genommen ist nicht die maximal benötigte Zweigspannung, sondern die maximal von der Modulreihenschaltung zu Regelungszwecken erforderliche Spannung entscheidend. Ausgehend von einer kleinen Zweiginduktivität und einer hinreichend "glatten" Sollwertvorgabe für den Zweigstrom sind diese Werte jedoch nahezu identisch.

2.1.2.2 Schalteistung

Die von einem MMZ benötigte Schalteistung $P_{S,z}$ ist eine Größe, die den Bedarf des Zweigs an Leistungshalbleitern quantifiziert. Die Schalteistung eines einzelnen Leistungshalbleiters $P_{S,HL}$ entspricht der von diesem maximal schaltbaren Spannung $u_{\max,HL}$ multipliziert mit dem maximal schaltbaren Strom $i_{\max,HL}$:

$$P_{S,HL} = u_{\max,HL} \cdot i_{\max,HL} \quad . \quad (2.11)$$

Die Schalteistung eines ganzen Zweigs entspricht der Summe der einzelnen Schalteistungen der verwendeten Leistungshalbleiter. Unter Verwendung der vereinfachten Modelle nach Abb. 2.3 gilt für die Schalteistung eines Zweigs mit n_{HL} Halbleitern je Modul

$$P_{S,z} = n_{HL} i_{z,\max} u_{z,\max} a_{\Delta ZKM} \quad . \quad (2.12)$$

In der Praxis kommt eine Diskretisierung der Größe $P_{S,z}$ zum Vorschein, da sich die maximale Zweigspannung nur in diskreten Schritten durch Hinzufügen zusätzlicher Module anpassen lässt.

2.1.3 Modulationsverfahren und Balancing innerhalb eines Zweigs

Prinzipiell ist es möglich, alle Module eines Zweigs pulsweitenmoduliert und nicht zeitlich versetzt mit dem gleichen Aussteuerungsgrad anzusteuern. Dies ist jedoch keine günstige Lösung, da die Spannung am Zweig in jedem Takt einen Hub in Höhe der Summe der Zwischenkreisspannungen durchläuft. Dies kann zu vielfältigen Problemen sowohl innerhalb des Umrichters, etwa bei möglichen Kreisströmen, als auch außerhalb des Umrichters, beispielsweise bei der Frequenzfilterung der Klemmenspannungen, führen.

Besser ist bereits die Lösung, alle Module mit dem gleichen Aussteuerungsgrad, jedoch zeitlich versetzt anzusteuern, sodass sich die einzelnen Pulse zeitlich verteilen und die Zweigspannung einen deutlich kleineren Bereich durchläuft. Da es in diesem Fall keinen erkennbaren "Anfang" und kein erkennbares "Ende" der Pulsfolge gibt, ist es jedoch schwierig, den Regelalgorithmus bzw. die Sollwertvorgabe mit der Pulsweitenmodulation zu synchronisieren.

Sinnvoller ist daher die in [25] vorgeschlagene Methode: Die meisten Module bilden gemeinsam einen Schaltzustand s_{Ruhe} , der eine möglichst nah an der gewünschten Ausgangsspannung u_{soll} liegende Spannung u_{Ruhe} hervorruft. Der Schaltzustand s sei in Erweiterung der auf Halbbrücken beschränkten Quelle [25] hier definiert als die Anzahl der Module, die eine positive Spannung am Ausgang erzeugen, abzüglich der Anzahl Module, die eine negative Spannung am Ausgang erzeugen.

Unter der Annahme, dass alle Module eines Zweigs über eine identische Zwischenkreisspannung u_{ZKM} verfügen, existieren für die Wahl von s_{Ruhe} die folgenden zwei Möglichkeiten:

$$s_{\text{Ruhe,L}} = \left\lfloor \frac{u_{\text{soll}}}{u_{ZKM}} \right\rfloor \quad , \quad (2.13)$$

$$s_{\text{Ruhe,H}} = \left\lceil \frac{u_{\text{soll}}}{u_{ZKM}} \right\rceil \quad . \quad (2.14)$$

Für $s_{\text{Ruhe,L}}$ ist die erzeugte Spannung u_{Ruhe} kleiner als die gewünschte, für $s_{\text{Ruhe,H}}$ höher. In [25] schlagen die Autoren vor, die Differenz durch Nutzung eines (wechselnden) Moduls als PWM-Modul

Zweig 1, $i_{z1} > 0$		Zweig 2, $i_{z2} < 0$	
ZKM-Spannung	Zustand	ZKM-Spannung	Zustand
Modul 3: 1010 V	+1	Modul 1: 960 V	0
Modul 5: 1020 V	(PWM)	Modul 5: 970 V	0
Modul 4: 1030 V	0	Modul 3: 980 V	(PWM)
Modul 1: 1040 V	0	Modul 2: 990 V	+1
Modul 2: 1050 V	0	Modul 4: 1000 V	+1

Tabelle 2.1: In [25] verwendetes Beispiel zur Auswahl der Modulzustände abhängig von der Zwischenkreisspannungen der Module (ZKM)

auszugleichen. Für dessen Aussteuergrad s_{PWM} gilt

$$s_{\text{PWM}} = \frac{u_{\text{soll}} - u_{\text{Ruhe}}}{u_{\text{ZKM}}} \quad . \quad (2.15)$$

$s_{\text{PWM}} > 0$ bedeutet die Erzeugung eines positiven Spannungspulses, in Erweiterung auf Vollbrückenmodule entspricht $s_{\text{PWM}} < 0$ der Erzeugung eines negativen Spannungspulses.

Damit die Annahme, dass die Spannung in allen Modulen identisch ist, Gültigkeit hat, ist es notwendig, die Zwischenkreisspannungen zwischen den Modulen zu balancieren. Dies ist möglich, da ein positiver Zweigstrom positiv aktive Module lädt und negativ aktive Module entlädt, ein negativer Zweigstrom hingegen negativ aktive Module lädt und positiv aktive Module entlädt.

Diese Tatsache lässt sich zur Balancierung nutzen. Hierzu empfehlen die Autoren von [25], die Module nach Zwischenkreisspannungen zu sortieren und die Auswahl der (ausschließlich positiv) aktivierten Module abhängig von der jeweiligen Zwischenkreisspannung und dem Zweigstrom zu treffen. Als Beispiel dient dort die in Tabelle 2.1 wiedergegebene Konstellation.

In der vorliegenden Arbeit kommt eine geringfügig abgeänderte Methode zur Anwendung. Der wichtigste Unterschied ist, dass zwar eine Pulsweitenmodulation zum Einsatz kommt, diese jedoch kein dediziertes PWM-Modul verwendet, sondern den Puls durch Überlagerung der Ausgangsspannungen zweier Module erzeugt. Dies hat den Vorteil, dass bereits die Pulserzeugung selbst zum Tausch aktiver und inaktiver Module nutzbar ist. Hieraus kann eine geringere Schaltfrequenz trotz eines aktiven Balancings innerhalb des Zweigs resultieren.

Abb. 2.4 verdeutlicht das Vorgehen. Zum Zeitpunkt t_1 sind alle drei Module des betrachteten Zweigs deaktiviert. Im kommenden Zeitraum $k = 1$ soll eine negative Ausgangsspannung bereitgestellt werden. Der erste Schritt umfasst die Berechnung der erforderlichen Pulsweite, sodass die unterschiedlich schraffierten Flächen zwischen t_1 und t_2 den gleichen Inhalt aufweisen. Im nächsten Schritt erfolgt analog zu dem oben beschriebenen Vorgehen eine Sortierung der Module nach ihrer Zwischenkreisspannung analog zum unter [25] beschriebenen Verfahren. Das Beispiel basiert auf der Annahme, dass die Spannung in Modul 2 am höchsten ist, gefolgt von Modul 1 und Modul 3. Der Zweigstrom sei positiv. Da alle Module zu Taktbeginn am Ausgang kurzgeschlossen sind, muss, um einen negativen Puls zu erzeugen, als erstes ein Modul seine negative Zwischenkreisspannung ausgeben. Der positive Zweigstrom entlädt das Modul hierbei. Es wird also das Modul mit der höchsten Spannung gewählt, in diesem Fall Modul 2. Damit der Puls nur die gewünschte Länge hat, muss die negative Spannung von Modul 2 kurze Zeit später wieder aufgehoben werden. Dies geschieht durch Aktivierung eines anderen Moduls hin zu positiver Ausgangsspannung. Aufgrund des positiven Zweigstroms erfolgt hierdurch ein

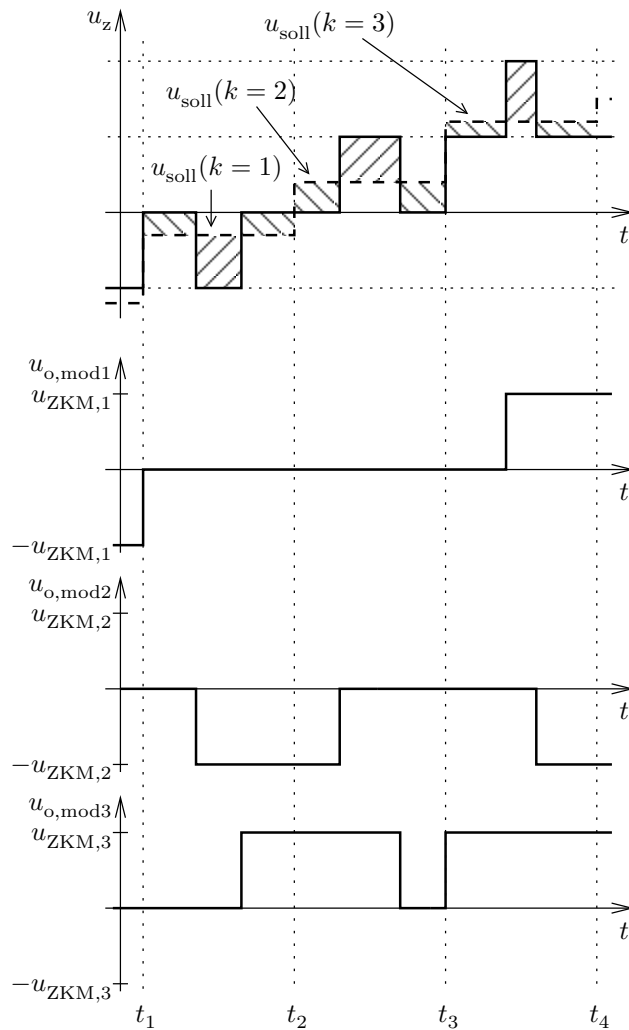


Abbildung 2.4: Angewendetes Modulationsverfahren, $u_{ZKM,2} > u_{ZKM,1} > u_{ZKM,3}$, $i_z > 0$

Laden des Moduls, sodass das Modul mit der geringsten Zwischenkreisspannung gewählt wird. Dies ist Modul 3. Zum Ende des Takts $k = 1$ ist daher Modul 1 nach wie vor im Zustand "kurzgeschlossener Ausgang", Modul 2 im Zustand "Ausgang negativ" und Modul 3 im Zustand "Ausgang positiv". Die Gesamt-Ausgangsspannung des Zweigs ist folglich wieder null.

Im zweiten Takt soll eine positive Ausgangsspannung erzeugt werden. Bevor neben Modul 3 weitere Module auf positive Ausgangsspannung geschaltet werden, sieht der Modulationsalgorithmus eine Deaktivierung von Modulen mit negativer Ausgangsspannung vor, in diesem Fall also von Modul 2. Durch anschließendes Deaktivieren des Moduls 3 erfolgt die Erzeugung der fallenden Flanke des gewünschten Ausgangssignals. Der Vorrang der Deaktivierung minimiert die Verluste in parasitären Widerständen der Module, insbesondere in den Kondensatoren.

Im dritten Takt schließlich ist eine Ausgangsspannung gewünscht, die größer als die mittlere Modulzwischenkreisspannung ist. Daher wird gleich zu Beginn des Takts die Zweig-Ausgangsspannung angehoben, indem ein Modul auf positive Ausgangsspannung geschaltet wird. Hierzu kommt Modul 3 zum Einsatz, da es nach wie vor die geringste Zwischenkreisspannung aufweist. Die steigende Flanke wird entsprechend vom Modul mit der zweitkleinsten Zwischenkreisspannung erzeugt, also von Modul 1.

Die anschließende fallende Flanke stammt von Modul 2.

Durch den beschriebenen Algorithmus kommt es nicht in jedem Takt zu einer Neuverteilung sämtlicher aktiver und inaktiver Module, vielmehr wird versucht, möglichst viele Module in ihrem Schaltzustand zu belassen, um die Schaltverluste zu minimieren. Dennoch wechseln wenigstens zwei Module ihren Schaltzustand, was stets basierend auf den aktuellen Zwischenkreisspannungen geschieht. Das Verfahren ermöglicht also eine schnelle Balancierung bei sehr geringen Schaltverlusten. Die an das Modul zu übermittelnden Daten beinhalten den neuen Schaltzustand im Folgetakt sowie den Umschaltzeitpunkt, zu dem das Modul vom aktuellen auf den neuen Zustand wechselt.

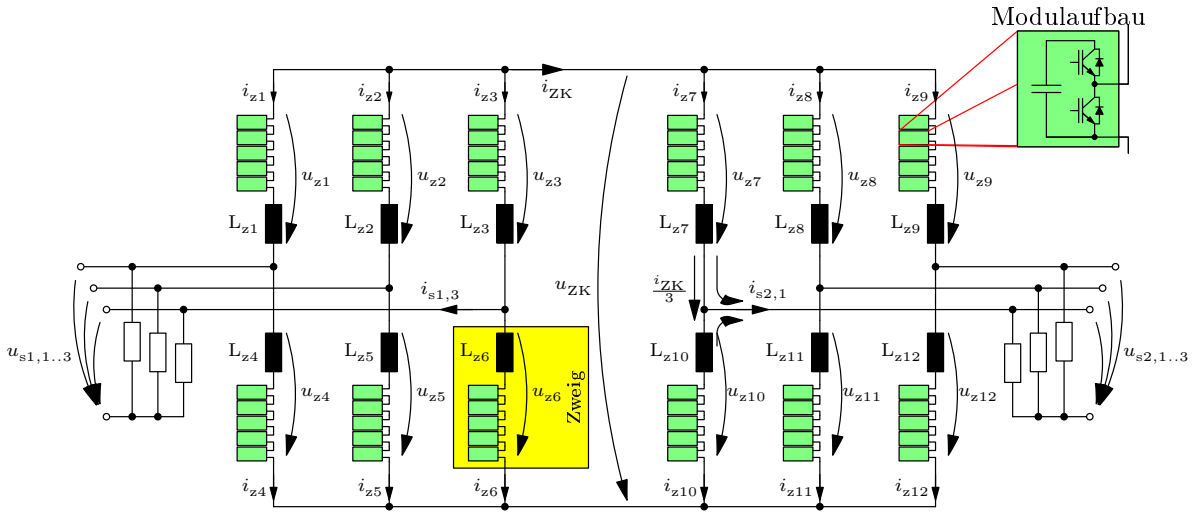
Eine Anpassung des Modulationsverfahrens speziell für den Hexverter ist Abschnitt 6.5 zu entnehmen.

2.2 M²LC in back-to-back Konfiguration

Die als “**modular multilevel converter**” (M²LC, teilweise auch als M²C abgekürzt) bekannte Topologie wurde 2001 zur Patentierung eingereicht [26] und 2002 in back-to-back Anordnung zwecks Netzkopplung erstmals wissenschaftlich vorgestellt [27]. Bereits dort finden sich eine analytische Betrachtung der Energieschwankung in den Modulen sowie die Beschreibung eines Balancierungsverfahrens zwischen den einzelnen Modulen eines MMZ. Als weiterer Anwendungsfall für ähnliche modulare Umrichter wurde 2003 der Einsatz in Schienenfahrzeugen vorgeschlagen [28], die größte Aufmerksamkeit erfährt der M²LC jedoch bis jetzt back-to-back im Bereich der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung [29].

Seit den ersten Veröffentlichungen wurden zahlreiche Vorschläge zur Verbesserung des M²LC beschrieben. Diese betreffen beispielsweise die Vermeidung von zirkulierenden Strömen [30] im gesteuerten Verfahren bzw. ohne Messung der Kondensatorspannungen sowie die verwendeten Modulationsverfahren [25]. Ebenso konnte gezeigt werden, dass sich zirkulierende Ströme zur Minimierung der Energieschwankung in den Modulen insbesondere bei niedrigen Ausgangsfrequenzen bis zum Stillstand nutzen lassen [31, 32, 33]. Auch im normalen Betrieb ist eine Reduktion der Energieschwankungen mithilfe von zirkulierenden Strömen möglich, hier gilt es, zwischen zusätzlichen Verlusten aufgrund der Ströme und der niedrigeren Schwankungsbreite abzuwägen [34]. Eine weitere Möglichkeit zur Reduktion der Energieschwankungen könnte der Einsatz von Vollbrückenmodulen darstellen, auch wenn dies in einem deutlich höheren Halbleiterbedarf resultiert [35]. Ferner konnte gezeigt werden, dass die zum Betrieb des M²LC als Antriebswechselrichter erforderliche Vorladung der Modulzwischenkreise auf einfache Weise lösbar ist [36].

Neben dem modularen Matrixumrichter (vgl. Kapitel 2.3) handelt es sich beim M²LC in back-to-back Anordnung (Abb. 2.5) um den derzeit einzigen modularen Multilevel-Umrichter, der wie der Hexverter ohne Transformator auskommt. Aus diesem Grund dienen diese beiden Wechselrichter als Vergleichsbeispiele in der später folgenden Bewertung des Hexverterkonzepts. Es folgen eine Herleitung der auftretenden Ströme und Spannungen in der Topologie sowie eine Betrachtung der erforderlichen Bauteildimensionierungen. An die hier durchgeführten Analysen lehnt sich die später folgende Untersuchung des Hexverters an.


 Abbildung 2.5: Modularer Multilevel-Umrichter (M²LC) in back-to-back Anordnung

2.2.1 Ströme und Spannungen in den Zweigen

Die nachfolgenden Betrachtungen beruhen auf einer konstanten Zwischenkreisspannung u_{ZK} , einem konstanten Zwischenkreisstrom i_{ZK} , Vernachlässigung von Verlusten bei der Berechnung der erforderlichen Ströme, sowie auf rein sinusförmiger Modulation. Dies dient ausschließlich der Vereinfachung der Gleichungen. Sowohl der M²LC als auch der Hexverter lassen sich beispielsweise mit einer Addition einer dritten Harmonischen betreiben, um den nutzbaren Spannungsbereich zu vergrößern (siehe auch Abschnitt 2.2.2). Das soll im Rahmen der vorliegenden, grundlegenden Arbeit jedoch nicht näher untersucht werden.

Um eine Wirkleistungsübertragung der Leistung P zwischen den verbundenen Systemen zu ermöglichen, muss gelten:

$$P = i_{ZK} u_{ZK} \quad . \quad (2.16)$$

Es gilt die Annahme, dass es sich sowohl beim Zwischenkreisstrom als auch bei der Zwischenkreisspannung um Gleichgrößen handelt. Mit $j = 1 \dots 3$ gilt für die Spannungen in den Zweigen der beiden verbundenen Wechselrichter (vgl. Abb. 2.5):

$$u_{zj} = -u_{s1,j} + \frac{u_{ZK}}{2} \quad (2.17)$$

$$u_{z(j+3)} = u_{s1,j} + \frac{u_{ZK}}{2} \quad (2.18)$$

$$u_{z(j+6)} = -u_{s2,j} + \frac{u_{ZK}}{2} \quad (2.19)$$

$$u_{z(j+9)} = u_{s2,j} + \frac{u_{ZK}}{2} \quad . \quad (2.20)$$

Der Zwischenkreis-Gleichstrom teilt sich gleichmäßig auf die einzelnen Zweige auf. Er wird von den auf die oberen und unteren Zweigen verteilten Lastströmen überlagert. Für die Zweigströme ergibt sich

daher:

$$i_{zj} = \frac{i_{s1,j}}{2} - \frac{P}{3u_{ZK}} \quad (2.21)$$

$$i_{z(j+3)} = -\frac{i_{s1,j}}{2} - \frac{P}{3u_{ZK}} \quad (2.22)$$

$$i_{z(j+6)} = \frac{i_{s2,j}}{2} + \frac{P}{3u_{ZK}} \quad (2.23)$$

$$i_{z(j+9)} = -\frac{i_{s2,j}}{2} + \frac{P}{3u_{ZK}} \quad (2.24)$$

2.2.2 Energieschwankung in den Zweigen

Nach Gln. (2.4) und (2.5) folgt die Energieschwankungsbreite aus dem Produkt aus Zweigstrom und -spannung. Die Minima und Maxima der gespeicherten Energie müssen daher an den Nullstellen der Zweigleistung liegen.

Für Zweig 1 liegen die relevanten Nullstellen mit dem Modulationsgrad $m = 2 \frac{\hat{u}_{s1}}{u_{ZK}} \leq 1$, dem Lastwinkel φ_{s1} und der Kreisfrequenz ω_{s1} bei

$$t_1 = \frac{\varphi_{s1} + \pi + \arccos(\frac{1}{m})}{\omega_{s1}} \quad , \quad (2.25)$$

$$t_2 = \frac{\varphi_{s1} + \pi - \arccos(\frac{1}{m})}{\omega_{s1}} \quad . \quad (2.26)$$

An diesen Stellen befinden sich die Extrema des Zweigenergieinhalts e_z , für die mit der Scheinleistung des jeweiligen Wechselrichters S_{WR} gilt:

$$e_{z,t_1} = \frac{S_{WR}}{24m\omega} \left[(8 + m^3 \cos^2(\varphi)) \sin(\varphi) - (4 - m^2 \cos^2(\varphi))^{\frac{3}{2}} \right] \quad (2.27)$$

$$e_{z,t_2} = \frac{S_{WR}}{24m\omega} \left[(8 + m^3 \cos^2(\varphi)) \sin(\varphi) + (4 - m^2 \cos^2(\varphi))^{\frac{3}{2}} \right] \quad (2.28)$$

Die Energieschwankungsbreite eines Zweigs entspricht der Differenz der Extrema. Sie ist im symmetrischen Betrieb in allen Zweigen des jeweiligen Wechselrichters identisch. Aufsummiert über die sechs Zweige ergibt sich die Energieschwankungsbreite eines Wechselrichters zu

$$\Delta e_{WR} = 4 \frac{S_{WR}}{m \cdot \omega} \left[1 - \left(\frac{m \cdot \cos(\varphi)}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \quad (2.29)$$

Dies stimmt mit der Angabe in [27] überein. Die Gleichung dient in Abschnitt 5.2.3.2 der Überprüfung der numerisch gewonnen Ergebnisse und damit des später angewandten numerischen Berechnungsverfahrens.

Kommen zwei M²LC Wechselrichter in back-to-back Konfiguration zum Einsatz, so kann ihre Energieschwankungsbreite im Idealfall bei identischen Spannungen ($m = 1$, $\varphi = 0$) nicht kleiner sein als

$$\Delta e_{ges,min}^{M^2LCHB} = \Delta e_{WR1} + \Delta e_{WR2} \approx 2,6P \frac{\omega_{s1} + \omega_{s2}}{\omega_{s1}\omega_{s2}} \quad (2.30)$$

Es sei angemerkt, dass in der Praxis meistens die Addition einer dritten Harmonischen auf die Sternpunktspannung $\frac{u_{s,1}+u_{s,2}+u_{s,3}}{3}$ erfolgt, um die mögliche Ausgangsspannung des Umrichtersystems zu erhöhen [37, 38, 39]. In der Literatur ist jedoch keine geschlossene Betrachtung der Auswirkungen eines solchen Vorgehens auf die Energieschwankungen zu finden⁴. Da zudem im Rahmen dieser Arbeit beim Hexverter noch keine entsprechende Addition stattfindet, jedoch nichts dagegen spricht, für wenigstens eines der beiden verbundenen Systeme eine dritte Harmonische auf die Sternpunktspannung zu addieren⁵, unterbleibt auch beim M²LC eine Beachtung dieser Möglichkeit.

2.3 Modularer Multilevel-(Voll-)Matrix-Umrichter

Die Möglichkeit, aus MMZ einen Modularen Multilevel-Matrix-Umrichter (**m**odular **m**ultilevel **m**atrix converter, MMMC) aufzubauen, fand bereits in [13] Erwähnung. Kürzlich wurde diese Idee neu belebt, erste Veröffentlichungen über den auch als “direct modular multi-level converter” bekannten Umrichter zeigen seine Vorteile gegenüber dem M²LC in back-to-back Konfiguration auf [15] bzw. präsentieren geeignete Balancierungs- Algorithmen [16, 40].

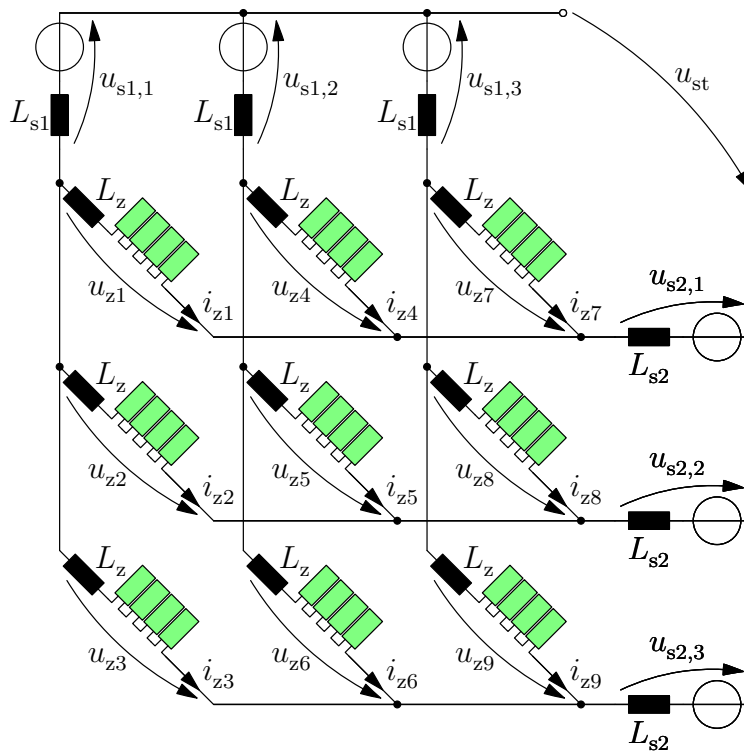


Abbildung 2.6: Modularer Multilevel-Matrix-Umrichter (MMMC)

Der MMMC besteht aus insgesamt neun MMZ, die so angeordnet sind, dass jede Phase des ersten

⁴Erste Simulationsergebnisse deuten darauf hin, dass eine Reduktion der Schwankung auf ca. drei Viertel des Werts ohne Übermodulation erreichbar ist. Dies wird durch Ergebnisse in [39, Abb. 6] gestützt, die im Vergleich mit (2.29) eine Reduktion der Schwankungen auf ca. 77% bei $\varphi = 0$ voraussagen. Diese Fragestellung soll hier aber nicht vertieft werden, sondern eher als Idee für zukünftige Untersuchungen dienen.

⁵Die Addition einer dritten Harmonischen ist beim Hexverter für das schnellere der beiden verbundenen Systeme unproblematisch, erfolgt sie für das langsamere System, so kann der entstehende Zweigspannungsanteil zu Problemen führen. Dies wird in Abschnitt 4.3 deutlich, wo die einzelnen Zweigspannungs- und -stromanteile genauer betrachtet werden.

dreiphasigen Systems mit jeder Phase des zweiten dreiphasigen Systems verbunden ist (Abb. 2.6). Die Spannungen in den Zweigen folgen aus den jeweils drei Systemspannungen u_{s1,j_1} , $j_1 = 1..3$ bzw. u_{s2,j_2} , $j_2 = 1..3$ zu:

$$u_{z(3j_1+j_2-3)} = u_{s1,j_1} - u_{s2,j_2} + u_{st} \quad (2.31)$$

Ähnliches gilt für die Ströme, denen zusätzlich jedoch Kreisströme überlagert sein können. Kreisströme in diesem Sinne sind Ströme, die nicht über die dreiphasigen Systeme fließen.

Da im Rahmen der vorliegenden Arbeit weder ein Laboraufbau noch eine detaillierte Simulation des MMMC inklusive Regelung angestrebt wird, entfällt an dieser Stelle eine detaillierte Analyse der Kreisströme und ihrer Auswirkungen. Eine solche ist beispielsweise in [18] zu finden.

Aus den genannten Quellen geht keine Notwendigkeit bezüglich für einen ideal symmetrischen Betrieb notwendiger Kreisströme hervor. Eine hier nicht näher dargestellte Analyse der Energieinhalte der einzelnen Zweige zeigt, dass für die weiter unten betrachteten Parameterkonstellationen der mittlere Energieinhalt der Modulkondensatoren ohne eingeprägte Kreisströme konstant bleibt. Die Kreisströme werden daher genau wie die Sternpunktspannung u_{st} im Rahmen der vorliegenden Arbeit beim MMMC zu null gesetzt.

Unter dieser Voraussetzung ergeben sich die Zweigströme aus der symmetrischen Aufteilung der Ein- und Ausgangsströme (notiert im jeweiligen Verbraucherzählpeilsystem der dreiphasigen Systeme) zu:

$$i_{z(3j_1+j_2-3)} = -\frac{i_{s1,j_1}}{3} + \frac{i_{s2,j_2}}{3} \quad . \quad (2.32)$$

Da in den Zweigen sowohl Ströme beider Systemfrequenzen fließen als auch Spannungen in beiden Systemfrequenzen auftreten, lassen sich die Nullstellen der Zweigleistungen nicht mehr so einfach bestimmen wie beim M²LC. Die Ermittlung der Energieschwankungsbreite erfolgt daher numerisch mit dem für den Hexverter erläuterten Verfahren (vgl. Abschnitt 5.2.3).

3 Die Hexverter-Topologie

Die Hexverter-Topologie besteht aus sechs **modularen multilevel Zweigen (MMZ)**, die ringförmig miteinander verschaltet sind. An den sechs Verbindungspunkten der einzelnen Zweige ist je eine Phase – abwechselnd zu den beiden dreiphasigen Drehstromnetzen gehörend – angeschlossen (Abb. 3.1).

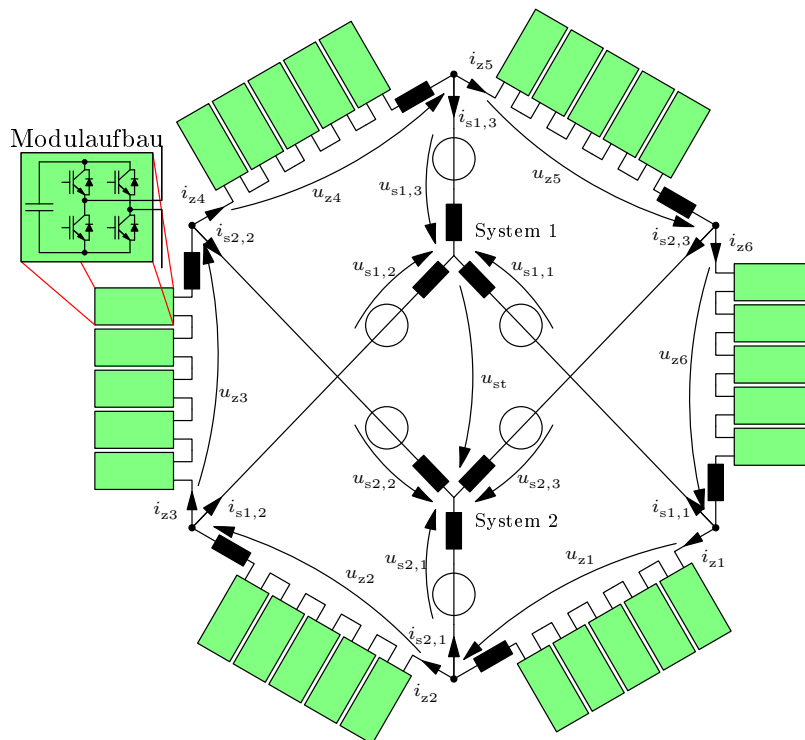


Abbildung 3.1: Neue Umrichtertopologie "Hexverter"

3.1 Grundlegende Analyse des Netzwerks

Die Knotenpunktregel führt abhängig von den Strömen $i_{sk,j}$ in den drei Phasen $j = 1 \dots 3$ der beiden Drehstromsysteme $k = 1 \dots 2$ zu folgenden Strömen i_{zb} in den Zweigen $b = 1 \dots 6$:

$$i_{z1} = i_{z6} - i_{s1,1} \quad , \quad (3.1)$$

$$i_{z2} = i_{z1} - i_{s2,1} \quad , \quad (3.2)$$

$$i_{z3} = i_{z2} - i_{s1,2} \quad , \quad (3.3)$$

$$i_{z4} = i_{z3} - i_{s2,2} \quad , \quad (3.4)$$

$$i_{z5} = i_{z4} - i_{s1,3} \quad , \quad (3.5)$$

$$i_{z6} = i_{z5} - i_{s2,3} \quad . \quad (3.6)$$

Anhand der zirkularen Abhängigkeit der Zweigströme voneinander lässt sich erkennen, dass die Abhängigkeit von den Netzströmen die Zweigströme nicht vollständig definiert; sie weisen einen weiteren Freiheitsgrad auf. Dies ist prinzipiell dazu nutzbar, in einem Zweig den Strom frei vorgeben zu können. Aus Symmetriegründen sinnvoller ist jedoch die Vorgabe des anteilig in allen Zweigen vorhandenen Kreisstroms

$$i_{kr} = \frac{1}{6} \sum_{b=1}^6 i_{zb} \quad . \quad (3.7)$$

Da die Sternpunkte beider Systeme keine direkte Verbindung zueinander oder zum Umrichtersystem aufweisen, kann bezüglich der Ströme kein Nullsystem entstehen:

$$\sum_{j=1}^3 i_{sk,j} = 0, \quad k = 1, 2 \quad . \quad (3.8)$$

Folglich lassen sich die Ströme in beiden Systemen vollständig durch ihre (α, β) -Koordinaten $i_{sk,\alpha,\beta}$ beschreiben. Da im Rahmen der vorliegenden Arbeit die Analyse von Zeitverläufen eine größere Rolle spielt als die Auswertung von in dreiphasigen Systemen auftretenden Leistungen, findet die amplitudeninvariante $(\alpha, \beta, 0)$ -Transformation Anwendung:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad . \quad (3.9)$$

Hiermit folgt für die Zweigströme:

$$\begin{pmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \\ i_{z5} \\ i_{z6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 1 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 1 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1,\alpha} \\ i_{s1,\beta} \\ i_{s2,\alpha} \\ i_{s2,\beta} \\ i_{kr} \end{pmatrix} \quad . \quad (3.10)$$

Aus (3.10) lässt sich bereits eine wichtige Eigenschaften des Umrichtersystems erkennen: Es sind in allen Zweigen Anteile von Strömen aus beiden Systemen vorhanden. Der Faktor, mit dem der Strom aus System 1 im Zweig 1 auftritt, lautet

$$\sqrt{\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{6}\right)^2} = \frac{\sqrt{3}}{3} \quad . \quad (3.11)$$

Dies entspricht laut (3.10) dem Anteil der Ströme aus System 2. Dieser Wert ist identisch für alle Zweige und beide dreiphasigen Systeme; folglich verteilen sich die Ströme ohne einen Kreisstrom gleichmäßig auf alle Zweige.

Die Spannungen über den Zweigen folgen aus den Spannungen der beiden dreiphasigen Systeme $u_{sk,j}$ und der Spannung zwischen den Sternpunkten beider Systeme u_{st} :

$$\begin{pmatrix} u_{z1} \\ u_{z2} \\ u_{z3} \\ u_{z4} \\ u_{z5} \\ u_{z6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{s1,1} \\ u_{s1,2} \\ u_{s1,3} \\ u_{s2,1} \\ u_{s2,2} \\ u_{s2,3} \\ u_{st} \end{pmatrix} . \quad (3.12)$$

Auch hier gilt, dass in allen Zweigen Anteile der Spannungen aus beiden verbundenen Drehstromsystemen zu gleichen Anteilen vorhanden sind. Eine Transformation der dreiphasigen Spannungen auf $(\alpha, \beta, 0)$ -Koordinaten führt zu:

$$\begin{pmatrix} u_{z1} \\ u_{z2} \\ u_{z3} \\ u_{z4} \\ u_{z5} \\ u_{z6} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 & -1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{T}_{\text{spg}}} \begin{pmatrix} u_{s1,\alpha} \\ u_{s1,\beta} \\ u_{s2,\alpha} \\ u_{s2,\beta} \\ u_{st} + u_{s1,0} - u_{s2,0} \end{pmatrix} . \quad (3.13)$$

Im Rest der Arbeit besteht die Annahme, dass $u_{s1,0}$ und $u_{s2,0}$ gleich null sind.

3.2 Zustandsraummodell

Um festzustellen, ob der Hexverter regelungstechnisch steuerbar ist, erfolgt die Herleitung eines Zustandsraummodells. Dieses findet auch später bei den Simulationen Anwendung.

Zusammen mit den beiden Drehstromsystemen verfügt der Hexverter über acht Knoten und zwölf Zweige¹; folglich weist das System fünf unabhängige Ströme auf. Dies deckt sich mit den oben dargestellten Betrachtungen. Als Zustandsgrößen finden die Ströme aus Gl. (3.10) Verwendung:

$$\mathbf{x} = (i_{s1,\alpha} \quad i_{s1,\beta} \quad i_{s2,\alpha} \quad i_{s2,\beta} \quad i_{kr})^T . \quad (3.14)$$

Zur Herleitung der Zustandsraumdarstellung ist eine Unterscheidung zwischen den oben verwendeten Zweigspannungen u_{zb} und den Zweigquellenspannungen u_{qzb} erforderlich. Die Zweigquellenspannungen sind dabei die Spannungen, die seitens der Modulreihenschaltungen im jeweiligen Zweig eingepreßt werden; zusammen mit den Spannungsabfällen über der Induktivität L_{zb} und dem Widerstand R_{zb} im jeweiligen Zweig ergeben sich hieraus die Zweigspannungen (vgl. Abb. 3.2):

$$u_{zb} = u_{qzb} + i_{zb}R_{zb} + \frac{\partial}{\partial t}i_{zb}L_{zb} . \quad (3.15)$$

¹Hiermit sind nicht (nur) die MMZ gemeint.

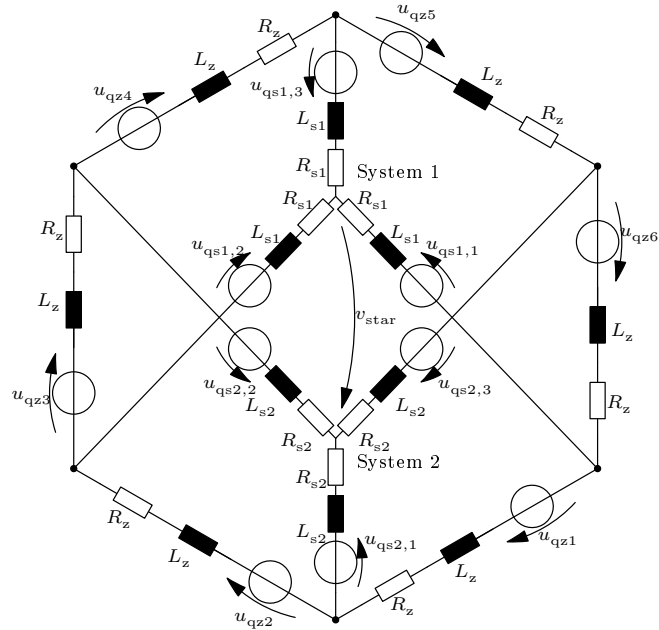


Abbildung 3.2: Regelungstechnisches, vereinfachtes Modell des Hexverters

Bei Berücksichtigung unterschiedlicher Zweiginduktivitäten und -widerstände werden die Gleichungen sehr unhandlich, es erfolgt daher die vereinfachende – und in den allermeisten Fällen auch sinnvolle – Annahme, dass die Induktivitäten aller Umrichterzweige den Wert L_z aufweisen, die Widerstände entsprechend den Wert R_z . Widerstände und Induktivitäten der verbundenen dreiphasigen Systeme unterscheiden sich nur zwischen den Systemen, nicht jedoch von Phase zu Phase. Sie haben die Werte R_{s1} und L_{s1} bzw. R_{s2} und L_{s2} .

Eingangsgrößen des Zustandsraummodells müssen die Zweigquellenspannungen und die Quellenspannungen der dreiphasigen Systeme $u_{qsk,j}$ sein. Da für die spätere Regelung die Zweigquellenspannungen als Stellgrößen dienen, während die Drehspannungsquellen Störgrößen sein werden, erfolgt bereits hier eine entsprechende Unterteilung in den Eingangsvektor \mathbf{u} und den Störgrößenvektor \mathbf{z} :

$$\mathbf{u} = (u_{qz1} \quad u_{qz2} \quad u_{qz3} \quad u_{qz4} \quad u_{qz5} \quad u_{qz6})^T, \quad (3.16)$$

$$\mathbf{z} = (u_{qs1,\alpha} \quad u_{qs1,\beta} \quad u_{qs2,\alpha} \quad u_{qs2,\beta})^T. \quad (3.17)$$

Hiermit ergeben sich die Matrizen \mathbf{A} , \mathbf{B}_u und \mathbf{B}_z der Zustandsraumdarstellung

$$\frac{\partial \mathbf{x}}{\partial t} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_u\mathbf{u} + \mathbf{B}_z\mathbf{z} \quad (3.18)$$

mit den Abkürzungen

$$\alpha_1 = 3L_{s2}R_{s1} + 2L_{s2}R_z + 2L_zR_{s1} + L_zR_z, \quad (3.19)$$

$$\alpha_2 = 3L_{s1}R_{s2} + 2L_{s1}R_z + 2L_zR_{s2} + L_zR_z \quad \text{und} \quad (3.20)$$

$$d = 3L_{s1}L_{s2} + 2L_z(L_{s1} + L_{s2}) + L_z^2 \quad (3.21)$$

wie folgt:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{\alpha_1}{d} & 0 & \frac{L_z R_{s2} - L_{s2} R_z}{2d} & \frac{\sqrt{3}(L_{s2} R_z - L_z R_{s2})}{2d} & 0 \\ 0 & -\frac{\alpha_1}{d} & \frac{\sqrt{3}(R_{s2} L_z - L_{s2} R_z)}{2d} & \frac{L_z R_{s2} - L_{s2} R_z}{2d} & 0 \\ \frac{L_z R_{s1} - L_{s1} R_z}{2d} & \frac{\sqrt{3}(L_z R_{s1} - L_{s1} R_z)}{2d} & -\frac{\alpha_2}{d} & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}(L_{s1} R_z - L_z R_{s1})}{2d} & \frac{L_z R_{s1} - L_{s1} R_z}{2d} & 0 & -\frac{\alpha_2}{d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z}{L_z} \end{pmatrix}, \quad (3.22)$$

$$\mathbf{B}_u = \begin{pmatrix} \frac{2L_z + 3L_{s2}}{3d} & \frac{3L_{s2} + L_z}{3d} & -\frac{L_z}{3d} & \frac{L_z}{3d} & -\frac{3L_{s2} + L_z}{3d} & -\frac{3L_{s2} + 2L_z}{3d} \\ -\frac{\sqrt{3}L_{s2}}{3d} & -\frac{\sqrt{3}L_z + \sqrt{3}L_{s2}}{3d} & \frac{\sqrt{3}L_z + 2\sqrt{3}L_{s2}}{3d} & \frac{\sqrt{3}L_z + 2\sqrt{3}L_{s2}}{3d} & -\frac{\sqrt{3}L_z + \sqrt{3}L_{s2}}{3d} & -\frac{\sqrt{3}L_{s2}}{3d} \\ -\frac{2L_z + 3L_{s1}}{3d} & \frac{3L_{s1} + 2L_z}{3d} & \frac{L_z + 3L_{s1}}{3d} & -\frac{L_z}{3d} & \frac{L_z}{3d} & -\frac{3L_{s1} + L_z}{3d} \\ -\frac{\sqrt{3}L_{s1}}{3d} & \frac{\sqrt{3}L_{s1}}{3d} & -\frac{\sqrt{3}L_z + \sqrt{3}L_{s1}}{3d} & \frac{\sqrt{3}L_z + \sqrt{3}L_{s1}}{3d} & \frac{\sqrt{3}L_z + 2\sqrt{3}L_{s1}}{3d} & -\frac{\sqrt{3}L_z + \sqrt{3}L_{s1}}{3d} \\ -\frac{1}{6L_z} & -\frac{1}{6L_z} & -\frac{1}{6L_z} & -\frac{1}{6L_z} & -\frac{1}{6L_z} & -\frac{1}{6L_z} \end{pmatrix}, \quad (3.23)$$

$$\mathbf{B}_z = \begin{pmatrix} -\frac{2L_z + 3L_{s2}}{d} & 0 & \frac{1}{2} \frac{L_z}{d} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{L_z}{d} \\ 0 & -\frac{2L_z + 3L_{s2}}{d} & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{L_z}{d} & \frac{1}{2} \frac{L_z}{d} \\ \frac{1}{2} \frac{L_z}{d} & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{L_z}{d} & -\frac{2L_z + 3L_{s1}}{d} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{L_z}{d} & \frac{1}{2} \frac{L_z}{d} & 0 & -\frac{2L_z + 3L_{s1}}{d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.24)$$

Eine deutliche Vereinfachung lässt sich durch die Transformation des Eingangsvektors \mathbf{u} auf den Vektor

$$\mathbf{u}_T = (u_{qz,s1\alpha} \quad u_{qz,s1\beta} \quad u_{qz,s2\alpha} \quad u_{qz,s2\beta} \quad u_{qz,st} \quad u_{qz,sum})^T \quad (3.25)$$

erreichen. Hier entspricht $u_{qz,sk\alpha}$ der sich aufgrund der Zweigquellenspannungen im dreiphasigen, stromlosen² System k einstellenden Spannung in α -Richtung, Analoges gilt für $u_{qz,sk\beta}$. $u_{qz,st}$ ist die sich aufgrund der Zweigquellenspannungen einstellende Sternpunktdifferenzspannung (ausgehend von $u_{s1,0} = 0$ und $u_{s2,0} = 0$), während $u_{qz,sum}$ die Summe aller Zweigquellenspannungen ist. Bis auf die zur Summenspannung gehörige letzte Spalte entspricht die Transformationsmatrix \mathbf{T}_u der Matrix \mathbf{T}_{spg} aus Gl. (3.13):

$$\underbrace{\begin{pmatrix} u_{qz1} \\ u_{qz2} \\ u_{qz3} \\ u_{qz4} \\ u_{qz5} \\ u_{qz6} \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & \frac{1}{6} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 & -1 & \frac{1}{6} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & \frac{1}{6} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 & \frac{1}{6} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & \frac{1}{6} \\ -1 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 & \frac{1}{6} \end{pmatrix}}_{\mathbf{T}_u} \underbrace{\begin{pmatrix} u_{qz,s1\alpha} \\ u_{qz,s1\beta} \\ u_{qz,s2\alpha} \\ u_{qz,s2\beta} \\ u_{qz,st} \\ u_{qz,sum} \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}_T}. \quad (3.26)$$

Die neue Eingangsmatrix \mathbf{B}_{uT} des neuen Zustandsraummodells

$$\frac{\partial \mathbf{x}}{\partial t} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_{uT} \mathbf{u}_T + \mathbf{B}_z \mathbf{z} \quad (3.27)$$

²(und stromänderungslosen)

ist nahezu identisch mit der Störgrößeneingangsmatrix \mathbf{B}_z :

$$\mathbf{B}_{uT} = \begin{pmatrix} \swarrow & \uparrow & \nearrow & 0 & 0 \\ \leftarrow & -\mathbf{B}_z & \rightarrow & 0 & 0 \\ \swarrow & \downarrow & \searrow & 0 & -\frac{1}{6L_z} \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

$$= \begin{pmatrix} \frac{2L_z+3L_{s2}}{d} & 0 & -\frac{1}{2}\frac{L_z}{d} & \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_z}{d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2L_z+3L_{s2}}{d} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_z}{d} & -\frac{1}{2}\frac{L_z}{d} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}\frac{L_z}{d} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_z}{d} & \frac{2L_z+3L_{s1}}{d} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{L_z}{d} & -\frac{1}{2}\frac{L_z}{d} & 0 & \frac{2L_z+3L_{s1}}{d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{6L_z} \end{pmatrix}. \quad (3.29)$$

Wie aufgrund der nicht verbundenen Sternpunkte zu erwarten ist, hat die Wahl der Sternpunktspannung u_{st} keinen Einfluss auf die Zustandsgrößen.

An den transformierten Matrizen lässt sich weiterhin erkennen, dass für kleine Zweiginduktivitäten $L_z \ll L_{s1}, L_{s2}$ und kleine Zweigwiderstände $R_z \approx 0$ nicht nur die Systemmatrix diagonal ist, sondern die Ströme in α - und β -Richtungen sich ausschließlich über die zugehörigen, transformierten Zweigquellenspannungen steuern lassen, während der Kreisstrom ausschließlich über die Summenspannung beeinflussbar ist. Das System verfügt dann über entkoppelte Zustands- und Eingangsgrößen, wobei jedem Zustand auch eine Eingangsgröße zuordenbar ist. Damit ist es vollständig steuerbar.³ Es sei darauf hingewiesen, dass sich die Steuerbarkeit ausschließlich auf die hier definierten Zustandsgrößen der Ströme im Umrichtersystem bezieht und die Kondensatorspannungen in den Modulen nicht einschließt. Letztere sind Gegenstand des folgenden Kapitels.

In der Praxis lässt sich aufgrund der in guter Näherung als diagonal approximierbaren Eingangsmatrix, d.h. unter Vernachlässigung der Kreuzkopplungen, ein sehr einfaches Regelungsmodell anwenden. Alle Messungen in [10] und [11] wurden unter Vernachlässigung der Kopplungen durchgeführt.

Zwei zur Kompensation nicht vernachlässigbarer Zweiginduktivitäten geeignete Methoden werden in Kapitel 6 vorgestellt.

³Dies gilt auch ohne die Vereinfachung $L_z \approx 0$, da der Rang der Eingangsmatrix fünf ist und somit der Zustandsanzahl entspricht. Das ist eine hinreichende Bedingung für vollständige Zustands-Steuerbarkeit [41].

4 Energiebalance – Auswirkungen der Zweigleistungen

Bei allen modularen Umrichtersystemen, die nicht über eine netzseitige Speisung der einzelnen Module verfügen, stellt das Herbeiführen einer Energiebalance zwischen den einzelnen Modulen eine besondere Herausforderung dar.

Besonders wichtig ist eine gut funktionierende Balancierung beim Einsatz von Modulen, die ausschließlich über einen Kondensator im Zwischenkreis verfügen und daher nicht bei Bedarf Energie etwa aus einer Batterie beziehen oder in diese einspeisen können. Die Wichtigkeit der Balancierung ist dadurch begründet, dass der Energieinhalt der einzelnen Zwischenkreiskondensatoren direkt mit deren Spannung verknüpft ist, vgl. Abschnitt 2.1.2.1. Sinkt die Spannung bei mehreren Modulen in einem Zweig zu stark ab, so ist es möglich, dass der Zweig die von der Regelung geforderte Ausgangsspannung nicht mehr zur Verfügung stellen kann. Im Fall einer zu großen Zwischenkreisspannung ist hingegen die Überschreitung des zulässigen Betriebsbereichs einzelner Bauteile möglich, was zur Zerstörung des Moduls führen kann.

Das folgende Kapitel beschäftigt sich daher mit dem kontrollierten Energieaustausch zwischen den unterschiedlichen Zweigen des Hexverters. Der Energieaustausch zwischen den einzelnen Modulen eines Zweigs wurde bereits in Abschnitt 2.1.3 behandelt.

Hierzu erfolgt zunächst eine Auswertung der im Betrieb auftretenden Zweigleistungen, bevor Möglichkeiten betrachtet werden, Energie zwischen den Zweigen gezielt zu verschieben.

Die Herleitung und Umformung der teils sehr unhandlichen Gleichungen geschieht mit Hilfe der Mathematik-Software Maple.

4.1 Im Betrieb auftretende Zweigleistungen

Die Zweigleistungen lassen sich grob in zwei Gruppen aufteilen: Zum einen die harmonischen Zweigleistungen, die für die Dimensionierung der Zwischenkreiskondensatoren entscheidend sind, und zum anderen die Gleichanteile der Zweigleistungen, die darüber entscheiden, ob die gesamte Topologie überhaupt funktionsfähig ist. In diesem Kapitel wird nur die zweite Gruppe betrachtet.

Weichen die konstanten Anteile der Leistungsbilanz einzelner Zweige dauerhaft von null ab, so ist davon auszugehen, dass die Zwischenkreisspannungen der betreffenden Zweige entweder so stark sinken, dass die geforderten Spannungen nicht mehr synthetisierbar sind, oder aber so stark steigen, dass die Module zerstört werden. Aus diesem Grund ist eine ausgeglichene Bilanz in den einzelnen Zweigen zwingend

erforderlich:

$$p_{zb}^{\text{const}} \stackrel{!}{=} 0 \quad \forall \quad b = 1 \dots 6 \quad . \quad (4.1)$$

Für die Auswertung kommt das vereinfachte Modell des Umrichters aus Abb. 3.2 zum Einsatz. Es gilt die Annahme, dass Induktivitäten und Widerstände klein sind und der Kreisstrom i_{kr} optimal regelbar ist. Die Ströme bzw. Spannungen der Ersatzspannungsquellen der Zweige ergeben sich daher eindeutig durch die fest vorgegebenen Ein- bzw. Ausgangsgrößen sowie den Kreisstrom und die Sternpunktspannung.

Mit den eingangs in den Gln. (0.1) - (0.4) definierten Bedingungen für die beiden Drehstromsysteme und den Transformationsmatrizen aus den Gln. (3.10) und (3.13) ergibt sich für die Spannungen und Ströme der *ungeradzahligen* Zweige $b = 1, 3, 5$:

$$u_{zb}(t) = \underbrace{\hat{u}_{s1} \cos\left(\omega_{s1}t - \frac{b-1}{3}\pi\right)}_{x_1} + \underbrace{\hat{u}_{s2} \cos\left(\omega_{s2}t + \psi - \frac{b+2}{3}\pi\right)}_{x_2} + \underbrace{u_{\text{st}}(t)}_{x_3} \quad , \quad (4.2)$$

$$i_{zb}(t) = \underbrace{\frac{\hat{i}_{s1}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega_{s1}t - \varphi_{s1} - \frac{2b+3}{6}\pi\right)}_{\xi_1} + \underbrace{\frac{\hat{i}_{s2}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega_{s2}t - \varphi_{s2} + \psi - \frac{2b-1}{6}\pi\right)}_{\xi_2} + \underbrace{i_{\text{kr}}(t)}_{\xi_3} \quad . \quad (4.3)$$

Analog gilt für die *geradzahligen* Zweige $b = 2, 4, 6$:

$$u_{zb}(t) = \underbrace{\hat{u}_{s1} \cos\left(\omega_{s1}t - \frac{b+3}{3}\pi\right)}_{x_4} + \underbrace{\hat{u}_{s2} \cos\left(\omega_{s2}t + \psi - \frac{b-2}{3}\pi\right)}_{x_5} - \underbrace{u_{\text{st}}(t)}_{x_6} \quad , \quad (4.4)$$

$$i_{zb}(t) = \underbrace{\frac{\hat{i}_{s1}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega_{s1}t - \varphi_{s1} - \frac{2b+1}{6}\pi\right)}_{\xi_4} + \underbrace{\frac{\hat{i}_{s2}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega_{s2}t - \varphi_{s2} + \psi - \frac{2b+1}{6}\pi\right)}_{\xi_5} + \underbrace{i_{\text{kr}}(t)}_{\xi_6} \quad . \quad (4.5)$$

Für die Sternpunktspannung und den Kreisstrom gelte zunächst die Annahme, dass es sich um Gleichgrößen U_{st} und I_{cir} handle. Verallgemeinerung der Darstellung auf eine für alle Zweige gültige Form, Ausmultiplizieren, Sortieren der Terme nach ihrer Frequenz und anschließendes Kombinieren gleichfrequenter Terme mit Hilfe des Cosinus-Satzes und der Mathematik-Software Maple führt auf das folgende Ergebnis¹ für die Zweigleistungen $p_{zb}(t) = u_{zb}(t) \cdot i_{zb}(t)$:

$$p_{zb}(t) = \underbrace{\sqrt{\hat{u}_{s1}^2 I_{\text{kr}}^2 + \frac{U_{\text{st}}^2 \hat{i}_{s1}^2}{3} + \frac{2(-1)^b}{3} I_{\text{kr}} U_{\text{st}} P_{s1} - \frac{2}{3\sqrt{3}} I_{\text{kr}} U_{\text{st}} Q_{s1}}}_{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1}}} \cdot \cos(\omega_{s1}t + \varphi_{zb}^{\omega_{s1}}) \dots$$

¹Wie an dieser Stelle erstmals deutlich wird, sind die Gleichungen des vorliegenden Kapitels teilweise unübersichtlich und nur mit Mathematikprogrammen in einem zeitlich sinnvollen Rahmen zu bearbeiten. Da sich die Korrektheit der Gleichungen nur schwer manuell überprüfen lässt, erfolgt eine Prüfung auf numerischem Weg. Hierzu werden Annahmen bezüglich der Ströme und Spannungen in den verbundenen Systemen getroffen und darauf basierend Zweigströme und -spannungen berechnet. Mit diesen modellbasierten Größen lassen sich die Zweigleistungen bestimmen und mit den hier analytisch errechneten Werten vergleichen. Zur Überprüfung der konstanten Zweigleistungsanteile weiter unten kommt ein Vergleich der aufintegrierten Zweigleistungen mit den aufintegrierten analytischen konstanten Zweigleistungsanteilen zum Einsatz. Konkret erfolgte eine Prüfung für die Gleichungen (4.6)-(4.12), (4.16)-(4.17), (4.19)-(4.26), (4.29)-(4.30), (4.45)-(4.46) und (4.59)-(4.60). Auf eine Darstellung der zugehörigen Plots wird an dieser Stelle verzichtet.

$$\begin{aligned}
 & + \underbrace{\sqrt{\hat{u}_{s2}^2 I_{kr}^2 + \frac{U_{st}^2 \hat{i}_{s2}^2}{3} + \frac{2(-1)^b}{3} I_{kr} U_{st} P_{s2} + \frac{2}{3\sqrt{3}} I_{kr} U_{st} Q_{s2}}}_{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s2}}} \cdot \cos(\omega_{s2}t + \varphi_{zb}^{\omega_{s2}}) \dots \\
 & + \underbrace{\frac{\hat{u}_{s1} \hat{i}_{s1}}{2\sqrt{3}}}_{\hat{p}_{zb}^{2\omega_{s1}}} \cdot \cos(2\omega_{s1}t + \varphi_{zb}^{2\omega_{s1}}) \dots \\
 & + \underbrace{\frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2}}{2\sqrt{3}}}_{\hat{p}_{zb}^{2\omega_{s2}}} \cdot \cos(2\omega_{s2}t + \varphi_{zb}^{2\omega_{s2}}) \dots \\
 & + \frac{1}{6} \underbrace{\sqrt{3\hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 + 3\hat{u}_{s2}^2 \hat{i}_{s1}^2 + \frac{4}{3} P_{s1} P_{s2} + \frac{4}{3} Q_{s1} Q_{s2} + \frac{4(-1)^b}{\sqrt{3}} (P_{s1} Q_{s2} - P_{s2} Q_{s1})}}_{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1} + \omega_{s2}}} \dots \\
 & \quad \cdot \cos((\omega_{s1} + \omega_{s2})t + \varphi_{zb}^{\omega_{s1} + \omega_{s2}}) \dots \\
 & + \frac{1}{6} \underbrace{\sqrt{3\hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 + 3\hat{u}_{s2}^2 \hat{i}_{s1}^2 + \frac{8}{3} P_{s1} P_{s2} - \frac{8}{3} Q_{s1} Q_{s2}}}_{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}}} \cdot \cos((\omega_{s1} - \omega_{s2})t + \varphi_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}}) \dots \\
 & \underbrace{- \frac{P_{s1} + P_{s2}}{6} + (-1)^b \left(\frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - U_{st} I_{kr} \right)}_{p_{zb}^{\text{const}}; \text{Gleichanteil}} \tag{4.6}
 \end{aligned}$$

mit den Phasenwinkeln

$$\begin{aligned}
 \varphi_{zb}^{\omega_{s1}} & = \text{atan2} \left(-\frac{1}{9} U_{st} \left(\sqrt{3} P_{s1} + 3(-1)^b Q_{s1} \right), I_{kr} \hat{u}_{s1}^2 + \frac{1}{3} U_{st} (-1)^b P_{s1} - \frac{1}{9} U_{st} \sqrt{3} Q_{s1} \right) \dots \\
 & - \frac{b+1+2(-1)^b}{3} \pi \quad , \tag{4.7}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \varphi_{zb}^{\omega_{s2}} & = \text{atan2} \left(U_{st} \left(\sqrt{3} P_{s2} - 3(-1)^b Q_{s2} \right), 9\hat{u}_{s2}^2 I_{kr} + 3U_{st} P_{s2} (-1)^b + \sqrt{3} U_{st} Q_{s2} \right) \dots \\
 & + \frac{2(-1)^b - b}{3} \pi + \psi \quad , \tag{4.8}
 \end{aligned}$$

$$\varphi_{zb}^{2\omega_{s1}} = \frac{2b-7}{6} \pi - \varphi_{s1} \quad , \tag{4.9}$$

$$\varphi_{zb}^{2\omega_{s2}} = \frac{2b+3}{6} \pi - \varphi_{s2} + 2\psi \quad , \tag{4.10}$$

$$\begin{aligned}
 \varphi_{zb}^{\omega_{s1} + \omega_{s2}} & = \text{atan2} \left(P_{s1} Q_{s2} - Q_{s1} P_{s2} - \sqrt{3} (-1)^b (P_{s1} P_{s2} + Q_{s1} Q_{s2}), \dots \right. \\
 & \left. \frac{9}{2} \hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 + P_{s1} P_{s2} + Q_{s1} Q_{s2} + \sqrt{3} (-1)^b (P_{s1} Q_{s2} - Q_{s1} P_{s2}) \right) \dots \\
 & - \frac{4b+2+5(-1)^b}{6} \pi - \varphi_{s2} + \psi \quad , \tag{4.11}
 \end{aligned}$$

$$\varphi_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}} = \text{atan2} \left(Q_{s1} P_{s2} + P_{s1} Q_{s2}, Q_{s1} Q_{s2} - P_{s1} P_{s2} - \frac{9}{4} \hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 \right) + \frac{4-3(-1)^b}{6} \pi + \varphi_{s2} - \psi \quad . \tag{4.12}$$

Es ist erkennbar, dass sowohl Frequenzanteile beim Doppelten beider Systemfrequenzen vorhanden sind als auch Anteile bei der Summe und der Differenz der Frequenzen. Wenn eine konstante Sternpunkt-

differenzspannung und/oder ein konstanter Kreisstrom vorhanden sind, existieren weiterhin Anteile bei den Systemfrequenzen. Diese könnten durch die Verwendung harmonischer Anteile im Kreisstrom und der Sternpunktspannung vermieden werden. Aus harmonischen Anteilen resultieren jedoch höhere Spitzenströme und -spannungen in den Zweigen, um die gleiche Transferleistung erzielen zu können. Alternativ könnten ähnlich wie in [42] vorgeschlagen auch rechteckförmige Größen zum Einsatz kommen, die keine größeren Spitzenwerte der genutzten Zweiggrößen erfordern als bei der Verwendung von Gleichgrößen. In diesem Fall sind jedoch Auswirkungen möglicher reflektionsbedingter Spannungsüberhöhungen auf die Isolation ebenso zu berücksichtigen wie mögliche Common-Mode-Ströme aufgrund von Wicklungskapazitäten im Generator bzw. Motor [43]. Eine Bewertung dieser Möglichkeiten sei folgenden Arbeiten vorbehalten. Der Gleichanteil wird im folgenden Abschnitt 4.2 näher betrachtet.

Die von (4.6) beschriebene, im Betrieb auftretende Zweigleistung muss abzüglich zweier parasitärer Anteile in den Zwischenkreiskondensatoren der Module auftreten. Beide parasitären Effekte, deren erster die Energieveränderung in der Zweiginduktivität und deren zweiter die Verlustleitung im Zweigwiderstand beschreiben, werden hier vernachlässigt. Der Energieinhalt der Kondensatoren im jeweiligen Zweig b ist zum Zeitpunkt t folglich

$$\begin{aligned}
 e_{zb}(t) &= \int_0^t p_{zb}(t') dt' + e_{zb}(0) & (4.13) \\
 &= \frac{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1}}}{\omega_{s1}} \sin(\omega_{s1}t + \varphi_{zb}^{\omega_{s1}}) + \frac{\hat{p}_{zb}^{2\omega_{s1}}}{2\omega_{s1}} \sin(2\omega_{s1}t + \varphi_{zb}^{2\omega_{s1}}) \dots \\
 &\quad + \frac{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s2}}}{\omega_{s2}} \sin(\omega_{s2}t + \varphi_{zb}^{\omega_{s2}}) + \frac{\hat{p}_{zb}^{2\omega_{s2}}}{2\omega_{s2}} \sin(2\omega_{s2}t + \varphi_{zb}^{2\omega_{s2}}) \dots \\
 &\quad + \frac{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1} + \omega_{s2}}}{\omega_{s1} + \omega_{s2}} \sin((\omega_{s1} + \omega_{s2})t + \varphi_{zb}^{\omega_{s1} + \omega_{s2}}) \dots \\
 &\quad + \frac{\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}}}{\omega_{s1} - \omega_{s2}} \sin((\omega_{s1} - \omega_{s2})t + \varphi_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}}) \dots \\
 &\quad + p_{zb}^{\text{const}} \cdot t \quad , & (4.14)
 \end{aligned}$$

sofern zur Zeit $t = 0$ die Energieinhalte $e_{zb}(0)$ entsprechen. Die Winkel φ_{zb}^{ω} entsprechen den oben angegebenen Phasenwinkeln. Es folgt die für den kontinuierlichen Betrieb entscheidende Analyse der Zweigleistungs-Gleichanteile p_{zb}^{const} .

4.2 Gleichanteile der Zweigleistung

Die folgende Untersuchung der Gleichanteile der Zweigleistungen stellt einen zentralen Teil der vorliegenden Arbeit dar, da die Gleichanteile entscheidend für die Funktionsfähigkeit der Topologie sind.

Die Terme $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1}}$ bis $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}}$ geben allgemein die spektrale Zusammensetzung der Zweigleistungen an. Diese spektrale Zusammensetzung gilt für den Fall, dass die auftretenden Frequenzen einander nicht gleichen, also für $|\omega_{s1}| \neq |\omega_{s2}|$. Abhängig von den Frequenzen der beiden verbundenen Systeme ergeben sich folglich unterschiedliche Gleichanteile für unterschiedliche Beziehungen zwischen den Frequenzen ω_{s1} , ω_{s2} und 0:

1. $\omega_{s1} = \omega_{s2} \neq 0$: Der Term p_{zb}^{const} erweitert sich um den Anteil $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}} \cos(\varphi_{zb}^{\omega_{s1} - \omega_{s2}})$.

2. $\omega_{s1} = -\omega_{s2} \neq 0$: Der Term p_{zb}^{const} erweitert sich um den Anteil $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1}+\omega_{s2}} \cos(\varphi_{zb}^{\omega_{s1}+\omega_{s2}})$.
3. $\omega_{s1} \neq 0, \omega_{s2} = 0$: Der Term p_{zb}^{const} erweitert sich um den Anteil $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s2}} \cos(\varphi_{zb}^{\omega_{s2}}) + \hat{p}_{zb}^{2\omega_{s2}} \cos(\varphi_{zb}^{2\omega_{s2}})$.
4. $\omega_{s1} = 0, \omega_{s2} \neq 0$: Der Term p_{zb}^{const} erweitert sich um den Anteil $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1}} \cos(\varphi_{zb}^{\omega_{s1}}) + \hat{p}_{zb}^{2\omega_{s1}} \cos(\varphi_{zb}^{2\omega_{s1}})$.

Der dritte und der vierte Fall sind ineinander überföhrbar, da sie das gleiche Phänomen (Nullfrequenz in einem System) beschreiben. Es folgt eine gesonderte Betrachtung der einzelnen Fälle.

4.2.1 Unterschiedliche Frequenzen in den Systemen

Für betragsmäßig unterschiedliche Frequenzen ungleich null in den beiden verbundenen Systemen beträgt der konstante Teil der Zweigleistung nach Gl. (4.6):

$$p_{zb}^{\text{const}} = -\frac{P_{s1} + P_{s2}}{6} + (-1)^b \frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - (-1)^b U_{\text{st}} I_{\text{kr}} \quad . \quad (4.15)$$

p_{zb}^{const} setzt sich demnach aus drei Teilen zusammen:

1. Den ersten Teil bildet die *Wirkleistungsbilanz*, die im kontinuierlichen Betrieb immer ausgeglichen sein muss. An dieser Stelle wird deutlich, dass die Verluste im Umrichter in der Herleitung vernachlässigt wurden.
2. Der zweite Teil ist abhängig von der Differenz der an die Systeme abgegebenen Blindleistung. Da dieser Teil in jeweils benachbarten Zweigen mit alternierendem Vorzeichen auftritt, wird er im Folgenden als *Verschiebungsleistung* bezeichnet.
3. Der dritte Teil tritt ebenfalls mit alternierendem Vorzeichen zwischen benachbarten Zweigen auf und entspricht dem Produkt aus Kreisstrom und Sternpunktspannung. Für ihn gilt im Folgenden die Bezeichnung *Transferleistung* $P_{\text{trans}} = U_{\text{st}} I_{\text{kr}}$.

Zum Ausgleich der Verschiebungsleistung existieren zwei Möglichkeiten:

- Einstellung der Blindleistungen auf den gleichen Wert: Ist beispielsweise der Antrieb eines Motors mit induktivem Blindleistungsbedarf gewünscht, so muss auch an das speisende Versorgungsnetz induktive Blindleistung abgegeben werden. (Voraussetzung: $\omega_{s1} \cdot \omega_{s2} > 0$; für $\omega_{s1} \cdot \omega_{s2} < 0$ ist zur Kompensation der Abgabe induktiver Blindleistung an ein System die Abgabe kapazitiver Blindleistung an das andere System notwendig. Dies resultiert aus der nach wie vor gültigen Definition der Spannungen und Ströme sowie der Leistungen nach Gln. (0.1)-(0.8), vgl. Abschnitt “Definitionen” auf S. VII.)
- Nutzung der Transferleistung: Ist die freie Einstellung der Blindleistung in wenigstens einem der verbundenen Systeme nicht möglich, so ist es erforderlich, Kreisstrom und Sternpunktspannung zum Ausgleich der Verschiebungsleistung zu nutzen.

Eine Analyse der Auswirkungen beider Kompensationsverfahren geschieht einhergehend mit dem Vergleich der Topologien untereinander im Kapitel 5.

