



Untersuchung eines Matrixumrichters für kontaktlose Energieübertragungssysteme

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

von Dipl.-Ing. Andreas Ecklebe
geboren am 08. März 1978 in Magdeburg

GENEHMIGT DURCH DIE FAKULTÄT FÜR ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK
DER OTTO-VON-GUERICKE-UNIVERSITÄT MAGDEBURG

eingereicht am: 5. Mai 2008
Promotionskolloquium am: 22. Mai 2009

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann
Prof. Dr.-Ing. habil. Henry Güldner
Prof. Dr.-Ing. Rudolf Mecke

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik des Instituts für Elektrische Energiesysteme der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg.

An erster Stelle möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann für die wissenschaftliche Betreuung, Förderung und Unterstützung dieser Arbeit sowie zahlreiche interessante Diskussionen und wertvolle Hinweise danken. Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Henry Güldner und Herrn Prof. Dr.-Ing. Rudolf Mecke möchte ich Danksagen für die Übernahme der Gutachen.

Weiterhin gilt mein Dank den Mitarbeitern der Institute IESY und IGET und den Studenten, die durch ihre Studien- und Diplomarbeiten zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. In diesem Zusammenhang möchte ich die Herren Ronny Herms, Sebastian Schulz, Dr. Wolfgang Fischer, Dr. Reinhard Döbbelin, Robert Gebhardt und Frank Schremmer nennen.

Vor allem danke ich meiner Familie für ihre vielfältige Unterstützung.

Magdeburg, im Juni 2009

Kurzfassung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit einem drei- zu zweiphasigen Matrixumrichter zur Speisung von kontaktlosen Energieübertragungssystemen. Aufbauend auf einer Darlegung relevanter Untersuchungen zur Thematik werden zunächst mögliche Resonanzanordnungen für kontaktlose Energieübertragungssysteme untersucht. Die Betrachtung wichtiger elektrischer Parameter zeigt neben den Unterschieden der einzelnen Anordnungen auch, dass für eine auf den speisenden Umrichter fokussierte Untersuchung eine einfache Modellierung der drei untersuchten Resonanzanordnungen mit Hilfe eines Reihenschwingkreises möglich ist. Als Konsequenz ergibt sich die Schlussfolgerung, dass sich die erzielten Ergebnisse auch für den Matrixumrichter mit anderen serienresonanten Lasten anwenden lassen.

Der zweite Teil der Arbeit ist der Untersuchung des Matrixumrichters gewidmet. Basierend auf einer theoretischen Beschreibung wird die Kombination von hochfrequenten Steuerverfahren — wie z.B. der Blocktaktung — und niederfrequenten Pulsmustern zur Stellung des Oberschwingungsgehalts der Netzströme vorgestellt. Die Ähnlichkeit des Umrichters zu einem konventionellen Wechselrichter in H-Brückenschaltung ermöglicht anschließend eine Betrachtung der Kommutierung und die Ableitung notwendiger Schaltzustände. Diese sind dadurch gekennzeichnet, dass zu jedem Zeitpunkt genau eine bidirektionale Verbindung vom Eingangssystem zu jeder Ausgangsphase besteht.

Die Funktionsweise der Kommutierung wie auch des gesamten Umrichters wird in einem ersten Schritt simulativ belegt. Dabei wird auch das dynamische Schaltverhalten der Leistungshalbleiter berücksichtigt. Anschließend werden an einem Laboraufbau aufgenommene Messergebnisse vorgestellt und mit den theoretischen Ergebnissen verglichen. Der Laboraufbau besteht aus dem Leistungsteil des Matrixumrichters mit Eingangsfiltren und modularen Gate-Treibern, einem DSP/FPGA-Steuerungssystem und einem kontaktlosen Energieübertragungssystem mit sekundärseitigem Gleichrichter und Last.

Zusammenfassend liefert diese Arbeit mithin einen Beitrag zur Verwendung des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters als interessante Alternative zur Speisung von kontaktlosen Energieübertragungssystemen und anderen serienresonanten Lasten.

Inhaltsverzeichnis

Nomenklatur	ix
1 Einleitung	1
1.1 Motivation der Arbeit	2
1.2 Aufbau der Arbeit	2
2 Grundlagen – Stand der Technik	5
2.1 Die kontaktlose Energieübertragung	5
2.1.1 Systemstruktur	6
2.1.2 Ersatzschaltbild und -elemente	8
2.2 Der Matrixumrichter — Topologie und Aufbau	11
2.2.1 Einsatz von Leistungshalbleitern als bidirektionale Schalter	12
2.2.2 Schaltungstopologien	18
2.2.3 Die Kommutierung beim Matrixumrichter	23
2.2.4 Bekannte Steuerverfahren des Matrixumrichters	32
3 Analyse möglicher Resonanzanordnungen	35
3.1 Mögliche Resonanzanordnungen und elementare Größen	36
3.2 Detaillierte Analyse der Resonanzanordnungen	37
3.2.1 Serien-Resonante-Anordnung (CLLL)	39
3.2.2 Serien-Serien-Resonante-Anordnung (SS-CLLLC)	45
3.2.3 Serien-Parallel-Resonante-Anordnung (SP-CLLLC)	50
3.2.4 Schlussfolgerung	54
3.3 Experimentelle Bestätigung	55
3.3.1 Entwurf des Übertragungssystems	55
3.3.2 Entwurf des Spannungswechselrichters	56
3.3.3 Experimentelle Ergebnisse	57
4 Untersuchung des Matrixumrichters mit resonanter Last	61
4.1 Drei- zu zweiphasiger, hochfrequent getakteter Matrixumrichter	61
4.1.1 Schalt- und Leitzustände des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters	62
4.1.2 Beschreibung von Ausgangsspannung und Eingangsströmen	65
4.1.3 Erzeugung einer hochfrequenten Ausgangsspannung	67
4.1.4 Auswahl der speisenden Eingangsphasen	70

4.1.5	Eingangsfiler	80
5	Kommutierung beim Matrixumrichter mit resonanter Last	87
5.1	Prinzip	87
5.1.1	Wechselrichter in H-Brückenschaltung	88
5.1.2	Ableitung der Hauptschaltzustände für den Matrixumrichter	90
5.1.3	Zwei-Schritt-Kommutierung	92
5.2	Zustandsmaschine für die Schaltzustände	94
5.2.1	Ableitung prinzipiell möglicher Kommutierungen	95
5.2.2	Reduzierung der Zustandmaschine	96
5.3	Simulation	97
5.3.1	Simulation mit idealem Schaltverhalten	97
5.3.2	Simulation mit realem Schaltverhalten	102
6	Laboraufbau und Messergebnisse	107
6.1	Übersicht	107
6.2	Eingangsfiler	109
6.3	Netzsynchrisation	111
6.4	Gate-Treiber	112
6.5	Schaltermatrix	115
6.5.1	Realisierung	115
6.5.2	Messergebnisse	115
7	Zusammenfassung und Ausblick	121
7.1	Zusammenfassung	121
7.2	Ausblick	123
A	Ersatzschaltbild des Energieübertragungssystems	125
A.1	Herleitung	125
B	Schrittfolgen verschiedener Kommutierungsverfahren	129
B.1	Stromrichtungsbasierte Kommutierung in drei Schritten	130
B.2	Stromrichtungsbasierte Kommutierung in einem Schritt	131
B.3	Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in zwei Schritten, Var. A	132
B.4	Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in zwei Schritten, Var. B	133
B.5	Stromrichtungs- und Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung	134
C	Ergänzungen zu den untersuchten Resonanzanordnungen	135
C.1	Berechnung der Eingangsimpedanz	135
C.1.1	Serien-Anordnungen CLLL und SS-CLLLC	135
C.1.2	Serien-Parallel-Resonante-Anordnung (SP-CLLLC)	137
C.2	Ausgewählte Verläufe der Übertragungssysteme	139

C.2.1	Serien-Anordnung (CLLL)	139
C.2.2	Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC)	140
C.2.3	Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLLC)	141
C.2.4	Experimentelle Verifikation der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC)	142
D	Matrixumrichter mit resonanter Last	145
D.1	Herleitung der Leitzustände	145
D.2	Eingangsfiler	147
E	Wechselrichter in H-Brückenschaltung mit resonanter Last	149
E.1	Steuerverfahren	150
E.2	Mögliche Strompfade	151
E.3	Kommutierungsbeispiel	152
F	Kommutierung beim Matrixumrichter mit resonanter Last	153
F.1	Kommutierungszustände	153
F.2	Matlab-Simulation mit Power Systems Toolbox	154
F.3	Parameter der SABER-SIMULINK/STATEFLOW Co-Simulation	154
F.4	Ergebnisse der SABER-SIMULINK/STATEFLOW Co-Simulation	155
G	Laboraufbau — Darstellungen der Einzelkomponenten	157
H	Messergebnisse	163
	Literaturverzeichnis	169

Nomenklatur

Attribute an Formelzeichen

$\underline{x}, \underline{X}$	komplexe Größe
x', X'	Strichgröße, auf Primärseite bezogen
\mathbf{x}, \mathbf{X}	Vektor, Matrix
\bar{x}	arithmetischer Mittelwert
\hat{X}	Scheitelwert
X	Effektivwert

Wichtige Indizes

E	eingangsseitige Größe
A	ausgangsseitige Größe
AP	Größe bezogen auf eine Ausgangsphase
L	Lastgröße
Eq	äquivalente Größe
$x, \nu = n$	n-te Harmonische einer Größe
i, k	Laufindex
Max	Maximalwert einer Größe
Min	Minimalwert einer Größe
sim	Größe im simple inverter mode
pim	Größe im pulsed inverter mode
U	spannungsbezogene Größe
I	strombezogene Größe
1	primärseitige Größe
2	sekundärseitige Größe
1, 2, 3	Bezeichnung der Eingangsphase
MC	Matrixumrichter
N	Nenngröße

Wichtige Superscripts

s	Startzustand eines Teilumrichters
z	Zielzustand eines Teilumrichters
I, II, III ... VI	Intervallangabe

Formelzeichen

α	Stromleitwinkel
α_{sim}	Summenstromleitwinkel einer Netzphase je halbe Netzperiode im simple inverter mode
α_{pim}	Summenstromleitwinkel einer Netzphase je halbe Netzperiode im pulsed inverter mode
A	Querschnittsfläche
$A_{PCB,M}$	Fläche der parasitären Ausgangskapazität eines Moduls
B	magnetische Flussdichte
c	Leitfunktion eines bidirektionalen Schalters
C	Kapazität
C_F	Filterkapazität
C_{L1}	Parasitäre Wicklungskapazität der primärseitigen Übertragerspule
C_{PCB}	Ausgangskapazität des Matrixumrichters
$C_{PCB,M}$	Ausgangskapazität eines Moduls
$C_{PCB\Sigma}$	Gesamtausgangskapazität des Matrixumrichters
C_Z	Hinzugefügte Ausgangskapazität
d_{PCB}	Schichtdicke des Dielektrikums der verwendeten Leiterplatten
δ	Phasenverschiebung der Schaltsignale zwischen den zwei Teilumrichtern
η	Wirkungsgrad
ϵ_0	Dielektrizitätskonstante des Vakuums
ϵ_r	Dielektrizitätszahl
f	Frequenz
f_0	gewählte Resonanzfrequenz des Übertragungssystems
f_R	tatsächliche Resonanzfrequenz des Übertragungssystems
f_{Tr}	Schaltfrequenz
f_{Zm}	Triggerfrequenz der Zustandsmaschine
i	Strom
i_{MU}	Eingangsstrom einer Matrixumrichterphase
i_{CPCB}	Strom durch die parasitäre Ausgangskapazität des Matrixumrichters
i_{Tr}	Transistorstrom
k	Kopplungsfaktor
L	Induktivität
L_F	Filterinduktivität
L_H	Hauptinduktivität
L_σ	Streuinduktivität
M	Gegeninduktivität
M	Kommutierungsmöglichkeit
n	Übersetzungsverhältnis
N	Windungszahl einer Spule
ω_N	normierte Kreisfrequenz
ω_0	gewählte Resonanzkreisfrequenz
ω_R	tatsächliche Resonanzkreisfrequenz
p	Pulsanzahl

P	Leistung
P_V	Verlustleistung
Φ	magnetischer Fluss
Ψ	Flussverkettung
Q	Güte
R	ohmscher Widerstand
R_{epi}	Widerstand der n^- -Mittelschicht eines MOSFET
R_{Dson}	Einschaltwiderstand eines MOSFET
R_{FD}	Filterdämpfungswiderstand
$s(t)$	Fourier-Reihe einer Funktion $f(t)$
\hat{s}_n	Amplitudenspektrum
Ψ_n	Phasenspektrum
σ	Pulswinkel
$t_{i,k}$	Schaltzustand eines bidirektionalen Schalters
t_{doff}	Ausschaltverzögerungszeit
\mathbf{T}	Schalterzustandsmatrix
T_{Tr}	Schaltperiode
u	Spannung
u_D	Zwischenkreisspannung
u_{DMC}	fiktive, wellige Zwischenkreisspannung
u_{IN}	Eingangssignal des Gate-Treibers
u_p	Ausgangssignal der Spannungsdetektion
u_{Tr}	Transistorspannung
u_{OUT}	Ausgangssignal des GMR-Kopplers
u_{MU}	Eingangsspannung einer Matrixumrichterphase
Δu	Änderung der Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{BD}	Einsatzspannung des Lawinendurchbruchs
V	Verstärkung, bzw. Verhältnis von Ausgangsgröße zu Eingangsgröße
w	Energiedichte
W_V	Verlustenergie
x_{pot}	Anzahl potentialgetrennter Versorgungen
\underline{Z}	komplexe Impedanz
\underline{Z}_A	komplexe Eingangsimpedanz
Z_O	Reaktanz
φ	Phasenwinkel
$\cos \varphi$	Leistungsfaktor
A,B,C,D,E,F	Hauptzustände der Teilumrichter

Abkürzungen

AP	Ausgangsphase
CCS	Common-Collector-Schaltung

CES	Common-Emitter-Schaltung
DBMC	Dual Bridge Matrix Converter
DSP	Digital Signal Processor
FEM	Finite-Elemente-Methode
FPGA	Field Programmable Gate Array
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
NPT	Non Punch Through
PCB	Printed Circuit Board
PDM	Pulse Density Modulation
PLL	Phase Locked Loop
PT	Punch Through
PWM	Pulsweitenmodulation
SIT	Static Induction Thyristor
SPVM	Space Vector Modulation
SSFC	Slow Switching Frequency Changer
THD	Gesamtüberschwingungsverzerrung
UFC	Unrestricted Frequency Changer
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

1 Einleitung

In den letzten Jahren werden zunehmend kontaktlose induktive Energieübertragungssysteme zur Stromversorgung verwendet. Anwendungen lassen sich insbesondere in der Fertigungsautomatisierung, z.B. zur elektrischen Versorgung von Bodentransportplattformen, Flurförderfahrzeugen, Elektrohängebahnen, Verschiebewagen, Schubplattformen und Gepäcktransportsystemen finden. Auch Teile der Energieversorgung bei Reinraumapplikationen oder verschiedene Batterieladeanwendungen werden bereits kontaktlos realisiert. Aufgrund der großen Anzahl der möglichen Einsatzgebiete hat sich auch eine Vielzahl von Systemen in der Praxis durchgesetzt. Zur Lösung eines der Grundprobleme der elektrischen Energieversorgung — elektrische Energie wird zumeist nicht dort erzeugt, wo sie letztendlich benötigt wird — werden sie in der Regel dann verwendet, wenn die Energieversorgung vom Erzeuger zum Verbraucher nicht oder nur schlecht mit konventionellen Mitteln, d.h. Schleppkabeln, Leitern, Stromschienen, Schleifringen oder ähnlichem realisiert werden kann.

Den Vorteilen eines geringen Verschleißes, Anwendungsmöglichkeiten bei beweglichen Systemen, einer Potentialtrennung und großen Robustheit gegenüber äußeren Einflüssen, steht der Hauptnachteil — die Notwendigkeit von zusätzlichen leistungselektronischen Komponenten auf Primär- und Sekundärseite — gegenüber. Denn im Gegensatz zu einer herkömmlichen elektrischen Verbindung mittels Kabel, Steckkontakt etc. sind bei kontaktlosen Energieübertragungssystemen sehr viel höhere Frequenzen — verglichen mit der Netzfrequenz — erforderlich.

Die dazu notwendige Wandlung von elektrischer Energie, von Strom und Spannung in Frequenz und Amplitude, wird mit Stromrichtern realisiert. Dabei findet in der Regel ein mehrstufiger Wandlungsprozess statt. Oft wird ein ungesteuerter Netzgleichrichter in Brückenschaltung vom Netz gespeist. In einem Zwischenkreis wird die Energie gespeichert und dann eine Wechselgröße (Strom oder Spannung) mit stellbarer Frequenz und Amplitude erzeugt und damit ein ein- oder mehrphasiger Verbraucher gespeist. Dieses trifft auch auf die bekannten Systeme bei der kontaktlosen Energieübertragung zu, kann jedoch zu einer Erhöhung von Halbleiterverlusten aufgrund der einzelnen Energiewandlungsschritte, zu einer oft ungünstigen Baugröße und verkürzten Lebensdauer (z.B. bei der Verwendung von Zwischenkreiskondensatoren unter ungünstigen Randbedingungen wie hoher Temperatur) führen. Wird als Einspeisetopologie ein ungesteuerter Gleichrichter verwendet, treten Stromüberschwingungen und Verzerrungsblindleistung auf.

Aus diesem Grund werden seit langem direkt wandelnde Stromrichtertopologien untersucht.

In den letzten zehn Jahren wurde dem Matrixumrichter dabei eine erhöhte Aufmerksamkeit gewidmet. Die Vorteile dieser Topologie, welche aufgrund der bevorzugten Applikation — der Speisung von Drehfeldmaschinen (Asynchron- und Synchronmotoren) — fast ausschließlich für die direkte Wandlung eines Drehstromsystems in ein anderes Drehstromsystem verwendet wird, liegen in der Rückspeisefähigkeit, der Möglichkeit, sinusförmige Ein- und Ausgangsgrößen auch ohne einen Zwischenkreisspeicher einzustellen und der Steuerbarkeit des Phasenwinkels zwischen Eingangsstrom und -spannung.

1.1 Motivation der Arbeit

Aufgrund der genannten Vorteile des Matrixumrichters soll die Verwendbarkeit dieses Umrichtertyps für die kontaktlose Energieübertragung untersucht werden. Dabei werden die wesentlichen Unterschiede zwischen der Speisung von Drehstromverbrauchern und eines kontaktlosen Energieübertragungssystems Berücksichtigung finden. So ist der Matrixumrichter eine spannungseinprägende Topologie, wohingegen kontaktlose Energieübertragungssysteme auch stromgespeist betrieben werden. Daher ist es einleitend notwendig, sowohl eine detaillierte Betrachtung von kontaktlosen Energieübertragungssystemen, wie auch des Matrixumrichters durchzuführen. Basierend darauf liegt das Ziel der Arbeit in der Untersuchung eines Matrixumrichters mit hoher Ausgangsfrequenz zur Speisung von kontaktlosen Energieübertragungssystemen. Dabei wird auch die Verwendbarkeit des Umrichters für andere Systeme mit resonanten Lasten berücksichtigt.

1.2 Aufbau der Arbeit

Die Arbeit gliedert sich in fünf Teile: Ergänzend zu einer Analyse des Stands der Technik bei kontaktlosen Energieübertragungssystemen soll zunächst auf gegenwärtige und bereits durchgeführte Untersuchungen zum Matrixumrichter eingegangen werden.

Anschließend werden verschiedene kontaktlose Energieübertragungssysteme mit primärseitiger Reihenresonanz untersucht. Die Aufmerksamkeit wird dabei vor allem auf das Verhalten bei Kopplungsänderungen, welche z.B. aus Lageänderungen von Primär- und Sekundärsystem herühren können, und bei Laständerungen gelegt. Als Ergebnis dieses Abschnitts werden Aussagen zu Vor- und Nachteilen der verschiedenen Übertragungssysteme getroffen und dargestellt, dass sich alle betrachteten Übertragungssysteme prinzipiell als Reihenresonanzschwingkreis betrachten lassen. Dieses ist von besonderer Bedeutung, weil damit für die Untersuchung des Matrixumrichters als speisende Topologie von einem Reihenresonanzkreis als Last ausgegangen werden kann. Darüber hinaus wird gezeigt, dass sich die Ergebnisse und die Anwendbarkeit des untersuchten Matrixumrichters auch auf andere Applikationen, wie z.B. die hochfrequente induktive Erwärmung, übertragen lassen.

Die folgenden Abschnitte widmen sich der Betrachtung des Matrixumrichters. Basierend auf einer analytischen Beschreibung wird deutlich, dass sich der Matrixumrichter mit resonanter Last mit einem Schwingkreiswechselrichter in Brückenschaltung mit Spannungszwischenkreis hinsichtlich seiner Funktion und Steuerungsmöglichkeiten vergleichen lässt. Jedoch macht der Einsatz von drei Eingangsphasen die Verwendung verschiedener Steuer- und Modulationsverfahren, welche für die Reduzierung der Oberschwingungen der Eingangsströme und für die Regelung der Ausgangsspannung benötigt werden, notwendig.

Die Beherrschung der Kommutierung ist ein Hauptproblem beim Matrixumrichter und stellt auch für den Matrixumrichter mit resonanter Last eine technische Herausforderung dar. Mit Hilfe der vorangegangenen Untersuchungen wird im Abschnitt 5 ein Kommutierungsverfahren vorgeschlagen und die Funktionsweise mittels Simulationen untersucht. Die Ergebnisse werden mit dem anschließend vorgestellten Prototypen des Matrixumrichters im nächsten Abschnitt experimentell nachgewiesen. Es werden simulierte und gemessene Verläufe der Kommutierung verglichen und Messergebnisse des Matrixumrichters für verschiedene Arbeitspunkte vorgestellt.

Abschließend werden die wichtigsten Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf weiterführende Arbeiten, Optimierungsansätze und die Perspektiven des Matrixumrichters mit resonanter Last gegeben.

2 Grundlagen – Stand der Technik

2.1 Die kontaktlose Energieübertragung

Bereits seit längerem ist die kontaktlose Energieübertragung Gegenstand von Forschungs- und Entwicklungsarbeiten sowohl in der Wissenschaft als auch in der Industrie. Ziel der Bemühungen ist die Übertragung elektrischer Energie mit einer verschleißfreien, kabellosen Verbindung, welche einen Einsatz für bewegliche Systeme ermöglicht. Konventionelle Lösungen setzen auf Schleifkontakte z.B. bei elektrischen Maschinen, auf bewegliche Verbindungen wie Schleppkabel bei Werkzeugmaschinen und in der Automatisierungstechnik sowie auf Steckverbindungen bei anderen Systemen z.B. der Ladung von Batteriefahrzeugen. Verwendet man hingegen das magnetische Feld als Übertragungsmedium, kann ein Großteil der Einschränkungen und Nachteile herkömmlicher Lösungen vermieden werden. Dies betrifft:

- Kontaktverschleiß
- Kontaktübergangswiderstände
- begrenzte Bewegungsgeschwindigkeiten und -beschleunigungen
- frei zugängliche, spannungsführende Kontaktstellen

Zugleich wird eine galvanische Trennung von Quelle und Last erreicht. In [1] werden die zwei möglichen Anordnungen zur kontaktlosen Energieübertragung — kapazitiv und induktiv — vorgestellt und verglichen. Die induktive kontaktlose Energieübertragung basiert auf einer magnetischen Kopplung und wird aufgrund einer wesentlich höheren Energiedichte w favorisiert. Daher beschäftigen sich der wesentliche Teil aller Arbeiten [2–13] ausschließlich mit verschiedenen Anwendungen der *induktiven* kontaktlosen Energieübertragung. Auch im Rahmen dieser Arbeit wird die induktive Energieübertragung betrachtet. Aufgrund der Vorteile der induktiven kontaktlosen Energieübertragung ergibt sich eine Vielzahl von Einsatzmöglichkeiten beginnend bei der elektrischen Zahnbürste, über Ladesysteme für medizinische Implantate bis zur Versorgung von Reinraumapplikationen, Bodentransportplattformen, Elektrofahrzeugen und Robotern.

2.1.1 Systemstruktur

Kern des induktiven kontaktlosen Übertragungssystems ist die transformatorische Magnetkrisenanordnung, bzw. der Übertrager, denn die Energie wird über ein hochfrequentes Magnetfeld übertragen. Dieses wird mit einer Primärspule erzeugt und durchsetzt auch die Sekundärspule. Die dort induzierte Spannung treibt dann einen Strom durch die Last an. **Abbildung 2.1** stellt den Aufbau eines induktiven kontaktlosen Übertragungssystems dar.

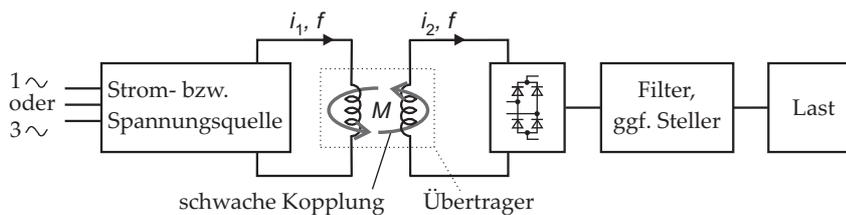


Abbildung 2.1: schematische Darstellung eines kontaktlosen Übertragungssystems

Primär- und Sekundärspule werden auf getrennte Kerne (meist Ferrite) gewickelt oder kernlos ausgeführt. Aufgrund des fehlenden geschlossenen ferromagnetischen Kerns ist der Kopplungsfaktor k (vgl. S. 10) deutlich geringer als bei einem Transformator und kann bis auf $k = 0,01$ sinken. Er ist nicht nur von der Geometrie des Übertragungssystems, den verwendeten Materialien (z.B. Ferriten), sondern auch vom Abstand zwischen Primär- und Sekundärseite abhängig. Bisher wurden Systeme mit Luftspalten von wenigen Millimetern [8] bis hin zu zwei Dezimetern [14] realisiert. Die geringe Kopplung des Übertragungssystems äußert sich elektrisch gesehen in großen Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$. Es tritt ein hoher Blindleistungsbedarf auf und es ist daher notwendig, die Streuinduktivitäten mit Kapazitäten zu kompensieren. Die Eigenschaften des Übertragungssystems werden durch die Kompensationsmaßnahmen stark beeinflusst, welches in Abschnitt 3 detailliert untersucht wird. Bereits in [1] wird festgehalten, dass die Übertragungsfrequenz des Systems entscheidend ist und möglichst hoch gewählt werden sollte, um einen großen Wirkungsgrad zu erzielen und die Übertragungsanordnung in der Baugröße zu begrenzen. Es wurden Übertragungssysteme mit Frequenzen bis $f \leq 120\text{kHz}$ realisiert und damit Wirkungsgrade von bis zu $\eta = 96\%$ [4] erreicht. Limitierend wirken sich die zu erreichenden Schaltfrequenzen der Leistungshalbleiter, Ummagnetisierungsverluste im Übertrager und ohmsche Wicklungswiderstände infolge von Stromverdrängung (Skineneffekt) aus. Die zur Speisung notwendigen Ströme bzw. Spannungen können nicht direkt dem Wechsel- oder Drehstromnetz entnommen werden. Sie müssen mit leistungselektronischen Schaltungen (vgl. **Abb. 2.2**) erzeugt werden. Die höhere Komplexität stellt einen entscheidenden Nachteil im Vergleich zu den konventionellen Systemen dar, insbesondere weil bisherige Schaltungskonzepte (vgl. 2.1.1) mit einer doppelten Energiewandlung auf der Primärseite arbeiten.

Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführte Untersuchung eines hochfrequenten Matrixumrichters soll an diesem Punkt ansetzen und eine Alternative für die Speisung induktiver kontaktloser Energieübertragungssysteme aufzeigen.

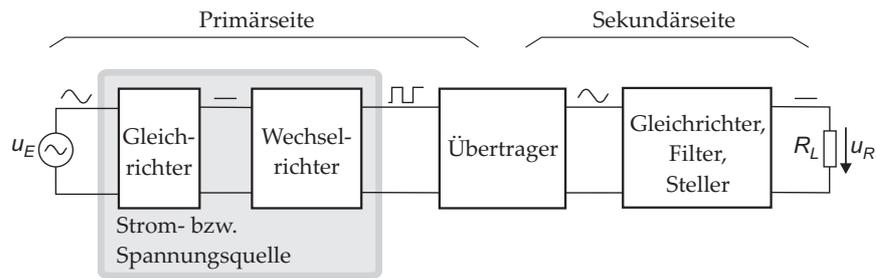


Abbildung 2.2: schematische Darstellung eines kontaktlosen Übertragungssystems mit primärseitiger Energiewandlung in zwei Schritten

Übertragerarten

Für den Übertrager haben sich in Abhängigkeit von der Applikation verschiedene Typen bewährt. Diese lassen sich in zwei Gruppen einteilen [15]:

- Linienleiteranordnungen
- Ringspulenordnungen

Beide Gruppen unterscheiden sich vor allem in der Bauform des primärseitigen Übertragers. Das Design des sekundärseitigen Abnehmers variiert zwar, jedoch nur in kleinerem Maße. Als primärseitige Übertrager haben sich Linienleiteranordnungen vor allem für den Einsatz bei translatorischen Bewegungen, wie der Versorgung von Bodentransportplattformen, Elektrohängbahnen und der Ladung von Batteriefahrzeugen, bewährt. Meist wird die Leistung von mehreren sekundären Abnehmern abgegriffen. Die Leiterschleifenlänge der Primärseite kann bis 100 Meter und noch darüber betragen [5]. Wichtig ist es, die Fläche der Leiterschleife zu minimieren, um eine möglichst geringe Streuinduktivität zu gewährleisten [1]. Dieses ist jedoch nur eingeschränkt möglich. Aus diesem Grund werden bei langen Linienleiteranordnungen mehrere Kompensationskondensatoren entlang der Steckleiste in Parallelschaltung angeordnet. Zur Erzielung hoher Leiterströme wird eine stromeinprägende Topologie mit Stromzwischenkreis auf der Primärseite verwendet [5, 16].

Ringspulenordnungen werden z.B. bei rotatorischen Anwendungen, wie der Übertragung von Energie auf bewegliche Wellen und auf Robotergelenke verwendet. Die Anordnungen bestehen meist aus zwei Ferrit-Halbschalen mit Primär- bzw. Sekundärwicklung, welche mit einem geringen Abstand zueinander entweder radial oder axial angeordnet sind [1, 8, 12, 17, 18]. Sie zeichnen sich auch dadurch aus, dass in der Regel nur ein sekundärseitiger Abnehmer vorhanden ist. Dies beeinflusst das Verhalten des Systems und die Anforderungen auf der Primärseite. Im stationären Betrieb muss z.B. nicht davon ausgegangen werden, dass sich die Übertragungsparameter ändern, weil ein sekundärer Abnehmer den Linienleiter verlässt. Auch ist die zu übertragende Leistung geringer, es kann mit wesentlich kleineren Strömen gearbeitet werden.

Mögliche Stromrichtertopologien

In Abhängigkeit der Applikation werden verschiedene primärseitige Stromrichtertopologien verwendet:

- a) I-Umrichter (stromeinprägend)
- b) U-Umrichter (spannungseinprägend)

Bei beiden Topologien ist ein netzseitiger, einphasiger oder dreiphasiger Gleichrichter notwendig, wie in **Abbildung 2.3** dargestellt. Ist Energierückspeisung gefordert, müssen antiparallele Brückenschaltungen in Form eines Umkehrstromrichters oder als selbstgeführte Brückenschaltungen verwendet werden. Sowohl für den U-Umrichter als auch den I-Umrichter bieten sich als mögliche Schaltungsvarianten jeweils Halb- und Vollbrücke (H-Brücke) an. In [2] wird die Halbbrückentopologie des I-Umrichters aufgrund einer notwendigen stromkompensierten Drossel und der doppelten Belastung der Halbleiter (bezüglich zu blockierender Spannung und Verlusten) als Variante ausgeschlossen. Im Gegensatz zum I-Umrichter ergeben sich beim Einsatz einer Halbbrücke für den U-Umrichter die Vorteile von geringeren Durchlassverlusten und einer Reduzierung der notwendigen Treiberbaugruppen aufgrund der geringeren Anzahl von Bauelementen. Um die Ausgangsleistung der H-Brücke bei gleicher Übertrageranordnung zu erzielen, ist eine Verdopplung der Zwischenkreisspannung u_D notwendig. Nachteilig wirken sich dann die benötigte höhere Spannungsfestigkeit der Leistungshalbleiter und der auf einen größeren Wechselanteil zu dimensionierende Zwischenkreis [1] aus. Daher wird auch für den U-Umrichter die H-Brücke bevorzugt verwendet.

Wie aus **Abbildung 2.3** ersichtlich wird, benötigt der I-Umrichter im Vergleich zum U-Umrichter Schalter, die aus einer Serienschaltung vorhandener Bauelemente (z.B. Diode und IGBT) zusammengesetzt werden müssen. Ein Vergleich der verschiedenen Topologien wurde in [1, 2] durchgeführt. Die Autoren kommen zu dem Ergebnis, dass lediglich für große Ströme ein I-Umrichter verwendet werden sollte, weil die Strombelastung der Leistungshalbleiter bei dieser Topologie kleiner ausfällt. Für den U-Umrichter sprechen die geringeren Oberschwingungen und die gute Verfügbarkeit von diskreten Schaltern mit integrierter Freilaufdiode. I-Umrichter werden üblicherweise ausschließlich zur Speisung kontaktloser Übertragungssysteme mit Linienleitern und höheren Primärströmen ($i_1 = 20 \dots 100$ A) verwendet. Für die in dieser Arbeit zum Ziel gesetzte Übertragungsleistung von $P_L \leq 1$ kW bei $f = 100$ kHz auf einen sekundären Verbraucher werden hauptsächlich spannungseinprägende U-Umrichter mit Gleich- und Wechselrichter eingesetzt. Da auch der Matrixumrichter eine spannungseinprägende Topologie ist, könnte er prinzipiell für die Speisung kontaktloser Energieübertragungssysteme verwendet werden [2]. Dieses soll in der vorliegenden Arbeit analysiert werden.