4.2.2 Identische Frequenzen in den Systemen

Für identische Frequenzen ergibt sich mit $\mu = \frac{\hat{u}_{s2}}{\hat{u}_{s1}}$ folgender konstanter Anteil in den Zweigleistungen gemäß den Termen p_{zb}^{const} und $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1}-\omega_{s2}}$ mit zugehöriger Phasenlage:

$$p_{zb}^{\text{const}*} = -\frac{P_{s1} + P_{s2}}{6} + (-1)^b \left(\frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - U_{\text{st}} I_{\text{kr}} \right) \dots$$

$$+ \frac{1}{6} \sqrt{3\hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 + 3\hat{u}_{s2}^2 \hat{i}_{s1}^2 + \frac{8}{3}P_{s1}P_{s2} - \frac{8}{3}Q_{s1}Q_{s2}} \cdot \cos \left[\frac{4 - 3(-1)^b}{6} \pi + \varphi_{s2} - \psi \dots \right.$$

$$\left. + \text{atan2} \left(Q_{s1}P_{s2} + P_{s1}Q_{s2}, Q_{s1}Q_{s2} - P_{s1}P_{s2} - \frac{9}{4}\hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 \right) \right] \quad (4.16)$$

$$= -\frac{P_{s1} + P_{s2}}{6} + (-1)^b \left[\frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - U_{\text{st}} I_{\text{kr}} \dots \right.$$

$$\left. + \left(\frac{Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6} - \frac{P_{s1}\mu + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \sin \psi + \left(\frac{Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - \frac{Q_{s1}\mu}{6} - \frac{P_{s2}}{\mu} + P_{s1}\mu \right) \cos \psi \right]. \quad (4.17)$$

Es ist erkennbar, dass zur Verschiebungsleistung ein ψ -abhängiger Anteil hinzukommt. Durch diesen ψ -abhängigen Anteil ist es nicht möglich, in allen Betriebspunkten einen kontinuierlichen Betrieb ohne Nutzung der Transferleistung, d.h. durch ausschließlichen Ausgleich der Verschiebungsleistung mit Hilfe von Blindleistung in einem System, zu ermöglichen².

Mit Hilfe der Transferleistung ist es jedoch möglich, das System zu betreiben. Dies geschieht unter Inkaufnahme zusätzlicher Verluste, die ihren Ursprung in größeren Zweigströmen bzw. in der für größere Zweigspannungen erforderlichen größeren Modulanzahl haben.

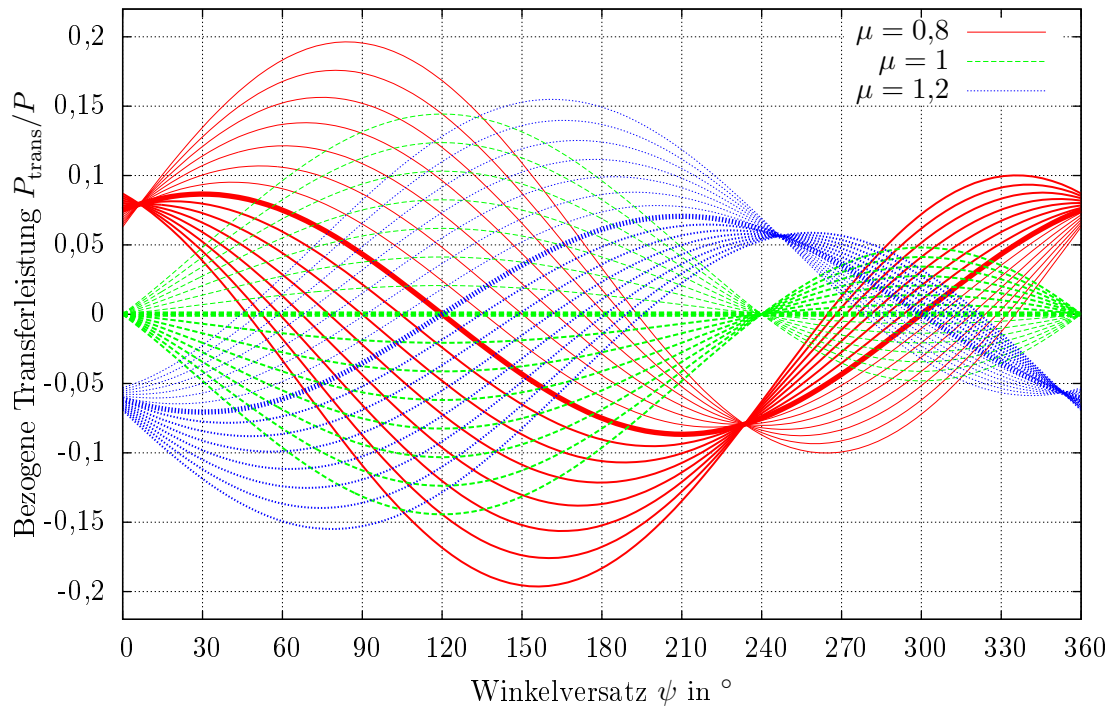
Die Amplitude des ψ -abhängigen Anteils beträgt

$$\hat{p}_{\psi} = \frac{\sqrt{3}}{9} \sqrt{\left(Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu} \right)^2 + \left(P_{s1}\mu + \frac{P_{s2}}{\mu} \right)^2}. \quad (4.18)$$

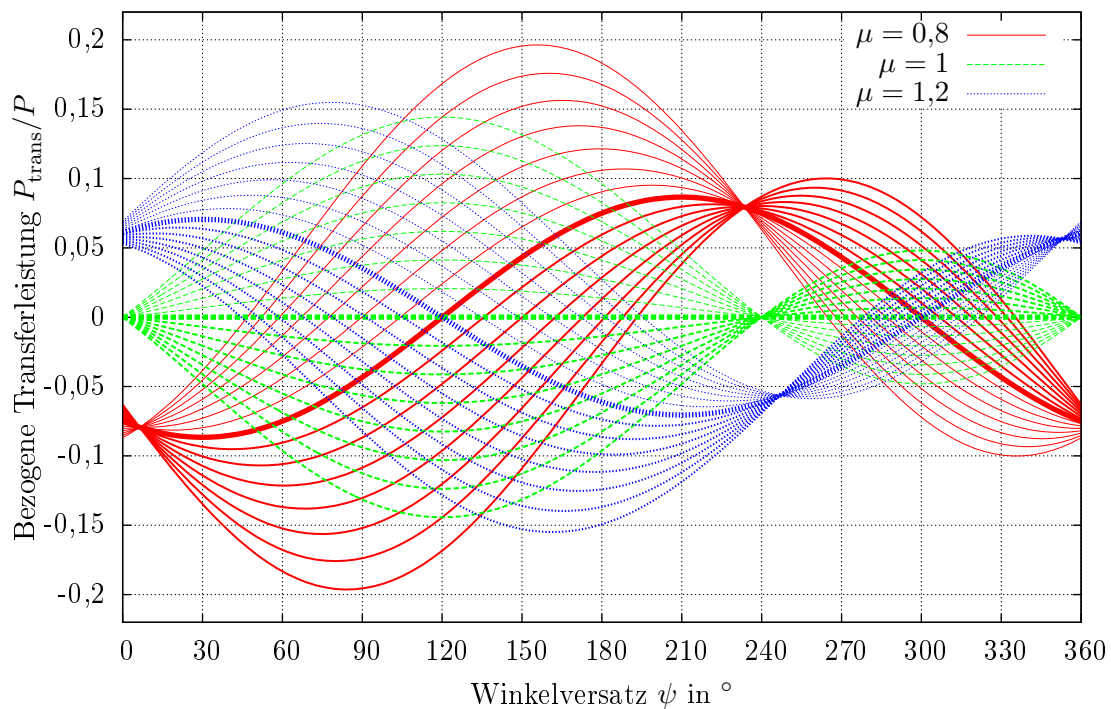
Bei ähnlichen Spannungen in beiden Systemen und ohne Blindleistung bzw. mit identischer Blindleistung in beiden Systemen ist \hat{p}_{ψ} sehr klein, da P_{s1} und P_{s2} im Allgemeinen unterschiedliche Vorzeichen haben. Folglich ist in diesem Fall auch die zum Ausgleich erforderliche Transferleistung klein, sodass ein effizienter Betrieb möglich ist. Bei großen Übersetzungsverhältnissen oder hohem Blindleistungsbedarf ist jedoch ein deutlich reduzierter Wirkungsgrad zu erwarten.

Abb. 4.1 stellt die erforderliche Transferleistung für eine Blindleistung im zweiten System abhängig von ψ für unterschiedliche Leistungsübertragungsrichtungen dar. Es sei darauf hingewiesen, dass der konstante Anteil $\frac{\sqrt{3}}{18}(Q_{s1} - Q_{s2})$ dort bereits enthalten ist.

²Mathematisch lässt sich für das Problem eine Lösung auch ohne Nutzung der Transferleistung finden. Die Abhängigkeit von Q_{s1} von ψ für einen kontinuierlichen Betrieb ist beispielsweise [12] zu entnehmen. Erwartungsgemäß enthält die Lösung jedoch zwei Polstellen über ψ und ist daher in der Praxis nur begrenzt sinnvoll anwendbar, eine vertiefte Betrachtung erfolgt daher an dieser Stelle nicht.



(a) Wirkleistungsübertragung von System 2 nach System 1



(b) Wirkleistungsübertragung von System 1 nach System 2

Abbildung 4.1: Notwendige Transferleistung zum Ausgleich der Verschiebungsleistung abhängig vom Winkelversatz ψ . Parameter: $Q_{s2} = -0,5 \cdot |P| \dots 0,5 \cdot |P|$; dünne Linien: $Q_{s2} > 0$, dicke Linien: $Q_{s2} < 0$, dickste Linie: $Q_{s2} = 0$. $P_{s1} = -P_{s2}$, $Q_{s1} = 0$.

4.2.3 Unterschiedliche Rotationsrichtungen bei identischen Frequenzen in den Systemen

Sind die Frequenzparameter f_{s1} und f_{s2} bzw. ω_{s1} und ω_{s2} betragsmäßig identisch, aber vorzeichenverschieden, so gilt für die Gleichanteile der Zweigleistungen laut den Termen p_{zb}^{const} und $\hat{p}_{zb}^{\omega_{s1}+\omega_{s2}}$ mit zugehöriger Phasenlage:

$$\begin{aligned}
 p_{zb}^{\text{const}*} = & -\frac{P_{s1} + P_{s2}}{6} + (-1)^b \left(\frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - U_{\text{st}} I_{\text{kr}} \right) \dots \\
 & + \frac{1}{6} \sqrt{3\hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 + 3\hat{u}_{s2}^2 \hat{i}_{s1}^2 + \frac{4}{3}P_{s1}P_{s2} + \frac{4}{3}Q_{s1}Q_{s2} + \frac{4(-1)^b}{\sqrt{3}}(P_{s1}Q_{s2} - P_{s2}Q_{s1})} \dots \\
 & \cdot \cos \left[\psi - \varphi_{s2} + \text{atan2} \left(P_{s1}Q_{s2} - Q_{s1}P_{s2} - \sqrt{3}(-1)^b(P_{s1}P_{s2} + Q_{s1}Q_{s2}), \dots \right. \right. \\
 & \left. \left. \frac{9}{2}\hat{u}_{s1}^2 \hat{i}_{s2}^2 + P_{s1}P_{s2} + Q_{s1}Q_{s2} + \sqrt{3}(-1)^b(P_{s1}Q_{s2} - Q_{s1}P_{s2}) \right) - \frac{4b + 2 + 5(-1)^b}{6}\pi \right].
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Bereits der letzte Term im cos-Argument lässt erkennen, dass die Leistungen in diesem Belastungsfall vollständig unsymmetrisch werden; es bleibt nicht bei Abweichungen zwischen benachbarten Zweigen. Auflösen des cos-Terms führt auf die folgenden ψ -abhängigen Zweigleistungen:

$$\begin{aligned}
 p_{z1}^{\text{const}*} = & \left(\frac{\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6} + \frac{Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \cos \psi + \left(\frac{\frac{P_{s2}}{\mu} - \mu P_{s1}}{6\sqrt{3}} + \frac{\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6} \right) \sin \psi \dots \\
 & - \frac{P_{s2} + P_{s1}}{6} + \left(U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} \right),
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

$$\begin{aligned}
 p_{z2}^{\text{const}*} = & \left(-\frac{\mu P_{s1}}{6} - \frac{\mu Q_{s1} + 2\frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \cos \psi + \left(\frac{\mu P_{s1} + 2\frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{\mu Q_{s1}}{6} \right) \sin \psi \dots \\
 & - \frac{P_{s2} + P_{s1}}{6} - \left(U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} \right),
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

$$\begin{aligned}
 p_{z3}^{\text{const}*} = & \left(-\frac{\mu P_{s1}}{6} + \frac{\mu Q_{s1} + 2\frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \cos \psi + \left(-\frac{\mu P_{s1} + 2\frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{\mu Q_{s1}}{6} \right) \sin \psi \dots \\
 & - \frac{P_{s2} + P_{s1}}{6} + \left(U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} \right),
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

$$\begin{aligned}
 p_{z4}^{\text{const}*} = & \left(\frac{\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6} - \frac{Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \cos \psi + \left(\frac{\mu P_{s1} - \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} + \frac{\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6} \right) \sin \psi \dots \\
 & - \frac{P_{s2} + P_{s1}}{6} - \left(U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} \right),
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

$$\begin{aligned}
 p_{z5}^{\text{const}*} = & \left(-\frac{P_{s2}}{6\mu} - \frac{2\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \cos \psi + \left(\frac{2\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{Q_{s2}}{6\mu} \right) \sin \psi \dots \\
 & - \frac{P_{s2} + P_{s1}}{6} + \left(U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} \right),
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned}
 p_{z6}^{\text{const}*} = & \left(-\frac{P_{s2}}{6\mu} + \frac{2\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \cos \psi + \left(-\frac{2\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{Q_{s2}}{6\mu} \right) \sin \psi \dots \\
 & - \frac{P_{s2} + P_{s1}}{6} - \left(U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} \right) . \quad (4.25)
 \end{aligned}$$

Eine gewisse Struktur scheint zwar vorhanden zu sein, es ist jedoch erkennbar, dass eine Nutzung der Transferleistung aufgrund der Asymmetrie der zusätzlichen Leistungsanteile hier nicht mehr ausreicht, um die auftretenden Leistungen zu kompensieren.

Auch eine evtl. freie Einstellbarkeit der Blindleistung in einem System hilft nicht, einen dauerhaften Betrieb zu ermöglichen. Es sind daher weitere Freiheitsgrade erforderlich, vgl. Abschnitt 4.3.

4.2.4 Gleichgrößen in einem System

Aus Symmetriegründen ist es egal, in welchem System die Nullfrequenz auftritt, an dieser Stelle erfolgt die Betrachtung ausschließlich für Gleichgrößen im zweiten System.

ψ entspricht in diesem Fall dem Phasenwinkel der Spannung im zweiten System. Der Gleichanteil der Zweigleistungen lautet unter Berücksichtigung der Anteile bei ω_{s2} und $2\omega_{s2}$:

$$\begin{aligned}
 p_{zb}^{\text{const}*} = & -\frac{P_{s2} + P_{s1}}{6} + (-1)^b \left(\frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{\hat{i}_{s2} \hat{u}_{s2}}{2\sqrt{3}} \sin \left[\varphi_{s2} + \frac{2b}{3} \pi - 2\psi \right] \right) \dots \\
 & + \frac{U_{\text{st}} \hat{i}_{s2}}{\sqrt{3}} \cos \left(\varphi_{s2} - \psi + \frac{2b - 3 - 2(-1)^b}{6} \pi \right) + \hat{u}_{s2} I_{\text{kr}} \cos \left(\frac{b + 3 + (-1)^b}{3} \pi - \psi \right) . \quad (4.26)
 \end{aligned}$$

Es ist ersichtlich, dass Sternpunktspannung und Kreisstrom in diesem Betriebsmodus nicht nur in Kombination miteinander die Transferleistung ergeben, sondern vielmehr auch mit den Größen des nullfrequenten Systems wechselwirken. Grund hierfür ist die identische Frequenz, in diesem Fall null.

Des Weiteren ist ersichtlich, dass auch ohne Einsatz von Transferleistung und bei optimalen Blindleistungen eine Unsymmetrie zwischen den Zweigen auftritt (b -Abhängigkeit des Winkels für den Anteil $(-1)^b \frac{\hat{i}_{s2} \hat{u}_{s2}}{2\sqrt{3}} \sin(\dots)$). Folglich ist der Umrichter mit den bereits behandelten Regelgrößen bei Nullfrequenz nicht einsetzbar.

4.3 Zusätzliche Freiheitsgrade für die Zweigenergieregung

Die Tatsache, dass ein harmonischer Strom nur mit einer gleichfrequenten Spannung im zeitlichen Mittel eine Leistung ergibt, lässt sich nutzen, um weitere Freiheitsgrade zur Regelung der Zweigenergieinhalte zu erlangen. Diese zusätzlichen Freiheitsgrade können den Betrieb auch in Bereichen ermöglichen, die mit den bisher beschriebenen Eingriffsmöglichkeiten laut obiger Darstellung nicht erreichbar sind.

Ziel dieses Abschnitts ist es, für jeden der oben beschriebenen Betriebsmodi sechs in ihren Auswirkungen linear unabhängige Beeinflussungsmöglichkeiten für die sechs Zweigenergieinhalte zu finden.

Denkbar sind sowohl für den Kreisstrom als auch für die Sternpunktspannung je Systemfrequenz zwei Komponenten in unterschiedlicher Phasenlage. Um die analytische Auswertung zu vereinfachen, kommen je System um 90° verschobene Spannungen bzw. Ströme (Index χ bzw. ξ) zum Einsatz. Diese Komponenten seien wie folgt definiert³:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{st}}(t) = & U_{\text{st}} + u_{\text{st,diff}} \cos(\omega_{\text{diff}} t) + u_{\text{st}1\chi} \cos(\omega_{\text{s}1} t - \varphi_{\text{s}1}) + u_{\text{st}1\xi} \cos\left(\omega_{\text{s}1} t - \varphi_{\text{s}1} - \frac{\pi}{2}\right) \dots \\
 & + u_{\text{st}2\chi} \cos\left(\omega_{\text{s}2} t + \psi - \varphi_{\text{s}2} + \frac{\pi}{3}\right) + u_{\text{st}2\xi} \cos\left(\omega_{\text{s}2} t + \psi - \varphi_{\text{s}2} - \frac{\pi}{6}\right) \quad , \quad (4.27)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_{\text{kr}}(t) = & I_{\text{kr}} + i_{\text{kr,diff}} \cos(\omega_{\text{diff}} t) + i_{\text{kr}1\chi} \cos(\omega_{\text{s}1} t) + i_{\text{kr}1\xi} \cos\left(\omega_{\text{s}1} t - \frac{\pi}{2}\right) \dots \\
 & + i_{\text{kr}2\chi} \cos\left(\omega_{\text{s}2} t + \psi + \frac{\pi}{3}\right) + i_{\text{kr}2\xi} \cos\left(\omega_{\text{s}2} t + \psi - \frac{\pi}{6}\right) \quad . \quad (4.28)
 \end{aligned}$$

Die hier neu eingeführte Frequenz ω_{diff} ist mit keiner der beiden Systemfrequenzen identisch; die mit ihr assoziierten Komponenten erlauben daher die Erzeugung einer symmetrisch auftretenden Transferleistung auch im Fall der in Abschnitt 4.2.4 besprochenen Gleichgrößen in einem System.

Es folgt eine Betrachtung der entstehenden Freiheitsgrade getrennt für die einzelnen Betriebspunkte.

4.3.1 Freiheitsgrade bei unterschiedlichen Frequenzen

Der einfachste Fall ist der Fall unterschiedlicher Frequenzen ungleich null in beiden Systemen. Für die hier durchgeführte Betrachtung liefert U_{st} zusammen mit I_{kr} die Transferleistung.

Alternativ sind mit gleichem Ergebnis auch die Wechselgrößen $u_{\text{st,diff}}$ und $i_{\text{kr,diff}}$ einsetzbar. Der Einsatz von Wechselgrößen hat den Vorteil, dass keine konstante Sternpunktdifferenzspannung zwischen den verbundenen Systemen entsteht; der Anteil mit der Kreisfrequenz ω_{diff} lässt sich beispielsweise durch ein Gleichtaktfilter entfernen. Die Methode ermöglicht daher auch die Verbindung zweier Drehstromsysteme, deren Sternpunkte miteinander verbunden sind.

Auf der anderen Seite sinkt der Wirkungsgrad des Umrichtersystems durch Nutzung der Wechselgrößen: Erstens durch die gegebenenfalls höhere Schaltfrequenz bei Einsatz einer großen Frequenz für ω_{diff} ($\omega_{\text{diff}} \gg \omega_{\text{s}1}, \omega_{\text{s}2}$) und zweitens durch die größere erforderliche Überdimensionierung des Systems, da für die gleiche Auswirkung in der Transferleistung das Produkt aus $u_{\text{st,diff}}$ und $i_{\text{kr,diff}}$ um den Faktor zwei größer sein muss als das Produkt aus U_{st} und I_{kr} . Folglich wachsen die maximalen Ströme und die maximalen Spannungen, welche in den Zweigen auftreten.

Unabhängig von der Frequenz der Spannung und des Stroms, die zur Erzeugung der Transferleistung genutzt werden, stehen die folgenden Freiheitsgrade zur Verfügung:

- Energiebilanz.
- Transferleistung (s.o.).
- $u_{\text{st}1\chi}$ und $u_{\text{st}1\xi}$: Ergeben unterschiedliche, konstante Zweigleistungsanteile zusammen mit dem Strom des ersten Systems.

³Durch Definition der Winkel nach (4.27) und (4.28) ergeben sich im weiteren Verlauf verhältnismäßig einfache und symmetrische Gleichungssysteme.

- $u_{st2\chi}$ und $u_{st2\xi}$: Ergeben unterschiedliche, konstante Zweigleistungsanteile zusammen mit dem Strom des zweiten Systems.
- $i_{kr1\chi}$ und $i_{kr1\xi}$: Ergeben unterschiedliche, konstante Zweigleistungsanteile zusammen mit der Spannung des ersten Systems.
- $i_{kr2\chi}$ und $i_{kr2\xi}$: Ergeben unterschiedliche, konstante Zweigleistungsanteile zusammen mit der Spannung des zweiten Systems.

Insgesamt ergeben sich die Gleichanteile der einzelnen Zweigleistungen wie folgt:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} p_{z1}^{\text{const}} \\ p_{z2}^{\text{const}} \\ p_{z3}^{\text{const}} \\ p_{z4}^{\text{const}} \\ p_{z5}^{\text{const}} \\ p_{z6}^{\text{const}} \end{pmatrix}}_{\mathbf{p}_{\text{const}}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{6} & 1 & 2 & 0 & -1 & -\sqrt{3} \\ \frac{1}{6} & -1 & 1 & -\sqrt{3} & 1 & \sqrt{3} \\ \frac{1}{6} & 1 & -1 & \sqrt{3} & 2 & 0 \\ \frac{1}{6} & -1 & 1 & \sqrt{3} & -2 & 0 \\ \frac{1}{6} & 1 & -1 & -\sqrt{3} & -1 & \sqrt{3} \\ \frac{1}{6} & -1 & -2 & 0 & 1 & -\sqrt{3} \end{pmatrix}}_{\mathbf{M}_{\text{const}}} \underbrace{\begin{pmatrix} -P_{s1} - P_{s2} \\ P_{\text{ver}}^* \\ \frac{1}{4}\hat{u}_{s1}i_{kr1\chi} + \frac{\sqrt{3}}{12}u_{st2\xi}\hat{i}_{s2} \\ \frac{1}{4}\hat{u}_{s1}i_{kr1\xi} - \frac{\sqrt{3}}{12}u_{st2\chi}\hat{i}_{s2} \\ \frac{1}{4}\hat{u}_{s2}i_{kr2\chi} - \frac{\sqrt{3}}{12}u_{st1\xi}\hat{i}_{s1} \\ \frac{1}{4}\hat{u}_{s2}i_{kr2\xi} + \frac{\sqrt{3}}{12}u_{st1\chi}\hat{i}_{s1} \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}_{\text{const}}}. \quad (4.29)$$

Der Rang der Matrix $\mathbf{M}_{\text{const}}$ ist 6, d.h. die Mittelwerte aller Zweigleistungen lassen sich beliebig einstellen. Bei gleichzeitigem Einsatz der Kreisstrom- und Sternspannungskomponenten kommen zur Verschiebungsleistung Koppelterme hinzu. Es gilt daher für P_{ver}^* aus (4.29):

$$\begin{aligned}
 P_{\text{ver}}^* &= \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} + U_{\text{st}}I_{\text{kr}} + \frac{u_{\text{st,diff}}i_{\text{kr,diff}}}{2} \dots \\
 &+ \frac{u_{\text{st}1\chi}i_{\text{kr}1\xi} - u_{\text{st}1\xi}i_{\text{kr}1\chi}}{2} \sin \varphi_{s1} + \frac{u_{\text{st}1\chi}i_{\text{kr}1\chi} + u_{\text{st}1\xi}i_{\text{kr}1\xi}}{2} \cos \varphi_{s1} \dots \\
 &+ \frac{u_{\text{st}2\chi}i_{\text{kr}2\xi} - u_{\text{st}2\xi}i_{\text{kr}2\chi}}{2} \sin \varphi_{s2} + \frac{u_{\text{st}2\chi}i_{\text{kr}2\chi} + u_{\text{st}2\xi}i_{\text{kr}2\xi}}{2} \cos \varphi_{s2} \dots \quad (4.30)
 \end{aligned}$$

Es ist hinreichend und aufgrund der Einfachheit sinnvoll, entweder nur Kreisstromanteile oder nur Sternspannungsanteile zu verwenden.

Zur Verifizierung der Gleichungen erfolgt die Berechnung der Zweig-Energieänderungen für eine Dauer von einer Sekunde. Die Randparameter für die Auswertung sind Tabelle 4.1 zu entnehmen.

Aus dem Testvektor für die mittleren Zweigleistungen $\mathbf{p}_{\text{soll,test}}$ sowie der Leistung im zweiten System P_{s2} erfolgt die Berechnung von P_{s1} , anschließend durch Multiplikation der Inversen von $\mathbf{M}_{\text{const}}$ mit dem Testvektor die Berechnung von entweder den vier Kreisstrom-Anteilen $i_{\text{kr}(1,2),(\chi,\xi)}$ oder den vier Sternpunktspannungsanteilen $u_{\text{st}(1,2),(\chi,\xi)}$. Ebenfalls aus dem Testvektor sowie den Blindleistungen Q_{s1} und Q_{s2} folgt die erforderliche Transferleistung P_{trans} .

Diese Werte kommen schließlich bei der zeitabhängigen Berechnung der Zweigspannungen und Zweigströme zum Einsatz. Deren Produkt lässt sich aufintegrieren und entspricht dann der zeitabhängigen Änderung der Zweigenergieinhalte relativ zur Startzeit der Integration (siehe auch Abschnitt 5.2.3.1).

Das Ergebnis (Abbn. 4.2 für die Kreisstrommethode und 4.3 für die Sternpunktspannungsmethode) verifiziert die angestellten Überlegungen: Die Energieänderungen in den Zweigen entsprechen nach einer Sekunde mit $\mathbf{e}_{\text{Aenderung},1s} = 1s \cdot \mathbf{p}_{\text{soll,test}}$ den Erwartungen. Eine ausführliche Verifikation des Verfahrens am Simulationsmodell mit implementierter Regelung ist Abschnitt 7.5.2 zu entnehmen.

Parameter	Formelzeichen	Wert
Frequenz im System 1	f_{s1}	50 Hz
Frequenz im System 2	f_{s2}	20 Hz
Phasenverschiebung zw. den Systemen	ψ	105°
Blindleistung im System 1	Q_{s1}	0 MVA
Blindleistung im System 2	Q_{s2}	0 MVA
Wirkleistung im System 2	P_{s2}	-10 MW
Strangspannung im System 1	\hat{u}_{s1}	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 10 \text{ kV}$
Strangspannung im System 2	\hat{u}_{s2}	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 9 \text{ kV}$
(siehe Abschnitt 5.2.1.1)	ξ	$\frac{U_{st}}{I_{cir}} = 16,7 \frac{\text{V}}{\text{A}}$
Testvektor für Zweigleistungen	$\mathbf{P}_{\text{sol},\text{test}}$	$[500, -250, 200, 100, 0, -100]^T \cdot 1 \text{ kW}$

Tabelle 4.1: Parameter für die Auswertung der Sternpunktspannungs- und Zweigleistungsanteile

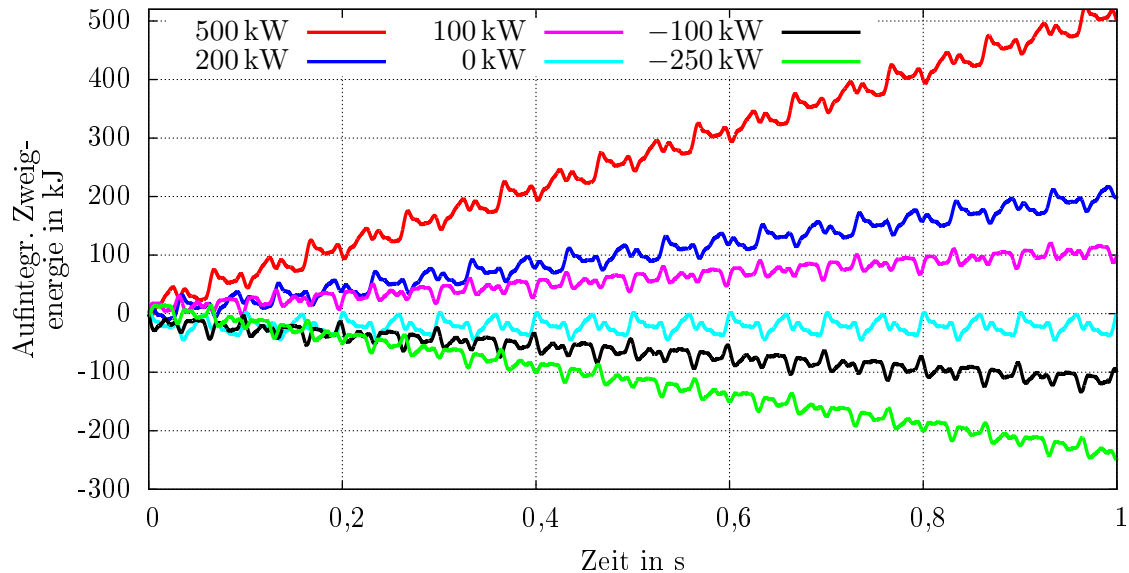


Abbildung 4.2: Nachweis der Energie-Verschiebung bei ungleichen Frequenzen in beiden Systemen, Kreisstrommethode. Parameter: Siehe Tabelle 4.1. Statt der Zweignummer sind der Legende die in der Tabelle genannten SolleLeistungen für den jeweiligen Zweig zu entnehmen.

Zur Beurteilung der praktischen Anwendbarkeit des Verfahrens erfolgt eine Auswertung der Amplituden der zusätzlichen Kreisstrom- bzw. Sternpunktspannungsanteile. Dies geschieht bezogen auf die im Normalbetrieb auftretenden Zweigstrom- bzw. Zweigspannungsspitzenwerte, für die nach Gln. (3.10) und (3.11) bzw. (3.13) ohne Sternpunktspannung und Kreisstrom gilt:

$$\hat{u}_z = \hat{u}_{s1} + \hat{u}_{s2} \quad , \quad (4.31)$$

$$\hat{i}_z = \frac{\hat{i}_{s1} + \hat{i}_{s2}}{\sqrt{3}} \quad . \quad (4.32)$$

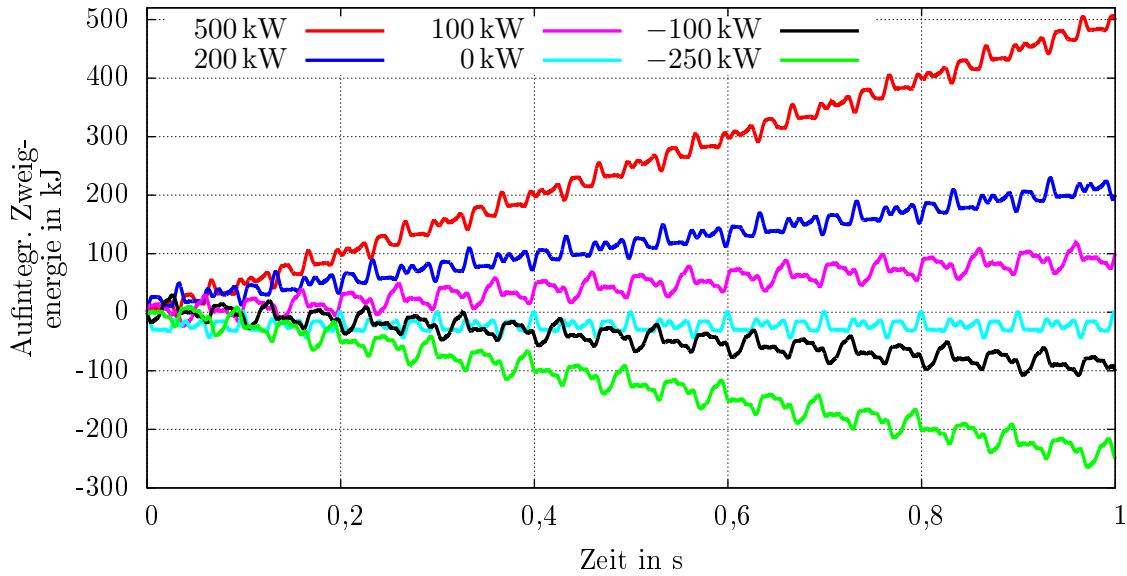


Abbildung 4.3: Nachweis der Energie-Verschiebung bei ungleichen Frequenzen in beiden Systemen, Sternpunktspannungsmethode. Parameter: Siehe Tabelle 4.1.

Für die bezogenen Größen folgt damit⁴:

$$a_{i,\text{add}} = \sqrt{3} \frac{\sqrt{i_{\text{kr}1,\chi}^2 + i_{\text{kr}1,\xi}^2} + \sqrt{i_{\text{kr}2,\chi}^2 + i_{\text{kr}2,\xi}^2} + |I_{\text{kr}}|}{\hat{i}_{s1} + \hat{i}_{s2}}, \quad (4.33)$$

$$a_{u,\text{add}} = \frac{\sqrt{u_{\text{st}1,\chi}^2 + u_{\text{st}1,\xi}^2} + \sqrt{u_{\text{st}2,\chi}^2 + u_{\text{st}2,\xi}^2} + |U_{\text{st}}|}{\hat{u}_{s1} + \hat{u}_{s2}}. \quad (4.34)$$

Als Beispiel erfolgt die Annahme, dass Energie aus allen übrigen Zweigen zu gleichen Anteilen in einen einzelnen Zweig verschoben werden soll. Die in diesem Zweig auftretende mittlere Leistung betrage 5% der Leistung im zweiten System. Um auszuschließen, dass das Ergebnis davon abhängt, welcher Zweig als Ziel für die Leistungsverschiebung dient, erfolgt die Berechnung für alle sechs Zweige einzeln, dargestellt sind stets die maximal auftretenden Werte.

Unterschiedliche Ein- und Ausgangsleistungen lassen sich über den Wirkungsgrad $\eta = \frac{P_{s1}}{-P_{s2}}$ berücksichtigen⁵:

$$\mathbf{p}_{\text{soll,eta}} = P_{s2} \frac{\eta - 1}{6} \cdot [1, 1, 1, 1, 1, 1]^T. \quad (4.35)$$

⁴Da die Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteile abgesehen von der Transferleistung in den Frequenzen der verbundenen Systeme auftreten, müsste hier genau genommen noch die Art der Überlagerung mit den bereits in den Zweigen fließenden Strömen bzw. dort bereits anliegenden Spannungen berücksichtigt werden. Dies soll an dieser Stelle jedoch einfachheitshalber vernachlässigt werden.

⁵Vorausgesetzt wird hier eine Energieübertragung vom zweiten in das erste System gemäß den Randbedingungen aus Tabelle 4.1.

Die Sollleistungsvektoren lauten hiermit für die beschriebenen Beispielfälle bei 5% Verschiebung:

$$\mathbf{p}_{\text{soll},1} = \mathbf{p}_{\text{soll},\text{eta}} + 0,05 \cdot |P_{s2}| \cdot [1, -0,2, -0,2, -0,2, -0,2, -0,2]^T, \quad (4.36)$$

$$\mathbf{p}_{\text{soll},2} = \mathbf{p}_{\text{soll},\text{eta}} + 0,05 \cdot |P_{s2}| \cdot [-0,2, 1, -0,2, -0,2, -0,2, -0,2]^T, \quad (4.37)$$

$$\mathbf{p}_{\text{soll},3} = \mathbf{p}_{\text{soll},\text{eta}} + 0,05 \cdot |P_{s2}| \cdot [-0,2, -0,2, 1, -0,2, -0,2, -0,2]^T, \quad (4.38)$$

$$\mathbf{p}_{\text{soll},4} = \mathbf{p}_{\text{soll},\text{eta}} + 0,05 \cdot |P_{s2}| \cdot [-0,2, -0,2, -0,2, 1, -0,2, -0,2]^T, \quad (4.39)$$

$$\mathbf{p}_{\text{soll},5} = \mathbf{p}_{\text{soll},\text{eta}} + 0,05 \cdot |P_{s2}| \cdot [-0,2, -0,2, -0,2, -0,2, 1, -0,2]^T, \quad (4.40)$$

$$\mathbf{p}_{\text{soll},6} = \mathbf{p}_{\text{soll},\text{eta}} + 0,05 \cdot |P_{s2}| \cdot [-0,2, -0,2, -0,2, -0,2, -0,2, 1]^T. \quad (4.41)$$

Abb. 4.4 zeigt das Ergebnis der Untersuchung abhängig von η . Der untersuchte Wertebereich von η wurde bewusst sehr groß gewählt, um auch Situationen einzuschließen, zu denen der Gesamtenergiegehalt des Umrichters vergrößert oder verkleinert werden soll.

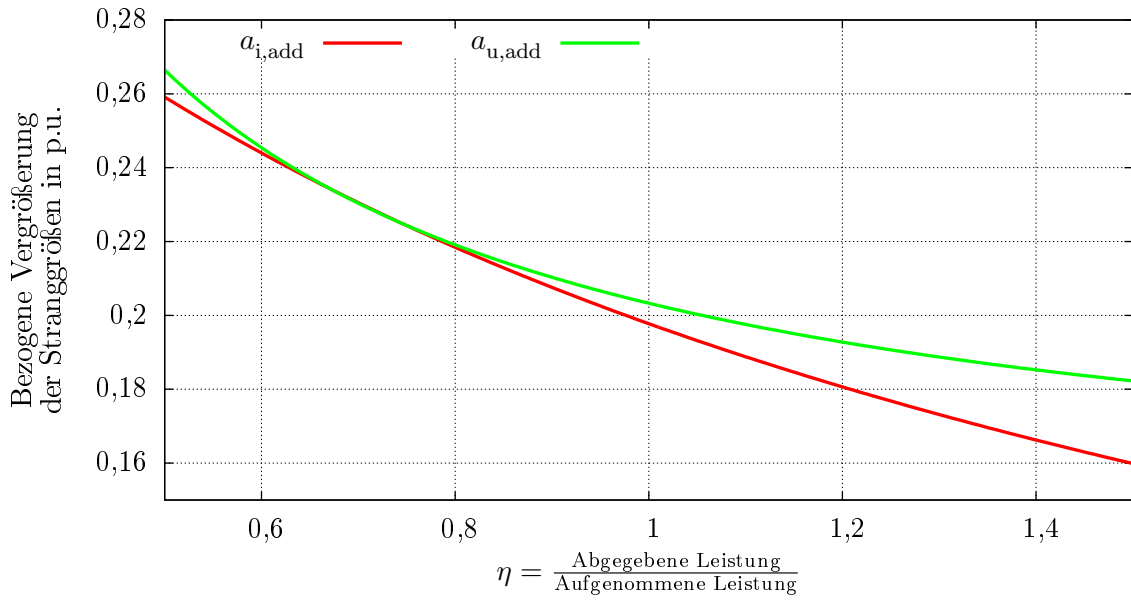


Abbildung 4.4: Abhängigkeit der erforderlichen zusätzlichen Amplituden der Zweigströme bzw. Zweigspannungen für eine Energieverschiebung in einen Zweig in Höhe von 5% der Systemleistung P_{s2} . Parameter: Siehe Tabelle 4.1, \mathbf{p}_{soll} siehe Text.

Es ist erkennbar, dass die zwecks Energieverschiebung notwendige Überdimensionierung des Umrichters von η abhängig ist. Dies lässt sich dadurch erklären, dass die “normalen” Zweigströme, d.h. die Zweigströme ohne die Komponenten $i_{\text{kr}(1,2),(\chi,\xi)}$, von den Klemmenleistungen abhängen. Somit ändern sich mit η auch die Bezugsgrößen für $a_{i,\text{add}}$ bzw. die Berechnungsgrundlagen für $u_{\text{st}(1,2),(\chi,\xi)}$.

Letzteres hat durch die Berechnung der Parameter $u_{\text{st}1,(\chi,\xi)}$ mittels Division durch \hat{i}_{s1} zur Folge, dass für einen Wirkungsgrad $\eta = 0$ ohne Blindleistung im ersten System eine Polstelle existiert. Eine Energieverschiebung mit Hilfe von Sternpunktspannungsanteilen ist in diesem Fall nicht möglich. Generell kann nur die Kreisstrommethode verwendet werden, wenn die Scheinleistung in einem der Systeme null ist.

Die Abhängigkeit der zusätzlichen Anteile von der Leistung der gewünschten Energieverschiebung zeigt Abb. 4.5. Die zuvor für den “Zielzweig” auf 5% von P_{s2} festgesetzte Leistung wird hier zwischen

0...10% variiert. In der Abbildung ist erkennbar, dass der Verlauf nicht linear ist. Der Grund hierfür liegt darin, dass die zusätzlichen Anteile zum Einen auf $u_{st(1,2),(\chi,\xi)}$ bzw. $i_{kr(1,2),(\chi,\xi)}$ beruhen. Diese Größen sind proportional zu der gewünschten Leistung. Andererseits geht jedoch auch die erforderliche Transferleistung in die zusätzlichen Strom- und Spannungsanteile ein. Diese beruht auf dem Produkt aus U_{st} und I_{kr} und ist im Beispiel proportional zur gewünschten Leistung der Energieverschiebung. Folglich verhalten sich U_{st} und I_{kr} als Wurzelfunktionen. Somit sorgen sie um den Nullpunkt herum für eine große Steigung, während sie bei größeren gewünschten Leistungen weniger stark ins Gewicht fallen als die linearen Anteile.

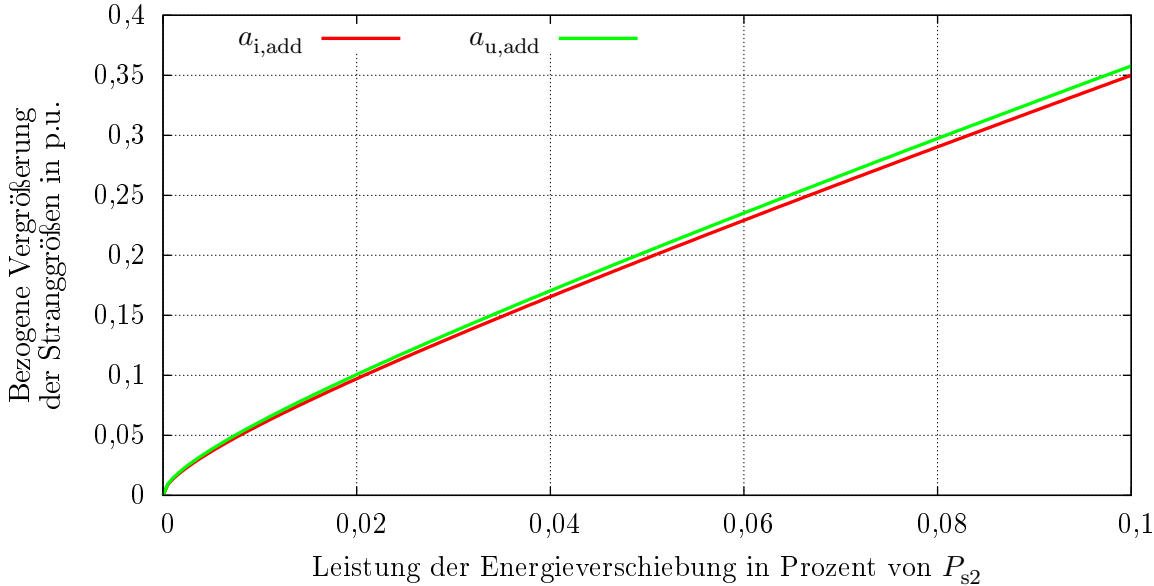


Abbildung 4.5: Abhängigkeit der erforderlichen zusätzlichen Amplituden der Zweigströme bzw. Zweigspannungen für eine variiierende Leistung der Energieverschiebung in einen Zweig. Parameter: $\eta = 1$, Rest siehe Tabelle 4.1, \mathbf{p}_{soll} siehe Text.

Insgesamt zeigt das Ergebnis, dass das Verfahren unter der Voraussetzung eines hohen Wirkungsgrads mit ca. 20% nur eine geringe Überdimensionierung der Stromtragfähigkeit bzw. der Spannungsbereitstellungsfähigkeit der Zweige erfordert, um eine relativ große mittlere Leistung in Höhe von 5% der Systemleistung in einem einzelnen Zweig erzeugen zu können. Dies bestätigt die Anwendbarkeit des Hexverters bei unterschiedlichen Frequenzen in beiden Systemen.

4.3.2 Freiheitsgrade bei identischen Frequenzen

Bei identischen Frequenzen $\omega_{s1} = \omega_{s2}$ in beiden Systemen reduziert sich die Anzahl verfügbarer Eingriffsmöglichkeiten, da nur noch Komponenten *einer* Frequenz (sinnvoll) in den Kreisstrom bzw. die Sternpunktspannung einprägbar sind. Die Untersuchung erfolgt hier für die Komponenten $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ unter der Annahme:

$$i_{kr2,(\chi,\xi)} = 0 \quad , \quad (4.42)$$

$$u_{st2,(\chi,\xi)} = 0 \quad . \quad (4.43)$$

Um trotz der verringerten Anzahl von Überlagerungsmöglichkeiten genügend Freiheitsgrade zur Verfügung zu haben, ist es erforderlich, sowohl Kreisstromanteile als auch Sternpunktspannungsanteile zu

verwenden. Ein Auftreten der Koppelterme analog zu Gl. (4.30) lässt sich folglich nicht vermeiden; diese lassen sich jedoch über die Transferleistung

$$P_{\text{trans}} = I_{\text{kr}} U_{\text{st}} + \frac{i_{\text{kr,diff}} u_{\text{st,diff}}}{2} \quad (4.44)$$

kompensieren.

Gleichung (4.29) gilt zunächst auch hier. Es sind jedoch zwei Punkte zu beachten:

1. Die in Abschnitt 4.2.2 beschriebenen ψ -abhängigen Terme der Verschiebungsleistung erfordern eine Anpassung der Verschiebungsleistung im Vektor $\mathbf{u}_{\text{const}}$. Gleichung (4.30) ändert sich zu:

$$\begin{aligned} P_{\text{ver}}^{\omega_{s1}=\omega_{s2}} &= \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} + U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{u_{\text{st,diff}} i_{\text{kr,diff}}}{2} \dots \\ &+ \frac{u_{\text{st1}\chi} i_{\text{kr1}\xi} - u_{\text{st1}\xi} i_{\text{kr1}\chi}}{2} \sin \varphi_{s1} + \frac{u_{\text{st1}\chi} i_{\text{kr1}\chi} + u_{\text{st1}\xi} i_{\text{kr1}\xi}}{2} \cos \varphi_{s1} \dots \\ &- \left(\frac{Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6} - \frac{P_{s1}\mu + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \sin \psi - \left(\frac{\frac{Q_{s2}}{\mu} - Q_{s1}\mu}{6\sqrt{3}} - \frac{\frac{P_{s2}}{\mu} + P_{s1}\mu}{6} \right) \cos \psi \quad . \end{aligned} \quad (4.45)$$

2. Die Anteile $i_{\text{kr1},(\chi,\xi)}$ und $u_{\text{st1},(\chi,\xi)}$, die in Abhängigkeit der Phasenlage des ersten Systems eingeprengt werden, bilden aufgrund der identischen Frequenz auch ψ -abhängige Leistungen mit den Größen des zweiten Systems. Hierdurch kommen neue Terme zu (4.29) hinzu, so dass schließlich gilt⁶:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{\text{const}}^{\omega_{s1}=\omega_{s2}} &= \mathbf{M}_{\text{const}} \mathbf{u}_{\text{const}} + \frac{\hat{u}_{s2} i_{\text{kr1},\chi}}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\psi + \pi) \\ \cos(\psi) \\ \cos(\psi + \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \frac{5\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_1} + \frac{\hat{u}_{s2} i_{\text{kr1},\xi}}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\psi + \frac{3\pi}{2}) \\ \cos(\psi + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\psi + \frac{5\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \frac{11\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \frac{7\pi}{6}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_2} \dots \\ &+ \frac{\hat{i}_{s2} u_{\text{st1},\chi}}{2\sqrt{3}} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{11\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{7\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{3\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{2\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{5\pi}{6}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_3} + \frac{\hat{i}_{s2} u_{\text{st1},\xi}}{2\sqrt{3}} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{5\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2}) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \pi) \\ \cos(\psi + \varphi_{s1} - \varphi_{s2} + \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_4} \quad . \end{aligned} \quad (4.46)$$

Diese zusätzlichen Terme erschweren die Analyse erheblich, da die Parameter $i_{\text{kr1},(\chi,\xi)}$ und $u_{\text{st1},(\chi,\xi)}$ selbst mit \mathbf{c}_1 - \mathbf{c}_4 eine neue Verschiebung in den Gleichanteilen verursachen.

Die zusätzliche Verschiebung findet ausschließlich innerhalb des Umrichtersystems statt (die Summe der Komponenten der Vektoren \mathbf{c}_1 - \mathbf{c}_4 ergibt jeweils null). Dies ist logisch, da die Gesamtenergie des

⁶Die Herleitung der Gleichung erfolgt analog zu (4.29) durch Ausmultiplizieren der Zweigströme und Zweigspannung unter Berücksichtigung der zusätzlichen Komponenten nach (4.27) bzw. (4.28) mit anschließender Identifikation der konstanten Leistungsanteile.

Umrichtersystems nur über die Wirkleistungsbilanz beeinflussbar ist. Hieraus folgt, dass mit $\mathbf{p}_{\text{const}}^{\omega_{s1}=\omega_{s2}} \stackrel{!}{=} \mathbf{p}_{\text{soll}}$ gilt:

$$P_{s1} = -P_{s2} - \sum_{b=1}^6 p_{\text{soll},b} \quad . \quad (4.47)$$

Weiterhin ergeben die Skalarprodukte aus \mathbf{c}_1 - \mathbf{c}_4 mit dem Vektor $[1, -1, 1, -1, 1, -1]$, der den über die Transferleistung beeinflussbaren Freiheitsgrad darstellt, jeweils null. Folglich lässt sich der Freiheitsgrad $[1, -1, 1, -1, 1, -1]$ unabhängig von den zusätzlichen Termen in (4.46) über die Transferleistung regeln. Zu beachten ist hierbei, dass die neuen Terme in der Verschiebungsleistung nach (4.45) von $i_{\text{kr}1,(\chi,\xi)}$ und $u_{\text{st}1,(\chi,\xi)}$ abhängen. Da die Abhängigkeit einseitig ist, stellt dies jedoch kein Problem dar, weil die Transferleistung nach der Berechnung von $i_{\text{kr}1,(\chi,\xi)}$ und $u_{\text{st}1,(\chi,\xi)}$ eindeutig bestimmbar ist. Es gilt für die Transferleistung:

$$\begin{aligned} P_{\text{trans}} &= \frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - \frac{u_{\text{st}1\chi} i_{\text{kr}1\xi} - u_{\text{st}1\xi} i_{\text{kr}1\chi}}{2} \sin \varphi_{s1} - \frac{u_{\text{st}1\chi} i_{\text{kr}1\chi} + u_{\text{st}1\xi} i_{\text{kr}1\xi}}{2} \cos \varphi_{s1} \dots \\ &+ \left(\frac{Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6} - \frac{P_{s1}\mu + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \right) \sin \psi + \left(\frac{Q_{s2} - Q_{s1}\mu}{6\sqrt{3}} - \frac{\frac{P_{s2}}{\mu} + P_{s1}\mu}{6} \right) \cos \psi \dots \\ &+ \frac{1}{6} [1, -1, 1, -1, 1, -1] \mathbf{p}_{\text{soll}} \quad . \end{aligned} \quad (4.48)$$

Um die weitere Nutzung des Gleichungssystems (4.46) zu vereinfachen, erfolgt eine Transformation durch Multiplikation von links mit der Matrix $\mathbf{M}_{\text{const}}^{-1}$. Dies ergibt für die einzelnen Zeilen des Gleichungssystems:

Zeile 1:

$$-\frac{3}{2} \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s1} \cos \varphi_{s1} - \frac{3}{2} \hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \cos \varphi_{s2} = p_{\text{soll},1} + p_{\text{soll},2} + p_{\text{soll},3} + p_{\text{soll},4} + p_{\text{soll},5} + p_{\text{soll},6} \quad (4.49)$$

Dies entspricht wie erwartet der Wirkleistungsbilanz.

Zeile 2:

$$\begin{aligned} P_{\text{trans}} &+ \frac{i_{\text{kr},\xi} u_{\text{st},\chi} - i_{\text{kr},\chi} u_{\text{st},\xi}}{2} \sin \varphi_{s1} + \frac{i_{\text{kr},\chi} u_{\text{st},\chi} + i_{\text{kr},\xi} u_{\text{st},\xi}}{2} \cos \varphi_{s1} \dots \\ &+ \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s1} \cos \varphi_{s1} \cos \psi + \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s2} \sin \varphi_{s2} \sin \psi + \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s2} \cos \varphi_{s2} \cos \psi - \hat{u}_{s2} \hat{i}_{s1} \sin \varphi_{s1} \sin \psi}{4} \dots \\ &+ \frac{\sqrt{3} \hat{u}_{s2} \hat{i}_{s1} \sin \varphi_{s1} \cos \psi - \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s2} \sin \varphi_{s2} \cos \psi + \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s2} \cos \varphi_{s2} \sin \psi + \hat{u}_{s2} \hat{i}_{s1} \cos \varphi_{s1} \sin \psi}{12} \dots \\ &+ \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \sin \varphi_{s2} - \hat{u}_{s1} \hat{i}_{s1} \sin \varphi_{s1}}{4\sqrt{3}} = \frac{p_{\text{soll},1} - p_{\text{soll},2} + p_{\text{soll},3} - p_{\text{soll},4} + p_{\text{soll},5} - p_{\text{soll},6}}{6} \end{aligned} \quad (4.50)$$

Dies lässt sich direkt in (4.48) umformen und entspricht somit den Erwartungen.

Zeile 3:

$$\begin{aligned}
 & \left[\frac{\cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi + \sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \cos \psi - \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi + \sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \sin \psi}{8} \dots \right. \\
 & \left. + \sqrt{3} \frac{\cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi + \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi + \sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \sin \psi - \sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \cos \psi}{24} \right] \hat{i}_{s2} u_{st,\chi} \dots \\
 & + \left[\frac{-\cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi - \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi - \sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \sin \psi + \sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \cos \psi}{8} \dots \right. \\
 & \left. + \sqrt{3} \frac{\sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \sin \psi - \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi + \sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \cos \psi + \cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi}{24} \right] \hat{i}_{s2} u_{st,\xi} \dots \\
 & + \frac{1}{4} \hat{u}_{s1} i_{kr,\chi} = \frac{p_{soll,1} + p_{soll,2} - p_{soll,5} - p_{soll,6}}{6} \tag{4.51}
 \end{aligned}$$

Zeile 4:

$$\begin{aligned}
 & \left[\frac{\sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \sin \psi + \cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi + \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi - \sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \cos \psi}{8} \dots \right. \\
 & \left. + \sqrt{3} \frac{-\cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi - \sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \cos \psi - \sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \sin \psi + \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi}{24} \right] \hat{i}_{s2} u_{st,\chi} \dots \\
 & + \left[\frac{\cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi + \sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \cos \psi - \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi + \sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \sin \psi}{8} \dots \right. \\
 & \left. + \sqrt{3} \frac{-\sin \varphi_{s2} \cos \varphi_{s1} \cos \psi + \cos \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \sin \psi + \sin \varphi_{s1} \cos \varphi_{s2} \cos \psi + \sin \varphi_{s1} \sin \varphi_{s2} \sin \psi}{24} \right] \hat{i}_{s2} u_{st,\xi} \dots \\
 & + \frac{1}{4} \hat{u}_{s1} i_{kr,\xi} = \frac{-p_{soll,1} - p_{soll,2} + 2p_{soll,3} + 2p_{soll,4} - p_{soll,5} - p_{soll,6}}{6\sqrt{3}} \tag{4.52}
 \end{aligned}$$

Zeile 5:

$$\begin{aligned}
 & \frac{-\sqrt{3} \sin \psi + \cos \psi}{8} \hat{u}_{s2} i_{kr,\chi} + \frac{-\sqrt{3} \cos \psi - \sin \psi}{8} \hat{u}_{s2} i_{kr,\xi} \dots \\
 & - \frac{\sqrt{3}}{12} \hat{i}_{s1} u_{st,\xi} = \frac{p_{soll,2} + p_{soll,3} - p_{soll,4} - p_{soll,5}}{6} \tag{4.53}
 \end{aligned}$$

Zeile 6:

$$\begin{aligned}
 & \frac{\sin \psi + \sqrt{3} \cos \psi}{8} \hat{u}_{s2} i_{kr,\chi} + \frac{\cos \psi - \sqrt{3} \sin \psi}{8} \hat{u}_{s2} i_{kr,\xi} \dots \\
 & + \frac{\sqrt{3}}{12} \hat{i}_{s1} u_{st,\chi} = \frac{-2p_{soll,1} + p_{soll,2} + p_{soll,3} + p_{soll,4} + p_{soll,5} - 2p_{soll,6}}{6\sqrt{3}} \tag{4.54}
 \end{aligned}$$

Die Gleichungen (4.51) bis (4.54) lassen sich nach $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ auflösen. Auf eine Wiedergabe der sehr unhandlichen Lösungen sei an dieser Stelle verzichtet.

Dass das Vorgehen zum Erfolg führt, zeigt Abb. 4.6. Dargestellt sind die aufintegrierten Zweigenergien über der Zeit, wobei zunächst P_{s1} (und daraus \hat{i}_{s1} sowie φ_{s1}), dann $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ und schließlich P_{trans} wie geschildert für den Zweigleistungs-Testvektor $\mathbf{p}_{soll,test}$ aus Tabelle 4.1 berechnet werden.

Auch hier ist trotz des Nachweises der prinzipiellen Funktionsfähigkeit die praktische Anwendbarkeit des Verfahrens – und damit des Hexverters – zu prüfen. Dies geschieht analog zum Vorgehen bei unterschiedlichen Frequenzen in beiden Systemen.

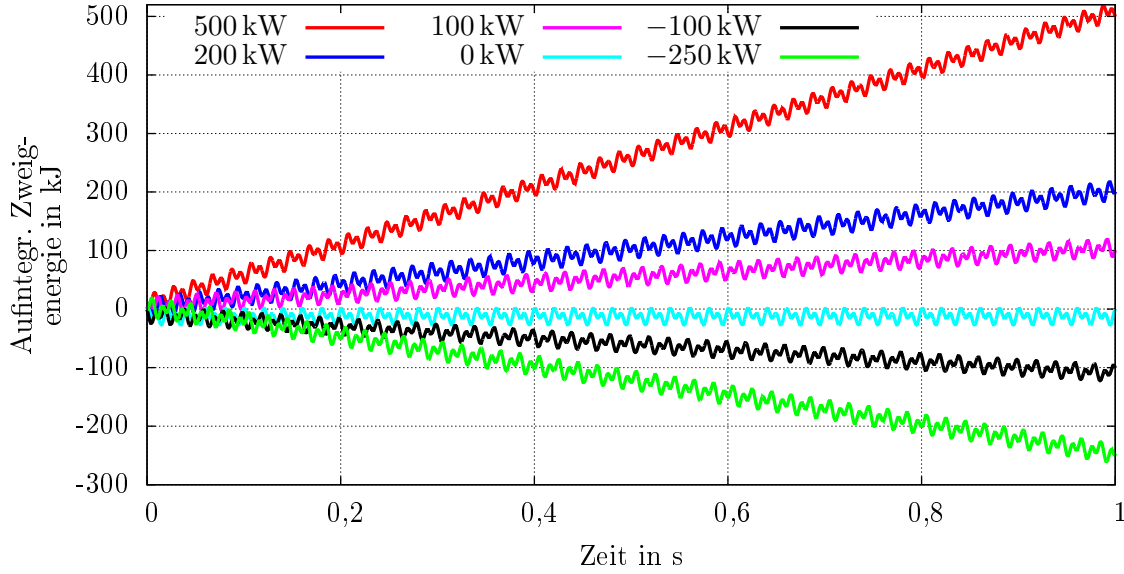


Abbildung 4.6: Nachweis der korrekten Berechnung der Parameter P_{s1} , $i_{kr1,(\chi,\xi)}$, $u_{st1,(\chi,\xi)}$ und P_{trans} aus dem Zweigleistungs-Sollvektor für $\omega_{s1} = \omega_{s2} = 50$ Hz. Restliche Parameter: Siehe Tabelle 4.1.

Die Berechnung der bezogenen Größen kann sich an dieser Stelle auf die hier verwendeten, zu System 1 gehörigen, Kreisstrom- bzw. Sternpunktspannungsanteile beschränken:

$$a_{i,add} = \sqrt{3} \frac{\sqrt{i_{kr1,\chi}^2 + i_{kr1,\xi}^2 + |I_{kr}|}}{\hat{i}_{s1} + \hat{i}_{s2}} \quad (4.55)$$

$$a_{u,add} = \frac{\sqrt{u_{st1,\chi}^2 + u_{st1,\xi}^2 + |U_{st}|}}{\hat{u}_{s1} + \hat{u}_{s2}} \quad (4.56)$$

Der Sollleistungsvektor p_{soll} berechnet sich wie zuvor in sechs Varianten gemäß (4.37)-(4.41).

Die Abhängigkeit der erforderlichen zusätzlichen Kreisstrom- bzw. Sternpunktspannungsanteile von den Randparametern ist in diesem Fall deutlich komplexer als zuvor und erfordert eine Einbeziehung der Blindleistungen und des Winkeloffsets ψ in die Betrachtung.

Abb. 4.7 zeigt die Größe der je nach \mathbf{p}_{soll} -Vektor maximal erforderlichen zusätzlichen Anteile im Kreisstrom bzw. in der Sternpunktspannung. Die Abbildung lässt korrekterweise vermuten, dass wenigstens zwei Polstellen existieren, an welchen die Berechnung geeigneter Werte für $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ nicht möglich ist.

Dies bestätigt eine Analyse der Nenner der als Brüche je zweier Terme darstellbaren Parameter $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$. Es zeigt sich hierbei, dass die Nenner über Nullstellen bei Kombinationen von

$$Q_{s1} = P_{s2} \sin\left(2\psi - \frac{4}{3}\pi\right) - Q_{s2} \cos\left(2\psi - \frac{4}{3}\pi\right) \quad \text{mit} \quad (4.57)$$

$$P_{s1} = -P_{s2} \cos\left(2\psi - \frac{4}{3}\pi\right) - Q_{s2} \sin\left(2\psi - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (4.58)$$

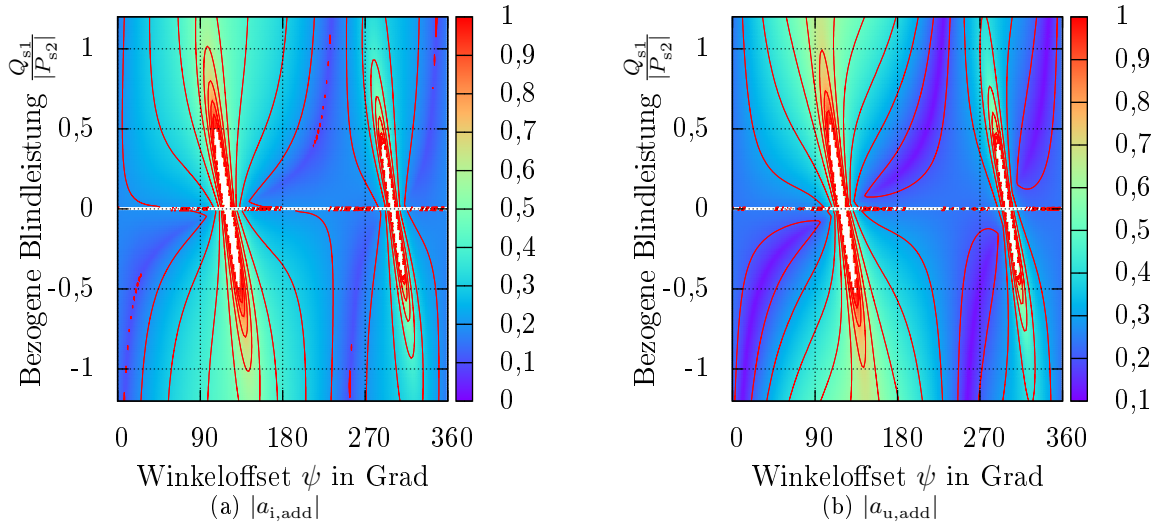


Abbildung 4.7: Verlauf der maximalen, bezogenen zusätzlichen Kreisstromanteile $a_{i,add}$ und Sternpunktspannungsanteile $a_{u,add}$ unter Variation der Blindleistung im ersten System und des Winkeloffsets ψ bei $\omega_{s1} = \omega_{s2}$, $\eta = 1$ und $Q_{s2} = 0$. Die Höhenlinien haben einen Abstand von 0,1. Restliche Parameter: Siehe Tabelle 4.1.

verfügen. Hinzu kommt der in (4.46) erkennbare Fall $Q_{s1} = P_{s1} = 0$, in dem $\hat{i}_{s1} = 0$ wird, sodass auch hier die Parameter $u_{st1,(\chi,\xi)}$ Polstellen aufweisen.

Eine weitere Singularität ist Abb. 4.7 für $Q_{s1} = -Q_{s2}$ bei $P_{s1} = -P_{s2}$ zu entnehmen. Sie rührt daher, dass sowohl Nenner als auch Zähler des zur Berechnung von $u_{st1,\chi}$ genutzten Bruchs hier über eine Nullstelle verfügen. In einer ausschließlich auf $\eta = 1$ optimierten Berechnungsvorschrift tritt diese Nullstelle jedoch nicht auf, sie ist folglich durch die allgemein hergeleitete Berechnungsvorschrift bedingt. Es handelt sich nicht um eine Polstelle bezogen auf $u_{st1,\chi}$.

Abb. 4.8 zeigt die Position der Polstellen sowie die Größe von $a_{i,add}$ in Abhängigkeit von Q_{s2} , Abb. 4.9 in Abhängigkeit von η . Beide Abbildungen deuten in Einklang mit den analytischen Untersuchungen darauf hin, dass die Polstellen bei Variation eines der beiden Parameter auf einer sinusförmigen Kurve liegen.

Zusammenfassend sei festgehalten, dass ein Betrieb zwar teilweise möglich ist, in weiten Bereichen eigentlich wünschenswerter Betriebspunkte jedoch große zusätzliche Zweigspannungen und Zweigströme notwendig sind (Abbn. 4.7-4.9). Bei anderen Betriebspunkten ist ein kontinuierlicher Betrieb erst gar nicht möglich, da die Energieverschiebung zwischen unterschiedlichen Zweigen nicht aktiv beeinflussbar ist. Aufgrund der komplexen Gleichungen ist auch nicht auszuschließen, dass für bestimmte Betriebsparameter neben den oben erwähnten Polstellen weitere Betriebspunkte existieren, die keine zweigspezifische Energieinhaltsregelung erlauben. Dies ist in weiterführenden Arbeiten zu untersuchen.

Aus den genannten Gründen erscheint ein Betrieb bei $\omega_{s1} = \omega_{s2}$ unvorteilhaft. Es entfällt eine weitere Bewertung dieses Betriebsbereichs im Rahmen der vorliegenden Arbeit.

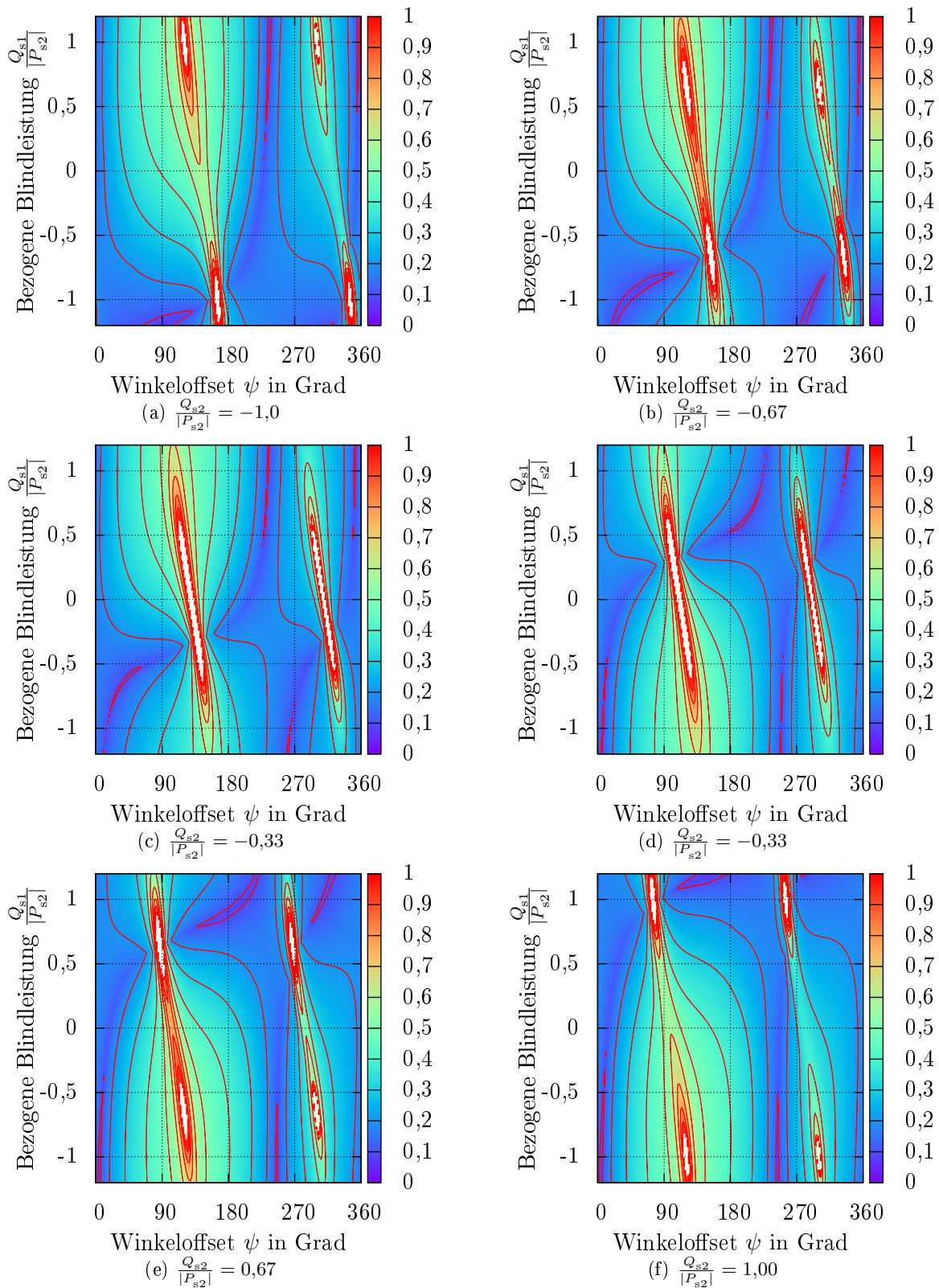


Abbildung 4.8: Verlauf der maximalen, bezogenen zusätzlichen Kreisstromanteile $a_{1,add}$ abhängig von der Blindleistung im ersten System und dem Winkeloffset ψ bei $\omega_{s1} = \omega_{s2}$ und $\eta = 1$. Q_{s2} Variiert zwischen $-|P_{s2}|$ und $|P_{s2}|$. Die Höhenlinien haben einen Abstand von 0,1. Restliche Parameter: Siehe Tabelle 4.1.