2.1.2 Ersatzschaltbild und -elemente

Für die Analyse des Gesamtsystems ist es erforderlich, das elektrische Verhalten des induktiven Übertragungssystems zu beschreiben. Der Übertrager wird als Ringspulenordnung — beste-

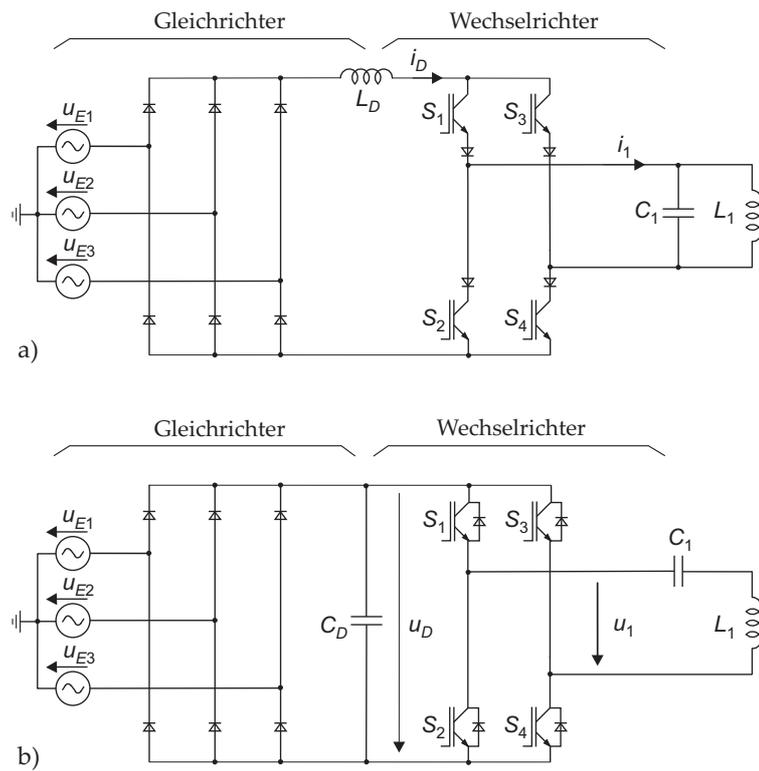


Abbildung 2.3: Mögliche Einspeisestromrichter für induktive kontaktlose Energieübertragungssysteme, a) I-Umrichter als H-Brücke mit Stromzwischenkreis und b) U-Umrichter als H-Brücke mit Spannungszwischenkreis

hend aus einer Primärspule und einer Sekundärspule — angenommen. Aus der Überlagerung der magnetischen Flüsse (Herleitung im Anhang A.1) folgt

$$u_1 = L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + L_H \frac{d\left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2\right)}{dt} \quad (2.1)$$

$$\frac{N_1}{N_2} u_2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + L_H \frac{d\left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2\right)}{dt} \quad (2.2)$$

und damit das in **Abbildung 2.4** dargestellte T-Ersatzschaltbild mit je einer Streuinduktivität auf der Primär- und der Sekundärseite.

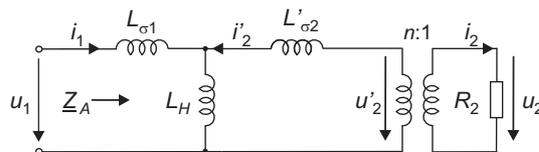


Abbildung 2.4: Elektrisches Ersatzschaltbild des Übertragungssystems

Unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses $n = N_1/N_2$ können alle Größen auf die

Primärseite bezogen werden. Dieses wird allgemein durch Strichgrößen gekennzeichnet.

$$i'_2 = \frac{i_2}{n} \quad (2.3)$$

$$u'_2 = nu_2 \quad (2.4)$$

und gilt auch für die Eigeninduktivität L_2 der Sekundärspule.

$$L'_2 = n^2 L_2 \quad (2.5)$$

Die Hauptinduktivität L_H lässt sich auf die Gegeninduktivität M zurückführen:

$$L_H = nM \quad (2.6)$$

Die Streuinduktivitäten des Übertragungssystems $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$ können mit Hilfe der Eigeninduktivitäten und der Gegeninduktivität berechnet werden:

$$L_{\sigma 1} = L_1 - nM = L_1 - L_H \quad (2.7)$$

$$L_{\sigma 2} = L_2 - \frac{1}{n}M = L_2 - \frac{1}{n^2}L_H \quad (2.8)$$

bzw.

$$L'_{\sigma 2} = n^2 L_{\sigma 2} = n^2 L_2 - nM = L'_2 - L_H \quad (2.9)$$

Große Streuinduktivitäten führen zu höheren Spannungsabfällen, einem geringeren Sekundärstrom i_2 und einer kleinen sekundärseitigen Leistung. Optimierungsansätze müssen daher bei der Kompensation der Streuinduktivitäten ansetzen (siehe Abschnitt 3).

Um die Übertragungseigenschaften von der Größe der Streu- und Hauptinduktivitäten unabhängig beschreiben zu können, ist die Einführung des Kopplungsfaktors k sinnvoll.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.10)$$

Eine Änderung von k drückt somit eine Änderung der magnetischen Kopplung aus. Die Ursache der Kopplungsänderung kann z.B. in einer Änderung der Lage der Spulen oder der Veränderung der Eigeninduktivitäten liegen. Aus (2.7) bis (2.10) ergibt sich weiterhin:

$$L_H = nk\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.11)$$

$$L_{\sigma 1} = L_1 - nk\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.12)$$

$$L_{\sigma 2} = L_2 - \frac{1}{n}k\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.13)$$

$$L'_{\sigma 2} = n^2 L_2 - nk\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.14)$$

Damit ist eine elektrische Beschreibung des Übertragungssystems gegeben. Mit Hilfe des T-Ersatzschaltbilds, der Eigeninduktivitäten der Primär- und Sekundärspule, des Übersetzungsverhältnisses und des Kopplungsfaktors ist es möglich, das Klemmenverhalten, die Eingangsimpedanz \underline{Z}_A und das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung zu bestimmen. Dieses ist auch für die qualitative Untersuchung des Betriebsverhaltens der speisenden Stromrichtertopologie von Bedeutung. Die Induktivitätswerte und der Kopplungsfaktor lassen sich je nach Übertragungsanordnung rechnerisch, messtechnisch oder mittels FEM (**F**inite **E**lemente **M**ethoden) [14] bestimmen.

2.2 Der Matrixumrichter — Topologie und Aufbau

Der Matrixumrichter stellt eine Weiterentwicklung des selbstgeführten Direktumrichters dar, welcher im englischen Sprachgebrauch auch als *Forced-Commutated Cycloconverter* bezeichnet wird. Frühe Untersuchungen zu dieser Topologie wurden bereits 1970 [19], bzw. 1976 [20] veröffentlicht. Mit den damals vorgestellten Modulationsprinzip des **U**nrestricted **F**requency **C**hanger (UFC) konnten bereits Ausgangsspannungen mit einer höheren Frequenz als die der Eingangsspannungen ($f_A \geq f_E$) erzeugt werden, während beim **S**low **S**witching **F**requency **C**hanger (SSFC) die Ausgangsfrequenz kleiner oder gleich der Frequenz der Eingangsspannungen ist ($f_A \leq f_E$). Die Notwendigkeit von bidirektionalen Schaltern schränkte die Entwicklung des Matrixumrichters lange Zeit ein. Wurden in den frühen Arbeiten noch Thyristoren in Antiparallelschaltung verwendet, gewann durch die Einführung von Leistungstransistoren die Entwicklung des Matrixumrichters zunehmend an Interesse [21,22]. Der entscheidende Nachteil des SSFC und des UFC — die Erzeugung großer Oberschwingungen niedriger Ordnung sowohl des Eingangstromes als auch der Ausgangsspannung [23] — wurde erst mit der Einführung eines neuen Modulationskonzeptes in [24–26] gelöst. Dort wurde der Leistungsteil des Umrichters als Schaltermatrix vorgestellt und damit der Name „Matrixumrichter“ erstmals eingeführt. Obwohl der Focus der Arbeiten schon damals auf Drehstromanwendungen insbesondere zur Speisung drehzahlveränderlicher Drehstromantriebe lag, lassen sich Matrixumrichter mit mindestens drei Eingangs- und einer beliebigen Anzahl Ausgangsphasen realisieren. Die Voraussetzung von mindestens drei Eingangsphasen ergibt sich aus der Forderung nach sowohl in Amplitude wie auch Frequenz stellbaren Ausgangsspannungen. Der drei- zu dreiphasige

Matrixumrichter — im folgenden auch klassischer Matrixumrichter genannt — ist in seiner von Alesina und Venturini vorgestellten Schaltung in **Abbildung 2.5** dargestellt.

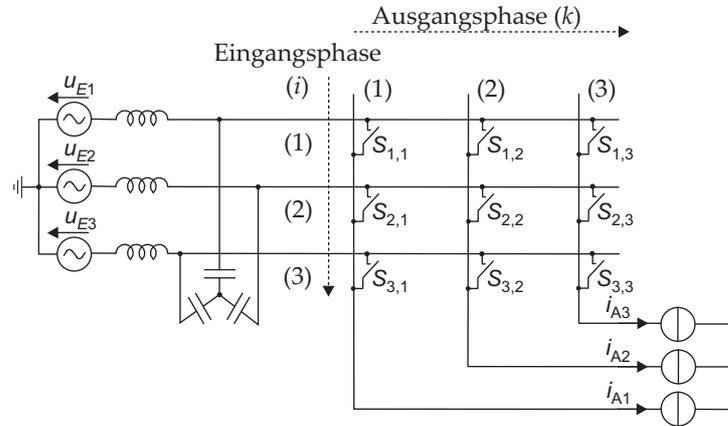


Abbildung 2.5: Drei- zu dreiphasiger Matrixumrichter (idealisierte Topologie)

Obwohl bis zum heutigen Zeitpunkt die bidirektionalen Schalter aus einzelnen Leistungshalbleitern aufgebaut werden müssen, war die Einführung der Modulationstechnik die Basis für die Weiterentwicklung des Matrixumrichters, denn damit konnten erstmalig die wesentlichen Vorteile dieser Topologie genutzt werden, womit der Matrixumrichter auch zu einer interessanten Alternative zum Spannungszwischenkreisumrichter (bzw. Frequenzumrichter) avancierte. Ausgehend vom klassischen Matrixumrichter (Abb. 2.5) soll in diesem Abschnitt zunächst auf die Realisierung der bidirektionalen Schalter, weitere Topologien des Umrichters selbst und auf bekannte Steuerverfahren eingegangen werden.

2.2.1 Einsatz von Leistungshalbleitern als bidirektionale Schalter

Die zum Aufbau des Matrixumrichters benötigten bidirektionalen Schalter stehen als monolithische Bauelemente nicht zur Verfügung. Die Forderung nach einer Steuerung des Stromflusses in beide Richtungen mit gleichzeitiger Sperrfähigkeit hoher Spannungen in beiden Richtungen muss daher über die Kombination verschiedener einzelner unidirektionaler Bauelemente erfüllt werden. Dafür kommen theoretisch alle abschaltbaren Halbleiterbauelemente einschließlich IGBTs, MOSFETs, GTOs oder Bipolartransistoren in Kombination mit Dioden in Frage. Die speziellen Randbedingungen grenzen die möglichen Bauelementtypen jedoch praktisch stark ein. Bipolartransistoren benötigen eine deutlich aufwendigere Ansteuerung als Halbleiter mit MOS-Gate. Aufgrund der notwendigen großen Basisströme und der Einschränkungen bezüglich der Schaltgeschwindigkeit wurde der Bipolartransistor vom Markt der Leistungshalbleiterbauelemente verdrängt. Ähnliche Nachteile weist auch der abschaltbare Thyristor (GTO) auf. Insbesondere zum Abschalten werden hohe negative Gateströme benötigt, die Ansteuer-schaltungen sind wiederum sehr aufwendig. Heute werden GTOs lediglich noch im Bereich sehr hoher Ströme (kA-Bereich) verwendet. Spannungsgesteuerte Mos-Bauelemente wie der

MOSFET (**M**etal **O**xyd **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor) und IGBT (**I**nulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor) hingegen können mit geringem Leistungsbedarf geschaltet werden und stellen daher die am meisten verwendeten abschaltbaren Leistungshalbleiterbauelemente dar.

MOSFETs

MOSFETs nutzen als unipolare Bauelemente ausschließlich Majoritätsträger für die Stromführung in Vorwärtsrichtung. Man unterscheidet zwischen Verarmungs- und Anreicherungstypen. In der Leistungselektronik werden überwiegend n-Kanal-Anreicherungstypen verwendet. Durch Anlegen einer Gate-Source-Spannung U_{GS} werden die zwei n-Schichten durch eine Inversion der p-Schicht verbunden (siehe **Abb. 2.6**). Ein Stromfluss zwischen Drain und Source ist damit möglich. Bisherige MOSFETs (zumeist vertikale DMOS oder auch Trench MOS) haben allerdings den Nachteil eines mit der Nenn-Sperrspannung stark ansteigenden Einschaltwiderstandes R_{Dson} . Ursache dafür ist der Widerstand R_{epi} der relativ niedrig dotierten n^- -Mittelschicht, die insbesondere für die Erlangung höher Sperrspannungen notwendig ist. Nach [27], [28] wächst R_{epi} mit mehr als dem Quadrat der Sperrspannung, nämlich mit $U_{BD}^{5/2}$ an.

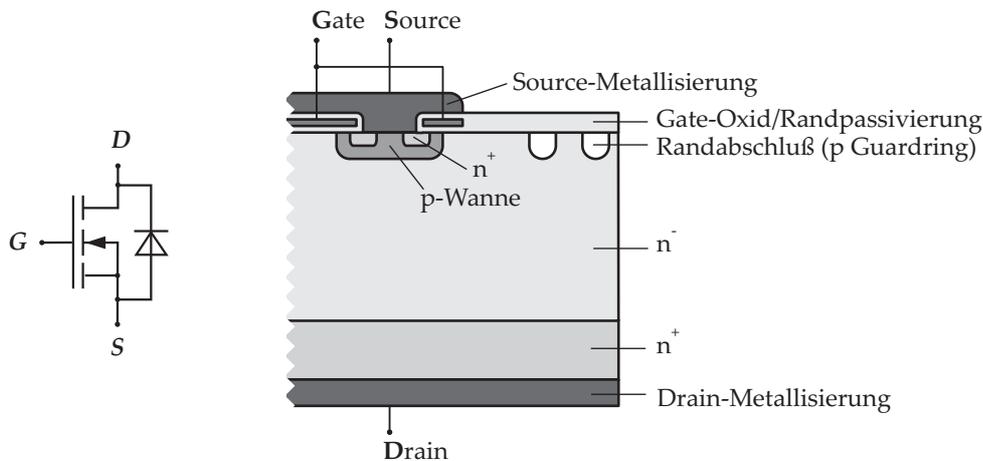


Abbildung 2.6: MOSFET: Schaltzeichen (links); schematischer Schnitt eines vertikalen DMOS Transistors (rechts)

Mit Einführung der ladungskompensierten MOSFETs (z.B. COOL MOS[®]) konnte dieses Problem jedoch gelöst werden. Durch Einbringung weiterer p-leitender Bereiche kann die Leitfähigkeit des n^- Driftgebietes deutlich erhöht werden [28]. Die Folge ist ein nunmehr linearer Anstieg von R_{epi} [29] und damit auch des gesamten Durchlasswiderstandes. Trotz dieser signifikanten Verbesserungen und der hervorragenden dynamischen Eigenschaften können MOSFETs nicht für Anwendungen mit Sperrspannungen von 900 – 1200 V und höher bei gleicher Siliziumfläche mit IGBTs konkurrieren. Hauptgrund ist der höhere Durchlassspannungsabfall bei gleicher Sperrspannungsfestigkeit und die eher schlechten Eigenschaften der in der MOSFET-Struktur enthaltenen Inversdiode.

IGBTs

IGBTs stellen derzeit für einen Spannungsbereich zwischen 600 V und 6,5 kV das bevorzugte Bauelement dar. Sie vereinen die Vorteile einer leistungsarmen Ansteuerung mit niedrigen Durchlassspannungen und der Fähigkeit, auch für hohe Spannungen einsetzbar zu sein. Abweichend vom MOSFET ist die kollektorseitige n^+ -Schicht durch eine p -Schicht ersetzt. **Abbildung 2.7** stellt den schematischen Aufbau eines NPT-IGBTs (**N**on **P**unch **T**hrough) dar.

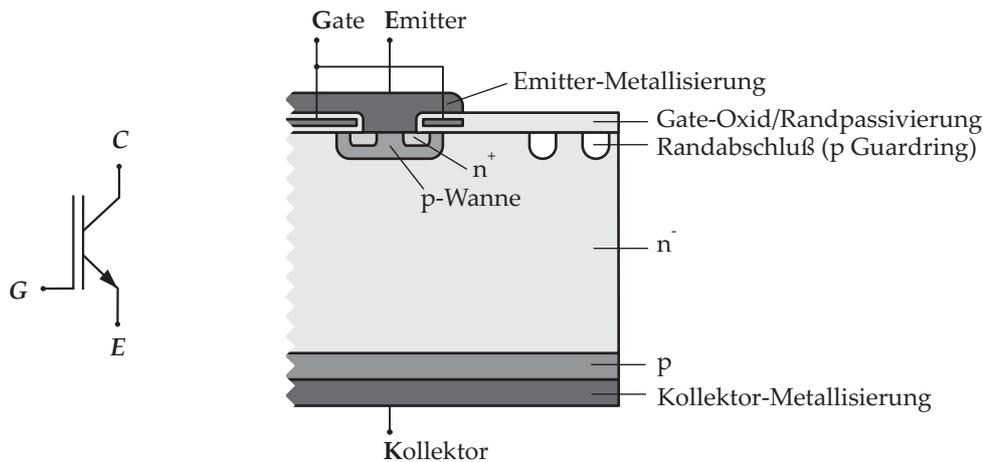


Abbildung 2.7: IGBT: Schaltzeichen (links); schematischer Schnitt eines vertikalen IGBTs mit NPT-Struktur (rechts)

Bei Anlegen einer positiven Gatespannung bildet sich in Analogie zum MOSFET ein n -leitender Kanal, welches in Verbindung mit einer positiven Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} zu einem Elektronenfluss zum Kollektor führt. Zusätzlich werden beim Eintreten der Elektronen in die p -Schicht positive Ladungsträger (Löchern) in die n -Schicht injiziert. Durch die erhöhte Ladungsträgerdichte kommt es zu einer Verringerung des Widerstandes der Mittelzone, ihre Leitfähigkeit wird moduliert [27]. Im Gegensatz zum MOSFET müssen beim Ausschalten allerdings die Mehrheit der injizierten p -Ladungsträger in der n^- -Mittelzone rekombinieren. Daher weicht insbesondere das Ausschaltverhalten von IGBTs von demjenigen von MOSFETs durch das Auftreten eines Tailstroms ab. Insbesondere beim harten Ausschalten weisen IGBTs deutlich höhere Verluste auf.

Zusätzlich zu der bereits in Abbildung 2.7 dargestellten NPT-Struktur, werden auch PT-IGBTs (**P**unch **T**hrough) verwendet. Sie unterscheiden sich durch die Schichtstruktur, den Feldverlauf und das Herstellungsverfahren. Die beim PT-IGBT eingefügte hochdotierte n^+ -Schicht (vgl. **Bild 2.8**) nimmt einen großen Teil des elektrischen Feldes auf, es entsteht daher ein trapezförmiger Feldstärkeverlauf. Das Bauelement kann dünner ausgelegt werden. Unterschiede ergeben sich auch beim Verlauf des Tailstromes. Aufgrund der kürzeren Mittelzone und einer niedrigeren Ladungsträgerdichte am Emitter [27] ist der Tailstrom eines PT-IGBTs kürzer, aber dafür höher als der eines NPT-IGBTs. Mit der Einführung von Trench-Strukturen

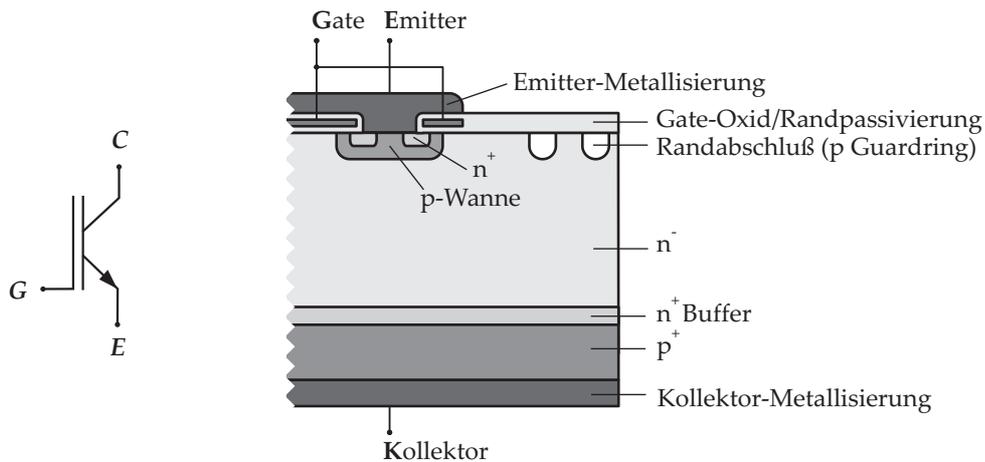


Abbildung 2.8: IGBT: Schaltzeichen (links); schematischer Schnitt eines vertikalen IGBTs mit PT-Struktur (rechts)

und der Kombination von PT- und NPT-Eigenschaften als Fieldstop-IGBTs sind weitere technische Fortschritte erzielt wurden. Fieldstop-IGBTs weisen eine ähnliche Feldverteilung wie PT-IGBTs auf, werden jedoch aus einem homogenen Wafer und nicht wie PT-IGBTs aus einem p-Substrat mit n-Epitaxieschicht hergestellt [27].

Für den Matrixumrichter von besonderer Bedeutung ist jedoch die Entwicklung von rückwärtssperrefähigen IGBTs, weil sich damit auch die geforderten bidirektionalen Schalter aufbauen lassen (vgl. Abschnitt 2.2.1, Seite 17). Der erstmals in [30] und [31] vorgestellte rückwärtssperrende IGBT ist in **Abbildung 2.9** dargestellt. Die Einbringung einer Trenndiffusion, die den pn-Übergang am Kollektor bis an die Oberfläche bringt und abschließt, ermöglicht, dass der pn-Übergang Sperrspannungen wie eine normale Diode aufnehmen kann [32]. Der rückwärtssperrefähige IGBT ist ein NPT-Typ und bringt damit auch den Nachteil eines längeren Tail-Stromes beim harten Ausschalten mit sich.

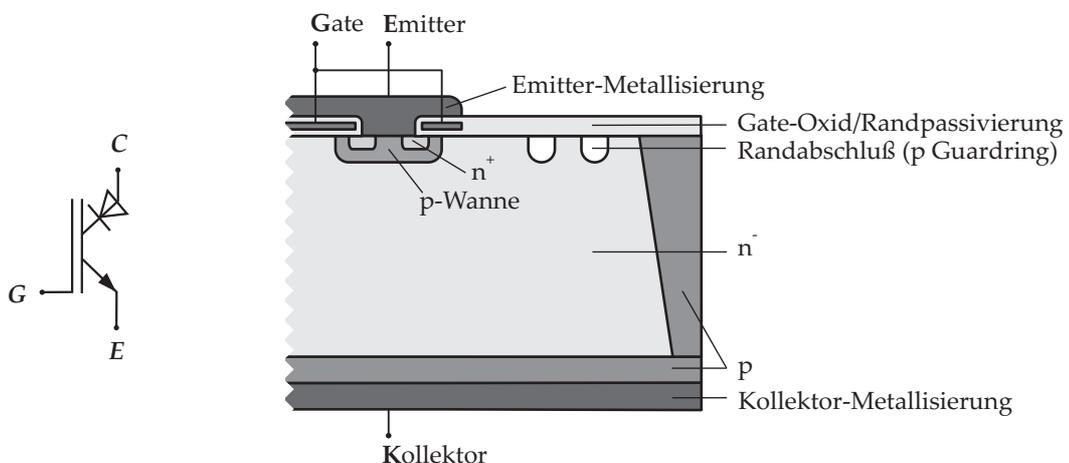


Abbildung 2.9: Rückwärtssperrender IGBT: Schaltzeichen (links); schematischer Schnitt eines vertikalen rückwärtssperrenden IGBTs mit NPT-Struktur (rechts)

Anordnungsmöglichkeiten der unidirektionalen Schalter

Für die Betrachtung möglicher Anordnungen von unidirektionalen Schaltern zum Aufbau bidirektionaler Schalter soll im Folgenden — aufgrund der bereits genannten Vorteile — nur der IGBT Berücksichtigung finden. Es ergeben sich je nach Anforderung und IGBT-Typ verschiedene Möglichkeiten/Konfigurationen.

Zusätzlich zu den oft gewünschten Freiheitsgraden (Steuerung des Stromflusses in beide Richtungen) müssen bei der Auswahl der Schalteranordnung weitere Randbedingungen berücksichtigt werden:

- Minimierung der Zahl der verwendeten Bauelemente zur Kostenreduktion
- Minimierung der auftretenden Verluste, insbesondere der Durchlassverluste durch Vermeidung von Serienschaltungen
- Minimierung der notwendigen potentialgetrennten Ansteuerversorgungen

Bidirektionaler Schalter ohne Richtungssteuerung — Diodenbrücke mit IGBT

Mit dem nachfolgend in **Abbildung 2.10 a)** dargestellten Schalter — bestehend aus einer Gleichrichterbrücke in Kombination mit einem IGBT — lassen sich lediglich die zwei Schaltzustände nicht leitend (Zustand I) und bidirektional leitend (Zustand II) realisieren. Eine Richtungssteuerung des Stromes ist nicht möglich, jedoch ist sie auch nicht für jeden Anwendungsfall notwendig. Da der Strom unabhängig von der Richtung immer über zwei Dioden und den IGBT fließen muss, kann bei diesem bidirektionalen Schalter von hohen Durchlassverlusten ausgegangen werden. Weil sich das Emitterpotential an allen Schaltern (bei Aufbau des Umrichters in klassischer Matrixform mit m Eingangsphasen und n Ausgangsphasen) unterschiedlich einstellt, ergibt sich die Anzahl der notwendigen potentialgetrennten Ansteuerversorgungen x_{Pot} nach:

$$x_{Pot} = mn \tag{2.15}$$

Es sind damit für den klassischen Matrixumrichter neun potentialgetrennte Ansteuerversorgungen notwendig.

Bidirektionaler Schalter mit Richtungssteuerung — Serienanordnung von zwei IGBTs

Wird ein bidirektionaler Schalter aus zwei IGBTs mit antiparallelen Dioden aufgebaut, ist eine selektive Steuerung des Stromflusses möglich. Die Serienschaltung kann, wie in **Abbildung 2.10 b) und c)** dargestellt, insoweit variieren, dass entweder die Emitter (**Common-Emitter-Schaltung, CES**) oder die Kollektoren (**Common-Collector-Schaltung, CCS**) auf gleichem Potential liegen. In beiden Fällen werden antiparallele Dioden benutzt und es gibt hinsichtlich der Fähigkeit, den Strom in beide Richtungen zu führen und Spannungen in beide Richtungen zu sperren, keinen Unterschied. Ebenso kommen bei beiden Anordnungen normale IGBTs zum Einsatz. Die Durchlassverluste sind aufgrund des Stromflusses durch einen

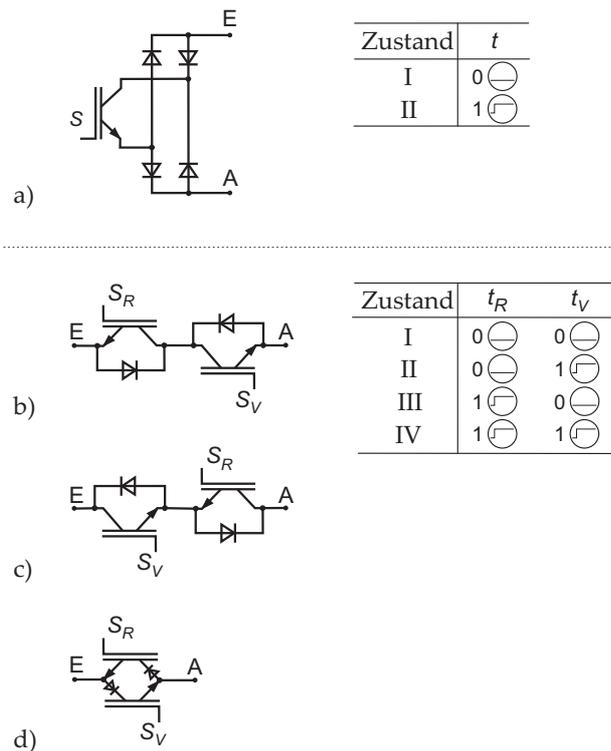


Abbildung 2.10: Aufbaumöglichkeiten bidirektionaler Schalter mit Schalttabelle: a) ohne Richtungssteuerung, b) und c) Serienanordnung herkömmlicher IGBTs, d) Antiparallelschaltung rückwärtssperrfähiger IGBTs

IGBT und eine Diode geringer, als die einer Diodenbrücke mit IGBT. Dahingegen ergibt sich bei der Anzahl der notwendigen potentialgetrennten Ansteuerversorgungen ein Unterschied. Für die CES sind nach Gleichung (2.15) im Fall eines klassischen Matrixumrichters neun Ansteuerversorgungen notwendig. Bei der CCS haben die Emitter entweder das Potential der Eingangs- oder der Ausgangsspannungen. Es ist eine reduzierte Anzahl an potentialgetrennten Ansteuerungsversorgungen notwendig.

$$x_{Pot} = m + n \quad (2.16)$$

Die Verwendung von bidirektionalen Schaltern auf Common-Collector-Basis reduziert für den klassischen Matrixumrichter die Anzahl der Ansteuerungsversorgungen x_{Pot} auf sechs.

Bidirektionaler Schalter mit Richtungssteuerung — Antiparallelschaltung von zwei rückwärtssperrfähigen IGBTs Gleiches lässt sich bei der Parallelschaltung von zwei rückwärtssperrfähigen IGBTs erreichen. Auch hier lässt sich x_{Pot} nach (2.16) bestimmen. Der Einsatz von Dioden entfällt jedoch (vgl. Abb. 2.10 d)); eine weitere Verringerung der Durchlassverluste ist erreichbar. Aufgrund der vier möglichen Schaltzustände ist eine Richtungssteuerung des Stromes gegeben. Für Anwendungen mit mittleren Schaltfrequenzen stellt daher der Aufbau der bidirektionalen Schalter mittels Antiparallelschaltung mit rückwärtssperrfähigen IGBTs die sinnfälligste Variante dar [33]. Jedoch ist zu berücksichtigen, dass abhängig von

Stromhöhe und Schaltfrequenz die Schaltverluste der Bauelemente größer als die Leitverluste sein können und sich dann aufgrund der NPT-Struktur Nachteile in der Verlustleistungsbilanz, bezogen auf eine Common-Collector-Schaltung, ergeben. Dann wäre die Verwendung von PT-IGBTs in einer CCS vorzuziehen.

Zusammenfassend sind in **Tabelle 2.1** der Bauelementebedarf und die Anzahl der notwendigen Ansteuerversorgungen für die verschiedenen Möglichkeiten des Aufbaus eines bidirektionalen Schalters dargestellt.

Tabelle 2.1: Gegenüberstellung der verschiedenen Möglichkeiten des Aufbaus eines bidirektionalen Schalters

Variante	Anzahl IGBTs	Anzahl Dioden	Anzahl Ansteuerversorgungen	
			3 x 3 Matrixumrichter	3 x 2 Matrixumrichter
Diodenbrücke	1	4	9	6
CEC	2	2	9	6
CCC	2	2	6	5
antiparallel	2	–	6	5

2.2.2 Schaltungstopologien

Der klassische Matrixumrichter ist als ein 3 x 3 Umrichter in der Lage, Strom und Spannung eines Eingangsdrehstromnetzes in ein anderes Drehstromsystem umzuwandeln. Die prinzipiellen Vorteile des Matrixumrichters — ein kompakter Leistungsteil ohne Energiespeicher, die Erzeugung einer tiefgesetzten Ausgangsspannung in Frequenz und Amplitude, sinusförmige Ein- und Ausgangsströme, Leistungsfaktor $\cos \varphi = 1$ unabhängig von der Last einstellbar und die Rückspeisefähigkeit — sind nicht nur mit der erstmals von Alesina [24] vorgestellten Schaltermatrix realisierbar. Sie lassen sich vielmehr auch bei unterschiedlichen Schalteranordnungen erzielen. Während sich direkte Matrixumrichter durch den konventionellen Aufbau der Schaltermatrix entsprechend Abb. 2.5 charakterisieren, wurde bei den indirekten Matrixumrichtern auf eine Minimierung der Zahl der Leistungshalbleiter Wert gelegt. Dies geht zumeist mit höheren Durchlassverlusten und Einschränkungen bezüglich der Steuerverfahren einher. **Abbildung 2.11** gibt in Anlehnung an [34] einen Überblick über die verschiedenen Schaltungstopologien des Matrixumrichters.

Direkte Matrixumrichter

Der konventionelle Aufbau einer Schaltermatrix mit m Eingangs- und n Ausgangsphasen wurde bereits in Abb. 2.5 am Beispiel des klassischen Matrixumrichters vorgestellt. Verschiedene Varianten des direkten Matrixumrichters resultieren aus Optimierungsansätzen hinsichtlich Robustheit und Verlusten einerseits, wie aus Matrixumrichtern für spezielle Applikationen andererseits. Als Beispiele seien genannt:

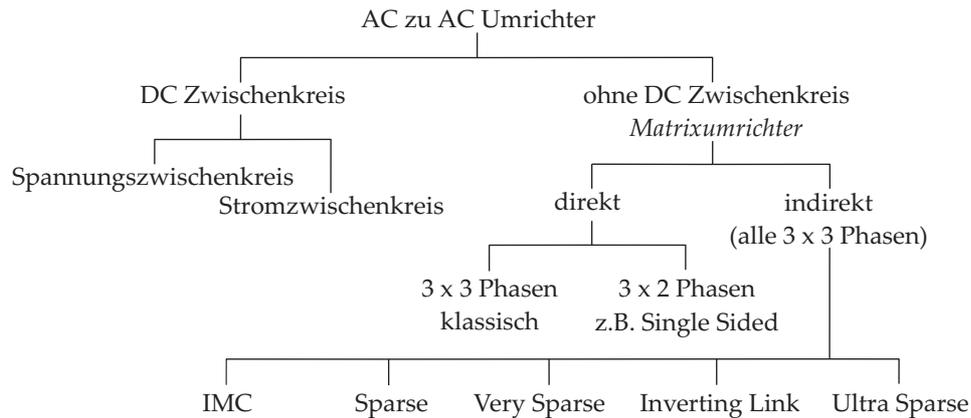


Abbildung 2.11: Übersicht verschiedener Matrixumrichtertopologien

Direkter Matrixumrichter mit Parallelkreis Die grundlegende Forderung — keine Unterbrechung der Ausgangsströme $i_{A1} \dots i_{An}$ — kann beim direkten Matrixumrichter in einem Fehlerfall ggf. nicht mehr erfüllt werden. In [35] wird daher eine Erweiterung der Topologie mit einem Parallelkreis, welcher Ein- und Ausgangsseite verbindet, vorgeschlagen. Vorteile ergeben sich dabei auch für die Kommutierung. Der Stromfluss in der Schaltermatrix darf nun aufgrund der zusätzlichen Kommutierungswege unterbrochen werden. Nachteilig ist jedoch der erhöhte Bauelementebedarf.

Matrixumrichter mit Schaltentlastung Ein weiterer Vorschlag [36] zielte auf die Reduzierung der Schaltverluste durch zusätzliche Resonanzkreise ab. Die drei Ausgangsphasen sind über in Stern geschaltete Resonanzkreise mit dem Sternpunkt des Netzfilters verbunden. Die Steuerung wird hier allerdings erschwert, da der Schaltablauf so zu erfolgen hat, dass eine stromlose Kommutierung vorliegt [37].

Sonderformen direkter Matrixumrichter Über die klassische Applikation zur Speisung von Drehfeldmaschinen hinaus, wurden auch direkte Matrixumrichtertopologien mit mehr oder weniger als drei Ausgangsphasen für Spezialanwendungen vorgestellt. Als Beispiel sei der Single Sided Matrix Converter von Goodman, Bradley und Wheeler [38] genannt. Der in **Abbildung 2.12 a)** dargestellte Umrichter benötigt unidirektionale Schalter, weil er für die Speisung von Lasten mit nur einer Stromrichtung z.B. Gleichstrommaschinen und Reluktanzmotoren gedacht ist.

In der Dissertation von K.-P. Ecklebe [39] wurde diese Topologie bereits 1980 — jedoch unter Verwendung bidirektionaler Schalter (in Serie geschaltete Hochstromtransistoren) — vorgestellt. Schulz [40, 41] nutzt später diese Topologie (mit IGBTs) zur Erzeugung einphasiger Versorgungsnetze in dünn besiedelten Gebieten. Der Matrixumrichter (Abb. 2.12 b)) wird direkt von einem Generator (permanent erregte Synchronmaschine) dreiphasig mit veränderlicher Frequenz und Amplitude gespeist und erzeugt ein einphasiges 50 Hz Wechselspannungssy-

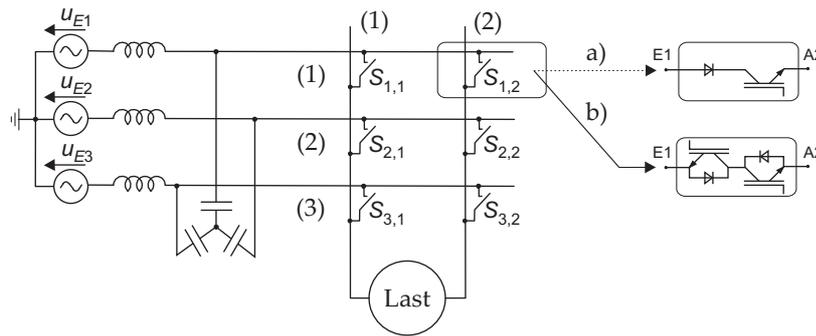


Abbildung 2.12: Drei- zu zweiphasiger Matrixumrichter: a) Single Sided Matrix Converter mit unidirektionalen Schaltern nach [38], b) mit bidirektionalen Schaltern nach [39, 40]

stem. Auch hier war die Reduzierung der Energiewandlungsschritte und der Verzicht auf einen Gleichspannungszwischenkreis Zielsetzung der Entwicklung. Obwohl der Umrichter streng genommen ein drei- zu zweiphasiger Matrixumrichter ist, arbeitet er als ein drei- zu einphasiger Umrichter, da die Ausgangsspannung als Leiter-Leiter-Spannung abgegriffen wird.

Indirekte Matrixumrichter

Im Focus anderer Untersuchungen [34, 42] stand die Evaluierung alternativer Topologien. Die in der Literatur bisher vorgestellten indirekten Matrixumrichter (und Sparse Umrichter, vgl. Abb. 2.11) zeichnen sich alle durch einen Zwischenkreis ohne Speicher aus, der Ein- und Ausgangsseite verbindet. Eingangsseitig ist ein Gleichrichter (bei Energiefluss vom Netz zur Last), ausgangsseitig ein Wechselrichter angeordnet. Sie stellen damit die physische Umsetzung der indirekten Modulationsstrategie von Huber und Borojevic [43, 44] dar, welche auf einer fiktiven Zerlegung in Gleichrichter und Wechselrichter basiert (vgl. Steuerverfahren auf S. 33). Beim IMC (**I**ndirect **M**atrix **C**onverter) nach [42] ist der eingangsseitige Gleichrichter rückspeisefähig, d.h. er kann bei einer unipolaren Zwischenkreisspannung mit positiven und negativen Eingangsstrom arbeiten. Ausgangsseitig ist bei allen indirekten Matrixumrichter ein dreiphasiger Wechselrichter — bestehend aus IGBTs mit antiparallelen Dioden — angeordnet. Für den Gleichrichter des IMC werden bidirektionale Bauelemente verwendet. Es kommen alle unter 2.2.1 genannten Anordnungsmöglichkeiten in Frage, siehe auch [32]. Jedoch ergibt sich damit keine Verringerung der Anzahl der Bauelemente im Vergleich zum direkten Matrixumrichter.

Sparse Matrixumrichter Die unipolare Zwischenkreisspannung ermöglicht es, die vier unidirektionalen Schalter pro Eingangsphase um jeweils einen unidirektionalen Schalter im Vergleich zum IMC zu verringern [34, 45]. Dabei bleibt weiterhin die Möglichkeit gegeben, den Strom bidirektional zu schalten. Der Sparse Matrixumrichter (**Abb. 2.13**) enthält 15 IGBTs und 18 Dioden. Im Vergleich zum direkten Umrichter ergibt sich ein Ersparnis von drei IGBTs.

Es wird jedoch deutlich, dass der Strom von jeweils einer Eingangs- zu einer Ausgangsphase

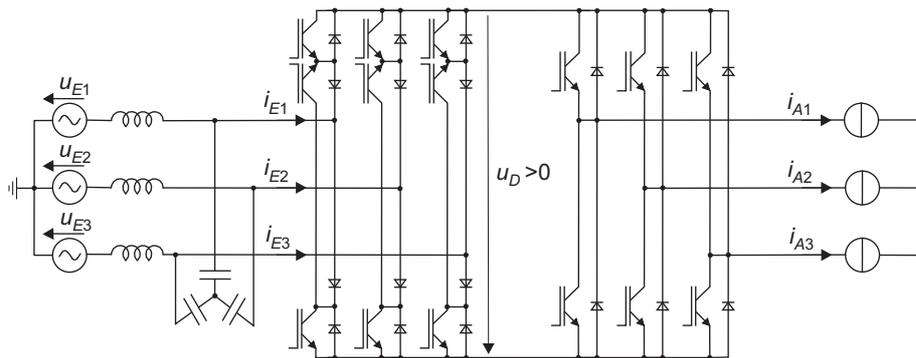


Abbildung 2.13: Sparse Matrixumrichter

in Abhängigkeit von seinem Vorzeichen durch drei oder vier Ventile fließen muss. Die Durchlassverluste sind somit um 50 – 100% höher im Vergleich zu direkten Matrixumrichtern, insbesondere wenn dort rückwärtssperrfähige IGBTs verwendet werden. Ferner ist zu erkennen, dass die Zusammenschaltung von IGBTs und Dioden für einen modularen Aufbau ungünstig ist, da drei IGBTs ohne interne Freilaufdiode eingesetzt werden müssen, jedoch bei den anderen zwölf interne Freilaufdioden verwendet werden können.

Very Sparse Matrixumrichter Unter Verwendung der bereits in Abschnitt 2.2.1 genannten Diodenbrücken mit IGBT für den eingangsseitigen Gleichrichter lässt sich die Anzahl notwendiger abschaltbarer Bauelemente weiter verringern. Bedingung dafür ist die Verwendung eines Kommutierungsverfahrens, welches am Wechselrichter zu bestimmten Zeitpunkten gezielt Freilaufzweige schaltet [46]. Der Strom im Zwischenkreis ist damit während der Kommutierung am Gleichrichter null, eine Unterbrechung des Stromes muss für die Kommutierung am Gleichrichter nicht berücksichtigt werden [34]. Von Nachteil dabei ist, dass während der Kommutierung der Laststrom nicht steuerbar ist.

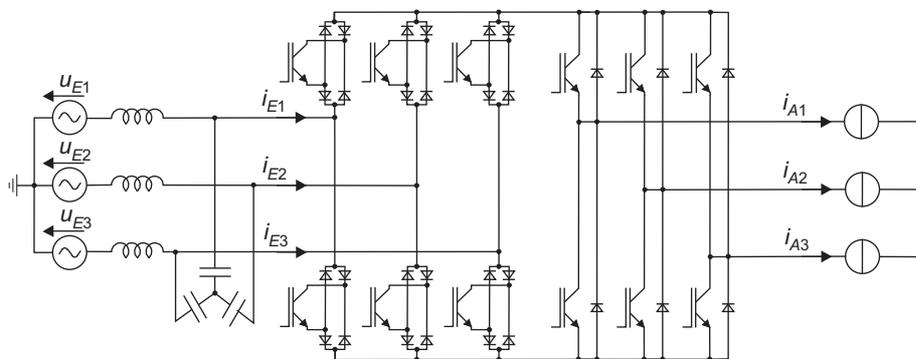


Abbildung 2.14: Very Sparse Matrixumrichter

Entsprechend **Abb. 2.14** sind zwölf IGBTs, dafür aber 30 Dioden vorzusehen. Wie bereits erwähnt, sind die Durchlassverluste aufgrund der verwendeten Diodenbrücken hoch. Dazu muss

noch zusätzlich der Aufbau aus Gleich- und Wechselrichter berücksichtigt werden. Der Stromfluss von einer Eingangs- zu einer Ausgangsphase erfolgt nun immer über vier Ventile (entweder zwei IGBTs und zwei Dioden, oder einen IGBT und drei Dioden).

Ultra Sparse Matrixumrichter In [45] und [47] wird unter der Bezeichnung 9-switch DBMC (**D**ual-**B**ridge **M**atrix **C**onverter) eine weitere Verringerung der Zahl abschaltbarer Leistungshalbleiter präsentiert. Die Topologie ist identisch zu der von Kolar [34] etwa zeitgleich vorgestellten Topologie des Ultra Sparse Matrixumrichters. Die Eingangsstufe für eine Phase ist in **Abb. 2.15 c)** dargestellt.

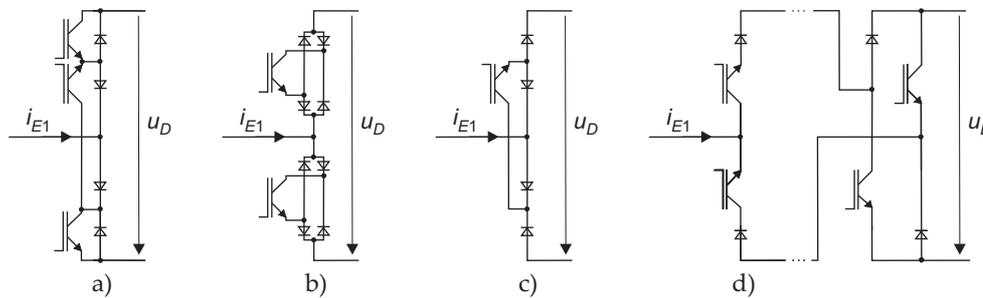


Abbildung 2.15: Brückenzweig des Eingangsgleichrichters verschiedener indirekter Matrixumrichter: a) Sparse Matrixumrichter, b) Very Sparse Matrixumrichter, c) Ultra Sparse Matrixumrichter und d) Inverting Link Matrixumrichter

Es ist zu erkennen, dass diese Schaltung aufgrund der reduzierten Schalter nur noch bei $u_D > 0$ und $i_D > 0$ betrieben werden kann. Damit einher geht eine Limitierung in der Steuerung des Phasenwinkels von Eingangsspannung und -strom auf $\pm \pi/6$, weil nur drei Raumzeiger für den Eingangsstrom zur Verfügung stehen. Der lastseitige Phasenwinkel darf ebenfalls $\pm \pi/6$ nicht überschreiten. Die Leitverluste sind mit denen des Very Sparse Matrixumrichters vergleichbar.

Weitere indirekte Matrixumrichter Von Kolar, Wheeler und anderen wurden basierend auf dem IMC weitere indirekte Topologien vorgestellt. Als Beispiel sei zum einen der Inverting Link Matrixumrichter (Abb. 2.15 d) genannt [34]. Der Umrichter kann aufgrund einer Umschaltmöglichkeit des Zwischenkreises bidirektional arbeiten. Voraussetzung dafür ist jedoch ein Kommutierungsverfahren mit Null-Strom im Zwischenkreis, was zu Freilaufkreisen führt. Außerdem ist die Steuerung komplex und es sind hohe Schaltverluste — aufgrund des lastseitigen Phasenwinkels $|\varphi_L| > \pi/6$ zu erwarten [34]. Als eine interessante Weiterentwicklung kann auch der 3-Level Matrixumrichter betrachtet werden [34, 48]. Die Vorteile einer Mehrpunkt-Topologie — geringere Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter und reduzierte Oberschwingungen der Ausgangsspannung und damit auch des Ausgangsstromes — lassen sich damit auch beim Matrixumrichter erreichen. Sie gehen allerdings wieder mit einer Erhöhung der Anzahl abschaltbarer Bauelemente einher.

Fazit

Prinzipiell stehen zwei unterschiedliche Arten des Matrixumrichters zur Verfügung. Die Vorteile der indirekten Topologien sind die reduzierte Anzahl von abschaltbaren Leistungshalbleitern, die Möglichkeit der Nutzung von Multi-Level Ansätzen, sowie einer vereinfachten Kommutierung bei Null-Strom im Zwischenkreis. Demgegenüber ist der direkte Matrixumrichter in der Lage, auch einen Energiefluss in beide Richtungen zuzulassen. Die Halbleiterverluste fallen bei gleicher Ausgangsleistung geringer aus und der Nachteil der erhöhten Anzahl von Leistungshalbleitern verliert an Bedeutung, wenn weniger als drei Ausgangsphasen benötigt werden. Die Einschränkungen der indirekten Matrixumrichter hinsichtlich der anwendbaren Steuerverfahren sind ebenfalls nicht gegeben.

Es ist nicht möglich, die eine oder andere Art des Matrixumrichters grundsätzlich für den Anwendungsfall der Speisung von kontaktlosen Energieübertragungssystemen auszuschließen. In Hinblick auf möglichst große Freiheitsgrade hinsichtlich einzusetzender Steuerverfahren und einer Optimierung der Halbleiterverluste wird im Rahmen dieser Arbeit der direkte Matrixumrichter weiter untersucht. Ein bedeutender Nachteil bleibt die komplexe Kommutierung. Daher ist es angebracht, diese genauer zu betrachten.

2.2.3 Die Kommutierung beim Matrixumrichter

In der Leistungselektronik versteht man unter dem Begriff Kommutierung die Übergabe des Stromflusses von einem stromführenden Zweig auf einen anderen Zweig. Die Übergabe des Stromes kann dabei durch die natürliche Funktionsweise einer Schaltung ohne aktive Schalthandlungen mit Hilfe einer Kommutierungsspannung u_K stattfinden, lässt sich aber auch mittels aktiver Schalthandlungen erzwingen. Aus diesem Grund ist eine Unterscheidung in

1. natürliche Kommutierung und
2. erzwungene Kommutierung

sinnvoll. Anstelle von Netzspannungen können auch von der Last erzeugte Wechselspannungen zur natürlichen Kommutierung verwendet werden (*Lastkommutierung*) [23]. Oftmals wird bei einer vereinfachten Betrachtung der Funktionsweise von leistungselektronischen Topologien die Kommutierungszeit vernachlässigt und von einem unmittelbaren Stromübergang zwischen den Zweigen ausgegangen. Diese Annahme ist bei einer genauen Betrachtung nicht mehr zulässig. Vielmehr müssen nun eine Vielzahl von Effekten und Einflüssen berücksichtigt werden. Dabei sind insbesondere das dynamische Verhalten der eingesetzten Leistungshalbleiter, wie auch die Größe parasitärer Elemente im Kommutierungskreis von entscheidender Bedeutung.

Die Kommutierung ist bei allen Matrixumrichtern mit mehreren Problemen verbunden. Zum ersten ändert sich das Vorzeichen der Kommutierungsspannung netzfrequent und zum anderen sind aufgrund der bidirektionalen Schalter keine natürlichen Freilaufzweige vorhanden [49]. Jede Kommutierung beim Matrixumrichter darf weder zu:

1. einer Unterbrechung der Lastströme, bzw. des Zwischenkreisstromes
2. einem Kurzschluss zwischen den Eingangsphasen

führen. Um dies zu gewährleisten, müssen durch die Schaltvorgänge Freilaufzweige geschaffen werden und die Schalter so angesteuert werden, dass keine Kurzschlüsse auftreten. Die Kommutierungsvorgänge können in einem Ersatzkreis verdeutlicht und untersucht werden (siehe **Abb. 2.16**). Das Ersatzschaltbild ergibt sich aus der Annahme eines direkten Matrixumrichters, wobei die Berücksichtigung von zwei Eingangsphasen und einer Ausgangsphase ausreichend ist.

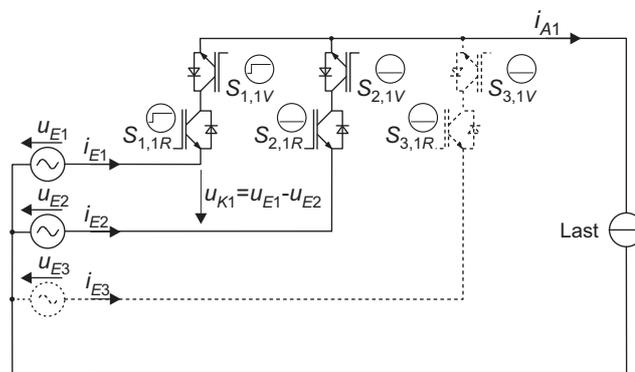


Abbildung 2.16: Kommutierung beim Matrixumrichter

Die typische ohmsch induktive Last, welche z.B. Drehstrommaschinen darstellen, wird mit einer Konstantstromquelle nachgebildet. Dies ist zulässig, weil der Ausgangsstrom für die Kommutierungszeitdauer als eingepreßt betrachtet werden kann. Der Ersatzkreis ist aufgrund der abweichenden Schaltungstopologie nicht unmittelbar auch für indirekte Matrixumrichter gültig. Jedoch sind die Erkenntnisse und gewonnenen Verfahren auch auf den IMC und den Sparse Matrixumrichter übertragbar [34]. Ausgenommen davon ist das Kommutierungsverfahren mit Nullstrom im Zwischenkreis [52], bei dem keine Unterbrechung des Stromes berücksichtigt werden muss.

Wie in Abb. 2.16 zu sehen ist, ergeben sich zwei grundsätzliche Anforderungen. Erstens darf das Ausschalten eines stromführenden IGBTs (z.B. $S_{1,1V}$) erst erfolgen, wenn bereits ein anderer IGBT eingeschaltet ist, auf den der Strom i_{A1} kommutieren kann (z.B. $S_{2,1V}$), weil die IGBTs nicht unendlich schnell schalten. Zweitens müssen entsprechend bei sämtlichen Schalthandlungen die Kommutierungsspannungen und die Schaltzustände der übrigen Schalter berücksichtigt werden, damit Kurzschlüsse des Eingangssystems verhindert werden. Um dementsprechend die richtigen Schalthandlungen auszuwählen, ist es notwendig, Kenntnis über die Richtung des Ausgangsstromes i_{A1} und/oder die Kommutierungsspannungen zu besitzen. Folgerichtig unterscheidet man die unterschiedlichen Kommutierungsverfahren anhand der zur Verfügung stehenden Informationen in stromrichtungs-basierte Kommutierungsverfahren, spannungsvorzeichen-basierte Kommutierungsverfahren oder kombinierte Kommutierungsver-

fahren (d.h. beide Informationen stehen zur Verfügung). Diese sind in **Tabelle 2.2** nach Ihrer Verwendung in anderen Arbeiten dargestellt. Darüber hinaus wurde auch der Einsatz von externen Resonanzkreisen für die Kommutierung in einigen Veröffentlichungen diskutiert. Auf diese Lösung soll im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht im Detail eingegangen werden.

Tabelle 2.2: Gegenüberstellung verschiedener Mehrschritt-Kommutierungsverfahren

Kommutierung	Anzahl der Kommutierungsschritte			
	vier	drei	zwei	eins
stromrichtungsbasiert	[33, 53–56]	[57, 58]	[59–62]	[58]
spannungsvorzeichenbasiert	[63–65]	–	[33, 66–69]	–
kombiniert	–	–	–	[33, 70–72]
externe Resonanzkreise	[73–79]			

Stromrichtungs-basierte Kommutierung

Eine Möglichkeit, um die genannten Bedingungen bei der Kommutierung zu erfüllen, ist die Messung der Richtung des Ausgangsstromes z.B. mit Stromwandlern wie Kompensationswandlern, Messwiderständen, Rogowskispulen oder direkt über die Kollektor-Emitter-Spannungen der IGBTs [80]. Mit Hilfe der Kenntnis der Stromrichtung ist es nun möglich, die unidirektionalen Schalter so zu schalten, dass der Stromfluss in die vorgegebene Richtung aufrechterhalten werden kann.

Vier-Schritt-Kommutierungsverfahren Von Burany wurde das erste Mehrschritt-Kommutierungsverfahren [53] auf Basis der Laststromrichtung ($\text{sgn } i_A$) vorgestellt. Ausgangspunkt ist eine bidirektionale Verbindung einer Eingangsphase mit der Ausgangsphase im Startzustand, die in eine bidirektionale Verbindung einer anderen Eingangsphase im Zielzustand überführt wird. Dazwischen liegen drei Schaltzustände, die von der Stromrichtung des Laststromes abhängen. Bei dem Verfahren handelt es sich damit um ein Vier-Schritt-Kommutierungsverfahren. Der Kommutierungsablauf ist in **Abbildung 2.17** dargestellt.

Die folgenden vier Schritte werden durchlaufen:

- 0 – Startzustand, bidirektionale Verbindung von E_1 zu A_1 durch $S_{1,1}$
- 1 – Ausschalten des stromlosen unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$
- 2 – Einschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$, der den Ausgangsstrom in die bisherige Richtung führen kann
- 3 – Ausschalten des zuletzt leitenden unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$
- 4 – Einschalten des zweiten unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$

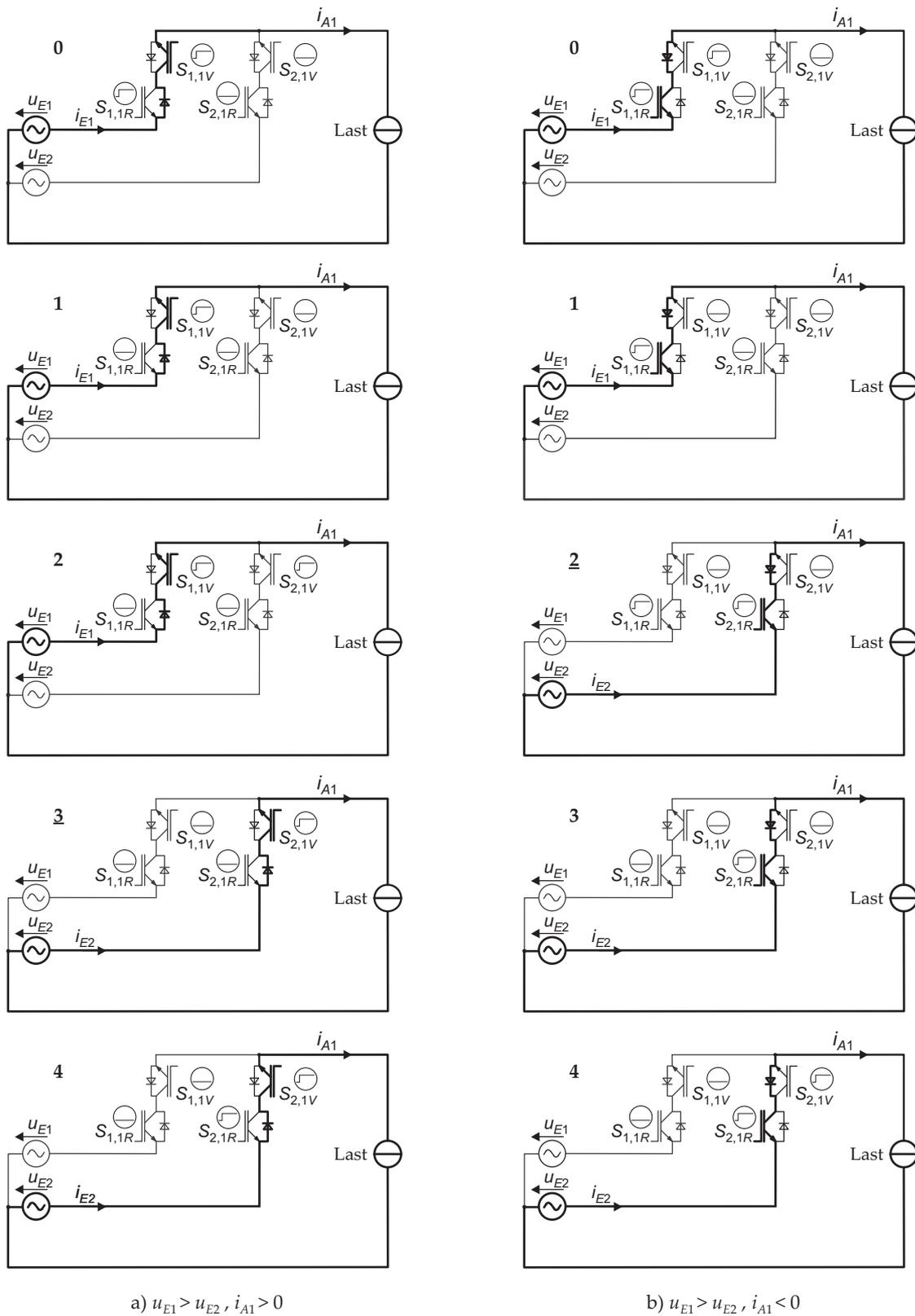


Abbildung 2.17: Stromrichtungs-basierte Kommutierung in vier Schritten bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

Die Art und der Zeitpunkt der Kommutierung werden direkt vom Laststrom, der Größe der Netzspannungen sowie der Richtung der Umschaltung zwischen den bidirektionalen Schaltern bestimmt. Aus Abbildung 2.17 wird z.B. deutlich, dass eine erzwungene Kommutierung bei $u_{E1} > u_{E2}$ mit $i_{A1} > 0$ im dritten Schritt auftritt (Schritt ist unterstrichen), während bei $u_{E1} > u_{E2}$ mit $i_{A1} < 0$ eine natürliche Kommutierung im zweiten Schritt auftritt. Tabelle 2.3 gibt dieses noch einmal im Zusammenhang wieder.

Tabelle 2.3: Kommutierung beim Schalten der bidirektionalen Schalter $S_{1,1}$ und $S_{2,1}$

	Bedingungen		Kommutierungsart
		Stromübergabe	
$u_{E1} > u_{E2}$	$i_{A1} > 0$	von $S_{1,1}$ nach $S_{2,1}$	erzwungen
	$i_{A1} < 0$	von $S_{2,1}$ nach $S_{1,1}$	
	$i_{A1} < 0$	von $S_{1,1}$ nach $S_{2,1}$	natürlich
	$i_{A1} > 0$	von $S_{2,1}$ nach $S_{1,1}$	
$u_{E1} < u_{E2}$	$i_{A1} < 0$	von $S_{1,1}$ nach $S_{2,1}$	erzwungen
	$i_{A1} > 0$	von $S_{2,1}$ nach $S_{1,1}$	
	$i_{A1} > 0$	von $S_{1,1}$ nach $S_{2,1}$	natürlich
	$i_{A1} < 0$	von $S_{2,1}$ nach $S_{1,1}$	

Das Vier-Schritt-Verfahren lässt sich durch verschiedene Maßnahmen bis auf ein Ein-Schrittverfahren reduzieren. Die Anzahl der notwendigen Schritte ist abhängig von der Art der Verbindung von Ein- und Ausgangsphase im Start- und im Zielzustand. So ist bei der Kommutierung in vier und drei Schritten eine bidirektionale Verbindung gegeben, bei der Kommutierung in zwei und einem Schritt dagegen sind zu Beginn und zum Ende der Kommutierung diese Verbindungen unidirektional.

Drei-Schritt-Kommutierungsverfahren Unter Berücksichtigung der wesentlich längeren Ausschalt- als Einschaltzeit der Transistoren kann das Vier-Schritt-Kommutierungsverfahren in ein Drei-Schritt-Kommutierungsverfahren überführt werden [58]. Die Schritte **2** und **3** des Vier-Schritt-Verfahrens werden zusammengefasst. Eine Stromübernahme auf die neue Phase und die Vermeidung eines Kurzschlusses der Eingangsphasen sind sichergestellt. Die einzelnen Schritte sind:

- 0** – Startzustand, bidirektionale Verbindung von E_1 zu A_1 durch $S_{1,1}$
- 1** – Ausschalten des stromlosen unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$
- 2** – Einschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$, der den Ausgangsstrom in die bisherige Richtung führen kann, und Ausschalten des zuletzt leitenden unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$
- 3** – Einschalten des zweiten unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$

Der Ablauf der Kommutierung ist detailliert in **Abb. B.1** auf Seite 130 dargestellt.

Zwei-Schritt-Kommutierungsverfahren Die bidirektionale Verbindung von Eingangs- und Ausgangsphase im Start- und Zielzustand ist bei einer genauen Detektion der Laststromrichtung nicht notwendig. Die Voraussetzung einer — im Vergleich zur Schaltfrequenz f_{Tr} — geringen Ausgangsfrequenz f_A ist bei der Speisung von Drehfeldmaschinen im Allgemeinen erfüllt. Damit ist es möglich, unidirektionale Verbindungen von Ein- und Ausgangsphasen zu benutzen [59], jedoch rechtzeitig vor der Umkehr der Stromrichtung eine bidirektionale Verbindung zu schaffen. Dies ist nicht unkompliziert; bewährt hat sich die Verwendung einer kleinen Totzeit, während der alle Halbleiter ausgeschaltet sind [60]. Eine Reduzierung der Schrittzahl ist dann möglich und in **Abb. 2.18** dargestellt. Es sind die folgenden zwei Schritte erforderlich:

- 0 – Startzustand, unidirektionale Verbindung von E_1 zu A_1 durch $S_{1,1}$
- 1 – Einschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$, der den Ausgangsstrom in die bisherige Richtung führen kann
- 2 – Ausschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$

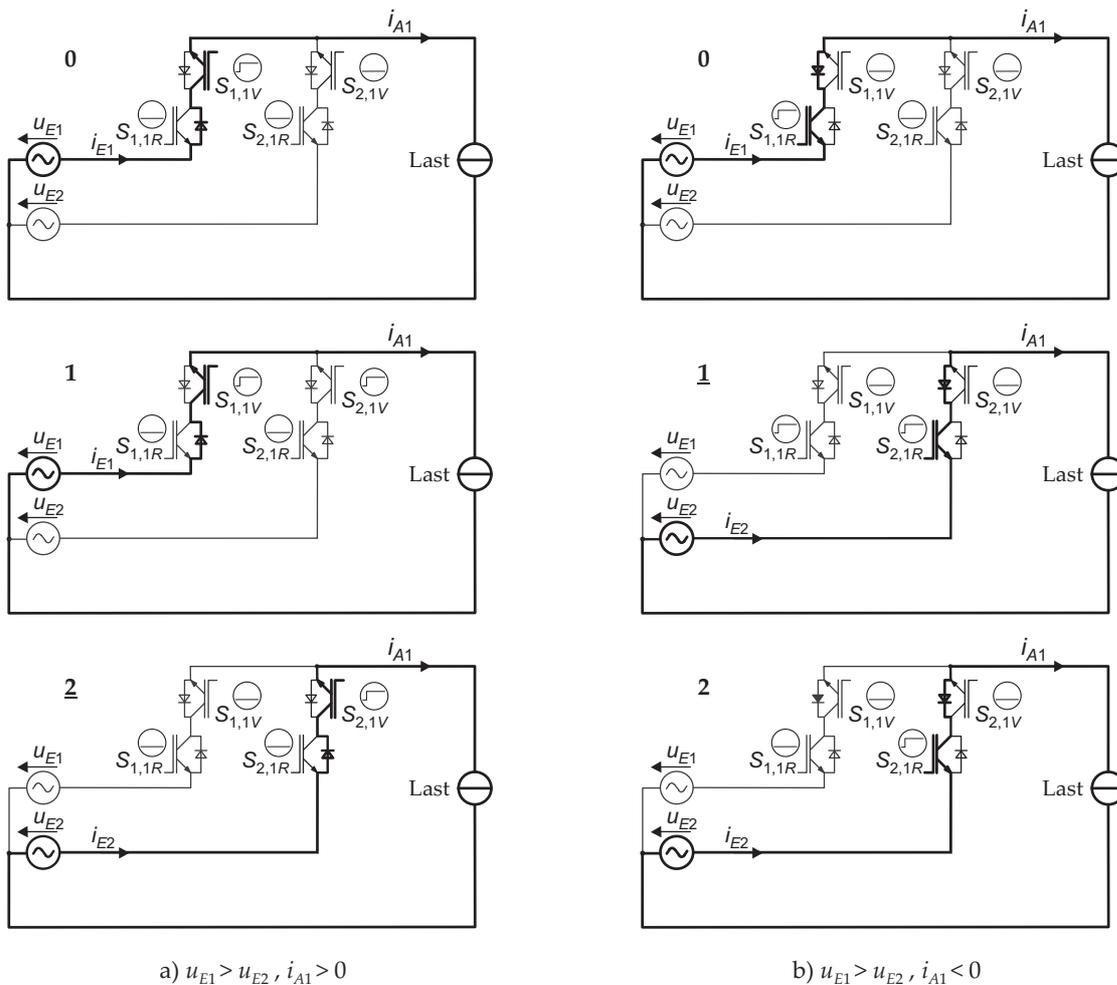


Abbildung 2.18: Stromrichtungs-basierte Kommutierung in zwei Schritten bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

Ein-Schritt-Kommutierungsverfahren Werden die unterschiedlichen Schaltgeschwindigkeiten der verwendeten IGBTs beim Ein- und Ausschalten berücksichtigt, kann das Zwei-Schritt-Kommutierungsverfahren um einen Schritt reduziert werden [58]. **Abbildung B.2** auf Seite 131 zeigt das Ein-Schritt-Kommutierungsverfahren mit der folgenden Schrittfolge:

- 0 – Startzustand, unidirektionale Verbindung von E_1 zu A_1 durch $S_{1,1}$
- 1 – Einschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$, der den Ausgangsstrom in die bisherige Richtung führen kann, und Ausschalten des zuletzt leitenden unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$

Aus den vorangegangenen Betrachtungen werden Vor- und Nachteile der stromrichtungs-basierten Kommutierungsverfahren deutlich. Mit geringem technischem Aufwand ist es möglich, die Kommutierung auf einen Schritt zu reduzieren. Eine Anwendung dieser Verfahren setzt jedoch eine exakte Stromrichtungserkennung und ggf. die Möglichkeit einer zeitnahen Ansteuerung der Leistungshalbleiter bei einer Änderung der Laststromrichtung zur Schaffung von bidirektionalen Verbindungen voraus. Für die Speisung von Drehfeldmaschinen mit relativ niedrigen Ausgangsfrequenzen $f_A < 300$ Hz ist dies ohne Probleme möglich.

Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung

Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierungsverfahren basieren auf der Detektion der Leiter-Leiter-Spannungen des Eingangsspannungssystems. Prinzipiell ist es ausreichend, lediglich die Vorzeichen der bei der Kommutierung beteiligten Eingangsphasen zu erfassen. Eine genaue Detektion wird in der Nähe des Vorzeichenwechsels durch Verarbeitungszeiten und Abtastzeitpunkte der Erfassungsschaltungen, deren Spannungsfestigkeit für die maximale Leiter-Leiter-Spannung ausgelegt sein muss, erschwert. Mit Kenntnis der Spannungsvorzeichen ist es möglich, zu entscheiden, welche unidirektionalen Schalter die entsprechenden Leiter-Leiter-Spannungen blockieren müssen und damit Kurzschlüsse ausschließen. Bereits in [63] wurde ein Vier-Schritt-Verfahren auf Basis von SITs (Static Induction Thyristor) und später in [64] auf Basis von MOSFETs vorgestellt.

Vier-Schritt-Kommutierungsverfahren Die folgenden vier Schritte werden durchlaufen:

- 0 – Startzustand, bidirektionale Verbindung von E_1 zu A_1 durch $S_{1,1}$
- 1 – Einschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$, der keinen Kurzschluss bei bekanntem Vorzeichen der beteiligten Leiter-Leiter-Spannungen verursacht
- 2 – Ausschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$, der die Leiter-Leiter-Spannung blockieren kann
- 3 – Einschalten des zweiten unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$
- 4 – Ausschalten des zweiten unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$

Wie aus der Schrittfolge und **Abbildung 2.19** deutlich wird, sind die Schritte unabhängig von der Laststromrichtung. Sie werden lediglich durch das Vorzeichen der Leiter-Leiter-Spannung bestimmt. Eine Änderung der Stromrichtung während der Kommutierung führt damit im Gegensatz zu einer Änderung des Vorzeichens der Kommutierungsspannung zu keinem Kurzschluss.

Zwei-Schritt-Kommutierungsverfahren Eine Reduzierung der Schrittzahl ist auf unterschiedliche Weise möglich. Unter Berücksichtigung der Schaltzeiten können die Schritte **1** und **2** sowie **3** und **4** zusammengefasst werden. Diese Möglichkeit (dargestellt in **Abb. B.3**, Seite 132) wurde bisher noch nicht veröffentlicht. Eine zweite Möglichkeit wurde unter dem Begriff METZI-Kommutierung von Ziegler in [66] vorgestellt (**Abb. B.4**, Seite 133). Da das Vorzeichen der Kommutierungsspannung bekannt ist, können von vornherein alle unidirektionalen Schalter eingeschaltet werden, die die Kommutierungsspannung nicht sperren können. Im Beispiel aus **Abbildung 2.19** ist dies $S_{2,1V}$ im Startzustand und $S_{1,1R}$ im Zielzustand. Damit lässt sich das Vier-Schritt-Verfahren auch auf ein Zwei-Schritt-Verfahren verkürzen, denn Schritt **1** und **4** entfallen nun:

- 0** – Startzustand, bidirektionale Verbindung von E_1 zu A_1 durch $S_{1,1}$
- 1** – Ausschalten des unidirektionalen Schalters von $S_{1,1}$, der die Leiter-Leiter-Spannung blockieren kann
- 2** – Einschalten des zweiten unidirektionalen Schalters von $S_{2,1}$

Beide Zwei-Schritt-Verfahren sind von der Laststromrichtung unabhängig.

Stromrichtungs- und Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung

Stehen die Stromrichtung und das Spannungsvorzeichen zur Verfügung, kann die Anzahl der notwendigen Schalthandlungen auf ein Minimum reduziert werden. Im Gegensatz zu den vorher genannten Verfahren findet nun die eigentliche Kommutierung immer in dem gleichen Schritt statt. Abweichungen in den Verläufen der Ausgangsgrößen von den theoretisch erwarteten Verläufen, welche aufgrund des unterschiedlichen Kommutierungszeitpunktes bei stromrichtungs-basierten, wie auch bei spannungsbasierten Kommutierungsverfahren entstehen können, werden vermieden [57]. Die Kommutierung kann in drei, in zwei oder in einem Schritt durchgeführt werden.

Drei-Schritt-Kommutierungsverfahren Als Beispiel sei die bereits in [57] vorgestellte Kommutierung angeführt. Die Schrittabfolge ist in **Abbildung B.5** auf Seite 134 unter Annahme von $u_{E1} > u_{E2}$ bei $i_{A1} > 0$ und $i_{A1} < 0$ dargestellt. Weil das Kommutierungsverfahren vom Vorzeichen der Eingangsspannung und der Laststromrichtung abhängt, ist keine erhöhte Fehlertoleranz im Vergleich zu den vorher erwähnten Verfahren gegeben. Eine falsche Detektion

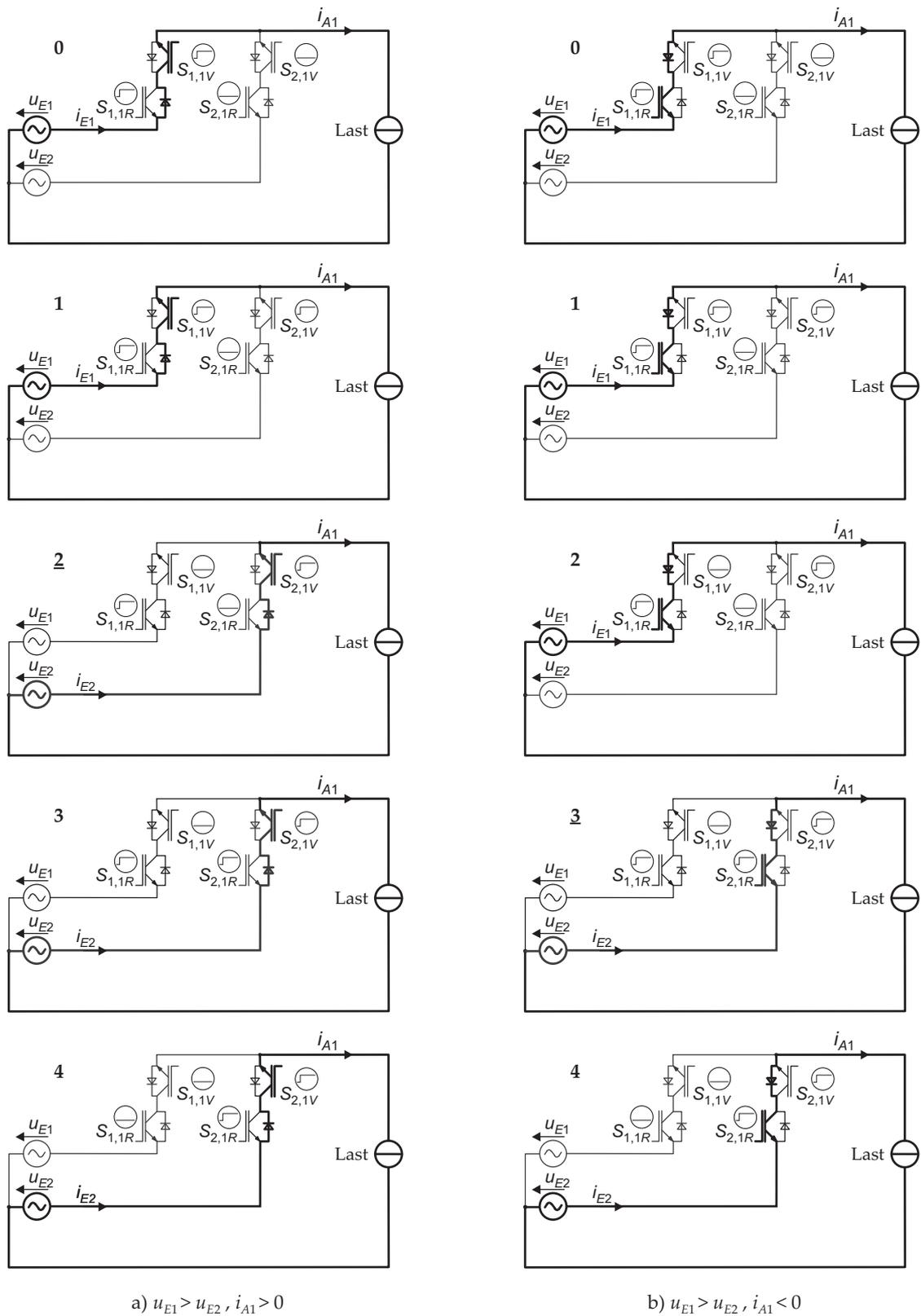


Abbildung 2.19: Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in vier Schritten bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

des Spannungsvorzeichens würde beispielsweise im Schritt **3** bei $i_{A1} < 0$ zu einem Kurzschluss führen.

Zwei-Schritt- und Ein-Schritt-Kommutierungsverfahren Eine weitere Verringerung der Schrittzahl ist möglich, wenn die unterschiedlichen Schaltzeiten berücksichtigt werden (siehe [36]). Darüber hinaus lässt sich die Kommutierung sogar auf ein Ein-Schritt-Verfahren [71] vereinfachen. Es wird nur ein unidirektionaler Schalter ein- oder ausgeschaltet. **Abbildung 2.20** verdeutlicht dies.

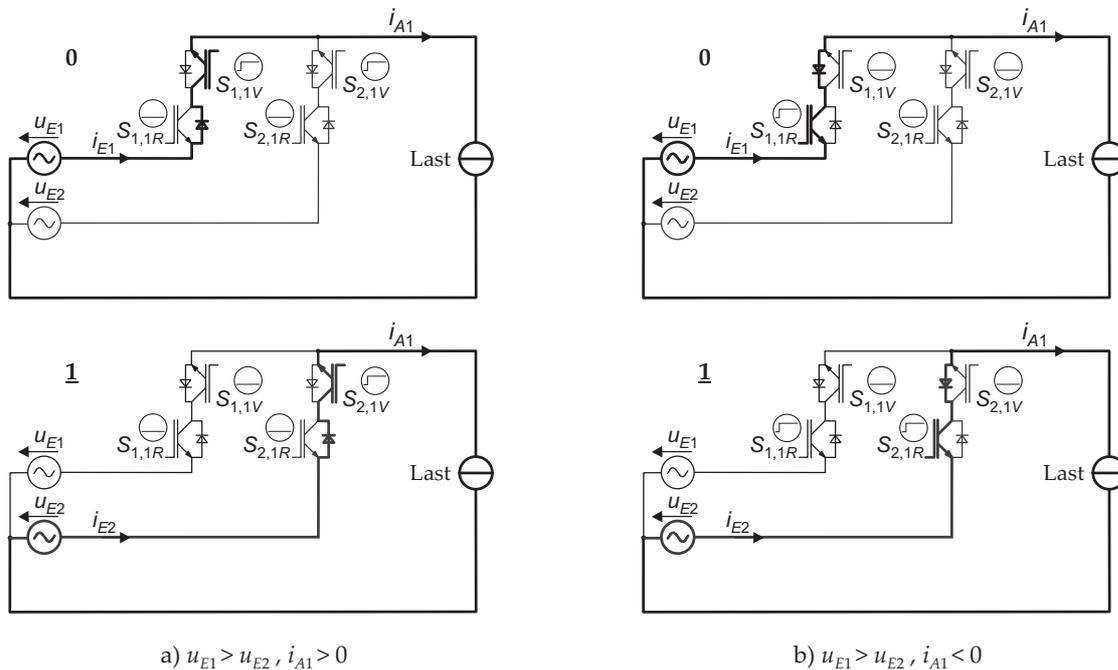


Abbildung 2.20: Stromrichtungs- und Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in einem Schritt bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

2.2.4 Bekannte Steuerverfahren des Matrixumrichters

Für den klassischen Matrixumrichter wurde eine Vielzahl von Steuerverfahren vorgestellt. Diese gehören ausschließlich zur Gruppe der Pulsverfahren. Die Verwendung von Pulsverfahren ermöglicht die Einstellung der Ausgangsspannung in ihrer Grundschiwingung bei möglichst geringem Oberschwingungsgehalt. Die hierbei erzielbaren, sehr guten dynamischen Eigenschaften beruhen darauf, dass ein Steuereingriff bereits beim nächstfolgenden Puls — also innerhalb des Bruchteils einer Grundschiwingungsperiode — wirksam wird. Die Steuerung der bidirektionalen Schalter des Matrixumrichters erfolgt so, dass am Ausgang die gewünschte Kurvenform mit Hilfe der Eingangsspannungen nachgebildet wird, dabei aber gleichzeitig möglichst sinusförmige Eingangsströme dem Netz entnommen werden.

Für den klassischen Matrixumrichter sind derzeit verschiedene Ansätze bekannt. Basierend auf einer detaillierten mathematischen Analyse wird in [24–26] gezeigt, dass die Erzeugung

einer niederfrequenten Ausgangsspannung (kleine Frequenz im Vergleich zur Schaltfrequenz) mit Hilfe einer Modulation der Einschalt Dauern der bidirektionalen Schalter möglich ist. Dazu werden die einzelnen Schalter innerhalb einer Schaltperiode mit der Periodendauer T_{Tr} so eingeschaltet, dass der sich ergebende Mittelwert der Ausgangsspannung \bar{u}_{Ak} gleich der gewünschten Ausgangsspannung zu diesem Zeitpunkt ist. Die auf Basis von trigonometrischen Funktionen berechnete „low-frequency modulation matrix M “ repräsentiert de facto die notwendigen Einschalt Dauern der einzelnen Schalter, um die gewünschten Ausgangsspannungen und Eingangsströme zu erhalten.

Im Gegensatz zu diesem direkten Steuerverfahren wurden anschließend in anderen Veröffentlichungen sog. indirekte Verfahren, welche auf der Annahme eines „fiktiven Spannungszwischenkreises“ basieren, veröffentlicht. Sie zerlegen das Umrichten in Gleich- und Wechselrichten und sind damit auch für indirekte Matrixumrichtertopologien anwendbar. Darauf basierend wurde eine Pulsweitenmodulation (PWM) — wie sie vom klassischen Spannungszwischenkreisumrichter bekannt ist — auch für den Matrixumrichter umgesetzt [63,81]. Hierbei wird jeweils genau eine Ausgangsphase mit der Eingangsphase mit der geringsten Eingangsspannung u_{Emin} dauerhaft verbunden, während die bidirektionalen Schalter der anderen zwei Ausgangsphasen mit Hilfe einer PWM zwischen der minimalen und der maximalen Phase schalten. Das Schaltregime ändert sich je Netzperiode genau sechsmal. Dabei wird jeweils eine andere Ausgangsphase mit der dann minimalen Eingangsphase verbunden. In [82] wird diese Idee dann noch einmal aufgegriffen und eine mathematische Beschreibung des „fiktiven Spannungszwischenkreises“ gegeben.

Als Alternative zur klassischen PWM führten die Arbeiten von Braun und Kastner [83,84] die Verwendung von Raumzeigern ein [85]. Der drei- zu dreiphasige Matrixumrichter wird dabei in seine drei Teilumrichter zerlegt [83]. Huber und Borejevic betrachteten den Umrichter als Ganzes und verwendeten 1989 dann die Raumzeigermodulation (SPVM – **S**Pace **V**ector **M**odulation) zur Steuerung des Matrixumrichters [43,44]. Die fiktiven Schritte Wechselrichten und Gleichrichten werden bei dem betrachteten direkten Matrixumrichter durch das Schalten der gleichen Schalter realisiert. Ausgehend von den zwei grundsätzlichen Schaltbedingungen (vgl. S. 24 im Abschnitt 2.2.3) ergeben sich 27 mögliche Schaltzustände. Von diesen werden 21 zur Erzeugung der Nullzeiger und anderer Raumzeiger verwendet. Unter Vernachlässigung der drei Nullzeiger resultieren 18 Schalterkombinationen, welche Raumzeiger auf genau drei Achsen erzeugen und sich dadurch auszeichnen, dass genau eine der Ausgangs-Leiter-Leiter-Spannungen $u_{A_{12}}, u_{A_{23}}, u_{A_{31}}$ Null ist. Es ergeben sich inklusive der Nullzeiger genau sieben Positionen in der Raumzeigerdarstellung. Der sich in Abhängigkeit von der Schalterbelegung und der Amplitude der Eingangsspannungen ändernde Betrag der Zeiger wird zum einen über die richtige Auswahl der Schalterbelegung und eine Variation der Einschalt Dauern korrigiert. Dies ist der fiktive Gleichrichtschritt. Mittels Vergleichs mit dem Sollraumzeiger können dann die Einschaltzeiten pro Schaltperiode der benachbarten zwei Raumzeiger berechnet werden. Dies ist der Wechselrichtschritt. Aufbauend auf dieses Verfahren wurden in den letzten Jahren mehrere Alternativen und weitere Optimierungsansätze vorgestellt [34,50,86,87]. Diese hatten

eine Erhöhung des Spannungsverhältnisses \hat{U}_A/\hat{U}_E durch Übermodulation [86], eine Verringerung der Schaltverluste [87], eine mathematische Beschreibung zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und des Eingangsblindstromes [50] und die Anwendung für Sparse-Topologien [34] zum Ziel. Trotz weiterer Alternativen wie z.B. [88] haben sich die SPVM-basierten Verfahren aufgrund ihrer guten Eigenschaften — z.B. geringe Harmonische der Ausgangsspannungen und Eingangsströme [89] — durchgesetzt.

Da der Matrixumrichter sowohl hinsichtlich seiner Eingangs- wie auch seiner Ausgangsfrequenz nicht limitiert ist, kann er theoretisch auch als Gleichrichter (AC – DC), Wechselrichter (DC – AC) und zur Erzeugung von Wechselspannungen hoher Frequenz verwendet werden. Hierbei kommt jedoch der entscheidende Nachteil der beschriebenen Pulsverfahren zum Tragen: Die Pulsfrequenz muss wesentlich größer als die Grundswingungsfrequenz der Ausgangsgröße sein. In dieser Arbeit ist die Erzeugung von Ausgangsfrequenzen in einem Bereich um 100 kHz von Interesse. Dementsprechend wären bei Anwendung von Pulsverfahren Schaltfrequenzen um 2 MHz oder höher notwendig. Diese sind mit derzeit auf dem Markt verfügbaren Leistungshalbleitern für Leistungen im Kilowatt-Bereich schwer realisierbar.

3 Analyse möglicher Resonanzanordnungen

Das in Kapitel 2.1.2 hergeleitete T-Ersatzschaltbild des kontaktlosen Energieübertragungssystems stellt den Zusammenhang zwischen Haupt- und Streuinduktivitäten und zwischen Primär- und Sekundärseite her. Die magnetische Kopplung wird direkt über die Größen der Haupt- und Streuinduktivitäten oder allgemein über den Kopplungsfaktor k ausgedrückt. Meist ist die magnetische Kopplung so gering, dass eine Kompensation der Streuinduktivitäten mittels Kapazitäten unabdingbar ist. Dies führt zu einer Erweiterung des T-Ersatzschaltbildes und damit zu Systemen höherer Ordnung, womit auch eine Analyse deutlich aufwendiger wird. Dies gilt besonders für den Fall einer Parallelresonanzanordnung auf der Sekundärseite mit nachfolgendem kapazitiven Filter [90].

Neben dem dadurch gegebenen Schwingkreisverhalten, der Ausbildung von frequenzabhängigen Resonanzpunkten und dem starken Einfluss auf das Gesamtverhalten des Systems macht auch die Tatsache, dass bisher Ansätze mit unterschiedlicher Anordnung der Kompensationskondensatoren untersucht wurden (vgl. **Tab. 3.1**) eine vergleichende Analyse notwendig. Damit sollen Aussagen über das Betriebsverhalten der Anordnungen getroffen werden, welche auch für die Auslegung und den Betrieb der primärseitigen Stromrichtertopologie essenziell sind.

Tabelle 3.1: Bisher empfohlene resonante Topologien für den Einsatz bei kontaktlosen Energieübertragungssystemen (Annahme: spannungseinprägender Umrichter als speisende Topologie)

Topologie (Abkürzung)	Primärseite	Sekundärseite	Referenz
CLLL	Serienresonanz	—	[3, 12, 90, 91]
LLLC	—	Serienresonanz	[4]
SS-CLLLC	Serienresonanz	Serienresonanz	[10, 11, 13, 90]
SP-CLLLC	Serienresonanz	Parallelresonanz	[6, 7, 9, 90]

Hinzu kommt noch der weite Einsatzbereich von kontaktlosen Energieübertragungssystemen. Dieser beinhaltet neben Anwendungen mit kleinen und oftmals fixen Luftspalten auch Anwendungen mit großen und zeitlich variierenden Luftspalten. Die Größen des T-Ersatzschaltbildes können sich dann transient während des Betriebs ändern [92]. Dies darf nicht zu kritischen Zuständen für den speisenden Umrichter führen und muss von Anfang an bei der Dimensionierung des Gesamtsystems — z.B. durch allgemein gültige Auslegungskriterien und die Wahl der optimalen Resonanzanordnung — berücksichtigt werden.

3.1 Mögliche Resonanzanordnungen und elementare Größen

Diese Arbeit konzentriert sich auf spannungseinprägende Umrichter zur Speisung des Übertragungssystems. Die Kompensation einer primärseitigen Streuinduktivität ist damit nur mit einer Serien-Anordnung möglich. Für die Sekundärseite bleiben hingegen verschiedene Optionen offen. Es werden untersucht:

- Serienresonanz auf der Primärseite und unkompensierte Sekundärseite (CLLL-Anordnung)
- Serienresonanz auf Primär- und Sekundärseite (SS-CLLLC-Anordnung)
- Serienresonanz auf der Primärseite, Parallelresonanz auf der Sekundärseite (SP-CLLLC-Anordnung)

In dieser Arbeit wird vor allem auf die Betrachtung der Ein- und Ausgangsgrößen (Strom und Spannung) Wert gelegt. Weitere wichtige Größen sind die sekundärseitige Ausgangsleistung und der Eingangsimpedanzverlauf der Anordnung. Es werden betrachtet:

- Spannungsverstärkung V_U
- Stromverstärkung V_I
- komplexe Eingangsimpedanz \underline{Z}_A
- Wirkleistung P_L am Lastwiderstand

Die Analyse der Anordnungen kann auf verschiedenen Wegen durchgeführt werden. Es bietet sich zum einen die Lösung im Zeitbereich mit Zustandsvariablen an. Die State-Plane Analysis [93] ist eine grafische Betrachtungsweise der Zustandsgrößen im Zeitbereich mit der sich Aus- und Eingangsgrößen darstellen lassen. Als zweite Variante bietet sich eine Analyse im Frequenzbereich an. Unter Annahme, dass bei den zu untersuchenden Anordnungen Resonanzkreis und Ausgangsgleichrichter jederzeit miteinander gekoppelt sind [6, 7], lässt sich die Grundswingungsanalyse (First Harmonic Approach) verwenden. Hierbei werden alle höheren Harmonischen vernachlässigt. In [94] wurden State-Plane Analysis und Grundswingungsanalyse gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass die aufwendigere State Plane Analysis in Genauigkeit dem First Harmonic Approach überlegen ist, bei Werten der Güte $Q \geq 1$ jedoch nahezu identische Ergebnisse liefert. Unter Berücksichtigung dieses Sachverhaltes wird in dieser Arbeit die weniger aufwendigere Grundswingungsanalyse verwendet.

Wenn auf der Sekundärseite eine Gleichspannung abgegriffen werden soll, müssen ein sekundärseitiger Gleichrichter und in Abhängigkeit von dem sekundärseitigen Resonanzkreis unterschiedliche Filterkomponenten verwendet werden (vgl. **Abbildung 3.1**). Im Fall der CLLL und der SS-CLLLC Anordnung ist dies ein kapazitiver Filter (Fall A), im Fall der SP-CLLLC Anordnung ein induktiver Filter (Fall B). Für beide Fälle kann die Forderung nach einer kontinuierlichen Kopplung von Resonanzkreis und Gleichrichter gewährleistet werden. Unter der Annahme eines stationären Arbeitspunktes und ausreichend großer Filterelemente (so dass z.B. die Spannungswelligkeit über dem Filterkondensator hinreichend klein gegenüber

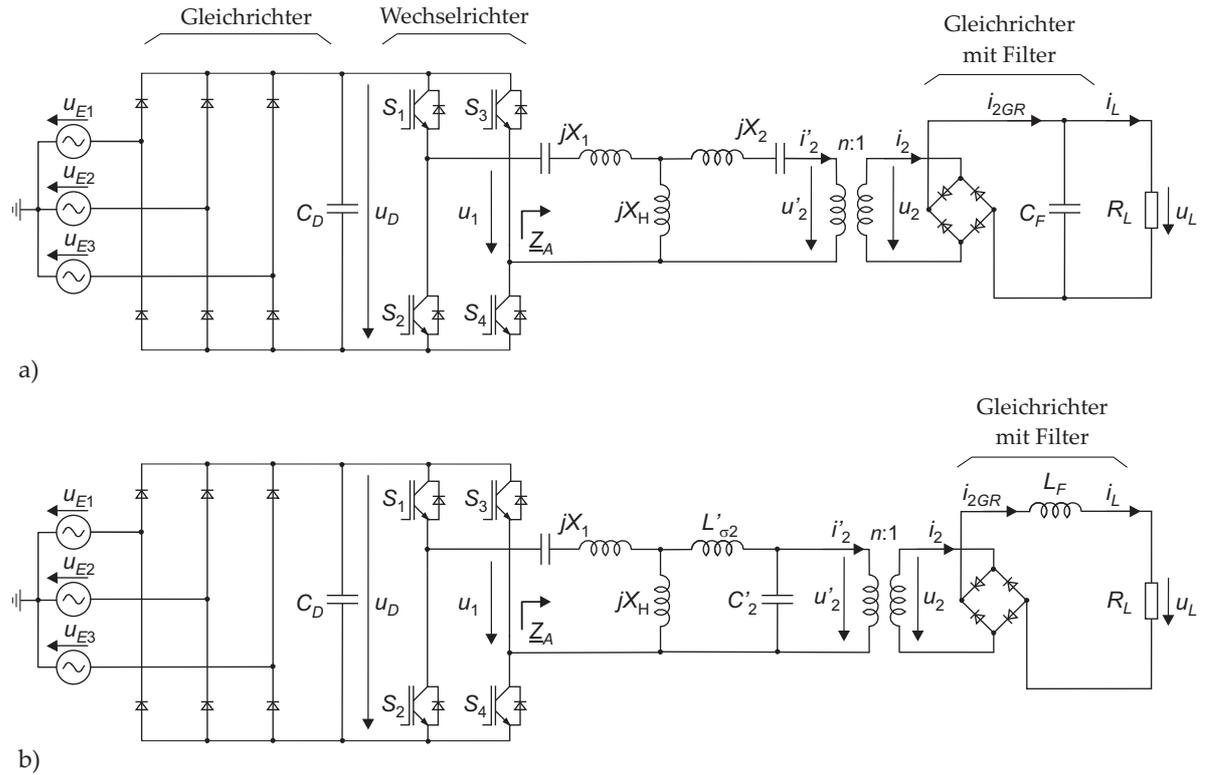


Abbildung 3.1: Schwingkreiswechselrichter in H-Brückenschaltung mit a) Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC), Gleichrichter und kapazitiven Filter (Fall A) und b) Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLLC), Gleichrichter und induktiven Filter (Fall B)

dem Mittelwert der Ausgangsspannung ist) können Gleichrichter, Ausgangsfilter und ohmscher Lastwiderstand R_L mit Hilfe eines äquivalenten Lastwiderstandes R_{Eq} modelliert werden [95].

$$\text{Fall A: } R_{EqA} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (3.1)$$

$$\text{Fall B: } R_{EqB} = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (3.2)$$

In beiden Fällen können die äquivalenten Lastwiderstände unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses n auf die Primärseite bezogen werden:

$$R'_{EqA/B} = n^2 R_{EqA/B} \quad (3.3)$$

3.2 Detaillierte Analyse der Resonanzanordnungen

Für die Analyse wird der in Abbildung 3.1 dargestellte Wechselrichter in H-Brückenschaltung mit Spannungswellenkreis angenommen. Wird er mit Blocktaktung betrieben, prägt er eine rechteckförmige Spannung u_1 mit der Frequenz f ein. Diese ist gleich der Schaltfrequenz f_{Tr} der Leistungshalbleiter. Unter Vernachlässigung der Verluste der Übertragerwicklungen und der

Halbleiter und bei Verwendung der Ersatzwiderstände (3.1), (3.2) erhält man die vereinfachten Ersatzschaltbilder der in dieser Arbeit betrachteten Resonanzanordnungen (**Abb. 3.2**).

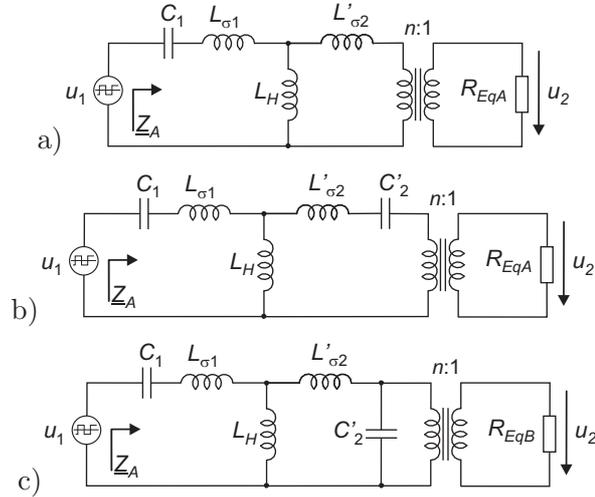


Abbildung 3.2: Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild mit Eingangsimpedanz Z_A der a) Serien-Anordnung (CLLL), b) der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC) und c) der Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLLC)

Die Grundswingungsanalyse berücksichtigt ausschließlich die sinusförmige Grundschiwingung der eingepprägten Rechteckspannung u_1 . Darauf basierend lassen sich die Anordnungen mit der komplexen Wechselstromrechnung betrachten. Die erste Harmonische lässt sich mit der Fourier-Entwicklung bestimmen. Ausgehend von der allgemeinen Fourier-Reihe $s(t)$ einer Funktion $f(t)$

$$f(t) \equiv s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\nu=1}^{\infty} (a_{\nu} \cos(\nu\omega t) + b_{\nu} \sin(\nu\omega t)) \quad (3.4)$$

lassen sich aus der Spektralform der Fourier-Reihe

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\nu=1}^{\infty} (\hat{s}_{\nu} \sin(\nu\omega t + \Psi_{\nu})) \quad (3.5)$$

das Amplitudenspektrum \hat{s}_{ν} und das Phasenspektrum Ψ_{ν} berechnen:

$$\hat{s}_{\nu} = \sqrt{a_{\nu}^2 + b_{\nu}^2}, \quad \Psi_{\nu} = \arctan \frac{a_{\nu}}{b_{\nu}} \quad (3.6)$$

Nach Anwendung von Gleichung (3.4) mit $a_0 = 0$ und $a_{\nu} = 0$ ist

$$u_1(t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{4\hat{U}_1}{\nu\pi} \sin(\nu\omega_E t) \quad \text{mit } \nu = 1, 3, 5, 7 \dots$$

Damit erhält man für die erste Harmonische der Ausgangsspannung:

$$u_{1,\nu=1} = \frac{4\hat{U}_1}{\pi} \sin(\omega t) = \frac{4u_D}{\pi} \sin(\omega t) \quad (3.7)$$

Mit Hilfe der komplexen Teilimpedanzen \underline{Z}_B , \underline{Z}_C , \underline{Z}_D (detailliert im Anhang C) können dann die gesuchten Größen Spannungsverstärkung, Stromverstärkung, Eingangswiderstand und sekundärseitige Leistung berechnet werden. Dabei wird bei dem Übertragungssystem von zwei Ringspulen mit identischen geometrischen Abmessungen und den Windungszahlen N_1 und N_2 ausgegangen. Es lässt sich konkretisieren:

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = n^2 \quad (3.8)$$

Für eine allgemeine Beschreibung sind weitere Größen erforderlich: Die Güte Q

$$Q = \frac{\omega_0 L_1}{R'_{EqA/B}}, \quad (3.9)$$

die normierte Kreisfrequenz ω_N , welche das Verhältnis der Kreisfrequenz ω der Grundschiwingung der eingepprägten Rechteckspannung u_1 zur Resonanzkreisfrequenz ω_0 ist,

$$\omega_N = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\omega}{2\pi f_0} \quad (3.10)$$

und die Reaktanz Z_0

$$Z_0 = QR'_{EqA/B} = \omega_0 L_1. \quad (3.11)$$

3.2.1 Serien-Resonante-Anordnung (CLLL)

Die Spannungsverstärkung des Übertragungssystems V_U wird definiert als das Verhältnis der Ausgangsspannung am Ersatzlastwiderstand R_{Eq} zu dem Spitzenwert der Grundschiwingung der Eingangsspannung. Für die Spannungsverstärkung V_U gilt nach der Spannungsteilerregel:

$$V_U = \frac{\hat{U}_{2,\nu=1}}{\hat{U}_{1,\nu=1}} = \frac{\hat{U}'_{2,\nu=1}}{n\hat{U}_{1,\nu=1}} = \frac{1}{n} \left| \frac{R'_{EqA} \underline{Z}_B}{\underline{Z}_C \underline{Z}_A} \right| \quad (3.12)$$

Wird die Gesamtspannungsverstärkung, welche wir auf die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters u_D und die abgegriffene Gleichspannung über dem Lastwiderstand u_L beziehen wollen (vgl. Abb. 3.1), gesucht, müssen die Anteile der ersten Harmonischen berücksichtigt werden. Die Eingangsspannung u_1 ist aufgrund der Blocktaktung rechteckförmig. Unter Annahme einer konstanten Ausgangsspannung aufgrund des sekundärseitigen Filters gilt dies auch

für die Sekundärspannung u_2 . Beide Teilspannungsverstärkungen können mit (3.7) bestimmt werden:

$$V_{U_1} = \frac{\hat{U}_{1,\nu=1}}{U_D} = \frac{4}{\pi} \quad (3.13)$$

$$V_{U_2} = \frac{U_L}{\hat{U}_{2,\nu=1}} = \frac{2}{\pi} \quad (3.14)$$

Die Gesamtspannungsverstärkung $V_{U_{Ges}}$ ist damit:

$$V_{U_{Ges}} = \frac{U_L}{U_D} = V_{U_1} V_U V_{U_2} = \frac{8}{\pi^2} V_U \quad (3.15)$$

Wählt man die Resonanzkreisfrequenz ω_0 der Anordnung entsprechend

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 \left[L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} L_H}{L'_{\sigma 2} + L_H} \right]}} \quad (3.16)$$

kann mit (3.9), (3.10), (3.11) die Spannungsverstärkung V_U in Abhängigkeit von Frequenzvariation, Belastungsänderungen und der magnetischen Kopplung — ausgedrückt durch k — berechnet werden. Die Spannungsverstärkung ist

$$V_U = \frac{k}{n} \left[\left(\frac{Q(1-k^2)(\omega_N^2-1)}{\omega_N} \right)^2 + \left(\frac{-1+k^2+\omega_N^2}{\omega_N^2} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3.17)$$

und damit lastunabhängig bei $\omega_N = 1$ (vgl. **Abbildung 3.3**):

$$V_{U(\omega_N=1)} = \frac{1}{nk} \quad (3.18)$$

Bei einer (eher theoretischen) vollständigen magnetischen Kopplung (keine Streuinduktivitäten) ist $k = 1$. Dann ergibt sich für die Spannungsverstärkung

$$V_{U(k=1)} = \frac{1}{n} \quad (3.19)$$

was dem Verhalten eines idealen Transformators entspricht. Sekundär- und Primärspannung sind nur über das Übersetzungsverhältnis verknüpft. Frequenz und Belastung haben keinen Einfluss.