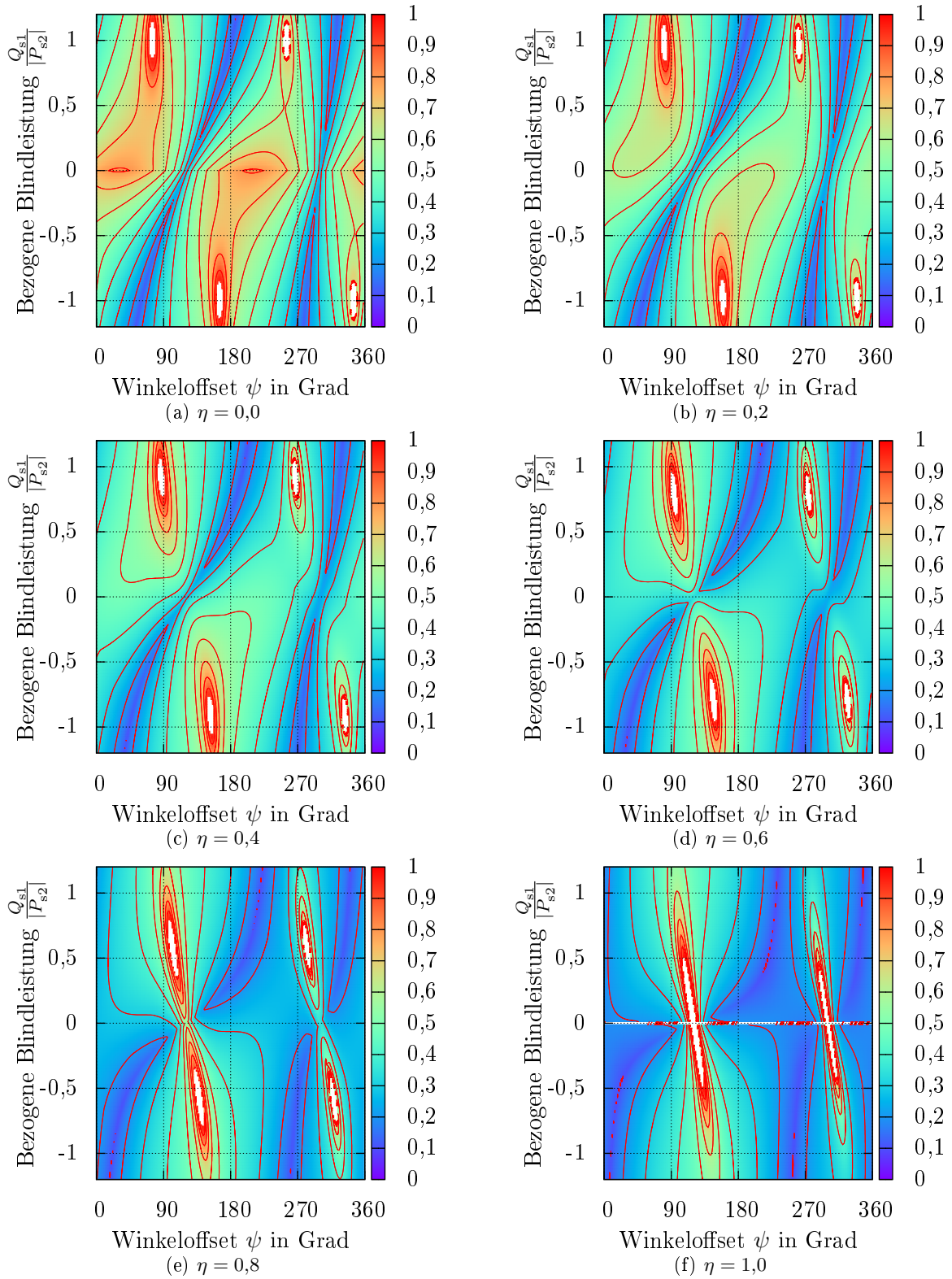


Abbildung 4.9: Verlauf der maximalen, bezogenen zusätzlichen Kreisstromanteile $a_{i,\text{add}}$ abhängig von der Blindleistung im ersten System und dem Winkeloffset ψ bei $\omega_{s1} = \omega_{s2}$ und $Q_{s2} = 0$. η Variiert zwischen 0 und 1. Die Höhenlinien haben einen Abstand von 0,1. Restliche Parameter: Siehe Tabelle 4.1.

4.3.3 Freiheitsgrade bei unterschiedlichen Rotationsrichtungen und gleichen Frequenzen in beiden Systemen

Bei betragsmäßig gleichen Frequenzparametern unterschiedlichen Vorzeichens $\omega_{s1} = -\omega_{s2}$ treten laut Abschnitt 4.2.3 asymmetrische Gleichanteile in den Zweigleistungen auf. Diese gilt es in jedem Fall zu kompensieren.

Analog zum vorhergehenden Abschnitt erfolgt zunächst eine Herleitung der auftretenden Gleichanteile der Zweigleistungen unter Berücksichtigung der Anteile aufgrund von $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$. Hierbei gilt für die Verschiebungsleistung:

$$P_{\text{ver}}^{\omega_{s1}=-\omega_{s2}} = \frac{Q_{s2} - Q_{s1}}{6\sqrt{3}} + U_{\text{st}} I_{\text{kr}} + \frac{u_{\text{st,diff}} i_{\text{kr,diff}}}{2} \dots$$

$$+ \frac{u_{\text{st1}\chi} i_{\text{kr1}\xi} - u_{\text{st1}\xi} i_{\text{kr1}\chi}}{2} \sin \varphi_{s1} + \frac{u_{\text{st1}\chi} i_{\text{kr1}\chi} + u_{\text{st1}\xi} i_{\text{kr1}\xi}}{2} \cos \varphi_{s1} \quad . \quad (4.59)$$

In Einklang mit (4.20)-(4.25) gilt dann weiter:

$$\mathbf{p}_{\text{const}} = \mathbf{M}_{\text{const}} \mathbf{u}_{\text{const}} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6} + \frac{Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \\ -\frac{\mu P_{s1}}{6} - \frac{\mu Q_{s1} + 2\frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \\ -\frac{\mu P_{s1}}{6} + \frac{\mu Q_{s1} + 2\frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \\ \frac{\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6} - \frac{Q_{s1}\mu - \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \\ -\frac{P_{s2}}{6\mu} - \frac{2\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \\ -\frac{P_{s2}}{6\mu} + \frac{2\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} \end{pmatrix}}_{\mathbf{p}_{\text{stoer}}} \cos \psi + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{\frac{P_{s2}}{\mu} - \mu P_{s1}}{6\sqrt{3}} + \frac{\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6} \\ \frac{\mu P_{s1} + 2\frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{\mu Q_{s1}}{6} \\ -\frac{\mu P_{s1} + 2\frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{\mu Q_{s1}}{6} \\ \frac{\mu P_{s1} - \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} + \frac{\mu Q_{s1} + \frac{Q_{s2}}{\mu}}{6} \\ \frac{2\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{Q_{s2}}{6\mu} \\ -\frac{2\mu P_{s1} + \frac{P_{s2}}{\mu}}{6\sqrt{3}} - \frac{Q_{s2}}{6\mu} \end{pmatrix}}_{\mathbf{p}_{\text{stoer}}} \sin \psi \dots$$

$$+ \frac{u_{\text{st1},\chi} \hat{i}_{s2}}{2\sqrt{3}} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{11\pi}{6}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{5\pi}{6}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{3\pi}{2}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{7\pi}{6}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_5} + \frac{u_{\text{st1},\xi} \hat{i}_{s2}}{2\sqrt{3}} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \pi) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi) \\ \cos(\varphi_{s1} + \varphi_{s2} - \psi + \frac{5\pi}{3}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_6} \dots$$

$$+ \frac{i_{\text{kr1},\chi} \hat{u}_{s2}}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\psi + \pi) \\ \cos(\psi) \\ \cos(\psi + \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \frac{5\pi}{3}) \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_7} + \frac{i_{\text{kr1},\xi} \hat{u}_{s2}}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\psi + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\psi + \frac{3\pi}{2}) \\ \cos(\psi + \frac{11\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \frac{5\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \frac{7\pi}{6}) \\ \cos(\psi + \frac{\pi}{6}) \end{pmatrix}}_{\mathbf{c}_8} \quad . \quad (4.60)$$

Die Herleitung der Lösungen für $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ geschieht wie im vorangegangenen Abschnitt.

Analog zu (4.47) bzw. (4.49) ergibt sich auch hier

$$P_{s1} = -P_{s2} - \sum_{b=1}^6 p_{\text{soell},b} \quad . \quad (4.61)$$

Für die benötigte Transferleistung gilt, da auch hier sowohl $\mathbf{p}_{\text{stoer}}$ als auch \mathbf{c}_5 bis \mathbf{c}_8 orthogonal zu $[1, -1, 1, -1, 1, -1]^T$ sind, nach Gleichung (4.59):

$$P_{\text{trans}} = \frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - \frac{u_{st1\chi} i_{kr1\xi} - u_{st1\xi} i_{kr1\chi}}{2} \sin \varphi_{s1} - \frac{u_{st1\chi} i_{kr1\chi} + u_{st1\xi} i_{kr1\xi}}{2} \cos \varphi_{s1} \dots + \frac{1}{6} [1, -1, 1, -1, 1, -1] \mathbf{p}_{\text{soll}} \quad (4.62)$$

Die restlichen Ergebnisse sind ähnlich unhandlich wie (4.51) bis (4.54). Auf ihre Wiedergabe sei daher an dieser Stelle verzichtet.

Analog zum Fall $\omega_{s1} = \omega_{s2}$ ist es auch hier nach der Berechnung von P_{s1} möglich, das Gleichungssystem nach $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ aufzulösen.

Dass diese Lösungsstrategie auch hier zum Erfolg führt, zeigt Abb. 4.10 für (mit Ausnahme der Frequenz im zweiten System) identische Parameter mit Abb. 4.6.

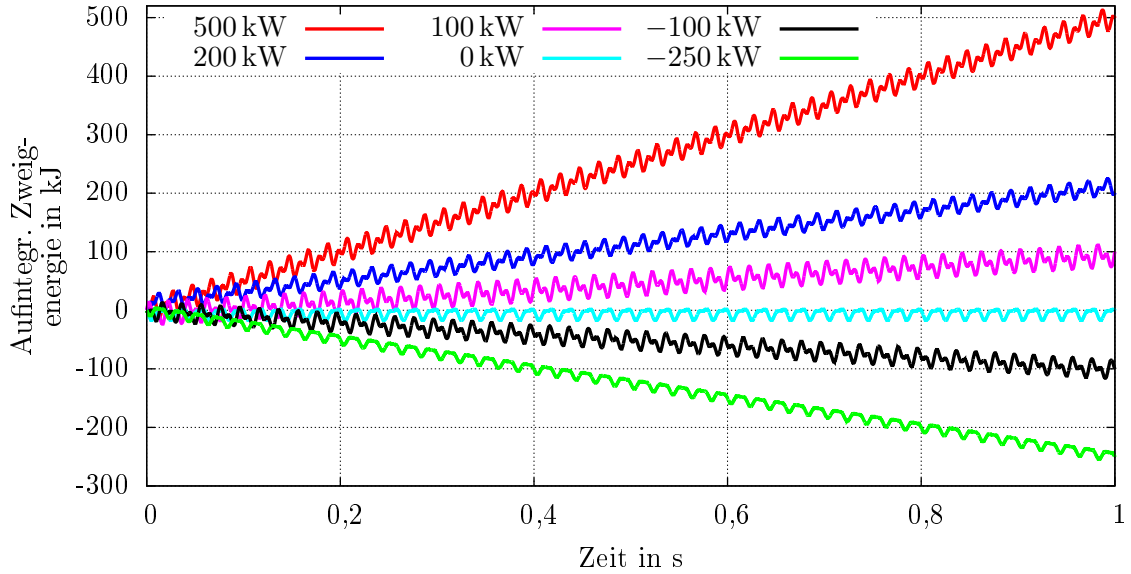


Abbildung 4.10: Nachweis der korrekten Berechnung der Parameter P_{s1} , $i_{kr1,(\chi,\xi)}$, $u_{st1,(\chi,\xi)}$ und P_{trans} aus dem Zweigleistungs-Sollvektor für $f_{s1} = -f_{s2} = 50$ Hz. Restliche Parameter: Siehe Tabelle 4.1.

Die Größe der Komponenten $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ hängt, genau wie für $\omega_{s1} = \omega_{s2}$, vom Winkeloffset ψ und vom Wirkungsgrad ab. Die Analyse bezüglich zusätzlicher Anteile im Zweigstrom und in der Sternpunktspannung erfolgt analog zum vorigen Abschnitt 4.3.2. Im Ergebnis (Abb. 4.11) ist erkennbar, dass die zusätzlichen Komponenten hier nochmals deutlich größer sind als bei $\omega_{s1} = \omega_{s2}$. Es sind jedoch keine Polstellen erkennbar.

Die Nenner der als Brüche darstellbaren Lösungen für $u_{st1,(\chi,\xi)}$ lauten identisch zueinander

$$a_{ust1,(\chi,\xi),\text{Nenner}} = 2 \underbrace{\sqrt{P_{s1}^2 + Q_{s1}^2}}_{S_{s1}} ((P_{s1} - P_{s2})^2 + (Q_{s1} + Q_{s2})^2) \quad (4.63)$$

die Nenner von $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ lauten analog

$$a_{ikr1,(\chi,\xi),\text{Nenner}} = 9 \hat{u}_{s1} \hat{u}_{s2} ((P_{s1} - P_{s2})^2 + (Q_{s1} + Q_{s2})^2) \quad (4.64)$$

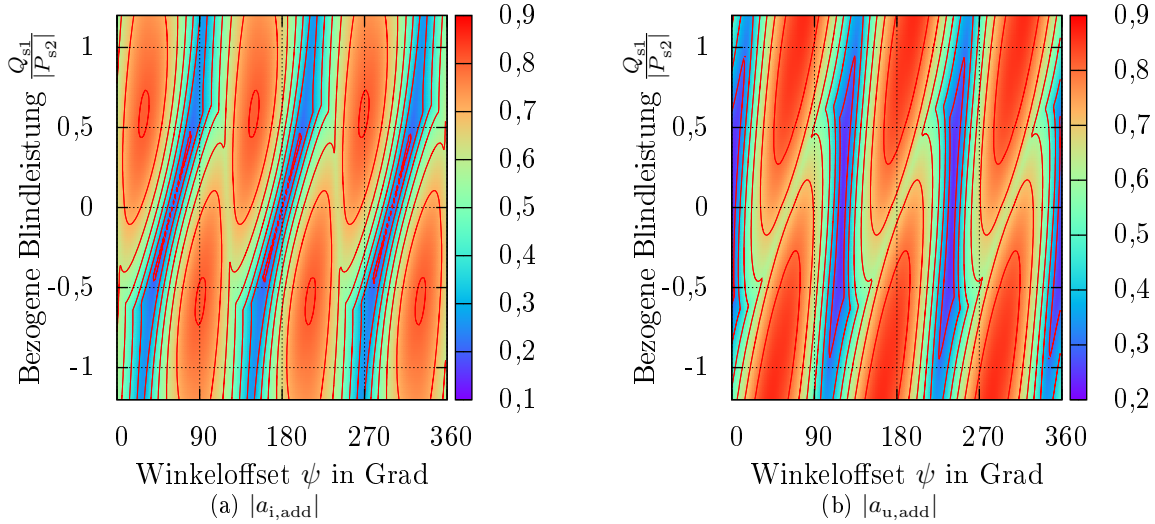


Abbildung 4.11: Verlauf der maximalen, bezogenen zusätzlichen Kreisstromanteile $a_{i,add}$ und Sternpunktspannungsanteile $a_{u,add}$ unter Variation der Blindleistung im ersten System und des Winkeloffsets ψ bei $\omega_{s1} = -\omega_{s2}$, $\eta = 1$ und $Q_{s2} = 0$. Die Höhenlinien haben einen Abstand von 0,1. Restliche Parameter: Siehe Tabelle 4.1.

Folglich existieren nur für einen Wert der Scheinleistung im ersten System von $S_{s1} = 0$ und für $P_{s1} = P_{s2}$ bei $Q_{s1} = -Q_{s2}$ Polstellen. Die zweite Möglichkeit entspricht aufgrund der Definition der Blindleistungen und der geänderten Drehrichtung im zweiten System dem Fall, dass in beide Systeme die gleiche Leistung abgegeben (oder aus ihnen aufgenommen) wird und dass die induktiv abgegebene Blindleistung an beiden Systemen identisch ist.

Für die praktische Anwendung dürfte der zweite Fall keine Rolle spielen, problematisch ist jedoch das Verhalten ohne eine Leistung im ersten System.

Da die Kompensationsanteile betragsmäßig im Verhältnis zu den normalerweise benötigten Zweigspannungen und -strömen erheblich sind, erfolgt in dieser Arbeit keine vertiefte Betrachtung des Betriebs bei $\omega_{s1} = -\omega_{s2}$.

4.3.4 Freiheitsgrade bei Nullfrequenz in einem System

Analog zu den beiden vorherigen Abschnitten ist die Anzahl von Überlagerungsmöglichkeiten bei Nullfrequenz in einem System begrenzt. Es gilt wie in Abschnitt 4.2.4 die Annahme, dass die Gleichgrößen in System 2 auftreten. In diesem Fall stehen die folgenden Größen zur Verfügung: $i_{kr1,(\chi,\xi)}$, $u_{st1,(\chi,\xi)}$, U_{st} , I_{kr} und $i_{kr,diff} \cdot u_{st,diff}$.

Die Anteile der Spannungen bzw. Ströme in den Zweigen, die sich aus Größen des ersten Systems ergeben, verändern sich nicht durch das Auftreten der Nullfrequenz. Daraus folgt, dass $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ exakt die gleichen Auswirkungen wie im allgemeinen Fall bei unterschiedlichen Frequenzen ungleich null haben und zum Balancieren einsetzbar sind. Die Matrix \mathbf{M}_{const} und der Balanciervektor \mathbf{u}_{const} ändern sich unter der Voraussetzung $i_{kr2,(\chi,\xi)} = 0$ und $u_{st2,(\chi,\xi)} = 0$ daher nicht.

Zusammen mit der Wirkleistungsbilanz und $i_{kr,diff} \cdot u_{st,diff}$ stehen durch $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$ sechs Freiheitsgrade zur Verfügung, so dass eine Nutzung von U_{st} und I_{kr} nicht notwendig ist. Dies ist

vorteilhaft, da aufgrund der Nullfrequenz sowohl U_{st} als auch I_{kr} asymmetrische Komponenten in den Zweigleistungen ergeben, was ihre Nutzung zu Regelungszwecken erschwert. Es gilt daher $U_{st} = 0$, $I_{kr} = 0$.

Zusätzlich zu der bisherigen Verschiebungsleistung treten abhängig vom (konstanten) Phasenwinkel im zweiten System asymmetrische Gleichleistungen in den einzelnen Zweigen auf, vgl. (4.26):

$$\mathbf{p}_{\text{const}} = \mathbf{M}_{\text{const}} \mathbf{u}_{\text{const}} + \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2}}{2\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{7\pi}{6}) \\ \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{5\pi}{6}) \\ \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{11\pi}{6}) \\ \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{3\pi}{2}) \end{pmatrix}. \quad (4.65)$$

Hieraus resultieren mittels Inversion der Matrix $\mathbf{M}_{\text{const}}$ die Größen der Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteile, deren Einprägung zur Kompensation der asymmetrischen Anteile erforderlich ist:

$$i_{kr1,\chi}^{\text{add},\omega_{s2}=0} = \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{11\pi}{6})}{\sqrt{3} \hat{u}_{s1}}, \quad (4.66)$$

$$i_{kr1,\xi}^{\text{add},\omega_{s2}=0} = \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{4\pi}{3})}{\sqrt{3} \hat{u}_{s1}}, \quad (4.67)$$

$$u_{st1,\chi}^{\text{add},\omega_{s2}=0} = \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{4\pi}{3})}{\hat{i}_{s1}}, \quad (4.68)$$

$$u_{st1,\xi}^{\text{add},\omega_{s2}=0} = \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2} \cos(\varphi_{s2} - 2\psi + \frac{5\pi}{6})}{\hat{i}_{s1}}. \quad (4.69)$$

Hinzu kommen die aus den Soll-Zweigleistungen nach (4.65) errechneten Anteile $i_{kr1,(\chi,\xi)}$ und $u_{st1,(\chi,\xi)}$:

$$u_{st1,(\chi,\xi)}^{\omega_{s2}=0} = u_{st1,(\chi,\xi)} + u_{st1,(\chi,\xi)}^{\text{add},\omega_{s2}=0}, \quad (4.70)$$

$$i_{kr1,(\chi,\xi)}^{\omega_{s2}=0} = i_{kr1,(\chi,\xi)} + i_{kr1,(\chi,\xi)}^{\text{add},\omega_{s2}=0}. \quad (4.71)$$

Diese Summe trägt schließlich zur Transferleistung bei:

$$\begin{aligned} \frac{u_{st,\text{diff}} i_{kr,\text{diff}}}{2} &= \frac{Q_{s1} - Q_{s2}}{6\sqrt{3}} - \frac{Q_{s1}}{3\sqrt{3}} \frac{\hat{i}_{s2}^2 \hat{u}_{s2}^2}{\hat{i}_{s1}^2 \hat{u}_{s1}^2} \dots \\ &\quad - \frac{u_{st1\chi}^{\omega_{s2}=0} i_{kr1\xi}^{\omega_{s2}=0} - u_{st1\xi}^{\omega_{s2}=0} i_{kr1\chi}^{\omega_{s2}=0}}{2} \sin \varphi_{s1} - \frac{u_{st1\chi}^{\omega_{s2}=0} i_{kr1\chi}^{\omega_{s2}=0} + u_{st1\xi}^{\omega_{s2}=0} i_{kr1\xi}^{\omega_{s2}=0}}{2} \cos \varphi_{s1}. \end{aligned} \quad (4.72)$$

Die Validität des Ansatzes zeigt Abb. 4.12. Die der Simulation zugrundeliegenden Daten sind in Tabelle 4.2 wiedergegeben.

Die erforderliche Überdimensionierung der einzelnen Zweige lässt sich hier leicht etwas genauer betrachten als bei den bisher analysierten Fällen: Die Phasenverschiebung bezüglich des zweiten Systems (erkennbar an den cosinus-Termen in (4.66)-(4.72)) beträgt zwischen den χ - und ξ -Komponenten $\frac{\pi}{2}$, bezüglich des ersten Systems (d.h. bezüglich $\omega_{s1}t$ gemäß (4.27) und (4.28)) ist die Phasenverschiebung ebenfalls $\frac{\pi}{2}$. Da

$$\max_{\alpha, \beta \in [0, 2\pi]} ((a \cos \beta) \cos \alpha + (a \sin \beta) \sin \alpha) = a \quad (4.73)$$

Parameter	Formelzeichen	Wert
Frequenz im System 1	f_{s1}	50 Hz
Frequenz im System 2	f_{s2}	0 Hz
Phasenverschiebung zw. den Systemen	ψ	105°
Blindleistung im System 1	Q_{s1}	0 MVA
Blindleistung im System 2	Q_{s2}	0 MVA
Wirkleistung im System 2	P_{s2}	1 MW
Strangspannung im System 1	\hat{u}_{s1}	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 10 \text{ kV}$
Strangspannung im System 2	\hat{u}_{s2}	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 2 \text{ kV}$
Transferleistungsfrequenz	f_{diff}	200 Hz
(siehe Abschnitt 5.2.1.1)	ξ	$\frac{U_{\text{st}}}{I_{\text{cir}}} = 16,7 \frac{\text{V}}{\text{A}}$
Testvektor für Zweigleistungen	$\mathbf{P}_{\text{soll,test}}$	$[500, -250, 200, 100, 0, -100]^T \cdot 1 \text{ kW}$

Tabelle 4.2: Parameter für die Auswertung der Sternpunktspannungs- und Zweigleistungsanteile bei Nullfrequenz im zweiten System.

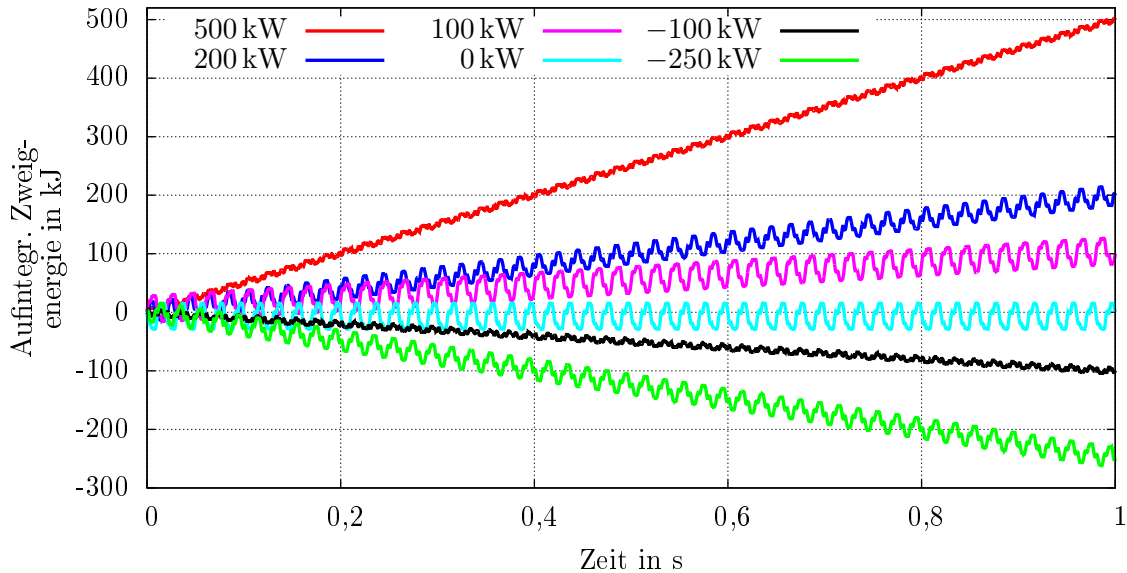


Abbildung 4.12: Numerische Verifikation der Sternpunktspannungs- und Kreisstromanteile bei Nullfrequenz im zweiten System. Parameter: Siehe Tabelle 4.2.

ist, betragen die maximalen, zum Ausgleich der asymmetrischen Zweigleistungsanteile notwendigen zusätzlichen, systemfrequenten Amplituden in der Sternpunktspannung

$$\hat{u}_{\text{st1}}^{\text{asym}, \omega_{s2}=0} = \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2}}{\hat{i}_{s1}}, \quad (4.74)$$

und im Kreisstrom

$$\hat{i}_{\text{kr1}}^{\text{asym}, \omega_{s2}=0} = \frac{\hat{u}_{s2} \hat{i}_{s2}}{\sqrt{3} \hat{u}_{s1}}. \quad (4.75)$$

Vereinfacht folgen die gesamten zusätzlichen Anteile in den Zweigströmen und -spannungen zu:

$$a_{i,\text{add}} = \sqrt{3} \frac{\hat{i}_{\text{kr}1}^{\text{asym}, \omega_{s2}=0} + \sqrt{i_{\text{kr},\chi}^2 + i_{\text{kr},\xi}^2} + |i_{\text{kr,diff}}|}{\hat{i}_{s1} + \hat{i}_{s2}}, \quad (4.76)$$

$$a_{u,\text{add}} = \frac{\hat{u}_{\text{st}1}^{\text{asym}, \omega_{s2}=0} + \sqrt{u_{\text{st},\chi}^2 + u_{\text{st},\xi}^2} + |u_{\text{st,diff}}|}{\hat{u}_{s1} + \hat{u}_{s2}}. \quad (4.77)$$

Das Ergebnis der numerischen Auswertung über ψ und Q_{s1} (Abb. 4.13) zeigt, dass die maximale Überdimensionierung der Zweigspannung etwa den Faktor zwei gegenüber dem Betrieb bei unterschiedlichen Frequenzen ungleich null aufweist, während der Zweigstrom maximal auf das 1,6-fache steigt. Bei größeren Frequenzen dürfte dieses Ergebnis zu erheblichen Einschränkungen bzw. zu erheblichen Überdimensionierungen führen. Da sehr niedrige Frequenzen im Allgemeinen jedoch ausschließlich im Anlauf einer Maschine auftreten und mit niedrigen Strömen und niedrigen Spannungen einhergehen, dürfte eine Überdimensionierung in der Praxis überflüssig sein. Gegebenenfalls lässt sich bei geringen übertragenen Leistungen die Größe einer zusätzliche Zweigspannung durch die Einprägung einer Blindleistung – und die einhergehende Erhöhung des Stroms trotz geringer Wirkleistung – im speisenden System verringern.

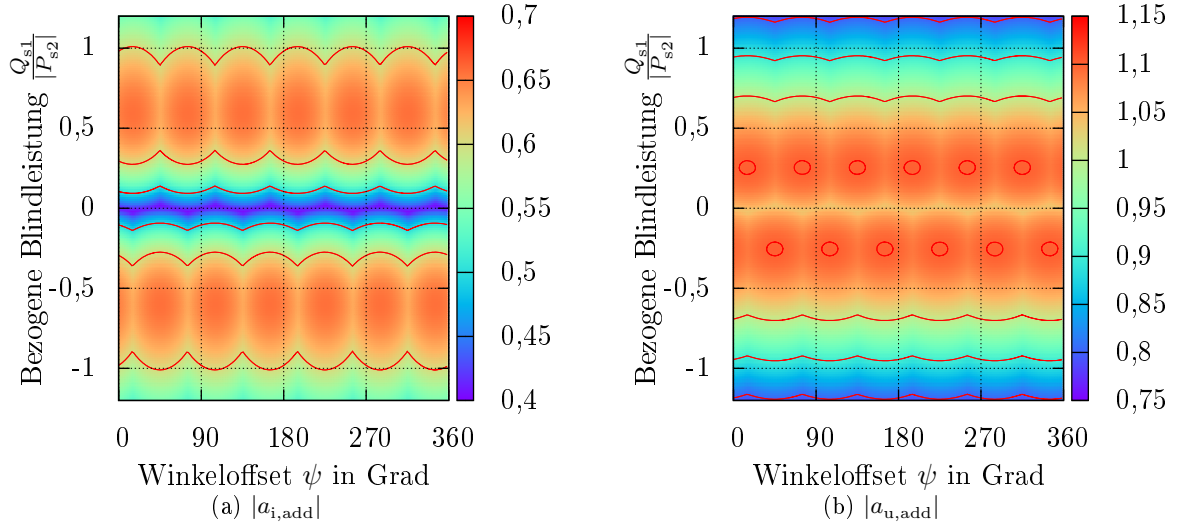


Abbildung 4.13: Verlauf der maximalen, bezogenen zusätzlichen Kreisstromanteile $a_{i,\text{add}}$ und Sternpunktspannungsanteile $a_{u,\text{add}}$ unter Variation der Blindleistung im ersten System und des Winkels im zweiten System ψ bei $\omega_{s1} = -\omega_{s2}$, $\eta = 1$ und $Q_{s2} = 0$. Die Höhenlinien haben einen Abstand von 0,1. Restliche Parameter: Siehe Tabelle 4.2.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Energieverschiebung ohne eine Scheinleistung im ersten System nicht funktioniert, da \hat{i}_{s1} in dem Fall null ist.

4.4 Zusammenfassung

Die im Betrieb des Hexverters systembedingt auftretenden Zweigleistungen können je nach Betriebspunkt nicht nur harmonische Anteile, sondern auch Gleichanteile enthalten. Die harmonischen Anteile

bestimmen die Größe der Spannungsschwankungen in den Modulen, die konstanten Anteile der Zweigleistungen jedoch führen zu stetig wachsenden oder fallenden Zweigenergieinhalten, die ein Versagen des Umrichtersystems zur Folge haben können.

Die konstanten Anteile müssen daher in allen dauerhaft auftretenden Betriebspunkten kompensierbar sein. Aufgrund von Unsymmetrien in den verbundenen Systemen und im Umrichter selbst ist damit zu rechnen, dass unabhängig von den systembedingten konstanten Zweigleistungsanteilen weitere konstante Anteile, beispielsweise aufgrund unterschiedlicher Verluste in den einzelnen Modulen, auftreten. Auch wenn diese zusätzlichen Gleichanteile im Normalbetrieb vergleichsweise klein sein dürften, erfordern sie doch die Möglichkeit einer Kompensation.

Eine solche Kompensation, d.h. die freie Beeinflussung einzelner Zweigleistungen, ist prinzipiell durch das Einprägen zusätzlicher Kreisströme und/oder Sternpunktspannungen in Frequenz der verbundenen Systeme möglich. Ob dies im Einzelfall zum Erfolg führt, hängt jedoch vom konkreten Betriebspunkt ab:

- Im Betrieb mit zwischen beiden Systemen unterschiedlichen Frequenzen ungleich null treten systembedingt konstante Zweigleistungsanteile auf, wenn die Blindleistungen in beiden Systemen verschieden sind. Diese konstanten Anteile lassen sich über das Einstellen einer konstanten Sternpunktdifferenzspannung und eines konstanten Kreisstroms kompensieren. Das Produkt aus konstanter Sternpunktdifferenzspannung und konstantem Kreisstrom wird hier als Transferleistung bezeichnet. Alternativ zur Nutzung der Transferleistung kann es in einigen Anwendungsfällen möglich sein, die Blindleistung in einem System frei zu wählen; auch dies erlaubt dann ohne zusätzliche Kreisströme oder Sternpunktspannungen den dauerhaften Betrieb des Systems.

Die durch Unsymmetrien bedingten Anteile lassen sich bei unterschiedlichen Frequenzen entweder durch zusätzliche Anteile im Kreisstrom oder durch zusätzliche Anteile in der Sternpunktspannung ausgleichen.

- Bei identischen Frequenzen in beiden Systemen ist ein in der Praxis sinnvoller Betrieb des Systems nicht möglich. Dies liegt bei gleicher Rotationsrichtung der verbundenen Systeme daran, dass eine Kompensation der aufgrund von Unsymmetrien auftretenden Zweigleistungsanteile bei einigen bestimmten Phasenverschiebungen zwischen beiden Systemen nicht möglich ist.

Bei unterschiedlichen Drehrichtungen beider Systeme treten sogar systembedingt unsymmetrische Anteile in den konstanten Zweigleistungen auf, die für die praktische Anwendung zu große Kompensationsströme bzw. -spannungen erfordern.

- Der Betrieb bei Nullfrequenz in einem System führt ebenso zu unsymmetrisch auftretenden konstanten Zweigleistungsanteilen und erfordert zu deren Kompensation ebenfalls Sternpunktspannungs- und Kreisstromanteile. Deren Größe bewegt sich jedoch in einem Bereich, welcher unter Berücksichtigung der bei sehr niedrigen Frequenzen oft reduzierten Leistungsübertragung sinnvoll realisierbar erscheint.

Zusammenfassend ist der Hexverter bezüglich seiner Regelbarkeit gut für den Betrieb bei niedrigen und sehr niedrigen Frequenzen in einem System geeignet, sofern sich diese deutlich unterhalb der Frequenz des anderen Systems befinden. Eine Analyse der Größe der Energieschwankungen in den Zweigen erfolgt im nächsten Kapitel.

5 Dimensionierung des Hexverters im Vergleich mit dem M²LC und dem MMMC

Ein entscheidendes Kriterium bei der Auswahl eines Umrichters für eine bestimmte Anwendung sind die zu erwartenden Kosten. Diese teilen sich auf in Betriebskosten und Anschaffungskosten. Die Anschaffungskosten modularer Umrichtersysteme hängen im Wesentlichen ab von

- der benötigten Anzahl an Modulen (mechanischer Aufbau, Logikschaltungen, Aufwand beim Leitrechner, Größe des Umrichters bzw. des Gebäudes),
- den Kosten für Leistungshalbleiter,
- den Kosten für Energiespeicher in den Modulen,
- sofern benötigt, von den Kosten für Transformatoren und
- den Kosten für sonstige passive Bauelemente wie Frequenzfilter.

Bezüglich der Betriebskosten sind der Wirkungsgrad sowie die Möglichkeiten zum redundanten Aufbau entscheidend. Die ebenfalls ins Gewicht fallende zu erwartende Lebensdauer sei von der Betrachtung ausgeklammert.

Ebenso nicht untersucht werden eventuelle Transformatorkosten, da die verglichenen Topologien prinzipiell keinen Transformator benötigen. Die Kosten für Frequenzfilter sind ebenfalls vom Vergleich ausgenommen, da sich die benötigten Frequenzfilter zum einen nicht wesentlich unterscheiden dürften und zum anderen aufgrund der modularen Multileveltechnologie klein genug ausfallen, dass ein geringer Unterschied nicht ins Gewicht fällt.

Die anderen Punkte werden auf Basis der in den vorangegangenen Kapiteln gefundenen analytischen Zusammenhänge ausführlich untersucht. Um die dabei gefundenen Größen für den Hexverter bewerten zu können, erfolgt ein Vergleich zum M²LC und zum MMMC. Die Betrachtung des M²LC beruht im Wesentlichen auf [35].

Weder beim M²LC noch beim MMMC kommen Verfahren zur Reduktion der Energieschwankungsbreite bei niedrigen Frequenzen zum Einsatz. Der Grund hierfür ist, dass für den Hexverter noch keine derartigen Verfahren existieren. Es erscheint jedoch wahrscheinlich, dass es auch beim Hexverter Möglichkeiten gibt, die Energieschwankungsbreite zu reduzieren. Der Vergleich basiert demnach auf den grundlegenden Steuerverfahren aller drei Systeme.

5.1 Definition der Randbedingungen: Das Anwendungsbeispiel

Da sich sowohl der Hexverter als auch der MMMC nicht bzw. schlecht für Anwendungen mit identischer Frequenz in den verbundenen Systemen eignen (vgl. Abschnitt 4.3.2 sowie [10, 15]), fällt die Wahl des Anwendungsbeispiels auf eine für heutige Verhältnisse große Windenergieanlage (WEA) ohne Getriebe. Der direkt angetriebene Generator erzeugt ein Drehstromsystem sehr niedriger Frequenz, sodass Hexverter und MMMC in günstigen Betriebspunkten mit stark unterschiedlicher Frequenz zwischen den verbundenen Systemen operieren.

Die betrachtete Anlage soll über eine maximale Leistung von $P = 10 \text{ MW}$ verfügen und über den Umrichter direkt mit dem Mittelspannungsnetz verbunden sein. Die effektive Leiter-Leiter-Spannung des Netzes beträgt $U_{s1,LL} = 10 \text{ kV} \pm 10\%$ bei $f_{s1} = 50 \text{ Hz}$. Dies entspricht einer maximalen Strang-Spitzenspannung von

$$\hat{u}_{s1,\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 11 \text{ kV} = 8981 \text{ V} \quad . \quad (5.1)$$

Die WEA verfüge über einen Synchrongenerator, der bei einer Frequenz von max. $f_{s2} = 20 \text{ Hz}$ eine effektive Leiter-Leiter-Spannung von $U_{s2,LL} = 10 \text{ kV}$ erzeugt. Bei schwachem Wind kann die Frequenz bis auf 10 Hz abfallen, die Generatorspannung sei der Frequenz hierbei proportional. Für den Spitzenwert der Strangspannung gilt folglich:

$$\hat{u}_{s2} = \frac{f_2}{20 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 10 \text{ kV} = \frac{f_2}{20 \text{ Hz}} \cdot 8165 \text{ V} \quad . \quad (5.2)$$

Die dem Wind entnehmbare Leistung steigt mit der dritten Potenz der Windgeschwindigkeit, während das optimale Verhältnis zwischen Rotor-Umfangsgeschwindigkeit und Windgeschwindigkeit in etwa konstant bleibt [44]. Da für modulare Wechselrichter der Betrieb bei sehr niedrigen Frequenzen unter Umständen problematisch sein kann, kommt als Applikationsbeispiel jedoch eine quadratische Leistungskennlinie zum Einsatz, um im kritischen Bereich sehr niedriger Drehzahlen eine höhere Sollleistung zu fordern. Daher gilt im Folgenden für die Generator-Wirkleistung:

$$P_{s2} = - \left(\frac{f_2}{20 \text{ Hz}} \right)^2 \cdot 10 \text{ MW} \quad . \quad (5.3)$$

Aufgrund der Netzanschlussbedingungen für Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz [45] erfolgt die Festlegung der maximal zur Verfügung zu stellenden Blindleistung im ersten System auf

$$Q_{s1} = -3,5 \text{ MVA} \dots 3,5 \text{ MVA} \quad . \quad (5.4)$$

Der maximale Strom in System 1 tritt bei kleinster Spannung und größter Blindleistung auf:

$$\hat{i}_{s1,\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{P_{s1}^2 + Q_{s1}^2}}{9 \text{ kV}} \quad (5.5)$$

$$= 961,2 \text{ A} \quad . \quad (5.6)$$

Beim Hexverter kann die Kompensation der Blindleistung im ersten System entweder durch Transferleistung P_{trans} oder durch Blindleistung im zweiten System erfolgen. Der erste Fall heißt im Folgenden \mathfrak{A} , der zweite Fall \mathfrak{B} (vgl. Tabelle 5.1). Der maximale Spitzenstrom in System 2 entspricht ohne Blindleistung

$$\hat{i}_{s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|P_{s2}|}{10 \text{ kV}} \quad (5.7)$$

$$= 816,5 \text{ A} \quad , \quad (5.8)$$

Parameter	Symbol	Beispiel \mathfrak{A}	Beispiel \mathfrak{B}
Frequenz System 1	f_{s1}	50 Hz	
Spannung System 1 (L-L)	$U_{s1,LL}$	9 kV ... 11 kV	
Frequenz System 2	f_{s2}	10 Hz ... 20 Hz	
Spannung System 2 (L-L)	$U_{s2,LL}$	$\frac{f_{s2}}{20 \text{ Hz}} \cdot 10 \text{ kV}$	
Wirkleistung System 1	P_{s1}	$\left(\frac{f_{s2}}{20 \text{ Hz}}\right)^2 \cdot 10 \text{ MW}$	
Wirkleistung System 2	P_{s2}	$-P_{s1}$	
Blindleistung System 1	Q_{s1}	-3,5 MVA ... 3,5 MVA	
Blindleistung System 2	Q_{s2}	0	Q_{s1}
Max. Strom System 1	$\hat{i}_{s1,max}$	961,2 A	
Max. Strom System 2	$\hat{i}_{s2,max}$	816,5 A	865,1 A
Mittlere Schaltfreq. je Modul	f_s	750 Hz	

Tabelle 5.1: Parameter der beiden Beispielfiguren

im Fall $Q_{s2} = Q_{s1}$ beträgt er maximal

$$\hat{i}_{s2} = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{\sqrt{P_{s2}^2 + Q_{s2}^2}}{10 \text{ kV}}} \quad (5.9)$$

$$= 865,1 \text{ A} \quad . \quad (5.10)$$

Es sei darauf hingewiesen, dass die höhere Blindleistung am Generator aufgrund von dessen Hauptinduktivität zu einer Veränderung der Klemmenspannung führen kann. Aus diesem Grund kann es notwendig sein, in der Praxis einen elektrisch erregten Generator zu verwenden; für die folgenden Untersuchungen wird die Klemmenspannung als unabhängig von der Wirkleistung betrachtet.

Es folgt eine Betrachtung der zu vergleichenden Parameter des Umrichters.

5.2 Vergleichsparameter

5.2.1 Schaltleistung

Die Schaltleistung eines Halbleiters entspricht dem Produkt aus maximaler Sperrspannung und maximalem Strom im Vorwärtsbetrieb:

$$P_{S,HL} = u_{HL,max} \cdot i_{HL,max} \quad , \quad (5.11)$$

die Summe der Schaltleistungen der verbauten Leistungshalbleiter ergibt die Schaltleistung des Umrichters. Diese ist ein Maß für den Halbleiterbedarf des Umrichters und damit für die Halbleiterkosten.

Ohne Berücksichtigung von Redundanz entspricht die erforderliche Schaltleistung eines modularen Zweigs mit Vollbrückenmodulen, in dem maximal der Strom $i_{z,max}$ fließt und über dem maximal die Spannung $u_{z,max}$ anliegt, mindestens

$$P_{S,z,VB} = 4 \cdot u_{z,max} \cdot i_{z,max} \quad . \quad (5.12)$$

Der Faktor vier rührt daher, dass je Modul vier Schalter existieren, die jeder für sich der Spannung und dem Strom standhalten müssen. Mit Halbbrückenmodulen ergibt sich entsprechend die Hälfte des Werts.

5.2.1.1 Hexverter

Da die Frequenzen beider Systemspannungen unterschiedlich sind, entspricht die maximale Zweigspannung der Summe der in beiden Systemen auftretenden Spitzenspannungen zuzüglich der Sternpunkt-differenzspannung:

$$u_{z,\max} = \hat{u}_{s1,\max} + \hat{u}_{s2,\max} + u_{st,\max} \quad . \quad (5.13)$$

Laut Kap. 3.1 tritt die Amplitude der Systemströme in den einzelnen Zweigen mit einem Faktor von $\frac{1}{\sqrt{3}}$ auf. Zusätzlich ist der maximal auftretende Kreisstrom $i_{kr,\max}$ zu beachten, so dass sich für den maximalen Zweigstrom

$$i_{z,\max} = \frac{\hat{i}_{s1,\max} + \hat{i}_{s2,\max}}{\sqrt{3}} + i_{kr,\max} \quad (5.14)$$

ergibt. Die Schaltleistung des gesamten Hexverters beträgt folglich für die sechs Zweige mit Vollbrückenmodulen

$$P_{S,\text{Hex}} = 6 \cdot 4 \cdot (\hat{u}_{s1,\max} + \hat{u}_{s2,\max} + u_{st,\max}) \cdot \left(\frac{\hat{i}_{s1,\max} + \hat{i}_{s2,\max}}{\sqrt{3}} + i_{kr,\max} \right) \quad . \quad (5.15)$$

Zur Ermöglichung eines dauerhaften Betriebs muss die Transferleistung

$$P_{\text{trans}} = i_{kr} u_{st} = \frac{\sqrt{3}}{18} (Q_{s1} - Q_{s2}) \quad (5.16)$$

entsprechen. Das Verhältnis zwischen Kreisstrom und Sternpunktspannung $\xi = \left| \frac{u_{st}}{i_{kr}} \right|$ ist bei gleichbleibender Transferleistung einstellbar. Die Ermittlung des Minimums von (5.15) über ξ führt betriebspunktabhängig zu

$$\xi = \sqrt{3} \frac{\hat{u}_{s1} + \hat{u}_{s2}}{\hat{i}_{s1} + \hat{i}_{s2}} \quad . \quad (5.17)$$

Im Fall des Dimensionierungsbeispiels \mathfrak{A} ergibt sich bei maximaler Wirk- und Blindleistung $\xi \approx 16,7 \frac{\text{V}}{\text{A}}$; auf diesen Wert erfolgt auch die Festlegung für den hier durchgeführten Vergleich. Kreisstrom und Sternpunktspannung berechnen sich damit wie folgt:

$$i_{kr} = \sqrt{\frac{|P_{\text{trans}}|}{\xi}} \quad , \quad (5.18)$$

$$u_{st} = \text{sign}(P_{\text{trans}}) \cdot \sqrt{|P_{\text{trans}}|} \xi \quad . \quad (5.19)$$

Die Schaltleistung folgt im Fall \mathfrak{A} zu

$$P_{S,\text{Hex}\mathfrak{A}} = 6 \cdot 4 \cdot \underbrace{(8981 \text{ V} + 8165 \text{ V} + 2372 \text{ V})}_{u_{z,\text{Hex}\mathfrak{A},\max}} \cdot \underbrace{\left(\frac{961 \text{ A} + 816 \text{ A}}{\sqrt{3}} + 142 \text{ A} \right)}_{i_{z,\text{Hex}\mathfrak{A},\max}} \quad (5.20)$$

$$= 6 \cdot 4 \cdot 19,5 \text{ kV} \cdot 1,17 \text{ kA} = 547 \text{ MVA} \quad . \quad (5.21)$$

Im Fall \mathfrak{B} ist keine Transferleistung erforderlich, hier ergibt sich die Schaltleistung zu

$$P_{S,\text{Hex}\mathfrak{B}} = 6 \cdot 4 \cdot \underbrace{(8981 \text{ V} + 8165 \text{ V})}_{u_{z,\text{Hex}\mathfrak{B},\text{max}}} \cdot \underbrace{\frac{961 \text{ A} + 865 \text{ A}}{\sqrt{3}}}_{i_{z,\text{Hex}\mathfrak{B},\text{max}}} \quad (5.22)$$

$$= 6 \cdot 4 \cdot 17,1 \text{ kV} \cdot 1,05 \text{ kA} = 434 \text{ MVA} \quad , \quad (5.23)$$

sie ist also deutlich geringer.

5.2.1.2 M²LC

Die Zwischenkreisspannung beim M²LC muss bei der ausschließlichen Betrachteten Verwendung von Halbbrückenmodulen und damit einhergehend ausschließlich positiv synthetisierbaren Zweigspannungen mindestens

$$u_{\text{ZK},\text{M}^2\text{LC}} = 2 \max(\hat{u}_{s1,\text{max}}, \hat{u}_{s2,\text{max}}) = 18 \text{ kV} \quad (5.24)$$

betragen können [19]. Damit lauten die Spannungen, die ein Zweig mindestens erzeugen können muss,

$$u_{z,\text{M}^2\text{LC},s1,\text{max}} = \max(\hat{u}_{s1,\text{max}}, \hat{u}_{s2,\text{max}}) + \hat{u}_{s1,\text{max}} = 18 \text{ kV} \quad (5.25)$$

auf der Seite des ersten Systems und

$$u_{z,\text{M}^2\text{LC},s2,\text{max}} = \max(\hat{u}_{s1,\text{max}}, \hat{u}_{s2,\text{max}}) + \hat{u}_{s2,\text{max}} = 17,1 \text{ kV} \quad (5.26)$$

auf der Seite des zweiten Systems. Aufgrund dieses Unterschieds erfolgt die Untersuchung des M²LC getrennt für Netz- und Maschinenseite.

Der Zwischenkreisgleichstrom

$$i_{\text{ZK}} = \frac{P}{u_{\text{ZK}}} \quad (5.27)$$

richtet sich nach der tatsächlichen Zwischenkreisspannung. Da diese die Energieschwankungsbreite beeinflusst, erfolgt hier eine Aufteilung der Betrachtung auf zwei Varianten:

Bei Variante \mathfrak{C} betrage die Zwischenkreisspannung stets $u_{\text{ZK},\mathfrak{C}} = 18 \text{ kV}$. Dies hat bei maximaler Leistung einen relativ geringen Zwischenkreisstrom

$$i_{\text{ZK},\mathfrak{C}} = 557 \text{ A} \quad (5.28)$$

zur Folge, sodass die erforderliche Schaltleistung ebenfalls gering ausfällt.

Bei Variante \mathfrak{D} richte sich die Zwischenkreisspannung nach dem jeweiligen Betriebspunkt, sodass

$$u_{\text{ZK},\mathfrak{D}} = 2 \max(\hat{u}_{s1}, \hat{u}_{s2}) \quad (5.29)$$

erfüllt ist. Die Zwischenkreisspannung wird also, wenn keine Überspannung (11 kV statt normal 10 kV) vorliegt, gegenüber Variante \mathfrak{C} abgesenkt. Dies hat einen höheren Zwischenkreisstrom und damit

eine höhere erforderliche Schaltleistung, jedoch eine geringere Energieschwankungsbreite (siehe Abschnitt 5.2.3) zur Folge. Der maximale Zwischenkreisstrom beträgt hier bei einer Zwischenkreisspannung von $u_{\text{ZK},\text{imax}} = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 10 \text{ kV}$ im Punkt der maximalen Leistung:

$$i_{\text{ZK},\mathfrak{D}} = \frac{P}{2\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 10 \text{ kV}} = 612 \text{ A} \quad . \quad (5.30)$$

Der Zwischenkreisstrom teilt sich je maschinenseitigem und netzseitigem Umrichter gleichmäßig auf die drei Brückenarme auf. Ebenso teilt sich der Ausgangswechselstrom gleichmäßig auf den oberen und den unteren Brückenarm auf (vgl. Abschnitt 2.2.1). Für den maximalen Strom in den Zweigen des netzseitigen Umrichters 1 gilt daher

$$i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{E},\text{s1},\text{max}} = \frac{i_{\text{ZK}}}{3} + \frac{i_{\text{s1},\text{max}}}{2} = 666 \text{ A} \quad \text{bzw.} \quad (5.31)$$

$$i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{D},\text{s1},\text{max}} = \frac{i_{\text{ZK}}}{3} + \frac{i_{\text{s1},\text{max}}}{2} = 685 \text{ A} \quad , \quad (5.32)$$

in den Zweigen des maschinenseitigen Umrichters 2 tritt ein maximaler Strom von

$$i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{E},\text{s2},\text{max}} = \frac{i_{\text{ZK}}}{3} + \frac{i_{\text{s2},\text{max}}}{2} = 594 \text{ A} \quad \text{bzw.} \quad (5.33)$$

$$i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{D},\text{s2},\text{max}} = \frac{i_{\text{ZK}}}{3} + \frac{i_{\text{s2},\text{max}}}{2} = 612 \text{ A} \quad (5.34)$$

auf.

Die erforderliche Schaltleistung beträgt im netzseitigen Umrichter

$$P_{\text{S},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{E},\text{s1}}^* = 6 \cdot 2 \cdot u_{\text{z},\text{M}^2\text{LC},\text{s1},\text{max}} i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{E},\text{s1},\text{max}} = 144 \text{ MVA} \quad \text{bzw.} \quad (5.35)$$

$$P_{\text{S},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{D},\text{s1}}^* = 6 \cdot 2 \cdot u_{\text{z},\text{M}^2\text{LC},\text{s1},\text{max}} i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{D},\text{s1},\text{max}} = 148 \text{ MVA} \quad , \quad (5.36)$$

im maschinenseitigen Umrichter beträgt sie

$$P_{\text{S},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{E},\text{s2}}^* = 6 \cdot 2 \cdot u_{\text{z},\text{M}^2\text{LC},\text{s2},\text{max}} i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{E},\text{s2},\text{max}} = 122 \text{ MVA} \quad \text{bzw.} \quad (5.37)$$

$$P_{\text{S},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{D},\text{s2}}^* = 6 \cdot 2 \cdot u_{\text{z},\text{M}^2\text{LC},\text{s2},\text{max}} i_{\text{z},\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{D},\text{s2},\text{max}} = 126 \text{ MVA} \quad . \quad (5.38)$$

5.2.1.3 MMMC

Da beim MMMC im symmetrischen Betrieb keine Energieverschiebungen zwischen unterschiedlichen Zweigen auftreten, benötigt er keine systembedingten Kreisströme oder Sternpunktspannungen (vgl. Abschnitt 2.3). Die maximale Zweigspannung beträgt daher

$$u_{\text{z},\text{MMMC},\text{max}} = \hat{u}_{\text{s1},\text{max}} + \hat{u}_{\text{s2},\text{max}} = 17,1 \text{ kV} \quad . \quad (5.39)$$

Die Phasenströme der verbundenen Systeme teilen sich gleichmäßig auf die jeweiligen drei Zweige auf, sodass die Spitzenströme

$$i_{\text{z},\text{MMMC},\text{max}} = \frac{\hat{i}_{\text{s1},\text{max}} + \hat{i}_{\text{s2},\text{max}}}{3} = 593 \text{ A} \quad (5.40)$$

betragen. Die Schaltleistung ist daher

$$P_{\text{S},\text{MMMC}} = 9 \cdot 4 \cdot u_{\text{z},\text{MMMC},\text{max}} i_{\text{z},\text{MMMC},\text{max}} = 366 \text{ MVA} \quad . \quad (5.41)$$

5.2.2 Modulanzahl

Die benötigte Modulanzahl hängt diskretisiert proportional von der maximal benötigten Spannung über dem jeweiligen modularen Zweig $u_{z,\max}$ ab. Entscheidend für die Diskretisierung ist die minimale Modulspannung. Da diese über den Faktor der maximalen zulässigen Spannungsschwankung $a_{\Delta,\max*}$ mit der maximalen erlaubten Modulspannung zusammenhängt, wird die Diskretisierung wesentlich von der Sperrspannung der eingesetzten IGBTs beeinflusst.

Derzeit sind Hochspannungs-IGBTs hauptsächlich mit Sperrspannungen von ca. 600 V, 1,2 kV, 1,7 kV, 2,5 kV, 3,3 kV, 4,5 kV und 6,5 kV erhältlich. Beim Einsatz von IGBTs geringer Sperrspannung sind eine hohe Modulanzahl mit einem einerhergehend hohen Aufwand im physikalischen Aufbau sowie verhältnismäßig hohe Durchlassverluste zu erwarten. Bei hohen Sperrspannungen steigt jedoch die im einzelnen Zwischenkreiskondensator gespeicherte Energiemenge, was zu Problemen im Fehlerfall führen kann. Weiterhin nimmt die Modulanzahl je Zweig deutlich ab; in der hier betrachteten Mittelspannungsanwendung führt dies dazu, dass der positiv zu bewertende Unterschied zwischen effektiver Schaltfrequenz und Schaltfrequenz des einzelnen Moduls unattraktiv klein wird.

Einen Mittelweg zwischen beiden Extrema stellen die gut verfügbaren IGBTs der 3,3 kV-Klasse dar. Die in der Praxis maximal zulässige Modulspannung beträgt mit ihnen ca. $u_{\text{mod,max}*} = 1800 \text{ V}$. Ausgehend von einer zulässigen Schwankung von 25% bezogen auf die minimale Spannung beträgt letztere

$$u_{\text{mod,min}*} = \frac{u_{\text{mod,max}*}}{a_{\Delta,\max*}} = \frac{1800 \text{ V}}{1,25} = 1440 \text{ V} \quad . \quad (5.42)$$

Somit gilt für die minimal benötigte Modulanzahl der einzelnen Topologien:

$$n_{\text{mod,M}^2\text{LC}} = 6 \cdot \underbrace{\left\lceil \frac{18 \text{ kV}}{1,44 \text{ kV}} \right\rceil}_{n_{\text{mod,M}^2\text{LC},s1}} + 6 \cdot \underbrace{\left\lceil \frac{17,1 \text{ kV}}{1,44 \text{ kV}} \right\rceil}_{n_{\text{mod,M}^2\text{LC},s2}} = 6 \cdot (13 + 12) = 150 \quad (5.43)$$

$$n_{\text{mod,Hex}\mathfrak{A}} = 6 \cdot \left\lceil \frac{19,5 \text{ kV}}{1,44 \text{ kV}} \right\rceil = 6 \cdot 14 = 84 \quad (5.44)$$

$$n_{\text{mod,Hex}\mathfrak{B}} = 6 \cdot \left\lceil \frac{17,1 \text{ kV}}{1,44 \text{ kV}} \right\rceil = 6 \cdot 12 = 72 \quad (5.45)$$

$$n_{\text{mod,MMMC}} = 9 \cdot \left\lceil \frac{17,1 \text{ kV}}{1,44 \text{ kV}} \right\rceil = 9 \cdot 12 = 108 \quad (5.46)$$

$$(5.47)$$

Ist ein redundantes System gewünscht, in dem bis zu n_{def} beliebige Module ausfallen können, so sind jedem einzelnen Zweig n_{def} Module hinzuzufügen. Beim Hexverter ist die zusätzliche Modulanzahl daher am geringsten, Redundanz lässt sich daher mit dem niedrigsten Aufwand an zusätzlichen Ansteuerungen herstellen. Prozentual betrachtet ist der erforderlichen Aufwand jedoch bei allen Topologien gleich groß.

Die folgenden Betrachtungen beruhen auf der niedrigsten möglichen Modulanzahl je Zweig (keine Redundanz).

5.2.3 Energiespeicher bzw. Energieschwankungsbreite

Grundsätzlich ist die Angabe der Energieschwankungsbreite verhältnismäßig kompliziert. Dies hat mehrere Gründe:

Erstens lässt sich der Betriebspunkt der maximalen Energieschwankungsbreite schwieriger bestimmen als der maximale Zweigstrom oder die maximale Zweigspannung, da sowohl die Größen als auch die Frequenzen der einzelnen Strom- bzw. Spannungsanteile in die Berechnung der Energieschwankungsbreite eingehen.

Die entscheidende Schwierigkeit liegt jedoch in der Addition der einzelnen Frequenzanteile. Selbst, wenn die unterschiedlichen Frequenzanteile im Energiegehalt, wie für den Hexverter hergeleitet, mit Frequenz, Amplitude und Phasenlage bekannt sind, ist die Angabe der maximalen Schwankungsbreite analytisch nahezu unmöglich. Dies liegt daran, dass nicht alle auftretenden Frequenzen unabhängig voneinander sind.

Einfach erklärbar ist dies für zwei Sinusschwingungen rational vielfacher Frequenz, beispielsweise mit $f_1 = 50$ Hz und $f_2 = 20$ Hz. In Abb. 5.1 lässt sich erkennen, dass sich die Schwingungen teilweise additiv und teilweise subtraktiv überlagern. Da die Frequenzen rational Vielfache voneinander sind, ist die resultierende Funktion periodisch. Für $f_1, f_2 \in \mathbb{N}$ lässt sich die Periodendauer T einfach über

$$T = \frac{1}{\text{ggT}(f_1, f_2)} \quad (5.48)$$

$$\stackrel{\text{hier}}{=} 0,1 \text{ s} \quad (5.49)$$

bestimmen, wobei $\text{ggT}()$ den größten gemeinsamen Teiler zweier natürlicher Zahlen bestimmt. Allgemeiner ist für $f_1, f_2 \in \mathbb{Q}$ die Periodendauer

$$T = \frac{q_1 q_2}{\text{ggT}(d_1 q_2, d_2 q_1)} \quad \text{mit} \quad f_1 = \frac{d_1}{q_1}, f_2 = \frac{d_2}{q_2} \quad . \quad (5.50)$$

Es lässt sich leicht einsehen, dass bei $f_1 = a_f f_2$, $a_f \in \mathbb{Q}$ die maximale Schwankungsbreite $\Delta s = \max_{\forall t} (s(t)) - \min_{\forall t} (s(t))$ der Summe zweier Sinusschwingungen

$$s(t) = a_1 \sin(f_1 t + \varphi_1) + a_2 \sin(f_2 t + \varphi_2) \quad (5.51)$$

von den Frequenzen f_1, f_2 , der Phasenverschiebungen $\varphi_1 - \varphi_2$ und den Multiplikatoren a_1, a_2 abhängt. Für die Schwankungsbreite gilt stets:

$$\Delta s \leq 2(a_1 + a_2) \quad . \quad (5.52)$$

Eine genauere Angabe ist bereits im einfachen Fall nur zweier Frequenzen schwierig und soll an dieser Stelle nicht weiter verfolgt werden.

Für nicht-rational vielfache Frequenzen $f_1 = a_f f_2$, $a_f \in \mathbb{R} \setminus \mathbb{Q}$ ist die Summenfunktion $s(t)$ nicht mehr periodisch, sondern quasiperiodisch. Dies bedeutet, dass alle möglichen Phasenverschiebungen für $-\infty < t < \infty$ durchlaufen werden, die Schwankungsbreite ist daher

$$\Delta s = 2(a_1 + a_2) \quad . \quad (5.53)$$

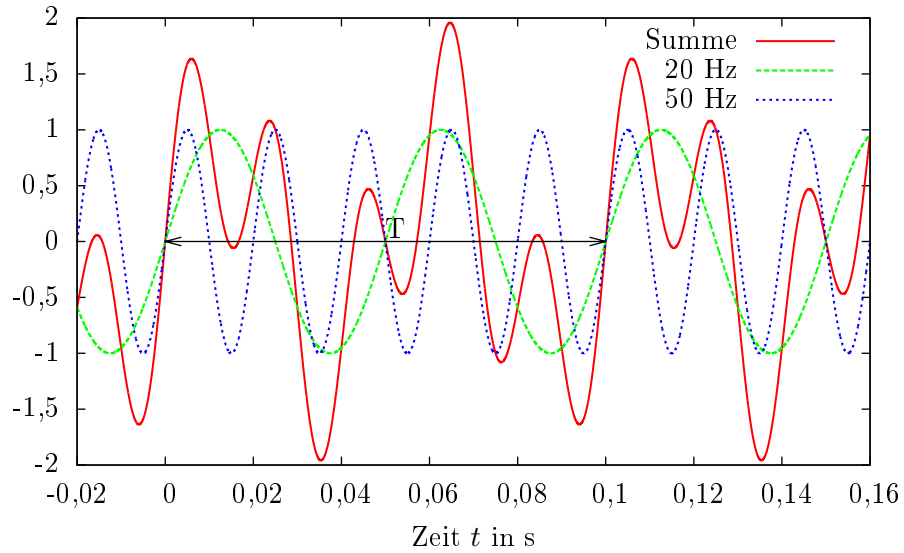


Abbildung 5.1: Addition zweier Sinusschwingungen mit 50 Hz und 20 Hz

Empirisch lässt sich zeigen, dass dies nicht mehr bei Addition einer dritten Schwingung

$$s_3(t) = a_3 \sin(f_3 + \varphi_3) \quad \text{mit} \quad f_3 = f_1 \pm f_2 \quad (5.54)$$

gilt, obwohl $\frac{f_3}{f_2}, \frac{f_3}{f_1} \in \mathbb{R} \setminus \mathbb{Q}$ ist (vgl. Abb. 5.2). Hier ist nur die Aussage $\Delta s \leq a_1 + a_2 + a_3$ möglich. Da sowohl beim Hexverter als auch beim MMC der Fall drei addierter Frequenzanteile mit $f_3 = f_1 \pm f_2$ in den Zweigleistungen auftritt, erfolgt die Auswertung der Energieschwankungsbreite numerisch.

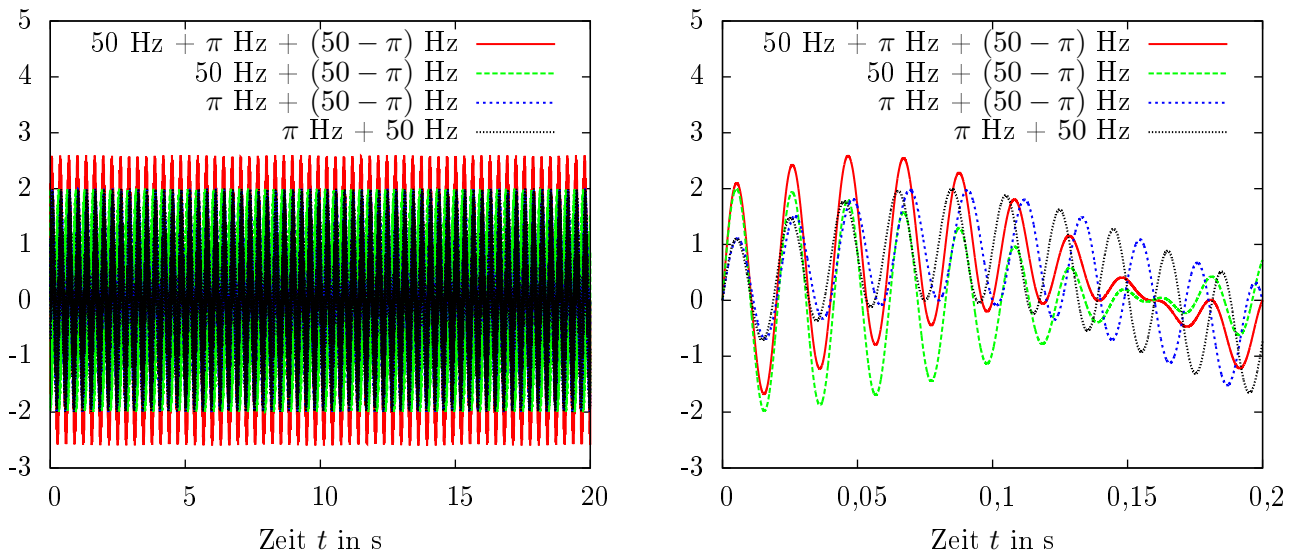


Abbildung 5.2: Addition dreier Sinusschwingungen mit 50 Hz, π Hz und $(50 - \pi)$ Hz (Darstellung zweier unterschiedlicher Zeitbereiche)

5.2.3.1 Berechnungsmethode

Die numerische Auswertung der Energieschwankungsbreite beruht auf den in Kapitel 2 bzw. 3 angegebenen idealen Gleichungen für die Zweigströme und -spannungen $i_{zb}(t)$ und $u_{zb}(t)$. Deren Verläufe werden für eine Periode nach (5.50) berechnet und lassen sich anschließend multiplizieren und zur Energie $e_{zb}^*(t)$ aufintegrieren:

$$e_{zb}^*(t) = \int_0^t i_{zb}(\tau)u_{zb}(\tau)d\tau \quad . \quad (5.55)$$

Das Ergebnis $e_{zb}^*(t)$ entspricht dem Zweigenergieinhalt mit dem Unterschied, dass der Gleichanteil keine Information enthält; er ist lediglich vom Zeitpunkt des Integrationsbeginns abhängig. Das ist an dieser Stelle jedoch unbedeutend, da zur Bestimmung der Energieschwankungsbreite nur die Schwankung der Energie bekannt sein muss. Die Breite der Schwankung lässt sich für den jeweiligen Zweig durch

$$\Delta e_{zb} = (\max(e_{zb}^*) - \min(e_{zb}^*)) \quad (5.56)$$

bestimmen, die Energieschwankungsbreite im gesamten Wechselrichter ist theoretisch

$$\Delta e_{WR}^* = \sum_{b=1}^{n_{\text{Zweige}}} \Delta e_{zb} \quad . \quad (5.57)$$

Unten angegeben ist der jeweils größte Schwankungswert, der in den Zweigen des jeweiligen Umrichters auftritt, multipliziert mit der Zweiganzahl:

$$\Delta e_{WR} = n_{\text{Zweige}} \cdot \max_b(\Delta e_{zb}) \quad . \quad (5.58)$$

Dies hat den Hintergrund, dass in der Praxis die Dimensionierung der Modulkondensatoren außer bei stark abweichenden Ergebnissen der Energieschwankungsbreite in allen Zweigen identisch durchgeführt werden sollte.

Beim M²LC wird zwischen netz- und maschinenseitigem Umrichter unterschieden, da diese beiden Teile stark unterschiedliche Betriebsparameter aufweisen und dementsprechend eine unterschiedliche Dimensionierung in der Praxis möglich erscheint.

Das Vorgehen zeichnet sich durch die einfache Durchführbarkeit aus und ist in nahezu allen Situationen anwendbar.

5.2.3.2 Ergebnisse

Bei der Durchführung der Berechnungen zeigt sich, dass die Abhängigkeit von der Phasenverschiebung zwischen beiden Systemen ψ nahezu vernachlässigbar ist. Einzige Ausnahme sind Situationen, in denen die Periodizität der Energieinhaltsfunktion kurz ist, beispielsweise bei den Kombinationen 10 Hz, 50 Hz oder 20 Hz, 50 Hz.