Die Berechnung der Eingangsimpedanz Z_A ist im Anhang C ab Seite 135 aufgeführt. Sie kann analog zur Spannungsverstärkung in eine allgemeingültige Form überführt werden und

wird dann auf die Reaktanz Z_0 bezogen.

$$\frac{Z_A}{Z_0} = \frac{k^2}{Q\left(1 + \frac{1}{Q^2\omega_N^2}\right)} + j\omega_N \left(1 - \frac{k^2}{1 + \frac{1}{Q^2\omega_N^2}} - \frac{1-k^2}{\omega_N^2}\right) \quad (3.20)$$

Die Eingangsimpedanz gibt Informationen über die Amplitude des Eingangsstromes, der durch den primärseitigen Wechselrichter zur Verfügung gestellt werden muss, und ebenso über das Schaltverhalten und die Betriebsart des Wechselrichters.

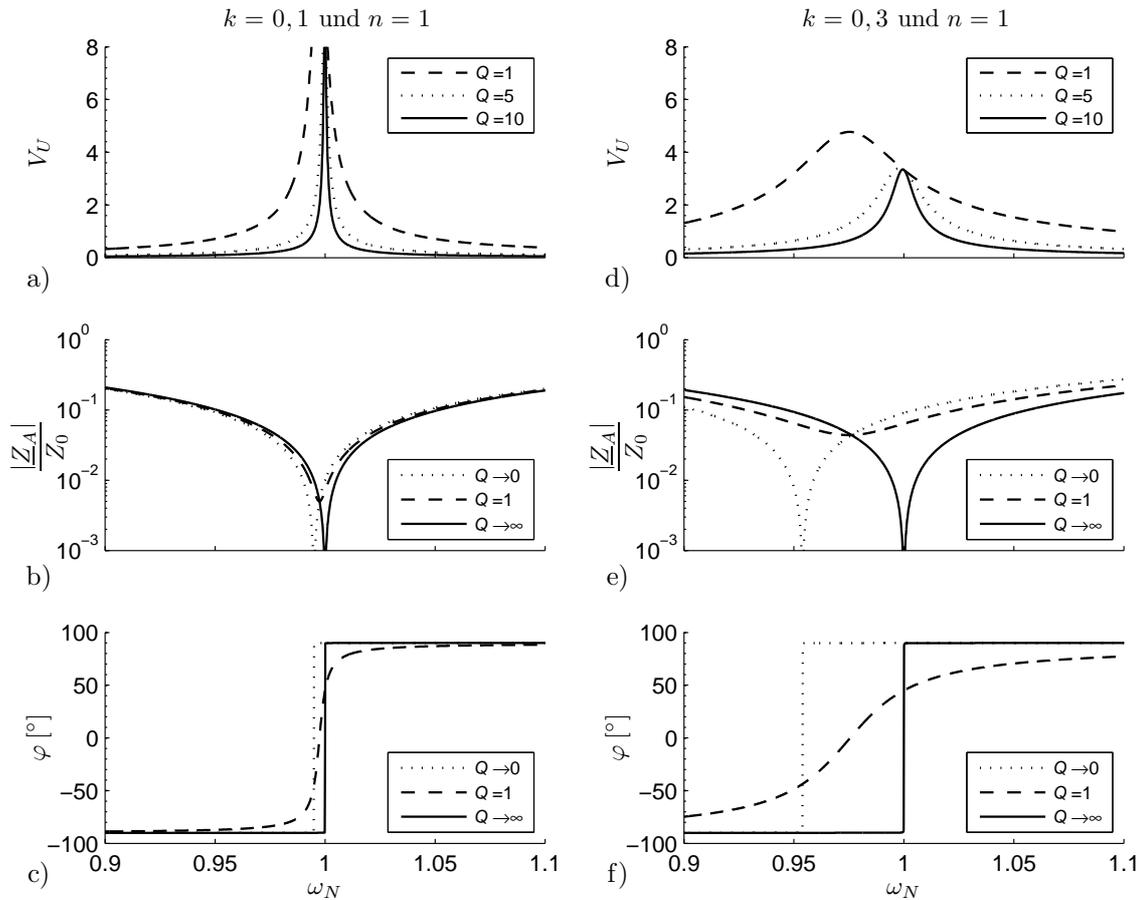


Abbildung 3.3: Serien-Anordnung (CLLL) mit $n = 1$: Spannungsverstärkung V_U , Betrag der normierten Eingangsimpedanz $|Z_A|/Z_0$ und Phasenwinkel $\varphi = \angle Z_A$ a), b), c) für $k = 0,1$ und d), e), f) für $k = 0,3$

Das Verhalten des Übertragungssystems kann bereits mit Hilfe der in den Abbildungen 3.3, **C.3** dargestellten Verläufe von Spannungsverstärkung und Eingangsimpedanz analysiert werden. Eine vollständige Kompensation der Spannungsabfälle aufgrund der Streuinduktivitäten ist für Werte von $V_U \geq 1$ gegeben, da in diesem Beispiel das Übersetzungsverhältnis mit $n = 1$ gewählt wurde. Das Maximum der Spannungsverstärkung ist von Belastung (ausgedrückt durch Q) und magnetischer Kopplung k abhängig, jedoch ist insbesondere bei sehr kleinen Werten des Kopplungsfaktors die frequenzabhängige Verschiebung des Maximums gering (Abb. 3.3 links). Eine Regelung der Lastspannung kann über die Stellung der Schaltfrequenz f_{Tr} vorgenommen wer-

den. Vom Maximum gesehen führen sowohl eine Verringerung wie auch eine Vergrößerung der Schaltfrequenz zu einer Reduzierung der Ausgangsspannung. Die Breite der Resonanzstelle ist ebenfalls belastungs- wie auch kopplungsabhängig. Dies kann aufgrund des unterschiedlichen $dV_U/d\omega_N$ zu Problemen bei der Regelung der Ausgangsspannung führen.

Während V_U bei gleich bleibender Kopplung und $\omega_N = 1$ konstant ist, nähert sich der Phasengang mit fallendem Q dem Winkel $\pi/2$ an, was einen Betrieb des primären Wechselrichters mit relativ hohen Schaltverlusten bedeutet. Dies resultiert aus dem harten Ausschalten der Transistoren im Scheitelpunkt des Stromes, wohingegen das Einschalten spannungsentlastet ist. Die Verläufe der Eingangsimpedanz und des Phasengangs zeigen auch, dass der wirkliche Resonanzpunkt — charakterisiert durch $\varphi = 0$ und der individuellen Resonanzkreisfrequenz $\omega_R = 2\pi f_R$ — nur für etwa $Q \geq 5$ mit dem gewählten Resonanzpunkt übereinstimmt und dann bei $\omega_N = 1$ liegt. Für $\omega_N = 1$ und $0 < Q < \infty$ ist der Phasenwinkel φ kopplungsunabhängig und positiv.

$$\varphi_{(\omega_N=1)} = \arctan\left(\frac{1}{Q}\right) > 0 \quad (3.21)$$

Das Übertragungssystem repräsentiert daher bei der Frequenz $f_{Tr} = f_0$ immer eine induktive Last. Dies ist auch bei Frequenzen darüber der Fall. Für kleinere Frequenzen ist es von Q abhängig und variiert. Während das Übertragungssystem bei $f_{Tr} > f_R$ einen induktiven Charakter besitzt, wird bei $f_{Tr} = f_R$ der Phasenwinkel zu $\varphi = 0$ und damit die Grenze zwischen kapazitiven und induktiven Verhalten erreicht. Unterhalb f_R stellt das Übertragungssystem eine kapazitive Last mit voreilem Strom dar. Für die Transistoren des Wechselrichters ergibt sich dann ein hartes Einschalten zusammen mit einem stromentlasteten Ausschalten.

Sowohl der Verlauf der Spannungsverstärkung wie auch die Verläufe des Phasengangs und der normierten Eingangsimpedanz sind mit den Verläufen eines LCR-Serienschwingkreises vergleichbar [96]. Das Betriebsverhalten der Anordnung ist deshalb vom Standpunkt der primärseitigen Stromrichtertopologie prinzipiell mit einem normalen Reihenschwingkreis modellierbar. Die Variationen aufgrund von Kopplungsänderungen bleiben dabei jedoch unberücksichtigt.

In der Tat ist es leicht möglich, ein konstantes V_U für unterschiedliche Kopplungen k und veränderliche Belastungen zu erzielen. Dies erfordert jedoch z.B. erhebliche Änderungen der Schaltfrequenz f_{Tr} , wodurch wiederum die Betriebsart des Wechselrichters, die Amplitude des Eingangsstromes und die sekundärseitige Wirkleistung beeinflusst werden. Diese ist als Leistung am Ersatzwiderstand R_{EqA} definiert mit:

$$P_{R_{EqA}} = U_2 I_2 = I_2^2 R_{EqA} = \frac{U_2^2}{R_{EqA}} = \frac{\hat{U}_{2,\nu=1}^2}{2R_{EqA}} \quad (3.22)$$

Unter Verwendung der Spannungsverstärkung V_U (3.12) kann die Amplitude der Sekundärspannung ersetzt werden.

$$P_{R_{EqA}} = \frac{V_U^2 \hat{U}_{1,\nu=1}^2}{2R_{EqA}} \quad (3.23)$$

Mit (3.17) und Q definiert nach (3.9) und (3.11)

$$Q = \frac{Z_0}{n^2 R_{EqA}} \quad (3.24)$$

folgt für die Wirkleistung am Ersatzwiderstand in normierter Form $P_{R_{EqA}} Z_0 / \hat{U}_{1,\nu=1}^2$:

$$\frac{P_{R_{EqA}} Z_0}{\hat{U}_{1,\nu=1}^2} = \frac{1}{2} \left[Q \left[\frac{(1-k^2)(\omega_N^2-1)}{k\omega_N} \right]^2 + \frac{1}{Q} \left[\frac{-1+k^2+\omega_N^2}{k\omega_N^2} \right]^2 \right]^{-1} \quad (3.25)$$

Das Amplitudenverhältnis von Sekundärstrom \hat{I}_2 zu Primärstrom \hat{I}_1 wird als Stromverstärkung V_I eingeführt. Es ist besonders für die Minimierung der primärseitigen Verluste von Bedeutung, weil es auch die Blindanteile der Ströme berücksichtigt. Ausgehend von der Stromteilerregel folgt für die CLLL Anordnung (vgl. Abb. C.1):

$$V_I = n \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_1} = n \left| \frac{j\omega L_H}{j\omega L_H + \underline{Z}_C} \right| = \frac{n}{\sqrt{\left(\frac{R'_{EqA}}{\omega L_H} \right)^2 + \left(1 + \frac{L'_{\sigma 2}}{L_H} \right)^2}} \quad (3.26)$$

Das Einsetzen der Schwingkreisparameter aus den Gleichungen (3.9), (3.16) und das Ersetzen der Haupt- und sekundärseitigen Streuinduktivität mit den Gleichungen (2.11) und (2.14) führt zu:

$$V_I = n \left[\frac{n^2 L_2}{k^2 L_1} + \frac{L_1 \omega_0^2}{k^2 Q^2 n^2 \omega^2 L_2} \right]^{-1/2} \quad (3.27)$$

Unter Verwendung von (3.8) und (3.16) mit (3.10) ergibt sich die normierte Gleichung der Stromverstärkung:

$$V_I = nk \left[1 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2} \right]^{-1/2} \quad (3.28)$$

In Gleichung (3.28) fällt bereits auf, dass die Stromverstärkung der CLLL-Anordnung direkt proportional zur Kopplung ist. **Abbildung 3.4** verdeutlicht diesen Zusammenhang ebenfalls. Es sind die Verläufe der Stromverstärkung und der normierten Wirkleistung über der auf die Resonanzfrequenz normierten Betriebskreisfrequenz ω_N dargestellt. Die Abhängigkeit beider Größen von Last- und Kopplungsänderung wird deutlich. Da sich die Stromverstärkung aus der Betrachtung des sekundärseitigen Stromteilers ergibt und unabhängig von der primären Reso-

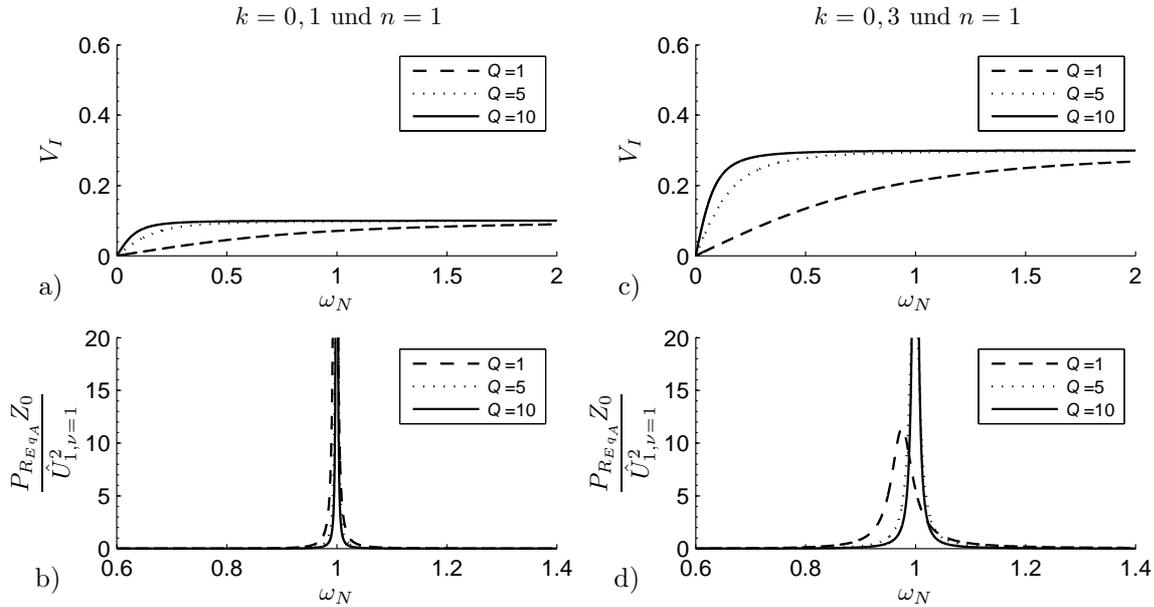


Abbildung 3.4: Serien-Anordnung (CLLL) mit $n = 1$: Stromverstärkung V_I und normierte Wirkleistung $P_{R_{Eq_A}} Z_0 / \hat{U}_{1,\nu=1}^2$ a), b) für $k = 0, 1$ und c), d) für $k = 0, 3$

nananzanordnung ist, tritt hier keine Resonanzerscheinung auf. Bei einem Übersetzungsverhältnis von $n = 1$ und einer großen Belastung $Q \geq 5$ ist V_I maximal gleich dem Kopplungsfaktor. Bei geringerer Belastung ($Q \leq 3$) und damit kleinerem Sekundärstrom sinkt die Stromverstärkung entsprechend. Daraus folgt, dass bei einer vorgegebenen Last eine wirkungsvolle Erhöhung der Stromverstärkung für diese Anordnung nur über die Änderung des Kopplungsfaktors oder des Übersetzungsverhältnisses möglich ist.

Die Wirkleistung ist zusätzlich in **Abb. C.3** auf Seite 139 belastungs- und frequenzabhängig dargestellt. Mit steigender Belastung nähert sich das Maximum der Leistungskurve dem Punkt $\omega_N = 1$. Aufgrund der konstanten Spannungsverstärkung und einer nahezu konstanten Stromverstärkung steigt die Leistung $P_{R_{Eq_A}}$ in diesem Punkt mit dem Faktor $1/R_{Eq_A}$ über einen weiten Bereich stetig an.

Die Anordnung eines Serienkondensators auf der Primärseite ermöglicht eine Kompensation der Streuinduktivitäten, bringt aber verschiedene Einschränkungen mit sich. Ähnlich wie bei einem Schwingkreiswechselrichter mit einem Reihenschwingkreis als Last [96] sollte der Arbeitspunkt mit $\omega_N \geq 1$ gewählt werden. Hier ist eine konstante Spannungsverstärkung gegeben, bzw. eine Regelung der Sekundärspannung problemlos möglich. Noch bedeutender ist, dass der Phasenwinkel φ immer positiv ist. Eine Änderung der Betriebsart des primärseitigen Wechselrichters bezüglich des entlasteten Schaltens kann damit ausgeschlossen werden.

Strom- und Spannungsverstärkung sind vom Übersetzungsverhältnis abhängig — allerdings in umgekehrter Art und Weise. Um zu hohe Sekundärspannungen bei $\omega_N = 1$ und kleinen k auszugleichen, muss das Übersetzungsverhältnis entsprechend $n = 1/k \geq 1$ gewählt werden. Dies geht gleichzeitig mit einer Erhöhung der Stromverstärkung einher (vgl. Gleichung (3.28)).

3.2.2 Serien-Serien-Resonante-Anordnung (SS-CLLLC)

Zusätzlich zum primären Resonanzkreis sollen durch die Verwendung eines sekundären Resonanzkreises (Abb. 3.2 b)) die erhaltenen Ergebnisse der CLLL-Anordnung verbessert werden. Ziel ist es, die Streuinduktivitäten der Primär- und Sekundärseite getrennt zu kompensieren [13] [11] [10]. Die Ersatzgrößen X_1 , X_2 und X_H (**Abb. C.1**) lassen sich mit (C.4), (C.10), (C.6) beschreiben. Für eine vollständige Kompensation der Streuinduktivitäten muss gelten:

$$X_1 = X_2 = 0 \quad (3.29)$$

Es ist dann:

$$\omega L_{\sigma 1} = \frac{1}{\omega C_1} \quad (3.30)$$

$$\omega L'_{\sigma 2} = \frac{1}{\omega C'_2} \quad (3.31)$$

Wählt man für Primär- und Sekundärseite die identische Resonanzkreisfrequenz ω_0 , können beide Streuinduktivitäten gleichzeitig kompensiert werden. Mit den Gleichungen (3.30) und (3.31) ergibt sich für ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\sigma 1} C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L'_{\sigma 2} C'_2}} \quad (3.32)$$

Unter Verwendung von (2.14), (3.1), (3.9), (3.10), (3.11) lässt sich die Spannungsverstärkung V_U analog zur CLLL-Anordnung für Frequenzvariationen, Belastungsänderungen und verschiedene Kopplungen allgemein gültig berechnen:

$$V_U = \frac{1}{n} \left[\left(\frac{k + \omega_N^2 - 1}{k \omega_N^2} \right)^2 + Q^2 \omega_N^2 \left(2(1 - k) + \frac{2(k-1)}{\omega_N^2} + \frac{(k-1)^2 (\omega_N^2 - 1)^2}{k \omega_N^4} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3.33)$$

Wird Gleichung (3.33) grafisch dargestellt (**Abbildungen 3.5, 3.6, C.4**), fallen unter der Annahme eines Übersetzungsverhältnisses mit $n = 1$ zwei Arbeitspunkte auf, in denen die Spannungsverstärkung genau eins beträgt. In beiden Punkten werden die Streuinduktivitäten — unabhängig von der Belastung — vollständig durch die Resonanzkapazitäten kompensiert. Es ergibt sich in beiden Punkten weiterhin eine Last- und Kopplungsunabhängigkeit von V_U . Primär- und Sekundärspannung sind lediglich über das Übersetzungsverhältnis miteinander verknüpft. Die Frage, welcher der zwei Arbeitspunkte letztendlich das Optimum darstellt, kann mit Hilfe einer Diskussion des Verlaufs der Spannungsverstärkung und der normierten Eingangsimpedanz beantwortet werden. Wählt man zunächst $\omega_N = 1$, lässt sich V_U wie folgt präzisieren:

$$V_{U(\omega_N=1)} = \frac{1}{n} \quad (3.34)$$

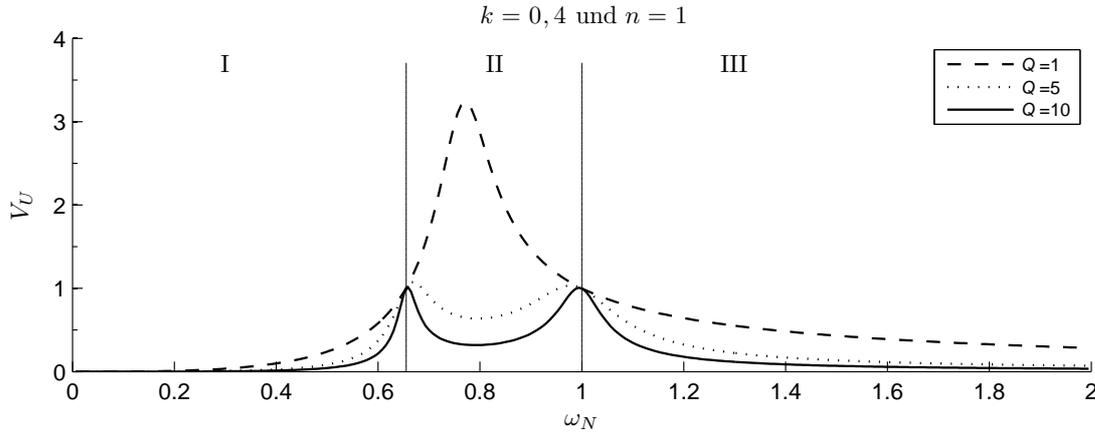


Abbildung 3.5: Spannungsverstärkung V_U der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLC) bei $k = 0,4$ und $n = 1$

Für die Wahl des optimalen Arbeitspunktes ist es nun notwendig, den Verlauf der Spannungsverstärkung detaillierter zu betrachten. Eine Einteilung in drei Frequenzbereiche erscheint sinnfälliger:

I: V_U erhöht sich mit steigender Betriebsfrequenz bis zum ersten lastunabhängigen Arbeitspunkt. Dieser Punkt verschiebt sich kopplungsabhängig. Er nähert sich bei sinkender Kopplung $\omega_N = 1$.

II: V_U ist sehr empfindlich für die Änderungen der Belastung und der Kopplung. Für große Belastungen Q sinkt die Spannungsverstärkung zunächst unter eins und steigt dann wieder bis zum zweiten lastunabhängigen Arbeitspunkt. Für kleine Belastungen, also große Widerstände, lässt sich jedoch die größte Spannungsverstärkung erzielen. Dabei bildet sich nur noch ein Resonanzpunkt aus, weil sich die Sekundärseite des Übertragers mit steigendem Lastwiderstand dem Leerlauf nähert. Somit wird der sekundäre Resonanzkreis wirkungslos. Da sich die Spannungsverstärkung aufgrund der Last- und Kopplungsabhängigkeit nichtlinear mit der Betriebsfrequenz ändert, ist eine effiziente Regelung der Ausgangsspannung in diesem Bereich schwierig [11].

III: Die Spannungsverstärkung fällt mit steigender Betriebsfrequenz. Wegen der zusätzlichen Kopplungsunabhängigkeit im Punkt $\omega_N = 1$ ist Bereich III zur Regelung der Ausgangsspannung am besten geeignet. Dabei ist zu beachten, dass eine Kopplungsänderung immer eine Anpassung der Betriebsfrequenz oder der Kompensationskapazitäten erfordert, um den Arbeitspunkt beizubehalten.

Weitere Einschränkungen ergeben sich aus der Betrachtung der Gesamtimpedanz. Diese ist

in bezogener Schreibweise (vgl. C.1.2):

$$\frac{\underline{Z}_A}{Z_0} = \frac{k^2}{Q \left[\left(1 - \frac{1-k}{\omega_N^2}\right)^2 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2} \right]} + j\omega_N \left[1 - k - \frac{1-k}{\omega_N^2} + \frac{k \left(\frac{1}{Q^2 \omega_N^2} - \frac{(k-1)(\omega_N^2-1)(k+\omega_N^2-1)}{\omega_N^4} \right)}{\left(1 + \frac{k-1}{\omega_N^2}\right)^2 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2}} \right] \quad (3.35)$$

Die grafische Darstellung der Eingangsimpedanz und des Phasenwinkels in Abbildung 3.6 zeigt starke Schwankungen, welche sich ebenfalls den drei genannten Frequenzbereichen (vgl. V_U) zuordnen lassen.

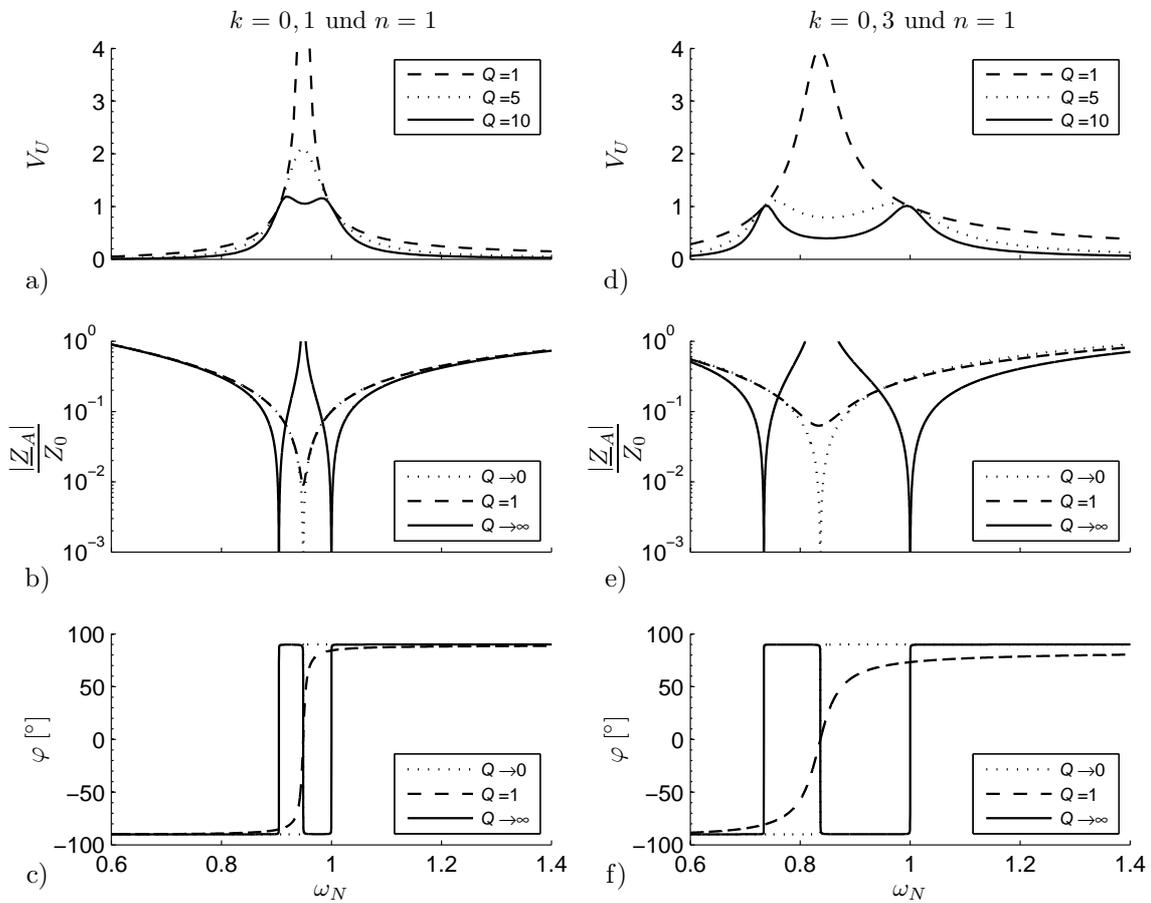


Abbildung 3.6: Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC) mit $n = 1$: Spannungsverstärkung V_U , Betrag der normierten Eingangsimpedanz $|\underline{Z}_A|/Z_0$ und Phasenwinkel $\varphi = \angle \underline{Z}_A$ a), b), c) für $k = 0, 1$ und d), e), f) für $k = 0, 3$

I: Das Übertragungssystem stellt für die primärseitige Einspeisetopologie eine kapazitive Last dar. Die Phasenverschiebung ist $\varphi = -\pi/2$, bzw. nähert sich diesem Wert mit fallender Frequenz an. Der maximale Eingangs- bzw. Primärstrom ist im ersten Resonanzpunkt bei Kurzschluss des Lastwiderstandes zu erwarten.

II: Für die Phasenverschiebung gilt in Abhängigkeit von der Belastung $-\pi/2 \leq \varphi \leq +\pi/2$.

Ein ähnliches Verhalten ist für einen kleinen Frequenzbereich bereits von der CLLL-Serien-Anordnung bekannt. Demzufolge kann auch hier eine Laständerung zu einer unerwünschten Änderung des Betriebszustandes führen (vgl. S. 42). Allerdings gibt es in Abhängigkeit von der Belastung bis zu drei Resonanzpunkte (bei $Q \rightarrow 0$) welche durch den Phasenwinkel $\varphi = 0$ gekennzeichnet sind. Lediglich der Resonanzpunkt, welcher durch die primärseitige Streuinduktivität, die Hauptinduktivität und den primärseitigen Resonanzkondensator definiert wird, ist belastungsunabhängig bezüglich seiner Frequenzlage. Hinsichtlich der Halbleiterverluste ist ein Betrieb des Gesamtsystems mit geringer Phasenverschiebung sinnvoll. Denn ist diese null, ist Neutral Switching mit minimalen Schaltverlusten aufgrund des stromlosen Ein- und Ausschaltens möglich [28]. Ein Betrieb in dem mittleren Resonanzpunkt scheint daher reizvoll, ist aber praktisch aufgrund der starken Lastabhängigkeit der Spannungsverstärkung (Abb. 3.6) nicht zu empfehlen. Von besonderer Bedeutung — da meist nicht auf den ersten Blick plausibel — ist auch, dass in einem weiten Frequenzbereich der Leerlauf als Betriebsfall mit dem größten Eingangsstrom berücksichtigt werden muss. Ein Kurzschluss ist hier unkritisch, weil das Übertragungssystem in diesem Fall hochohmiger ist (vgl. Verlauf der Eingangsimpedanz in Abb. 3.6 b) und e)).

III: Für $\omega_N \geq 1$ stellt die Anordnung über den gesamten Lastbereich eine induktive Last dar. Die Phasenverschiebung beträgt $\varphi \approx +\pi/2$. Der maximale Eingangsstrom tritt bei $\omega_N = 1$ im Kurzschluss auf, da für $Q \rightarrow \infty$ die Eingangsimpedanz am kleinsten ist. Nach der Betrachtung der Spannungsverstärkung ist Region III als bevorzugter Betriebsbereich zu wählen, gleichwohl dann das Maximum der Wirkleistung am Ersatzlastwiderstand R_{EqA} nur für größere Q erreicht wird.

Mit (3.33) in (3.23) kann man die Wirkleistung in eine normierte Form überführen

$$\frac{P_{R_{EqA}} Z_0}{\hat{U}_{1,\nu=1}^2} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{Q} \left(\frac{k + \omega_N^2 - 1}{k \omega_N^2} \right)^2 + Q \omega_N^2 \left(2(1 - k) + \frac{2(k-1)}{\omega_N^2} + \frac{(k-1)^2 (\omega_N^2 - 1)^2}{k \omega_N^4} \right)^2 \right]^{-1} \quad (3.36)$$

und damit darstellen (**Abb. 3.7, Abb. C.4**). Die höchsten Wirkleistungen lassen sich dementsprechend in den Resonanzpunkten der Anordnung erzielen. Für kleine Belastungen $Q < 2$ steigt die Spannungsverstärkung und somit auch $P_{R_{EqA}}$ stark an. Für größere Belastungen steigt die Leistung in den Resonanzpunkten aufgrund annähernd konstanter Spannungsverstärkung in einem weiten Bereich mit dem Faktor $1/R_{EqA}$ an.

Durch das Einsetzen der Gleichungen (C.4), (C.10), (C.6) in (3.26) und bei Berücksichtigung der Teilimpedanz Z_C (C.1) ergibt sich die Stromverstärkung V_I zu:

$$V_I = \frac{n}{\sqrt{\left(\frac{R'_{EqA}}{\omega L_H} \right)^2 + \left(1 + \frac{-\frac{1}{\omega^2 C_2} + L'_{\sigma 2}}{L_H} \right)^2}} \quad (3.37)$$

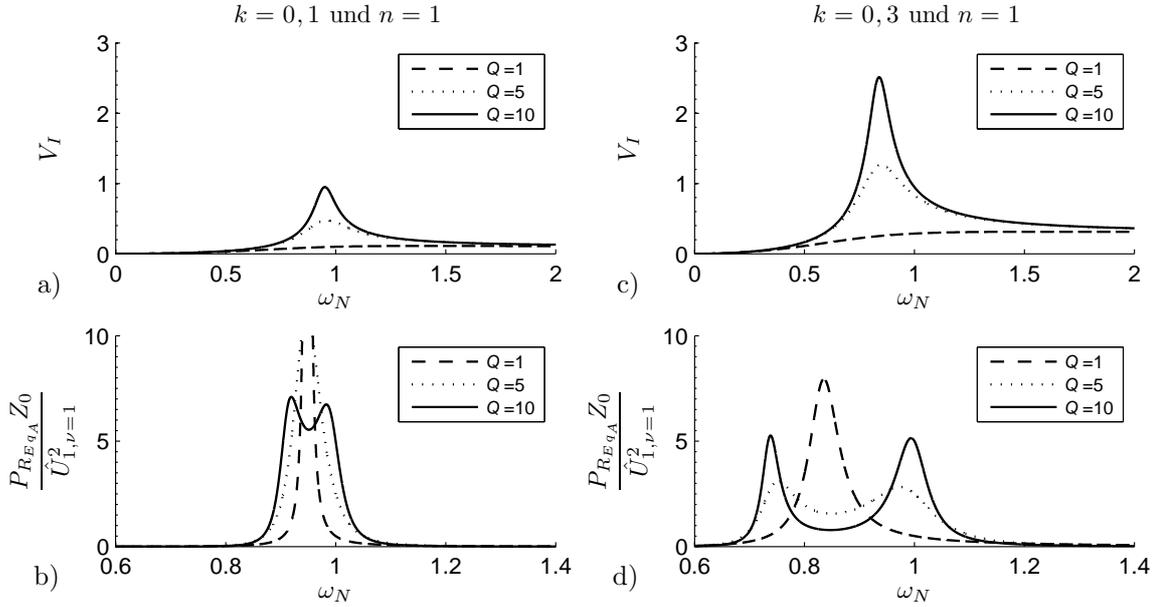


Abbildung 3.7: Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC) mit $n = 1$: Stromverstärkung V_I und normierte Wirkleistung $P_{R_{E_{q_A}}} Z_0 / \hat{U}_{1,\nu=1}^2$ a), b) für $k = 0, 1$ und c), d) für $k = 0, 3$

Mit den gewählten Schwingkreisgrößen aus den Gleichungen (3.9), (3.32) ergibt sich:

$$V_I = nk \left[\left(1 + \frac{k-1}{\omega_N^2} \right)^2 + \left(\frac{1}{Q\omega_N} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3.38)$$

Wie aus Abbildung 3.7 ersichtlich wird, bildet sich im Verlauf der Stromverstärkung eine Resonanzüberhöhung aus. Dieser Punkt befindet sich in Region II. Im Gegensatz zur CLLL-Anordnung (vgl. Kapitel 3.2.1) können deshalb Werte größer k erzielt werden. Die Größe von V_I ist besonders stark belastungsabhängig. Die Lage des Resonanzpunktes weist eine Abhängigkeit von Kopplung und Belastung auf. Für Kopplungsfaktoren $k \geq 0,2$ und Belastungen $Q \geq 5$ nimmt die Stromverstärkung bei $\omega_N = 1$ die Werte $1/\sqrt{2} \leq V_I < n$ ein (vgl. Abb. 3.7 und (3.40)). Damit kann bei der Frequenz $\omega_N = 1$ und einer entsprechenden Auslegung des Systems hinsichtlich Spannungs- und Stromverstärkung ein dem Transformator sehr ähnliches Verhalten erzielt werden:

$$V_{U(\omega_N=1)} = \frac{1}{n} \quad (3.39)$$

$$V_{I(\omega_N=1)} = \frac{n}{\left(1 + \frac{1}{k^2 Q^2} \right)^{1/2}} \longrightarrow V_{I(\omega_N=1)} \approx n \quad \text{für } Q \geq 10, k \geq 0,25 \quad (3.40)$$

Betrachtet man die Serien-Serien-Anordnung vergleichend mit einem normalen RLC-Schwingkreis, so stellt man fest, dass aufgrund der höheren Anzahl von reaktiven Elementen drei verschiedene Arbeitsbereiche mit in Summe bis zu drei Resonanzstellen auftreten. Vom Stand-

punkt der primärseitigen Einspeisetopologie ist ein Vergleich mit einem Serienschwingkreis dennoch gerechtfertigt, weil sich die Serien-Serien-Anordnung in den drei Arbeitsbereichen ähnlich einem RLC-Schwingkreis verhält und damit auch die gleichen Betriebsarten für die Einspeisetopologie auftreten. Es muss allerdings berücksichtigt werden, dass besonders im Bereich II Abweichungen dahingehend vorhanden sind, dass das Übertragungssystem — abhängig von der Belastung — induktiven, kapazitiven oder auch ohmschen Charakter aufweist, die Spannungsverstärkung steigt oder fällt und der Leerlauf den kritischen Belastungsfall darstellt. Im Vergleich zur einfachen Serien-Anordnung ist ein deutlich besseres und stabileres Systemverhalten gegeben, sofern der richtige Arbeitsbereich gewählt wird.

3.2.3 Serien-Parallel-Resonante-Anordnung (SP-CLLLC)

Als weitere Möglichkeit soll in dieser Arbeit die Verwendung eines Parallelschwingkreises auf der Sekundärseite betrachtet werden. Wie bei der vorangegangenen Serien-Serienanordnung handelt es sich um ein System höherer Ordnung mit fünf reaktiven Elementen.

Die Auslegung des primärseitigen Resonanzkreises erfolgt in Anlehnung an die CLLL Serien-Anordnung (vgl. (3.16), Seite 40).

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{C_1 \left[L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} L_H}{L'_{\sigma 2} + L_H} \right]}} \quad (3.41)$$

Mit dem zusätzlichen Parallelschwingkreis, bestehend aus der Hauptinduktivität L_H , der sekundären Streuinduktivität $L'_{\sigma 2}$, der sekundären Kapazität C'_2 und dem Ersatzlastwiderstand R'_{EqB} , kann der Hauptnachteil der CLLL-Anordnung — die lastabhängige Verschiebung der Resonanzfrequenz — ausgeglichen werden.

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{C'_2 (L_H + L'_{\sigma 2})}} \quad (3.42)$$

Definiert man die Resonanzfrequenz mit $\omega_0 = \omega_{01} = \omega_{02}$, lässt sich für die Spannungsverstärkung der folgende Ausdruck gewinnen:

$$V_U = \frac{\hat{U}_{2', \nu=1}}{n \hat{U}_{1, \nu=1}} = \frac{1}{n} \left| \frac{\underline{Z}_D \underline{Z}_B}{\underline{Z}_C \underline{Z}_A} \right| = \frac{k}{n} \left[\left(\frac{Q(1-k^2)(\omega_N^2 - 1)}{\omega_N} \right)^2 + \left(2 - k^2 + \frac{(k^2 - 1)(1 + \omega_N^4)}{\omega_N^2} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3.43)$$

Dabei ist lediglich das Übertragungssystem zu Grunde gelegt. Werden der sekundärseitige induktive Filter (vgl. Abb. 3.1 b)) und das Verhältnis der Amplitude der Eingangsgrundschwingung zu der Gleichspannung eines Spannungswechselrichters mit Gleichspannungszwischenkreis (siehe Abbildung 3.1) berücksichtigt, wird deutlich, dass die Gesamtspannungsver-

stärkung

$$V_{U_{Ges}} = \frac{u_L}{u_D} = V_{U_1} V_U V_{U_2} = \frac{8}{\pi^2} V_U \quad (3.44)$$

um den Faktor 0,81 kleiner als die Spannungsverstärkung des Übertragungssystems ist. Dies kann bei der Auslegung des Gesamtsystems beispielsweise über die Wahl des entsprechenden Übersetzungsverhältnisses ausgeglichen werden. Bei $\omega_N = 1$ entspricht die Spannungsverstärkung des Übertragungssystems

$$V_{U(\omega_N=1)} = \frac{1}{nk} \cdot \quad (3.45)$$

und die Serien-Parallel-Anordnung zeigt ein der CLLL-Serien-Anordnung überlegendes Verhalten, weil bei $\omega_N = 1$ auch der wirkliche Resonanzpunkt mit $\omega_R = 2\pi f_R$ liegt. Die Verläufe der Spannungsverstärkung (**Abb. 3.8** und **Abb. C.5** auf Seite 141), der normierten Eingangsimpedanz \underline{Z}_A/Z_0

$$\frac{\underline{Z}_A}{Z_0} = \frac{Qk^2\omega_N^2}{1+\omega_N^2(Q^2+\omega_N^2-2)} + j\omega_N \left[\frac{k^2-1}{\omega_N^2} + 1 - k^2 - \frac{k^2(\omega_N^2-1)}{1+\omega_N^2(Q^2+\omega_N^2-2)} \right] \quad (3.46)$$

und des Phasenwinkels bestätigen dies. Neben der starken Kopplungsabhängigkeit der Spannungsverstärkung, welche eine genaue Auslegung des Gesamtsystems notwendig macht, fällt auf, dass der Phasenwinkel null ist:

$$\varphi(\omega_N=1) = 0 \quad (3.47)$$

Hinsichtlich der Schaltverluste stellt dies ein Optimum dar, denn bei Verwendung einer Grundfrequenztaktung können die Leistungshalbleiter des Wechselrichters neutral geschaltet werden [28].

Auch für die Regelung der Spannungsverstärkung ist — eine konstante Kopplung vorausgesetzt — ein Betrieb bei $\omega_N \geq 1$ zu empfehlen, weil die Spannung mit zunehmender Frequenz abfällt. Im Gegensatz zur CLLL und SS-CLLLC Anordnung macht jedoch eine genaue Betrachtung (siehe **Abb. 3.9**) deutlich, dass dies nur für Belastungen von $Q \geq 1$ zutrifft. Denn im Bereich II ist bei $Q \leq 1$ von $\omega_N = 1$ aus zunächst eine Vergrößerung der Spannungsverstärkung gegeben. Erst in den Bereichen III und I fällt sie dann wieder. Aus Abbildung 3.9 wird zudem deutlich, dass sich auch die Betriebsart des Umrichters in dem Bereich II ändern kann, da das Übertragungssystem eine kapazitive, induktive oder auch ohmschen Last repräsentieren kann. Soll eine Frequenzstellung zur Regelung des Systems verwendet werden, muss daher bereits bei der Auslegung des kontaktlosen Übertragungssystems sichergestellt werden, dass $Q \geq 1$ ist und im Leerlauf $Q = 0$ ein Betrieb bei $\omega_N = 1$ stattfindet. Nur dann lassen sich ungewollte Betriebsartwechsel der primären Stromrichtertopologie vermeiden. Weiterhin ist dann eine ausreichende Regelreserve für die Sekundärspannung vorhanden und die Überschreitung der zulässigen Spannungsklasse der sekundärseitigen Komponenten ausgeschlossen.

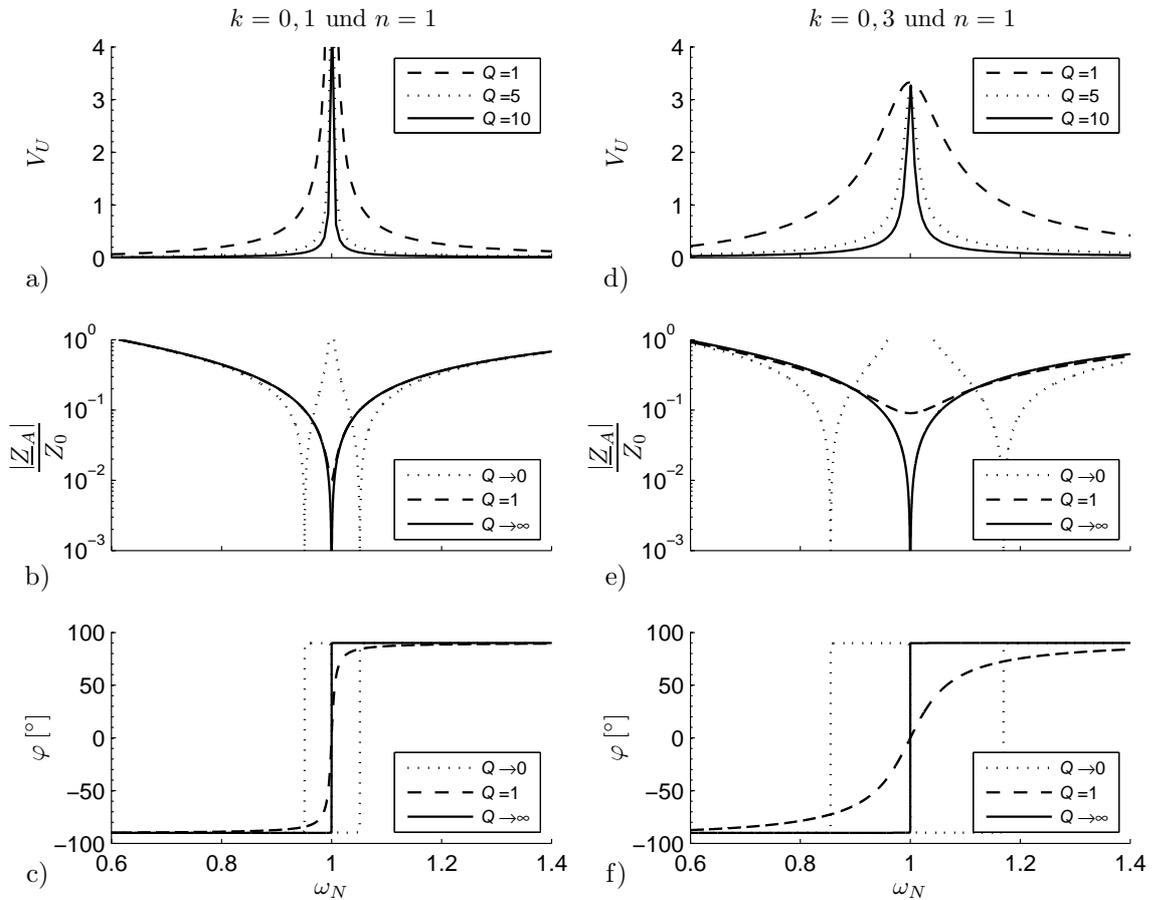


Abbildung 3.8: Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLLC) mit $n = 1$: Spannungsverstärkung V_U , Betrag der normierten Eingangsimpedanz $|Z_A|/Z_0$ und Phasenwinkel $\varphi = \angle Z_A$ a), b), c) für $k = 0, 1$ und d), e), f) für $k = 0, 3$

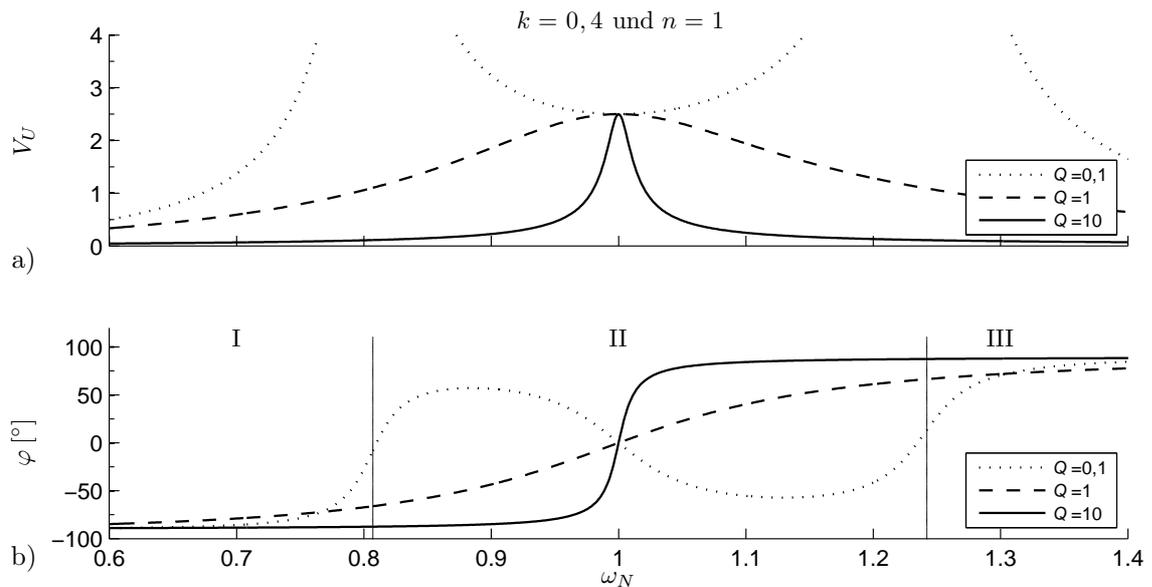


Abbildung 3.9: Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLLC) mit $n = 1$: Spannungsverstärkung V_U und Phasenwinkel $\varphi = \angle Z_A$ für $k = 0, 4$ und $n = 1$

Das sich dann auch die SP-CLLLC Anordnung hervorragend durch einen klassischen RLC-Schwingkreis modellieren lässt, wird aus Abbildung 3.8 deutlich. Sowohl Spannungsverstärkung, wie auch Impedanz und Phasengang sind direkt mit den Verläufen eines Reihenschwingkreises vergleichbar. Die maximale Spannungsverstärkung wird im Resonanzpunkt erreicht, wo das Übertragungssystem eine ohmsche Last darstellt und der Kurzschluss der kritische Betriebsfall ist. Lediglich der Einfluss des Kopplungsfaktors bleibt unberücksichtigt.

Die Stromverstärkung der Anordnung

$$V_I = n \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_1} = n \left| \frac{L_H}{C_2'(j\omega L_H + \underline{Z}_C) \left(\frac{1}{j\omega C_2'} + R'_{EqB} \right)} \right| \quad (3.48)$$

lässt sich durch Einsetzen von \underline{Z}_C aus Gleichung (C.16) vereinfachen und letztendlich in eine normierte Form überführen:

$$V_I = nk \left[1 + \left(\frac{\omega_N^2 - 1}{Q\omega_N} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3.49)$$

Wie auch aus **Abbildung 3.10** deutlich wird, ergeben sich für Belastungen $Q > 3$ Verläufe, die denen der Stromverstärkung der CLLL-Anordnung ähneln. Durch die Abhängigkeit der Stromverstärkung von der sekundärseitigen Impedanz steigt V_I nicht über den Wert der Kopplung. Bei Annäherung an den Leerlauf bildet sich im Punkt $\omega_N = 1$ ein Resonanzpunkt. Hier gilt generell:

$$V_{I(\omega_N=1)} = nk \quad (3.50)$$

Für große Q-Werte ist V_I über einen weiten Bereich um $\omega_N = 1$ konstant. Eine Steigerung der Stromverstärkung bei gleich bleibender Kopplung wird mit der schon in Kapitel 3.2.1 vorgeschlagenen Erhöhung des Übersetzungsverhältnisses möglich. Eine weitere Übereinstimmung zum einfachen Serienschwingkreis ergibt sich für die sekundärseitige Wirkleistung. Diese ergibt sich entsprechend

$$P_{R_{EqB}} = \frac{V_U^2 \hat{U}_{1,\nu=1}^2}{2R_{EqB}} \quad (3.51)$$

und lässt sich nach Einsetzen der Spannungsverstärkung umformen:

$$\frac{P_{R_{EqB}} Z_0}{\hat{U}_{1,\nu=1}^2} = \frac{k^2}{2} \left[Q \left(\frac{(1-k^2)(\omega_N^2-1)}{\omega_N} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(2 - k^2 + \frac{(k^2-1)(1+\omega_N^4)}{\omega_N^2} \right)^2 \right]^{-1} \quad (3.52)$$

In Abbildung 3.10 kann man erkennen, dass bereits bei $Q = 1$ die maximale Ausgangsleistung im Resonanzpunkt bei $\omega_N = 1$ erreicht wird. Mit einer Vergrößerung von Q steigt dann die Leistung linear an. Die Lage des Leistungsmaximums bleibt dabei bei $\omega_N = 1$ (vgl. **Abb. C.5**).

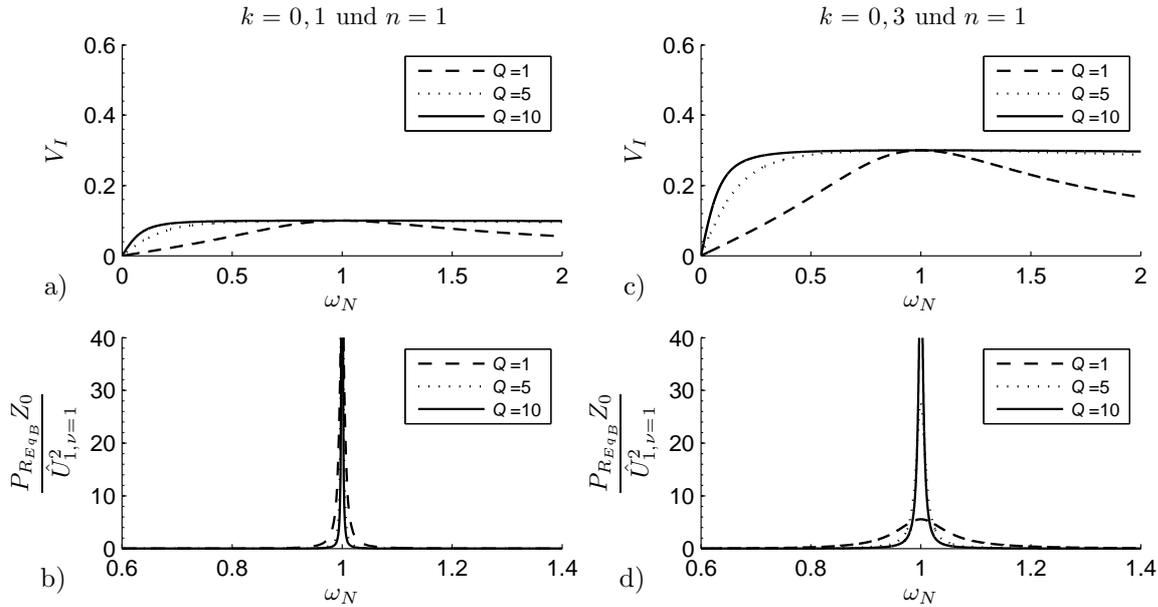


Abbildung 3.10: Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLC) mit $n = 1$: Stromverstärkung V_I und normierte Wirkleistung $P_{R_{E_{qB}}} Z_0 / \hat{U}_{1,\nu=1}^2$ a), b) für $k = 0, 1$ und c), d) für $k = 0, 3$

Analog zur Spannungsverstärkung erhöht sich mit zunehmenden Q auch die Resonanzschärfe.

Die Serien-Parallelanordnung weist damit einige Vorteile im Vergleich zu der Serien-Serienanordnung auf. Weil das Maximum von V_U — welches unabhängig von Belastungsänderungen, nicht aber von der Kopplung ist — im Resonanzpunkt auftritt, resultieren nicht nur minimale Schaltverluste. Es ergibt sich auch die Möglichkeit ein höheres Übersetzungsverhältnis n zu verwenden. Dieses reduziert die Spannungsverstärkung und verringert gleichzeitig den Wert von Q (vgl. Gleichung 3.24). Damit lassen sich geringere Primärströme erreichen, welches aus der Erhöhung der Eingangsimpedanz bei fallendem Q (Vgl. Abb. 3.8) resultiert. Allerdings schränken die große Kopplungsabhängigkeit der Spannungsverstärkung, wie auch die genannte Forderung nach $Q \geq 1$ die Verwendungsmöglichkeiten der Serien-Parallelanordnung in der Praxis wieder ein [92].

3.2.4 Schlussfolgerung

Allen drei untersuchten Anordnungen ist gemein, dass sie sich vom Standpunkt der primärseitigen Stromrichtertopologie als RLC-Schwingkreis modellieren lassen. Dabei handelt es sich nur um eine vereinfachte Nachbildung, welche sich hauptsächlich auf die Betriebsart und das prinzipielle Verhalten der Anordnung beschränkt. Gleichzeitig wird mit Hilfe der untersuchten Größen klar, dass die Dimensionierung einer Resonanzanordnung hinsichtlich mehrerer Parameter optimal gestaltet werden muss. Auch kann es keinen allgemein gültigen Vorschlag einer Resonanzanordnung geben, sondern es muss sich immer an der jeweiligen Applikation orientiert werden.

3.3 Experimentelle Bestätigung

Zur abschließenden Bestätigung der theoretischen Ergebnisse ist eine experimentelle Überprüfung erforderlich. Dabei ist es ausreichend, eine der drei Resonanzanordnungen messtechnisch zu untersuchen, weil die theoretischen Aussagen aller drei Resonanzanordnungen auf dem gleichen Berechnungsansatz basieren.

Um im Labor verschiedene Möglichkeiten — bezogen auf die Kopplungsverhältnisse — untersuchen zu können, ohne dabei eine zeitaufwendige Neudimensionierung des Übertragungssystems vornehmen zu müssen, ist es plausibel, ein kontaktloses Übertragungssystem mit veränderlicher Kopplung zu realisieren und damit eine große Variabilität hinsichtlich möglicher Anwendungen zu erzielen. Die Kopplungsunabhängigkeit der Spannungsverstärkung bei $\omega_N = 1$ ist der entscheidende Vorteil der Serien-Serien-Resonanz-Anordnung. Sie wird daher für die experimentelle Verifizierung ausgewählt.

3.3.1 Entwurf des Übertragungssystems

Mit den folgenden Grundannahmen:

- DC Zwischenkreisspannung $u_D = 200 \text{ V}$
- Lastspannung $u_L = 180 \dots 210 \text{ V}$
- Ohmsche Last $R_L = 30 \dots 90 \Omega$
- Schaltfrequenz $f_{Tr} \approx 100 \text{ kHz}$
- Luftspalt $a = 42 \dots 200 \text{ mm}$

und der Wahl von $Q > 3$ zur Vermeidung eines lastabhängigen Abfalls der Stromverstärkung ist es möglich, die Induktivität der Primärspule zu berechnen. Mit (3.1) ergibt sich (3.11) zu:

$$L_1 = n^2 R_L \frac{8}{\pi^2} \frac{Q}{2\pi f_{Tr}} \approx \underline{350 \mu\text{H}} \quad (3.53)$$

Um die theoretisch und praktisch ermittelten Verläufe vergleichbar zu halten, wird das Übersetzungsverhältnis hierbei mit $n = 1$ gewählt. Im Arbeitspunkt bei $\omega_N = 1$ ($f_{Tr} = 100 \text{ kHz}$) ist die Spannungsverstärkung damit $V_U = 1$. Unter Annahme identischer geometrischer Abmessungen ist damit auch die Induktivität der Sekundärspule gegeben.

Die gemessenen Parameter des realisierten Übertragungssystems, welches später auch für den Matrixumrichter verwendet wird, sind in **Tabelle 3.2** aufgeführt. Die Messungen der Spulenparameter wurden mit einer RLC-Messbrücke bei einer Frequenz von $f_{Mes} = 100 \text{ kHz}$ durchgeführt. Beide Spulen wurden von Hand gewickelt. Es ergeben sich daher Abweichungen in der Induktivität und dem Widerstand, welche aus Unterschieden in der Lage der Windungen und dem Füllfaktor resultieren. **Abbildung C.6** zeigt vergleichend den gemessenen und den

Tabelle 3.2: Parameter des Übertragungssystems

Parameter	Symbol	gemessener Wert
Primärinduktivität	L_1	357,6 μH
primäre Windungszahl	N_1	23
Wicklungswiderstand	R_1	2,2 Ω
Sekundärinduktivität	L_2	361,5 μH
sekundäre Windungszahl	N_2	23
Wicklungswiderstand	R_2	2,7 Ω

mittels Näherungsformel [97] berechneten Kopplungskoeffizienten k des Übertragungssystems in Abhängigkeit vom Luftspalt a .

$$k_{ber} = e^{-2,1 \left(\frac{a}{r}\right)^{0,82}} \quad (3.54)$$

Die normierte Resonanzfrequenz $\omega_N = 1$ ergibt sich nach (3.10) aus dem Verhältnis von Eingangskreisfrequenz und gewählter Resonanzkreisfrequenz. Bei einer variablen Kopplung ist zur Erzielung von $\omega_N = 1$ eine Veränderung der Eingangsfrequenz und damit der Schaltfrequenz notwendig. Aufgrund von (2.12), (2.13) und (3.32) steigt ω_0 bei einer Verkleinerung des Luftspaltes, welches gleichzeitig eine Vergrößerung des Kopplungsfaktors darstellt, an. Das bedeutet, dass die maximale Schaltfrequenz zur Wahrung von $\omega_N = 1$ bei dem größten zu erwartenden Kopplungsfaktor erreicht wird. Aus diesem Grund wurde als Basisarbeitspunkt ein großer Kopplungsfaktor von $k = 0,4$ gewählt. Dies entspricht nach Abbildung C.6 einem Luftspalt von $a \approx 63$ mm. Basierend auf diesem Arbeitspunkt wurden dann mit (3.32) die Werte der Resonanzkapazitäten für eine Frequenz $f_0 = 100$ kHz berechnet. **Tabelle 3.3** stellt die ermittelten Werte dar.

Tabelle 3.3: Induktivitäten der Spulenanordnung entsprechend dem T-Ersatzschaltbild (für $k = 0,4$) und berechnete Kapazitäten

Parameter	Symbol	gemessener Wert
primäre Streuinduktivität	$L_{\sigma 1}$	215 μH
sekundäre Streuinduktivität	$L_{\sigma 2}$	217 μH
Hauptinduktivität	L_H	143 μH
primäre Kapazität	C_1	11,81 nF
sekundäre Kapazität	C_2	11,68 nF

3.3.2 Entwurf des Spannungswechselrichters

Entsprechend den Darlegungen in Kapitel 3.2 wurde im nächsten Schritt ein modularer Spannungswechselrichter in Vollbrückenschaltung verwendet. Bei Wahl der Induktivitäts- und Ka-

pazitätswerte des gewählten Basisarbeitspunktes $k = 0,4$ kann die bei der maximalen Kopplung ($a = 42$ mm bedeutet $k_{max} \approx 0,5$) notwendige Schaltfrequenz zur Erreichung von $\omega_N = 1$ berechnet werden. Mit (3.32) und (2.12) ergibt sich:

$$\begin{aligned} f_{Tr_{Max}(\omega_N=1)} &= \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 - nk\sqrt{L_1L_2})C_1}} \\ &\approx \underline{113 \text{ kHz}} \end{aligned} \quad (3.55)$$

Eine Frequenzreserve für die Spannungsregelung ist notwendig. Dementsprechend wurde die maximale Schaltfrequenz des Wechselrichters mit $f_{Tr_{Max}} = 120$ kHz festgelegt. Simulativ konnten dann — aufbauend auf einer verhaltensbasierten Modellierung der Leistungshalbleiter in SABER — verschiedene Bauelemente hinsichtlich ihrer Verluste verglichen werden. Es zeigten sich deutliche Vorteile für schnelle PT-IGBTs [98]. Dies lässt sich mit dem induktiven Charakter des Übertragungssystems für $\omega_N \geq 1$ und dem damit dominierenden Ausschaltverlusten der IGBTs erklären. Als Bauelemente wurden dementsprechend diskrete 900 V PT-IGBTs für hochfrequente Applikationen verwendet (IRG40PF50WD), welche von modularen Gate-Treibern mit einer äußerst geringen Verzögerungszeit von $t_d < 90$ ns [99] angesteuert werden (vgl. auch Kapitel 6.4).

3.3.3 Experimentelle Ergebnisse

Für die Messungen wurden der sekundärseitige Gleichrichter (vgl. Abb. 3.1 a)) mit drei unterschiedlichen Widerständen bei drei verschiedenen Kopplungsverhältnissen belastet:

$$\begin{aligned} R_{L1} = 56 \Omega &\rightarrow Q_1 = 5 \\ R_{L2} = 39,3 \Omega &\rightarrow Q_1 = 7,1 \\ R_{L3} = 33,4 \Omega &\rightarrow Q_1 = 9,2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_1 = 66 \text{ mm} &\rightarrow k_1 = 0,395 \\ a_2 = 88 \text{ mm} &\rightarrow k_2 = 0,297 \\ a_3 = 154 \text{ mm} &\rightarrow k_3 = 0,155 \end{aligned}$$

In **Abbildung 3.11** ist die gemessene Spannungsverstärkung dargestellt. Der Punkt $\omega_N = 1$ befindet sich für k_3 bei $f_0 \approx 87$ kHz und für k_2 bei $f_0 \approx 95$ kHz. Die Kapazitäten wurden für einen Kopplungsfaktor $k = 0,4$ und die Frequenz $f_0 = 100$ kHz ausgelegt. Bei k_1 liegt $\omega_N = 1$ annähernd bei dieser Frequenz. Die korrekte Dimensionierung des Arbeitspunktes ist somit nachgewiesen.