Die folgenden Ergebnisse stammen aus einer Berechnung, bei der f_{s2} in Schritten von 0,01 Hz variiert wurde.

Für den Hexverter im Fall \mathfrak{A} ergibt sich bei maximaler Wirk- und Blindleistung, einer Frequenz von $f_{s2} = 19,99 \text{ Hz}$ und Unterspannung von 9 kV im ersten System eine maximale Energieschwankungsbreite von

$$\Delta e_{z,\mathfrak{A}} = 60,4 \text{ kJ} \quad (5.59)$$

je Zweig, insgesamt also

$$\Delta e_{\text{Hex},\mathfrak{A}} = 362 \text{ kJ} \quad (5.60)$$

im Umrichter. Für den Fall \mathfrak{B} tritt das Maximum der Energieschwankungsbreite im gleichen Punkt auf und beträgt

$$\Delta e_{z,\mathfrak{B}} = 36,9 \text{ kJ} \quad (5.61)$$

je Zweig, also insgesamt

$$\Delta e_{\text{Hex},\mathfrak{B}} = 221 \text{ kJ} \quad (5.62)$$

Bei ausschließlicher Betrachtung ganzzahliger Frequenzen ist das Ergebnis für die Energieschwankungsbreite etwas geringer.

Der Grund hierfür lässt sich anhand von Abb. 5.3 verdeutlichen. Der linke Verlauf zeigt die aufintegrierte Zweigenergie in Zweig 1 bei einer Frequenz von $f_{s2} = 10 \text{ Hz}$. Die Schwankungsbreite beträgt ca. 14 kJ . Die Phasenverschiebung beträgt hier $\psi = 0$. Eine Änderung der Phasenverschiebung führt in erster Linie zu einer Änderung des Gleichanteils, der bei der Bestimmung der Schwankungsbreite entfällt. Der im rechten Bild dargestellte Verlauf des Energieinhalts bei $f_{s2} = 10,1 \text{ Hz}$ entspricht effektiv dem linken Verlauf, im Gegensatz hierzu erfolgt aber eine durch die Differenzfrequenz bedingte stetige Variation von ψ , sodass unterschiedliche "Gleichanteile" zum Tragen kommen. In Folge dessen steigt die Energieschwankungsbreite auf ca. 16 kJ .

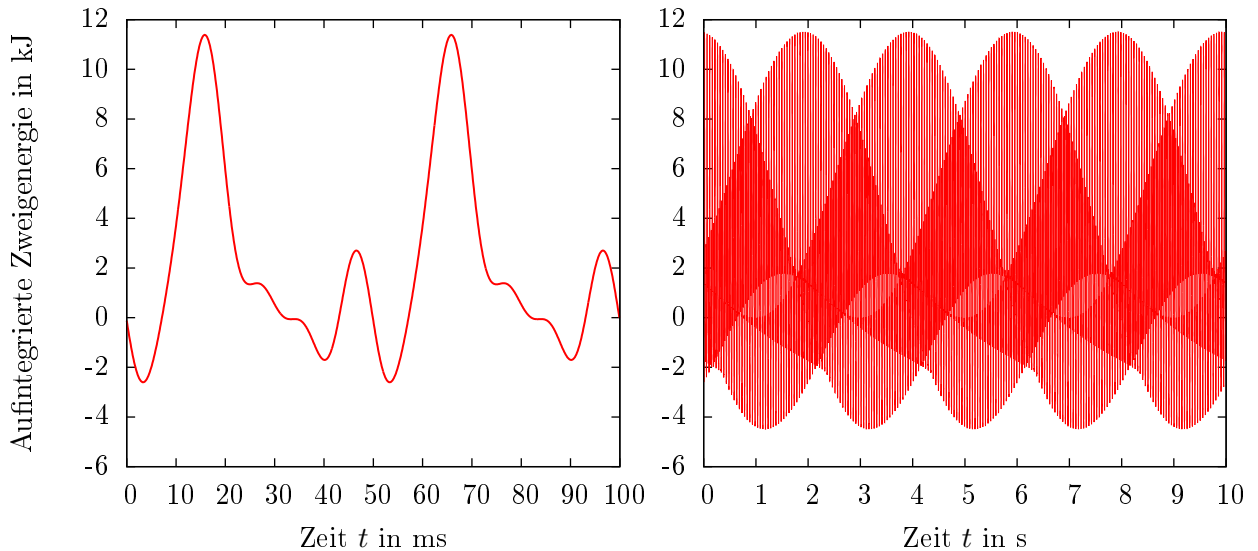


Abbildung 5.3: Energieschwankung im ersten Zweig des Hexverters bei $f_{s2} = 10 \text{ Hz}$ (links) bzw. $f_{s2} = 10,1 \text{ Hz}$ (rechts).

Dieser Effekt erklärt das Auftreten scheinbarer numerischer Fehler bei der Berechnung der Energieschwankungsbreite, wie sie in den Abbildungen in Abschnitt 5.3 am Ende dieses Kapitels sichtbar werden.

Die Energieschwankungsbreite beim M²LC beträgt im netzseitigen Umrichter bei konstanter Zwischenkreisspannung (Fall \mathfrak{C}), maximaler Wirk- und Blindleistung und Unterspannung im ersten System maximal

$$\Delta e_{z,s1,\mathfrak{C}} = 21,6 \text{ kJ} \quad (5.63)$$

je Zweig. Im maschinenseitigen Umrichter ist die Schwankungsbreite aufgrund der geringeren Frequenz deutlich größer; sie beträgt bei minimaler Leistung aufgrund der dann niedrigen Frequenz und niedrigen Spannung (siehe auch Abschnitt 5.3) maximal

$$\Delta e_{z,s2,\mathfrak{C}} = 53,9 \text{ kJ} \quad (5.64)$$

An dieser Stelle kann eine Verifikation des Verfahrens erfolgen. Hierzu kommt (2.29) zum Einsatz, wonach sich für $\Delta e_{z,s1,\mathfrak{C}}$ ein Wert von ebenfalls 21,6 kJ ergibt, für $\Delta e_{z,s2,\mathfrak{C}}$ genauso übereinstimmende 53,9 kJ. Dies belegt die Korrektheit des angewandten Verfahrens.

Insgesamt beträgt die Energieschwankungsbreite für den M²LC in der Variante \mathfrak{C}

$$\Delta e_{M^2LC\mathfrak{C}} = 6\Delta e_{z,s1,\mathfrak{C}} + 6\Delta e_{z,s2,\mathfrak{C}} = 453 \text{ kJ} \quad (5.65)$$

Bei stets kleinstmöglich gewählter Zwischenkreisspannung (Fall \mathfrak{D}) tritt die maximale Schwankungsbreite im netzseitigen Wechselrichter im gleichen Betriebspunkt auf wie im Fall \mathfrak{C} . Sie ist ca. 17% geringer und beträgt

$$\Delta e_{z,s1,\mathfrak{D}} = 18,5 \text{ kJ} \quad (5.66)$$

Im maschinenseitigen Wechselrichter beträgt die nunmehr ausschließlich bei Netzüberspannung auftretende, maximale Energieschwankungsbreite weiterhin

$$\Delta e_{z,s2,\mathfrak{D}} = 53,9 \text{ kJ} \quad (5.67)$$

Zusammen ergibt dies eine Energieschwankungsbreite für den ganzen Umrichter von

$$\Delta e_{M^2LC\mathfrak{D}} = 6\Delta e_{z,s1,\mathfrak{D}} + 6\Delta e_{z,s2,\mathfrak{D}} = 435 \text{ kJ} \quad (5.68)$$

Durch ein betriebspunktabhängiges Absenken der Zwischenkreisspannung lässt sich die Energieschwankungsbreite beim M²LC folglich geringfügig reduzieren.

Beim MMMC beträgt die maximale Energieschwankungsbreite

$$\Delta e_z = 16,5 \text{ kJ} \quad (5.69)$$

je Zweig, insgesamt also

$$\Delta e_{MMMC} = 149 \text{ kJ} \quad (5.70)$$

Sie tritt im gleichen Betriebspunkt wie beim Hexverter auf, d.h. bei maximaler Wirk- und Blindleistung und Unterspannung im ersten System.

5.2.4 Dimensionierung der Modulkondensatoren

Die Größe der Modulkondensatoren hängt von der Energieschwankungsbreite und der zulässigen Spannungsschwankung in den Modulen ab. In Abschnitt 5.2.2 wurde die maximal zulässige Spannungsschwankung in den Modulen auf 25% der minimalen Modulspannung festgelegt. Ein Überschreiten

dieser Schwankungsbreite im Betrieb kann die Zerstörung des Umrichtersystems zur Folge haben. Während des normalen Betriebs sollte die Spannungsschwankung folglich geringer sein, sie wird hiermit auf maximal 15% der minimalen Modulspannung festgelegt.

Die maximale Schwankungsbreite der Modulspannung im Betrieb beträgt folglich

$$\Delta u_{\text{mod}} = 0,15 \cdot u_{\text{mod,min}*} = 216 \text{ V} \quad . \quad (5.71)$$

Der bezogen auf die minimal zulässige Modulspannung $u_{\text{mod,min}*}$ und die maximal zulässige Modulspannung $u_{\text{mod,max}*}$ mittlere Energieinhalt $e_{\text{mod,mid}}$ eines Moduls beträgt mit der Größe des Modulkondensators C_{mod}

$$e_{\text{mod,mid}} = \frac{1}{4} C_{\text{mod}} (u_{\text{mod,min}*}^2 + u_{\text{mod,max}*}^2) \quad . \quad (5.72)$$

Dies soll der zeitlich mittlere Energieinhalt des Moduls sein. Da die Energieschwankungsbreite Δe_z eines Zweigs sowie die Modulanzahl im Zweig n_{mjz} bekannt sind, gilt für die Energieschwankung je Modul

$$\Delta e_{\text{mod}} = \frac{\Delta e_z}{n_{\text{mjz}}} \quad . \quad (5.73)$$

Der erforderliche Modulkondensator hat die Größe

$$C_{\text{mod}} = \frac{4 \cdot e_{\text{mod,mid}} + 2 \cdot \sqrt{4 \cdot e_{\text{mod,mid}}^2 - \Delta e_{\text{mod}}^2}}{\Delta u_{\text{mod}}^2} \quad . \quad (5.74)$$

Mit (5.72) ergibt dies

$$C_{\text{mod}} = 2 \frac{\Delta e_{\text{mod}}}{\Delta u_{\text{mod}} \sqrt{2u_{\text{mod,min}*}^2 + 2u_{\text{mod,max}*}^2 - \Delta u_{\text{mod}}^2}} \quad . \quad (5.75)$$

Einsetzen von $\Delta u_{\text{mod}} = 216 \text{ V}$, $u_{\text{mod,min}*} = 1440 \text{ V}$ und $u_{\text{mod,max}*} = 1800 \text{ V}$ führt zu

$$C_{\text{mod}} = \frac{\Delta e_{\text{mod}}}{0,3513 \text{ kV}^2} \quad . \quad (5.76)$$

Für die einzelnen Topologien ergibt dies die folgenden Werte:

$$C_{\text{mod,Hex}\mathfrak{A}} = 12,3 \text{ mF} \quad , \quad (5.77)$$

$$C_{\text{mod,Hex}\mathfrak{B}} = 8,74 \text{ mF} \quad , \quad (5.78)$$

$$C_{\text{mod,MMMC}} = 3,93 \text{ mF} \quad , \quad (5.79)$$

$$C_{\text{mod,M}^2\text{LC}\mathfrak{E},s1} = 4,71 \text{ mF} \quad , \quad (5.80)$$

$$C_{\text{mod,M}^2\text{LC}\mathfrak{E},s2} = 12,8 \text{ mF} \quad , \quad (5.81)$$

$$C_{\text{mod,M}^2\text{LC}\mathfrak{D},s1} = 4,05 \text{ mF} \quad , \quad (5.82)$$

$$C_{\text{mod,M}^2\text{LC}\mathfrak{D},s2} = 12,8 \text{ mF} \quad . \quad (5.83)$$

5.2.5 Wirkungsgrad

Die Abschätzung des Wirkungsgrads beruht wie die Berechnung der Energieschwankungsbreite auf der Verwendung idealisierter Verläufe der Zweigströme und -spannungen. Die Anwendung des im Folgenden beschriebenen Schaltermodells auf die Ströme und Spannungen ergibt die Verlustleistung aufgeteilt auf Dioden und Transistoren. Die Verlustleistung erlaubt im nächsten Schritt dann die Bestimmung des Wirkungsgrads.

5.2.5.1 Schaltermodell und Verlustleistungsberechnung

Das verwendete Schaltermodell beruht auf den Datenblattangaben eines 3,3kV-IGBTs der Firma Infineon¹. Zur numerischen Auswertung erfolgt eine Nachbildung der entscheidenden Kennlinien des Datenblatts [46] (Abbn. 5.4 und 5.5) mit Hilfe abschnittsweise linearer Interpolation. Dies erlaubt eine Bestimmung der Durchlassspannungen $u_{f,D}(i)$, $u_{f,T}(i)$ von Diode und IGBT, der Einschalt- und Ausschaltenergien des IGBTs $e_{on,T}(i)$, $e_{off,T}(i)$ sowie der Schaltenergie der Diode $e_{r,D}(i)$ abhängig vom fließenden Strom. Alle Berechnungen beziehen sich auf eine Siliziumtemperatur von 125 °C.

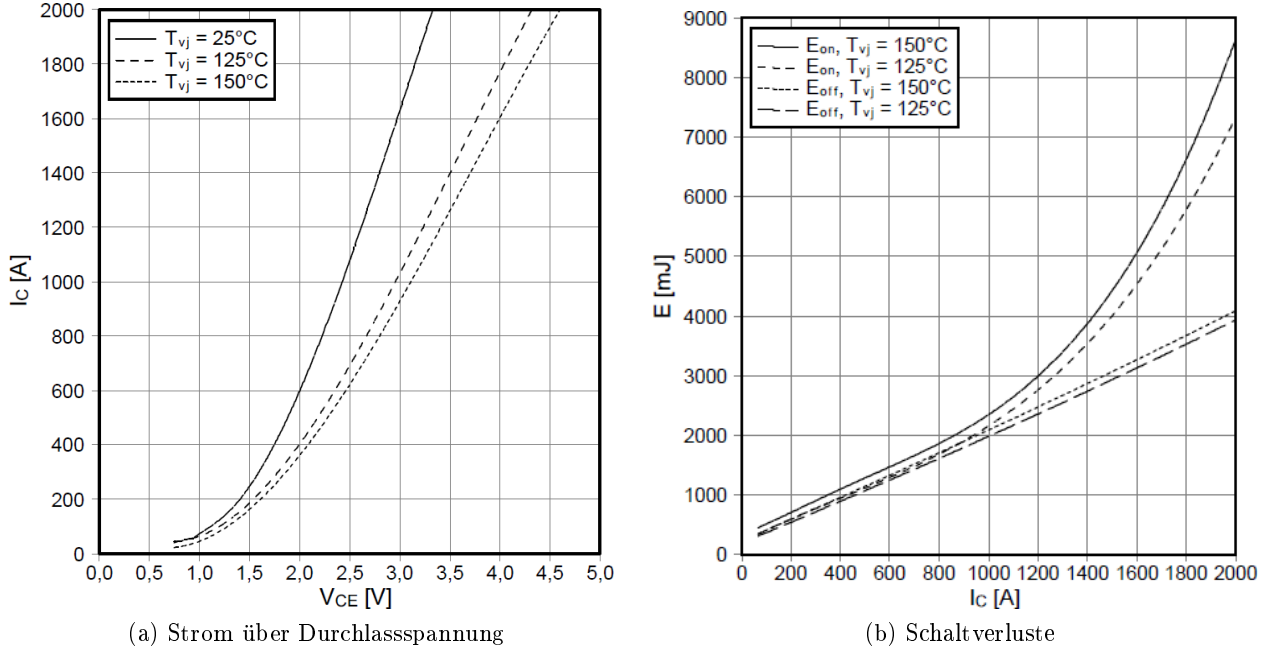


Abbildung 5.4: Datenblattangaben zum verwendeten IGBT [46]

Da der gleiche IGBT-Typ für alle Umrichter als Referenz dient, ist eine Anpassung seiner Kenndaten notwendig, um sinnvolle Aussagen zu ermöglichen: Der FZ1000R33HL3 ist für einen Strom von maximal $i_{ref} = 1000$ A dimensioniert. Die dem Strom zugehörige Durchlassspannung $u_{f,T}(i)$ bzw. $u_{f,D}(i)$ lässt sich daher für eine Topologie verwenden, die einen maximalen Strom von 1000 A aufweist. Liegt der Strom über i_{ref} , so steigt die Durchlassspannung weiter an. In der Praxis käme jedoch ein größerer IGBT zum Einsatz, der bei gleichem Strom eine geringere Durchlassspannung hätte. Folglich ist eine Skalierung des Stroms auf den maximal in der Topologie auftretenden Strom $i_{z,max}$ sinnvoll. Die Durchlassverluste am Transistor bzw. der Diode betragen mit dem jeweiligen Tastgrad $a_T(t)$ bzw. $a_D(t)$ folglich

$$p_{v,d,T}(t) = a_T(t)|i_z(t)|u_{f,T} \left(\frac{i_{ref}}{i_{z,max}} |i_z(t)| \right) \quad \text{und} \quad (5.84)$$

$$p_{v,d,D}(t) = a_D(t)|i_z(t)|u_{f,D} \left(\frac{i_{ref}}{i_{z,max}} |i_z(t)| \right) \quad . \quad (5.85)$$

Die Bildung des Strom-*Betrags* ist notwendig, da der Zweigstrom und nicht der Transistor- bzw. Diodenstrom verwendet wird. Die Stromrichtung findet in den verwendeten Tastgraden Berücksichtigung.

¹Der genaue Typ (FZ1000R33HL3, Datenblatt [46]) ist an dieser Stelle nicht entscheidend, da eine Skalierung der aus dem Datenblatt gewonnenen Parameter auf den Anwendungsfall erfolgt. Es handelt sich um einen Trench/Feldstopp IGBT der dritten Generation (IGBT3).

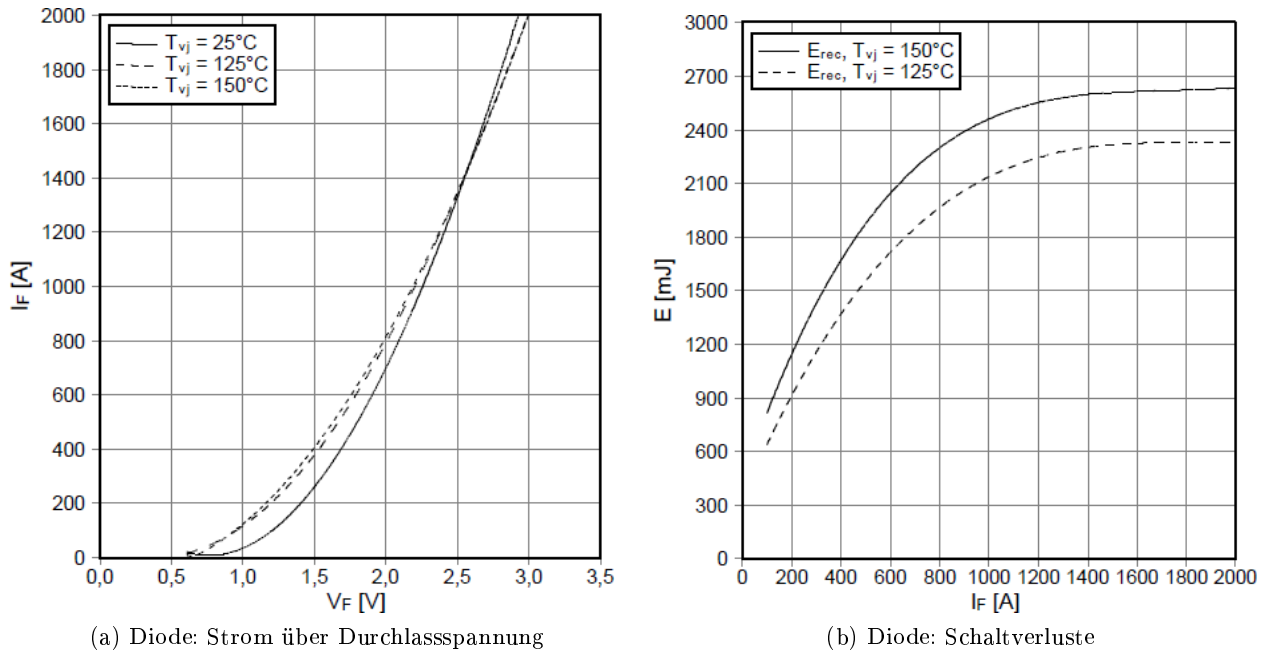


Abbildung 5.5: Datenblattangaben zur antiparallelen Diode [46]

Diese werden nur dann ungleich null, wenn der Strom tatsächlich durch den Transistor bzw. die Diode fließt und nicht durch das jeweilige antiparallele Bauteil. Die Tastgradberechnung geschieht wie folgt:

1. Berechnung des Zweigtastgrads a_z basierend auf der Zweigspannung $u_z(t)$ und den innerhalb eines Zweigs als identisch angenommenen Modulspannungen $u_{ZKM}(t)$:

$$a_z(t) = \frac{u_z(t)}{n_{mjz} u_{ZKM}(t)} \quad (5.86)$$

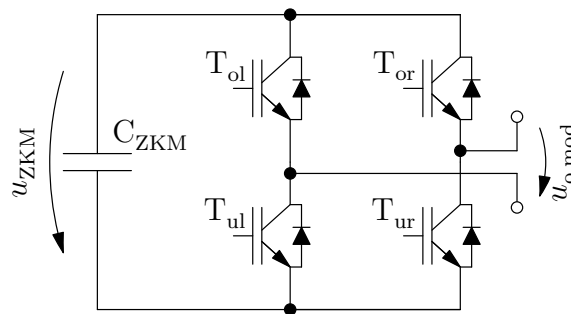


Abbildung 5.6: Bezeichnung der Schalter nach ihrer Position im Ersatzschaltbild

2. Berechnung der Tastgrade² der einzelnen bidirektionalen Schalter bestehend aus IGBT und an-

²Die Tastgrade sind weiterhin Funktionen der Zeit, der Parameter t entfällt hier lediglich zur besseren Übersichtlichkeit.

tiparalleler Diode (Abb. 5.6):

$$\begin{aligned}
 a_{\text{ol}} &= \begin{cases} -a_z & a_z < 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} & a_{\text{or}} &= \begin{cases} a_z & a_z > 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} \\
 a_{\text{ul}} &= \begin{cases} 1 + a_z & a_z < 0 \\ 1 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} & a_{\text{ur}} &= \begin{cases} 1 - a_z & a_z > 0 \\ 1 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{5.87}$$

Für Halbbrückenmodule sind $a_{\text{ol}} = 0$ und $a_{\text{ul}} = 0$.

3. Berechnung der Tastgrade von IGBT und Diode basierend auf der Stromrichtung:

$$\begin{aligned}
 a_{\text{ol,T}} &= \begin{cases} a_{\text{ol}} & i_z > 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} & a_{\text{or,T}} &= \begin{cases} a_{\text{or}} & i_z < 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} \\
 a_{\text{ol,D}} &= \begin{cases} a_{\text{ol}} & i_z < 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} & a_{\text{or,D}} &= \begin{cases} a_{\text{or}} & i_z > 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} \\
 a_{\text{ul,T}} &= \begin{cases} a_{\text{ul}} & i_z < 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} & a_{\text{ur,T}} &= \begin{cases} a_{\text{ur}} & i_z > 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} \\
 a_{\text{ul,D}} &= \begin{cases} a_{\text{ul}} & i_z > 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases} & a_{\text{ur,D}} &= \begin{cases} a_{\text{ur}} & i_z < 0 \\ 0 & \text{für} \\ & \text{sonst} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{5.88}$$

Eingesetzt in (5.84) bzw. (5.85) ergeben sich die Durchlassverluste der einzelnen Halbleiter. Es sei darauf hingewiesen, dass der Nullzustand nur über die Transistoren T_{ul} und T_{ur} realisiert wird, vgl. Abschnitt 5.4.

Die Schaltverluste einer Halbbrücke setzen sich aus den Ein- und Ausschaltverlusten eines IGBTs und den Reverse-Recovery-Verlusten der antiparallelen Diode des anderen IGBTs zusammen. Die drei Verlustleistungen werden getrennt aus den Verlustenergien, die dem Datenblatt in Kennlinienform zu entnehmen sind, approximiert. Hierzu erfolgt wie bei den Durchlassspannungen eine abschnittsweise lineare Approximation der Datenblatt-Kennlinien als $E_{\text{on,T}}(i)$, $E_{\text{off,T}}(i)$ und $E_{\text{rr,D}}(i)$. Die Datenblatt-Angaben beziehen sich auf eine Spannung u_{ref} . Analog zum obigen Vorgehen erfolgt eine Anpassung auf die aktuelle Modulspannung sowie den maximalen Zweigstrom der Topologie, sodass mit der mittleren Schaltfrequenz je Modul f_s die Verluste an Transistor und Diode folgen:

$$p_{\text{v,s,T}}(t) = f_s \frac{u_{\text{ZKM}}(t)}{u_{\text{ref}}} \frac{i_{z,\text{max}}}{i_{\text{ref}}} \left[E_{\text{on,T}} \left(|i_z(t)| \frac{i_{\text{ref}}}{i_{z,\text{max}}} \right) + E_{\text{off,T}} \left(|i_z(t)| \frac{i_{\text{ref}}}{i_{z,\text{max}}} \right) \right] \tag{5.89}$$

$$p_{\text{v,s,D}}(t) = f_s \frac{u_{\text{ZKM}}(t)}{u_{\text{ref}}} \frac{i_{z,\text{max}}}{i_{\text{ref}}} E_{\text{rr,D}} \left(|i_z(t)| \frac{i_{\text{ref}}}{i_{z,\text{max}}} \right) . \tag{5.90}$$

Es sei darauf hingewiesen, dass sich die Schaltverluste zwischen Halb- und Vollbrückenmodulen nicht unterscheiden, da bei beiden Varianten nur eine halbe H-Brücke einmal hin- und zurückschaltet.

Für die Gesamtverluste ist das genaue Modulationsverfahren nicht entscheidend, die Berechnung beschränkt sich daher – mit Ausnahme der Betrachtungen in Abschnitt 5.4 – auf die mittleren Verluste je Zweig.

5.3 Ergebnisse der numerischen Berechnung von Verlusten und Energieschwankungen

Die folgenden Ergebnisse stammen aus numerischen Berechnungen der Zeitverläufe der theoretisch nach Gln. (3.10) und (3.13) im jeweiligen Betriebspunkt fließenden Zweigströme und anliegenden Zweigspannungen, aus deren Produkten die Zweigennergieinhalte folgen. Eine Simulation im Zusammenspiel mit dem vollständigen Regelungssystem erfolgt an späterer Stelle in Kapitel 7.

Abb. 5.7 sind die Energieschwankungsbreiten der einzelnen Topologien sowie die erwarteten Wirkungsgrade über der angeforderten Blindleistung im ersten System zu entnehmen. Der linke Graph (Abb. 5.7a) bezieht sich auf einen Betriebspunkt bei $f_{s2} = 10,01$ Hz, entsprechend ca. 2,5 MW, der rechte Graph (Abb. 5.7b) auf einen Betriebspunkt bei $f_{s2} = 19,99$ Hz, entsprechend ca. 10 MW.

Die Auswertung erfolgt nicht für genau $f_{s2} = 10$ Hz bzw. $f_{s2} = 20$ Hz, da es in diesen Fällen zu einer (täuschend) geringen Energieschwankungsbreite kommt, vgl. Abschnitt 5.2.3.2.

Dargestellt sind die Ergebnisse für den Hexverter mit Transferleistungsausgleich (Hex \mathfrak{A} , rot), für den Hexverter mit Blindleistungsausgleich aus dem zweiten System (Hex \mathfrak{B} , rot gestrichelt), für den MMC (blau), für den M²LC mit konstanter, auf Überspannung im ersten System dimensionierter Zwischenkreisspannung (M²LC \mathfrak{C} , grün) und für den M²LC mit abgesenkter Zwischenkreisspannung (M²LC \mathfrak{D} , grün gestrichelt). Die Ergebnisse der Energieschwankungsbreite für den M²LC sind weiterhin in dünnen Linien getrennt für den netzseitigen und für den generatorseitigen Wechselrichter angegeben. Der generatorseitige Wechselrichter weist hier aufgrund der niedrigeren Frequenz stets die größere Schwankungsbreite auf.

Es zeigt sich, dass für geringe Blindleistungsanforderung der Hexverter in der Variante \mathfrak{B} sowohl in Bezug auf den Wirkungsgrad als auch auf die Energieschwankungsbreite deutlich besser abschneidet als der M²LC. Dass der Hexverter in der Variante \mathfrak{B} auch ohne jegliche Blindleistung in den Systemen einen besseren Wirkungsgrad aufweist als in der Variante \mathfrak{A} mit Nutzung der Verschiebungsleistung, liegt daran, dass im letzteren Fall (\mathfrak{A}) in anderen Betriebspunkten eine Sternpunktspannung notwendig ist. Hierzu sind gemäß obiger Dimensionierung zusätzliche Module erforderlich, die zu zusätzlichen Verlusten führen³.

Ist Blindleistung im System 1 gefordert, so verschieben sich die Ergebnisse zugunsten des M²LC. Dies gilt insbesondere bei niedriger Wirkleistung (Abb. 5.7a), bei hoher Wirkleistung (Abb. 5.7b) ist der Hexverter in der Variante \mathfrak{B} immer noch deutlich besser als der M²LC. Am besten schneidet stets der MMC ab.

Abhängig von der übertragenen Wirkleistung, der Frequenz im System 2 und der Spannung am System 2 gemäß dem Anwendungsbeispiel gibt Abb. 5.8 den Verlauf von Energieschwankungsbreiten und Wirkungsgraden der Umrichtersysteme an. Ohne Blindleistungsanforderung (Abb. 5.8a) sind die Energieschwankungsbreiten des Hexverters in beiden Varianten identisch, da keine Verschiebungsleistung auftritt. Mit einer Blindleistungsanforderung von $Q_{s1} = 3,5$ MVA in Abb. 5.8b ist die Energieschwankungsbreite des Hexverters mit Transferleistungsausgleich (rote Linie) deutlich höher als mit Blindleistungsausgleich aus dem zweiten System (rot gestrichelte Linie). Dies stimmt mit den Ergebnissen aus Abb. 5.7 überein.

³Das Verhältnis der Verlustleistungen zwischen \mathfrak{A} und \mathfrak{B} in Betriebspunkten ohne Blindleistung entspricht jedoch nicht exakt dem Verhältnis der Modulanzahlen (13 im Fall \mathfrak{A} und 12 im Fall \mathfrak{B}), da die Module auch geringfügig unterschiedlich dimensioniert sind und somit andere Durchlass- und Schaltverluste aufweisen.

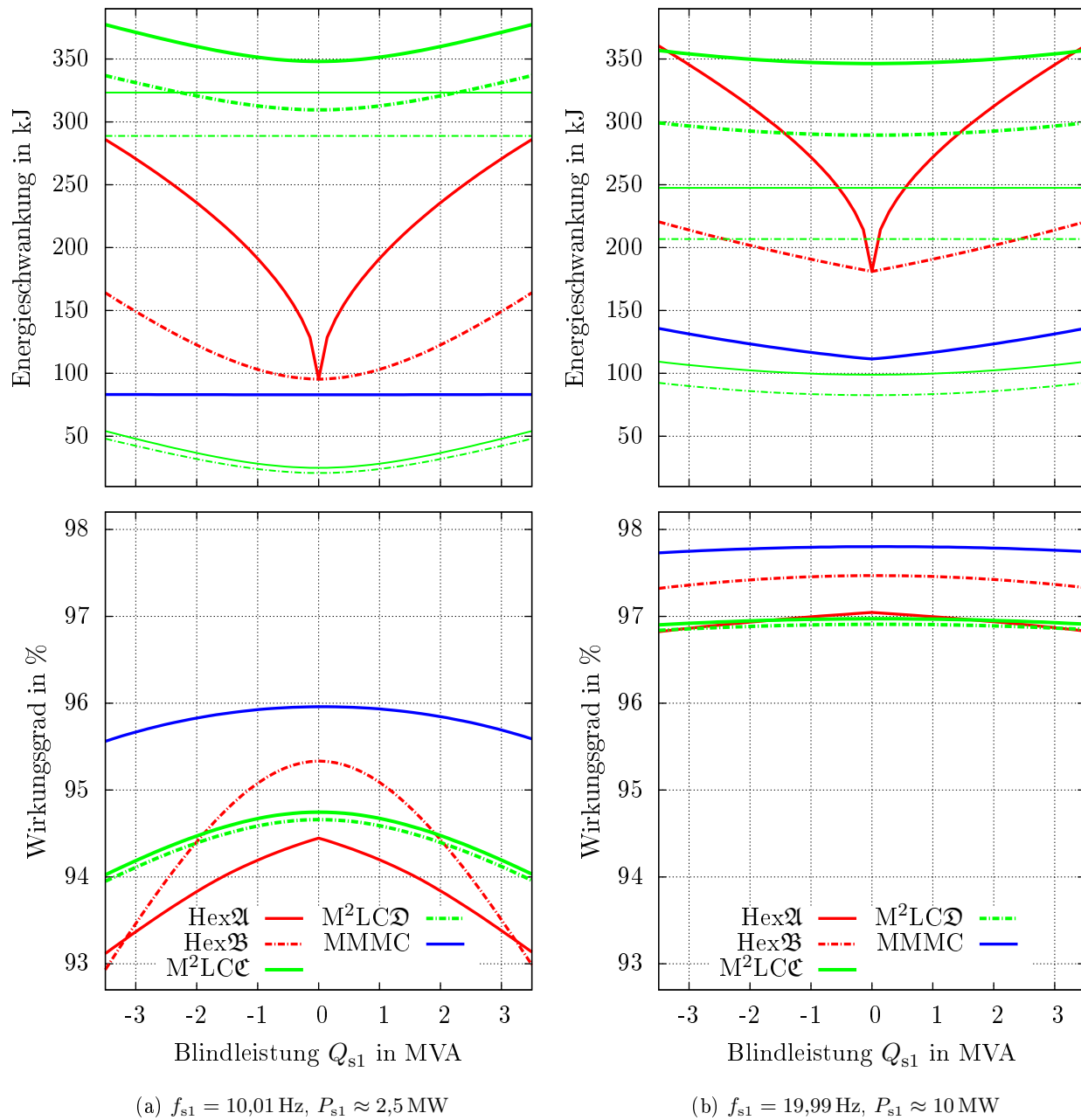


Abbildung 5.7: Energieschwankungsbreite (oben) und Wirkungsgrad (unten) der drei Topologien abhängig von der übertragenen Wirkleistung $P_{s1} = -P_{s2} = \left(\frac{f_{s2}}{20 \text{ Hz}}\right)^2 \cdot 10 \text{ MW}$. Die dünnen grünen Linien stellen die Energieschwankungsbreite im netzseitigen (untere Linien) bzw. generatorseitigen (obere Linien) Teil des M²LC dar. Effektive Leiter-Leiter Spannung in System 1 ist 10 kV.

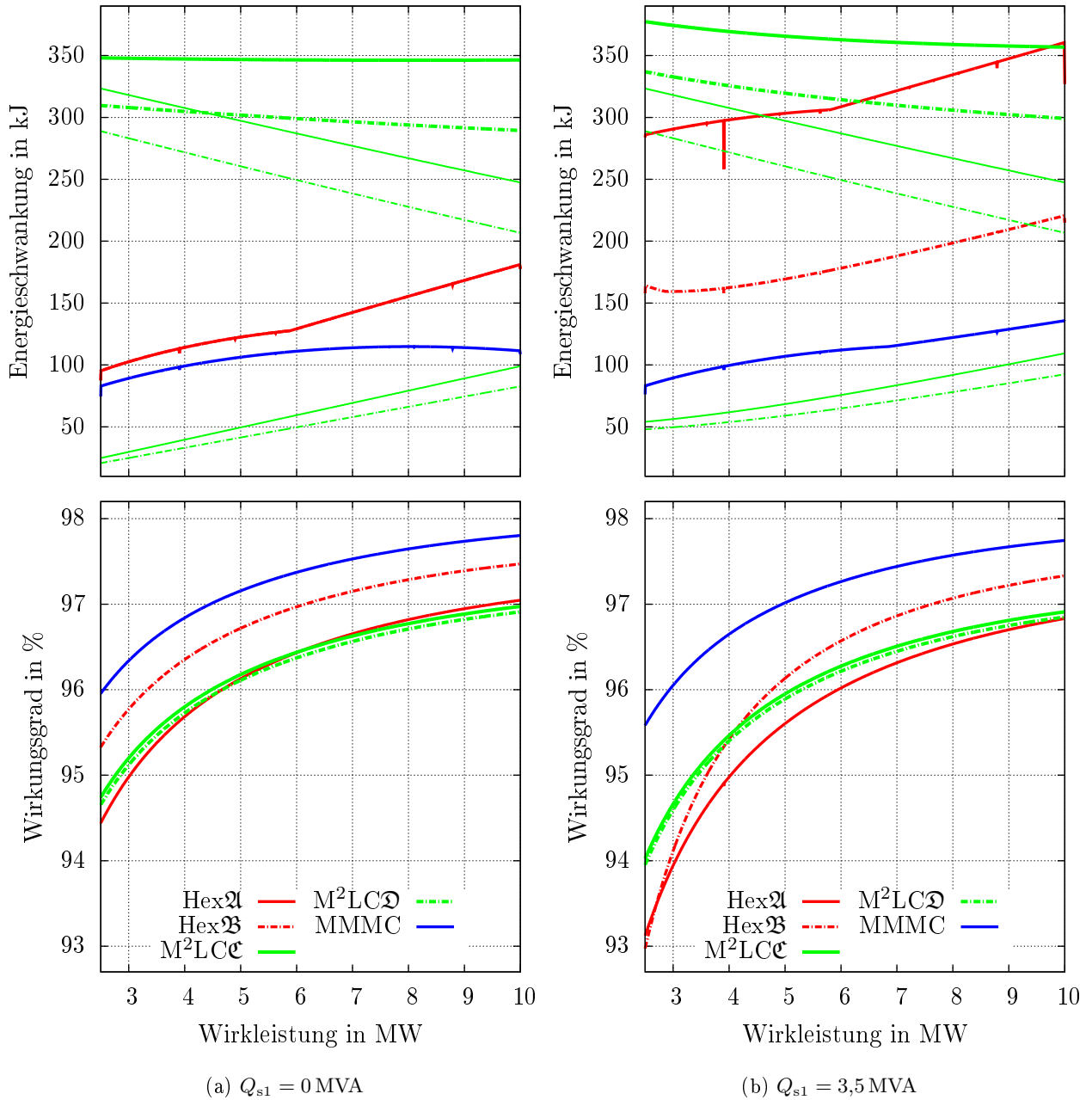


Abbildung 5.8: Energieschwankungsbreite (oben) und Wirkungsgrad (unten) der drei Topologien abhängig von der übertragenen Wirkleistung $P_{s1} = -P_{s2} = \left(\frac{f_{s2}}{20 \text{ Hz}}\right)^2 \cdot 10 \text{ MW}$. Die dünnen grünen Linien stellen die Energieschwankungsbreite im netzseitigen (untere Linien) bzw. generatorseitigen (obere Linien) Teil des M²LC dar. Effektive Leiter-Leiter Spannung in System 1 ist 10 kV.

Besonders beim Hexverter, in geringerem Maße jedoch auch beim MMMC, sind die zu Beginn dieses Kapitels erwähnten, scheinbaren numerischen Fehler in der Energieschwankungsbreite sichtbar. Diese treten gemäß Abschnitt 5.2.3.2 insbesondere bei $f_{s2} = 10$ Hz, bei $f_{s2} = 12,5$ Hz und bei $f_{s2} = 20$ Hz zutage. Dies rechtfertigt die Wahl der Betriebspunkte zur Erstellung von Abb. 5.7.

Bezüglich des M²LC ist erkennbar, dass, anders als beim Hexverter und beim MMMC, dessen Energieschwankungsbreite mit zunehmender Wirkleistung sinkt. Dies liegt insbesondere am Verlauf der Schwankungsbreite des generatorseitigen Wechselrichters. Dessen Schwankungsbreite, in Abb. 5.8 entsprechend den oberen dünnen Linien zum M²LC, sinkt mit steigender Leistung deutlich ab, während die des netzseitigen Wechselrichters bei steigender Leistung wie erwartet steigt. Der Grund für das Absinken im generatorseitigen Wechselrichter ist die Kombination aus steigender Generatorspannung, die die Zweigspannungen verringert, und steigender Frequenz. Diesen beiden die Energieschwankungsbreite verringernden Effekten steht nur der steigende Strom im Umrichtersystem gegenüber.

Trotz der mit steigender Wirkleistung sinkenden Energieschwankungsbreite des M²LC schneidet dieser (bis auf den Punkt maximale Wirk- und Blindleistung) bezüglich der Schwankungsbreite deutlich schlechter ab als der Hexverter, insbesondere bei Anwendung von Blindleistung aus dem zweiten System statt Transferleistung. Zu berücksichtigen ist, dass für die Dimensionierung der Kondensatoren beim M²LC nicht die größte Summe der Schwankungsbreiten von netz- und generatorseitigem Umrichterteil entscheidend ist, sondern die Summe der größten Schwankungsbreiten der genannten Teilumrichter. Dies führt zu einer deutlichen Verschlechterung im Gesamtergebnis (Tabelle 5.4 am Ende des Kapitels). Der MMMC weist stets die niedrigste Energieschwankungsbreite auf.

Bezüglich des Wirkungsgrads ist der M²LC nur bei niedriger Wirkleistung und hoher Blindleistung besser als der Hexverter, bei niedriger Blindleistung weist der Hexverter, dimensioniert für Blindleistungsausgleich, den höheren Wirkungsgrad auf. Der niedrigere Wirkungsgrad des Hexverters mit Transferleistungsausgleich im Betriebspunkt ohne Blindleistung ist auf die andere Dimensionierung (höhere Modulanzahl und größerer maximaler Strom) zurückzuführen. Bei wachsender Leistung ist der Hexverter mit Blindleistungsausgleich deutlich besser als der M²LC, mit Transferleistungsausgleich nähern sich die Wirkungsgrade zwischen Hexverter und M²LC einander an.

Der MMMC weist stets den höchsten Wirkungsgrad auf.

Die maximalen Wirkungsgrade treten bei Überspannung (11 kV) im System 1, $P_{s1} = 10$ MW und $Q_{s1} = 0$ MW auf und sind daher den Grafiken nicht zu entnehmen. Sie betragen

$$\eta_{\text{Hex}\mathfrak{A},\text{max}} = 97,2\% \quad , \quad (5.91)$$

$$\eta_{\text{Hex}\mathfrak{B},\text{max}} = 97,6\% \quad , \quad (5.92)$$

$$\eta_{\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{C},\text{max}} = 97,1\% \quad , \quad (5.93)$$

$$\eta_{\text{M}^2\text{LC}\mathfrak{D},\text{max}} = 97,1\% \quad , \quad (5.94)$$

$$\eta_{\text{MMMC},\text{max}} = 97,9\% \quad . \quad (5.95)$$

Es sei darauf hingewiesen, dass diese Wirkungsgrade ausschließlich die Verluste in den Halbleitern enthalten und auf einer mittleren angenommenen Schaltfrequenz je Modul von $f_s = 750$ Hz basieren. Im realen System kommen Verluste in den Drosseln, den Kondensatoren sowie an den Leitungen und Steckverbindern der Module hinzu.

5.4 Thermische Betrachtung

Die Dimensionierung der verwendeten IGBTs basiert auf den maximalen Strömen, die im jeweiligen Umrichtersystem auftreten. Um auszuschließen, dass die auftretenden Verluste die skalierten Schalter überlasten, erfolgt eine thermische Analyse.

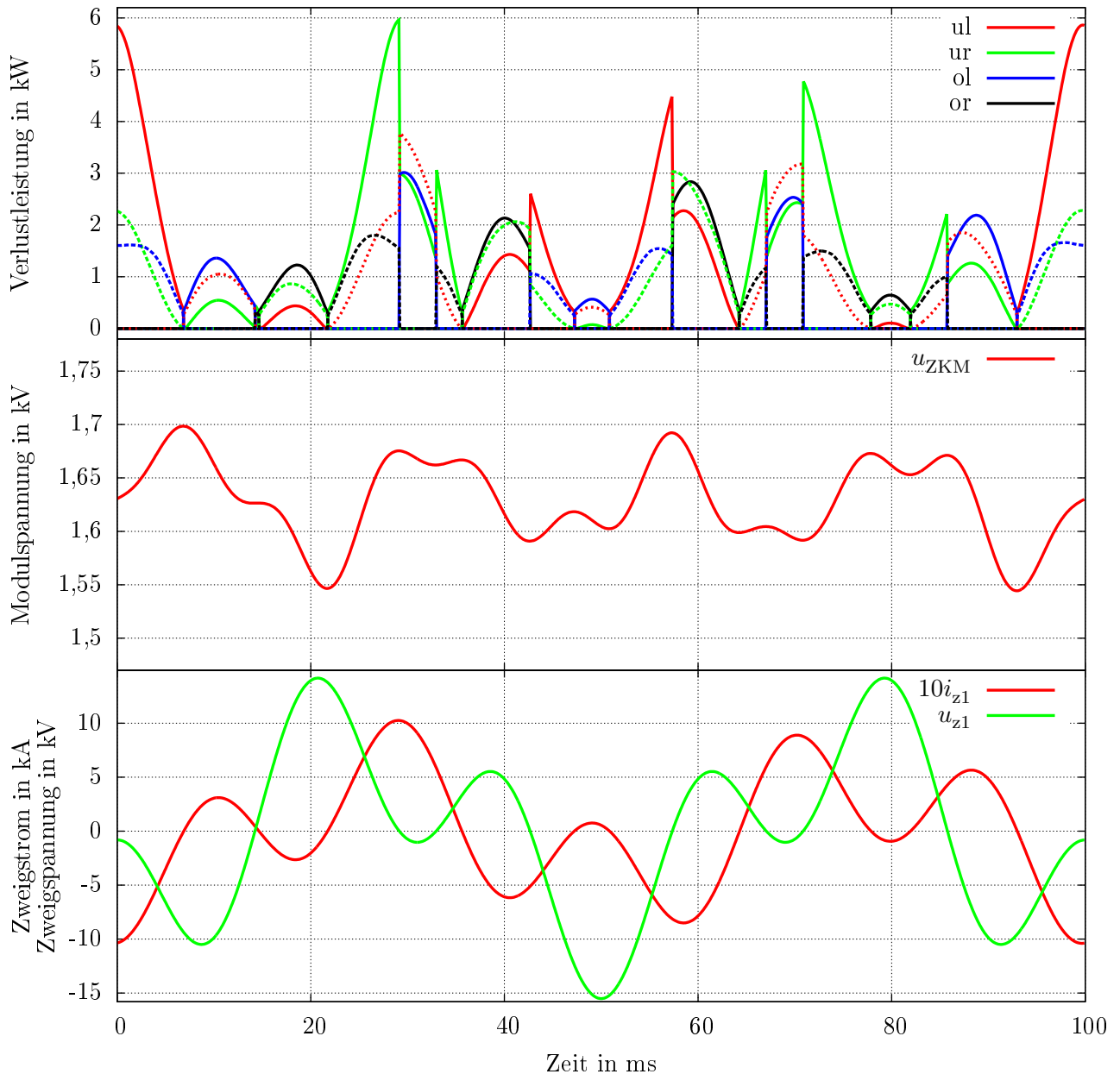


Abbildung 5.9: Verlauf der mittleren Verlustleistungen an den einzelnen Leistungshalbleitern eines Moduls im Zweig 1. Die punktierten Verläufe stellen die Verluste in den antiparallelen Dioden dar.

Hierzu kommen die nach Abschnitt 5.2.5.1 bestimmten, mittleren zeitabhängigen Verluste in den einzelnen Halbleitern zum Einsatz. Es gilt die Annahme, dass die Schaltfrequenz in allen Modulen 750 Hz beträgt.

Eine Betrachtung der entsprechenden Verläufe (Abb. 5.9) zeigt, dass sich die Verluste bei schaltendem Betrieb etwa zur Hälfte auf die Durchlass- und Schaltverluste aufteilen. Dies lässt sich an den Stellen der Sprünge im Verlauf bei wechselndem Zweigspannungsvorzeichen erkennen, da zu diesem Zeitpunkt ein Umschalten zwischen getaktetem Betrieb (mit Schaltverlusten) und reinem Durchlass- bzw. Sperrbetrieb (ohne Schaltverluste) erfolgt.

Eine erste numerische Analyse der Verläufe ermöglicht die Bestimmung der maximalen Verluste gemittelt über eine Schaltperiode des jeweiligen Halbleiters. Dieser Wert wird im Folgenden kurz als “Maximalleistung” bezeichnet. Ebenso ermöglicht die Analyse die Bestimmung der durchschnittlichen Verluste je Halbleiter. Dies geschieht im Punkt der größten Verlustleistung in den Topologien, d.h. bei niedrigstem \hat{u}_{s1} , größter Wirkleistung und größter Blindleistung. Die in Tabelle 5.2 angegebenen Verluste sind die größten Maximalleistungen bzw. Durchschnittsleistungen in den einzelnen Halbleitern. ψ variiert bei der Auswertung in 1°-Schritten zwischen 0° und 360°.

Parameter	Hex \mathfrak{A}	Hex \mathfrak{B}	MMMC	M ² LC \mathfrak{C} s1/s2	M ² LC \mathfrak{D} s1/s2
Chipfläche (norm.)	1,97	1,78	1,00	1,12/1,00	1,16/1,03
IGBT: Max.	6,63 kW	6,05 kW	3,29 kW	3,65 kW/1,75 kW	3,83 kW/1,73 kW
Diode: Max.	4,19 kW	3,81 kW	2,04 kW	1,19 kW/2,11 kW	1,18 kW/2,23 kW
IGBT: Mittel	1,24 kW	0,86 kW	0,48 kW	1,54 kW/0,20 kW	1,63 kW/0,19 kW
Diode: Mittel	0,83 kW	0,59 kW	0,33 kW	0,26 kW/0,81 kW	0,25 kW/0,87 kW

Tabelle 5.2: Maximale Verlustleistung während einer Schaltperiode und Durchschnittsverlustleistungen in den Halbleitern der einzelnen Topologien. Parameter: $P_{s1} = 10 \text{ MW}$, $\hat{u}_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}}9 \text{ kV}$, $Q_{s1} = 3,5 \text{ MVA}$. Angegeben sind maximale Werte über $\psi = 0..360^\circ$ in 1°-Schritten. Zur besseren Vergleichbarkeit der Werte ist der ersten Zeile die normierte Chipfläche zu entnehmen.

Eine Überschlagsrechnung der sich ergebenden Temperatur am Halbleiterübergang erfolgt für den Fall Hex \mathfrak{B} . Hier beträgt der maximale, als Dimensionierungsgröße genutzte Strom 1054 A und ist somit fast identisch mit dem maximalen Dauergleichstrom des verwendeten Schalters FZ1000R33HL3 von 1000 A. Mit dessen Wärmewiderständen des IGBT von $R_{thJC} = 13 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$ vom Halbleiterübergang (**J**unction) zum Gehäuse (**C**ase) und $R_{thCH} = 14,5 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$ vom Gehäuse (**C**ase) zum Kühlkörper (**H**eatsink) [46] lassen sich die Temperaturen des PN-Übergangs bestimmen. Ausgehend von einer Kühlkörpertemperatur von 40 °C (Wasserkühlung) ergibt sich mit dem Spitzenwert der Verlustleistung von 6,05 kW eine Halbleitertemperatur von

$$\vartheta_{\text{spitze}} = (13 + 14,5) \frac{\text{K}}{\text{kW}} \cdot 6,05 \text{ kW} + 40 \text{ °C} = 206 \text{ °C} \quad , \quad (5.96)$$

mit dem Mittelwert der Verlustleistung beträgt die Halbleitertemperatur

$$\vartheta_{\text{mittel}} = (13 + 14,5) \frac{\text{K}}{\text{kW}} \cdot 0,86 \text{ kW} + 40 \text{ °C} = 64 \text{ °C} \quad . \quad (5.97)$$

Ein ständiges Auftreten des Spitzenwerts hätte demnach einen Betrieb des Halbleiters außerhalb der Datenblattgrenzwerte $\vartheta_j = 150 \text{ °C}$ von zur Folge.

Die starke Diskrepanz zwischen der mittleren und der maximalen Verlustleistung erfordert daher eine dynamische Betrachtung der Entwärmung.

Im Datenblatt [46] sind die Parameter eines thermischen Ersatzschaltbilds angegeben. Diese werden in [47] erläutert, auf eine Wiederholung sei an dieser Stelle verzichtet. Effektiv handelt es sich um

vier PT1-Glieder, deren Eingänge mit der Verlustleistung $p_{v,HL}(t)$ zu beaufschlagen sind und deren Ausgänge in Summe der Temperaturdifferenz zwischen Halbleiterübergang und Gehäuse entsprechen.

Um der Skalierung der Leistungshalbleiter gerecht zu werden, erfolgt eine Berücksichtigung des maximalen Stroms in den thermischen Widerständen, indem diese mit dem Faktor $\frac{i_{ref}}{i_{z,max}}$ skaliert werden. Eine derartige Skalierung ist plausibel, da mit größerer Stromtragfähigkeit die Fläche des Halbleiters proportional steigt und somit auch die Fläche des Wärmeübergangs größer wird. Ferner steigt auch das Volumen des Halbleiters, sodass die Zeitkonstanten der PT1-Glieder identisch bleiben.

Bezüglich der Temperatur der Bodenplatte des IGBT-Moduls besteht die vereinfachende Annahme, dass diese konstant sei. Ihre Berechnung erfolgt mit Hilfe der durchschnittlichen Verluste $\bar{p}_{v,HL}$ der einzelnen Halbleiter getrennt für IGBT und Diode mit den jeweiligen thermischen Widerständen für den Übergang Gehäuse–Kühlkörper, die ebenfalls wie oben angegeben skaliert werden⁴.

Die so berechneten Temperaturdifferenzen zwischen Kühlkörper und Gehäuse sowie zwischen Halbleiterübergang und Gehäuse ergeben zusammen mit der Kühlkörpertemperatur ϑ_{HS} schließlich die Temperatur des Halbleiterübergangs $\vartheta_{J,HL}(t)$ (Abb. 5.10).

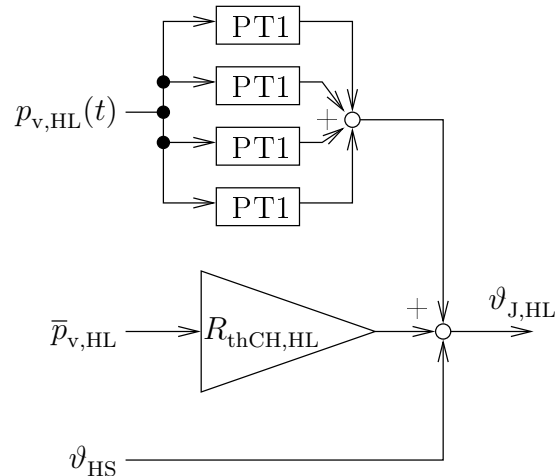


Abbildung 5.10: Zur Berechnung der Halbleiterübergangstemperatur genutztes mathematisches Modell

Die zugrunde liegenden Verläufe der Verlustleistung sind periodisch. Zur Bestimmung der Startwerte für die Integratoren der PT1-Glieder erfolgt eine mehrfache zeitabhängige Berechnung der PT1-Glieder, wobei als Startwerte die Endwerte des jeweils vorherigen Durchlaufs Verwendung finden. Die Berechnung der Startwerte erfolgt für wenigstens die dreifache Dauer der größten Zeitkonstante der PT1-Glieder, um einen eingeschwungenen Zustand zum Beginn der ausgewerteten Simulation sicherzustellen.

Als Beispiel für die Zeitverläufe der Halbleitertemperaturen ist in Abb. 5.11 das Ergebnis für den ersten Zweig des Hexverters in der Variante Hex \mathfrak{B} (für $\psi = 0$) dargestellt. Am Ergebnis ist erkennbar, dass die beiden unteren Schalter eine deutlich höhere Temperatur aufweisen als die oberen. Dies liegt daran, dass gemäß Abschnitt 5.2.5.1 im Nullzustand stets die beiden unteren Schalter aktiviert sind. Eine ausgleichende Einbeziehung der beiden oberen Schalter würde daher bei den Topologien, die auf Vollbrückenmodulen beruhen (Hexverter und MMC) zu einer Verminderung der maximalen

⁴Dies ist nur eine grobe Näherung, da die Wärmewiderstände zwischen Gehäuse und Kühlkörper je nach verwendeter Kühlmethode auch vom Gehäuse und nicht nur von der Fläche des Halbleiters abhängen.

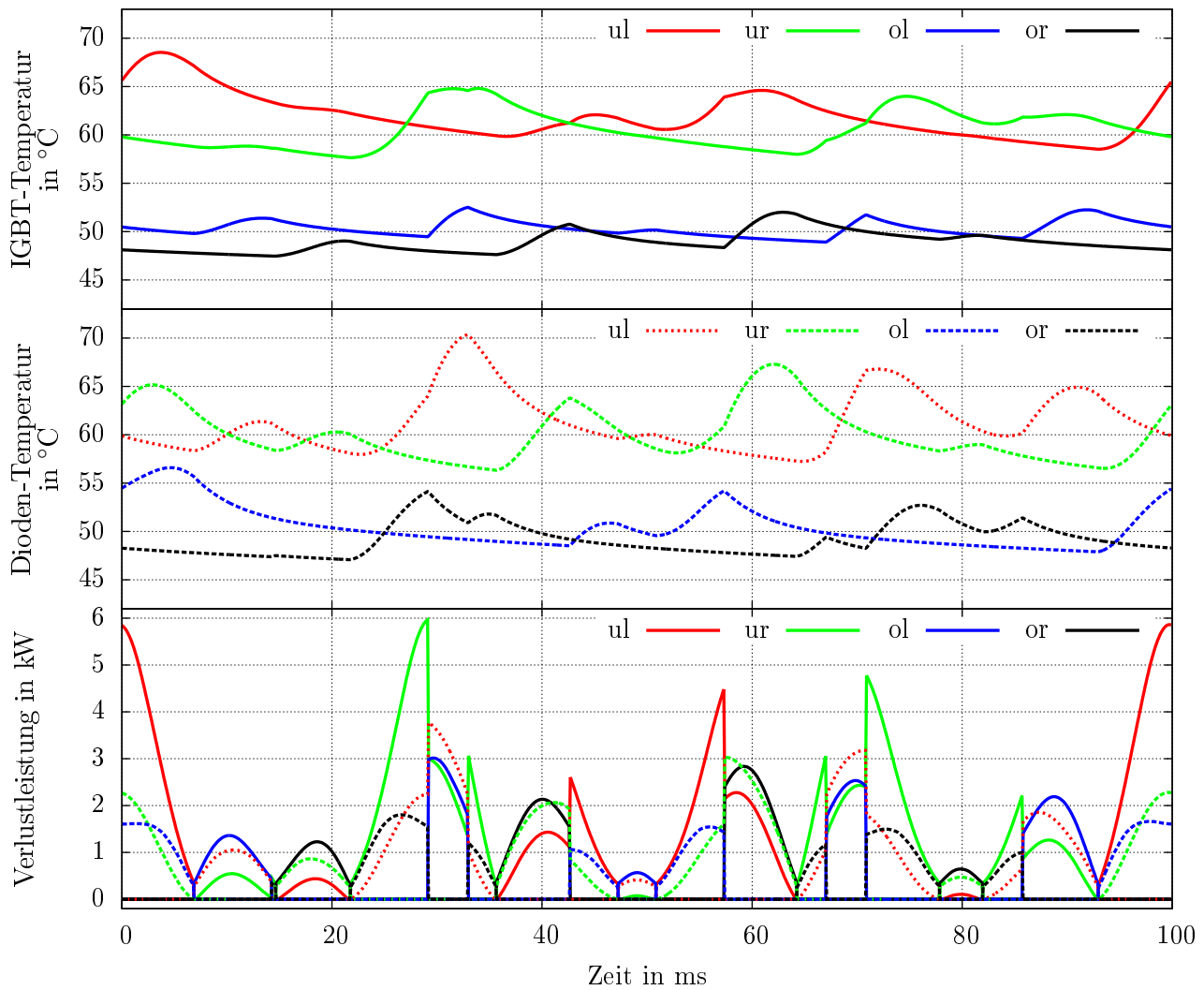


Abbildung 5.11: Verlauf der Temperaturen an den einzelnen Leistungshalbleitern. Im Verlustleistungsdiagramm entsprechen die durchgezogenen Verläufe den Verlustleistungen der IGBTs, die gepunkteten Verläufe den Verlustleistungen der Dioden.

Temperatur führen. Dies geschieht hier jedoch nicht, die aus den Temperaturverläufen extrahierten Maximaltemperaturen (Tabelle 5.3) sind daher Abschätzungen für ein sehr ungünstiges Modulationsverfahren.

Aus den Ergebnissen in Tabelle 5.3 lässt sich erkennen, dass alle Temperaturen unterhalb des kritischen Werts von 150 °C bleiben, der mit ca. 40 K geringste Abstand tritt in den IGBTs des M²LC auf, die Temperaturen beim Hexverter und beim MMMC sind bei einer Differenz von ca. 75 K deutlich geringer.

Zu beachten ist, dass die Wärmeübergangswiderstände vom Gehäuse zum Kühlkörper für IGBT und Diode vom Hersteller einzeln bestimmt wurden [47]. Ausgehend von einer dünnen Bodenplatte des Moduls sowie einer hohen Wärmeleitfähigkeit zwischen Gehäuse und Kühlkörper führt dies zu korrekten Ergebnissen, in der Praxis sind IGBT- und Diodentemperatur jedoch über das Gehäuse gekoppelt. Hieraus resultieren höhere effektive Wärmewiderstände zwischen Gehäuse und Kühlkörper. Da die Kopplung hier vernachlässigt wird, ist davon auszugehen, dass die im realen Betrieb auftretenden Temperaturen etwas höher sind. Andererseits vernachlässigt die Berechnungsmethode die Abhängigkeit

Parameter	Hex \mathfrak{A}	Hex \mathfrak{B}	MMC	M ² LC \mathfrak{C} s1/s2	M ² LC \mathfrak{D} s1/s2
IGBT	76 °C	69 °C	69 °C	108 °C/81 °C	111 °C/80 °C
Diode	75 °C	70 °C	70 °C	80 °C/103 °C	80 °C/105 °C

Tabelle 5.3: Maximale Temperaturen in IGBT und Diode für die einzelnen Topologien. Parameter: $P_{s1} = 10 \text{ MW}$, $\hat{u}_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}}9 \text{ kV}$, $Q_{s1} = 3,5 \text{ MVA}$. Angenommene Kühlkörpertemperatur 40 °C . Angegeben sind maximale Werte über $\psi = 0..360^\circ$ in 1° -Schritten.

der Verluste von der Halbleitertemperatur. In Folge der mit 125 °C sehr hoch gewählten Temperatur dürften die real auftretenden Verluste etwas geringer sein.

Aufgrund des großen Abstands der Ergebnisse zur kritischen Temperatur lässt sich feststellen, dass die Dimensionierung nach den vorhergehenden Abschnitten dieses Kapitels aus thermischer Sicht trotz der methodisch bedingten Unsicherheiten mit großer Wahrscheinlichkeit valide ist. Besonders beim Hexverter und dem MMC ist aufgrund der niedrigen auftretenden Temperaturen und der bestehenden Verbesserungsmöglichkeit durch bessere Aufteilung der Nullzustände damit zu rechnen, dass noch kleinere Leistungshalbleiter ausreichen. Eine genauere Untersuchung sei weiterführenden Arbeiten vorbehalten.

5.5 Zusammenfassung

Das vorangegangene Kapitel stellt Vergleichsmethoden für die modularen Umrichtersysteme vor. Die Methoden erlauben auf einfache Weise eine Bestimmung der Energieschwankungsbreite in den Zweigen des jeweiligen Umrichters sowie eine Bestimmung der zum Aufbau minimal erforderlichen Schaltleistungen. Die für ein Anwendungsbeispiel durchgeführten Dimensionierungen der einzelnen Systeme ermöglichen im nächsten Schritt eine Abschätzung der Verlustleistung in den Schaltern der Umrichtersysteme bei unterschiedlichen Betriebspunkten.

Bezüglich der Schalterdimensionierung erfolgt eine Überprüfung des thermischen Verhaltens, um ein Überhitzen ausschließen zu können. Hierbei zeigt sich, dass beim Hexverter und beim MMMC niedrigere Halbleitertemperaturen auftreten als beim M²LC. Dies ist darauf zurückzuführen, dass das Verhältnis zwischen Maximalwert und Effektivwert des Zweigstroms bei diesen Topologien deutlich größer ist als beim M²LC (siehe Tabelle 5.4). In Folge dessen lassen sich beim Hexverter und beim MMMC die Halbleiter im realen Aufbau im Vergleich zum M²LC mit großer Wahrscheinlichkeit kleiner dimensionieren als hier angegeben.

Parameter	Hex \mathfrak{A}	Hex \mathfrak{B}	MMMC	M ² LC \mathfrak{C} s1/s2	M ² LC \mathfrak{D} s1/s2
max. Zweigstrom in A	1168	1054	593	666 / 594	685/612
Eff. Zweigstrom in A	534	528	297	415/343	426/353
max. Zweigspg. in kV	19,5	17,1	17,1	18 / 17,1	
Schaltleistung in MVA	547	434	366	144 + 122 = 266	129 + 126 = 273
Energieschw. in kJ	362	221	149	129 + 323 \approx 453	111 + 323 \approx 435
Modulanzahl	84	72	108	78+72=150	
Kondensatorgröße in mF	12.3	8.74	3.93	4.71 / 12.8	4.05 / 12.8

Tabelle 5.4: Dimensionierungsergebnisse für die untersuchten Umrichtersysteme

Ein weiteres Optimierungspotential für den Hexverter und den MMMC entspringt aus einer besseren Verteilbarkeit der Verluste zwischen den einzelnen Schaltern der Module, wozu sich während des Nullzustands die beiden redundanten Schaltzustände (beide oberen oder beide unteren Schalter aktiv) nutzen lassen. Folglich ergibt sich diese Verbesserungsmöglichkeit nicht für Halbbrückenmodule, die beim M²LC zum Einsatz kommen.

Diese beiden in zukünftigen Arbeit noch zu quantifizierenden Optimierungsmöglichkeiten relativieren den gemäß Tabelle 5.4 bestehenden Vorteil des M²LC gegenüber den Vergleichstopologien bezüglich der erforderlichen Schaltleistung, der in den angegebenen Ergebnissen ausschließlich auf den niedrigeren maximal auftretenden Spitzenströmen beruht.

Weiterhin zeigt sich, dass der MMMC bezüglich der Energieschwankungsbreite den anderen Systemen deutlich überlegen ist, während der Hexverter sich durch die niedrigste erforderliche Modulanzahl auszeichnet. In diesen beiden Aspekten schneidet der M²LC am schlechtesten ab: Er benötigt doppelt so viele Module wie der Hexverter und knapp 40% mehr Module als der MMMC. Sehr negativ ist zudem die hohe erforderliche Gesamtkapazität in seinen Modulen. Desbezüglich ist der M²LC durch die Wahl der quadratischen Leistungskennlinie allerdings benachteiligt; eine kubische Kennlinie würde sein Abschneiden im Vergleich zu den anderen Topologien begünstigen, da im generatorseitigen Wechselrichter ein Maximum der Energieschwankungsbreite bei der niedrigsten Eingangsfrequenz erkennbar ist.

Im direkten Vergleich zwischen MMMC und Hexverter benötigt der MMMC zwar eine geringfügig

kleinere Schaltleistung (ca. 84% des Hexverters in Variante \mathfrak{B}) und weist eine geringere Energieschwankungsbreite auf (ca. 67% der des Hexverters in Variante \mathfrak{B}). Andererseits benötigt er jedoch 1,5 mal so viele Module wie der Hexverter (in Variante \mathfrak{B}).

Zusammenfassend ist der Hexverter eine je nach Anwendung mehr oder weniger gut geeignete Alternative zum MMC und zum M²LC. Die Entscheidung für eine bestimmte Topologie kann nur basierend auf den Randbedingungen des konkreten Anwendungsfalls getroffen werden. Sie wird dort für den Hexverter ausfallen, wo die geringere Modulanzahl und weniger komplexe Steuerung und Regelung die im Vergleich mit dem MMC etwas höhere Schaltleistung und Speichermenge überwiegt.

6 Optimierung der Regelungsverfahren

Die grundlegende Aufgabe des betrachteten Umrichtersystems besteht in der elektrischen Kopplung zweier Drehstromsysteme. Die Regelung der durch den Nutzer oder eine überlagerte Energieregulierung vorgegebenen Spannungen und Ströme, die in den Systemen auftreten, ist daher ein zentraler Bestandteil des Regelungssystems. Das vorliegende Kapitel beschäftigt sich mit der Wahl geeigneter Referenzsysteme und der Dimensionierung der entsprechenden Regler. Abb. 6.1 gibt eine kurze Übersicht über die einzelnen Blöcke, aus denen sich das Regelungssystem zusammensetzt. Die Struktur ist für beide dreiphasigen Systeme identisch.

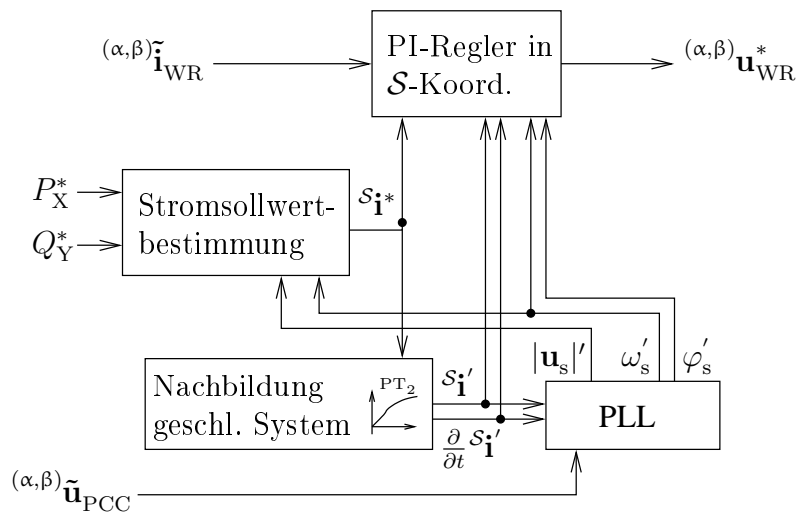


Abbildung 6.1: Blockschaltbild des Stromreglers

Am Ende des Kapitels erfolgt weiterhin eine Optimierung des in Abschnitt 2.1.3 vorgestellten Modulationsverfahrens auf die Anwendung im Hexverter.

6.1 Einfluss der Zweiginduktivitäten

Gemäß der Zustandsraumdarstellung nach Kapitel 3.2 existieren Kopplungen zwischen dem ersten und dem zweiten System sowohl bezüglich der Systemmatrix \mathbf{A} als auch bezüglich der Störgrößenmatrix \mathbf{B}_z sowie der daraus abgeleiteten transformierten Eingangsmatrix \mathbf{B}_{uT} . Für $L_z = 0$ und $R_z = 0$, also unter Vernachlässigung der Zweigimpedanzen, entfallen die Kopplungen vollständig.

Eine Beeinflussung der Zweigwiderstände ist schwierig, da sie in erster Linie von den Durchlasswiderständen der verwendeten Halbleiter sowie vom mechanischen Aufbau (Verkabelung, Steckverbinder, ...) abhängen.

Die erforderliche Größe der Zweiginduktivitäten hängt vom zulässigen schaltfrequenten Oberschwingungsgehalt des Kreisstroms und damit von den Modulspannungen und den effektiven Schaltfrequenzen ab. Ausgehend davon, dass bei einer Anwendung im Mittelspannungsbereich der zulässige Oberschwingungsgehalt weniger zunimmt als die Modulspannung ansteigt und die Schaltfrequenz abnimmt, sind hier größere Zweiginduktivitäten als im Niederspannungsbereich erforderlich. Vor diesem Hintergrund ist es sinnvoll, nicht an der Annahme vernachlässigbarer Zweiginduktivitäten festzuhalten, obwohl anhand des später beschriebenen Versuchsaufbaus gezeigt werden kann, dass eine unter der Annahme fehlender Zweiginduktivitäten implementierte Regelung funktioniert (vgl. [10]).

Der Kreisstrom ist von der Kopplung nicht betroffen, die hierdurch entstehende Problematik betrifft ausschließlich die Regelung der Ströme in den verbundenen Drehstromsystemen.

Der Grund für die Kopplung liegt in der Struktur der Hexverter-Schaltung. Beginnt beispielsweise in System zwei ein positiver Strom in α -Richtung zu fließen (d.h. $i_{n2,1}$ steigt, $i_{n2,2}$ und $i_{n2,3}$ sinken, vgl. Abb. 3.1), so kommt es zu einem (positiven) Stromanstieg in den Zweigen eins und sechs sowie zu einem negativen Stromanstieg in den Zweigen zwei und drei. Durch die Zweiginduktivitäten und -widerstände resultieren hieraus Spannungen mit identischem Vorzeichen in den Zweigen. Während sich die Spannungen in den Zweigen eins und zwei bezogen auf das System eins aufheben, führen die positive Spannung in Zweig sechs und die negative Spannung in Zweig drei zu einer Spannung am System eins (in der (α, β) -Ebene des ersten Systems in Richtung 60° bezogen auf die α -Achse). Hierdurch kommt es zu einem Stromfluss im System eins (positiver Anstieg in $i_{n1,3}$, negative Anstiege in $i_{n1,1}$ und $i_{n1,2}$). Effektiv ist also System eins den Zweiginduktivitäten parallelgeschaltet. Dies hat zur Folge, dass erstens L_{s1} und R_{s1} einen Einfluss auf das Verhalten des Umrichters gegenüber System zwei haben und zweitens der Strom in System zwei den Strom in System eins beeinflusst.

Zwei Möglichkeiten, die zu einer Verbesserung des Verhaltens nutzbar sind, sind im Folgenden beschrieben.

6.1.1 Magnetische Kopplung der Zweiginduktivitäten

Die erste Verbesserungsmöglichkeit liegt in einer magnetischen Kopplung der Zweiginduktivitäten. Ähnliche Verfahren existieren bereits für den M^2LC [48] und den MMC [40].

Beim Hexverter sinnvoll ist eine möglichst ideale Kopplung aller Zweiginduktivitäten untereinander in gleichem Sinn. Hierdurch wird bewirkt, dass bei Existenz einer Summenspannung der Anstieg des Kreisstroms durch die Zweiginduktivitäten gebremst wird, nicht jedoch der Anstieg eines Stroms in den verbundenen Drehstromsystemen. Als Beispiel kann ein Anstieg des Stroms in α -Richtung des ersten Systems dienen. Dieser führt zu positiven Stromanstiegen in i_{z5} und i_{z6} sowie zu genau so großen negativen Anstiegen in i_{z1} und i_{z2} . Die positiven und negativen Anteile heben sich daher mittels der magnetischen Kopplung gegenseitig auf. In den ersten vier Zeilen entfallen somit die L_z -Terme in den Systemmatrizen, die fünfte Zeile bleibt unverändert.

Ungünstig ist, dass die von R_z abhängigen Terme in den ersten vier Zeilen erhalten bleiben, sodass die Entkopplung unvollständig ist. Unter der Annahme, dass R_z klein ist, ist jedoch eine erhebliche Verbesserung des Verhaltens zu erwarten. Aufgrund der unvollständigen Entkopplung erfolgt an dieser Stelle keine vertiefte Untersuchung des Vorschlags.

6.1.2 Kompensation der Zweigimpedanzen durch das Regelungssystem

Die zweite Möglichkeit besteht in der Addition zusätzlicher Spannungen auf die einzelnen Zweig-Quellenspannungen. Die jeweilige zusätzliche Spannung ergibt sich aus dem erwarteten Spannungsabfall an den Zweigimpedanzen, der durch die fließenden bzw. sich ändernden Ströme der beiden verbundenen Systeme hervorgerufen wird. Nicht berücksichtigt wird der Anteil des Kreisstroms, da er bereits vollständig von den Drehströmen entkoppelt ist.

Die zusätzlichen Spannungen lauten mit Hilfe der Sollströme i_s^* und basierend auf (3.10):

$$\begin{pmatrix} u_{qz1,add} \\ u_{qz2,add} \\ u_{qz3,add} \\ u_{qz4,add} \\ u_{qz5,add} \\ u_{qz6,add} \end{pmatrix} = - \left(R_z + L_z \frac{\partial}{\partial t} \right) \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1,\alpha}^* \\ i_{s1,\beta}^* \\ i_{s2,\alpha}^* \\ i_{s2,\beta}^* \end{pmatrix} . \quad (6.1)$$

Die Matrix entspricht der Transformationsmatrix von Zustandsströmen auf Zweigströme nach Gl. (3.10).

Ausgehend davon, dass die Sollströme mit den tatsächlich fließenden Strömen in den verbundenen Systemen übereinstimmen, entfallen sämtliche Kopplungsterme aus \mathbf{A} , \mathbf{B}_z und \mathbf{B}_{uT} .

Problematisch ist das Auftreten von Störgrößen in der Stromregelung. Änderungen der Führungsgrößen lassen sich anhand des bekannten Systemverhaltens in den erwarteten Stromänderungen in (6.1) berücksichtigen, Stromänderungen, die beispielsweise vom Auftreten einer Oberschwingung in der Spannung eines Systems herrühren, lassen sich jedoch schlecht oder gar nicht vorhersagen und somit nicht kompensieren.

Die Entkopplung ist daher bezüglich des Störgrößenverhaltens unvollständig.

6.1.3 Kompensation in der Simulation und im Versuchsaufbau

Da der Versuchsaufbau für ein Niederspannungssystem erfolgt, sind die Schaltfrequenzen relativ hoch wählbar, sodass die Zweiginduktivitäten klein ausfallen können, auf eine magnetische Kopplung wird verzichtet. Zur Kompensation kommt daher nur die Addition zusätzlicher Spannungen zum Einsatz.

Im Mittelspannungs-Simulationsmodell ist die effektive Schaltfrequenz durch die größere Modulanzahl ebenfalls im Kilohertz-Bereich wählbar, sodass auch hier auf eine magnetische Kopplung verzichtet wird und lediglich die Addition Anwendung findet. Für einen realen Mittelspannungsaufbau dürfte eine magnetische Kopplung der Zweiginduktivitäten aber dennoch sinnvoll sein, um die Abmaße der Zweiginduktivitäten reduzieren zu können.

6.2 Bezugssysteme

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich stets auf zwei Bezugssysteme je dreiphasigem System: Zum einen auf das (feststehende) (α, β) -Koordinatensystem, dessen α -Achse gemäß (3.9) an der ersten Phase des jeweiligen Systems ausgerichtet ist, und zum anderen auf ein in der Frequenz des jeweiligen Systems rotierendes (d, q) -Koordinatensystem. Diese Einteilung ist zur sinnvollen Regelungsherleitung zu präzisieren.

Bei der Regelung von Maschinen orientiert sich die d -Achse im Allgemeinen an der Magnetisierung des Rotors, bei Netzregelungen an der maximalen Spannungsamplitude. Diese lässt sich durch einen rotierenden Raumzeiger repräsentieren. Die q -Achse eilt der d -Achse um 90° voraus.

Das vorliegende Umrichtersystem ist allgemein zur Kopplung zweier nicht näher spezifizierter Drehstromsysteme geeignet, die Ausrichtung der (d, q) -Koordinaten orientiert sich in dieser Arbeit daher stets an einem rotierenden Spannungszeiger.

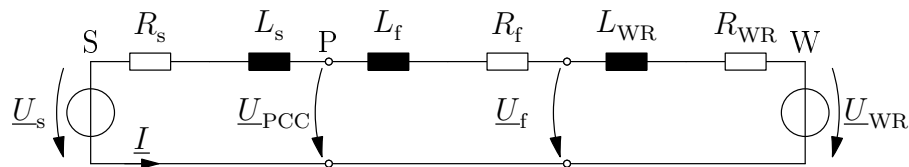


Abbildung 6.2: Netzstromkreis: Definition der Zählpfeile und Kennzeichnung der Bezugspunkte für die unterschiedlichen Koordinatensysteme

Vereinfacht treten an einem Pulswechselrichter vier Spannungssysteme auf (Abb. 6.2):

- Die interne Wechselrichter-Quellenspannung \underline{U}_{WR} . Diese entspricht der vom Regler vorgegebenen Ausgangsspannung des Umrichters. Sie ist bekannt, jedoch nicht messbar, da sie bei einem Stromfluss durch Leitungs- und Durchlasswiderstände sowie durch vom mechanischen Aufbau hervorgerufene Induktivitäten verändert wird. Beim Hexverter sind außerdem die Zweiginduktivitäten zu berücksichtigen, sofern sie nicht magnetisch gekoppelt ausgeführt sind. Ein an \underline{U}_{WR} ausgerichtetes Bezugssystem wird im Folgenden als \mathcal{W} -Koordinatensystem bezeichnet.
- Die Filter-Eingangsspannung \underline{U}_f zwischen Frequenzfilter und Wechselrichter. Diese Spannung ist messbar, sie liegt direkt an den Klemmen des Wechselrichters an. Der Unterschied zu \underline{U}_{WR} ist im Allgemeinen vernachlässigbar. Dieses Spannungssystem wird im Folgenden nicht weiter verwendet.
- Die Spannung am Point of Common Coupling (PCC), dem Kopplungspunkt zwischen Netz und Umrichtersystem. Wie die Filter-Eingangsspannung ist auch diese Spannung messbar. Das an \underline{U}_{PCC} ausgerichtete (d, q) -System heißt im Folgenden \mathcal{P} -System.
- Die interne Quellenspannung des dreiphasigen Drehstromsystems \underline{U}_s . Diese Spannung ist nicht messbar. Ein an ihr ausgerichtetes Bezugssystem hat im Folgenden die Bezeichnung \mathcal{S} -System.

An unterschiedlichen Stellen des Regelungsverfahrens werden die Ströme, Spannungen und Leistungen in unterschiedlichen Bezugssystemen benötigt.

Die zwei Drehstromsysteme lassen sich hierbei getrennt voneinander betrachten, für jedes System

existieren neben dem zugehörigen (α, β) -System jeweils ein \mathcal{W} -, ein \mathcal{P} - und ein \mathcal{S} -System¹. In welchem Bezugssystem die jeweilige Größe angegeben ist, lässt sich im Folgenden dem hochgestellten Präfix entnehmen. Da eine Betrachtung des Stroms im zweiten System in einem zum ersten System gehörigen Koordinatensystem hier nicht zielführend ist, wird auf eine Kennzeichnung wie \mathcal{W}_{s1} verzichtet. Gemeint ist folglich immer ein zur betrachteten Größe gehörendes Koordinatensystem, z.B. kennzeichnet $\mathcal{P}\mathbf{i}_{s2}$ den in System 2 fließenden Strom, angegeben in einem (d,q)-System, das an der Spannung am PCC zum System 2 hin orientiert ist.

Die beiden folgenden Abschnitte stellen die im Regelungssystem genutzten Umrechnungsverfahren zwischen den einzelnen Bezugssystemen dar und gelten für beide verbundenen Systeme.

6.2.1 Eingangsspannung der PLL

Die Stromregelung soll in einem mit der Frequenz des jeweiligen dreiphasigen Systems rotierenden (d,q)-Koordinatensystem erfolgen. Die dazu notwendige Kenntnis über die Phasenlage und die Frequenz des Systems lässt sich mit Hilfe einer PLL (Phase-Locked-Loop) gewinnen. Die genaue Funktion dieses Regelungsbausteins ist Abschnitt 6.3 zu entnehmen, für den vorliegenden Abschnitt genügt es, die PLL als einen Baustein zu interpretieren, der die Frequenz und die Phasenlage eines dreiphasigen Drehspannungssystems ermitteln kann.

Für die Dynamik des Umrichters kann es entscheidend sein, welche Spannungen als Eingangsspannungen der PLL dienen.

In (α, β) -Koordinaten gilt für die Spannung am Wechselrichter bzw. für die Spannung am PCC:

$${}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{u}_{\text{WR}} = {}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{u}_{\text{PCC}} + R_f {}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{i} + L_f \frac{\partial}{\partial t} {}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{i} \quad (6.2)$$

$${}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{u}_{\text{PCC}} = {}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{u}_s + R_s {}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{i} + L_s \frac{\partial}{\partial t} {}^{(\alpha,\beta)}\mathbf{i} \quad . \quad (6.3)$$

Es ist also erkennbar, dass (bei konstanter Netz-Quellenspannung \mathbf{u}_s) beide genannten Spannungen vom Strom abhängig sind. Sinnvoll für die Stromregelung ist es jedoch, auf einem Koordinatensystem aufzubauen, dessen Lage nicht vom Strom abhängt, da die PLL das Koordinatensystem andernfalls bei jeder Stromänderung neu ausrichten muss. Dies kann sich negativ auf die Dynamik der Stromregelung auswirken. Das einzige System, dessen Spannung in Betrag und Phasenlage unabhängig vom vorliegenden Strom ist, ist das Koordinatensystem der inneren Netzquellenspannung.

Die Stromregelung geschieht daher im (d,q)-System \mathcal{S} der Quellenspannung des jeweiligen dreiphasigen Systems. Das System rotiert mit der Kreisfrequenz des Drehspannungssystems ω_s und ist derart ausgerichtet, dass seine d-Achse in Richtung der maximalen Spannungsamplitude der internen Quellenspannung zeigt und die q-Achse der d-Achse um 90° vorausseilt. Der Winkel der d-Achse bezogen auf das (α, β) -System ist θ_s . Dieser Winkel wird von der PLL geschätzt, der Schätzwert heißt θ'_s .

Da die interne Quellenspannung, die zur Speisung der PLL benötigt wird, nicht messbar ist, ist ihre Berechnung aus bekannten Größen erforderlich. Dies geschieht auf Basis der gemessenen Spannung am

¹Korrektweise müsste die Bezeichnung für \mathcal{P} -System lauten "(d,q)-System, ausgerichtet an der Spannung des PCC". Die hier verwendete Schreibweise dient der besseren Lesbarkeit.

Point of Common Coupling (PCC) $^{(\alpha,\beta)}\tilde{\mathbf{u}}_{\text{PCC}}$, deren Drehung ins \mathcal{S} -Koordinatensystem² mit Hilfe der Rotationsmatrix

$$\mathbf{D}(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (6.4)$$

um den Winkel $-\theta'_s$ erfolgt:

$$\mathcal{S}\tilde{\mathbf{u}}_{\text{PCC}} = \mathbf{D}(-\theta'_s)^{(\alpha,\beta)}\tilde{\mathbf{u}}_{\text{PCC}} \quad . \quad (6.5)$$

Zur Berechnung der Quellenspannung ist eine Berücksichtigung des Spannungsabfalls am Widerstand und an der Induktivität des Systems notwendig, die jeweils vom Strom bzw. von dessen Änderung abhängen. Da das Führungsübertragungsverhalten der Stromregelung bekannt ist (vgl. Abschnitt 6.4), lassen sich sowohl der Strom als auch dessen Änderung abschätzen. Die Schätzwerte heißen $\mathcal{S}\mathbf{i}'$ bzw. $\frac{\partial}{\partial t}\mathcal{S}\mathbf{i}'$. Damit gilt für die (geschätzte) Quellenspannung:

$$\mathcal{S}\mathbf{u}'_s = \mathcal{S}\tilde{\mathbf{u}}_{\text{PCC}} - R_s \mathcal{S}\mathbf{i}' - L_s \frac{\partial}{\partial t} \mathcal{S}\mathbf{i}' - \omega'_s L_s \mathbf{D}(90^\circ) \mathcal{S}\mathbf{i}' \quad . \quad (6.6)$$

Diese Spannung dient der PLL als Referenz.

Der Einfachheit halber erfolgt die gesamte Stromregelung im \mathcal{S} -System, sodass nach der Drehung von (α, β) - in \mathcal{S} -Koordinaten keine weitere Transformation der Ist-Werte erforderlich ist:

$$\tilde{\mathcal{S}}\mathbf{i} = \mathbf{D}(-\theta'_s)^{(\alpha,\beta)}\tilde{\mathbf{i}} \quad . \quad (6.7)$$

6.2.2 Ermittlung der Strom-Sollwerte

Im Gegensatz zu den Ist-Werten sind die Sollwerte der Ströme nicht im \mathcal{S} -Koordinatensystem bekannt. Vielmehr erfolgt eine Vorgabe der Sollleistungen durch den Anwender stets im Koordinatensystem des PCC \mathcal{P} , er bestimmt folglich die Anschlussleistung. Sollleistungen, die aus dem Regelungsverfahren für die Zweigenergieinhalte hervorgehen (siehe Abschnitt 7.3), liegen jedoch immer im Koordinatensystem \mathcal{W} des Umrichters vor, auf das sich alle in den bisherigen Kapiteln genannten Größen beziehen.

Konkret gibt der Anwender die Wirkleistung an einer Lastmaschine in System 2 $P_{\text{PCC},s2}$ und die Blindleistung am Versorgungsnetz in System 1 $Q_{\text{PCC},s1}$ jeweils am PCC vor. Die Zweigenergieregulation bestimmt die Wirkleistung im System 1 direkt am Umrichter ($P_{\text{WR},s1}$). Je nach Regelungsverfahren für die Zweigenergien erfolgt die Vorgabe der Blindleistung im System 2 von der Regelung direkt am Umrichter als $Q_{\text{WR},s2}$ oder durch den Nutzer am PCC als $Q_{\text{PCC},s2}$. Da die Regelung der Ströme im Koordinatensystem \mathcal{S} der inneren Quellenspannung des jeweiligen dreiphasigen Systems erfolgt, ist eine Umrechnung der Leistungen unter Berücksichtigung der Impedanzen zwischen dem jeweiligen Vorgabepunkt und dem System der inneren Quellenspannungen erforderlich.

Grundsätzlich erfolgt die Konvertierung der Sollströme zwischen den einzelnen Koordinatensystemen basierend auf der Annahme, dass ein eingeschwungener Zustand vorliegt. Der Einschwingvorgang selbst wird daher bei der *Sollstrom*berechnung nicht modelliert. Dies schafft die Möglichkeit, relativ einfach

²Genau genommen erfolgt keine Drehung ins reale \mathcal{S} -Koordinatensystem, sondern eine Drehung in das von der PLL geschätzte \mathcal{S}' -Koordinatensystem. Da jedoch eine Überprüfung der korrekten Schätzung nicht möglich ist, erfolgt hier die Annahme, dass beide Systeme identisch seien. Die notwendige, möglichst genaue Ermittlung der Netzparameter ist nicht Teil der vorliegenden Arbeit.

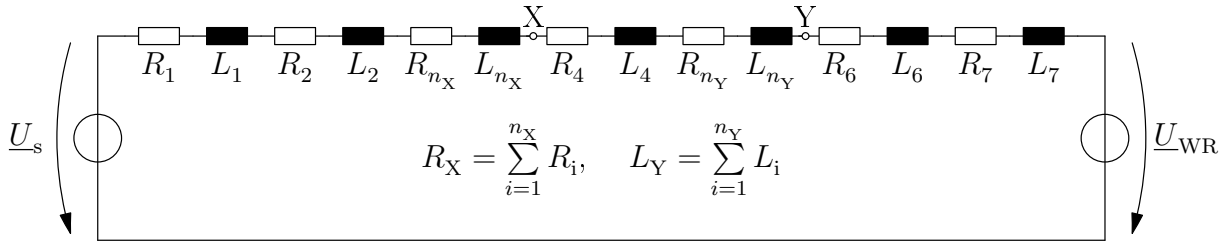


Abbildung 6.3: Definition des Widerstands R_X zur Wirkleistungsvorgabe und der Induktivität L_Y zur Blindleistungsvorgabe

basierend auf der Kenntnis des Systemverhaltens und der Sollwerte den Verlauf der Ist-Ströme vorherzubestimmen. Hierdurch wird wiederum die im vorangegangenen Abschnitt erläuterte Berechnung der internen Quellenspannungen der Systeme möglich.

Für die folgende, für beide Drehstromsysteme unabhängig voneinander gültige Herleitung gelte die Annahme, dass an einem hier nicht näher definierten Punkt X zwischen Umrichter- und System-Quellenspannung, beispielsweise am PCC, eine Soll-Wirkleistung P_X^* vorgegeben werde und an einem weiteren, nicht notwendigerweise identischen, Punkt Y zwischen Umrichter und System-Quellenspannung eine Soll-Blindleistung Q_Y^* vorgegeben werde. Das entsprechend der Spannung am Punkt der Wirkleistungs-Vorgabe ausgerichtete (d, q)-System heiße \mathcal{X} , das entsprechend der Spannung am Punkt der Blindleistungs-Vorgabe ausgerichtete Systeme heiße \mathcal{Y} . Zwischen dem Punkt der vorgegebenen Soll-Wirkleistung und der inneren Quellenspannung befinde sich der Widerstand R_X und zwischen dem Punkt der vorgegebenen Soll-Blindleistung und der inneren Quellenspannung befinde sich die Induktivität L_Y , vgl. Abb. 6.3. und der inneren Quellenspannung des Systems befinde sich der Widerstand R_Y und die Weiterhin sei $\omega_s > 0$.

Für die Sollströme im \mathcal{S} -System gilt abhängig von der inneren Spannungsamplitude des dreiphasigen Systems \hat{u}'_s und den Soll-Leistungen an der inneren Quellenspannung P_S^* bzw. Q_S^* :

$$s_{\hat{i}_d}^* = \frac{2 P_S^*}{3 \hat{u}'_s} \quad , \quad (6.8)$$

$$s_{\hat{i}_q}^* = -\frac{2 Q_S^*}{3 \hat{u}'_s} \quad . \quad (6.9)$$

Die d- und q-Ströme ergeben zusammen die Gesamtstromamplitude $\hat{i} = \sqrt{(s_{\hat{i}_d}^*)^2 + (s_{\hat{i}_q}^*)^2}$. Die Gesamtstromamplitude ist in allen Koordinatensystemen gleich groß. Mit ihrer Hilfe folgt die an das dreiphasige System abgegebene Wirkleistung. Diese ist um die am Widerstand auftretende Verlustleistung geringer als die vorgegebene Soll-Wirkleistung am Punkt X:

$$P_S^* = P_X^* - \frac{3}{2} R_X \hat{i}^2 \quad . \quad (6.10)$$

Analog ist die an das System abgegebene induktive Blindleistung um den Magnetisierungsbedarf der Induktivität L_Y geringer als die vorgegebene Blindleistung:

$$Q_S^* = Q_Y^* - \frac{3}{2} \omega_s L_Y \hat{i}^2 \quad . \quad (6.11)$$

Aus (6.10) und (6.11) folgt mit (6.8) bzw. (6.9):

$$3 s_{\hat{i}_d}^* \hat{u}'_s = 2 P_X^* - 3 R_X (s_{\hat{i}_d}^*)^2 - 3 R_X (s_{\hat{i}_q}^*)^2 \quad , \quad (6.12)$$

$$3 s_{\hat{i}_q}^* \hat{u}'_s = -2 Q_Y^* + 3 \omega_s L_Y (s_{\hat{i}_d}^*)^2 + 3 \omega_s L_Y (s_{\hat{i}_q}^*)^2 \quad . \quad (6.13)$$

Multiplikation der ersten Gleichung mit $\omega_s L_Y$ und der zweiten Gleichung mit R_X sowie die anschließende Addition beider Gleichungen führt zu

$$3\hat{u}'_s(\mathcal{S}_{i_d}^* \omega_s L_Y + \mathcal{S}_{i_q}^* R_X) = 2\omega_s L_Y P_X^* - 2R_X Q_Y^* \quad . \quad (6.14)$$

Auflösen nach $\mathcal{S}_{i_d}^*$ und anschließendes Einsetzen in (6.12) führt auf die quadratische Darstellung

$$0 = \mathcal{S}_{i_q}^{*2} + \underbrace{\frac{4R_X^2 Q_Y^* - 4R_v \omega_s L_Y P_X^* - 3\omega_s L_Y \hat{u}'_s}{3\hat{u}'_s(R_X^2 + \omega_s^2 L_Y^2)}}_p \mathcal{S}_{i_q}^* + \underbrace{\frac{4(R_X Q_Y^* - \omega_s L_Y P_X^*)^2 - 6\hat{u}'_s \omega_s L_Y Q_Y^*}{9\hat{u}'_s{}^2(R_X^2 + \omega_s^2 L_Y^2)}}_q \quad . \quad (6.15)$$

Deren Lösung lautet

$$\mathcal{S}_{i_{q,1,2}}^* = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q} \quad . \quad (6.16)$$

Eingesetzt und mit dem Zusammenhang aus (6.14) zur Ermittlung der d-Komponente entspricht dies den beiden Lösungen

$$\mathcal{S}_{i_1}^* = \left(\begin{array}{l} \frac{4\omega_s^2 L_Y^2 P_X^* - 3R_X \hat{u}'_s - 4R_X Q_Y^* \omega_s L_Y}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} - \frac{R_X \sqrt{24\hat{u}'_s{}^2(\omega_s L_Y Q_Y^* + R_X P_X^*) + 9\hat{u}'_s{}^4 - 16(\omega_s L_Y P_X^* - R_X Q_Y^*)^2}}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} \\ \frac{4R_X \omega_s L_Y P_X^* + 3\omega_s L_Y \hat{u}'_s - 4R_X^2 Q_Y^*}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} + \frac{\omega_s L_Y \sqrt{24\hat{u}'_s{}^2(\omega_s L_Y Q_Y^* + R_X P_X^*) + 9\hat{u}'_s{}^4 - 16(\omega_s L_Y P_X^* - R_X Q_Y^*)^2}}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} \end{array} \right) \quad (6.17)$$

und

$$\mathcal{S}_{i_2}^* = \left(\begin{array}{l} \frac{4\omega_s^2 L_Y^2 P_X^* - 3R_X \hat{u}'_s - 4R_X Q_Y^* \omega_s L_Y}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} + \frac{R_X \sqrt{24\hat{u}'_s{}^2(\omega_s L_Y Q_Y^* + R_X P_X^*) + 9\hat{u}'_s{}^4 - 16(\omega_s L_Y P_X^* - R_X Q_Y^*)^2}}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} \\ \frac{4R_X \omega_s L_Y P_X^* + 3\omega_s L_Y \hat{u}'_s - 4R_X^2 Q_Y^*}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} - \frac{\omega_s L_Y \sqrt{24\hat{u}'_s{}^2(\omega_s L_Y Q_Y^* + R_X P_X^*) + 9\hat{u}'_s{}^4 - 16(\omega_s L_Y P_X^* - R_X Q_Y^*)^2}}{6\hat{u}'_s(\omega_s^2 L_Y^2 + R_X^2)} \end{array} \right) \quad (6.18)$$

Die Existenz zweier Lösungen lässt sich dadurch begründen, dass es zwei Kombinationen aus Spannung und Strom am Punkt X bzw. Y gibt, die zur korrekten Leistung führen: Zum einen den (wünschenswerten) Fall, dass ein kleiner Strom zusammen mit einer hohen Spannung die geforderte Leistung ergibt, und zum anderen den weniger wünschenswerten Fall, dass ein großer Strom zusammen mit einer durch den hohen Strom verringerten Spannung die geforderte Leistung ergibt. Abb. 6.4 veranschaulicht dies.

Zur Anwendung kommt die Lösung, die den betragsmäßig kleineren Sollstromvektor ergibt. Zum Beweis der Annahme, dass dies stets die zweite Lösung ist, muss gelten:

$$\mathcal{S}_{i_{d,1}}^{*2} + \mathcal{S}_{i_{q,1}}^{*2} \geq \mathcal{S}_{i_{d,2}}^{*2} + \mathcal{S}_{i_{q,2}}^{*2} \quad . \quad (6.19)$$

Mit $L_Y > 0$ und $R_X > 0$ ergibt sich die Ungleichung

$$\begin{aligned} 3\hat{u}'_s{}^2 + 4R_X P_X^* + 4\omega_s L_Y Q_Y^* + \sqrt{24\hat{u}'_s{}^2(\omega_s L_Y Q_Y^* + R_X P_X^*) + 9\hat{u}'_s{}^4 - 16(\omega_s L_Y P_X^* - R_X Q_Y^*)^2} &\geq \\ 3\hat{u}'_s{}^2 + 4R_X P_X^* + 4\omega_s L_Y Q_Y^* - \sqrt{24\hat{u}'_s{}^2(\omega_s L_Y Q_Y^* + R_X P_X^*) + 9\hat{u}'_s{}^4 - 16(\omega_s L_Y P_X^* - R_X Q_Y^*)^2} & . \end{aligned} \quad (6.20)$$

Für $\hat{u}'_s > 0$ ist diese wahr, es gilt also

$$\mathcal{S}_{i_1}^* = \mathcal{S}_{i_2}^* \quad . \quad (6.21)$$

In der praktischen Umsetzung ist es wichtig, prüfen zu können, ob die jeweils angeforderte Leistung durch den Umrichter realisierbar ist. Dies geschieht über den Term unter der Wurzel; ist dieser negativ,

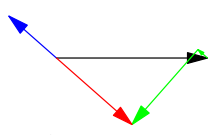
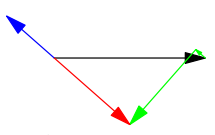
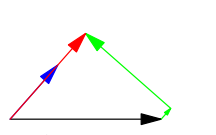
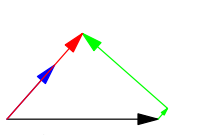
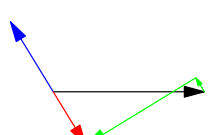
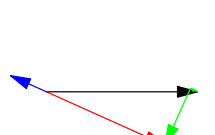
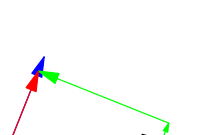
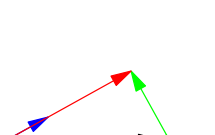
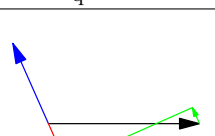
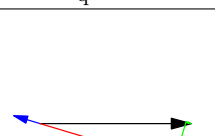
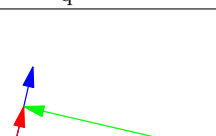
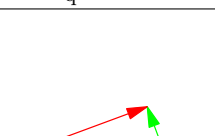
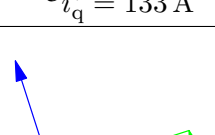
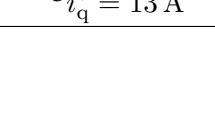
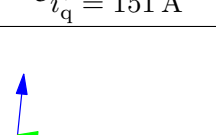
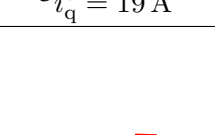
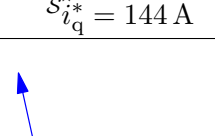
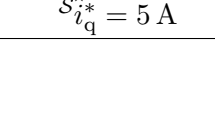
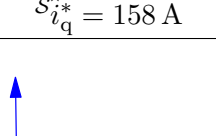
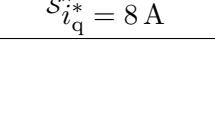
x	Lösung 1, $P_X^* = x \cdot P_{X,\min}^*$	Lösung 2, $P_X^* = x \cdot P_{X,\min}^*$	Lösung 1, $P_X^* = x \cdot P_{X,\max}^*$	Lösung 2, $P_X^* = x \cdot P_{X,\max}^*$
1	 $\hat{s}_{i_d}^* = -79 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 70 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = -79 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 70 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 79 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 90 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 79 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 90 \text{ A}$
0,8	 $\hat{s}_{i_d}^* = -71 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 116 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = -59 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 27 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 55 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 137 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 68 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 37 \text{ A}$
0,6	 $\hat{s}_{i_d}^* = -59 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 133 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = -44 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 13 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 35 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 151 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 52 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 19 \text{ A}$
0,4	 $\hat{s}_{i_d}^* = -46 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 144 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = -29 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 5 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 16 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 158 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 35 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 8 \text{ A}$
0,2	 $\hat{s}_{i_d}^* = -33 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 152 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = -14 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 1 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = -2 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 159 \text{ A}$	 $\hat{s}_{i_d}^* = 18 \text{ A}$ $\hat{s}_{i_q}^* = 2 \text{ A}$

Abbildung 6.4: Zeigerbilder für beide Lösungen der Sollstromberechnung, Punkte X und Y identisch. Pfeile: Blau: Strom, Schwarz: Quellenspannung des dreiphasigen Systems, Grün: Spannung an R_X und L_Y , Rot: Spannung bei X bzw. Y. x gibt an, wie groß die Leistungsanforderung ist (siehe erste Zeile). Parameter: $R_X = 0,2 \Omega$, $\omega_s = 2\pi 50 \text{ s}^{-1}$, $L_Y = 5 \text{ mH}$, $Q_Y^* = 0$, $\hat{u}'_s = 250 \text{ V}$

so kann der Leistungsanforderung nicht entsprochen werden. Nullsetzen des Wurzelterms und Auflösen

nach P_X^* liefert folglich die Grenzen für die Wirkleistungsanforderung, die im Bereich

$$P_X^* \in \left[\frac{3R_X \hat{u}_s'^2 + 4R_X Q_Y^* \omega_s L_Y - \sqrt{9R_X^2 \hat{u}_s'^4 + 24\omega_s L_Y \hat{u}_s'^2 R_X^2 Q_Y^* + 9\omega_s^2 L_Y^2 \hat{u}_s'^4 + 24\omega_s^3 L_Y^3 \hat{u}_s'^2 Q_Y^*}}{4\omega_s^2 L_Y^2}, \dots \right. \\ \left. \frac{3R_X \hat{u}_s'^2 + 4R_X Q_Y^* \omega_s L_Y + \sqrt{9R_X^2 \hat{u}_s'^4 + 24\omega_s L_Y \hat{u}_s'^2 R_X^2 Q_Y^* + 9\omega_s^2 L_Y^2 \hat{u}_s'^4 + 24\omega_s^3 L_Y^3 \hat{u}_s'^2 Q_Y^*}}{4\omega_s^2 L_Y^2} \right] \quad (6.22)$$

liegen muss. Dieser Wirkleistungsbereich ist abhängig von der geforderten Blindleistung, für welche die Bedingung

$$Q_Y^* \geq -\frac{3}{8} \frac{\hat{u}_s'^2}{\omega_s L_Y} \quad (6.23)$$

besteht. Für $Q_Y^* = -\frac{3}{8} \frac{\hat{u}_s'^2}{\omega_s L_Y}$ liegt Leistungsanpassung³ vor, ferner lässt sich diese Grenze durch Nullsetzen des Wurzelterms in (6.22) bestimmen.

In der Implementierung für Simulation und Versuchsaufbau erfolgt zur Bestimmung der Sollströme stets zunächst eine Beschränkung der Blindleistung nach Gleichung (6.23) und darauf basierend eine Beschränkung der Wirkleistung nach Gleichung (6.22), bevor nach Gl. (6.18) die Sollströme bestimmt werden.

6.3 PLL

Als PLL kommt die Struktur nach Abb. 6.5 zum Einsatz. Hierbei handelt es sich, verglichen mit erweiterten Verfahren, die beispielsweise die Detektion asymmetrischer Spannungssysteme erlauben [49], um ein sehr grundlegendes Verfahren.

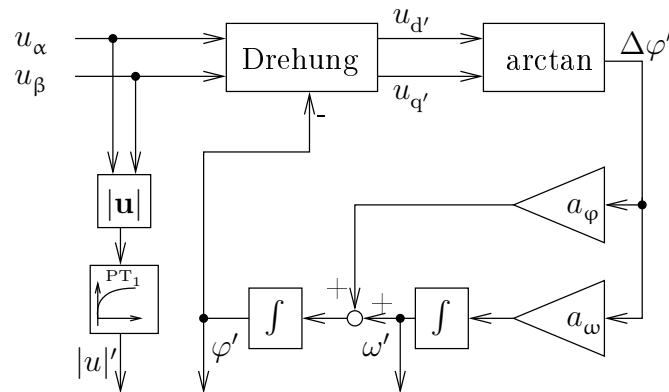


Abbildung 6.5: Verwendete PLL-Struktur

Ausgehend davon, dass es nicht zu einem Überlauf des Winkels kommt, gibt die Arcustangens-Funktion den Winkel

$$\Delta\varphi' = \underbrace{\omega t + \varphi_0}_{\varphi} - \varphi' \quad (6.24)$$

³Hier: Die Induktivität L nimmt genau so viel induktive Blindleistung auf wie der Umrichter.

zurück. Hierbei ist $\varphi = \omega t + \varphi_0$ der zeitveränderliche Winkel des dreiphasigen Spannungssystems und φ' der durch die PLL approximierte Winkel.

Die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises lässt sich direkt aus Abb. 6.5 ablesen:

$$F_{\varphi,o}(s) = \frac{\varphi'}{\Delta\varphi'} = \frac{a_\varphi + \frac{a_\omega}{s}}{s} \quad . \quad (6.25)$$

Damit folgt die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises zu

$$F_\varphi(s) = \frac{\varphi'}{\varphi} \quad (6.26)$$

$$= \frac{F_\varphi(s)}{1 + F_\varphi(s)} \quad (6.27)$$

$$= \frac{\frac{a_\varphi}{a_\omega} s + 1}{\frac{1}{a_\omega} s^2 + \frac{a_\varphi}{a_\omega} s + 1} \quad . \quad (6.28)$$

Mit $\varphi = \frac{\omega}{s}$ und $\varphi' = \frac{\omega' + a_\varphi(\varphi - \varphi')}{s}$ lässt sich (6.28) umformen in

$$F_\omega(s) = \frac{\omega'}{\omega} \quad (6.29)$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{a_\omega} s^2 + \frac{a_\varphi}{a_\omega} s + 1} \quad . \quad (6.30)$$

Dies entspricht der Übertragungsfunktion eines PT_2 -Systems. Durch den Entfall des D -Anteils (durch Abgriff der Kreisfrequenz rechts vom Additionspunkt mit a_φ) sinkt die Empfindlichkeit von ω' bezüglich auftretender Messfehler. Allgemein lautet die Übertragungsfunktion eines PT_2 -Systems:

$$G_s = \frac{1}{T^2 s^2 + 2DTs + 1} \quad . \quad (6.31)$$

Ein Koeffizientenvergleich führt zu

$$a_\omega = \frac{1}{T^2} \quad (6.32)$$

$$a_\varphi = \frac{2D}{T} \quad . \quad (6.33)$$

Die Wahl der Dämpfung erfolgt zu $D = \frac{1}{\sqrt{2}}$, um ein schnelles Einschwingen bei geringem Überschwingen zu erreichen. Die Zeitkonstante soll einer Periode im 50 Hz-System entsprechen und beträgt daher $T = 20$ ms. Dieser Wert hat sich auch in Versuchen anhand des Simulationsmodells und des Laboraufbaus bewährt. Es sind also

$$a_\omega = 2,5 \cdot 10^5 \frac{1}{s^2} \quad (6.34)$$

$$a_\varphi = 500\sqrt{2} \frac{1}{s} \approx 707 \frac{1}{s} \quad . \quad (6.35)$$

Zur Glättung der ebenfalls ermittelten Amplitude der Drehspannung kommt ein PT_1 -Glied mit einer Zeitkonstante von 20 ms, entsprechend einer Netzperiode des Systems 1, zum Einsatz (vgl. Abb. 6.5).

6.4 Stromregler

Die Übertragungsfunktion des dreiphasigen, symmetrischen Systems (Abb. 6.2) lautet

$$F_s(s) = \frac{1}{\underbrace{(L_s + L_f + L_{WR})}_{L_{\text{eff}}} s + \underbrace{R_s + R_f + R_{WR}}_{R_{\text{eff}}}} \quad . \quad (6.36)$$

Dies entspricht der Übertragungsfunktion eines PT_1 -Glieds mit einer Zeitkonstante von $T_s = \frac{L_{\text{eff}}}{R_{\text{eff}}}$ und einer Verstärkung von $\frac{1}{R_{\text{eff}}}$.

Hinzu kommt eine Totzeit im Regelkreis von zwei Abtastschritten $T_t = 2T_A$. Diese Totzeit lässt sich durch ein PT_1 -Glied mit der Größe der Totzeit als Zeitkonstante und einer Verstärkung von eins approximieren, die Übertragungsfunktion der gesamten Strecke ist folglich

$$F_{\text{sg}}(s) = \frac{1}{R_{\text{eff}}} \cdot \frac{1}{T_s s + 1} \cdot \frac{1}{T_t s + 1} \quad . \quad (6.37)$$

Die Regelung soll durch einen PI-Regler erfolgen, dessen Übertragungsfunktion

$$F_{\text{PI}}(s) = \frac{K_I}{s} + K_P \quad (6.38)$$

$$= \frac{K_{\text{PI}} T_{\text{PI}} s + 1}{T_{\text{PI}} s} \quad (6.39)$$

lautet. Durch die Zeitkonstante T_{PI} des Reglers ist es möglich, die im Vergleich zur Totzeit größere Zeitkonstante T_s der Strecke zu kompensieren, indem die Wahl

$$T_{\text{PI}} = T_s \quad (6.40)$$

erfolgt, vgl. [50]. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises zu

$$F_o(s) = \frac{K_{\text{PI}}}{L_{\text{eff}}} \frac{1}{s(1 + T_t s)} \quad . \quad (6.41)$$

Die geschlossene Führgrößenübertragungsfunktion lautet folglich

$$F_g(s) = \frac{1}{\frac{L_{\text{eff}} T_t}{K_{\text{PI}}} s^2 + \frac{L_{\text{eff}}}{K_{\text{PI}}} s + 1} \quad . \quad (6.42)$$

Dies entspricht der Übertragungsfunktion eines PT_2 -Glieds mit einer Dämpfung von

$$D_g = \frac{\sqrt{L_{\text{eff}}}}{2\sqrt{T_t K_{\text{PI}}}} \quad (6.43)$$

und einer Zeitkonstanten von

$$T_g = \frac{\sqrt{L_{\text{eff}} T_t}}{\sqrt{K_{\text{PI}}}} \quad . \quad (6.44)$$

Für den Zusammenhang zwischen Zeitkonstante und Dämpfung folgt hieraus

$$T_g = 2T_t D_g \quad . \quad (6.45)$$

Um einen Abstand von der Abtastperiode T_A zu wahren und dadurch keinerlei Probleme mit der Diskretisierung des Systems zu erhalten, werden

$$T_g = 3T_t = 6T_A \quad \text{und} \quad (6.46)$$

$$D_g = 1,5 \quad (6.47)$$

gewählt.

Übersicht über die Stromregelung

Eine detaillierte Übersicht über den gesamten Stromregelkreis gibt Abb. 6.6.

Die Messeingänge stellen die Ströme ${}^{(\alpha,\beta)}\tilde{\mathbf{i}}_{WR}$ und die Spannungen am PCC ${}^{(\alpha,\beta)}\tilde{\mathbf{u}}_{PCC}$ dar. Beide werden zunächst in das (geschätzte) \mathcal{S} -Koordinatensystem der inneren Systemspannungen gedreht. Die Ströme werden anschließend von einem PI-Regler (oben in Abb. 6.6) auf die durch Wirk- und Blindleistung vorgegebenen Sollströme ${}^{\mathcal{S}}\mathbf{i}^*$ geregelt. Der Ausgang des Reglers entspricht den vorläufigen Sollspannungen in \mathcal{S} -Koordinaten.

Basierend auf den Sollströmen ${}^{\mathcal{S}}\mathbf{i}^*$ erfolgt nach (6.42) eine Nachbildung des Gesamtsystems durch ein PT_2 -System (unten links in Abb. 6.6). Dessen Ausgang wird zur Kompensation der Auswirkungen der Induktivitäten und Widerstände des dreiphasigen Systems im eingeschwungenen Zustand verwendet. Der zugehörige Block "Entkopplung" (oben in Abb. 6.6) erhöht bzw. verringert die vorläufigen Sollspannungen um den Spannungsabfall an den Systeminduktivitäten bzw. Systemwiderständen, vgl. Abschnitt 6.2.1. Anschließend erfolgt eine Rückdrehung der entkoppelten Sollspannungen auf (α, β) -Koordinaten.

Die Struktur der PLL ist der Vollständigkeit halber inklusive der zuvor beschriebenen Koordinatentransformation dargestellt.

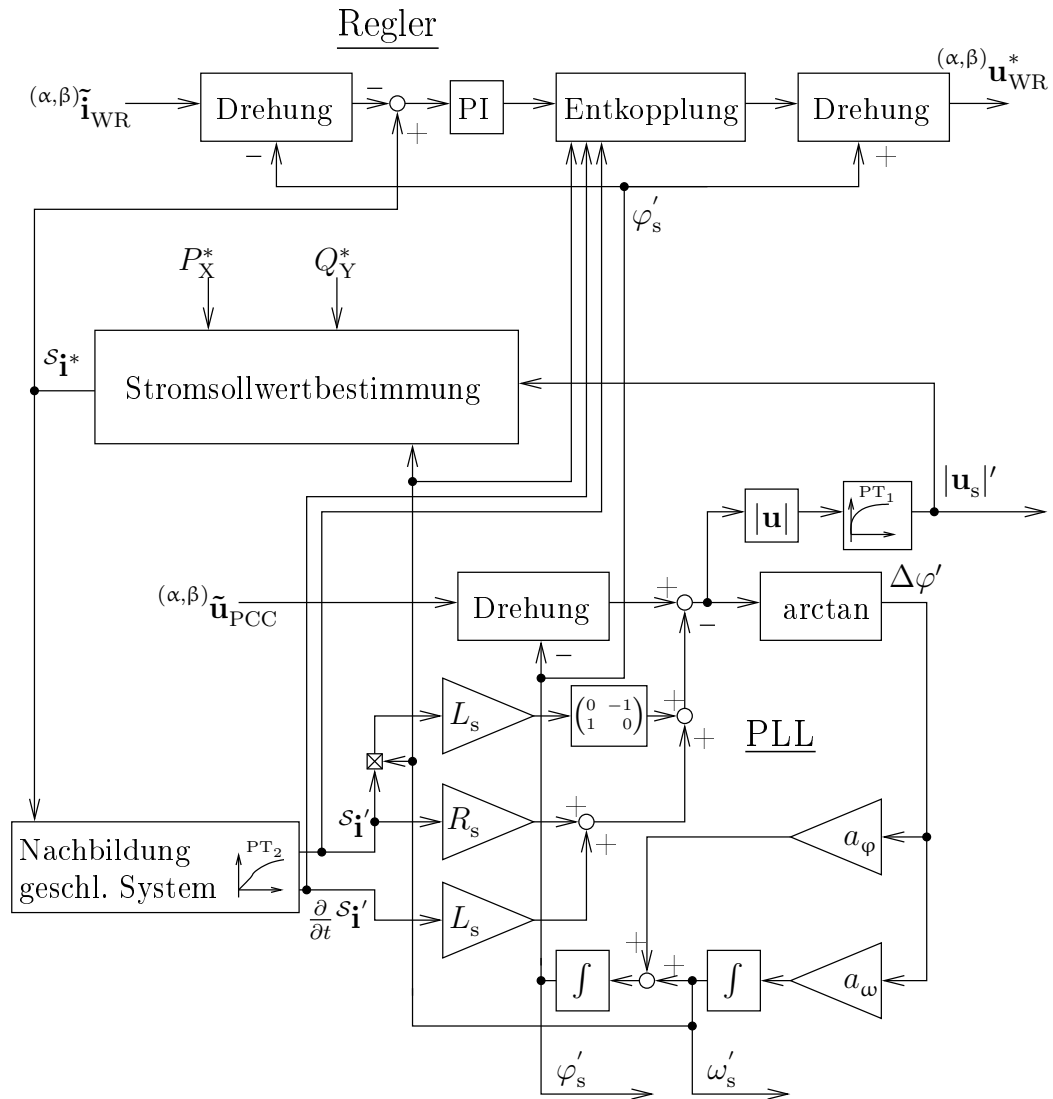


Abbildung 6.6: Strukturbild des Stromreglers

6.5 Anpassung des Modulationsverfahrens zum Einsatz beim Hexverter

Im angewendeten Modulationsverfahren (siehe Abschnitt 2.1.3) ergeben stets zwei Schaltvorgänge von Modulen eines Zweigs zusammen einen Puls in der Zweig-(quellen-)spannung. Dieser ist stets innerhalb des PWM-Intervalls zentriert. Gemäß der Beschreibung in Abschnitt 2.1.3 erfolgt die Wahl der Polspolarität, d.h. des Ruhe-Schaltzustands und des Schaltzustands während des Pulses, dabei so, dass der entstehende Puls in der Zweigspannung möglichst kurz ist.

Ein Beispiel anhand einer Kombination von Schaltzuständen, wie sie im Hexverter auftreten können, zeigt, dass dies für den Hexverter in einigen Fällen zu hohen Kreisstromschwankungen führen kann: Für identische Zwischenkreisspannungen u_{ZKM} in allen Modulen sowie für identische Aus- und Eingangsspannung $\frac{\hat{u}_{s1}}{u_{ZKM}} = \frac{\hat{u}_{s2}}{u_{ZKM}} = 2$ ergibt sich bei den Phasenwinkeln $\omega_{s1}t = 0,74$ und $\omega_{s2}t + \psi = 0,148$ folgende Kombination von Soll-Schaltzuständen aus den gewünschten Zweig-Quellenspannungen $\mathbf{u}_{q,soll}$:

$$\mathbf{s}_{soll} = \frac{\mathbf{u}_{q,soll}}{u_{ZKM}} = [-0,5, 1,55, 1,16, 1,17, -0,66, -2,72]^T . \quad (6.48)$$

Gerundet ergibt dies die Ruhezustände \mathbf{s}_{Ruhe} :

$$\mathbf{s}_{Ruhe}^* = [-1, 2, 1, 1, -1, -3]^T , \quad (6.49)$$

aus denen die Pulsweiten \mathbf{s}_{PWM}^* folgen:

$$\mathbf{s}_{PWM}^* = \mathbf{s}_{soll} - \mathbf{s}_{Ruhe}^* = [0,5, -0,45, 0,16, 0,17, 0,34, 0,28]^T . \quad (6.50)$$

Alle Zweige bis auf den zweiten Zweig erzeugen einen positiven Puls. Die Summe der Zweigquellenspannungen $u_{q,sum} = \sum u_{q,zb}$ ist die Spannung, die den Verlauf des Kreisstroms bestimmt. Im Mittel ist sie hier null.

Die vielen positiven Pulse haben jedoch zur Folge, dass sich zum Beginn und zum Ende des PWM-Takts jeweils für relativ lange Zeit eine negative Spannung einstellt, die durch eine kurze, aber hohe Spannung zur Mitte des Takts kompensiert wird (Abb. 6.7, linke Darstellung).

Die Schwankungsbreite des Kreisstroms ist, wie in der Abbildung erkennbar, daher groß. In der Simulation und im Versuchsaufbau kommt aus diesem Grund ein anderes Verfahren zum Einsatz, das große Summenspannungen zu vermeiden hilft.

Hierzu erfolgt zunächst eine Festlegung auf ausschließlich positive Pulse, indem zur Bestimmung der Ruhezustände im ersten Schritt *abgerundet* wird:

$$\mathbf{s}_{Ruhe}^{**} = \lfloor \mathbf{s}_{soll} \rfloor = [-1, 1, 1, 1, -1, -3]^T . \quad (6.51)$$

Aus den Ruhezuständen folgen somit die vorläufigen Pulslängen zu

$$\mathbf{s}_{PWM}^{**} = \mathbf{s}_{soll} - \mathbf{s}_{Ruhe}^{**} = [0,5, 0,55, 0,16, 0,17, 0,34, 0,28]^T . \quad (6.52)$$

Diese werden sortiert (der Vektor \mathbf{idx} gibt die zur jeweiligen Koordinate gehörige Zweignummer an):

$$\mathbf{s}_{PWM,sort}^{**} = [0,16, 0,17, 0,28, 0,34, 0,5, 0,55]^T , \quad (6.53)$$

$$\mathbf{s}_{Ruhe,sort}^{**} = [1, 1, -3, -1, -1, 1] , \quad (6.54)$$

$$\mathbf{idx} = [3, 4, 6, 5, 1, 2]^T . \quad (6.55)$$

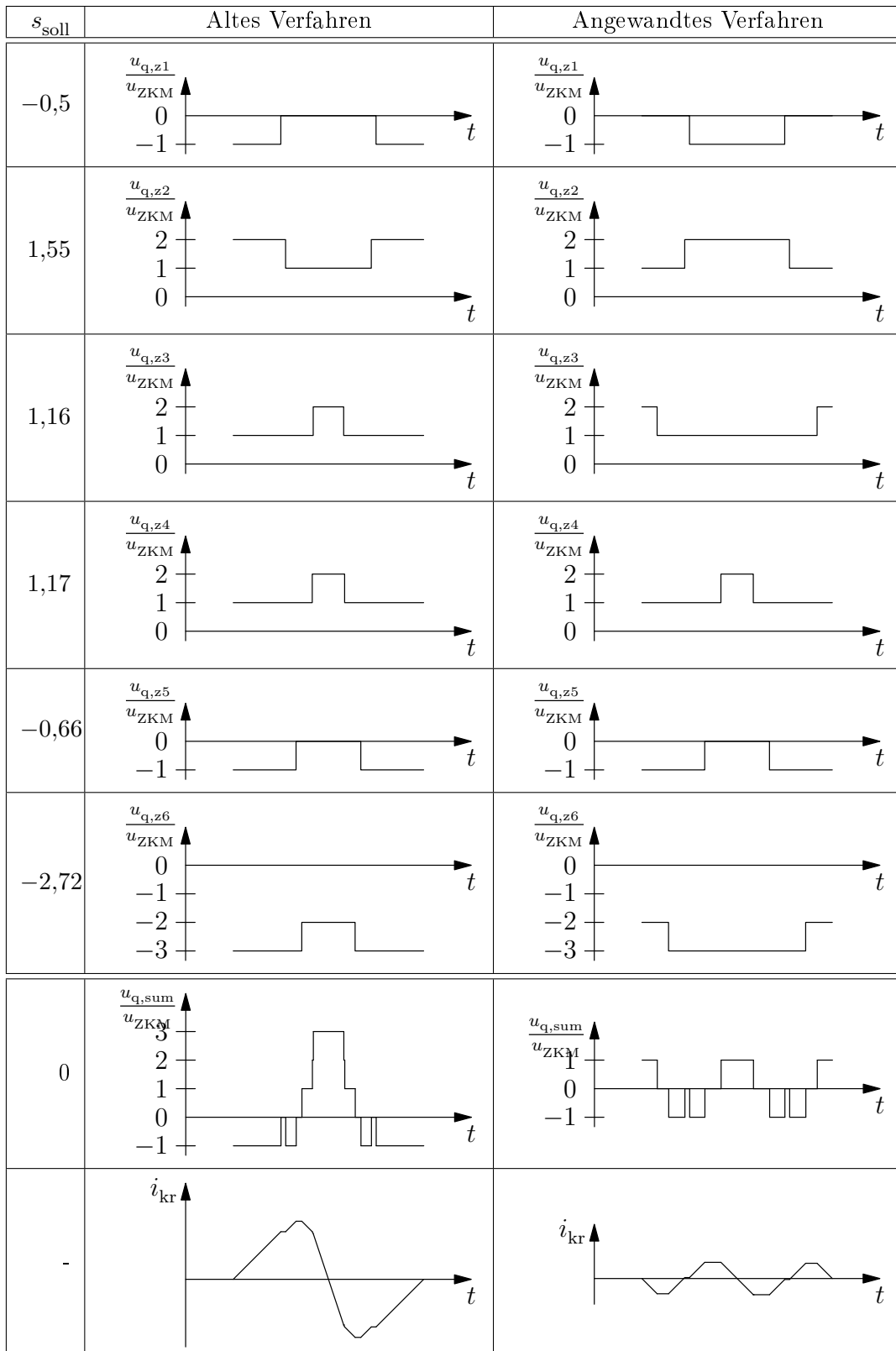


Abbildung 6.7: Weiterentwicklung des Modulationsverfahrens zur Minimierung der Schwankungsbreite des Kreisstroms, Beispiel 1. Dargestellt ist eine PWM-Periode.

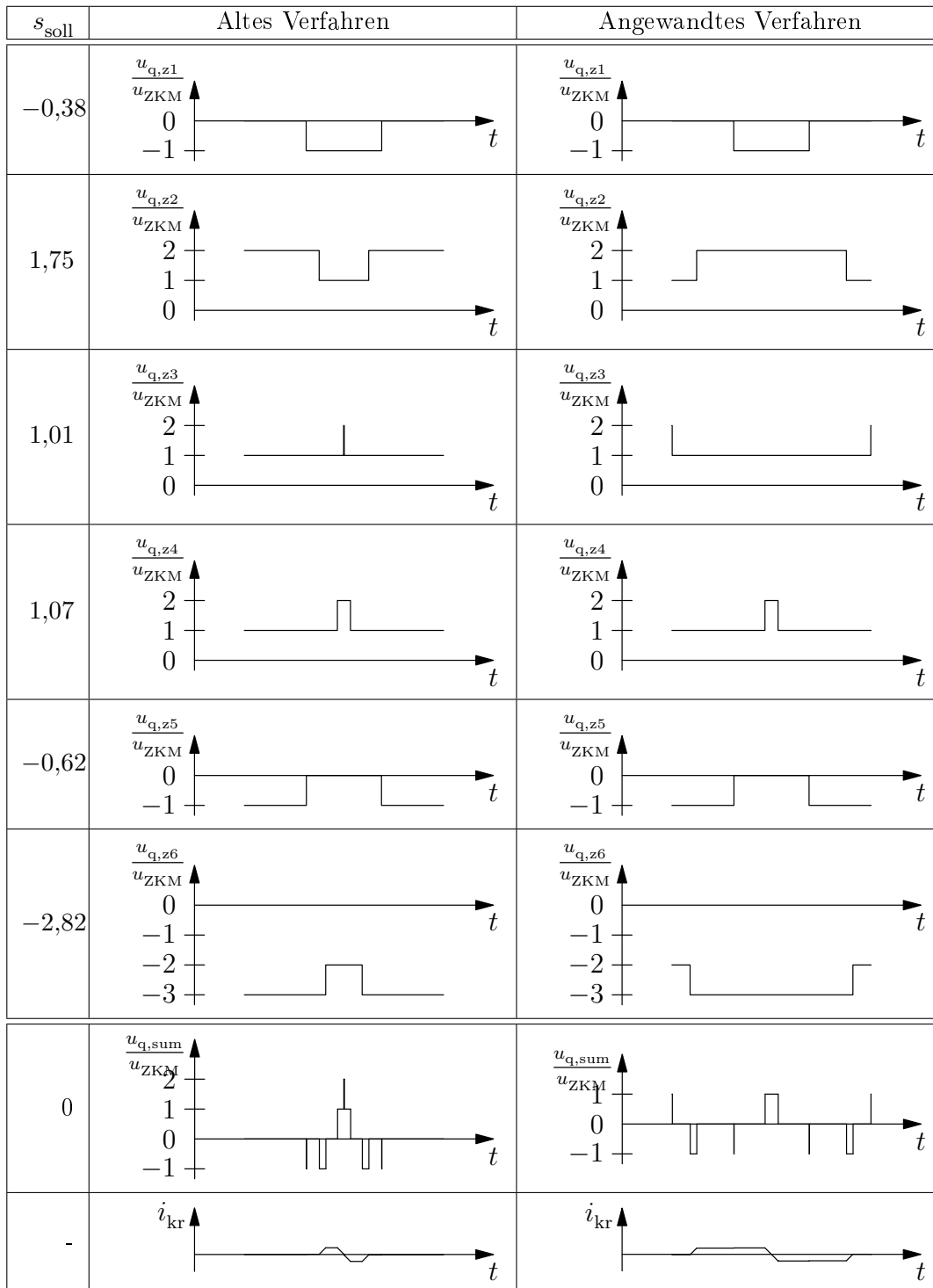


Abbildung 6.8: Weiterentwicklung des Modulationsverfahrens zur Minimierung der Schwankungsbreite des Kreisstroms, Beispiel 2. Dargestellt ist eine PWM-Periode.

Abschließend wird jeder zweite Puls durch Addition von eins auf den zugehörigen Ruhezustand invertiert, sodass gilt

$$\mathbf{s}_{\text{Ruhe,sort}} = [2, 1, -2, -1, 0, 1]^T \quad , \quad (6.56)$$

$$\mathbf{s}_{\text{PWM,sort}} = [-0,84, 0,17, -0,72, 0,34, -0,5, 0,55]^T \quad . \quad (6.57)$$

Die im Mittel ausgegebene Spannung der einzelnen Zweige wird hierdurch nicht verändert, es erfolgt lediglich eine Reduktion der Amplitude der Stromschwankung (Abb. 6.7, rechte Darstellung).

Abb. 6.8 zeigt den Vergleich zwischen beiden Verfahren nochmals für Parameter, bei denen das erste Verfahren gut geeignet ist. Hier ist zu erkennen, dass das neue Verfahren durch die Verschiebung der Schaltzeitpunkte zu einer Vergrößerung der Strom-Zeit-Fläche im Kreisstrom führt, sodass geringfügig höhere Verluste zu erwarten sind. Dieser Nachteil tritt jedoch hinter dem Vorteil einer kleineren Stromamplitude zu anderen Zeitpunkten zurück. Es sei aufgrund des Nachteils aber darauf hingewiesen, dass das Modulationsverfahren noch weiteres Verbesserungspotential für zukünftige Arbeiten bietet, an dieser Stelle erfolgt keine weitergehende Untersuchung.

6.6 Zusammenfassung

Die Induktivitäten und Widerstände der Zweige führen zu Kopplungen zwischen den beiden dreiphasigen Systemen. Die Auswirkungen der Induktivitäten lassen sich durch eine magnetische Kopplung zwischen den Zweigdrosseln stark reduzieren. Alternativ oder zusätzlich kann auch eine Kompensation der Spannungen über den Induktivitäten bzw. Widerständen basierend auf bekannten bzw. geschätzten Verläufen der Zweigströme erfolgen. Letzteres Verfahren kommt im Versuchsaufbau und in den folgenden Simulationen zur Anwendung.

Aufgrund der Abhängigkeit der Regelung von den Blindleistungen direkt am Umrichter ist es notwendig, die dort auftretenden Blindleistungen genau zu kennen und auch einstellen zu können. Hierzu sind entsprechende Koordinatentransformationen erforderlich, um beispielsweise zwischen den Messgrößen am PCC und den vorgegeben Blindleistungen am Umrichter umrechnen zu können.

Eine Modifikation der Koordinatentransformation wird weiterhin benötigt, um die PLLs mit geeigneten Werten speisen zu können. Die Regelungsparameter für die PLL werden im Rahmen dieses Kapitels ebenso hergeleitet wie diejenigen für die Regelung der verbundenen Systeme.

Abschließend kann gezeigt werden, dass sich das im Abschnitt 2.4 vorgestellte Verfahren für die Anwendung beim Hexverter vorteilhaft modifizieren lässt. Resultat der Modifikation ist eine geringere Kreisstromschwankung während der einzelnen PWM-Takte.

7 Simulationen in Matlab/Simulink

Zur Verifikation der analytischen Ergebnisse dienen Simulationen in Matlab/Simulink. Hierzu erfolgt der Aufbau eines Umrichtermodells, das auf den Zustandsraummatrizen aus Abschnitt 3.2 beruht. Gegenüber der Verwendung eines Schaltungssimulationsprogramms ergeben sich durch die analytische Vorgehensweise erhebliche Vorteile hinsichtlich der Simulationsgeschwindigkeit.

Lediglich zur Verifikation der korrekten Funktion des Modells dient daher ein weiteres Umrichtermodell, das auf einer Schaltungssimulation mit Hilfe des Simulink-Plugins “Plecs” der Fa. Plexim aufbaut.

Insgesamt finden drei unterschiedliche Simulations-Modi Anwendung:

1. Nutzung des gleichungsbasierten Modells ohne Pulsweitenmodulation (PWM): Durch Verzicht auf die Implementierung der PWM lässt sich die Simulationsschrittweite wesentlich erhöhen ($10\ \mu\text{s}$), was die Simulation erheblich beschleunigt. Dieser Modus kommt daher am häufigsten zum Einsatz.
2. Nutzung des gleichungsbasierten Modells mit PWM: Zum Test des Modulationsverfahrens und zur Hilfe bei dessen Implementierung kommt ebenfalls das gleichungsbasierte Modell zum Einsatz. Im Gegensatz zum ersten Modus ist die Simulationsschrittweite jedoch deutlich kleiner ($20\ \text{ns}$), sodass die PWM mit hinreichender Auflösung realisierbar ist.
3. Nutzung des Plecs-basierten Modells mit PWM zur Verifikation des gleichungsbasierten Modells.

Von diesen drei Modi zu unterscheiden sind die numerischen Simulationen, deren Ergebnisse in Kapitel 5 vorgestellt wurden. Im Gegensatz zu den hier beschriebenen Verfahren kam dort keine Regelung zum Einsatz, die Zweigströme und -spannungen wurden idealisiert berechnet.

7.1 Gleichungsbasiertes Umrichtermodell

Das gleichungsbasierte Modell aus Abb. 7.1 beinhaltet – von links oben nach rechts unten – die folgenden Blöcke:

- Sechs identische Zweigmodelle (Abb. 7.2). Sämtliche Signale mit Ausnahme von i_z und uq_z sind Vektoren, die über ein Element je Modul verfügen. Die Zweigmodelle enthalten im Integrator je Modul eine Zustandsvariable, die der Ladespannung des Zwischenkreiskondensators entspricht. Die Elemente des Eingangsvektors **gates** nehmen bei einer Simulation ohne PWM jeweils einen Wert im Bereich $[-1, 1]$ an und entsprechen dem Tastgrad der Ausgangs-Vollbrücke während einer Abtastperiode. Mit PWM kommen die diskreten Werte $\{-1, 0, 1\}$ zum Einsatz, die jeweils einen Schaltzustand repräsentieren.

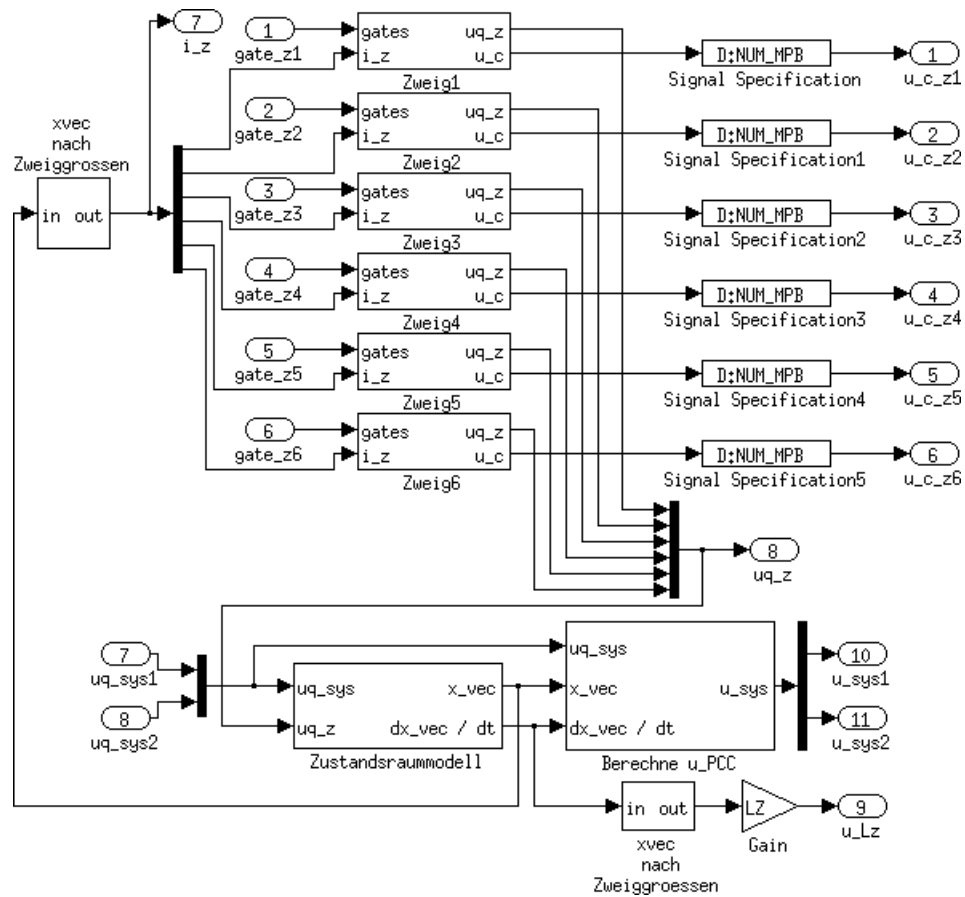


Abbildung 7.1: Gleichungsbasiertes Modell: Berechnung der Eingangsgrößen des Zustandsraummodells

Durch Multiplikation des Tastgrads mit der Zwischenkreisspannung entsteht die über eine Abtastperiode gemittelte Ausgangsquellenspannung des Moduls. Negative Tastgrade entsprechen folglich einer negativen Ausgangsspannung. Durch Summation über alle Module ergibt sich aus den mittleren Ausgangsquellenspannungen die Quellenspannung des gesamten Zweigs. Berücksichtigung findet weiterhin, dass das Produkt aus Tastgrad und Zweigstrom dem mittleren Ladestrom des Modulkondensators entspricht.

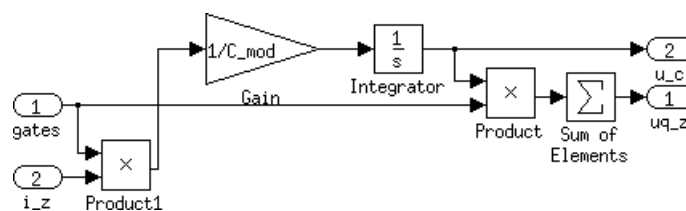


Abbildung 7.2: Analytisches Modell eines Zweigs

- Das eigentliche Zustandsraummodell (Abb. 7.3). Dieses enthält die Störgrößen-Eingangsmatrix (entsprechend \mathbf{B}_z aus Gl. (3.24)), die Transformation der dreiphasigen Störgrößen auf (α, β) -Koordinaten, die Zweigspannungs-Eingangsmatrix (entsprechend \mathbf{B}_u aus Gl. (3.23)), den Integrator mit den Zustandsgrößen des Systems und die Systemmatrix (entsprechend \mathbf{A} aus Gl. (3.22)). Ausgänge sind der Zustandsvektor und die Ableitung des Zustandsvektors. Es sei darauf hingewiesen, dass zur Berücksichtigung eines zusätzlichen L-Filters dessen Induktivität auf die zur

Berechnung der Systemmatrizen verwendete Netzinduktivität L_{s1} addiert wird.