Darüber hinaus ist die große Ähnlichkeit zu den theoretisch berechneten Verläufen signifikant. Allerdings treten — entgegen den Erwartungen — im Punkt $\omega_N = 1$ Abweichungen zwischen den gemessenen Spannungsverstärkungsverläufen auf. Diese betragen — bezogen auf

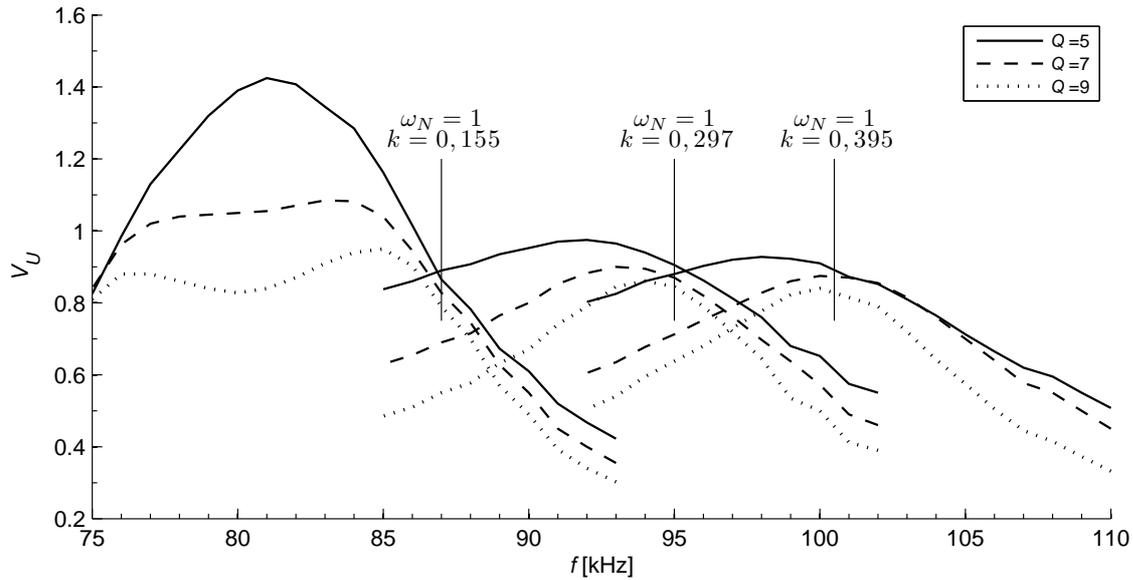


Abbildung 3.11: Gemessene Spannungsverstärkung V_U der SS-CLLC Anordnung

die höchste Spannungsverstärkung — bei allen drei Kopplungen $\Delta V_U \approx 0,06$. Nahezu unabhängig von k und Q nimmt hier die Spannungsverstärkung den Wert $V_{U_{\omega_N=1}} \approx 0,9 \dots 0,85$ ein.

Eine Betrachtung der **Abbildungen 3.12 und C.7 a)** zeigt darüber hinaus, dass auch für einen großen Frequenzbereich mit zum Teil geringeren Abweichungen zwischen Berechnung und Messung gerechnet werden muss: Ein Hauptgrund für diese Diskrepanzen stellt der

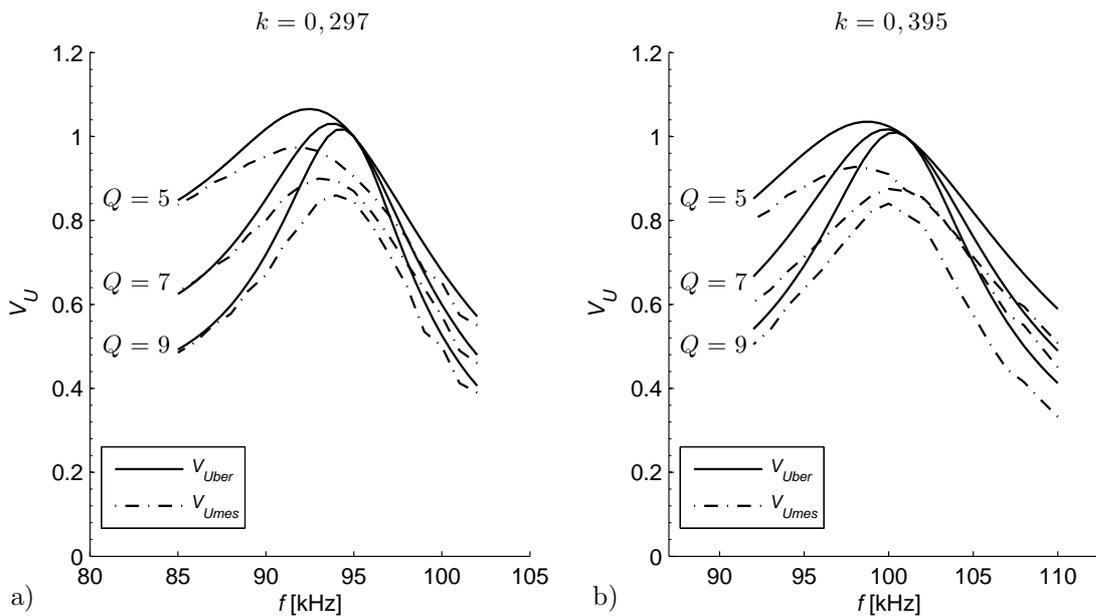


Abbildung 3.12: Gemessene und berechnete Spannungsverstärkung V_U der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLC) für a) $k = 0,297$ und b) $k = 0,395$

Einfluss der ohmschen Widerstände der Übertragerspulen, welche ebenso wie die Durchlasswiderstände der Halbleiterbauelemente in der theoretischen Betrachtung vernachlässigt wurden, dar. **Abb. C.7 b)** verdeutlicht dies. Die Lastspannung u_L ist im Punkt $\omega_N = 1$ kopplungsunabhängig und bleibt aufgrund der nicht betrachteten Spannungsabfälle unter dem berechneten Wert ($V_{U\omega_N=1} \approx 0,85$). Gleiches gilt somit für den Laststrom i_L und damit auch für die Amplitude des gemessenen Primärstromes \hat{I}_1 .

Deutlich wird hierbei der Einfluss der Stromverstärkung V_I : Bei einer sich verringern den magnetischen Kopplung muss mit steigenden Eingangsströmen bei einem nahezu gleich bleibenden Laststrom gerechnet werden. Interessant ist auch, dass die Ergebnisse für die Stromverstärkung eine weitgehende Übereinstimmung mit den theoretischen ermittelten Verläufen aufweisen (vgl. **Abbildung C.8**).

Im Gegensatz dazu treten für die berechnete und messtechnisch bestimmte Wirkleistung zum Teil erhebliche Unterschiede auf (**Abbildung 3.13 a)**, C.9). Ursache dafür ist die in (3.36)

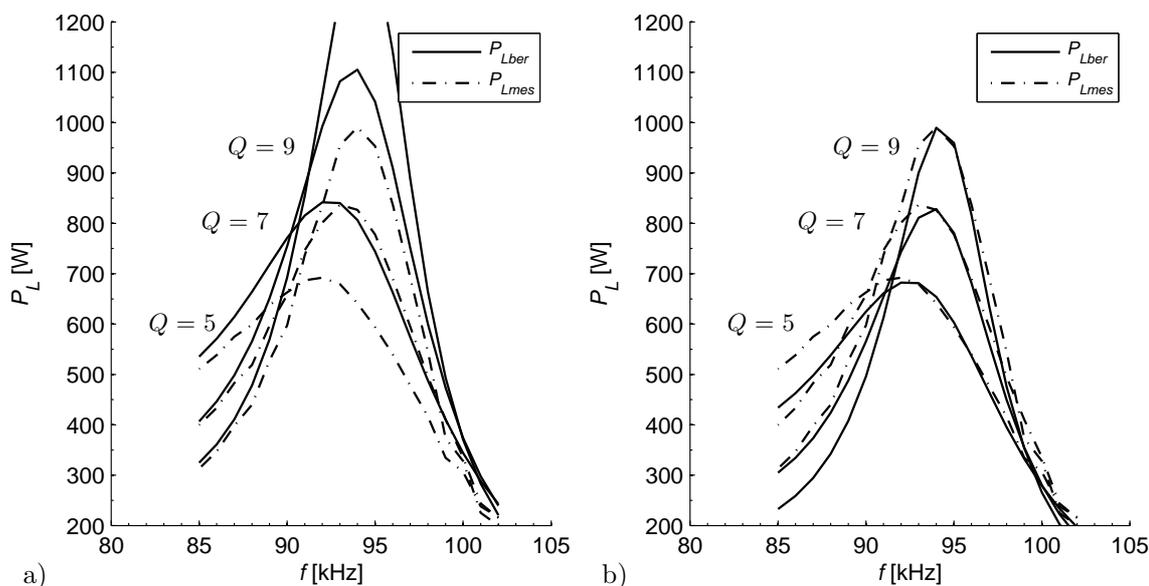


Abbildung 3.13: Gemessene und berechnete Wirkleistung P_L der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLC) bei $k = 0,297$ a) ohne Berücksichtigung der Abweichung der Spannungsverstärkung V_U und b) mit Berücksichtigung der Abweichung der Spannungsverstärkung V_U für den Punkt $\omega_N = 1$

quadratisch enthaltene Spannungsverstärkung V_U . Berücksichtigt man für die Berechnung die tatsächlich gemessene Spannungsverstärkung im Punkt $\omega_N = 1$, sind die Kurven bis auf geringe Abweichungen identisch (siehe Abb. 3.13 b)). Auch dies verdeutlicht, dass vor allem die ohmschen Widerstände für die Abweichungen zwischen Berechnung und Messung verantwortlich sind. Durch ein optimiertes Design der Übertragerspulen kann eine Minimierung dieser Widerstände erzielt werden und man damit eine Annäherung an die theoretischen ermittelten Verläufe erhalten. Sollen über die in dieser Arbeit dokumentierten Aussagen hinaus genauere Vorhersagen über das Systemverhalten getroffen werden, so sollte über die Einbeziehung der ohmschen Widerstände in die theoretische Betrachtung nachgedacht werden.

4 Untersuchung des Matrixumrichters mit resonanter Last

Der Matrixumrichter soll als direkter Umrichter die bereits in Kapitel 2.1.1 angesprochene doppelte Energiewandlung ersetzen. Hinsichtlich seiner Ein- und Ausgangsgrößen gelten dabei die gleichen Forderungen wie bei der bekannten Topologie des Schwingkreiswechselrichters in Brückenschaltung mit Spannungszwischenkreis und Eingangsgleichrichter. Betrachten wir zunächst die Ausgangsgrößen, so ist die Zielstellung die Generierung einer einphasigen hochfrequenten Ausgangsspannung, welche sowohl in Frequenz als auch Phasenlage unabhängig von der Netzspannung ist und sinusförmige Größen im Übertragungssystem, bzw. auf der Sekundärseite hervorruft. Um diese Forderung generell erfüllen zu können, ist zunächst der eingangsseitige Anschluss des Matrixumrichters an ein Netz mit mindestens drei Phasen notwendig [51]. Ausgangsseitig wird eine Phase benötigt. Als einfache und aufwandsärmste Topologie ergibt sich damit ein drei- zu einphasiger Umrichter, bei dem allerdings der Neutralleiter der Eingangsseite mit der Last verbunden wäre. Weiterhin käme für diese Anordnung als Steuerverfahren nur ein Pulsverfahren (vgl. Kapitel 2.2.4) — mit der bekannten Einschränkung einer im Vergleich zur Ausgangsfrequenz f_A sehr großen Schaltfrequenz ($f_{Tr} \gg f_A$) — in Frage. Die Frequenz f_A der Ausgangsspannung soll bis zu 120kHz betragen. Bei Verwendung eines Pulsverfahrens wären dementsprechend Schaltfrequenzen im MHz-Bereich notwendig. Dieser Umstand lässt sich aufgrund der besonderen Eigenschaften des resonanten Übertragungssystems vermeiden. Denn ebenso wie bei der Speisung mit einem Wechselrichter in Vollbrückenschaltung ist auch für die Speisung mit einem Matrixumrichter eine hochfrequente rechteckförmige Ausgangsspannung ausreichend. Daher können auch andere Steuerverfahren wie z.B. die Blocktaktung zum Einsatz kommen, die sich insbesondere dadurch auszeichnen, dass die Schaltfrequenz gleich der Ausgangsfrequenz ist ($f_{Tr} = f_A$).

4.1 Drei- zu zweiphasiger, hochfrequent getakteter Matrixumrichter

Schließt man ein — als RLC-Schwingkreis modelliertes — kontaktloses Energieübertragungssystem direkt an zwei Ausgangsphasen an, ergibt sich die Struktur des in **Abbildung 4.1** dargestellten drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters (siehe auch Seite 20). Es sind genau sechs bidirektionale Schalter notwendig.

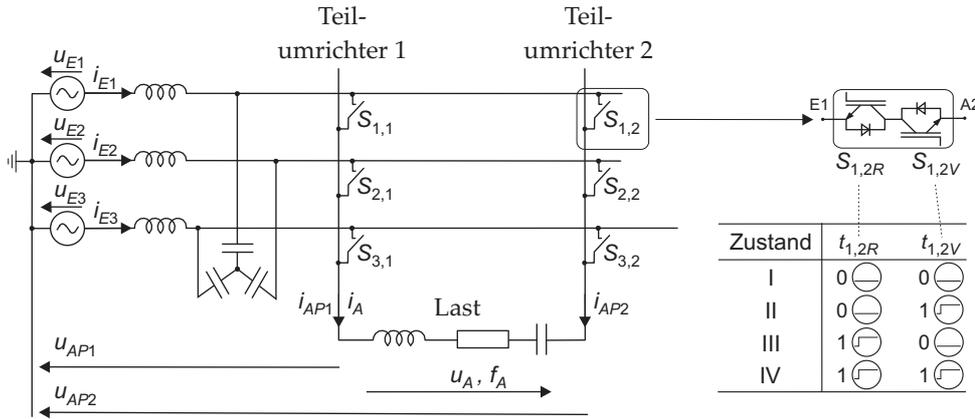


Abbildung 4.1: Prinzipschaltung des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters mit Eingangsfiler und Common-Collector-Realisierung eines bidirektionalen Schalters

Bereits in [20, 39, 40] wurde die Topologie des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters — allerdings ausschließlich für die Erzeugung niederfrequenter Ausgangsgrößen — vorgestellt. Der Umrichter lässt sich entsprechend Abbildung 4.1 in zwei Teilumrichter zerlegen. Dieses ist insbesondere für die spätere Betrachtung der Kommutierung und die Steuerung des Umrichters vorteilhaft. Jeder der zwei Teilumrichter stellt eine Verbindung aller drei Eingangsphasen mit genau einer Ausgangsphase her.

4.1.1 Schalt- und Leitzustände des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters

Die Beschreibung des Matrixumrichters lässt sich unter Verwendung der Schalterzustandsmatrix \mathbf{T} gestalten. Die Schalterzustandsmatrix besteht aus den Schaltzuständen $t_{i,k}$ (d.h. 0 = aus entspricht den Zuständen I, II, III, 1 = ein entspricht Zustand IV in Abb. 4.1) der einzelnen bidirektionalen Schalter $S_{i,k}$. Ausgehend vom allgemeinen Fall mit m Eingangsphasen und n Ausgangsphasen

$$\mathbf{T}_{m,n} = \begin{bmatrix} t_{1,1} & t_{1,2} & \cdots & t_{1,n} \\ t_{2,1} & t_{2,2} & \cdots & t_{2,n} \\ \vdots & & & \\ t_{m,1} & t_{m,2} & \cdots & t_{m,n} \end{bmatrix} = (\mathbf{t}_{i,k})_{m,n} \quad \begin{array}{l} i=1, \dots, m \\ k=1, \dots, n \end{array} \quad (4.1)$$

vereinfacht sich die Schalterzustandsmatrix \mathbf{T} im Fall von $m = 3$ Eingangsphasen

$$\mathbf{u}_E = \begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \\ u_{E3} \end{bmatrix} = \hat{U}_E \begin{bmatrix} \sin(\omega_E t) \\ \sin(\omega_E t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_E t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

und $n = 2$ Ausgangsphasen zu:

$$\mathbf{T}_{3,2} = \begin{bmatrix} t_{1,1} & t_{1,2} \\ t_{2,1} & t_{2,2} \\ t_{3,1} & t_{3,2} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Bei sechs bidirektionalen Schaltern und insgesamt zwei möglichen Schaltzuständen eines jeden Schalters (EIN oder AUS) ergeben sich für diese Anordnung genau

$$2^6 = 64 \quad (4.4)$$

Schaltzustände. Eine weitere Verringerung der möglichen Schaltkombinationen ist erforderlich. Diese ergibt sich aus den auf Seite 23 genannten Forderungen. Denn sind alle Schalter eines Teilumrichters geöffnet, tritt eine Unterbrechung des eingepprägten Ausgangsstromes auf. Ein gleichzeitiges Einschalten mehrerer Schalter eines Teilumrichters entsprechend Abb. 4.1 (oder einer Spalte von \mathbf{T}) führt hingegen zu einem Kurzschluss zwischen mindestens zwei Eingangsphasen. Diese Zustände stellen kritische, für die Leistungshalbleiter gefährliche Belastungen dar und müssen vermieden werden. Es ergibt sich die allgemeine Forderung, dass zu jedem Zeitpunkt immer genau ein bidirektionaler Schalter pro Teilumrichter eingeschaltet sein muss:

$$\sum_{i=1}^m t_{i,k} = 1 \quad k = 1, \dots, n \quad (4.5)$$

Für den drei- zu zweiphasigen Matrixumrichter nach Abb. 4.1 resultiert:

$$t_{1,1} + t_{2,1} + t_{3,1} = \sum_{i=1}^3 t_{i,1} = 1 \quad (4.6)$$

$$t_{1,2} + t_{2,2} + t_{3,2} = \sum_{i=1}^3 t_{i,2} = 1 \quad (4.7)$$

Findet der reale Aufbau der bidirektionalen Schalter aus jeweils zwei unidirektionalen Schaltern Berücksichtigung (vgl. Kapitel 2.2.1, Seite 16), ist die allgemeine Forderung (Gleichung (4.5)) nicht ausreichend, denn mit

$$t_{i,k} = t_{i,k_V} t_{i,k_R} \quad (4.8)$$

ist zwar nach (4.6) und (4.7) eine Unterbrechung des Ausgangsstromes nicht möglich; aber mit (4.8) auch nicht ausgeschlossen, dass neben einem bidirektionalen Schalter mindestens ein

unidirektionaler Schalter des gleichen Teilumrichters angesteuert ist. Damit können in Abhängigkeit von der Richtung des Ausgangsstromes und dem Verhältnis der Eingangsspannungen Kurzschlüsse der Eingangsphasen auftreten.

Es ist notwendig, die Gleichungen (4.5), (4.6), (4.7) mit Hilfe von Leitfunktionen, welche den Leitzustand der bidirektionalen Schalter beschreiben, auszudrücken. In Anlehnung an [49] ist die Leitfunktion $c_{i,k}$ des Schalters $S_{i,k}$ wie folgt definiert:

$$c_{i,k} = \begin{cases} 0 & \text{falls } i_{i,k} = 0 \\ 1 & \text{falls } i_{i,k} \neq 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

Aus Abbildung 4.1 wird deutlich, dass der Leitzustand eines bidirektionalen Schalters von den Schaltzuständen der einzelnen unidirektionalen Schalter eines Teilumrichters, dem Vorzeichen des Ausgangsstromes i_A und dem Verhältnis der Eingangsspannungen abhängt. Die Leitfunktionen der drei bidirektionalen Schalter eines Teilumrichters lassen sich dementsprechend (in Analogie zu [49]) unter Zuhilfenahme der Signumfunktion $\text{sgn}(x)$:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & \text{falls } x \leq 0 \\ 1 & \text{falls } x > 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

und unter Annahme, dass kein Kurzschluss vorliegt, ausdrücken (vgl. detaillierte Herleitung in Anhang D.1, Seite 145):

$$\begin{aligned} c_{1,k} &= t_{1,kV} \frac{\text{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{2,kV} \frac{\text{sgn}(u_{E2} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kV} \frac{\text{sgn}(u_{E3} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \\ &+ t_{1,kR} \frac{\text{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{2,kR} \frac{\text{sgn}(u_{E1} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kR} \frac{\text{sgn}(u_{E1} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} c_{2,k} &= t_{2,kV} \frac{\text{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{1,kV} \frac{\text{sgn}(u_{E1} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kV} \frac{\text{sgn}(u_{E3} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \\ &+ t_{2,kR} \frac{\text{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{1,kR} \frac{\text{sgn}(u_{E2} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kR} \frac{\text{sgn}(u_{E2} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned}
c_{3,k} &= t_{3,kV} \frac{\operatorname{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \\
&\quad \left(1 - t_{1,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E1} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{2,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E2} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \\
&+ t_{3,kR} \frac{\operatorname{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \\
&\quad \left(1 - t_{1,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E3} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{2,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E3} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \quad (4.13)
\end{aligned}$$

Vernachlässigt man die Zeitpunkte in denen jeweils zwei Eingangsphasen die gleiche Spannung aufweisen (z.B. $u_{E1} = u_{E2}$) und die Zeiträume während der Kommutierungsvorgänge zwischen den Eingangsphasen, ergibt sich aufgrund des realen Aufbaus der bidirektionalen Schalter aus jeweils zwei unidirektionalen Schaltern und (4.9) die allgemeine Forderung, dass zu jedem Zeitpunkt genau ein bidirektionaler Schalter pro Teilumrichter leitend sein muss:

$$\sum_{i=1}^m c_{i,k} = 1 \quad k = 1, \dots, n \quad (4.14)$$

Entsprechend Abb. 4.1 ergibt sich für den drei- zu zweiphasigen Matrixumrichter:

$$c_{1,1} + c_{2,1} + c_{3,1} = \sum_{i=1}^3 c_{i,1} = 1 \quad (4.15)$$

$$c_{1,2} + c_{2,2} + c_{3,2} = \sum_{i=1}^3 c_{i,2} = 1 \quad (4.16)$$

Lässt man also das dynamische Verhalten der Halbleiter und die Zeitpunkte in denen jeweils zwei Eingangsspannungen den gleichen Spannungswert haben unberücksichtigt, gibt es für jeden Teilumrichter entsprechend der Anzahl der Eingangsphasen ($m = 3$) genau drei mögliche Leitzustände (jeweils genau ein bidirektionaler Schalter leitet). Damit ergeben sich — aufgrund des zweiphasigen Anschlusses der Last an die Schaltermatrix — für den drei- zu zweiphasigen Matrixumrichter neun verschiedene Leitzustandskombinationen. Die einzelnen Leitzustände werden analog zur Schalterzustandsmatrix in der Leitzustandsmatrix \mathbf{C} zusammengefasst.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{1,2} \\ c_{2,1} & c_{2,2} \\ c_{3,1} & c_{3,2} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

4.1.2 Beschreibung von Ausgangsspannung und Eingangsströmen

Die augenblicklichen Spannungen der zwei Ausgangsphasen u_{APk} mit $k = 1, 2$ und die eingangsseitigen Ströme i_{Ei} mit $i = 1, 2, 3$ sind Funktionen der Leitzustände. In Abhängigkeit der

Eingangsstrangspannungen u_{Ei} ergibt sich für die Spannungen u_{AP1} , u_{AP2} (vgl. Abb. 4.1)

$$\mathbf{u}_{AP} = \begin{bmatrix} u_{AP1} \\ u_{AP2} \end{bmatrix} = \mathbf{C}^T \cdot \begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \\ u_{E3} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

und somit

$$\mathbf{u}_{AP} = \begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{2,1} & c_{3,1} \\ c_{1,2} & c_{2,2} & c_{3,2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \\ u_{E3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{1,1}u_{E1} + c_{2,1}u_{E2} + c_{3,1}u_{E3} \\ c_{1,2}u_{E1} + c_{2,2}u_{E2} + c_{3,2}u_{E3} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Die Ausgangsspannung des Umrichters u_A ergibt sich als Differenz der Teilspannungen:

$$u_A = u_{AP1} - u_{AP2}$$

Es folgt:

$$\begin{aligned} u_A &= (1 \quad -1) \cdot \mathbf{u}_{AP} \\ &= (1 \quad -1) \cdot \mathbf{C}^T \cdot \begin{bmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \\ u_{E3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$= (c_{1,1} - c_{1,2})u_{E1} + (c_{2,1} - c_{2,2})u_{E2} + (c_{3,1} - c_{3,2})u_{E3} \quad (4.21)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichungen 4.15, 4.16 wird deutlich, dass die Ausgangsspannung entweder gleich null (gleichzeitiges Leiten der zwei Schalter einer Eingangsphase, z.B.: $c_{1,1} = c_{1,2} = 1$), gleich einer der drei Außenleiterspannungen (z.B.: $u_A = u_{E1} - u_{E2}$ bei $c_{1,1} = c_{2,2} = 1$) oder einer der invertierten Außenleiterspannungen ist. Für die eingangsseitigen Ströme i_{Ei} mit $i = 1, 2, 3$ ergibt sich in analoger Betrachtungsweise

$$\mathbf{i}_E = \begin{bmatrix} i_{E1} \\ i_{E2} \\ i_{E3} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} i_{AP1} \\ i_{AP2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{1,1}i_{AP1} + c_{1,2}i_{AP2} \\ c_{2,1}i_{AP1} + c_{2,2}i_{AP2} \\ c_{3,1}i_{AP1} + c_{3,2}i_{AP2} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Unter Berücksichtigung von

$$i_A = i_{AP1} = -i_{AP2} \quad (4.23)$$

folgt letztendlich

$$\mathbf{i}_E = \begin{bmatrix} i_{E1} \\ i_{E2} \\ i_{E3} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot i_A = \begin{bmatrix} (c_{1,1} - c_{1,2}) i_A \\ (c_{2,1} - c_{2,2}) i_A \\ (c_{3,1} - c_{3,2}) i_A \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Die Eingangsströme verhalten sich nach Gleichung 4.24 analog zu der Ausgangsspannung. Sind zwei Schalter einer Eingangsphase gleichzeitig eingeschaltet, sind die Eingangsströme gleich null, ansonsten fließt der Laststrom immer durch genau zwei der Eingangsphasen.

4.1.3 Erzeugung einer hochfrequenten Ausgangsspannung

Mit neun möglichen Leitzustandskombinationen und aufbauend auf den vorherigen Überlegungen ergibt sich, dass die Lastspannung sieben unterschiedliche Werte annehmen kann (vgl. **Tabelle 4.1**). Um ohne ein Modulationsverfahren eine rechteckförmige Ausgangsspannung

Tabelle 4.1: mögliche Leitzustände des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters

Zustand	u_A	leitende Schalter ($c = 1$)
1	0	$S_{1,1}, S_{1,2}$
2	$u_{E1} - u_{E2}$	$S_{1,1}, S_{2,2}$
3	$u_{E1} - u_{E3}$	$S_{1,1}, S_{3,2}$
4	0	$S_{2,1}, S_{2,2}$
5	$u_{E2} - u_{E1}$	$S_{2,1}, S_{1,2}$
6	$u_{E2} - u_{E3}$	$S_{2,1}, S_{3,2}$
7	0	$S_{3,1}, S_{3,2}$
8	$u_{E3} - u_{E1}$	$S_{3,1}, S_{1,2}$
9	$u_{E3} - u_{E2}$	$S_{3,1}, S_{2,2}$

(vgl. auch Kapitel 3) mit gleicher positiver wie negativer Amplitude zu erzeugen, bietet es sich an, eine Blocktaktung zu verwenden, d.h. die Leitzustände der Schalter mit der gewünschten Ausgangsfrequenz aktiv so zu ändern, dass sich nur das Vorzeichen der Ausgangsspannung ändert — wie beispielsweise beim ständigen Wechseln zwischen Zustand **2** und **5**, oder **3** und **8** gegeben. Dies ist in **Abbildung 4.2** dargestellt. Dabei wird jedoch keine ideale Rechteckform der Ausgangsspannung erzielt. Weiterhin tritt eine kontinuierliche Änderung der Amplitude der Ausgangsspannung bezogen auf die Netzperiode auf. Betrachtet man zunächst lediglich die Abweichung $\Delta u_{A_{Tr}}$ der Ausgangsspannung von der Rechteckform, welche sich aus der zeitlichen Änderung der Eingangsspannungen je halber Schaltperiode ergibt, kann das Maximum der Spannungsänderung der Leiter-Leiterspannungen (vgl. **Abb. 4.3**) mittels Differentialquo-

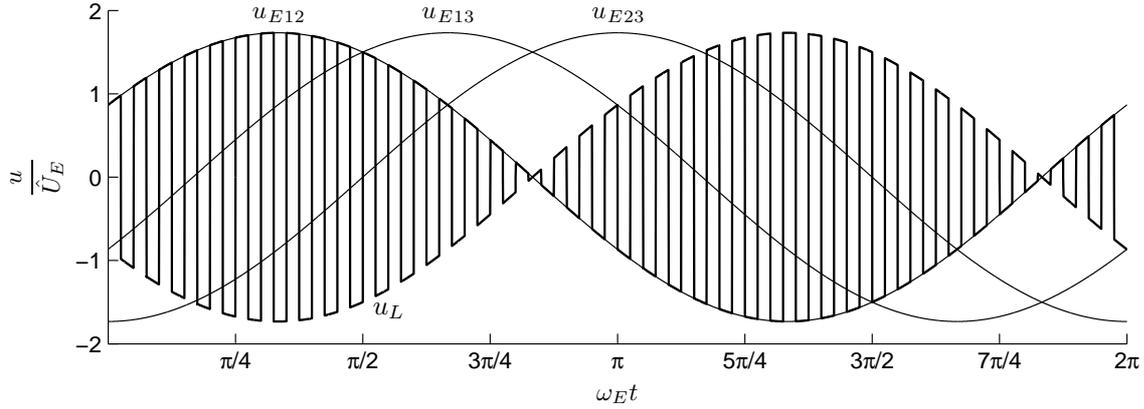


Abbildung 4.2: prinzipielle Lastspannung u_A des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters bei kontinuierlicher Änderung der Leitzustände von nur vier bidirektionalen Schaltern mit $f_E/f_{Tr} = 1/40$

tienten bestimmt werden:

$$u_{E12} = u_{E1} - u_{E2} = \hat{U}_E [\sin(\omega_E t) - \sin(\omega_E t - 2\pi/3)] \quad (4.25)$$

$$= \sqrt{3}\hat{U}_E \cos(\omega_E t - \pi/3) \quad (4.26)$$

$$\frac{du_{E12}}{dt} = -\sqrt{3}\hat{U}_E\omega_E \sin(\omega_E t - \pi/3) \quad (4.27)$$

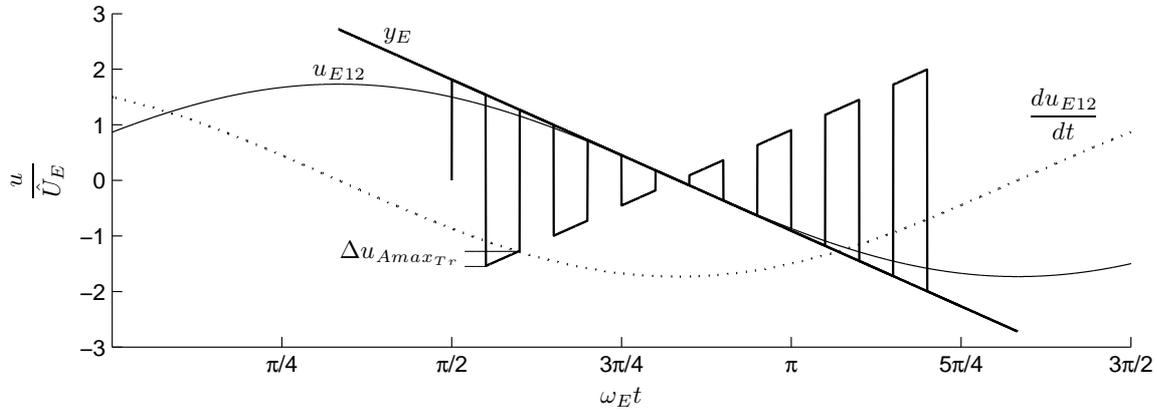


Abbildung 4.3: Bestimmung der maximalen Spannungsänderung Δu_{AmaxTr} innerhalb einer halben Schaltperiode auf Basis des Anstiegs der Leiter-Leiter-Spannungen im Nulldurchgang

Das Maximum des Differentialquotienten wird in den Nulldurchgängen, z.B. bei $t = 5\pi/(6\omega_E)$ erreicht. Die Tangente y_E in diesem Punkt

$$y_E = \left(\frac{du_{E12}}{dt} \Big|_{t=\frac{5\pi}{6\omega_E}} \right) t - \left(\frac{du_{E12}}{dt} \Big|_{t=\frac{5\pi}{6\omega_E}} \right) \frac{5\pi}{6\omega_E} \quad (4.28)$$

$$= -\sqrt{3}\hat{U}_E\omega_E t + \sqrt{3}\hat{U}_E\omega_E \frac{5\pi}{6\omega_E} \quad (4.29)$$

sei als Grenze, welche die maximale Spannungsänderung Δu_{AmaxTr} während einer halben Schaltperiode T_{Tr} definiert, festgelegt. Mit Hilfe der Tangentengleichung lässt sich das Verhältnis der maximalen Spannungsänderung Δu_{AmaxTr} bezogen auf die Amplitude der Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Verhältnis der Eingangsfrequenz zur Schaltfrequenz bestimmen.

$$\frac{\Delta u_{AmaxTr}}{\hat{U}_E} = \sqrt{3}\pi \frac{f_E}{f_{Tr}} \quad (4.30)$$

Bei einer Netzfrequenz $f_E = 50$ Hz und einer Schaltfrequenz von $f_{Tr} = 100$ kHz ergibt sich ein Verhältnis $f_E/f_{Tr} = 0,0005$. Nach Gleichung (4.30) beträgt die maximale Spannungsänderung je halber Schaltperiode damit lediglich $\Delta u_{AmaxTr} = 0,272\%$ der Amplitude der Eingangsspannungen. Unter Verwendung eines ausreichend großen Verhältnisses von Schaltperiode zu Eingangsperiode kann deshalb angenommen werden, dass die Variation der Lastspannung innerhalb einer Schaltzyklusperiodendauer vernachlässigbar und die Ausgangsspannung quasi rechteckförmig ist.