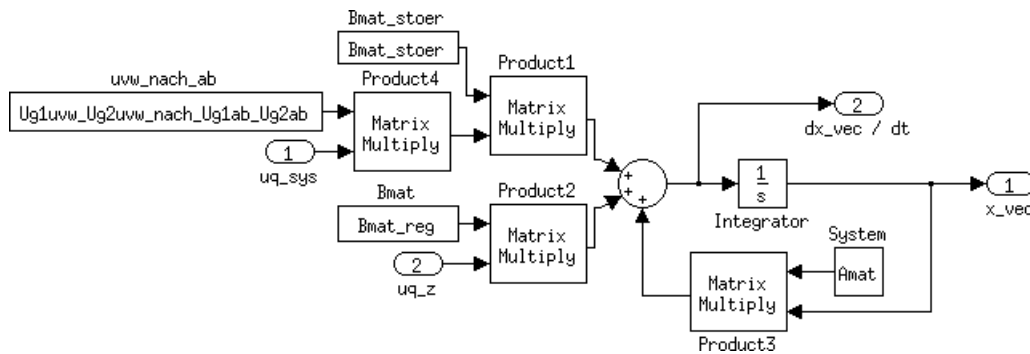


Abbildung 7.3: Analytisches Modell: Zustandsraumdarstellung des Hexverters

- Die Berechnung der Spannungen der verbundenen Systeme am PCC (Abb. 7.4). Dies geschieht auf Basis der Quellenspannungen der beiden Systeme, der Zustandsgrößen und der Ableitungen der Zustandsgrößen. Die Spannungen am PCC müssen bekannt sein, da sie dem realen Umrichtersystem als Messgrößen zur Verfügung stehen und der Regelung als Eingangsgrößen dienen.

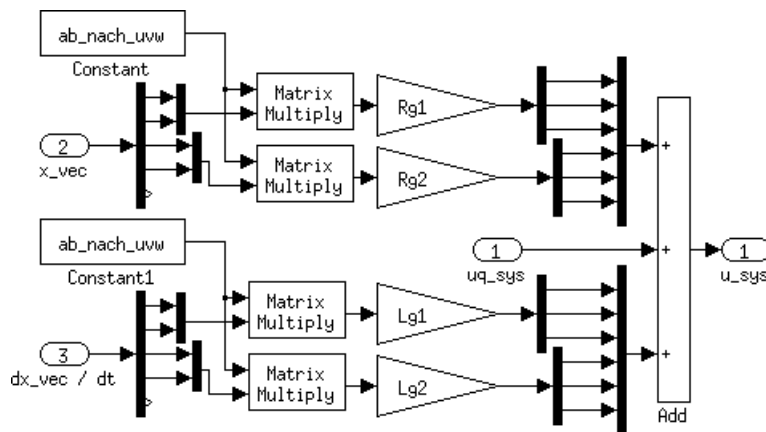


Abbildung 7.4: Analytisches Modell: Berechnung der Spannungen am PCC; L_{gk} steht hier für L_{sk} , analog ist $R_{gk} = R_{sk}$.

Mit Hilfe dieses Modells lässt sich das Verhalten des gesamten Umrichtersystems simulieren. Einschränkungen sind insbesondere:

- die Vernachlässigung der Totzeit zwischen den Schaltvorgängen der unteren und oberen Schalter der einzelnen Brücken,
- die Vernachlässigung des nichtlinearen Durchlassverhaltens der Leistungshalbleiter, insbesondere der Schleusenspannung bei IGBTs, sowie
- die angenommene Symmetrie des Umrichters sowie der verbundenen Systeme bei der Herleitung der Zustandsraumdarstellung.

7.2 Modellverifikation durch ein Plecs-Modell

Zur Verifikation des analytisch gewonnenen Modells dient eine Simulation der Schaltung mit Hilfe der Plecs- Toolbox. Hierbei handelt es sich um ein Simulationswerkzeug, das sich insbesondere zur Simulation leistungselektronischer Schaltungen eignet.

7.2.1 Aufbau des Plecs-Modells

Der Haupt-Schaltplan des Plecs-Modells gibt eine Übersicht über die Verbindungen zwischen den einzelnen Komponenten (Abb. 7.5a). Er beinhaltet die identisch aufgebauten Modelle der beiden dreiphasigen, symmetrischen Drehstromsysteme und die sechs Umrichterzweige.

Die Drehstromsysteme (Abb. 7.5b, zweites System ohne Massepunkt) beinhalten neben den Spannungsquellen die Innenwiderstände und die Induktivitäten der Systeme sowie die Induktivitäten und Innenwiderstände der Filterdrosseln. Als Messwerte werden die Spannungen am PCC, d.h. zwischen Filter- und Netzimpedanz, zur Verfügung gestellt (bezeichnet als u_{sys}).

Die Zweige des Umrichtersystems (Abb. 7.6a) bestehen jeweils aus einer Reihenschaltung mehrerer Module mit einer Zweiginduktivität. Es sind Messungen der Zweig-Quellenspannungen abzüglich der Spannungen an den Innenwiderständen der Module, Messungen der an den Induktivitäten abfallenden Spannungen und Messungen der Zweigströme vorgesehen.

Die einzelnen Module (Abb. 7.6b) beinhalten jeweils den Modulzwischenkreiskondensator, dessen Spannungsmessung sowie die vier IGBTs mit Freilaufdioden. Die Durchlasswiderstände aller aktiven IGBTs bzw. Dioden bilden zusammen den Zweigwiderstand. Jedes Modul verfügt über einen einzigen Gate-Eingang. Für diesen sind die drei Werte 1, 0 und -1 zulässig; es gilt folgende Zuordnung:

Gate- Wert	IGBT1	IGBT2	IGBT3	IGBT4
1	leitfähig	sperrt	sperrt	leitfähig
0	sperrt	leitfähig	sperrt	leitfähig
-1	sperrt	leitfähig	leitfähig	sperrt

Diese Zuordnungstabelle ist mittels der Gate-Funktionsbausteine ("GateFcnX", vgl. Abb. 7.6b) realisiert.

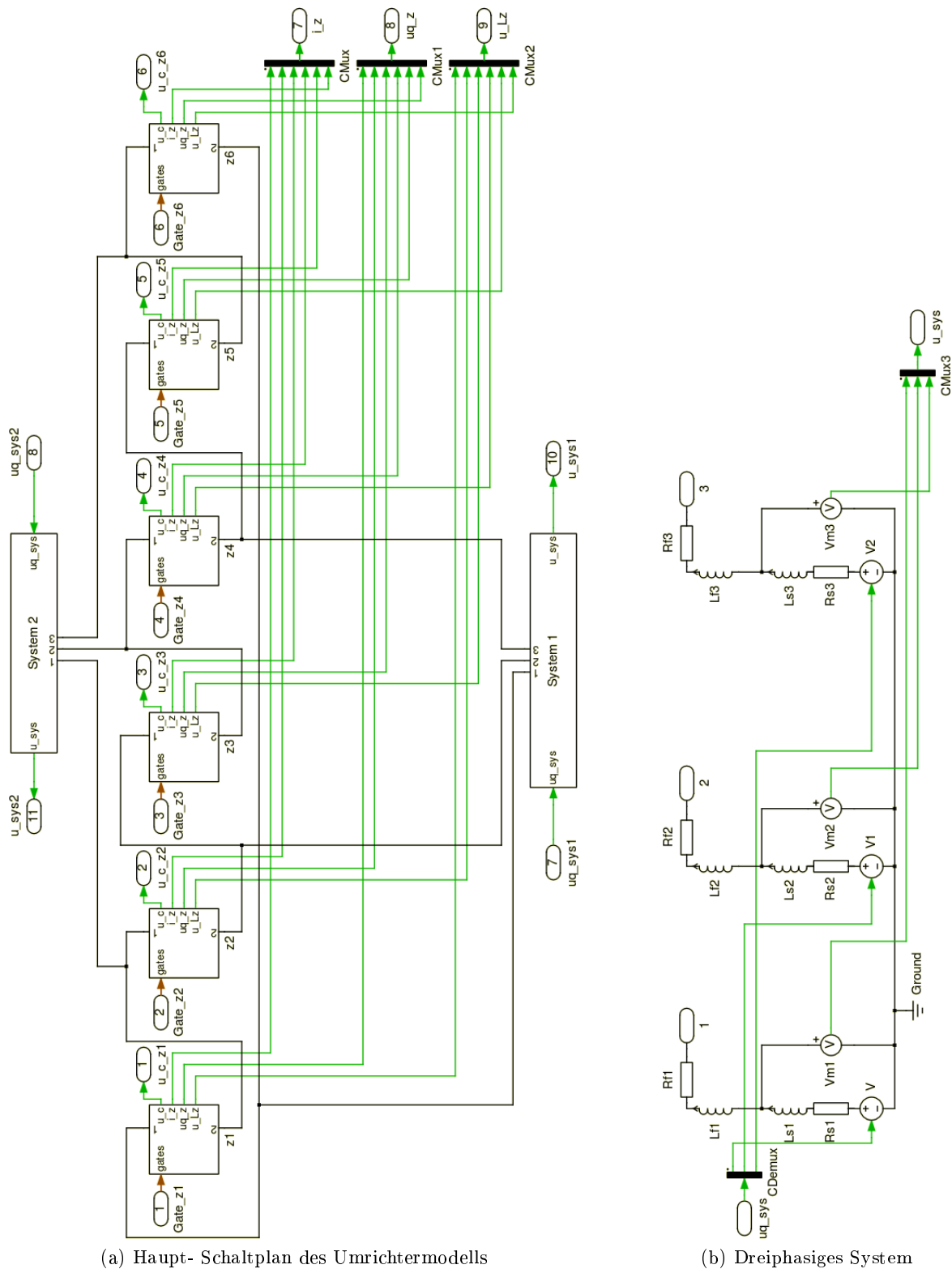


Abbildung 7.5: PLECS-Modell: Haupt-Schaltplan des Umrichtermodells und Modell des ersten dreiphasigen Systems

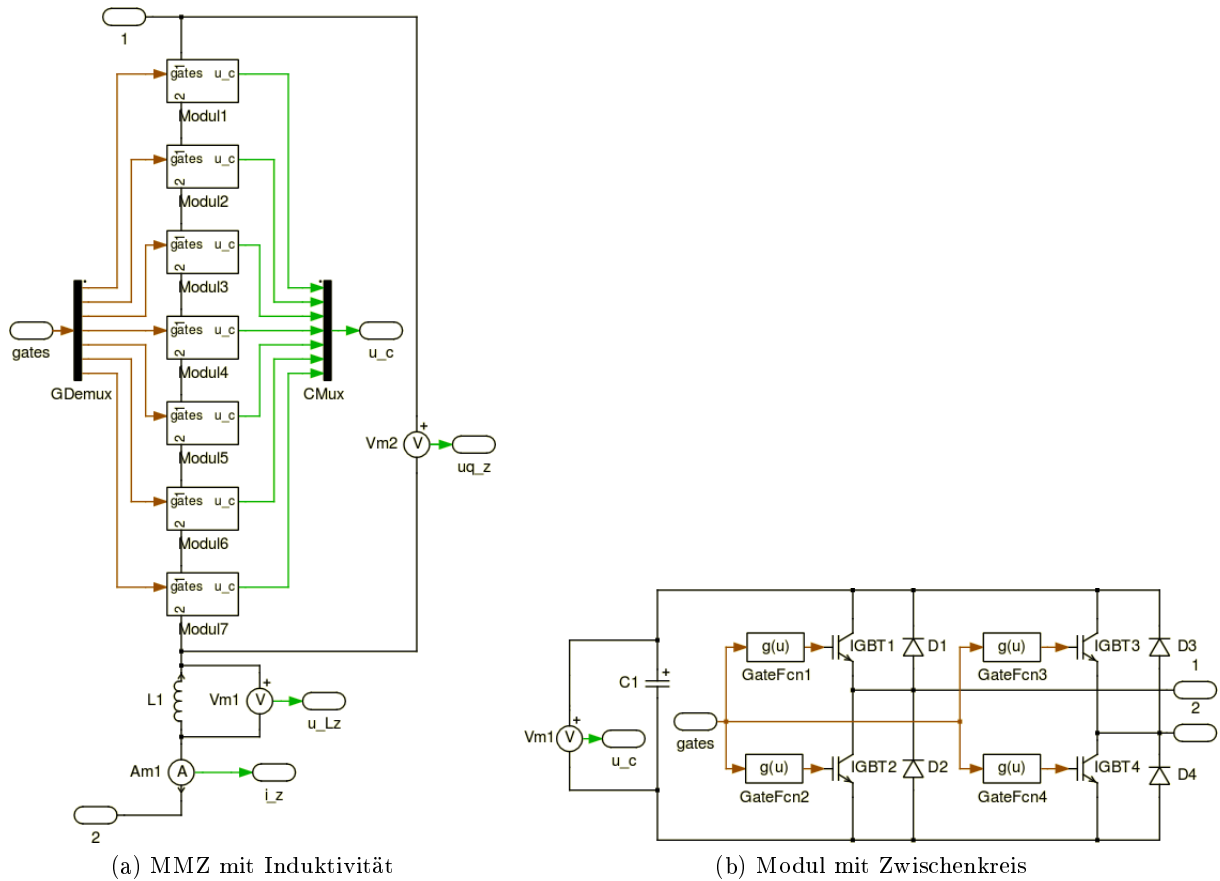


Abbildung 7.6: PLECS-Modell: Multilevel-Zweig mit Induktivität und Modulaufbau mit Zwischenkreis

7.2.2 Simulationsergebnisse zur Verifikation

Um das analytische Modell zu verifizieren, erfolgt je eine Simulation unter exakt den gleichen Randbedingungen mit dem analytischen Modell (mit und ohne PWM) und dem PLECS-Modell (mit PWM). Aufgrund der hohen Modulanzahl im Mittelspannungsbereich erfolgt die Verifikation für den Laboraufbau mit $n_{mjz} = 7$ Modulen je Zweig; Tabelle 7.1 gibt die verwendeten Parameter wieder.

Im beispielhaft dargestellten Zweigstrom des Zweigs 1 (Abb. 7.7) lässt sich erkennen, dass die Ergebnisse für alle drei Simulationsmodi trotz unterschiedlich gebildeter Modelle und sehr unterschiedlicher Abtastperioden nahezu identisch sind. Lediglich zum Ende des Verlaufs ist bei den Modellen mit PWM ein geringes und sehr ähnlich ausgeprägtes Schwingen zu erkennen, welches jedoch vernachlässigbar ist. Die Ergebnisse für die übrigen Zweige sind vergleichbar. Da die Energieregulierung zur Erstellung von Abb. 7.7 bereits eingreift und funktioniert (hier nicht dargestellt), stimmen auch die Kondensatorspannungen überein, eine Abweichung wäre im Zweigstrom sofort erkennbar.

Die mit 1 mV vernachlässigbare Schwellenspannung in den Schaltern des PLECS-Modells korrespondiert genau wie die übrigen Randparameter mit dem weiter unten vorgestellten Niederspannungsaufbau im Labor. Kommen IGBTs zum Einsatz, so führen deren Schwellenspannung und längere Totzeit (Verriegelungszeit) zu Verzerrungen des Stroms insbesondere in dessen Nulldurchgang. Die Verzerrungen lassen sich durch geeignete Verfahren kompensieren, sehr einfach ist beispielsweise die Stromvorzeichen-

Parameter	Symbol	Wert
1. System: Amplitude	\hat{u}_{s1}	280 V
1. System: Kreisfrequenz	ω_{s1}	$2\pi \cdot 50$ Hz
1. System: Widerstand	R_{s1}	0,1 Ω
1. System: Induktivität	L_{s1}	5 mH
1. System: Filterwiderstand	R_{f1}	10 m Ω
1. System: Filterinduktivität	L_{f1}	5 mH
2. System: Amplitude	\hat{u}_{s2}	250 V
2. System: Kreisfrequenz	ω_{s2}	$2\pi \cdot 30$ Hz
2. System: Widerstand	R_{s2}	0,1 Ω
2. System: Induktivität	L_{s2}	10 mH
2. System: Filterwiderstand	R_{f2}	0 Ω
2. System: Filterinduktivität	L_{f2}	0 H
Module je Zweig	n_{mjz}	7
Zweiginduktivität	L_z	200 μ H
Schalterwiderstand entspr. Zweigwiderstand	R_{sw} R_z	1,1 m Ω $7 \cdot 2 \cdot 1,1$ m Ω = 15,4 m Ω
Schalter-Durchlassspannung in Plecs	$u_{sw,f}$	1 mV
Modulspannung $t = 0$	$u_{ZK,0}$	90 V
Modul-Sollspannung	$u_{ZK,soll}$	100 V
Soll-Leistung	$P_{WR,s1}^*$	$t < 0,05$ s: 0 W $0,05$ s $\leq t < 0,1$ s: -15 kW $0,1$ s $\leq t < 0,2$ s: 15 kW $0,2$ s $\leq t$: 0 W
Soll-Scheinleistung	$Q_{WR,s1}^*$	$t < 0,2$ s: 0 VA $0,2$ s $\leq t$: 10 kVA

Tabelle 7.1: Simulationsparameter

abhängige Addition der Störspannung¹ auf die Sollspannung des jeweiligen Zweigs. Abb. 7.8 zeigt, dass ein solches Vorgehen das Ergebnis zwar verbessert (sichtbar insbesondere bei $t \approx 0,22$ s), es jedoch trotzdem einen Unterschied im Zweigstromverlauf zwischen dem Modell ohne Schwellenspannung und dem Modell mit Schwellenspannung gibt. Dies ist – neben der nicht perfekten Kompensationsmethode – darauf zurückzuführen, dass aufgrund der Durchlassspannungen zusätzliche Verluste entstehen, die durch die Energieregler kompensiert werden müssen.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Durchlassspannungen sich in der Simulation ungewöhnlich stark auswirken, da die Zwischenkreisspannungen der Module lediglich 100 V betragen und die Durchlassspannungen daher stark ins Gewicht fallen. In einem realen Mittelspannungsaufbau wäre der Effekt deutlich geringer ausgeprägt.

Zusammengefasst zeigen die Simulationsergebnisse ohne Durchlassspannung, dass alle drei Modelle das gleiche Verhalten aufweisen. Mit dem Plecs-Modell dauert die Simulation der 0,25 s ca. 44000 s (über 12 Stunden), mit dem analytischen Modell und Nutzung der PWM ca. 2200 s (37 Minuten), mit analytischem Modell ohne PWM ca. 3 s. Aus diesem Grund kommt das Plecs-Modell nicht weiter zur Anwendung. Das analytische Modell mit PWM dient lediglich dem Test des Modulationsverfahrens.

¹In der Simulation kommt keine Totzeit zum Einsatz, daher erfolgt nur eine Addition der Schwellenspannung.

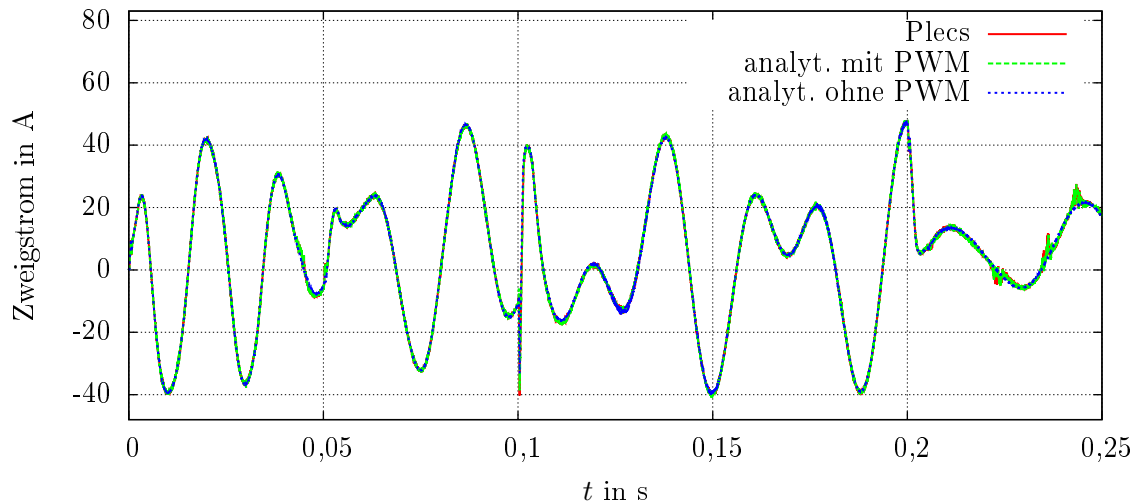


Abbildung 7.7: Strom im Zweig eins bei Simulation mit unterschiedlichen Modellen. Parameter siehe Tab. 7.1.

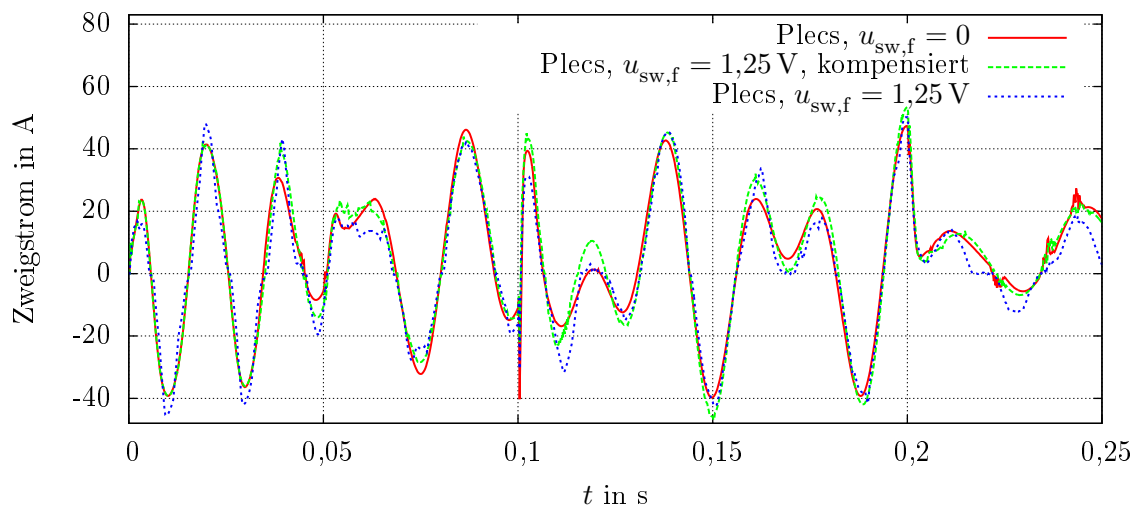


Abbildung 7.8: Strom im Zweig bei Berücksichtigung der Durchlassspannung der Schalter ($u_{sw,f} = 1,25 \text{ V}$) mit und ohne Kompensation durch die Regelung

Alle folgenden Simulationen, sofern nicht explizit anders benannt, basieren auf dem analytischen Modell ohne PWM.

7.3 Implementierung der Regelung

Um den Regler in einem späteren Schritt möglichst einfach auf das Laborsystem übertragen zu können, erfolgt seine Realisierung unter Matlab/Simulink als sogenannte s-Function. Eine s-Function bezeichnet einen Simulink-Block, der ein Computerprogramm symbolisiert. Im vorliegenden Fall ist dieses

Programm in C geschrieben.

Kleine Anpassungen des Quelltexts mittels Präprozessor-Anweisungen (`#ifdef...#else...#endif`) erlauben den Einsatz der gleichen Quellcode-Dateien sowohl in der Simulationsumgebung als auch im Steuerungsrechner des Laboraufbaus. Dies ermöglicht auf einfache Weise den Test des Programms; zusätzliche “Debug“-Ausgänge erleichtern die Fehlersuche.

Starke Unterschiede existieren bezüglich der Übernahme neuer Messwerte und der Ausgabe der neuen Sollwerte. Diese Funktionseinheiten befinden sich daher in einer anderen Quelltextdatei als der Regelungsalgorithmus. Von dieser Datei gibt es unterschiedliche Versionen für die Simulation und für den Laboraufbau.

Der Regelungsalgorithmus selbst ist in mehrere Schritte unterteilt:

- Konvertierung der Zweigströme auf Zustandsraumdarstellung. Normalerweise kommen hierfür alle sechs Zweigströme zum Einsatz, was durch die Redundanz eine Reduktion des Rauschens ermöglicht. Damit der vorübergehende Ausfall einer Strommesseinheit im Laboraufbau nicht sofort zur Zwangsabschaltung des Umrichters führt, existieren neben der Variante, die alle Zweigströme berücksichtigt, sechs weitere Konvertierungsvarianten, die jeweils nur fünf Zweigströme zur Berechnung der fünf Zustandsgrößen verwenden. Nachteil ist hier das geringfügig höhere Messrauschen.
- Konvertierung der dreiphasig gemessenen Systemspannungen auf (α, β) - Koordinaten.
- Berechnung der PLLs für beide Spannungs- und Stromsysteme und Rotation der Eingangs- bzw. Ausgangsmomentanströme auf \mathcal{S} -Koordinaten.
- Berechnung der Energieinhaltsregler (siehe weiter unten in Abschnitt 7.3).
- Berücksichtigung der einstellbaren Grenzwerte für die Steuergrößen (i_{kr}, u_{st}) der Energieinhaltsregler. Hierbei erfolgt auch eine Begrenzung der I-Anteile der zu den Energieinhaltsreglern gehörenden PI-Regler, um ein “Wind-Up” zu vermeiden.
- Setzen der Steuergrößen $(u_{st}$ und $i_{kr})$ für die Energieinhaltsregler.
- Berechnung der Sollwerte für die Ströme in \mathcal{S} -Koordinaten.
- Berechnung der PI-Regler für die Ströme der beiden Systeme.
- Rückdrehung der in \mathcal{S} -Koordinaten vorliegenden Spannungssollwerte auf (α, β) -Koordinaten unter Berücksichtigung der Regelungstotzeit von $200 \mu\text{s}$.
- Regelung des Kreisstroms.
- Konvertierung der Summenspannung der Zweige (zur Kreisstromregelung), der Sternpunktspannung und der in beiden Systemen umrichterseitig einzuprägenden Spannungen zu Zweigspannungen.
- Totzeit- und Durchlassspannungskompensation (implementiert und in Abschnitt 7.2.2 getestet, aber sonst nicht aktiviert).

- Ausgleich der Spannungen an den Zweiginduktivitäten und -widerständen.

Dieser Algorithmus wird mit einer Frequenz von 10 kHz durchlaufen.

Energieinhaltsregler

Die Energieinhaltsregler dienen der Regelung der mittleren Zwischenkreisspannungen der Module in den einzelnen Zweigen.

Im ersten Schritt erfolgt hierzu die Berechnung der Abweichungen Δe_{zb} der einzelnen Zweigenergieinhalte von ihrem Sollwert. Da die Ausgleichsregelung innerhalb der einzelnen Zweige erfahrungsgemäß sehr präzise funktioniert, lässt sich hierfür die mittlere Modulzwischenkreisspannung der Zweige verwenden:

$$e_{\text{diff},zb}^* = n_{\text{mjz}} \frac{C_{\text{mod}}}{2} (\bar{u}_{\text{ZKM},b}^2 - u_{\text{ZKM},\text{soll},b}^2) \quad . \quad (7.1)$$

Die Abweichungen sind anschließend durch Multiplikation mit der Inversen der Matrix $\mathbf{M}_{\text{const}}$ aus Gleichung (4.29) so transformierbar, dass sie im Koordinatensystem der gegebenen Eingriffsmöglichkeiten vorliegen:

$$\mathbf{e}_{\text{diff},T}^* = \mathbf{M}_{\text{const}}^{-1} \mathbf{e}_{\text{diff},z}^* \quad . \quad (7.2)$$

Die direkte Verwendung der Energieabweichungen nach Gl. (7.2) zur Regelung hätte jedoch einen entscheidenden Nachteil: $\mathbf{e}_{\text{diff},z}^*$ enthält auch im idealen Betrieb Abweichungen von den Sollwerten der Energieinhalte, da die Energieschwankung in den Modulen prinzipbedingt notwendig ist. Folglich würde eine auf $\mathbf{e}_{\text{diff},T}^*$ basierende Regelung zum Auftreten von Kreisstrom- bzw. Sternpunktspannungsanteilen führen, die auch den normal auftretenden Anteilen entgegenwirkten. Dies ist nicht wünschenswert, da die Abweichung im Normalbetrieb erhebliche Werte annehmen kann und in Folge dessen auch die eingepprägten Stellgrößen unerwünscht groß würden, ohne dass ein wirklicher Fehler vorläge.

Eine Möglichkeit, dieses Problem zu umgehen, stellt die Verwendung geeigneter Bandpass-Filter dar [17]. Hierbei müsste bei sich ändernden Frequenzen der beiden Systeme jedoch stets eine Anpassung der Filterparameter erfolgen. Einfacher ist es, die aufgrund des symmetrischen, erwarteten Betriebs auftretenden Energieschwankungen vorherzusagen und zu subtrahieren.

In der implementierten Regelung werden hierzu die erwarteten Energieschwankungen $\mathbf{e}_{\text{exp},z}$ aufgrund der Netzströme und -spannungen sowie aufgrund der Gleichanteile von Kreisstrom und Sternpunktspannung nachgebildet. Die vollständige Funktion ist Anhang B zu entnehmen. Die für die Nachbildung erforderlichen Werte stammen aus den PLLs sowie der Transferleistungsregelung. Die verwendeten Abweichungen der Zweigenergieinhalte von ihren Sollwerten lauten schließlich

$$\mathbf{e}_{\text{diff},T} = \mathbf{M}_{\text{const}}^{-1} (\mathbf{e}_{\text{diff},z}^* - \mathbf{e}_{\text{exp},z}) \quad . \quad (7.3)$$

Die Komponenten des Vektors $\mathbf{e}_{\text{diff},T}$ kommen im nächsten Schritt als Eingangsgrößen der sechs Energieregler zum Einsatz. Da das System ein reines I -System ist, genügen sechs P -Regler², um bleibende Abweichungen in der Führgrößenübertragung zu vermeiden.

²D.h. der I -Anteil der gemäß Abschnitt 7.3 als PI -Regler implementierten Regler bleibt ungenutzt, erlaubt aber ggfs. eine spätere Modifikation der Regelung.

Der erste P -Regler regelt die Leistung im Netz 1, der zweite regelt die Verschiebungsleistung. Die Regler drei bis sechs schließlich regeln den Energieausgleich zwischen nicht benachbarten Zweigen. Ihre Ausgangsgrößen $o_3 \dots o_6$ kommen *entweder* als Sternpunktspannungsanteile *oder* als Kreisstromanteile jeweils gemäß (4.27) bzw. (4.28) zum Einsatz. Dies verhindert ein Auftreten der Koppelterme aus (4.30). Folglich gilt entweder bei Kompensation mit Sternpunktspannungsanteilen

$$u_{\text{st1},\chi} = \frac{12}{\sqrt{3}} \frac{o_6}{\hat{i}_{s1}} \quad , \quad (7.4)$$

$$u_{\text{st1},\xi} = -\frac{12}{\sqrt{3}} \frac{o_5}{\hat{i}_{s1}} \quad , \quad (7.5)$$

$$u_{\text{st2},\chi} = -\frac{12}{\sqrt{3}} \frac{o_4}{\hat{i}_{s2}} \quad , \quad (7.6)$$

$$u_{\text{st2},\xi} = \frac{12}{\sqrt{3}} \frac{o_3}{\hat{i}_{s2}} \quad (7.7)$$

oder bei Kompensation mit Kreisstromanteilen

$$i_{\text{kr1},\chi} = 4 \frac{o_3}{\hat{u}_{s1}} \quad , \quad (7.8)$$

$$i_{\text{kr1},\xi} = 4 \frac{o_4}{\hat{u}_{s1}} \quad , \quad (7.9)$$

$$i_{\text{kr2},\chi} = 4 \frac{o_5}{\hat{u}_{s2}} \quad , \quad (7.10)$$

$$i_{\text{kr2},\xi} = 4 \frac{o_6}{\hat{u}_{s2}} \quad . \quad (7.11)$$

Die nicht genutzten Sternpunktspannungs- bzw. Kreisstromanteile werden zu null gesetzt.

Aus den Berechnungsvorschriften für die Kreisstrom- bzw. Sternpunktspannungsanteile wird ein weiteres Problem deutlich: Mit den beiden hier vorgestellten Regelmethode ist der Umrichter nur dann betreibbar, wenn entweder in beiden Systemen eine Spannung anliegt oder in beiden Systemen ein Strom fließt.

Dies lässt sich jedoch mit einem Blick auf Gl. (4.29) relativieren: Genau wie bei Nullfrequenz in einem System lassen sich auch sonst alle Zweigenergieinhalte einzeln regeln, soweit wenigstens ein Drehspannungssystem am Umrichter anliegt, beispielsweise im Hochlauf des Systems (vgl. Abschnitt 8.7). Sofern nur die Größen eines einzigen Systems verwendet werden, sind jedoch die Kopplungsterme aus (4.30) zu berücksichtigen. Außerdem ist gegebenenfalls für einen Stromfluss in diesem System zu sorgen, beispielsweise durch das Einprägen einer Blindleistung oder einer (oszillierenden) Wirkleistung. Eine genauere Untersuchung dieser Möglichkeit ist nicht mehr Teil der vorliegenden Arbeit.

7.4 Simulationsparameter

Sofern nicht anders angegeben, erfolgen die Simulationen in diesem Abschnitt mit den Parametern aus Tabelle 7.2. Die Schalterwiderstände wurden unter Zuhilfenahme der Ströme in Tabelle 5.4 gewählt. Dies geschieht so, dass die laut Abbn. 5.4 und 5.5 beim Schalter-Bemessungsstrom am Schalter abfallende Spannung von ca. 3,0 V (IGBT) bzw. 2,25 V (Diode) beim maximalen Zweigstrom (\mathfrak{A} : 1168 A, \mathfrak{B} : 1054 A) vollständig am resistiven Anteil des Schalters abfällt. Außerdem gilt die Annahme, dass der

Parameter	Symbol	Wert
1. System: Amplitude	\hat{u}_{s1}	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 10 \text{ kV} = 8,16 \text{ kV}$
1. System: Kreisfrequenz	ω_{s1}	$2\pi \cdot 50 \text{ Hz}$
1. System: Widerstand	R_{s1}	$0,02 \Omega$
1. System: Induktivität	L_{s1}	$0,5 \text{ mH}$
1. System: Filterwiderstand	R_{f1}	$1 \text{ m}\Omega$
1. System: Filterinduktivität	L_{f1}	1 mH
2. System: Amplitude	\hat{u}_{s2}	$\frac{f_{s2}}{20 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 10 \text{ kV}$
2. System: Kreisfrequenz	ω_{s2}	$2\pi \cdot 10 \text{ Hz} \dots 2\pi \cdot 20 \text{ Hz}$
2. System: Widerstand	R_{s2}	$0,1 \Omega$
2. System: Induktivität	L_{s2}	2 mH
2. System: Filterwiderstand	R_{f2}	0Ω
2. System: Filterinduktivität	L_{f2}	0 H
Module je Zweig	n_{mjz}	14 (Fall \mathfrak{A}) / 12 (Fall \mathfrak{B})
Zweiginduktivität	L_z	$200 \mu\text{H}$
Schalterwiderstand	R_{sw}	$2,25 \text{ m}\Omega$ (Fall \mathfrak{A}) / $2,49 \text{ m}\Omega$ (Fall \mathfrak{B})
Modul-Sollspannung	$u_{ZK,soll}$	1630 V

Tabelle 7.2: Simulationsparameter

Strom gleich lange durch Diode und IGBT fließt, sodass für einen Schalter verallgemeinert der Mittelwert beider Widerstände annehmbar ist. Für den Fall \mathfrak{A} ergibt sich ein mittlerer Schalterwiderstand von

$$R_{sw,\mathfrak{A}} = \frac{3,0 + 2,25}{2 \cdot 1168} \Omega = 2,25 \text{ m}\Omega \quad , \quad (7.12)$$

im Fall \mathfrak{B} folgt ein Widerstand von

$$R_{sw,\mathfrak{B}} = \frac{3,0 + 2,25}{2 \cdot 1054} \Omega = 2,49 \text{ m}\Omega \quad . \quad (7.13)$$

Da das so entstehende Modell weder die Schleusenspannung der Schalter noch deren Schaltverluste berücksichtigt, sei bereits an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass bezüglich des Wirkungsgrads die Ergebnisse nicht mit den Wirkungsgradberechnungen aus Kapitel 5 vergleichbar sind. Die Berücksichtigung der Schalterwiderstände führt jedoch zum Auftreten von Verlusten im Umrichter, die von der Regelung auch in der Praxis auszugleichen sind. Folglich sind die Widerstände erforderlich, um den Nachweis einer funktionsfähigen Regelung zu ermöglichen.

Da die Simulationen auch dem Nachweis des Zusammenhangs zwischen Blindleistung und Transferleistung dienen sollen, ist es zur Vergleichbarkeit mit den vorherigen Ergebnissen wichtig, die direkt am Umrichter auftretenden Leistungen vorzugeben. Dies geschieht in sämtlichen Simulationen, deren Ergebnisse unten dargestellt sind.

7.5 Simulationsergebnisse

Der folgende Abschnitt enthält ausgewählte Ergebnisse der Simulationen. Im ersten Teil erfolgt die Darstellung von Zeitverläufen wichtiger Größen. Der zweite Teil dient dem Nachweis der in Kapitel 5

ermittelten Verläufe.

7.5.1 Zeitverläufe

Die folgenden Zeitverläufe belegen die Validität einiger in den vorangegangenen Kapiteln angestellten Überlegungen. Ferner dienen sie durch die zeitabhängigen Darstellungen einem vertieften Verständnis der in der Topologie auftretenden Ströme und Spannungen.

Abb. 7.9 ist der Zusammenhang zwischen den Verläufen von Systemspannungen und -strömen, Zweigspannungen und -strömen, sowie den Modul-Zwischenkreisspannungen zu entnehmen. Der Betriebspunkt lautet $f_{s2} = 10 \text{ Hz}$, $u_{s2,\text{eff},L-L} = 5 \text{ kV}$ und $P_{s2} = -2,5 \text{ MW}$, es liegt keine Blindleistungsanforderung im ersten System vor. Erkennbar ist, dass sich die Zweigströme und Zweigspannungen aus Frequenzkomponenten beider Systeme zusammensetzen. In den Modul-Zwischenkreisspannungen, die bezüglich ihres Verlaufs nahezu identisch mit den Energieinhalten sind, sind neben f_{s1} und f_{s2} weitere Frequenzanteile erkennbar. Dies entspricht den Erwartungen gemäß Kapitel 4.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass lediglich eine Modulspannung je Zweig dargestellt ist. Da im angewandten analytischen Simulationsmodell ohne PWM das Modulationsverfahren nicht implementiert ist, sind die übrigen Modulspannungen den dargestellten identisch.

Abb. 7.10 zeigt die gleichen Verläufe bei gleicher Umrichterdimensionierung für den Betriebspunkt bei $f_{s2} = 20 \text{ Hz}$ und entsprechend bei $u_{s2,\text{eff},L-L} = 10 \text{ kV}$ und $P_{s2} = -10 \text{ MW}$. Die Energieschwankungsbreite steigt hier gegenüber dem zuvor betrachteten Fall kleinerer Leistung.

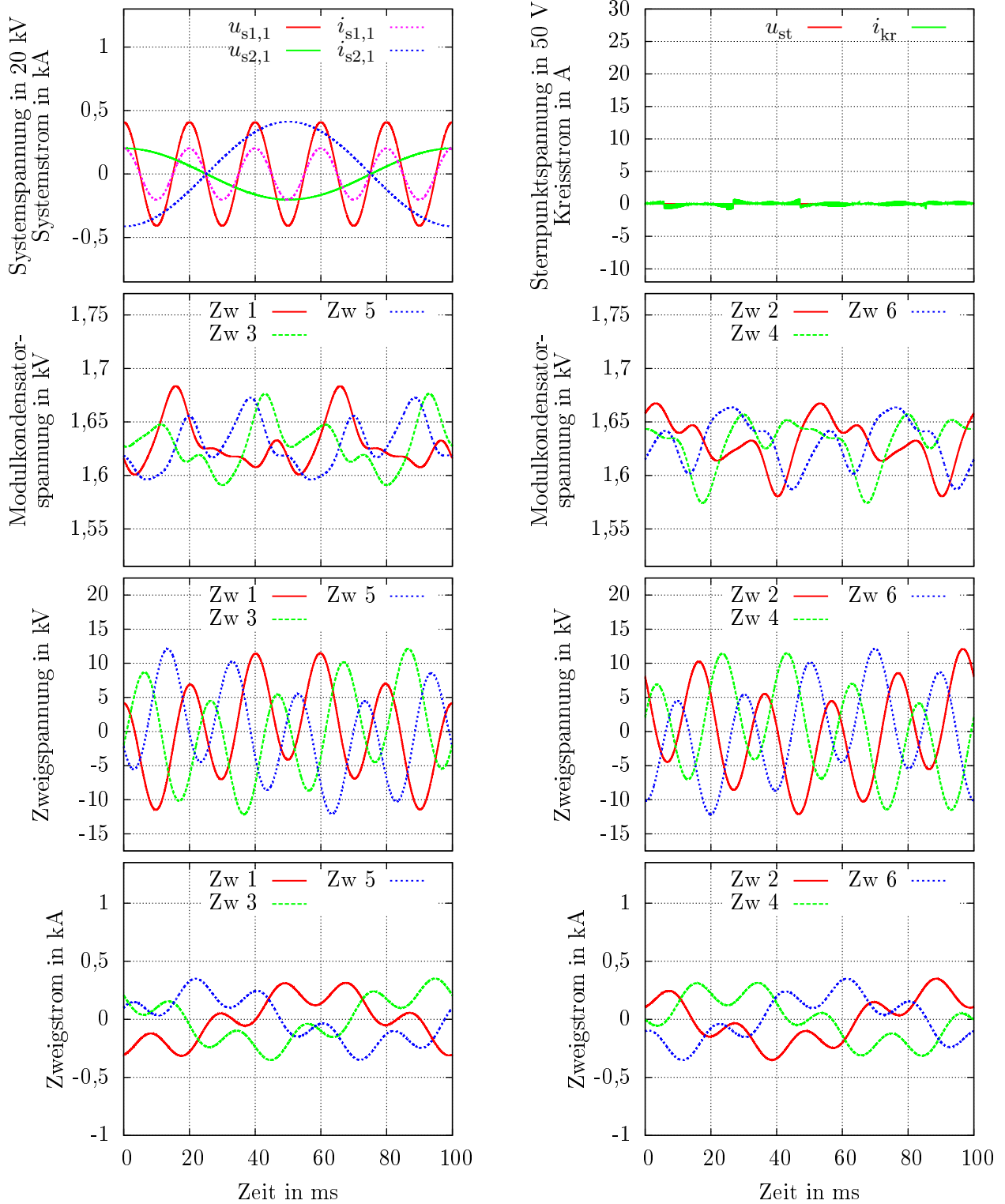
Während in Abb. 7.9 und Abb. 7.10 durch numerische Ungenauigkeiten und die simulationsbedingte Diskretisierung auftretende Verschiebungsleistungen durch Blindleistung im zweiten System kompensiert werden, geschieht dies in Abb. 7.11 im ansonsten zu Abb. 7.10 identischen Betrieb durch Transferleistung. Dies lässt sich anhand des Auftretens von vergleichsweise größeren Sternpunktspannungen und Kreisströmen erkennen. Ferner ist im dargestellten Betrieb ohne Blindleistungsanforderung die Spannungsschwankung in den Modulen bei Transferleistungsausgleich deutlich kleiner als bei Blindleistungsausgleich, da die Kondensatoren auf die höhere Energieschwankungsbreite bei Blindleistungsanforderung dimensioniert sind³.

In Abb. 7.12 und Abb. 7.13 besteht eine Blindleistungsanforderung in Höhe von 3,5 MVA seitens des ersten Systems, die übertragene Wirkleistung beträgt 2,5 MW. Der Ausgleich der Verschiebungsleistung geschieht in Abb. 7.12 durch Blindleistung aus dem zweiten System, in Abb. 7.13 durch Transferleistung. Es sei darauf hingewiesen, dass im Fall des Transferleistungsausgleichs zwei Module mehr je Zweig sowie größere Zwischenkreiskondensatoren Anwendung finden, die Energieschwankung ist in diesem Fall also erwartungsgemäß deutlich größer als bei Ausgleich durch Blindleistung im zweiten System. Die Größe der auftretenden Transferleistung sollte nach den analytischen Betrachtungen (vgl. Gl. (4.15))

$$P_{\text{trans,exp}} = \frac{\sqrt{3}}{18} Q_{s1} \approx 337 \text{ kVA} \quad (7.14)$$

betragen. Ablesen lässt sich aus Abb. 7.13 ein Kreisstrom von ca. $i_{\text{kr}} = 142 \text{ A}$ und eine Sternpunktspannung von ca. 2400 V, es folgt eine Transferleistung von $P_{\text{trans}} \approx 340,8 \text{ kVA}$, das Ergebnis deckt sich also mit der Erwartung.

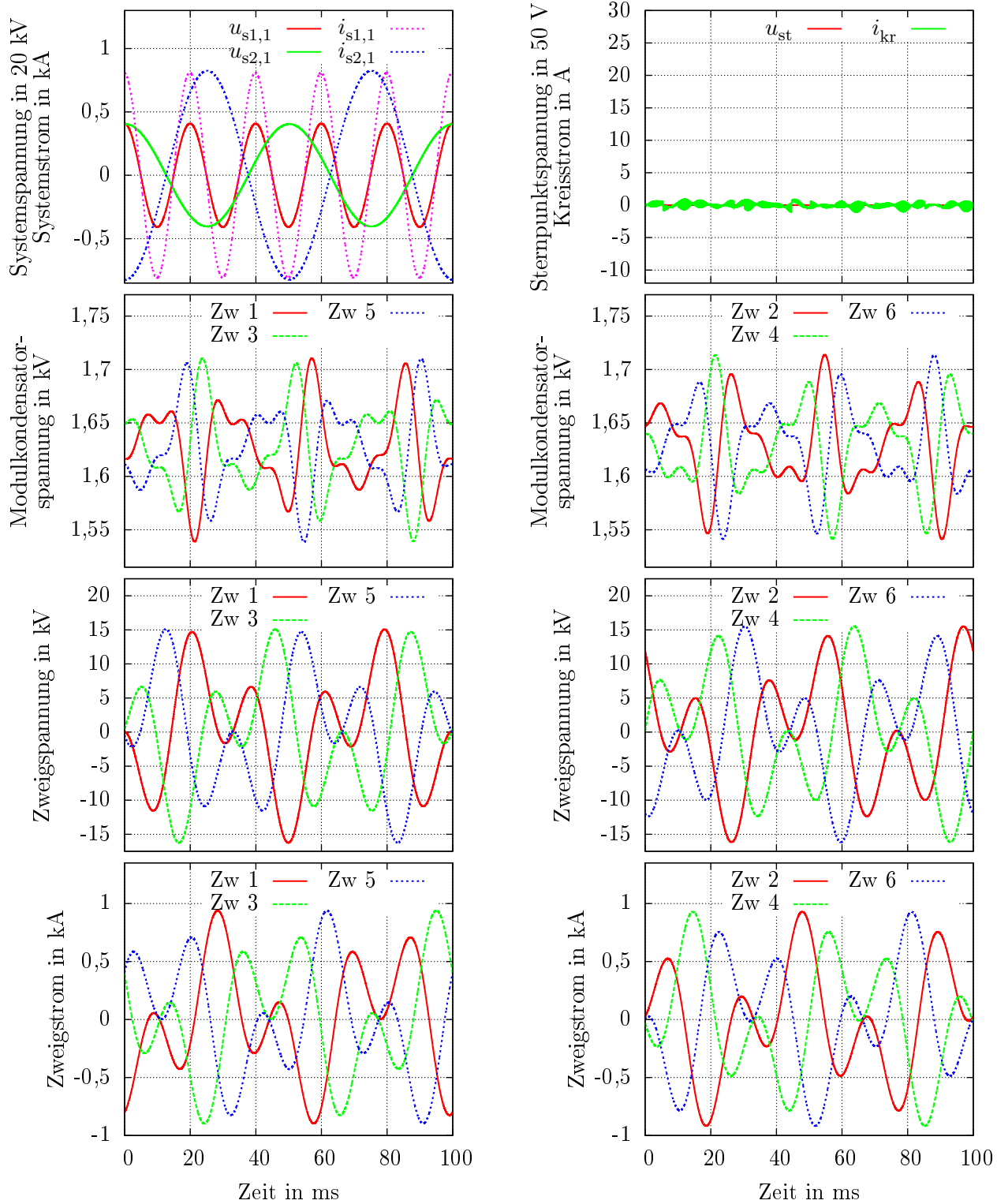
³Die genauen Werte sind Tabelle 5.4 zu entnehmen.



(a) Spannung und Strom in den jeweils ersten Phasen der verbundenen Systeme (Phase "U") sowie Strom- und Spannungskurven in den ungeradzahligen Zweigen

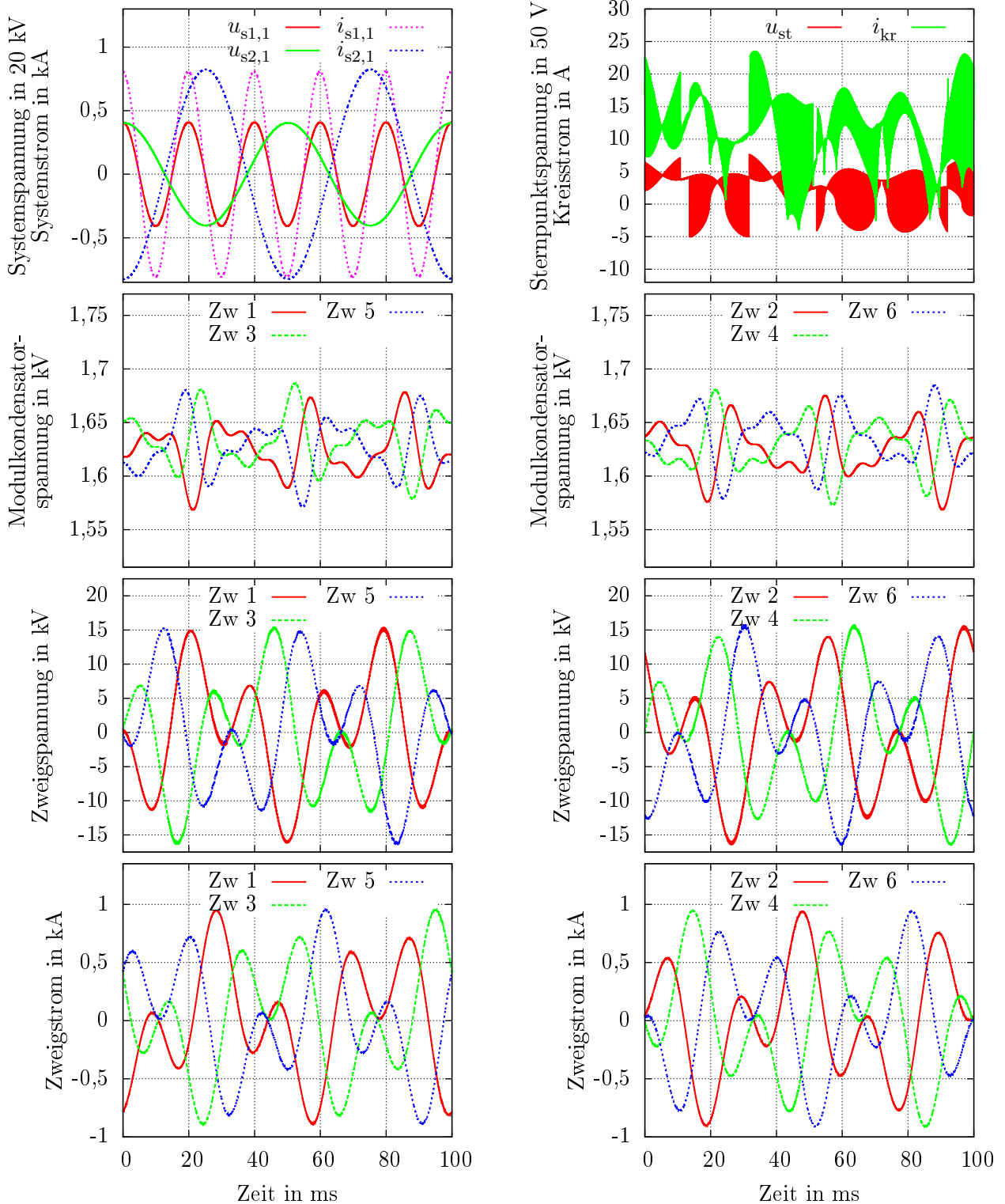
(b) Sternpunktspannung und Kreisstrom sowie Strom- und Spannungskurven in den geradzahligen Zweigen

Abbildung 7.9: Strom- und Spannungsverläufe bei $f_{s2} = 10 \text{ Hz}$, $u_{s2,\text{eff,L-L}} = 5 \text{ kV}$, $Q_{\text{WR},s1}^* = Q_{\text{WR},s2}^* = 0$ und $P_{s2} = -2,5 \text{ MW}$. Die Messung der Systemspannungen findet am PCC statt, der Ausgleich der Verschiebungsleistung geschieht durch Blindleistung im zweiten System.



(a) Spannung und Strom in den jeweils ersten Phasen der verbundenen Systeme (Phase "U") sowie Strom- und Spannungskurven in den ungeradzahligen Zweigen (b) Sternpunktspannung und Kreisstrom sowie Strom- und Spannungskurven in den geradzahligen Zweigen

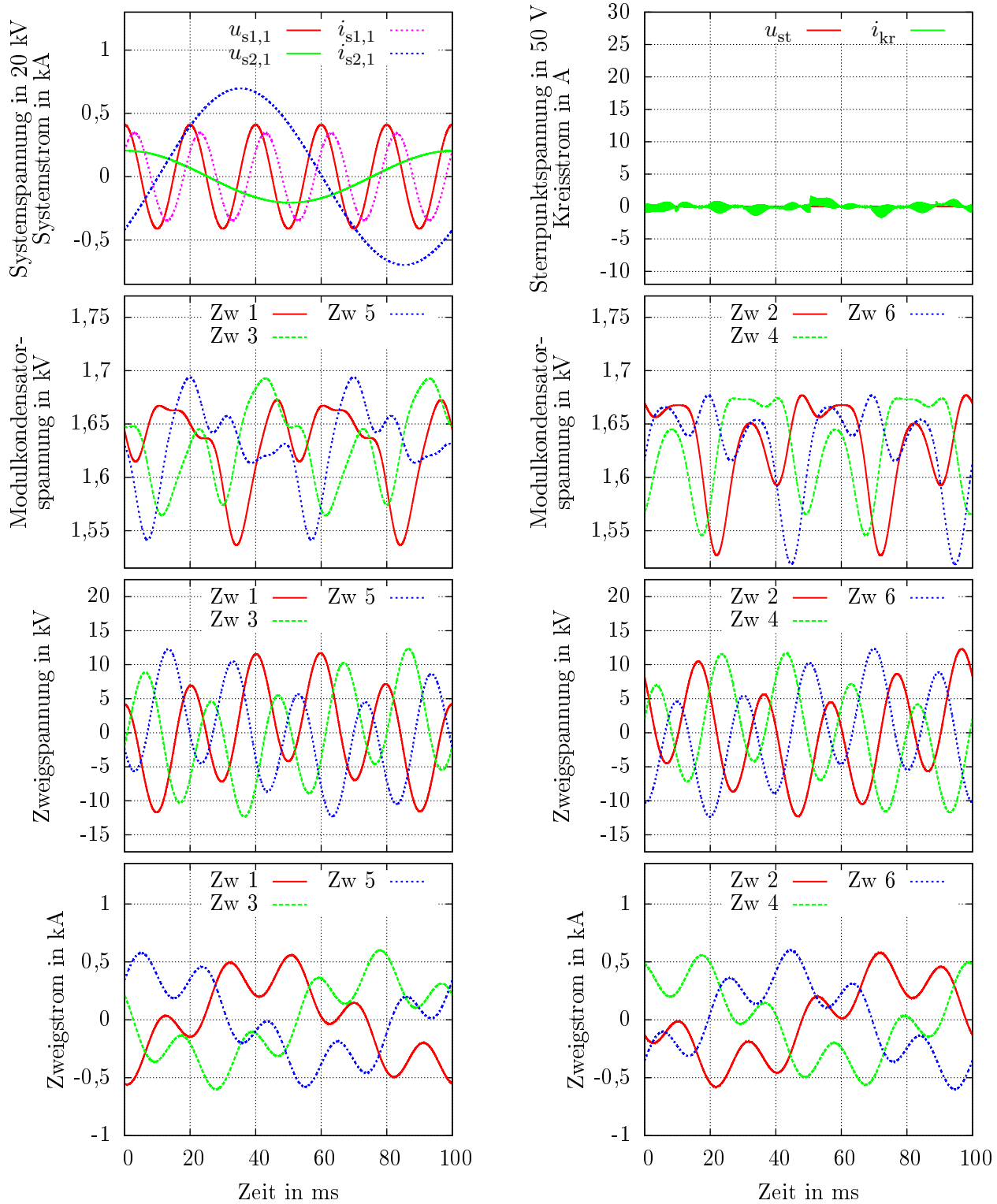
Abbildung 7.10: Strom- und Spannungsverläufe bei $f_{s2} = 20 \text{ Hz}$, $u_{s2, \text{eff}, L-L} = 10 \text{ kV}$, $Q_{\text{WR}, s1}^* = Q_{\text{WR}, s2}^* = 0$ und $P_{s2} = -10 \text{ MW}$. Die Messung der Systemspannungen findet am PCC statt, der Ausgleich der Verschiebungsleistung geschieht durch Blindleistung im zweiten System.



(a) Spannung und Strom in den jeweils ersten Phasen der verbundenen Systeme (Phase "U") sowie Strom- und Spannungskurven in den ungeradzahligen Zweigen

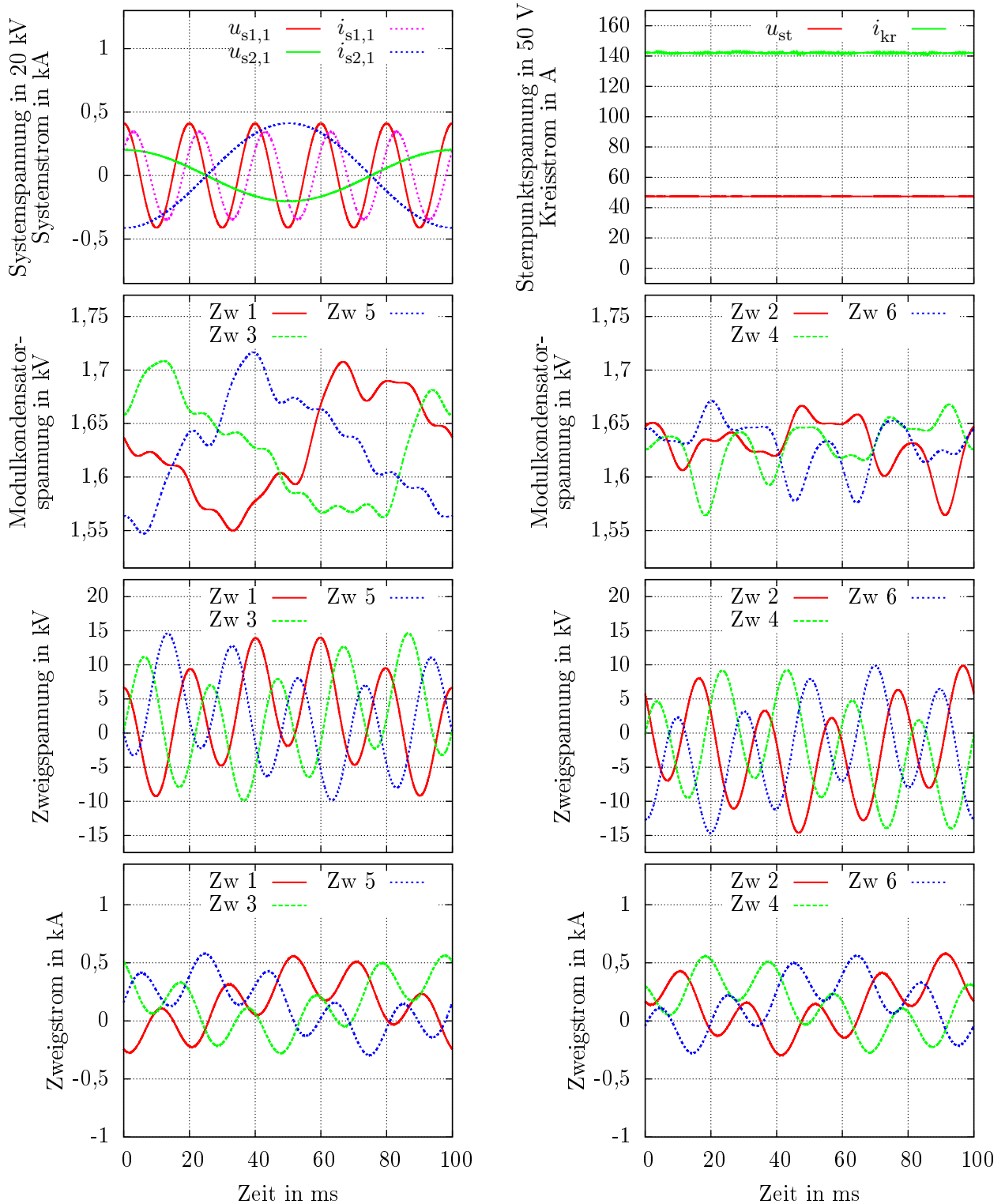
(b) Sternpunktspannung und Kreisstrom sowie Strom- und Spannungskurven in den geradzahligen Zweigen

Abbildung 7.11: Strom- und Spannungsverläufe bei $f_{s2} = 20$ Hz, $u_{s2,eff,L-L} = 10$ kV, $Q_{WR,s1}^* = Q_{WR,s2}^* = 0$ und $P_{s2} = -10$ MW. Die Messung der Systemspannungen findet am PCC statt, der Ausgleich der Verschiebungsleistung geschieht durch Transferleistung.



(a) Spannung und Strom in den jeweils ersten Phasen der verbundenen Systeme (Phase "U") sowie Strom- und Spannungskurven in den ungeradzahigen Zweigen (b) Sternpunktspannung und Kreisstrom sowie Strom- und Spannungskurven in den geradzahigen Zweigen

Abbildung 7.12: Strom- und Spannungsverläufe bei $Q_{WR,s1}^* = 3,5 \text{ MVA}$, $f_{s2} = 10 \text{ Hz}$, $u_{s2,eff,L-L} = 5 \text{ kV}$ und $P_{s2} = -2,5 \text{ MW}$. Die Messung der Systemspannungen findet am PCC statt, der Ausgleich der Verschiebungsleistung geschieht durch Blindleistung im zweiten System.



(a) Spannung und Strom in den jeweils ersten Phasen der verbundenen Systeme (Phase "U") sowie Strom- und Spannungskurven in den ungeradzahligen Zweigen

(b) Sternpunktspannung und Kreisstrom sowie Strom- und Spannungskurven in den geradzahligen Zweigen

Abbildung 7.13: Strom- und Spannungsverläufe bei $Q_{WR,s1}^* = 3,5 \text{ MVA}$, $f_{s2} = 10 \text{ Hz}$, $u_{s2,eff,L-L} = 5 \text{ kV}$ und $P_{s2} = -2,5 \text{ MW}$. Die Messung der Systemspannungen findet am PCC statt, der Ausgleich der Verschiebungsleistung geschieht durch Transferleistung.

In Abb. 7.13 lässt sich der Grund für die größere Schwankung der Zwischenkreisenergien leicht erkennen: In den Modulspannungen ist ein großer Anteil in der niedrigen Frequenz des zweiten Systems erkennbar. Dieser resultiert aus Wechselwirkungen zwischen dem Kreisstrom sowie der Sternpunktspannung mit den Strömen bzw. Spannungen des zweiten Systems.

In allen gezeigten Verläufen dieses Kapitels ist die Energieinhaltsregelung aktiv, zum Einsatz kommt die Kreisstrommethode. Da sich im Kreisstrom keine erkennbaren niederfrequenten Anteile ausbilden, ist davon auszugehen, dass die in Anhang B angegebene Funktion zur Berechnung der Frequenzanteile korrekt ist. Wäre sie das nicht, würde der Ausgleich der Energieschwankungen gemäß Abschnitt 7.3 nicht korrekt funktionieren, das Resultat wären genannte niederfrequente Anteile, da die Regelung versuchen würde, die Abweichungen vom Sollwert der Modulenergieinhalte auszugleichen.

7.5.2 Verifikation der Balanceregung

Um die Balanceregung zu testen und die Betrachtungen aus Kapitel 4.3.1 zu verifizieren, erfolgt eine Erweiterung des Simulationsmodells um die Möglichkeit, den Zweigen Energie hinzuzufügen bzw. zu entnehmen (Abb. 7.14).

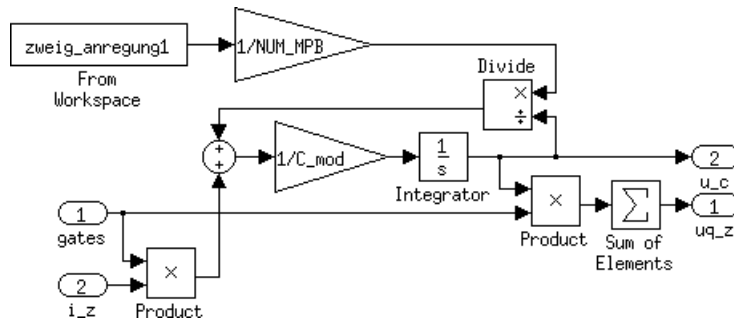


Abbildung 7.14: Analytisches Zweigmodell mit Möglichkeit zur externen Beeinflussung der Zweigenergie

Im Abstand von 0,5s erfolgt nacheinander die Einprägung der folgenden zusätzlichen Zweigleistungen:

$$\mathbf{p}_{z,add} = 100 \text{ kW} \cdot \begin{cases} \begin{bmatrix} 2 & 1 & -1 & 1 & -1 & -2 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} & \sqrt{3} & -\sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}^T & \text{für } 0 \leq t < 0,5 \text{ s} \\ \begin{bmatrix} -1 & 1 & 2 & -2 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T & \text{für } 0,5 \text{ s} \leq t < 1,0 \text{ s} \\ \begin{bmatrix} -\sqrt{3} & \sqrt{3} & 0 & 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix}^T & \text{für } 1,5 \text{ s} \leq t < 2,0 \text{ s} \end{cases} \quad (7.15)$$

Der besseren Darstellbarkeit wegen kommen in diesem Fall von den Berechnungsbeispielen abweichende Leistungen und Frequenzen zum Einsatz: $P_{s1} = 2,5 \text{ MW}$, $u_{s1,LL,eff} = 10 \text{ kV}$, $u_{s1,LL,eff} = 8 \text{ kV}$, $f_{s1} = 25 \text{ Hz}$, $f_{s2} = 10 \text{ Hz}$. Die Kreisströme, die notwendig sind, um dem auftretenden Ungleichgewicht entgegenzuwirken, müssen mit (7.15) und gemäß Gleichung (4.29) wie folgt lauten:

$$1. \text{ Störung} \quad \rightarrow \quad i_{kr1\chi} = -\frac{4}{\hat{u}_{s1}} 100 \text{ kW} \approx -49 \text{ A} \quad , \quad (7.16)$$

$$2. \text{ Störung} \quad \rightarrow \quad i_{kr1\xi} = -\frac{4}{\hat{u}_{s1}} 100 \text{ kW} \approx -49 \text{ A} \quad , \quad (7.17)$$

$$3. \text{ Störung} \quad \rightarrow \quad i_{kr2\chi} = -\frac{4}{\hat{u}_{s2}} 100 \text{ kW} \approx -61 \text{ A} \quad , \quad (7.18)$$

$$4. \text{ Störung} \rightarrow i_{\text{kr}2\xi} = -\frac{4}{\hat{u}_{s2}} 100 \text{ kW} \approx -61 \text{ A} \quad . \quad (7.19)$$

$i_{\text{kr}1\chi}$ und $i_{\text{kr}1\xi}$ entsprechen Kreisströmen in der Frequenz des ersten Systems; für diese lässt sich aus Abb. 7.15 eine Amplitude von knapp 50 A ablesen, dies stimmt also mit den Erwartungen überein. Analog ergeben $i_{\text{kr}2\chi}$ und $i_{\text{kr}2\xi}$ Kreisströme in Frequenz des zweiten Systems, für die sich die erwartete Größe von etwas über 60 A einstellt.

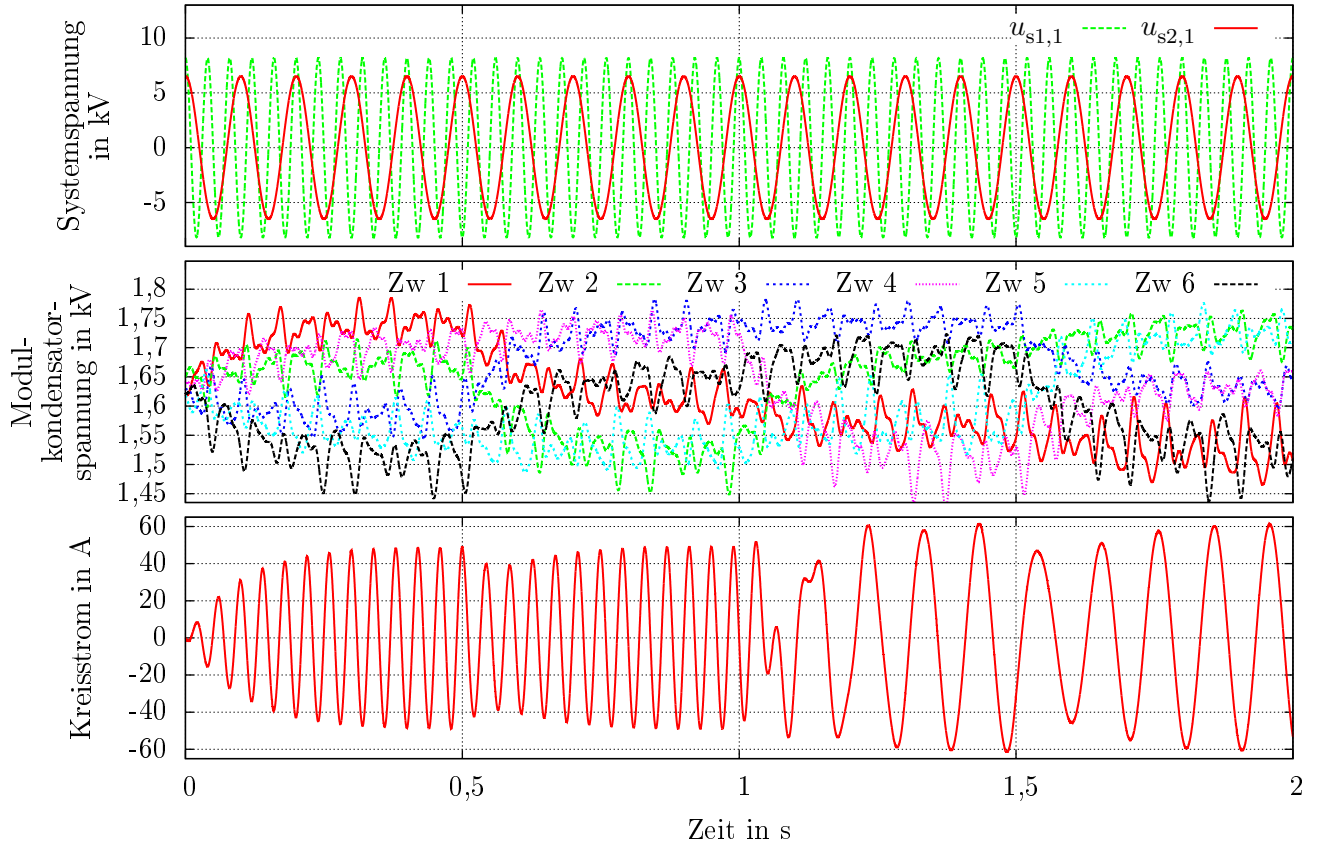


Abbildung 7.15: Simulationsergebnis: Abweichen der Kondensatorspannungen und Regelungseingriff über Kreisstromanteile

Die bleibende Abweichung der Kondensatorspannungen von ihren Sollwerten bei 1,63 kV ist bei den vorliegenden Störungen aufgrund des Einsatzes von P -Reglern (trotz des I -Systems) im Störgrößenverhalten zu erwarten, eventuell sollte erwogen werden, in Zukunft einen PI -Regler zu verwenden.

Bezüglich der Phasenlage lässt sich erkennen, dass während der ersten Störung der Kreisstrom entgegen der Spannung der ersten Phase des ersten Systems oszilliert und ihr während der zweiten Störung um 90° vorausseilt. Dies stimmt unter Berücksichtigung der oben ermittelten Vorzeichen mit den Erwartungen nach Gl. (4.28) überein.

Der zum Ende der dritten Störung eingeschwungene Kreisstrom-Graph schneidet die Zeitachse bei $t = 1,5 \text{ s}$ auf der Hälfte seiner negativen Aussteuerung. Dies entspricht einer Phasenverschiebung von -120° gegenüber der zu diesem Zeitpunkt vorherrschenden Vollaussteuerung der Spannung der ersten Phase des zweiten Systems. Die zu $i_{\text{kr}2\chi}$ gehörende Schwingung ist nach Gl. (4.28) als 60° voreilend definiert, unter Berücksichtigung des negativen Vorzeichens stimmt die Phasenlage folglich überein. Analog lässt sich auch für die vierte Störung eine Übereinstimmung zwischen analytischer Vorhersage und Simulation ermitteln.

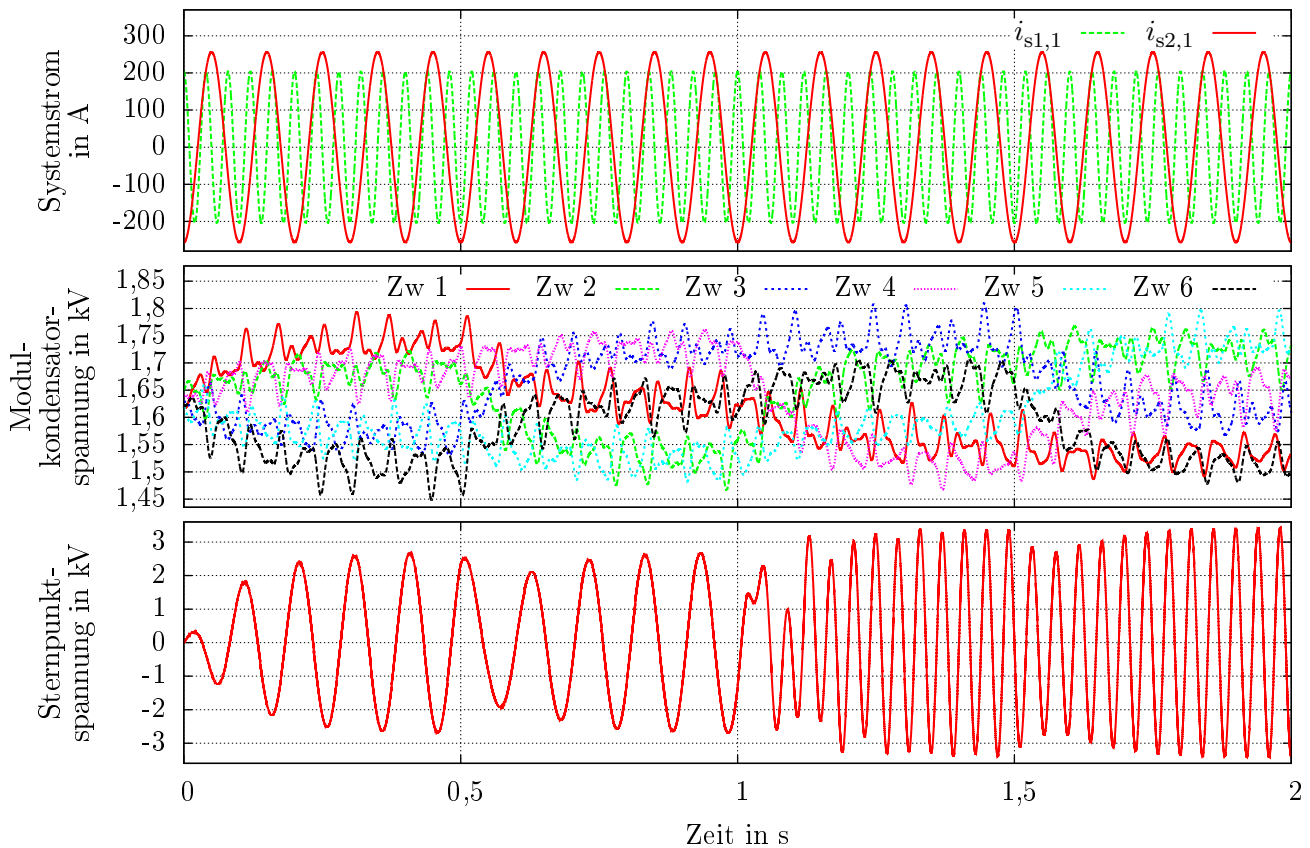


Abbildung 7.16: Simulationsergebnis: Abweichen der Kondensatorspannungen und Regelungseingriff über Sternpunktspannungsanteile

Mit Hilfe der gleichen Anregung ist es möglich, auch die Funktionsfähigkeit der Balanceregung mit Hilfe von Sternpunktspannungsanteilen zu demonstrieren. Hier ergeben sich für den gleichen Betriebspunkt wie oben folgende Anteile bezogen auf Gl. (4.27):

$$1. \text{ Störung} \rightarrow u_{st2\xi} = -\frac{12}{\sqrt{3}\hat{i}_{s2}} 100 \text{ kW} \approx -2,7 \text{ kV} \quad , \quad (7.20)$$

$$2. \text{ Störung} \rightarrow u_{st2\chi} = \frac{12}{\sqrt{3}\hat{i}_{s2}} 100 \text{ kW} \approx 2,7 \text{ kV} \quad , \quad (7.21)$$

$$3. \text{ Störung} \rightarrow u_{st1\xi} = \frac{12}{\sqrt{3}\hat{i}_{s1}} 100 \text{ kW} \approx 3,4 \text{ kV} \quad , \quad (7.22)$$

$$4. \text{ Störung} \rightarrow u_{st1\chi} = -\frac{4}{\sqrt{3}\hat{i}_{s1}} 100 \text{ kW} \approx -3,4 \text{ kV} \quad . \quad (7.23)$$

Laut Abb. 7.16 eilen die Schwingungen der Sternpunktspannung während der ersten Störung dem Strom der ersten Phase des zweiten Systems um 210° nach und während der zweiten Störung um 60° vor. Während der dritten Störung eilt die Sternpunktspannung der ersten Phase des ersten Systems um 90° nach, während der vierten sind sie in Gegenphase. Zusammen mit den oben angegebenen Vorzeichen der entsprechenden Anteile stimmen diese Phasenverschiebungen mit den nach Gl. (4.27) erwarteten überein, auch die ablesbaren Amplituden passen zu den Berechnungen.

7.5.3 Betrieb bei unsymmetrischem Netz

Wenn die Balanceregulierung korrekt funktioniert, sollte sie dazu in der Lage sein, auch Unsymmetrien im Versorgungsnetz auszugleichen. Um dies zu untersuchen, erfolgt eine Reduktion der Spannung in der ersten Phase des ersten Drehstromsystems auf 95% ihres Normalwerts, in Abb. 7.17 beginnt dies bei $t = 0,1$ s. Die Parameter lauten $P_{s2} = -10$ MW, $f_{s2} = 20$ Hz, $u_{s1,eff,LL} = u_{s2,eff,LL} = 10$ kV. Der Verschiebungsleistungsausgleich geschieht mit Transferleistung (Fall \mathfrak{A}).

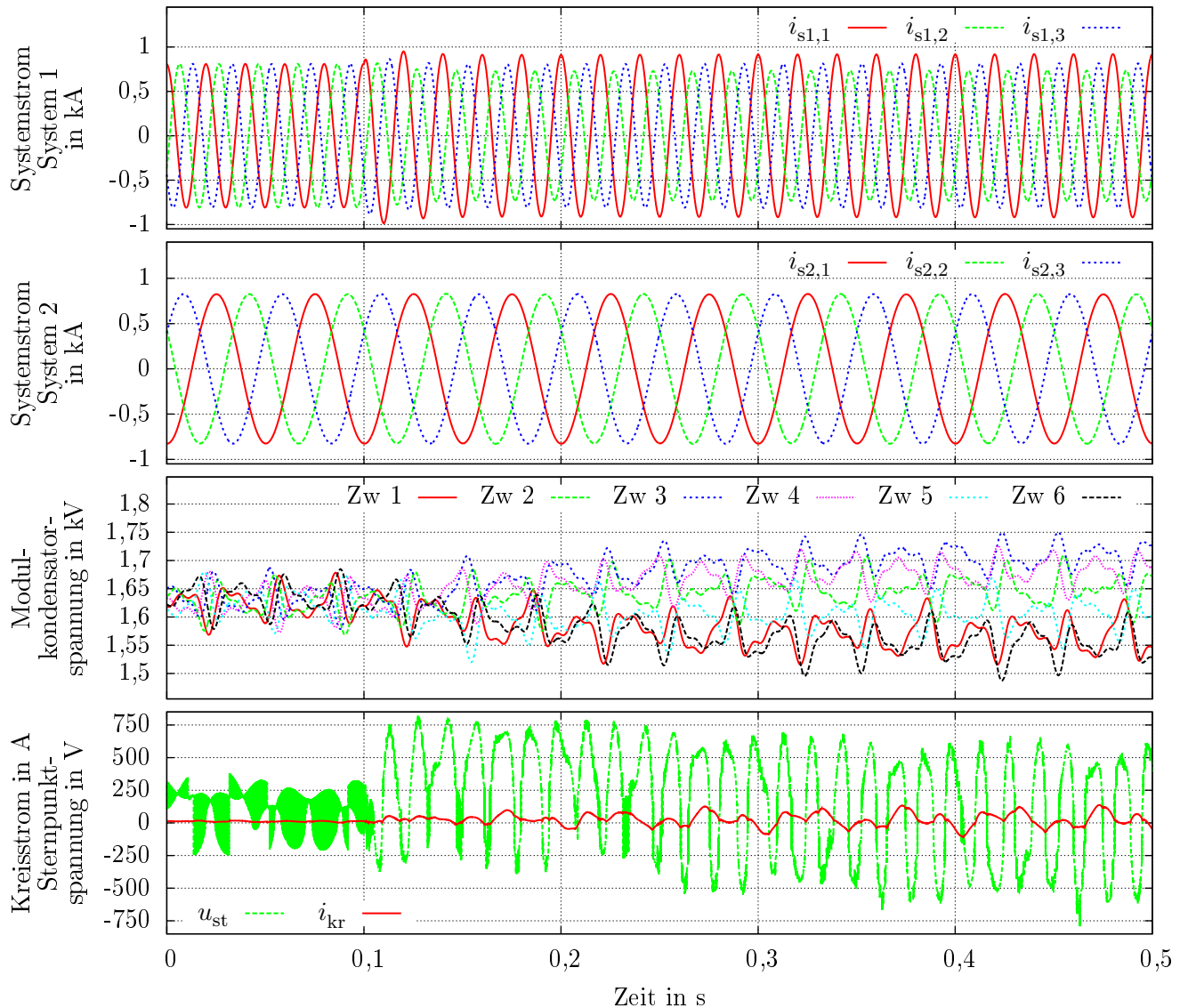


Abbildung 7.17: Verhalten bei Absinken einer Strangsspannung im ersten System auf 95% ihres Sollwerts

Bei Betrachtung des Simulationsergebnis fällt auf, dass die Ströme im zweiten System von den Störungen im ersten System nicht in Mitleidenschaft gezogen werden, bezüglich der Ströme im ersten System stellt sich jedoch eine Unsymmetrie ein.

Die Modulspannungen weichen nach Beginn der Störung von ihrem Sollwert ab, bleiben jedoch stabil. Dies gilt auch für einen längeren, hier nicht dargestellten Betrieb. Am Auftreten von Kreisströmen

ist erkennbar, dass die Zweigenergieregulierung eingreift. Da zusätzlich auch die Sternpunktspannung deutlich an der Regelung beteiligt ist, wird klar, dass eine Schwingung der Kondensatorspannungen im Freiheitsgrad der Transferleistung auftritt. Die genaue Auswirkung von Unsymmetrien auf das Betriebsverhalten soll an dieser Stelle jedoch nicht weiter beleuchtet werden, dies sei späteren Arbeiten vorbehalten. Erkennbar ist jedoch, dass ein unsymmetrischer Betrieb möglich ist.

7.5.4 Verifikation der Energieschwankungsbreite

Zur Verifikation der Berechnungsergebnisse zur Energieschwankungsbreite aus Kapitel 5 erfolgt eine mehrfache Ausführung des Simulationsmodells sowohl für den Fall \mathfrak{A} (Transferleistungsausgleich) als auch für den Fall \mathfrak{B} (Blindleistungsausgleich). Die Simulationszeit beträgt jeweils 2s, die Auswertung der Minima und Maxima der Modulzwischenkreisspannungen beginnt nach 1s.

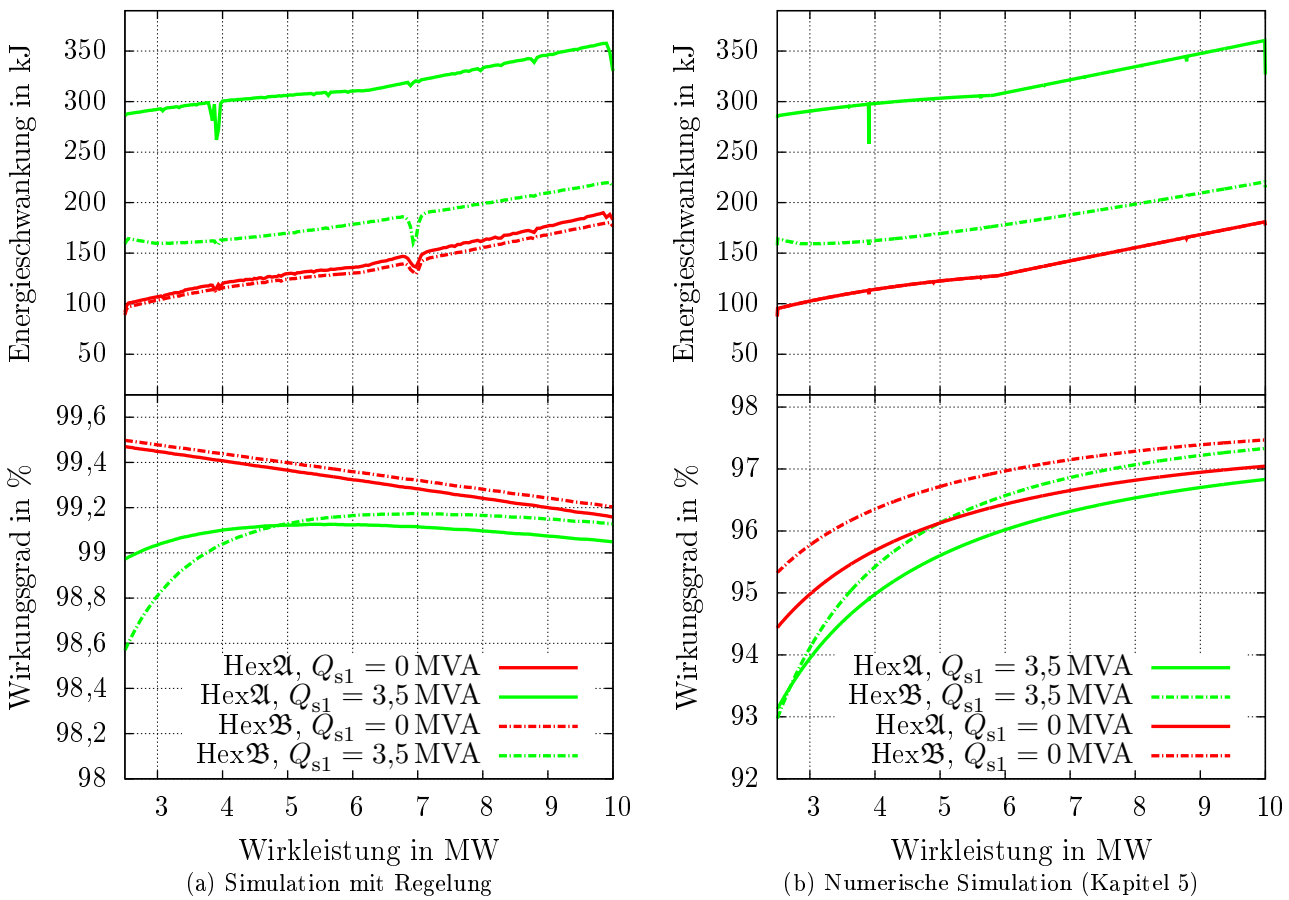


Abbildung 7.18: Vergleich der Ergebnisse für Energieschwankungsbreite und Wirkungsgrad von der Simulation mit Regelungssystem (links) und rein numerischer Simulation aus Kapitel 5 (rechts)

Dem Vergleich der Ergebnisse aus Abb. 7.18a mit Abb. 7.18b ist zu entnehmen, dass die Ergebnisse für die Energieschwankungsbreite zwischen rein numerischer Simulation mit idealisiert berechneten Verläufen der Zweigströme und -spannungen aus Kapitel 5 und Simulation inklusive Regelung gut übereinstimmen. Aufgrund der rudimentären Schaltermodelle in der Simulation mit Regelung ist das beim Wirkungsgrad wie erwartet nicht der Fall. Die ausgeprägteren “Dellen” im Verlauf der Ener-

gieschwankungsbreite lassen sich auf die kleine Simulationszeitdauer zurückführen, die nicht in allen Fällen eine komplette Periode der Zwischenkreisspannungsschwankungen beinhaltet.

7.6 Zusammenfassung

Das vorliegende Kapitel gibt einen Überblick über den Aufbau des gleichungsbasierten Simulationsmodells. Zu dessen Verifikation kommt ein zusätzliches, auf einer Schaltungssimulation basierendes Modell zum Einsatz. Es zeigt sich, dass das gleichungsbasierte Modell mit der Schaltungssimulation nahezu identische Ergebnisse liefert und dabei ein hohes Maß an Zeitersparnis bietet.

Die dargestellten Simulationsergebnisse geben einen Überblick über die Strom- und Spannungsverläufe in den Zweigen des Hexverters. Der korrekte und erwartungsgemäße Ausgleich von Störeindrücken in einzelnen Zweigen bestätigt die Ergebnisse des Kapitels 4 bezüglich der zusätzlichen Freiheitsgrade bei unterschiedlichen Systemfrequenzen. Auch der Energietransfer zwischen den einzelnen Zweigen des Hexverters verhält sich wie erwartet.

Die aus den Zeitverläufen extrahierten Werte der Energieschwankungsbreite decken sich gut mit den vorhergesagten Werten gemäß Kapitel 5, in dem zur Berechnung ausschließlich idealisierte Verläufe der Zweigspannungen und -ströme zum Einsatz kommen.

8 Experimentelle Verifikation des Hexverter-Konzepts

Das folgende Kapitel beschreibt den Aufbau und die Funktionsweise des Versuchsumrichters (Abb. 8.1), welcher zur Verifikation der in den vorangegangenen Abschnitten analytisch und simulativ gewonnenen Ergebnisse dient.



Abbildung 8.1: Aufbau des Hexverters im Labor des IAL

Nach einer kurzen Beschreibung der Anforderungen an den Aufbau gliedert sich das Kapitel weiter in die Beschreibungen der leistungselektronischen Komponenten, der Messdatenerfassung und des Steuerrechners.

8.1 Anforderungen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit dient der Versuchsaufbau der Erprobung des Hexverters. Dies ist jedoch nicht der einzige Anwendungszweck. Der Aufbau des Umrichters begann ursprünglich zur Verifikation analytischer Untersuchungen zu Batteriespeichern im Mittelspannungsnetz [19, 35]. Aufgrund von Sicherheitserwägungen und aus Kostengründen sollte der zugehörige Versuchsaufbau jedoch nicht am Mittelspannungsnetz, sondern am 690 V-Netz betrieben werden.

Die Modulanzahl wurde im Vorfeld auf 42 festgelegt. Diese Zahl korrespondiert zum einen mit der Anzahl benötigter Module im Mittelspannungs-Berechnungsbeispiel des Batteriespeichersystems, zum

anderen lassen sich 42 Module ohne Rest auf die sechs Zweige des Hexverters verteilen, sodass alle Module in beiden Konfigurationen nutzbar sind.

Aus der Speicheranwendung stammen die Anforderungen bezüglich der Dimensionierung des Systems: In Speicherkonfiguration, d.h. mit 14 Modulen je Zweig und den drei Zweigen in Sternschaltung (Abb. 8.2), soll das System in der Lage sein, eine Leistung von 100 kVA am 690 V-Netz bereitzustellen. Hieraus resultiert mit einem frei angenommenen Sicherheitsfaktor von 15% eine Ausgangsspannung von ca. $1,15 \cdot 690 \text{ V} \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 650 \text{ V}$ je Zweig, die auch noch mit zwei ausgefallenen Modulen bereitstellbar sein soll. Folglich muss jedes Modul minimal ca. 55 V bereitstellen können, mit 25% Zwischenkreisspannungsschwankung ergibt dies eine mögliche Zwischenkreisspannung von knapp 69 V. Um sowohl im Versuchsbetrieb etwas flexibler zu sein als auch eine etwas größere Spannungsreserve während der Entwicklung des Regelalgorithmus zur Verfügung zu haben, kommen 200 V-MOSFETs zum Einsatz, womit die nutzbare Zwischenkreisspannung max. 125 *auitV* beträgt. Der maximal zulässige Effektivstrom liegt bei 80 A, dies entspricht dem Strom bei der Bemessungsleistung von 100 kVA am 690 V-Netz im Speicherbetrieb.

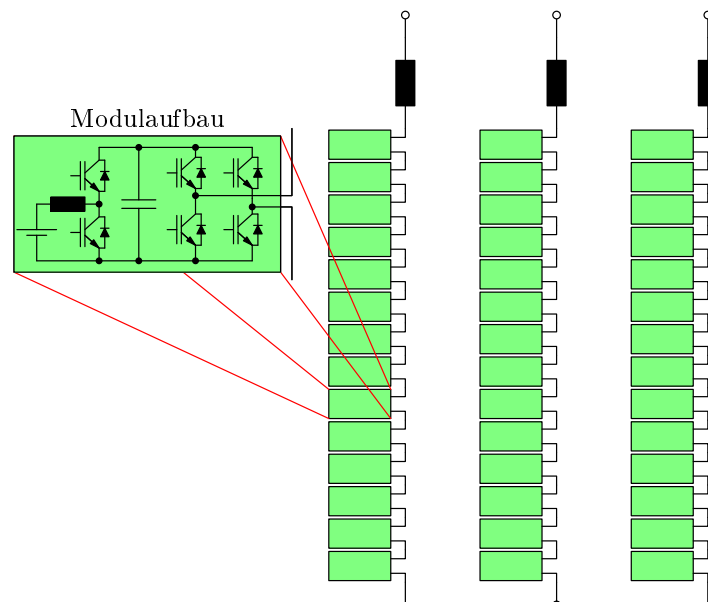


Abbildung 8.2: CHB-Schaltung des Batteriespeichersystems

Der eigentliche Energiespeicher besteht aus mehreren Batterien, die jeweils in ein Leistungsmodul mit eingebaut sind. Die Anbindung an den Zwischenkreis des jeweiligen Moduls erfolgt über einen DC/DC-Wandler. Dies hat den Vorteil, dass der Leistungsfluss in die Batterie bzw. aus der Batterie einstellbar ist und die Batteriespannung von Schwankungen der Zwischenkreisspannung entkoppelt ist. Im Hexverterbetrieb kann der DC/DC-Wandler auch deaktiviert werden. Nach dem Einschalten des Moduls und dem Vorladen des Modulkondensators ist die Batterie dann vom Zwischenkreis entkoppelt und dient nur noch zur Versorgung der Logikschaltungen sowie der Gatetreiber.

Zur Messung der Ströme und Spannungen im angeschlossenen System bzw. in den angeschlossenen Systemen dienen sechs zusätzliche Messmodule.

Sowohl die Leistungsmodule als auch die Messmodule sind potentialgetrennt über Lichtwellenleiterverbindungen (LWL) mit einem zentralen Steuerungsrechner verbunden. Auf dem Steuerungsrechner laufen sämtliche verfügbaren Informationen zusammen. Er dient der Regelung des Systems. Da zum

Zeitpunkt des Aufbaus kein geeigneter Steuerungsrechner käuflich verfügbar ist, erfolgt seine Realisierung mit Hilfe eines Linux-Echtzeitsystems auf PC-Basis.

Es folgt eine detailliertere Beschreibung der einzelnen Komponenten des Versuchsaufbaus.

8.2 Aufbau des Leistungsteils

Die Leistungsmodule (Abb. 8.3) bestehen im Wesentlichen aus den fünf Einheiten

- Leistungselektronik,
- Batterie,
- Spannungsversorgung,
- Logik sowie
- mechanischer Aufbau und Verbindungstechnik.

Der leistungselektronische Teil besteht aus einem Spannungszwischenkreis mit einer Vollbrücke am Ausgang und einem bidirektionalen Hoch-/Tiefsetzsteller am Eingang (Abb. 8.4).

Als **Schalter** kommen sehr kostengünstige 200 V, 130 A-MOSFETs des Typs IRFP4668PbF [51] zum Einsatz. Es sind jeweils zwei FETs zur Erhöhung der Stromtragfähigkeit parallel geschaltet. Die Totzeit

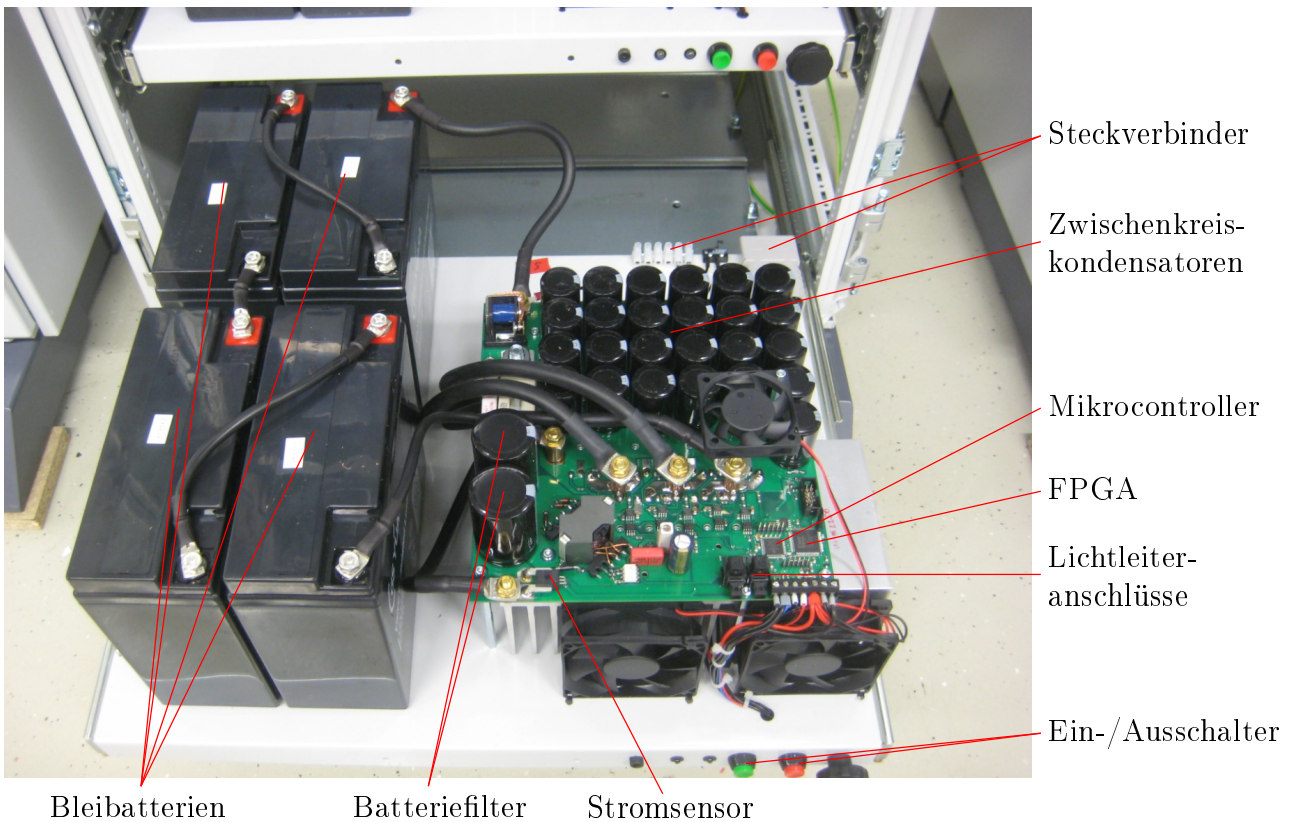


Abbildung 8.3: Aufbau eines Moduls

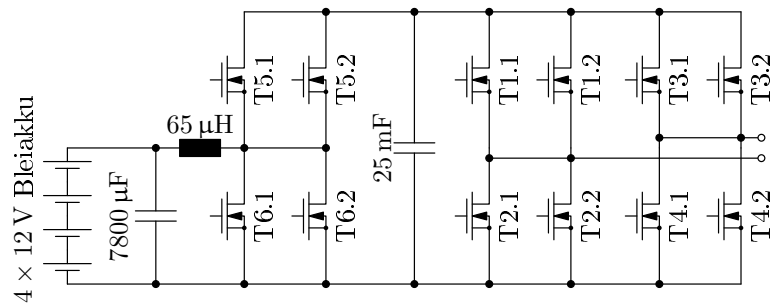


Abbildung 8.4: Schaltung des leistungselektronischen Teils

zur Vermeidung eines Kurzschlusses beim Umschalten der Halbbrücken wurde experimentell optimiert und beträgt 800 ns.

Die verwendeten **Zwischenkreiskondensatoren** sind so dimensioniert, dass sie der zu erwartenden Strombelastung im Speicherbetrieb gewachsen sind. Der Zwischenkreis verfügt daher über eine verhältnismäßig große Bemessungskapazität von 25 mF. Die Verwendung einer vierlagigen Leiterplatte mit zwei Lagen je positivem und negativem Pol im Zwischenkreisbereich garantiert eine niederinduktive Anbindung an die Leistungshalbleiter. Zur Optimierung sind die positiven und negativen Lagen abwechselnd angeordnet.

Der **DC/DC-Wandler** hat eine verhältnismäßig hohe Taktfrequenz von 30 kHz, um die Glättungs- bzw. Speicherinduktivität klein zu halten. Der Ferritkern der Drossel besteht aus drei direkt nebeneinander angeordneten Doppel-E-Kernen der Fa. Epcos (6x Typ E55/28/21, Best.-Nr. B66335) mit 13 Windungen (Abb. 8.5); hieraus resultiert eine Induktivität von knapp 65 μH bei einer Stromtragfähigkeit von min. 90 A im linearen Bereich des Ferritmaterials.

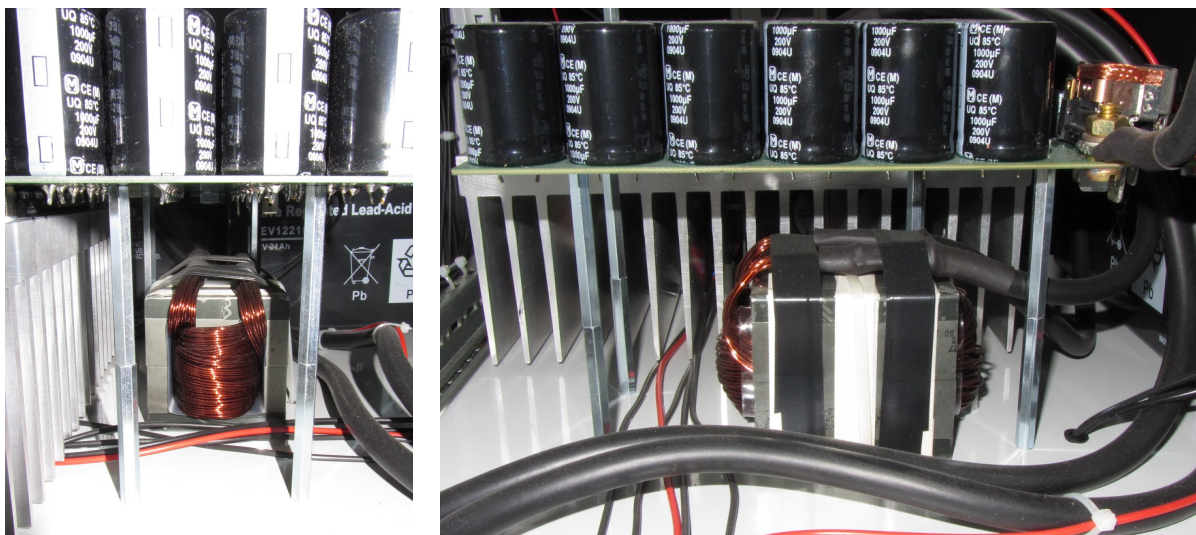


Abbildung 8.5: DC/DC-Wandler-Drossel unterhalb der Hauptplatine des Moduls

Als **Batterie** kommen aus Kostengründen je Modul vier wartungsfreie und laut Hersteller zyklenfeste Bleiakumulatoren in Reihenschaltung mit einer Bemessungsspannung von insgesamt 48 V und einer Kapazität von 21 Ah zum Einsatz. Die ursprünglich hauptsächlich für die Speicheranwendung vorgesehenen Batterien haben sich insbesondere für die Inbetriebnahme des Hexverters als sehr vorteilhaft

erwiesen, da sie ein Konstanthalten der Zwischenkreisspannungen ermöglichen. Auf diese Weise lässt sich der Hexverter bereits ohne funktionierende Energieinhaltsregelung in Betrieb nehmen. Zudem lassen die Batterien ein einfaches Vorgehen beim Einschalten des Umrichters zu, auf eine komplizierte Vorladeschaltung für die Zwischenkreise kann verzichtet werden.

Die **interne Spannungsversorgung des Moduls** übernimmt ein aus der Batterie gespeister Sperrwandler. Die Wahl der Batterie als Spannungsquelle vereinfacht den Aufbau des Wandlers erheblich, da der Eingangsspannungsbereich so deutlich geringer ist als bei Speisung aus dem Zwischenkreis. Es ist allerdings bei der Berechnung von Wirkungsgraden anhand von Messwerten zu berücksichtigen, dass die Deckung des Eigenbedarfs des Umrichters zur Ansteuerung und Regelung stets aus den Batterien erfolgt. Andererseits vereinfacht dies den Vergleich mit den vorgestellten Simulationsergebnissen, die ebenfalls den Energiebedarf des Steuerungs- und Regelungssystems nicht beinhalten.

Der Transformator (sichtbar rechts vom Batteriefilter in Abb. 8.3) des DC/DC-Wandlers verfügt über insgesamt vier Sekundärwicklungen: Eine dient der Versorgung der Lowside-FETs und der Logik, die anderen drei Sekundärwicklungen dienen jeweils der Versorgung der Treiber für die einzelnen Highside-MOSFETs. Aufgrund der Streuinduktivität des Transformators, die für Überspannungen in schwach belasteten Ausgängen des Wandlers sorgen kann, sind alle Ausgänge mittels Zenerdioden gegen Überspannung gesichert. Zielgröße der Regelung ist die Logik- bzw. Lowside-Versorgung. Die Regelung läuft auf einem Mikrocontroller mit einer Abtast- und PWM-Frequenz von 60 kHz.

Die **Zweiginduktivitäten** sind als Luftspulen realisiert (Abb. 8.6), um eine Sättigungsabhängigkeit auszuschließen. Die Spulen bestehen aus einem Kabel, das um ein Kunststoffrohr gewickelt ist. Der Aufbau wurde mathematisch bezüglich des Durchmessers und der Wicklung so optimiert, dass ein möglichst kurzes Kabel zur Herstellung der Induktivitäten ausreicht. Die Spulen sind nicht magnetisch gekoppelt.



Abbildung 8.6: Aufbau dreier Zweigdrosseln auf einem gemeinsamen Befestigungsbrett

Die **mechanische Befestigung** der einzelnen Module erfolgt zusammen mit den Batterien auf jeweils einer ausziehbaren Schublade in insgesamt sechs Schaltschränken. Die Module sind nur im eingeschobenen Zustand über Steckverbinder mit den Drehstromsystemen verbunden. Fehlt ein Modul, so erlaubt eine Überbrückungsschaltung mit Relais (Abb. 8.7) auch weiterhin den Betrieb des Umrichters.

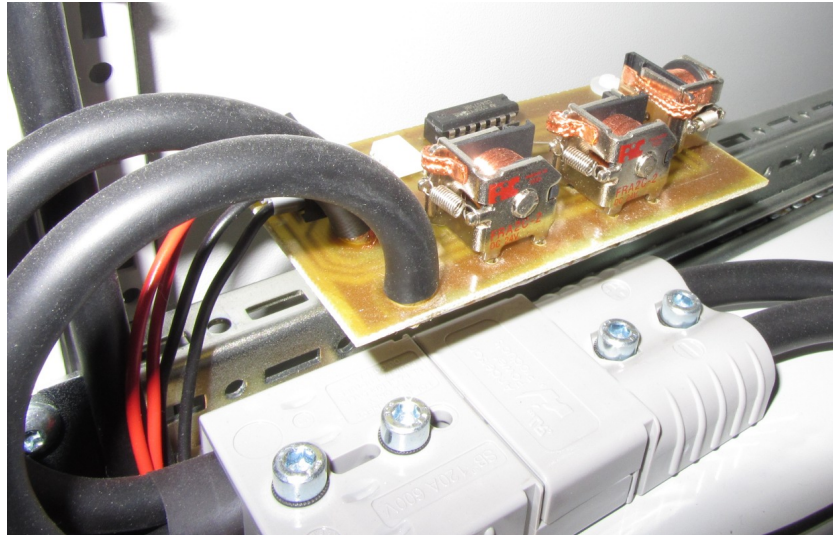


Abbildung 8.7: Überbrückungsschaltung

8.3 Überblick über das Regelungssystem

Die Regelung des Umrichtersystems ist auf fünf Elemente verteilt (Abb. 8.8):

Auf der niedrigsten Ebene geben **FPGAs auf den einzelnen Modulen** die Schaltsignale an die MOSFETs aus und steuern Relais und Anzeigeelemente an. Außerdem stellen sie über Lichtleiterverbindungen je Modul eine Punkt-zu-Punkt Verbindung zum Steuerungsrechner her. Über diese Verbindung empfangen sie Sollwerte wie die Schaltzustände der Ausgangs-H-Brücken oder den Sollstrom im DC/DC-Wandler.

Jeder Modul-FPGA ist mit einem **Mikrocontroller** des Typs dsPIC33FJ16GP304 [52] verbunden. Der Mikrocontroller regelt den DC/DC-Wandler für die Logikspannungsversorgung sowie den DC/DC-Wandler zur Batterieanbindung. Weiterhin dient der Mikrocontroller mit Hilfe seiner integrierten AD-Wandler der Aufnahme von Messwerten (Batteriestrom, Zwischenkreisspannung, Batteriespannung, Logikspannung und Temperatur).

Der Aufbau des Logikteils der **Messmodule** ähnelt stark dem Logikteil der Leistungsmodule; anstelle der Leistungselektronik verfügen die Messmodule jedoch über jeweils einen Spannungsteiler zur Messung der Spannungen in den angeschlossenen dreiphasigen Systemen und über einen Halleffekt-basierten Stromsensor zur Messung der Zweigströme.

Die Messwerte werden von allen Modulen über den jeweiligen FPGA und die Lichtleiterverbindung an einen einzelnen FPGA weitergeleitet.

Dieser **Haupt-FPGA** befindet sich auf einer Steckkarte im Steuerungsrechner. Er empfängt von allen Modulen gleichzeitig die aktuellen Messdaten und reicht sie nacheinander über das Peripheral Components Interface (PCI-Bus) an den Steuerungsrechner weiter. Ebenfalls über den PCI-Bus erhält der Haupt-FPGA vom Steuerungsrechner die jeweils neuen Datenpakete mit Sollwerten und Steueranweisungen für die einzelnen Module. Diese schickt er gleichzeitig in einem gleichbleibenden zeitlichen Abstand an die Module. Der Empfang des Datenpakets dient den Modulen als Synchronisationssignal

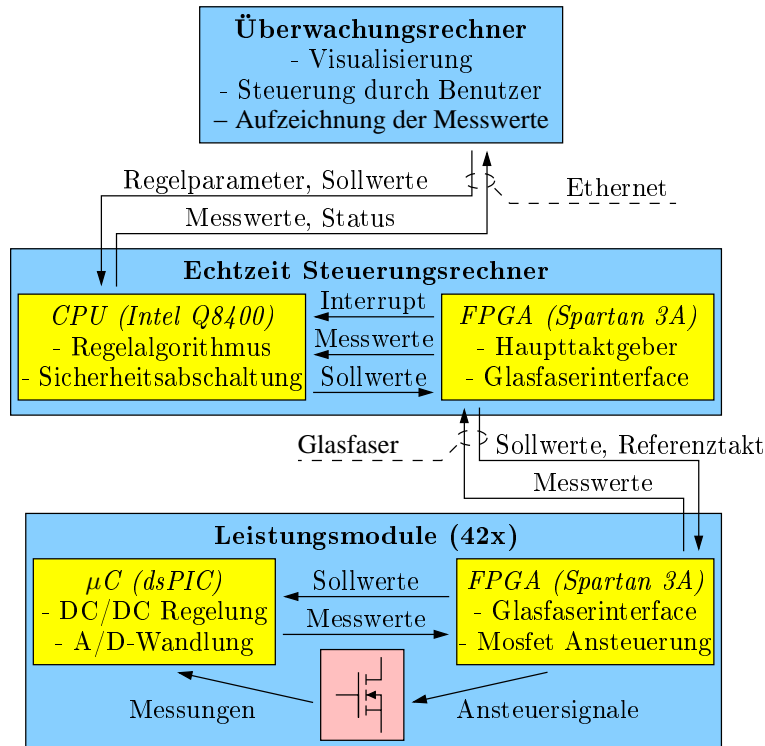


Abbildung 8.8: Übersicht

für ihre internen Abläufe. Auf diesen Takt synchronisieren sie die Messwertabtastung, beide DC/DC-Wandler und die Ansteuerung der Ausgangsbrückenschaltung.

Die Recheneinheit des Steuerungsrechners (**CPU**) hat die Aufgabe, die vom Haupt-FPGA erhaltenen Datenpakete zu analysieren und auf Basis der enthaltenen Messwerte neue Sollwerte für die einzelnen Module zu berechnen.

Die Sollwerte für die Regelung, also beispielsweise die Sollströme in den beiden verbundenen Systemen oder die Sollspannungen der Zwischenkreiskondensatoren, lassen sich über einen **Überwachungsrechner** einstellen. Mit diesem kommuniziert die CPU per Ethernet.

Zur Vorgabe der Sollwerte implementiert der Steuerungsrechner einen Webserver, auf den sich der Nutzer vom Überwachungsrechner aus mit einem speziellen Programm verbinden und den Umrichter steuern kann. Zur Anwendung kommt hierfür das Transmission Control Protocol (TCP), das eine verbindungsorientierte und somit verlustsichere Kommunikation erlaubt.

Um dem Überwachungsrechner weiterhin die Aufzeichnung sämtlicher verfügbarer Daten zu erlauben, übermittelt die CPU die von den einzelnen Modulen empfangenen Datenpakete sowie die an die Module geschickten Datenpakete in jedem Regelungszyklus vollständig an den Überwachungsrechner. Damit dies aufgrund des hohen Datenaufkommens nicht zu Problemen führt, kommt das nicht verbindungsorientierte User Datagram Protocol (UDP) zum Einsatz. Dies hat zur Folge, dass der Datenkanal nicht überwacht wird. Falls Daten verloren gehen, lassen sie sich zwar nicht wiederherstellen, aber der Steuerungsrechner muss auch keine Rechenzeit auf ihren erneuten Versand verwenden.

8.4 Zeitliche Aufteilung eines Regelzyklus

Aufgrund der hohen Modulanzahl und der damit verbundenen Datenmengen ist eine genaue zeitliche Planung des Ablaufs eines Regelzyklus sowie der zu übermittelnden Daten unabdingbar. Ziel ist es, eine Zykluszeit von $100\ \mu\text{s}$ zu erreichen.

Jeder Zyklus beginnt mit der Abtastung und A/D-Konvertierung von Messwerten in den einzelnen Modulen. Auf eine Mittelwertbildung über mehrere Wandlungsergebnisse während des Zyklus folgt das "Packen" der Rohdaten in ein 32 bit großes Paket. Zwei wichtige und sich schnell ändernde Messergebnisse sind zu jedem Abtastschritt mit ihrer vollen A/D-Wandler-Auflösung von 10 bit in dem Datenpaket enthalten. Im Fall der Leistungsmodule sind dies die Zwischenkreisspannung und der Batteriestrom, im Fall der Messmodule die gemessene Spannung und der gemessene Strom.

Weniger schnell ändern sich die ebenfalls abgetastete Temperatur des jeweiligen Leistungsmoduls, die 15 V-Versorgungsspannung, die Batteriespannung sowie der interne Modulstatus. Diese Informationen niedriger Priorität lassen sich dergestalt auf mehrere aufeinanderfolgende Pakete aufteilen, dass ihre Übertragung insgesamt alle acht Zyklen erfolgt¹.

Zum Ende des Regelzyklus sendet der Steuerungsrechner gleichzeitig an alle Module die Sollwerte für den folgenden Zyklus. Der Empfang dieses Datenpakets dient den Modulen als Synchronisationssignal², sie beginnen jeweils einen neuen Zyklus k und übertragen gleich zu dessen Beginn die eigenen Datenpakete vom vorangegangenen Zyklus $k - 1$ an den Steuerungsrechner.

Diese Datenübertragung erfolgt parallel über Lichtleiterverbindungen von allen Modulen gleichzeitig. Der Steuerungsrechner berechnet aufgrund der empfangenen Moduldaten aus Zyklus $k - 1$ während des aktuellen Zyklus k die Sollwerte für den folgenden Zyklus $k + 1$ und überträgt sie zum Ende des aktuellen Zyklus k an die Module, wodurch wieder der neue Zyklus beginnt usw.. Die Latenzzeit beträgt somit maximal 2 Regelzyklen.

8.5 Steuerungsrechner

Zu Beginn der Arbeiten am Laboraufbau war kein erschwingliches System am Markt verfügbar, das in der Lage ist, mit allen 48 Modulen schnell genug Informationen auszutauschen. Aus diesem Grund erfolgt der Aufbau eines proprietären Steuerungsrechners. Als Basis dient ein Standard-Desktop-PC (Abb. 8.9), der sowohl kostengünstig ist als auch über genügend Rechenleistung verfügt.

8.5.1 Hardware

Die Kommunikation mit den Modulen geschieht über bidirektionale Glasfaserverbindungen. Um Kosten zu sparen, kommen Glasfasersender und -empfänger aus dem Audiobereich zum Einsatz, deren

¹Bei unerwarteten Änderungen des Modulstatus, beispielsweise im Fehlerfall, erfolgt eine sofortige Meldung des neuen Status an den Steuerungsrechner zu Beginn des folgenden Regelzyklus.

²Laufzeitunterschiede in den Lichtwellenleitern sind zu vernachlässigen, da alle Lichtwellenleiter die gleiche Länge aufweisen.



Abbildung 8.9: Laboraufbau des Steuerrechners mit PCI-Karte und Lichtleiterverbindungen

Kosten ca. einem Zehntel derer von üblicherweise in Umrichtersystemen eingesetzten Produkten entsprechen, und die dennoch die geforderte hohe Datenübertragungsrate von $12,5 \frac{\text{MBit}}{\text{s}}$ beherrschen. Auf jedem Modul ist ein Sender und ein Empfänger vorhanden, eine entsprechende Gegenseite existiert im Steuerrechner. In diesen eingebaut ist weiterhin eine PCI-Karte der Firma CESYS (PCIS3BASE), die einen FPGA (Xilinx Spartan 3A) über einen PCI-to-localbus-Umsetzer (PLX PCI9054) an den PCI-Bus anbindet. Mit Hilfe einer zusätzlichen Logikschaltung auf einem Erweiterungsboard erfolgt die Weitergabe der vom FPGA erzeugten Digitalsignale an die Glasfasersender bzw. die Weitergabe der Signale von den Glasfaserempfängern an den FPGA. Da die Anzahl frei verfügbarer Pins am FPGA beschränkt ist, ist ein gleichzeitiges Senden und Empfangen nicht möglich (Halbduplexbetrieb). Dies stellt jedoch keine Einschränkung dar, da die zulässigen Sende- und Empfangszeiten bezogen auf den Regelzyklus genau festliegen.

8.5.2 Software

Auf dem Steuerrechner läuft ein Linux-Betriebssystem mit RTAI/Xenomai Echtzeiterweiterung [53]. RTAI ist eine Abkürzung für **real-time application interface**. Diese Erweiterung hilft, die Reaktionszeiten des Systems zu verringern und besser vorhersagbar, d.h. echtzeitfähiger, zu machen. Dies ist bei der gewählten Hardwarearchitektur nicht einfach, da sich beispielsweise bestimmte Hardwarezugriffe nicht unterbrechen lassen und somit die Reaktionszeiten auf externe Ereignisse (Interrupt-Latenzen) vergrößern.

Der FPGA auf der PCI-Karte des Steuerungsrechners dient als Haupttaktgeber des Gesamtsystems. Er aktiviert bei Empfang der Datenpakete von den Modulen den Hardware-Interrupt der PCI-Karte. Dies führt zum Aufruf der entsprechenden Behandlungsroutine, die in Form eines RTAI-Kernelmoduls direkt in den Betriebssystemkern eingebunden ist. In der Behandlungsroutine erfolgt die Aktivierung eines Direct-Memory-Access-(DMA)-Speichertransfers von der PCI-Karte in den Hauptspeicher des PCs.

Während des DMA-Transfers liest der oben erwähnte PCI-to-localbus-Mikrochip die von den einzelnen Modulen empfangenen Daten aus dem FPGA der PCI-Karte aus und reicht sie über den PCI-Bus weiter. Nach Abschluss des Transfers erfolgt die Aktivierung des DMA-Interrupts. Hierdurch wird dem Rechner das Ende des Datentransfers mitgeteilt.

Die von den Modulen empfangenen Daten stehen dem PC daraufhin prinzipiell zur Verfügung, es existiert jedoch das Problem, dass unter Linux im Betriebssystemkern die Ausführung von Fließkommaoperationen unmöglich ist. Um dies zu erklären, ist eine detaillierte Betrachtung der Vorgänge erforderlich. Der Prozessor verfügt über mehrere Betriebsmodi, die sich vereinfacht in User-Space und Kernel-Space unterteilen lassen. Normale Anwendungen laufen im User-Space ab. In diesem Modus stehen sämtliche Rechenregister des Prozessors zur Verfügung, aus Sicherheitsgründen können jedoch keine Hardwarezugriffe auf Peripheriebausteine wie beispielsweise den PCI-Bus erfolgen. Sie geschehen über spezielle Treiberprogramme, die als Teil des Betriebssystems im Kernel-Space laufen.

Zum Hardwarezugriff ist daher stets ein Wechsel zwischen Kernel- und Userspace notwendig. Da dies üblicherweise sehr häufig geschehen muss, ist es sinnvoll, den Wechsel möglichst schnell zu ermöglichen. Ein Aspekt hierbei ist, dass nicht alle Rechenregister bei Wechseln in den Kernel-Space gesichert werden. Das hat jedoch zur Folge, dass im Kernel-Space die Fließkommaeinheit (Floating-Point-Unit, FPU) nicht nutzbar ist, da andernfalls Daten der Anwendungsprogramme kompromittiert werden könnten. Eine Umgehung dieser Einschränkung ist nur unter sehr hohem Aufwand möglich; der Versuchsaufbau greift daher auf den Einsatz eines User-Space-Tasks zur Berechnung des Regelungsalgorithmus zurück. Hierdurch lassen sich die erforderlichen Fließkommaoperationen im User-Space ausführen, während das Kernelmodul nur noch für die Datenübertragung zuständig ist.

Konkret läuft die Datenübertragung wie folgt ab: Der FPGA auf der PCI-Karte löst, wie bereits geschildert, einen Interrupt im Kernel-Treiber aus. Während dessen Behandlung stößt das Kernel-Modul einen Direct-Memory-Access-(DMA)-Transfer an, der die neuen Moduldaten in den Hauptspeicher kopiert. Der DMA-Interrupt initiiert die Aktivierung des User-Space-Regelungstasks. In diesem Task erfolgt die Berechnung neuer Sollwerte für den kommenden Regelzyklus. Ist die Berechnung abgeschlossen, aktiviert der User-Space-Task einen weiteren Task im Kernel-Space, der einen zweiten DMA-Transfer zur Übertragung der neuen Sollwerte in den FPGA beginnt. Damit ist der Regelzyklus abgeschlossen, der FPGA kann die neuen Solldaten an die Module übermitteln. Sicherheitshalber erfolgt eine Überwachung der benötigten Dauer für den Regelzyklus, bei Überschreiten der maximal erlaubten Dauer erfolgt automatisch eine Deaktivierung des Umrichtersystems.

Aufgrund dieser sporadisch auftretenden Deaktivierungen ist ein längerer ungestörter Lauf des Hexverters derzeit nicht möglich. Nach einigen Minuten tritt üblicherweise eine Zeitüberschreitung auf, sodass sich der Umrichter deaktiviert. Die unten dargestellten Messergebnisse entstammen solchen längeren und daher auch teilweise unterbrochenen Versuchsläufen. In den parametrisch dargestellten Ergebnissen sind nur Daten berücksichtigt, während derer Aufnahme der Umrichter aktiv (und nach einer eventuellen Unterbrechung wieder eingeschwungen) ist.

8.6 Messaufbau

Die Messungen des Wirkungsgrads, der Spannungsamplituden und der Blindleistungen in beiden Systemen erfolgt mit zwei gekoppelten ZES Zimmer LMG 500 Leistungsmessgeräten (Abb. 8.10). Diese sind jeweils dreiphasig mit den beiden zu vermessenden Systemen verbunden, die Spannungsmessung erfolgt mit Hilfe virtueller Sternpunkte direkt am Umrichtersystem, d.h. in \mathcal{W} -Koordinaten. Am System 1 kommen PSU200-Stromsensoren der Fa. Zimmer zum Einsatz, am System 2 IT400S-Stromsensoren der Fa. LEM. Erstere haben einen Messbereich von 200 A, letztere von 400 A. Bei den 400 A-Sensoren wird das jeweilige Netzkabel zur Erhöhung der Genauigkeit doppelt hindurchgeführt.

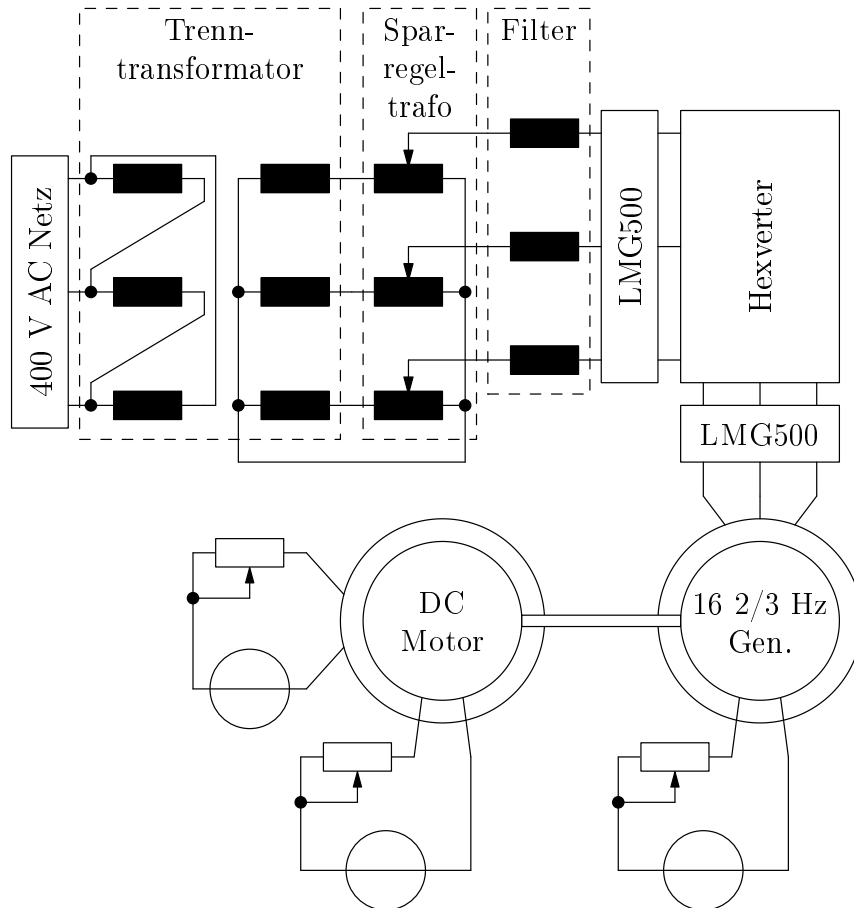


Abbildung 8.10: Speisung des Hexverters im Labor

Die Leistungsmessgeräte nehmen zwei gemittelte Messwerte je Sekunde auf. Diese werden aus deutlich schneller aufgenommenen und mit 87,5 Hz tiefpassgefilterten Messwerten berechnet.

Für die Regelung des Umrichtersystems ist die Kenntnis über die Größen der Filterinduktivitäten erforderlich, um die Umrechnung zwischen \mathcal{P} - und \mathcal{W} -Koordinaten korrekt durchführen zu können. Zur Messung wird mit dem LMG 500 im sonst nicht verwendeten "Harmonic"-Modus die Phasenverschiebung zwischen den Grundschwingungen von Netzstrom und -spannung gemessen und bei unterschiedlichen Sollwerten für Wirk- und Blindleistung mit dem erwarteten Wert verglichen. Die besten Ergebnisse im Experiment zeigen sich für einen Zahlenwert von $L_{f1} = 5 \text{ mH}$.

Da das LMG500 nicht in der Lage ist, die Blindleistung vorzeichenrichtig zu messen, jedoch den Pha-

senwinkel korrekt bestimmen kann, erfolgt die Berechnung der unten dargestellten Blindleistung Q_{vis} basierend auf der gemessenen Blindleistung Q_{meas} , der gemessenen Wirkleistung P_{meas} und dem Phasenwinkel φ_{meas} über den Zusammenhang

$$Q_{\text{vis}} = \sqrt{P_{\text{meas}}^2 + Q_{\text{meas}}^2} \sin(\varphi) \quad . \quad (8.1)$$

Eine geringe Ungenauigkeit ergibt sich daraus, dass die gemessene Blindleistung Q_{meas} nicht nur die Grundswingungs-Blindleistung im Betrag, sondern auch die Oberschwingungsblindleistung in Höhe von ca. 100 VA-200 VA enthält. Diese Ungenauigkeit wird im Folgenden vernachlässigt.

8.7 Hochlaufkonzept

Im Laboraufbau kann das Vorladen der Zwischenkreiskondensatoren über die Batterien geschehen. Diese Möglichkeit existiert in einem potentiellen kommerziellen Aufbau ohne Batteriespeicher jedoch nicht, ein dort mögliches Vorgehen sei deshalb kurz erläutert.

Zur Vorladung lässt sich beispielsweise zunächst nur ein Drehstromsystem über Vorwiderstände mit dem Hexverter verbinden. Hierdurch sind alle Module in Dreieckschaltung mit dem System verbunden. Die Ladung der Zwischenkreiskondensatoren geschieht dann über die Vorwiderstände und die Freilaufdioden der H-Brücken, ähnlich zum in [36] für den M²LC vorgeschlagenen Verfahren. Sobald eine Modulspannung ausreicht, die Logikversorgung sicherzustellen, kann das weitere Vorladen des entsprechenden Moduls gesteuert werden, da von diesem Zeitpunkt an die Datenübertragung zu einem zentralen Steuerungsrechner funktioniert und dieser das Modul abhängig von dessen Zwischenkreisspannung ansteuern kann. Wenn die Spannung in allen Modulen ausreicht, kann der Vorwiderstand entfernt werden und der Umrichter seinen Betrieb aufnehmen.

Es sei darauf hingewiesen, dass dieses Vorgehen im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht weiter untersucht wird, da es zum einen relativ einfach umsetzbar erscheint und zum anderen weder in der Simulation noch im Versuchsaufbau notwendig ist. Der Test des vorgeschlagenen Hochlaufverfahrens ist daher weiterführenden Arbeiten vorbehalten.

8.8 Schaltermodell für die Mosfets im Laboraufbau

Um einen sinnvollen Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Messwerten aus dem Laboraufbau zu ermöglichen, ist es notwendig, die im Versuchsumrichter eingesetzten Mosfets bezüglich ihres Durchlass- und Schaltverhaltens zu modellieren, um diese Modelle dann in der Simulation einsetzen zu können. Dies geschieht wie folgt.

Die Durchlassverluste je zweier parallelgeschalteter Mosfets (vgl. Abb. 8.4) entsprechen mit dem kombinierten Durchlasswiderstand $R_{\text{on,eff}} = \frac{R_{\text{on}}}{2} = 4 \text{ m}\Omega$:

$$p_{\text{v,c,MOSFET}}(t) = R_{\text{on,eff}} i_z^2(t) \quad . \quad (8.2)$$

Erste Messungen zeigen jedoch, dass die Verluste in den Zweigdrosseln, der Verkabelung und den Steckverbindern nicht unerheblich sind. Aus diesem Grund erfolgt eine Messung des "Kreiswiderstands" im Hexverter. Zu diesem Zweck werden in sämtlichen Modulen die beiden unteren Schalter aktiviert und

ohne verbundene Drehstromsysteme der Widerstand im Hexverter“kreis” gemessen. Um die Auswirkung eventueller elektromagnetischer Einkoppelungen zu minimieren, geschieht dies nicht mit einem Multimeter, sondern unter Zuhilfenahme einer Stromquelle³, die, in den geschlossenen Hexverterkreis geschaltet, an diesem einen Spannungsabfall⁴ hervorruft. Der Quotient aus Spannung und Strom ergibt einen Kreiswiderstand von $0,705 \Omega$; rechnerisch entsprächen $0,336 \Omega$ dem Kreiswiderstand, wenn nur die Durchlasswiderstände der Mosfets berücksichtigt würden. Da außer zum Schaltzeitpunkt stets zwei Mosfets-Schalter⁵ je Modul den Strom führen und es keine von der Stromrichtung abhängigen Durchlassverluste gibt, lässt sich der höhere Kreiswiderstand durch einen größeren $R_{\text{on,eff}}$ berücksichtigen. Dieser beträgt

$$R_{\text{on,eff}} = \underbrace{\frac{0,705 \Omega}{42}}_{\text{je Modul}} \cdot \underbrace{\frac{1}{2}}_{\text{je Schalter}} = 8,4 \text{ m}\Omega \quad . \quad (8.3)$$

Je einzeltem Mosfet entspräche dies einem Durchlasswiderstand von $16,8 \text{ m}\Omega$.

Die Modellierung der Schaltverluste erfolgt analog zum Vorgehen bei den Berechnungen zum Mittelspannungsmodell mit Hilfe einer festen mittleren Schaltfrequenz. Diese lässt sich aus den aufgezeichneten Messdaten der Umrichter extrahieren. Sie beträgt je Modul ca. $2,2 \text{ kHz}$.⁶

Das Datenblatt zum IRFP4668PbF [51] enthält keine Angaben zu den Ein- und Ausschaltenergien oder der Reverse-Recovery-Energie der intrinsischen antiparallelen Diode. Die Modellierung geschieht daher anders als beim Mittelspannungsmodell nicht basierend auf den Verlustenergien, sondern auf linearisierten Zeitverläufen. Die Linearisierung (Abb. 8.11) sowie die vereinfachten Berechnungsmethoden beruhen auf [54] und [55].

Als Beispiel diene eine halbe H-Brücke, in die der Strom vom Ausgang her hineinfließt. Zunächst leitet der untere Mosfet. Schaltet dieser ab, so steigt die Spannung über ihm auf die Zwischenkreisspannung u_{ZKM} an. Der Strom baut sich anschließend dreiecksförmig während der Zeit t_{fall} ab. Dies ergibt Ausschaltverluste je Mosfet in Höhe von

$$p_{\text{v,aus}} = f_{\text{sw}} \left[\frac{t_{\text{fall}}}{2} u_{\text{ZKM}} \frac{|i_z|}{2} \right] \quad (8.4)$$

je Mosfet.

Der Betrag des Zweigstroms findet hier Verwendung, da es unerheblich ist, ob die linke oder die rechte halbe H-Brücke schaltet und ob der Strom in dieselbe hinein- oder herausfließt, solange ein zuvor stromführender Mosfet abschaltet und der Zweigstrom auf die antiparallele Diode des andere Mosfets der halben H-Brücke kommutiert.

Die Durchlassverluste der oberen Diode bleiben unberücksichtigt, da sie nur sehr kurz leitet, bevor zur Minimierung der Verluste der obere, ihr parallelgeschaltete Mosfet aktiviert wird. Dessen Durchlassverluste sind in der Berechnung enthalten. Mit der Aktivierung des oberen Mosfets ist der erste Teil der Schalthandlung beendet.

³9,95 A gemessen mit einem Fluke 45 Dual Display Tisch-Multimeter

⁴7,016 V gemessen mit einem Fluke 189 Hand-Multimeter

⁵d.h. insgesamt vier Mosfets

⁶Rechnerische Untergrenze ist bei der verwendeten PWM-Frequenz von 10 kHz eine Schaltfrequenz von $\frac{10 \text{ kHz}}{7} \approx 1,43 \text{ kHz}$. Hier kommen jedoch die zusätzlichen Schalthandlungen beim Überschreiten einer Grenze zwischen zwei möglichen Ausgangsspannungsniveaus eines MMZ hinzu.

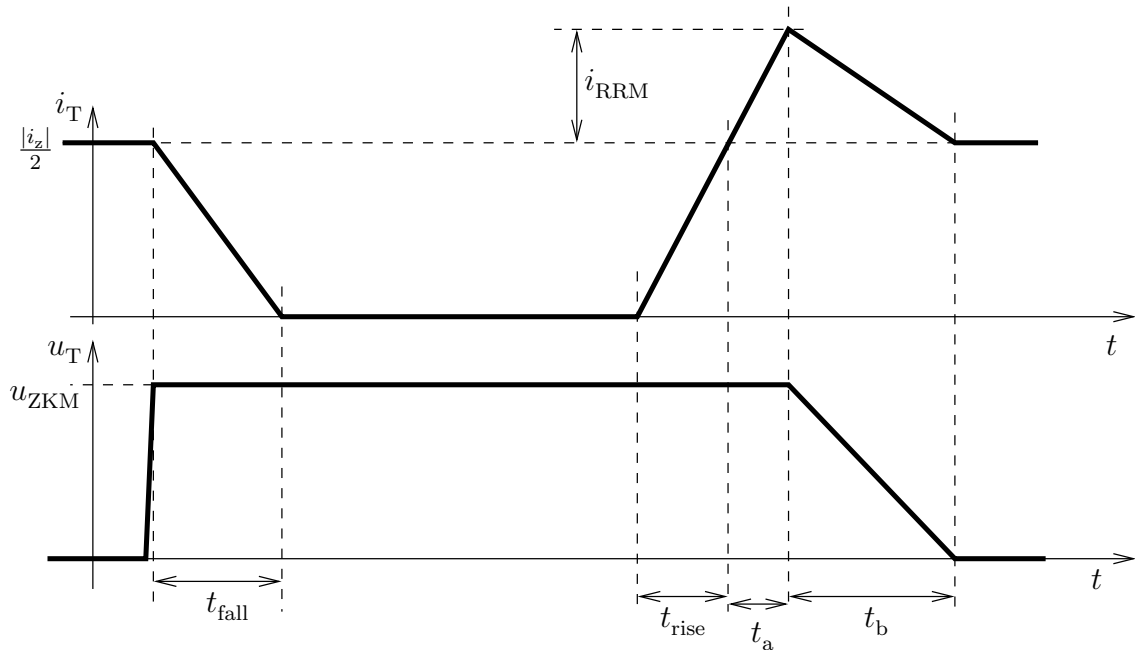


Abbildung 8.11: Vereinfachte Zeitverläufe des Stroms i_T durch den Mosfet und der Spannung u_T am Mosfet beim Schalten der induktiven Last.

Um im zweiten Teil der Schalthandlung den Strom wieder auf den unteren Schalter zu kommutieren, erfolgt zunächst eine Deaktivierung des oberen Mosfets, sodass der Strom sehr kurze Zeit vor dem Aktivieren des unteren Mosfets wieder durch die obere Diode fließt.

Schaltet der untere Mosfet schließlich ein, so muss er den gesamten Zweigstrom plus den Reverse-Recovery-Strom i_{RRM} übernehmen, bevor die Diode eine Sperrspannung aufnehmen kann und sich die Spannung über dem Mosfet entsprechend reduziert. Die Modellierung des Stromanstiegs geschieht als Dreiecksverlauf während der Zeit $t_{rise} + t_a$. Das anschließende Absinken der Spannung benötigt genau wie der Rückgang des Reverse-Recovery-Stroms die Zeit t_b .⁷

Die Einschaltverluste je Mosfet betragen mit dieser linearisierten Betrachtungsweise

$$p_{v,\text{ein}} = f_{sw} \cdot \left[u_{ZKM} \left(\frac{|i_z|}{2} + i_{RRM} \right) \cdot \frac{t_{rise} + t_a}{2} + u_{ZKM} \left(\frac{|i_z|}{4} + \frac{i_{RRM}}{3} \right) t_b \right] , \quad (8.5)$$

die während der Zeitdauer t_b anfallenden Reverse-Recovery-Verluste je Diode ergeben sich aus der steigenden Spannung zusammen mit dem fallenden Strom zu

$$p_{v,\text{diode}} = f_{sw} \left[\frac{1}{6} u_{ZKM} i_{RRM} t_b \right] . \quad (8.6)$$

Im Datenblatt des IRFP4668PbF finden sich keine Angaben zur Abhängigkeit der Schaltzeiten vom Laststrom, die Zeiten sind lediglich für einen bestimmten Gate-Vorwiderstand, eine Gate-Spannung und einen Laststrom angegeben. Alle drei Parameter weichen von denen im Versuchsaufbau vorliegenden ab.

Eine Messung der in den Halbleitern des Versuchsaufbaus fließenden Ströme ist aufgrund der kompakten Modulbauweise nur am Source-Anschluss eines der beiden oberen Mosfets des DC-DC-Wandlers

⁷Die Summe $t_a + t_b$ wird auch als Reverse-Recovery-Zeit t_{rr} bezeichnet.

möglich. Da hier prinzipiell das gleiche Schaltverhalten wie bei der Ausgangsbrücke vorliegen muss, kommt diese Messung zum Einsatz, um das Schaltverhalten zu charakterisieren.

Die Nachbildung der Stromverläufe mittels der vorgestellten linearisierten Verläufe gelingt insbesondere bei hohen Strömen sehr gut (Abb. 8.12). Bei niedrigeren Strömen sind die Steilheiten der Stromänderungen während der Zeitbereiche t_a und t_b nicht mehr ganz stromunabhängig. Eine Modellierung der Abhängigkeit erfolgt aufgrund des geringen zu erwartenden Fehlers jedoch nicht.

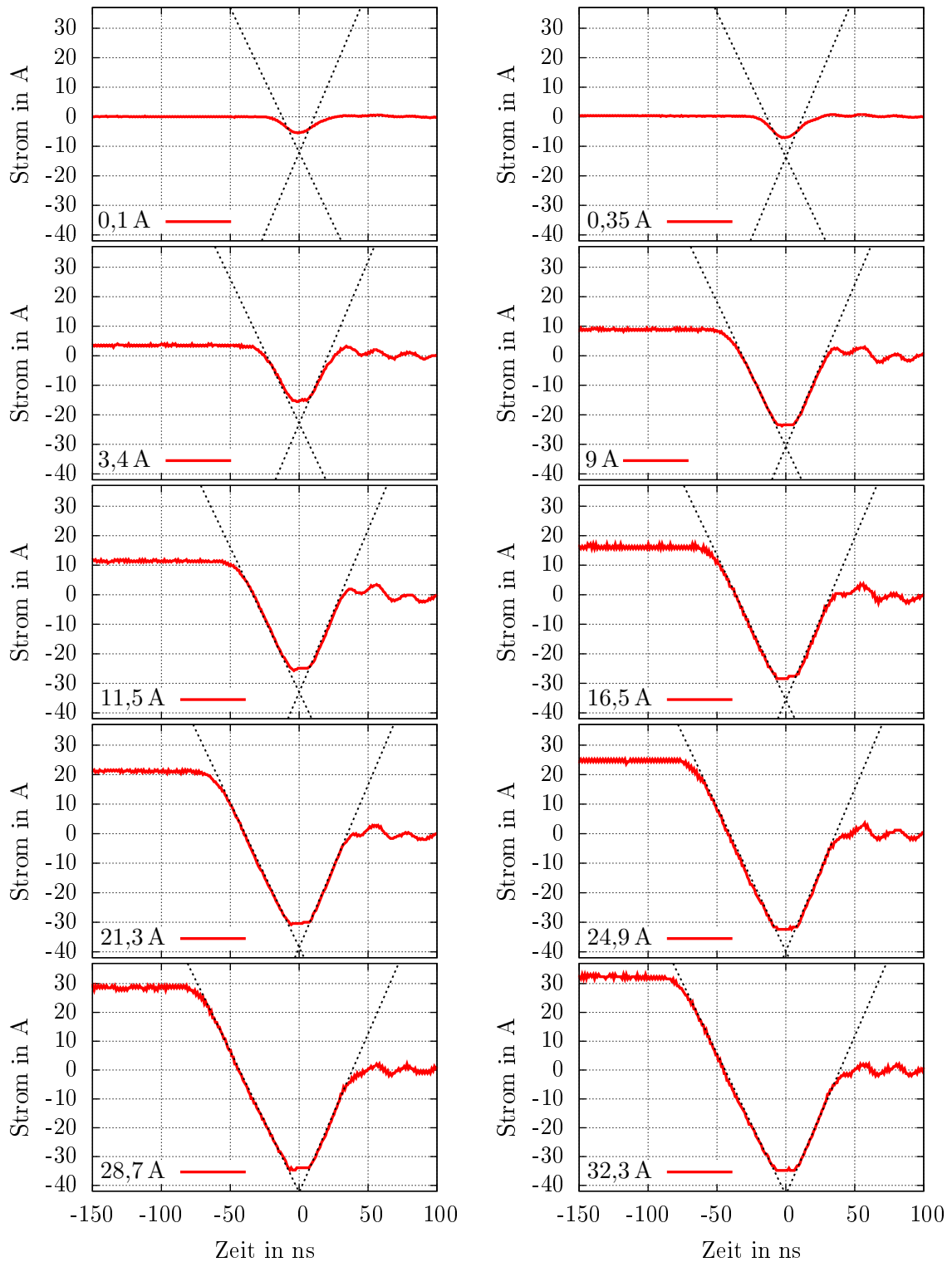


Abbildung 8.12: Messung des Einschaltverhaltens eines Mosfets IRFP4668PbF im Versuchsaufbau. Kommutierung von der oberen Diode auf den unteren Mosfet. Messgröße ist der Source-Strom des oberen Mosfets. Parameter: $u_{ZKM} = 95 \text{ V}$.

Die Steilheit während t_a beträgt nach Abb. 8.12 ca. $0,98 \frac{\text{A}}{\text{ns}}$, während t_b beträgt sie $1,1 \frac{\text{A}}{\text{ns}}$. Damit lassen sich die Zeiten t_{rise} , t_a und t_b sowie der maximale Reverse-Recovery-Strom i_{RRM} bestimmen (Abb. 8.13).

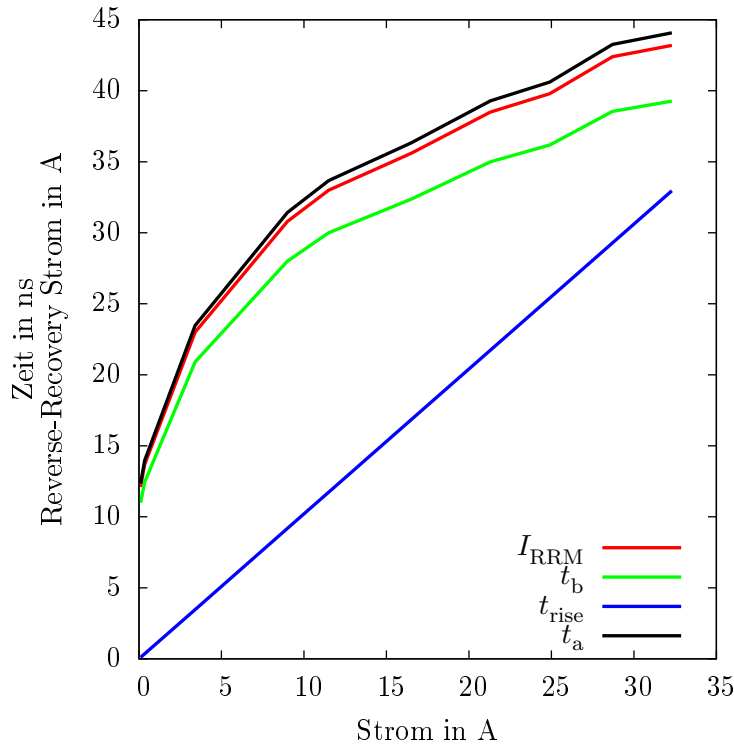


Abbildung 8.13: Aus den Zeitverläufen abgelesene Parameter zur Verlustleistungsbestimmung abhängig vom Laststrom eines der beiden parallelen Mosfets.

Aus Abb 8.14 gehen die gemessenen Verläufe während des Ausschaltens des Mosfets hervor. Dargestellt ist der Stromanstieg im Source-Anschluss des oberen Mosfets, während der untere Mosfet ausschaltet. Hier ist erkennbar, dass die Ausschaltzeit $t_{\text{fall}} = 50 \text{ ns}$ stets in sehr guter Näherung gleich bleibt.

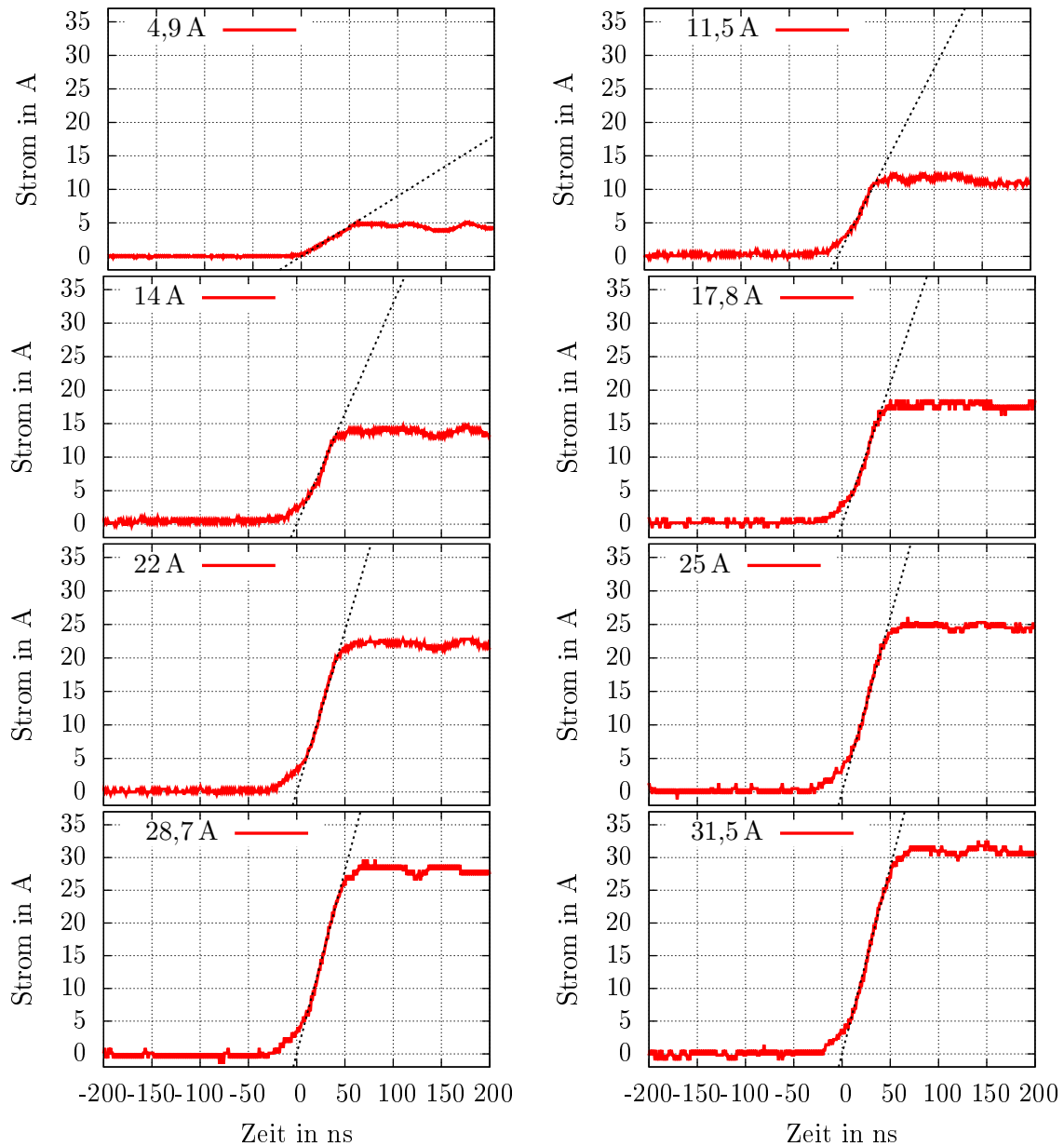


Abbildung 8.14: Messung des Ausschaltverhaltens eines Mosfets IRFP4668PbF im Versuchsaufbau. Kommutierung vom unteren Mosfet auf die obere Diode. Messgröße ist der Source-Strom des oberen Mosfets. Parameter: $u_{ZKM} = 95 \text{ V}$.

8.9 Berücksichtigung der Kondensatorverluste

Die verwendeten Zwischenkreis-Kondensatoren des Typs EETUQ2D102CA verfügen laut Datenblatt [56] über eine Bemessungskapazität von 1 mF und einen Innenwiderstand von $199 \text{ m}\Omega$ bei einer Testfrequenz von 120 Hz . Je Modul sind 25 Kondensatoren parallel geschaltet, sodass sich ein resultierender Innenwiderstand von

$$R_{\text{cap}} = \frac{199}{25} \text{ m}\Omega = 7,96 \text{ m}\Omega \quad (8.7)$$

ergibt. Da dieser Widerstand nicht im effektiven Schalterwiderstand $R_{\text{on,eff}}$ (siehe vorheriger Abschnitt) enthalten ist, muss er getrennt berücksichtigt werden. Dies geschieht über einen angenommenen "Einfügeindex" $a_{\text{ins,capb}}$, der je Zweig als proportional zur momentanen Zweigquellenspannung u_{qzb} approximierbar ist:

$$a_{\text{ins,capb}} = \frac{|u_{\text{qzb}}|}{n_{\text{mjz}} u_{\text{ZKMb}}} \quad . \quad (8.8)$$

Diese Annahme ist valide, da der Modulationsalgorithmus dahingehend optimiert ist, dass stets möglichst wenige Module eingefügt sind, vgl. Abschnitt 2.1.3. In der Simulation erfolgt eine weitere Vereinfachung durch die Annahme, dass die Zweigquellenspannung der Zweigspannung entspricht.

Mit Hilfe dieses Modells lassen sich die Kondensatorverluste in der Wirkungsgradberechnung berücksichtigen.

8.10 Messungen am Umrichtersystem

Die folgenden Ergebnisse dienen der Verifikation der in den vorherigen Kapiteln analytisch und simulativ gewonnenen Erkenntnisse.

8.10.1 Zeitverläufe

Die Funktionsfähigkeit des Modulationsalgorithmus zeigen Abb. 8.15 und Abb. 8.16. In Abb. 8.15 lassen sich die Diskretisierung der Zweigspannung sowie die Funktionsfähigkeit der Balancierung zwischen den einzelnen Modulen des Zweigs erkennen. Da die Messung mit zwei gekoppelten Vier-Kanal-Oszilloskopen erfolgt, sind lediglich sechs Module aktiv, um auch für die Strom- und Spannungsmessung über genügend Eingänge zu verfügen.

Abb. 8.16 zeigt die Aufteilung der Schaltpulse auf die einzelnen Module. Hier lässt sich sehen, dass über einen längeren Zeitraum die Schaltvorgänge gut verteilt werden, während es kurzzeitig zu Häufungen in einzelnen Modulen kommen kann. An dieser Stelle besteht folglich noch Verbesserungspotential bezüglich des Modulationsverfahrens, welches derzeit ausschließlich die Modulkondensatorspannungen zur Herbeiführung der Schaltentscheidungen verwendet.

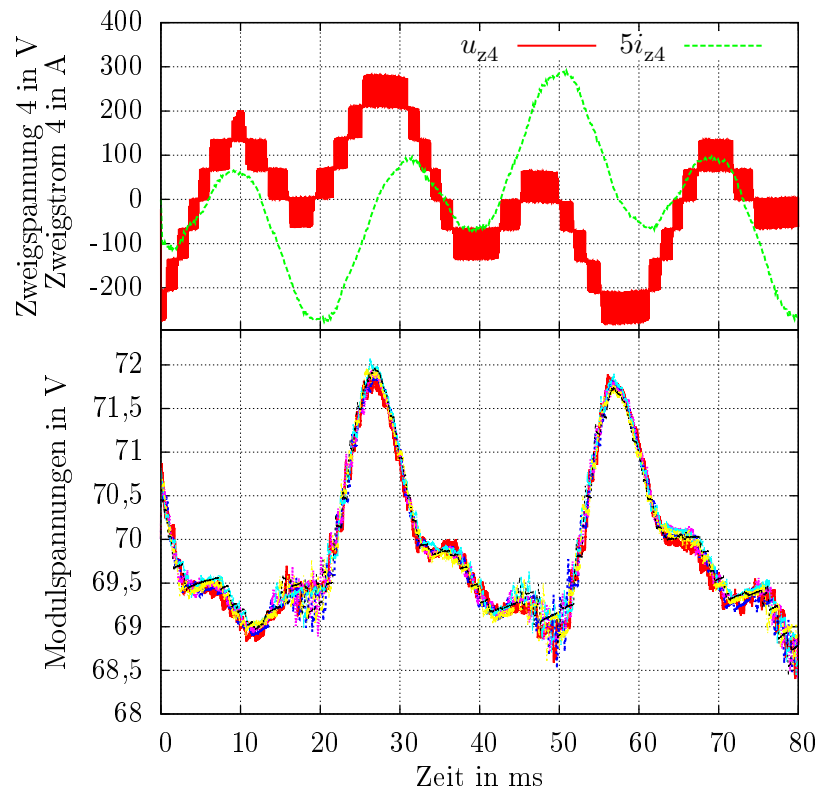


Abbildung 8.15: Spannung und Strom eines Zweigs sowie Spannungsvariation der Kondensatoren der sechs aktiven Module [12]. Messung aller Größen per Oszilloskop. Parameter (in \mathcal{W} -Koordinaten): $P_{s2} = -10,8 \text{ kW}$, $\hat{u}_{s1} = 128 \text{ V}$, $\hat{u}_{s2} = 144 \text{ V}$, $f_{s1} = 50 \text{ Hz}$, $f_{s2} = 15,8 \text{ Hz}$. Alle Werte sind 1 MHz-Tiefpass-gefiltert.

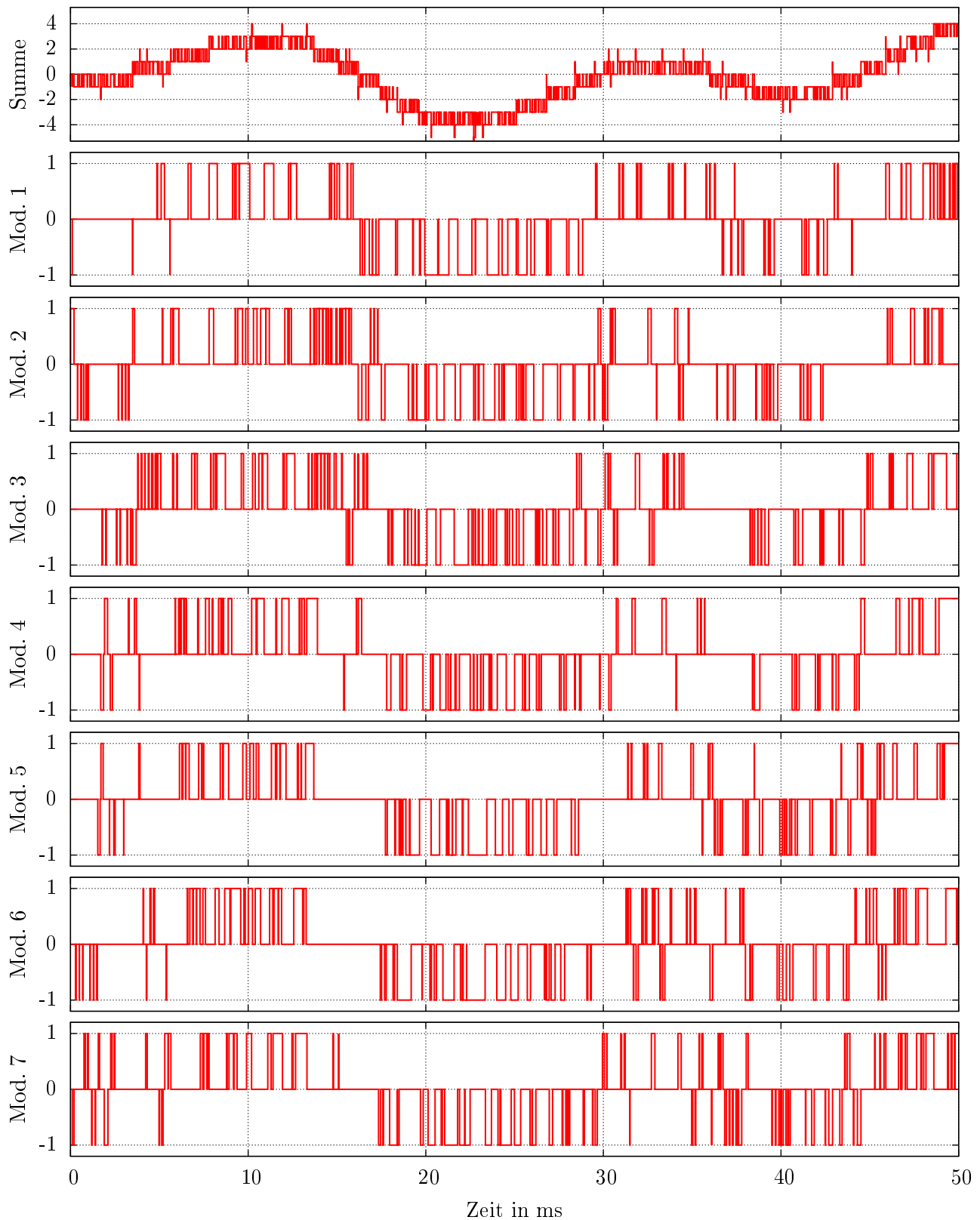


Abbildung 8.16: Aufteilung der Schaltvorgänge auf die einzelnen Module. Betriebspunkt: $P_{s2} = -10 \text{ kW}$, $Q_{\text{WR},s2}^* = 2,2 \text{ kVA}$, $Q_{\text{WR},s1}^* = 2,2 \text{ kVA}$, $\mathcal{W}_{\hat{u}_{s1}} = 200 \text{ V}$, $\mathcal{W}_{\hat{u}_{s2}} = 187 \text{ V}$, $f_{s1} = 50 \text{ Hz}$, $f_{s2} = 20,7 \text{ Hz}$

8.10.2 Variation der Blindleistung

Die folgenden Messungen dienen der Verifikation der Ergebnisse des Kapitels 5.3, bei denen die Blindleistung variiert wird (Abb. 5.7). Die Messungen geschehen am Laborumrichter, dessen Betrieb mit einer Wirkleistung von $P_{\text{WR},s2}^* = -10 \text{ kW}$ erfolgt. Gleichzeitig variiert die Blindleistung im ersten System (direkt am Umrichter) zwischen $-3,5 \text{ kVA}$ und $3,5 \text{ kVA}$.

Um mit Kapitel 5.3 vergleichbare Daten zu erhalten, werden die Spannungen am Umrichter (\mathcal{W} -Koordinaten) von Hand konstant gehalten, während die Blindleistung variiert. Im zweiten System geschieht die Konstanthaltung durch Variation der Erregung der verwendeten Lastmaschine. Diese lässt sich nur stufenweise verändern, was anhand der Spannungsschwankungen im zweiten System deutlich erkennbar ist.

Zusätzlich zur Messung erfolgt eine Wiederholung der Simulation mit den Randbedingungen der Messung. Anwendung finden hierfür die mittels der LMG500-Messgeräte aufgenommenen Spannungen, Leistungen und Frequenzen der beiden Drehstromsysteme. Aus den numerischen Simulationen entstehen Vergleichsgrößen für den Wirkungsgrad und die Energieschwankungsbreite. Letztere weicht zunächst deutlich von der gemessenen Größe ab: Die am Laboraufbau ermittelte Energieschwankungsbreite ist ca. 20% größer als die simulierte.

Der Grund hierfür liegt in der Art der Messung der Schwankungsbreite. Im Laboraufbau lässt sich diese nur über die durch das Umrichtersystem selbst gemessenen Zwischenkreisspannungen der einzelnen Module bestimmen. Aus den einzelnen Modulspannungen ergibt sich der Energieinhalt eines Zweigs b zu

$$e_{zb}(t) = \frac{C_{\text{mod}}}{2} \sum_{m=1}^7 u_{\text{ZKM},b,m}^2 \quad . \quad (8.9)$$

Der Energieinhalt ist folglich von der Größe der Zwischenkreiskondensatoren abhängig, was in Folge auch auf die Energieschwankungsbreite zutrifft. Eine Überprüfung der Kondensatorkapazitäten mit Hilfe eines HIOKO 3522 LCR-Meters⁸ ergibt das in Tabelle 8.1 dargestellte Ergebnis.

Die tatsächlichen Kapazitäten liegen mit durchschnittlich $21,63 \text{ mF}$ deutlich unterhalb der Bemessungskapazität von 25 mF . Mit dieser Korrektur ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den am Laboraufbau ermittelten und den simulierten Werten (oberster Graph in Abb. 8.17), die Abweichung beträgt nur noch ca. 6,9%. Da das dargestellte Ergebnis der Energieschwankungsbreite stets dem sechsfachen der maximal in einem Zweig ermittelten Schwankungsbreite entspricht, ist eine positive Abweichung schon aufgrund des Messrauschens zu erwarten. Hinzu kommt, dass der Regelalgorithmus beim Vergleich der vorausberechneten, erwarteten Energieschwankungen in den Zweigen mit den tatsächlich auftretenden Energieschwankungen auf die Bemessungskapazität der Modulkondensatoren zurückgreift, sodass das Ergebnis des Ausgleichs erwarteter Schwankungen am Eingang der Energieinhaltsregler nicht ideal ist. Dies hat zusätzlich eingeprengte Kreisströme zur Folge, die wiederum die Energieschwankungsbreite geringfügig erhöhen. Es erfolgt an dieser Stelle keine vertiefte Untersuchung der Gründe für die (geringe) Abweichung. Es lässt sich aber festhalten, dass die Berechnungen durch die Messung gut bestätigt werden.

Die Abweichung des berechneten Wirkungsgrads von den gemessenen Größen beträgt ca. 0,7%, bei einem Wirkungsgrad von 96% entspricht dies einem Fehler bei der Verlustleistungsberechnung von ca.

⁸Verwendete Messfrequenz: 50 Hz

Modul	Kapazität	Modul	Kapazität	Modul	Kapazität
0	21,2 mF	14	21,7 mF	28	21,8 mF
1	21,6 mF	15	21,7 mF	29	21,8 mF
2	21,0 mF	16	21,8 mF	30	21,6 mF
3	21,1 mF	17	21,8 mF	31	21,7 mF
4	21,7 mF	18	21,4 mF	32	21,8 mF
5	21,8 mF	19	21,8 mF	33	21,1 mF
6	21,1 mF	20	21,8 mF	34	21,8 mF
7	21,4 mF	21	21,7 mF	35	21,9 mF
8	21,8 mF	22	21,7 mF	36	21,8 mF
9	21,8 mF	23	21,8 mF	37	22,0 mF
10	21,3 mF	24	21,7 mF	38	21,9 mF
11	21,8 mF	25	21,8 mF	39	21,9 mF
12	21,8 mF	26	21,8 mF	40	21,6 mF
13	21,3 mF	27	21,5 mF	41	21,4 mF

Tabelle 8.1: Gemessene Modulkondensatorgrößen (Bemessungswert lt. Datenblatt: 25 mF)

17,5%, um die die Verluste in der Simulation zu gering ausfallen. Abgesehen von einem maximalen Fehler des Leistungsmessgeräts bei der Wirkungsgradmessung von ca. 0.3% kann dies mehrere Gründe haben:

- Die Annahme, dass der Einfügeindex der Kondensatoren der Zweigspannung proportional sei, ist nicht vollständig korrekt. In Einzelfällen, insbesondere bei niedrigen Zweigspannungen, kann das (positive) Einschalten eines Moduls zur Pulserzeugung durch das (negative) Einschalten eines weiteren Moduls kompensiert werden, so dass letztlich zwei Module eingefügt sind, obwohl nur eine kleine Zweigspannung gefordert ist.
- Die Erwärmung im Betrieb, insbesondere der Mosfets, ist nicht berücksichtigt. Laut Datenblatt [51] führt schon eine Erwärmung von 25 °C auf 40 °C zu einem Anstieg des Durchlasswiderstands von ca. 30%.
- In der Simulation wird die Eingangsleistung des Umrichters als identisch zur Ausgangsleistung angenommen, während sie in Wirklichkeit etwas höher sein muss. Hieraus resultieren geringfügig abweichende Zweigspannung und -ströme, die sich auch auf die berechneten Verlustleistungen auswirken.
- Die berechneten Kondensatorverluste beruhen auf den Datenblattangaben zum Innenwiderstand der Kondensatoren. Der angegebene Wert gilt für eine Messfrequenz von 120 Hz, bei niedrigerer Frequenz steigt er. Da weiterhin bereits die gemessene Kapazität deutlich von der Bemessungskapazität abweicht, ist es naheliegend, zu vermuten, dass dies auch für die Innenwiderstände gilt. Ferner sind die Leiterbahnwiderstände zwischen den Schaltern und den Kondensatoren sind nicht in der Berechnung enthalten. Eine Messung der gesamten Zwischenkreiswiderstände ist aufgrund ihrer geringen Größe schwierig und erfolgt daher nicht.
- Das schnelle Schalten der Mosfets im Umrichter kann zu Messfehlern der Leistungsmessgeräte führen.

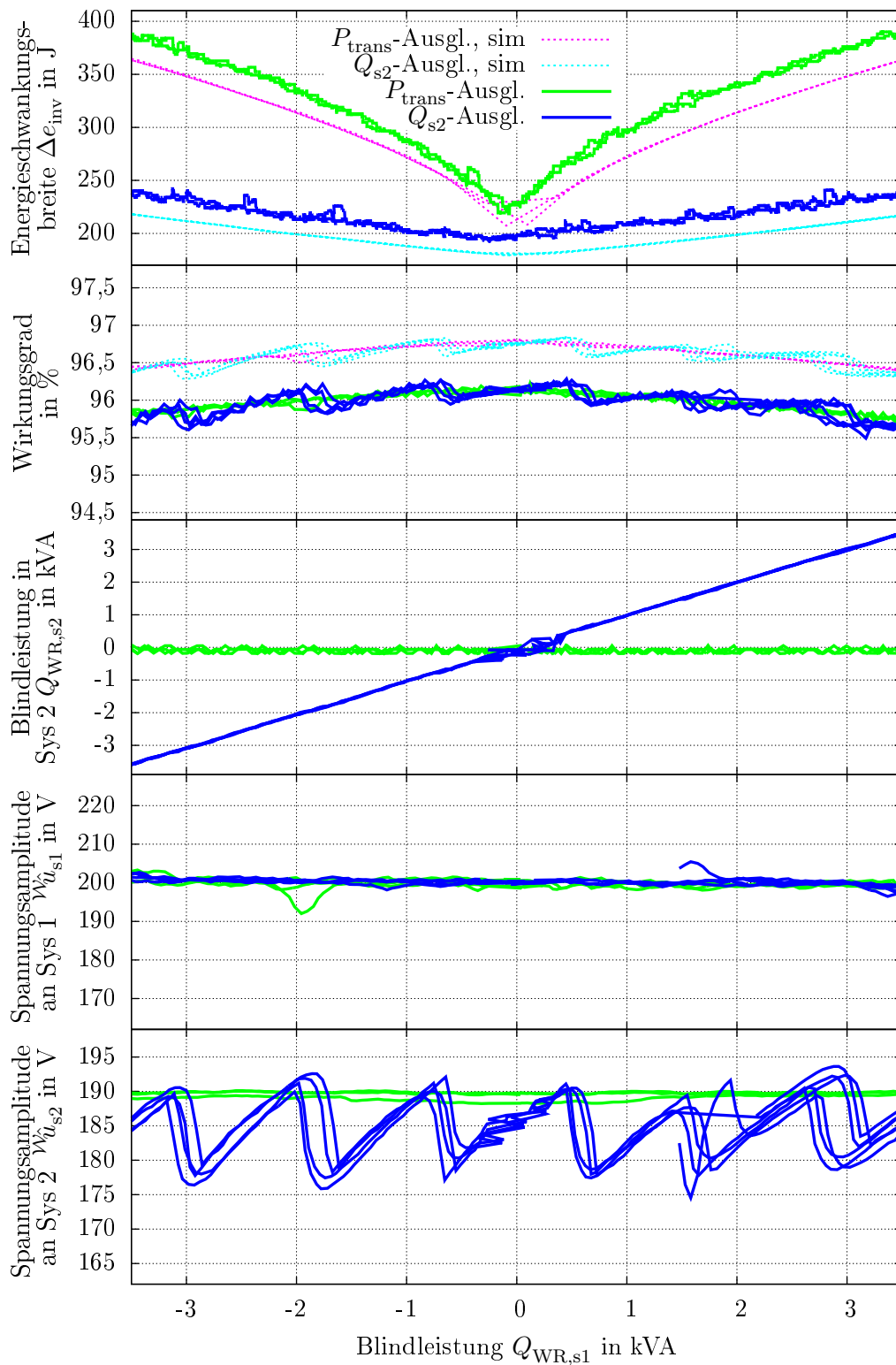


Abbildung 8.17: Energieschwankungsbreite, Blindleistung im zweiten System, Systemspannungen und Wirkungsgrad über der Blindleistung im ersten System. Beide Spannungen werden während der Messung per Hand konstant gehalten. Die Messung der Energieschwankungsbreite erfolgt durch das Umrichtersystem, die restlichen Werte stammen vom LMG500-Leistungsmessgerät.

- Frequenzabhängige Verluste des Aufbaus, beispielsweise in den Kabeln, werden nicht berücksichtigt.

Angesichts der vielfältigen Fehlermöglichkeiten bei der Berechnung der Verlustleistungen scheint der resultierende Fehler im Rahmen der Erwartungen zu liegen. Eine weitere Verbesserung wird daher an dieser Stelle nicht angestrebt.

8.10.3 Variation der Wirkleistung

Analog zum vorigen Abschnitt sollen auch die Simulationen betreffend einer Wirkleistungsvariation im Versuch validiert werden. Hierzu wird die entsprechende Leistungskennlinie

$$P_{WR,s2}^* = - \left(\frac{f_{s2}}{20 \text{ Hz}} \right)^2 \cdot 10 \text{ kW} \tag{8.10}$$

im Regelungsalgorithmus implementiert. Anschließend kann teils durch Absenken der Statorspannung der Gleichstrommaschine aus Abb. 8.10 für niedrige Drehzahlen und teils durch Feldschwächung für hohe Drehzahlen die Frequenz im Versuchsaufbau bei laufendem Umrichter hinreichend variiert werden. Aufgrund der verwendeten Leistungswiderstände lassen sich beide Einstellungen nur sprunghaft ändern, was sich in einem nicht sehr glatten Verlauf der Messwerte (Abb. 8.18) widerspiegelt, da die parametrisierte Darstellung direkt aus dem zeitlichen Verlauf hervorgeht. Eine bisher nicht realisierte, kontinuierlichere Geschwindigkeitsregelung der Gleichstrommaschine könnte hier in Zukunft zu Verbesserungen führen.

Analog zu den Ergebnissen des vorigen Abschnitts erfolgt auch hier eine Simulation, um die Messwerte mit Erwartungswerten vergleichen zu können. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 8.18 etwas dünner als die Messwerte und punktiert dargestellt.

Für die Abweichung zwischen den Absolutwerten der Energieschwankungsbreiten und der Wirkungsgrade zwischen Simulations- und Messergebnissen lassen sich die gleichen Erklärungen wie im letzten Abschnitt heranziehen⁹. Es fällt an dieser Stelle auf, dass es zu einer deutlichen “Delle” im Verlauf der gemessenen Energieschwankungsbreite bei einer Frequenz von $f_{s2} \approx 16,9 \text{ Hz}$ und Blindleistungskompensation (blau) kommt. Diese hat einen messtechnischen Ursprung: Die dargestellte Schwankungsbreite berechnet sich stets aus der Differenz zwischen Maximum und Minimum der Kondensatorspannungen innerhalb einer Zeitdauer von 1 s. Bei der genannten Frequenz kommt es jedoch zu Schwebungen innerhalb der Energieinhalte, deren Frequenz geringer als ein Hertz ist und daher in der Auswertung nicht korrekt erfasst wird.

Qualitativ ist erkennbar, dass die Simulationsergebnisse gut mit den Messergebnissen übereinstimmen. Bei niedriger Wirkleistung weist der Verlauf ohne Blindleistung (rot) den höchsten Wirkungsgrad auf. Im Vergleich mit dem Verlauf bei Transferleistungskompensation (grün) und einer abgegebenen Blindleistung von $Q_{WR,s1}^* = 3,5 \text{ kVA}$ ist dies über den gesamten untersuchten Wirkleistungsbereich der Fall. Dass der Wirkungsgrad bei gleicher Blindleistung im ersten System und mit Blindleistungskompensation (blau) bei steigender Leistung etwas höher wird als die anderen Wirkungsgrade, lässt sich mit der bei steigender Blindleistung steigenden Spannung im zweiten System erklären. Diese führt zu einem geringeren erforderlichen Strom, sodass auch die Verluste sinken.

⁹Bei der minimalen Leistung steigt der maximale Fehler des Leistungsmessgeräts für die Wirkungsgradbestimmung auf ca. 1.2% an.

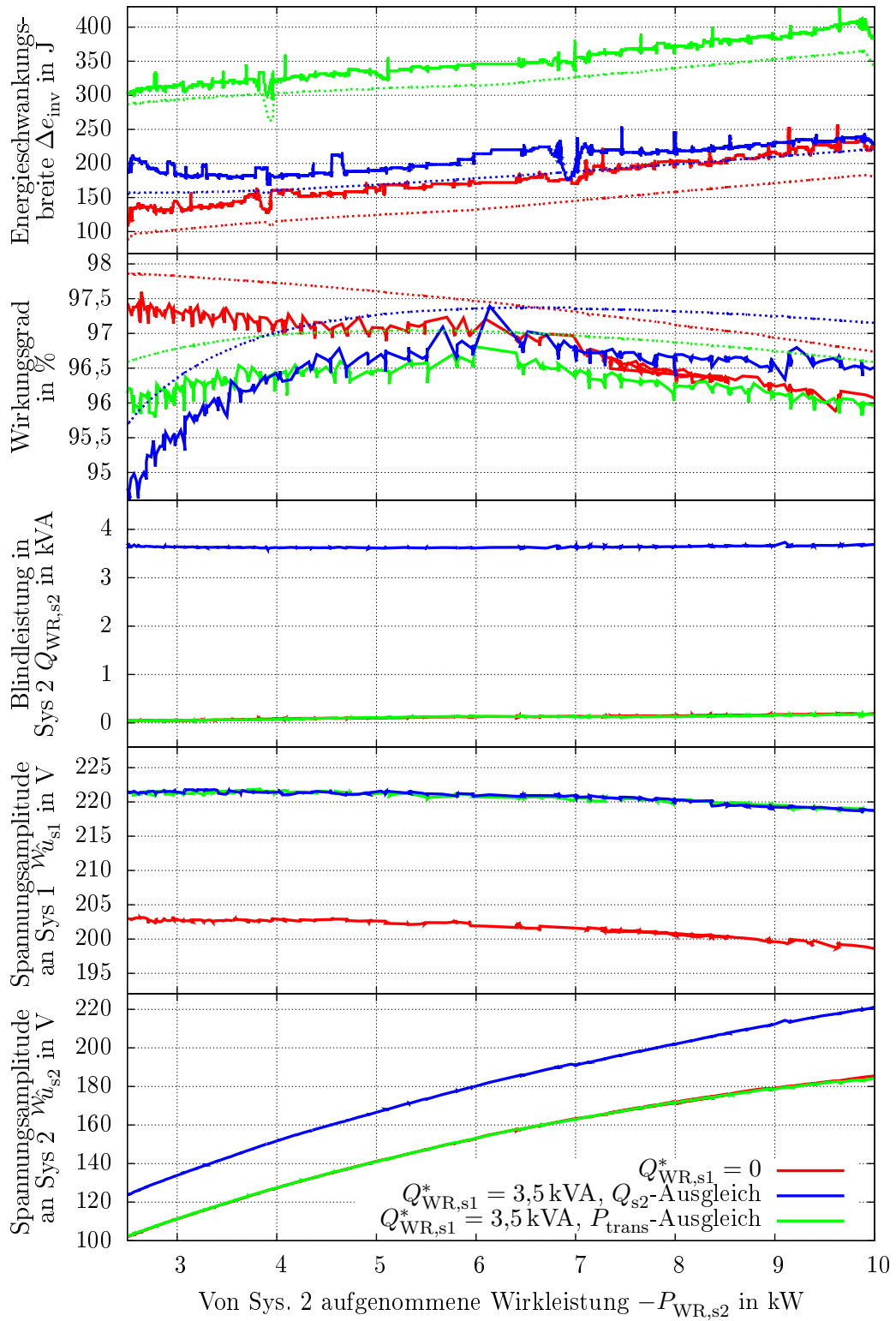


Abbildung 8.18: Energieschwankungsbreite, Blindleistung im zweiten System, Systemspannungen und Wirkungsgrad über der Blindleistung im ersten System. Beide Spannungen werden während der Messung per Hand konstant gehalten. Die Messung der Energieschwankungsbreite erfolgt durch das Umrichtersystem, die restlichen Werte stammen vom LMG500-Leistungsmessgerät.

Dass die Spannung an System eins mit steigender in das System eins gespeister Wirkleistung fällt, liegt daran, dass die Magnetisierungsleistung für das L-Filter und die Systeminduktivität aufgrund der Vorgabe $Q_{WR,s1}^* = 0$ aus dem System selbst bezogen wird.

Insgesamt bestätigen die Ergebnisse der Messungen die im Vorfeld angestellten Überlegungen und Abschätzungen.

8.11 Zusammenfassung

Das vorliegende Kapitel gibt zunächst einen Überblick über den Versuchsaufbau. Es beschreibt die einzelnen Hard- und Softwarekomponenten und gibt einen Einblick in die zeitlichen Abläufe zwischen Steuerungsrechner und modularem Aufbau.

Die Funktionsfähigkeit des Versuchsaufbaus belegt die Validität der Regelungsansätze und zeigt, dass das System auch mit von den idealen Randparametern der Simulation abweichenden Einflüssen arbeitsfähig ist.

Die gewonnenen Messergebnisse schließlich bestätigen die Aussagen der vorigen Kapitel bezüglich der Abhängigkeit der Energieschwankungsbreite und des Wirkungsgrads von den Randparametern Wirk- und Blindleistung und sind neben den Simulationsergebnissen des vorhergehenden Kapitels ein weiterer Beleg für die Richtigkeit der angestellten theoretischen Überlegungen.

9 Zusammenfassung und Ausblick

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Vorstellung eines neuen Umrichterkonzepts, dem der Autor den Namen "Hexverter" gegeben hat. Hierbei handelt es sich um eine modulare Multilevel-Direktumrichter-Topologie zum Verbinden zweier dreiphasiger Systeme im Mittel- oder Hochspannungsbereich.

Im Rahmen eines Überblicks über den Stand der Technik wurden grundlegende Eigenschaften der modularen Multilevel-Zweige (MMZ) erläutert. Hierbei handelt es sich um Reihenschaltungen von in der Regel identisch aufgebauten Leistungsmodulen, die in Kombination miteinander und mit einer Zweigdrossel als Stromquelle fungieren. Auf derartigen MMZ beruhen alle Umrichtertopologien, die im Rahmen dieser Arbeit untersucht wurden. Dies sind der modulare Multilevel-Converter (M^2LC) in back-to-back Anordnung, der modulare Multilevel-Matrix-Converter (MMMC) sowie der Hexverter.

Als modulares Multilevel-Umrichtersystem weist der Hexverter die typischen positiven und negativen Eigenschaften auf. Positiv sind die durch die hohe Modularität erreichte gute Skalierbarkeit, die guten Oberschwingungseigenschaften der Ein- und Ausgangsgrößen, die ohne Transformator erreichbare, hohe Spannungsebene sowie eine leicht erzielbare Redundanz. Negativ ist in erster Linie der hohe Bedarf an kapazitiven Speichern, der von der einphasigen Belastung der MMZ herrührt.

Die kapazitiven Speicher in den einzelnen Modulen begrenzen die möglichen Betriebsbereiche des Hexverters, da abhängig von den Frequenzen der beiden verbundenen Systeme und abhängig von den Lastwinkeln im zeitlichen Mittel Gleichleistungen in den Modulen auftreten können. Dies gilt es zu vermeiden, da die Ladung der Modulkondensatoren andernfalls stetig steigen oder fallen würde und der Umrichter Schaden nehmen könnte.

Ein wesentlicher Teil dieser Arbeit ist daher einer Untersuchung der Gleichanteile der Zweigleistungen gewidmet. In diesem Rahmen werden problematische Betriebszustände identifiziert. Insbesondere ist dies der Betrieb bei gleichen Frequenzen in den beiden verbundenen Systemen. Bei Nullfrequenz hingegen lässt sich der Hexverter mit zusätzlichem Regelungsaufwand und bei verringerter Leistung betreiben.

Unter Berücksichtigung der besonderen Eignung modularer Multilevel-Systeme für hohe Spannungen und hohe Leistungen wurde als Anwendungsbeispiel für die Berechnungen eine Windenergieanlage hoher Leistung (10 MW) gewählt. Die Entscheidung für einen langsam drehenden, direkt angetriebenen Generator begünstigt sowohl den Hexverter als auch den MMMC, da beide Systeme über Vorteile im Betrieb mit unterschiedlichen Frequenzen in den verbundenen Systemen verfügen.

Anhand des Anwendungsbeispiels erfolgte dann ein Vergleich der genannten Topologien bezüglich der erforderlichen minimalen Dimensionierung der Bauelemente sowie anhand des zu erwartenden Wirkungsgrads. Die Ergebnisse der Halbleiterdimensionierung wurden hierbei durch thermische Analysen als valide bestätigt.

Im Vergleich zeichnet sich der Hexverter insbesondere durch eine sehr niedrige erforderliche Modul-

anzahl aus; er benötigt im betrachteten Beispiel nur zwei Drittel¹ der Module, die ein vergleichbarer MMC erfordert, und sogar nur die Hälfte der Module, die zum Bau eines M²LC notwendig sind. Hierdurch lassen sich erheblich Einsparungen bezüglich des mechanischen Aufbaus und der Ansteuerungen erwarten.

Verglichen mit dem M²LC verfügt der Hexverter zudem über eine um die Hälfte niedrigere Energieschwankungsbreite, was in der Praxis erheblich geringere Kondensatorkosten für den Aufbau erwarten lässt. Gegenüber dem MMC ist die Energieschwankungsbreite jedoch um knapp 50% größer.

Bezüglich der erforderlichen Schalteistung erfordert der Hexverter einen um ca. 19% größeren Wert als der MMC, verglichen mit dem M²LC sogar 63% mehr. Der Schalteistungsvergleich mit dem M²LC lässt sich bei näherer Betrachtung jedoch relativieren: Sowohl beim Hexverter als auch beim MMC sind Verbesserungen im Modulationsverfahren leicht denkbar, die eine deutliche Verminderung der ermittelten Schalteistungen erwarten lassen. Zudem ist bereits mit dem betrachteten Ansteuerungsverfahren die thermische Ausnutzung der Halbleiter geringer als beim M²LC. Hieraus resultiert in Summe ein deutlicher Vorteil des Hexverters und des MMC gegenüber dem M²LC.

Im direkten Vergleich zwischen Hexverter und MMC ist die Schlussfolgerung naheliegend, dass der Hexverter in der Praxis dort Vorteile bieten kann, wo die Ersparnis durch eine deutlich geringere Modulanzahl gegenüber den höheren Kosten für Zwischenkreiskondensatoren und – in geringerem Umfang – für Leistungshalbleiter überwiegt. Dies dürfte insbesondere in einem mittleren Leistungsbereich der Fall sein, in welchem die Leistungshalbleiter noch ohne Parallelschaltung z.B. einzelner IGBT-Module ausgeführt werden können.

Eine detaillierte Analyse der in den einzelnen MMZ auftretenden Leistungen hat gezeigt, dass der Hexverter bei unterschiedlichen Blindleistungsanforderungen an seinen Ein- und Ausgängen zusätzlicher Spannungen und Ströme in seinen Zweigen bedarf, um einen stabilen Betrieb zu gewährleisten. Aus diesem Grund erfolgte eine ausführliche Analyse der Zusammenhänge zwischen den Leistungen an den Anschlusspunkten (PCC) der beiden dreiphasigen Systeme und den direkt am Umrichter auftretenden Leistungen. Basierend auf dieser Analyse ließen sich Regelungsverfahren entwickeln, die eine genaue und schnelle Regelung der Systemströme und in Folge dessen auch der Modulspannungen in den einzelnen Zweigen ermöglichen.

In diesem Zusammenhang wurden auch zwei Vorschläge zur Minimierung der Koppelungen erarbeitet, die aufgrund der Zweiginduktivitäten zwischen den beiden verbundenen Drehstromsystemen bestehen. Ebenfalls wurde gezeigt, dass eine Optimierung des Modulationsverfahrens in vielen Fällen zu deutlich geringeren Kreisstromschwankungen führt.

Zur Verifikation des Konzepts und der Berechnungen wurden sowohl unterschiedliche Simulationsmodelle als auch ein Versuchsaufbau eingesetzt. Am detailliertesten erfolgte die Nachbildung eines realen Hexverters mit Hilfe eines Plecs-Modells, das jedoch aufgrund der hohen erforderlichen Berechnungszeit lediglich zur Validierung eines gleichungsbasierten Modells eingesetzt wurde. Mit Hilfe dieses ca. 10000fach schnelleren Modells war es möglich, die Berechnungen bezüglich der Energieschwankungsbreite zu bestätigen. Weiterhin ließ sich zeigen, dass die analytischen Ansätze zur Regelung der Zweigenergieinhalte korrekt sind: Ein ihnen entsprechend aufgebauter Regelungsalgorithmus zeigte das erwartete Verhalten.

¹Die hier wiedergegebenen Zahlenwerte gelten für den Fall, dass der Hexverter die ggfs. in einem System erforderliche Blindleistung mit Hilfe von Blindleistung aus dem anderen System kompensieren kann. Andernfalls fallen die Ergebnisse ungünstiger aus.

Der Versuchsaufbau eines Hexverters mit insgesamt 42 Modulen ließ abschließend auch einen praktischen Test der entwickelten Regelungsverfahren zu. In mehreren Versuchsreihen wurde gezeigt, dass sowohl die Berechnung der Energieschwankungsbreite als auch der erwarteten Wirkungsgrad sehr gut mit den Messergebnissen übereinstimmten. Ebenso konnte die Funktionsfähigkeit der Energieinhaltsregelung nachgewiesen werden.

An dieser Stelle endet der Fokus der vorliegenden Arbeit. Für folgende Untersuchungen bleiben jedoch noch viele Fragen unbeantwortet. So stützt sich beispielsweise die Berechnung der Energieschwankungsbreiten auf einen identischen Drehsinn der beiden dreiphasigen Systeme. Für unterschiedliche Vorzeichen der Kreisfrequenzen weisen erste Untersuchungen auf eine geringfügig größere Schwankungsbreite hin, dies gilt es jedoch zu verifizieren und zu präzisieren.

Ebenso sollte quantifiziert werden, wie viel kleiner die Dimensionierung der Halbleiter beim Hexverter und beim MMC im Vergleich zu der hier jeweils gewählten Dimensionierung ausfallen kann. Der in Bezug auf den Maximalwert deutlich kleinere Effektivwert des Zweigstroms liefert in beiden Fällen einen ersten Ansatzpunkt hierfür (in beiden Fällen 50% im Vergleich zu 62% beim M²LC).

In der vorliegenden Arbeit kam lediglich eine grundlegende Sinusmodulation für die Ausgangsgrößen zum Einsatz. Die Betrachtungen sind im nächsten Schritt um die sonst übliche Addition einer dritten Harmonischen bzw. die Anwendung der Raumvektormodulation zwecks Erhöhung der Ausgangsspannung zu ergänzen. Hierbei sollte auch ein Augenmerk auf den Auswirkungen auf die Energieschwankungsbreite liegen.

Weiterhin steht zu erwarten, dass sich analog zum MMC auch beim Hexverter durch das Einprägen von Strömen in Vielfachen der Frequenzen der beiden verbundenen Systeme eine Verkleinerung der Energieschwankungsbreiten erzielen lässt. Hierbei ist auch eine Abwägung zwischen einer möglichen Verkleinerung der Kondensatoren und einer Erhöhung der Verluste durch die zusätzlichen Ströme zu treffen. Gleiches gilt bei der Nutzung von Transferleistung auch für die hier noch nicht näher betrachtete Möglichkeit, harmonische oder rechteckförmige Größen für die Sternpunktspannung und den Kreisstrom zu verwenden.

Die Funktionsfähigkeit bei Nullfrequenz in einem System wurde bisher nur theoretisch nachgewiesen, eine simulative oder anhand des Versuchsaufbaus erfolgende Verifikation steht aufgrund der erheblichen hierzu erforderlichen Modifikationen am Regelungsalgorithmus noch aus. Ebenfalls noch nicht erprobt wurde der Betrieb bei entgegengesetzten Drehrichtungen in beiden Systemen. Ein geregelter Betrieb einer langsam laufenden (Antriebs-)Maschine am Hexverter könnte das Ziel einer solchen Betrachtung sein.

Schließlich gilt es auch zu untersuchen, ob das nur am Rande betrachtete, vorgeschlagene Hochlaufverfahren für den Hexverter funktioniert.

Wenngleich noch zahlreiche weitere, sehr interessante Themen denkbar sind, würde eine Betrachtung der genannten Punkte das hier nur in gebotener Kürze vorgestellte Konzept des Hexverters näher zu verstehen helfen. Eine mögliche kommerzielle Nutzung des Konzepts könnte hierdurch in greifbare Nähe rücken.

Literaturverzeichnis

- [1] Gesetz für den Vorrang Erneuerbarer Energien (Kurztitel: Erneuerbare-Energien-Gesetz, EEG), Bundesgesetz, 2008, Inkrafttreten 2009.
- [2] ABB Switzerland Ltd. *5SHY 55L4500, Datasheet*, 2010. Online verfügbar unter [http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/90dfd7179fa5fb4cc1257686004d309d/\\$file/5SHY%2055L4500_5SYA1243-05Jan%2010.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/90dfd7179fa5fb4cc1257686004d309d/$file/5SHY%2055L4500_5SYA1243-05Jan%2010.pdf), abgerufen im April 2013.
- [3] ABB. dynamic energy storage, application note. Website. Online verfügbar unter [http://www05.abb.com/global/scot/scot221.nsf/veritydisplay/f34cfc24df49100d482579f200536984/\\$file/Revue%20E%20tidjschrift.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot221.nsf/veritydisplay/f34cfc24df49100d482579f200536984/$file/Revue%20E%20tidjschrift.pdf), abgerufen im April 2013.
- [4] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T.A. Lipo. Comparison of multilevel inverters for static var compensation. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*, pages 921–928, vol.2, oct 1994.
- [5] P.W. Hammond. A new approach to enhance power quality for medium voltage drives. In *Petroleum and Chemical Industry Conference, 1995. Record of Conference Papers., Industry Applications Society 42nd Annual*, pages 231–235, sep 1995.
- [6] S. Bifaretti, P. Zanchetta, Yue Fan, F. Iov, and J. Clare. Power flow control through a multi-level h-bridge based power converter for universal and flexible power management in future electrical grids. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, pages 1771–1778, sept. 2008.
- [7] D.E. Soto-Sanchez, R. Pena, R. Cardenas, J. Clare, and P. Wheeler. A cascade multilevel frequency changing converter for high-power applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(6):2118–2130, 2013.
- [8] Lennart Baruschka and Axel Mertens. Transformatorloser Direktumrichter. Offenlegungsschrift DE 102010013862 A1.
- [9] Lennart Baruschka. Verfahren zur Steuerung eines Direktumrichters, elektronische Steuerungseinrichtung dafür, Direktumrichter und Computerprogramm. Offenlegungsschrift DE 102011107737 A8.
- [10] L. Baruschka and A. Mertens. A new 3-phase direct modular multilevel converter. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–10, sept. 2011.
- [11] L. Baruschka and A. Mertens. A new 3-phase ac/ac modular multilevel converter with six branches

- in hexagonal configuration. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pages 4005–4012, sept. 2011.
- [12] L. Baruschka and A. Mertens. A new 3-phase ac/ac modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration. In *IEEE Transactions on Industrial Applications, angenommen zur Veröffentlichung*.
- [13] M. Glinka and R. Marquardt. A new ac/ac multilevel converter family. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 52(3):662–669, june 2005.
- [14] D.C. Ludois, J.K. Reed, and G. Venkataramanan. Hierarchical control of bridge-of-bridge multilevel power converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8):2679–2690, aug. 2010.
- [15] A.J. Korn, M. Winkelkemper, P. Steimer, and J.W. Kolar. Direct modular multi-level converter for gearless low-speed drives. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–7, sept. 2011.
- [16] C. Oates and G. Mondal. Dc circulating current for capacitor voltage balancing in modular multilevel matrix converter. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–7, sept. 2011.
- [17] Felix Kammerer, Johannes Kolb, and Michael Braun. Fully decoupled current control and energy balancing of the modular multilevel matrix converter. In *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pages LS2a.3–1 –LS2a.3–8, sept. 2012.
- [18] W. Kawamura and H. Akagi. Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (mmcc-tsbc) for motor drives. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 3506–3513, sept. 2012.
- [19] L. Baruschka and A. Mertens. Comparison of cascaded h-bridge and modular multilevel converters for bess application. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pages 909–916, sept. 2011.
- [20] M. Vasiladiotis, A. Rufer, and A. Beguin. Modular converter architecture for medium voltage ultra fast ev charging stations: Global system considerations. In *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*, pages 1–7, march 2012.
- [21] C. Oates. A methodology for developing 'chainlink' converters. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pages 1–10, sept. 2009.
- [22] M.D. Manjrekar and T.A. Lipo. A generalized structure of multilevel power converter. In *Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on*, volume 1, pages 62–67 Vol.1, 1998.
- [23] M.D. Manjrekar, P.K. Steimer, and T.A. Lipo. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(3):834–841, 2000.
- [24] H. Kuhn, N.E. Ruger, and A. Mertens. Control strategy for multilevel inverter with non-ideal dc

- sources. In *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 632–638, june 2007.
- [25] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8):2633–2642, aug. 2010.
- [26] Rainer Marquardt. Stromrichterschaltung mit verteilten Energiespeichern und Verfahren zur Steuerung einer derartigen Stromrichterschaltung, 2001. Patent DE 101 03 031 B4.
- [27] R. Marquardt, A. Lesnicar, and J. Hildinger. Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen. *ETG-Fachtagung 2002, Bad Nauheim*, 2002.
- [28] M. Glinka and R. Marquardt. A new ac/ac-multilevel converter family applied to a single-phase converter. In *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on*, volume 1, pages 16–23, Vol.1, nov. 2003.
- [29] S. Allebrod, R. Hamerski, and R. Marquardt. New transformerless, scalable modular multilevel converters for hvdc-transmission. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 174–179, june 2008.
- [30] Zixin Li, Ping Wang, Zunfang Chu, Haibin Zhu, Yongjie Luo, and Yaohua Li. A novel inner current suppressing method for modular multilevel converters. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 4506–4512, sept. 2012.
- [31] A.J. Korn, M. Winkelkemper, and P. Steimer. Low output frequency operation of the modular multi-level converter. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pages 3993–3997, sept. 2010.
- [32] J. Kolb, F. Kammerer, and M. Braun. Straight forward vector control of the modular multilevel converter for feeding three-phase machines over their complete frequency range. In *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1596–1601, nov. 2011.
- [33] M. Hagiwara, I. Hasegawa, and H. Akagi. Startup and low-speed operation of an adjustable-speed motor driven by a modular multilevel cascade inverter (mmci). In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 718–725, 2012.
- [34] S.P. Engel and R.W. De Doncker. Control of the modular multi-level converter for minimized cell capacitance. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–10, sept. 2011.
- [35] L. Baruschka and A. Mertens. Untersuchung Modularer Multilevel-Topologien zur Netzanbindung von Batteriespeichern. In *ETG-Kongress 2011*, 2011.
- [36] J. Kolb, F. Kammerer, and M. Braun. Dimensioning and design of a modular multilevel converter for drive applications. In *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pages LS1a-1.1-1-LS1a-1.1-8, 2012.
- [37] Johannes Kolb, Felix Kammerer, and Michael Braun. Dimensioning and design of a modular

- multilevel converter for drive applications. In *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pages LS1a-1.1-1 –LS1a-1.1-8, sept. 2012.
- [38] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer. Pulse width modulation scheme for the modular multilevel converter. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pages 1–10, sept. 2009.
- [39] H. Barnklau, A. Gensior, and S. Bernet. Submodule capacitor dimensioning for modular multilevel converters. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 4172 – 4179, sept. 2012.
- [40] F. Kammerer, J. Kolb, and M. Braun. A novel cascaded vector control scheme for the modular multilevel matrix converter. In *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1097–1102, nov. 2011.
- [41] Eckhard Freund. *Regelungssysteme im Zustandsraum: Struktur und Analyse*. R. Oldenbourg Verlag GmbH, München, Wien, Oldenbourg, 1987.
- [42] M. Hagiwara, I. Hasegawa, and H. Akagi. Startup and low-speed operation of an electric motor driven by a modular multilevel cascade inverter (mmci). *IEEE Transactions on Industry Applications, angenommen zur Veröffentlichung*, PP(99):1–1, 2013.
- [43] H. Barnklau, A. Gensior, and J. Rudolph. A model based control scheme for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on, Industrial Electronics, angenommen zur Veröffentlichung*, PP(99):1–1, 2013.
- [44] H. Polinder, D. Bang, R.P.J.O.M. van Rooij, A.S. McDonald, and M.A. Mueller. 10 mw wind turbine direct-drive generator design with pitch or active speed stall control. In *Electric Machines and Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, volume 2, pages 1390–1395, may 2007.
- [45] Bundesverband der Energie-und Wasserwirtschaft e.V. (BDEW). Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz, 2008.
- [46] Infineon Technologies AG. *FZ1000R33HL3, Technical Information*, 2010. Online verfügbar unter http://www.infineon.com/dgdl/DS_FZ1000R33HL3_2_4.PDF?folderId=db3a304412b407950112b4095b0601e3&fileId=db3a3043156fd57301158e123466040c, abgerufen im Januar 2013.
- [47] Infineon Technologies AG. *Application Note AN2008-03: Thermische Ersatzschaltbilder*, 2008. Online verfügbar unter <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon+-+AN2008-03+-+Thermische+Ersatzschaltbilder.pdf?folderId=db3a304412b407950112b4095af601e2&fileId=db3a30431a5c32f2011aa657283e4dd7>, abgerufen im Januar 2013.
- [48] M. Hagiwara and H. Akagi. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(7):1737–1746, july 2009.
- [49] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, and F. Blaabjerg. A new hybrid pll for interconnecting renewable energy systems to the grid. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 2075–2082, sept. 2012.

- [50] A. Mertens. *Regelung elektrischer Drehfeldmaschinen*, 2011. Vorlesungsskript, verfügbar am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Leibniz Universität Hannover.
- [51] International Rectifier. *IRFP4668PbF, Datasheet*, 2008. Online verfügbar unter <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp4668pbf.pdf>, abgerufen im April 2013.
- [52] Microchip Technology Inc. *dsPIC33FJ16GP304, Datasheet*, 2009. Online verfügbar unter <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70290f.pdf>, abgerufen im April 2013.
- [53] Dipartimento di Ingegneria Aerospaziale Politecnico di Milano. RTAI - official website. Website. Online verfügbar unter www.rtai.org, abgerufen im April 2013.
- [54] Peter Haaf and Jon Harper. Understanding diode reverse recovery and its effect on switching losses. 2007. Fairchild Semiconductor online Seminar, verfügbar unter <http://www.fairchildsemi.com/Assets/zSystem/documents/collateral/onlineSeminars/Understanding-Diode-Reverse-Recovery-and-its-Effect-on-Switching-Losses-WP.pdf>, abgerufen im April 2013.
- [55] Josef Lutz. *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.
- [56] Panasonic. *TS-UQ Series, Datasheet*, unbekanntes Veröffentlichungsdatum. Online verfügbar unter http://www.panasonic.com/industrial/components/pdf/ee127_uq_ts_dne.pdf, abgerufen im April 2013.

A Überschlägige Bewertung der Topologien

Die überschlägige Bewertung erfolgt ausschließlich hinsichtlich der erforderlichen Modulanzahl sowie der Halbleiteranzahl; um die maximal auftretenden Ströme abschätzen zu können, ist eine detaillierte Betrachtung erforderlich. Zur Vergleichbarkeit erfolgt die Einführung einer Modulanzahl-Kennzahl sowie einer Schalteranzahl-Kennzahl. Die überschlägige Bewertung basiert auf reiner Sinusmodulation und identischen Spannungen in beiden Systemen.

Die Modulanzahl-Kennzahl entspricht der Anzahl erforderlicher Module, wenn die Modulzwischenkreisspannung gleich der Spitzenspannung in den beiden Systemen ist.

Die Schalteranzahl-Kennzahl ergibt sich aus einer Multiplikation der Modulanzahl-Kennzahl mit der Anzahl an Leistungshalbleitern je Modul.

Der kaskadierte H-Brücken-Umrichter mit Transformatorspeisung besteht aus insgesamt drei MMZ, deren Module über einen Transformator mit Energie versorgt werden. Insgesamt kommen je Modul zehn Schalter zum Einsatz. Ausgehend von einer Anordnung der Zweige in Sternform entspricht die maximale Spannung je Zweig der Spitzenausgangsspannung. Hieraus ergibt sich eine Modulanzahl-Kennzahl von drei und eine Schalteranzahl-Kennzahl von 30.

Der M^2LC -Umrichter in back-to-back Konfiguration basiert auf insgesamt zwölf MMZ. Jeder Zweig muss in der Lage sein, die doppelte Spitzenausgangsspannung bereitzustellen. Dies ergibt eine Modulanzahl-Kennzahl von 24. Da je Modul zwei Schalter erforderlich sind, folgt hieraus eine Schalteranzahl-Kennzahl von 48.

Der modulare Vollmatrix-Umrichter benötigt insgesamt neun Zweige, die jeweils maximal die doppelte Spitzenausgangsspannung bereitstellen können müssen. Die Modulanzahl-Kennzahl beträgt daher achtzehn. Da Vollbrückenmodule erforderlich sind, beträgt die Anzahl an Leistungshalbleitern je Modul vier, woraus eine Schalteranzahl-Kennzahl von 72 folgt.

Die erforderlichen Zweigspannungen beim Hexverter entsprechen denen beim Vollmatrix-Umrichter, genau wie letzterer benötigt der Hexverter Vollbrückenmodule. Der einzige Unterschied ist die niedrige Zweiganzahl von sechs. Es resultiert eine Modulanzahl-Kennzahl von zwölf und eine Schalteranzahl-Kennzahl von 48.

Tabelle A.1 fasst die Ergebnisse zusammen, eine Diskussion ist der Einleitung zu entnehmen.

Eigenschaft	CHB	M ² LC BTB	MMMC	Hexverter
Zweigspannungsbereich	$-\hat{u}_o \dots \hat{u}_o$	$0 \dots 2\hat{u}_o$	$-\hat{u}_o \dots \hat{u}_o$	$-\hat{u}_o \dots \hat{u}_o$
Anzahl Zweige	3	12	9	6
Schalter je Modul	10	2	4	4
Modulanzahl-Kennzahl	3	24	18	12
Schalteranzahl-Kennzahl	30	48	72	48

Tabelle A.1: Zusammenfassung des Umrichtervergleichs anhand normierter Modulanzahlen und Schalteranzahlen

B Erwartete Energieschwankungen

Die erwarteten Energieschwankungen in den einzelnen Zweigen b betragen

$$\begin{aligned}
 e_{\text{soll},zb}(t) = & -\frac{\sqrt{3}}{6} \frac{\hat{u}_{s2}\hat{i}_{s1}}{\omega_{s1} - \omega_{s2}} \sin\left(-(\omega_{s1} - \omega_{s2})t + \varphi_{s1} + (-1)^b \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3}\right) \dots \\
 & -\frac{\sqrt{3}}{6} \frac{\hat{u}_{s2}\hat{i}_{s1}}{\omega_{s1} + \omega_{s2}} \sin\left(-(\omega_{s1} + \omega_{s2})t + \varphi_{s1} + \frac{2\pi}{3}b - (-1)^b \frac{5\pi}{6} + \frac{1}{3}\pi\right) \dots \\
 & -\frac{\sqrt{3}}{6} \frac{\hat{u}_{s1}\hat{i}_{s2}}{\omega_{s1} + \omega_{s2}} \sin\left(-(\omega_{s1} + \omega_{s2})t + \varphi_{s2} + \frac{2\pi}{3}b + (-1)^b \frac{5\pi}{6} + \frac{\pi}{3}\right) \dots \\
 & -\frac{\hat{u}_{s1}\hat{i}_{\text{kr}}}{\omega_{s1}} \sin\left(-\omega_{s1}t + (-1)^b \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3}b + \frac{\pi}{3}\right) \dots \\
 & -\frac{\hat{u}_{s2}\hat{i}_{\text{kr}}}{\omega_{s2}} \sin\left(-\omega_{s2}t - (-1)^b \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3}b\right) \dots \\
 & + (-1)^b \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{u_{\text{st}}\hat{i}_{s1}}{\omega_{s1}} \sin\left(-\omega_{s1}t + \varphi_{s1} - (-1)^b \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}b + \frac{\pi}{3}\right) \dots \\
 & -\frac{\sqrt{3}}{12} \frac{\hat{u}_{s2}\hat{i}_{s2}}{\omega_{s2}} \sin\left(-2\omega_{s2}t + \varphi_{s2} - (-1)^b \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}b\right) \dots \\
 & + (-1)^b \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{u_{\text{st}}\hat{i}_{s2}}{\omega_{s2}} \sin\left(-\omega_{s2}t + \varphi_{s2} + (-1)^b \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}b\right) \dots \\
 & -\frac{\sqrt{3}}{12} \frac{\hat{u}_{s1}\hat{i}_{s1}}{\omega_{s1}} \cos\left(-2\omega_{s1}t + \varphi_{s1} + \frac{\pi}{2}(-1)^b + \frac{2\pi}{3}b + \frac{\pi}{6}\right) \dots \\
 & -\frac{\sqrt{3}}{6} \frac{\hat{u}_{s1}\hat{i}_{s2}}{\omega_{s1} - \omega_{s2}} \cos\left(\omega_{s1}t - \omega_{s2}t + \varphi_{s2} - \frac{\pi}{2}(-1)^b + \frac{\pi}{6}\right) \dots
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Diese Funktion entspricht dem Integral von (4.6) ohne den konstanten Anteil.

Lebenslauf

Name: Lennart Baruschka
Geburtsdatum: 03. März 1984
Geburtsort: Hannover, Deutschland
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: ledig

Schulbildung:

1990 - 1994 Grundschole Brelingen
1994 - 1996 Orientierungsstufe Mellendorf
1996 - 2002 Gymnasium Mellendorf

Zivildienst:

Aug 2002 - Mai 2003 DRK Mellendorf

Studium:

Okt 2003 - Okt 2008 Elektrotechnik an der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover (LUH)

Praktika und Tätigkeiten:

Jun 2003 - Aug 2003 FAS (Fabrik Automation Systeme) Handke GmbH
Jun 2007 - Dez 2007 Schlumberger Tech. Corp., Houston, TX, USA

Berufliche Laufbahn:

2003 / 2004 Mehrfach Hilfsarbeiter bei FAS Handke GmbH
Mai 2006 - Aug 2006 Hiwi am Institut für Regelungstechnik, LUH
Okt 2006 - Dez 2006 Hiwi am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, LUH
Okt 2008 - Dez 2012 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am IAL, ab Jan 2012 nur halbe Stelle
seit Jan 2012 Geschäftsführender Gesellschafter der Protolar GmbH, seit Jan 2013 in Vollzeit