Nicht zu vernachlässigen ist die Amplitudenänderung der Ausgangsspannung bezogen auf eine Netzperiode. Diese muss aktiv auf ein möglichst geringes Maß reduziert werden. Gleichzeitig sollte auch eine symmetrische Verteilung der Eingangsstrangströme mit möglichst geringen Harmonischen sichergestellt werden. Dazu ist es wichtig, zu erkennen, dass die Topologie des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters mit einem Wechselrichter in H-Brückenschaltung vergleichbar ist. Wenn man die Matrixanordnung der bidirektionalen Schalter in eine Brückenschaltung umwandelt (siehe **Abbildung 4.4**) und Gleichungen 4.15, 4.16 berücksichtigt, wird die Ähnlichkeit beider Topologien deutlich. Anstelle der in Vorwärtsrichtung steuerbaren, rück-

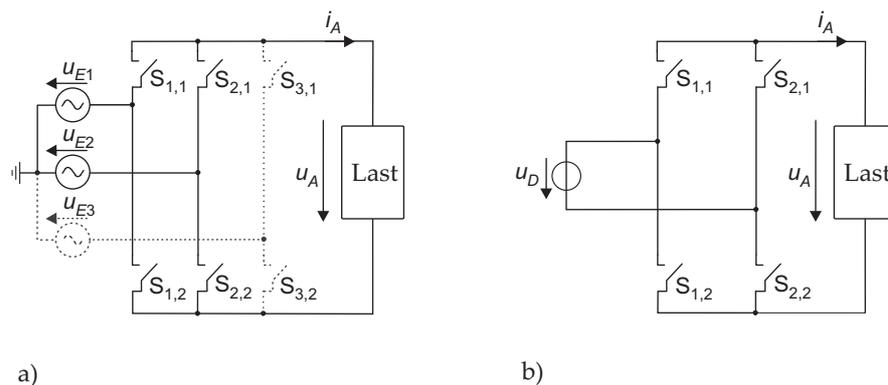


Abbildung 4.4: a) Drei- zu zweiphasiger Matrixumrichter (umgezeichnet in Brückenschaltung und ohne Eingangsfilter) mit bidirektionalen Schaltern und b) Wechselrichter in H-Brückenschaltung

wärtsleitenden Schalter des Wechselrichters treten lediglich die in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung steuerbaren, bidirektionalen Schalter, deren Leitzustände $c_{i,k}$ zusätzlich zu den Ansteuersignalen auch vom Verhältnis der Eingangsstrangspannungen und der Richtung des Last-

stromes abhängen. Die Eingangsgleichspannung u_D des Wechselrichters wird durch die jeweilige Leiter-Leiterspannung, welche dann als eine fiktive, wellige Zwischenkreisspannung u_{DMC} betrachtet werden kann, ersetzt.

Die für die Erzeugung einer rechteckförmigen hochfrequenten Ausgangsspannung notwendige Blocktaktung ist identisch mit der Blocktaktung beim Wechselrichter in Brückenschaltung. Die beiden Teilumrichter des Matrixumrichters arbeiten dabei mit einer festen Phasenverschiebung von $\delta = \pi$. Alternativ können für den Matrixumrichter auch andere — vom Schwingkreiswechselrichter in Brückenschaltung bekannte — Steuerverfahren verwendet werden:

- Phase-Shift-Taktung
- PDM (**P**ulse **D**ensity **M**odulation)
- Schaltfrequenz vs. Resonanzfrequenz

Um nun die Amplitudenänderung der Ausgangsspannung bezogen auf eine Netzperiode zu reduzieren, muss die Welligkeit der fiktiven Zwischenkreisspannung u_{DMC} auf ein Minimum gebracht werden. Dies kann über eine entsprechende Modulation der zu verwendenden Eingangsphasen realisiert werden, welches letztendlich eine der Blocktaktung überlagerte Auswahl der zu schaltenden, bidirektionalen Schalter notwendig macht.

4.1.4 Auswahl der speisenden Eingangsphasen

120° Modulation (simple inverter mode)

Nach Gleichung (4.21) ergibt sich die Ausgangsspannung aus der Differenz der Eingangsspannungen (außer für die Zustände **1**, **4**, **7**). Um die Welligkeit der fiktiven Zwischenkreisspannung u_{DMC} auf ein Minimum zu reduzieren, werden bei der 120° Modulation, die jeweils größte und die jeweils kleinste Eingangsspannung ausgewählt. Die unterlagerte Blocktaktung der durch die Modulation vorgegebenen, bidirektionalen Schalter erzeugt dann die hochfrequente Ausgangsspannung.

$$u_{EMax} = \max(u_{E1}, u_{E2}, u_{E3}) \quad (4.31)$$

$$u_{EMin} = \min(u_{E1}, u_{E2}, u_{E3}) \quad (4.32)$$

$$u_{DMC} = u_{EMax} - u_{EMin} \quad (4.33)$$

Pro Netzperiode besitzt jede der drei Eingangsphasen für einen Abschnitt von $2\pi/3$ die größte Eingangsspannung u_{EMax} . Dabei lösen sich die jeweils anderen zwei Phasen als kleinste Eingangsspannung u_{EMin} nach $\pi/3$ ab. Es ergibt sich daher die Notwendigkeit, nach je einem Intervall von $\sigma = \pi/3$ einen Tausch zweier Eingangsphasen durchzuführen und damit ein Pulsmuster entsprechend **Abbildung 4.5**.

Die sechs Intervalle der Netzperiode sind dadurch gekennzeichnet, dass in jedem Intervall die Vorzeichen der Leiter-Leiter-Spannungen unverändert bleiben und sich immer genau zwei Intervalle durch eine Vorzeichenänderung der Leiter-Leiter-Spannungen unterscheiden. Die Bezeichnung des Modulationsverfahrens resultiert aus den $2\pi/3$ langen Abschnitten, in denen jede Eingangsphase entweder die maximale oder die minimale Spannung ist.

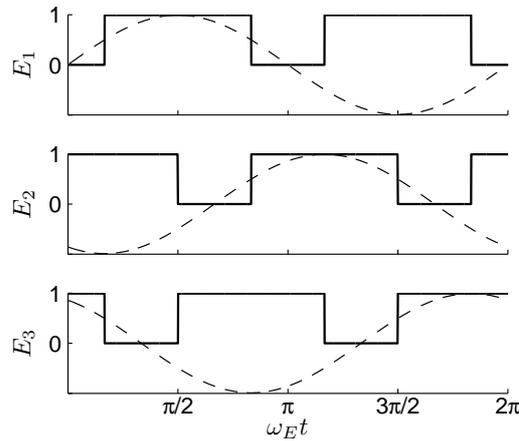


Abbildung 4.5: Pulsmuster der 120° Modulation zur Auswahl der Eingangsspannungen

Variation der Ausgangsspannung Aufgrund der zeitlichen Änderungen der Eingangsspannungen ergibt sich eine Änderung der fiktiven Zwischenkreisspannung und somit auch der Ausgangsspannung um den maximalen Betrag $\Delta u_{D_{MCM}ax} = \Delta u_{A_{max}}$ (vgl. **Abb. 4.6**):

$$\Delta u_{D_{MCM}ax} = U_{D_{MCM}ax} - U_{D_{MCM}in} = \hat{U}_E \left(\sqrt{3} - \frac{3}{2} \right) \approx 0,232 \hat{U}_E \quad (4.34)$$

$$\Delta u_{A_{max}} = \Delta u_{D_{MCM}ax} \quad (4.35)$$

Entsprechend (4.34) bleibt für die virtuelle Zwischenkreisspannung eine Restwelligkeit von ungefähr 23% der Amplitude der Eingangsspannungen bestehen. Eine weitere Reduzierung der sich ergebenden Amplitudenänderung $\Delta u_{A_{max}}$ (4.35) muss ggf. mit einem anderen unterlagerten Steuerverfahren vorgenommen werden. Als ein solches Verfahren bietet sich zum Beispiel die Phase-Shift-Taktung an. Im Unterschied zur bisher betrachteten Blocktaktung arbeiten dann die beiden Teilumrichter mit einer Phasenverschiebung von $0 \leq \delta < \pi$ zueinander und eröffnen damit eine weitere Möglichkeit, die Amplitude der Ausgangsspannung zu stellen (vgl. **Abbildung E.2**, auf Seite 150). Unter der Annahme, dass eine Regelung der Grundschwingung der Ausgangsspannung $u_{A_{\nu=1}}$ stattfindet, ergibt sich für das maximale Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung:

$$V_{U_{sim}} = \frac{\hat{U}_{A_{\nu=1}}}{\hat{U}_E} = \frac{3}{2} \quad (4.36)$$

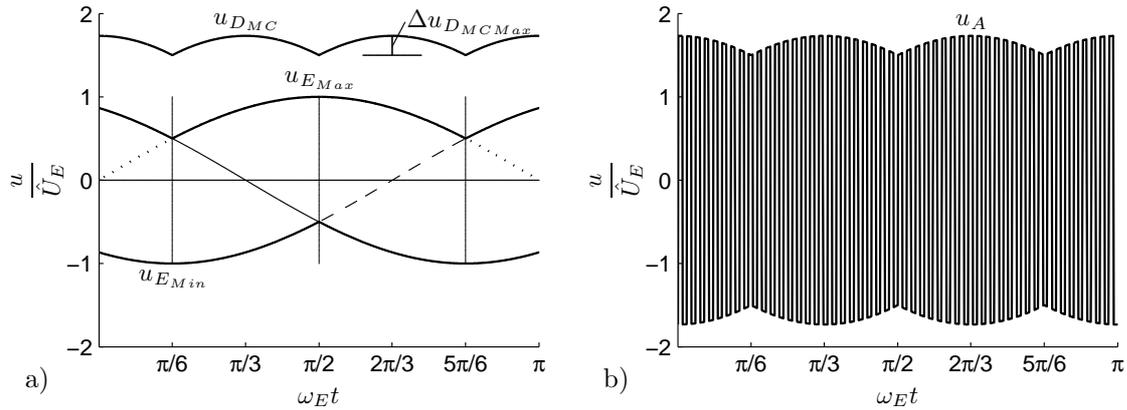


Abbildung 4.6: a) Eingangsspannungssystem und Einteilung in Intervalle bei konstanten Vorzeichen der Leiter-Leiter-Spannungen, b) Ausgangsspannung u_A bei unterlagerter Blocktaktung mit $f_E/f_{Tr} = 1/100$

Amplitudenspektrum des Netzstromes Die Modulation der Eingangsphasen beeinflusst über die Minimierung der Amplitudenänderung der Ausgangsspannung hinaus auch die Form der Netzströme des Matrixumrichters. Da jede Eingangsphase pro Halbwelle der Netzperiode genau $2\pi/3$ als speisende Eingangsphase genutzt wird, ergibt sich ein Stromleitwinkel α je Netzphase von $\alpha_{sim} = \sigma_1 - \sigma_0 = 2\pi/3$. Durch die Vorzeichenänderung der Eingangsspannungen ergeben sich entsprechend ein positiver und ein negativer Stromblock je Netzperiode und -phase gemäß **Abbildung 4.7** a). Unter Berücksichtigung der Amplitudenänderung der Ausgangsspannung ergeben sich Eingangsströme nach Abb. 4.7 b).

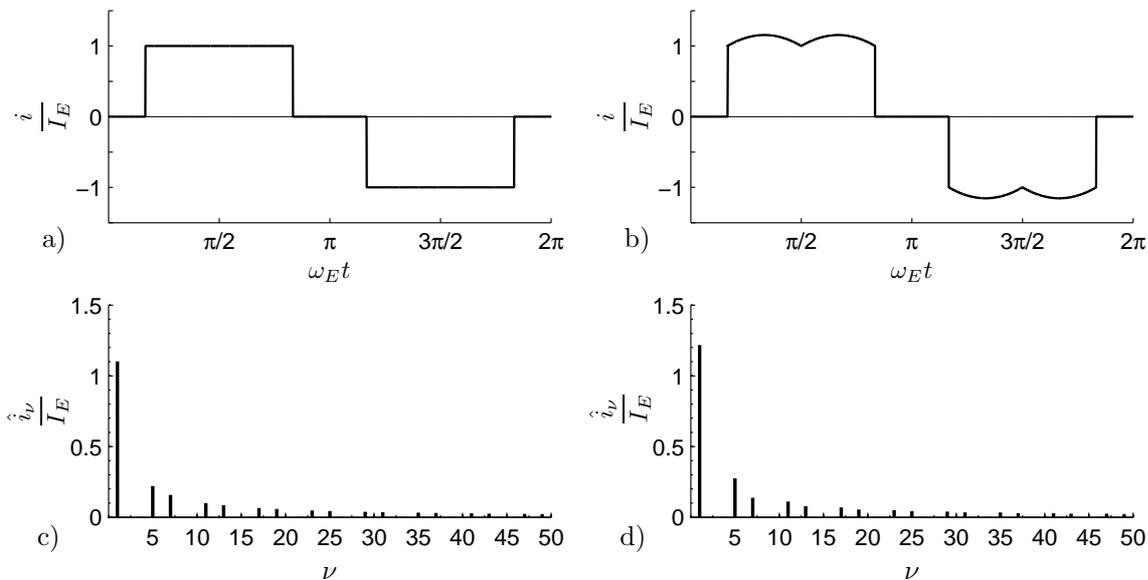


Abbildung 4.7: idealisierter Eingangsstrom einer Netzphase bei 120° Modulation a) ohne und b) mit Berücksichtigung der Amplitudenänderung, sowie zugehörige Amplitudenspektren c) und d)

Der Matrixumrichter wird mit Blocktaktung und einer resonanten Last betrieben. Deshalb ist

den Stromblöcken eine hochfrequente Sinushalbschwingung unterlagert. Diese wirkt sich aber im Spektrum vordringlich erst bei höheren Frequenzen (ab f_{Tr}) aus.

Das Amplitudenspektrum ist im Fall a) — also bei Annahme eines reinen rechteckförmigen Eingangsstromes — mit dem konventioneller 6-pulsiger Stromrichter (idealisierter Fall, unendliche schnelle Kommutierung und konstanter Strom im Gleichstromkreis durch unendlich große Glättungsdrossel) identisch. Ausgehend von der allgemeinen Form der Fourier-Reihe $s(t)$ einer Funktion $f(t)$ nach (3.4) lässt sich das Amplitudenspektrum der Eingangsströme berechnen. Für Eingangsströme entsprechend Abbildung 4.7, Fall a) gilt:

$$i_{E_{sim,a}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 < \omega_E t \leq \frac{\pi}{6} \text{ und für } \frac{5\pi}{6} < \omega_E t \leq \frac{7\pi}{6} \text{ sowie } \frac{11\pi}{6} < \omega_E t \leq 2\pi \\ I_E & \text{für } \frac{\pi}{6} < \omega_E t \leq \frac{5\pi}{6} \\ -I_E & \text{für } \frac{7\pi}{6} < \omega_E t \leq \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (4.37)$$

Nach Anwendung von Gleichung (3.4) mit $a_{0_a} = 0$ und $a_{\nu_a} = 0$ ergibt sich:

$$i_{E_{sim,a}}(t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \underbrace{\frac{4I_E}{\nu\pi} \cos\left(\frac{\nu\pi}{6}\right)}_{b_{\nu,a}} \sin(\nu\omega_E t) \quad \text{mit } \nu = 1, 5, 7, 11, 13 \dots \quad (4.38)$$

Mit (3.6) ist:

$$\hat{I}_{\nu_{sim,a}} = |b_{\nu_a}| = \frac{2\sqrt{3}I_E}{\nu\pi} \quad \text{mit } \nu = 1, 5, 7, 11, 13 \dots \quad (4.39)$$

In Abbildung 4.7 c) und d) sind die Amplitudenspektren für die 120° Modulation dargestellt. Die Verläufe wurden mit MATLAB[®] berechnet. Wie bereits von 6-pulsigen Stromrichtern bekannt ist, treten neben der Grundschwingung lediglich Harmonische mit den folgenden Ordnungszahlen ν auf:

$$\nu = (6k) \pm 1 \quad \text{mit } 1 \leq k \leq \infty \quad (4.40)$$

Den entscheidenden Nachteil der 120° Modulation stellen die großen Amplituden der fünften und siebten Oberschwingung dar. Dieses schlägt sich auch in der Gesamtüberschwingungsverzerrung THD_I , die das Verhältnis des Effektivwertes des Oberschwingungsgehaltes zum Effektivwert der Grundschwingungskomponente einer Wechselgröße darstellt [100], nieder.

$$\text{THD}_{I_{sim}} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} I_{\nu}^2} \quad (4.41)$$

$$\text{THD}_{I_{sim,a}} = 30, 34\% \quad (4.42)$$

$$\text{THD}_{I_{sim,b}} = 30, 35\% \quad (4.43)$$

Pulsmodulation (pulsed inverter mode)

Grundidee Die mit der 120° Modulation verbundenen, niederfrequenten Oberschwingungen sollten aktiv reduziert werden. Ein auf Filtern basierender Ansatz ist aufgrund der notwendigen Baugröße und der hohen Kosten des Filters nicht ratsam. Als eine Alternative bietet sich die gezielte Auslöschung von Oberschwingungen, wie sie für Stromwechselrichter in [101–103] vorgestellt wurde, an. Auf dem gleichen Ansatz basierend, können auch vorausberechnete Pulsmuster zur selektiven Elimination von Spannungsharmonischen bei Spannungswechselrichtern [106] eingesetzt werden. Die Herangehensweise ist dabei jedoch komplexer, da nicht nur einzelne Harmonische gedämpft werden, sondern auch die Amplitude der Spannungsgrundschwingung gesteuert werden kann.

An dieser Stelle steht die Auslöschung der niederfrequenten Stromharmonischen im Vordergrund, zumal die Amplituden der Netzströme direkt von der Größe der eingprägten Ausgangsspannung und der Belastung des Matrixumrichters abhängen. Die Grundidee [107, 108] ist nun, mit Hilfe der veränderten Auswahl der speisenden Eingangsspannungen eine — im Vergleich zur Ausgangsfrequenz niederfrequente — Modulation der Eingangsströme mit dem Ziel einer Angleichung an die Sinusform vorzunehmen. Das Pulsmuster leitet sich dementsprechend von den gewünschten Netzströmen ab und muss die folgenden Anforderungen (siehe auch [101, 106, 109]) erfüllen:

- synchrones Pulsmuster (Pulsmuster ist für jede Grundperiode identisch) mit Punkt- und Viertelperiodensymmetrie, damit die Kosinuskoeffizienten in der Fourier-Reihe entfallen
- ungerade Anzahl von Pulsen je halber Periode ($p = 1, 3, 5, 7, 9 \dots$)

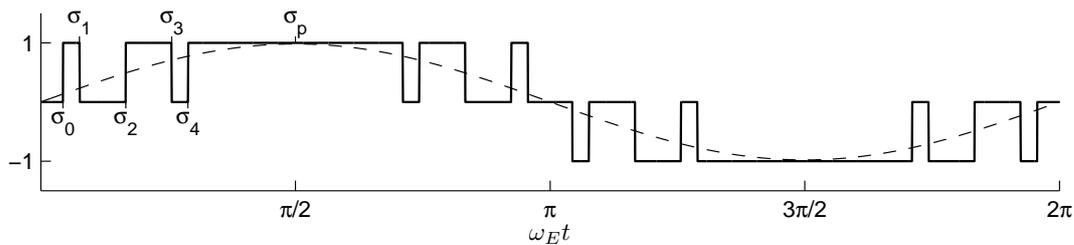


Abbildung 4.8: Gegenüberstellung einer Sinusfunktion und eines beispielhaften Pulsmusters mit $p = 5$ Pulsen je Halbperiode

Aus der Topologie des Matrixumrichters und den Forderungen für die Leitzustände (4.15), (4.16) ergibt sich weiterhin die Notwendigkeit, dass unter Vernachlässigung der Kommutierung jeweils mindestens ein Eingangsstrom null ist. Gleiches gilt für die Summe der drei Eingangsströme. Damit ist der Summenstromleitwinkel α_{pim} unabhängig von der Anzahl der Strompulse p und entspricht dem Winkel $2\pi/3$:

$$\alpha_{pim} = 2 \sum_{g=0}^{p} (-1)^{g+1} \sigma_g = \frac{2\pi}{3} \quad (4.44)$$

Berechnet man für ein dementsprechendes Pulsmuster mit p Pulsen die Fourier-Reihe (vgl. (3.4)), so ist

$$a_0 = 0, \quad a_\nu = 0 \quad \text{und} \quad a_{2\nu}, b_{2\nu} = 0 \quad (4.45)$$

Dementsprechend treten nur die folgenden Sinuskoeffizienten auf:

$$b_\nu = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} I_E \sin(\nu \omega_E t) d(\omega_E t) \quad (4.46)$$

$$= \frac{4}{\pi} \left\{ \int_{\sigma_0}^{\sigma_1} I_E \sin(\nu \omega_E t) d(\omega_E t) + \dots + \int_{\sigma_{p-1}}^{\sigma_p} I_E \sin(\nu \omega_E t) d(\omega_E t) \right\} \quad (4.47)$$

Nach Lösen der Integrale erhält man

$$\begin{aligned} b_\nu &= \frac{4I_E}{\nu\pi} \{ [-\cos(\nu\sigma_1) + \cos(\nu\sigma_0)] + \dots + [-\cos(\nu\sigma_p) + \cos(\nu\sigma_{p-1})] \} \\ &= \frac{4I_E}{\nu\pi} \sum_{g=0}^p (-1)^g \cos(\nu\sigma_g) \quad \text{mit} \quad \nu = 1, 3, 5 \dots \quad \text{und} \quad g = 0, 1, 2, 3 \dots \end{aligned} \quad (4.48)$$

und damit p Gleichungen, mit denen die Pulswinkel $\sigma_1 \dots \sigma_p$ berechnet werden können, um die entsprechenden Harmonischen zu eliminieren.

Jedoch existieren weitere Randbedingungen hinsichtlich der Anordnung der Pulse, die bei der Lösung der Gleichungen berücksichtigt werden müssen. Um den Betrag der fiktiven Zwischenkreisspannung nicht zu stark zu verringern, müssen in das Pulsmuster die Abschnitte mit der jeweils maximalen und minimalen Eingangsspannung einbezogen werden (siehe S. 70). Daher müssen die Pulse mit den Ordnungszahlen $\frac{p+1}{2}$ und $\frac{3p+1}{2}$ synchron zu diesen Abschnitten liegen und die entsprechenden Stromleitwinkel in jedem Fall länger bzw. gleich $\pi/3$ sein. Es gilt:

$$\alpha_{\frac{p+1}{2}} = \alpha_{\frac{3p+1}{2}} = 2(\sigma_p - \sigma_{p-1}) \quad \text{mit} \quad \frac{\pi}{3} \leq 2(\sigma_p - \sigma_{p-1}) \leq \frac{2\pi}{3} \quad (4.49)$$

Darüber hinaus muss auch die Generierung des Pulsmusters für alle drei Eingangsphasen betrachtet werden. Aufgrund der Forderung nach einem kontinuierlichem Ausgangsstrom und der gegebenen Phasenverschiebung von $2\pi/3$ bzw. $4\pi/3$ der Eingangsspannungen, müssen die Pulsmuster eine $\pi/6$ -Symmetrie hinsichtlich der Schaltwinkel aufweisen, d.h. dem jeweiligen Puls p im Bereich $0 \leq \omega_E t \leq \pi/6$ steht eine entsprechende Pulspause im Bereich $\pi/6 \leq \omega_E t \leq \pi/3$ gegenüber (vgl. **Abb. 4.9**). Nur dann greifen die drei Pulsmuster so ineinander, dass zu jedem Zeitpunkt gilt

$$E_1 + E_2 + E_3 = 2 \quad (4.50)$$

und damit ein kontinuierlicher Ausgangsstrom prinzipiell sichergestellt ist. Mit (4.44) und (4.49) folgt

$$0 \leq \sum_{g=0}^{p-2} (-1)^{g+1} \sigma_g \leq \frac{\pi}{6} \quad \text{für } p > 1 \quad (4.51)$$

In Abbildung 4.9 sind zwei Pulsmuster, welche die gestellten Anforderung erfüllen, dargestellt. Es ist zu erkennen, dass auch bei der Pulsmodulation eine Aufteilung der Eingangsperiode in sechs Intervalle zweckmäßig ist. Die Intervalleinteilung beruht hierbei darauf, dass die Vorzeichen der Eingangsstrangspannungen innerhalb eines Intervalls unverändert bleiben. Im Gegensatz zur 120° Modulation wird nun also innerhalb der einzelnen Intervalle nicht nur jeweils die maximale und die minimale Eingangsspannung, sondern — entsprechend der Vorgabe des übergeordneten Pulsmusters — auch die dritte Eingangsspannung verwendet. Mit Gleichung 4.49 und der Phasenverschiebung der Eingangsspannungen wird zudem deutlich, dass unabhängig vom Pulsmuster innerhalb eines jeden Intervalls entweder die im jeweiligen Intervall maximale oder minimale Eingangsspannung ständig verwendet wird, während die zwei anderen Phasen kontinuierlich getauscht werden.

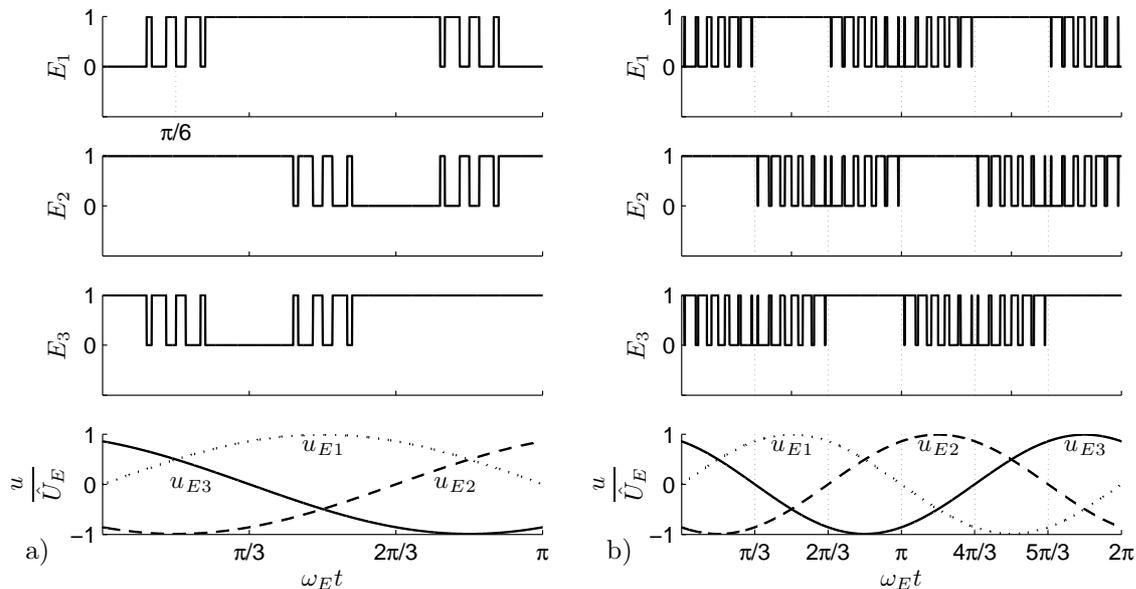


Abbildung 4.9: Gegenüberstellung von zwei möglichen Pulsmustern mit a) $p = 7$ Pulsen und b) 13 Pulsen je Halbperiode, sowie Verdeutlichung der $\pi/6$ -Symmetrie a) und Intervalleinteilung b)

Variation der Ausgangsspannung Zusätzlich zu den zeitlichen Änderungen der Eingangsspannungen müssen die Wechsel zwischen den Eingangsphasen aufgrund des Pulsmusters in die Betrachtung der fiktiven Zwischenkreisspannung und der Variation der Ausgangsspannung einfließen.

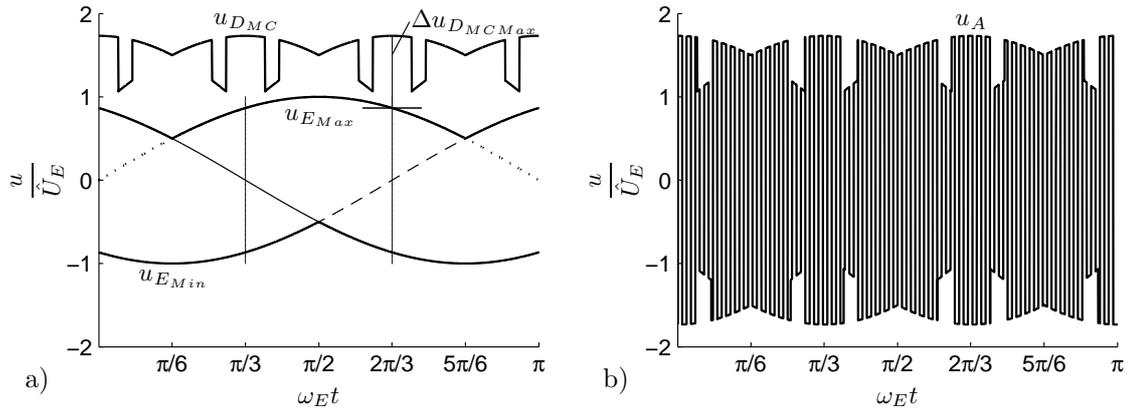


Abbildung 4.10: a) Eingangsspannungssystem, sowie b) sich ergebende Ausgangsspannung u_A einer 5-fach Pulsmodulation bei unterlagerter Blocktaktung mit $f_E/f_{Tr} = 1/100$

Die fiktive Zwischenkreisspannung u_{DMC} ergibt sich aus der Differenz der vom Pulsmuster jeweils festgelegten Eingangsspannungen (siehe **Abb. 4.10**). Mit (4.35) ist damit auch die Ausgangsspannungsamplitude direkt vom Pulsmuster abhängig. Legt man eine Phasenverschiebung von $\varphi = 0$ zwischen Pulsmuster und entsprechendem Eingangsspannungssystem zugrunde, würde sich das Minimum der fiktiven Zwischenkreisspannung aufgrund 4.10 genau in den Nulldurchgängen der Eingangsspannungen ergeben. Die Nulldurchgänge stellen zugleich die Intervallgrenzen bei

$$\omega_E t = \frac{i\pi}{3} \quad \text{mit } i = 1, 2, 3 \dots \quad (4.52)$$

dar. Die vorangegangene Betrachtung der Pulsmuster (vgl. Abb. 4.8), die zeitlichen Verläufe der Eingangsspannungen und der Verlauf der Ausgangsspannung machen aber deutlich, dass dieser Fall theoretisch nur für Pulsmuster mit $\sigma_0 = 0$ und $2(\sigma_p - \sigma_{p-1}) = \pi/3$ eintritt. Allgemein ist die Ausgangsspannungsänderung für $p = 1, 2, 3 \dots \infty$ aufgrund der $\pi/6$ -Symmetrie vom jeweiligen Winkel σ_0 abhängig. Wie aus Abbildung 4.8 deutlich wird, kann die maximale Ausgangsspannungsänderung $\Delta u_{A_{Max}}$ aus der Betrachtung eines Intervalls (z.B. dem ersten) berechnet werden:

$$\begin{aligned} \Delta u_{A_{Max}} &= U_{DMC_{Max}} - U_{DMC_{Min}} \\ &= u_{E12}|_{\omega_E t = \frac{\pi}{3}} - \left| u_{E23}|_{\omega_E t = \frac{\pi}{3} - \sigma_0} \right| \end{aligned} \quad (4.53)$$

Es ergibt sich:

$$\Delta u_{A_{Max}} = \sqrt{3}\hat{U}_E - \left| \hat{U}_E \sin\left(-\frac{\pi}{3} - \sigma_0\right) - \hat{U}_E \sin(\pi - \sigma_0) \right| \quad (4.54)$$

$$= \hat{U}_E \left[\sqrt{3} - \left| -\sin\left(\frac{\pi}{3} + \sigma_0\right) - \sin(\sigma_0) \right| \right] \quad (4.55)$$

$$= \hat{U}_E \left[\sqrt{3} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\sigma_0) + \frac{3}{2} \sin(\sigma_0) \right) \right] \quad (4.56)$$

Unter der Annahme, dass eine Regelung der Grundschwingung der Ausgangsspannung $u_{A_{\nu=1}}$ auf den Wert

$$\hat{U}_{A_{\nu=1}} = U_{D_{MCmin}} \quad (4.57)$$

$$= \hat{U}_E \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\sigma_0) + \frac{3}{2} \sin(\sigma_0) \right) \quad (4.58)$$

erfolgt (z.B. durch eine Phase-Shift-Taktung), ergibt sich für das maximale Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung $V_{U_{pim}}$:

$$V_{U_{pim}} = \frac{\hat{U}_{A_{\nu=1}}}{\hat{U}_E} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\sigma_0) + \frac{3}{2} \sin(\sigma_0) \quad (4.59)$$

Amplitudenspektrum des Netzstromes Aufgrund der für den Matrixumrichter zusätzlichen Randbedingungen hinsichtlich der Wahl der Pulswinkel verringert sich die Anzahl der eliminierbaren Oberschwingungen. Während sich mit (4.48) noch p Gleichungen ergaben, mit denen ebenso viele Harmonische ausgelöscht werden konnten, verbleiben für den Matrixumrichter nur noch $\frac{p-1}{2}$ Gleichungen (siehe [101], [109] zur Anwendung optimierter Pulsmuster). Mit Verwendung der Stromleitwinkel $\alpha_1 \cdots \alpha_{\frac{p-1}{2}}$

$$\sum_{g=0}^{p-2} (-1)^{g+1} \sigma_g = \sum_{g=1}^{\frac{p-1}{2}} \alpha_g \quad \text{für } p > 1 \quad (4.60)$$

ergeben sich unter der Annahme eines rechteckförmigen Eingangsstromes mit idealer Filterung (vgl. Betrachtungen auf Seite 72 und **Abb. 4.11**) die Sinuskoeffizienten der Fourier-Reihe für den Eingangsstrom einer Netzphase wie folgt:

$$b_{\nu_{pim}} = \frac{4I_E}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} - \sum \alpha_g}^{\frac{\pi}{6} - \sum \alpha_g + \alpha_1} \sin(\nu \omega_E t) d(\omega_E t) + \dots + \int_{\frac{\pi}{6} + \sum \alpha_g}^{\frac{\pi}{2}} \sin(\nu \omega_E t) d(\omega_E t) \right] \quad (4.61)$$

mit $\nu = 1, 3, 5 \dots$

Dabei ist die geforderte $\pi/6$ -Symmetrie bereits berücksichtigt und eine zu [101] äquivalente Schreibweise gegeben. Die Fortführung der Berechnung von Lienau [101] ergibt:

$$b_{\nu_{pim}} = \frac{4I_E}{\nu\pi} \cos\left(\frac{\nu\pi}{6}\right) \left[\sum_{f=1}^{\frac{p-1}{2}} \left((-1)^{f+1} 2 \cos\left(\nu \sum_{g=f}^{\frac{p-1}{2}} \alpha_g\right) \right) + (-1)^{\frac{p-1}{2}} \right] \quad (4.62)$$

mit $\nu = 1, 5, 7, 11, 13 \dots$

Entsprechend Gleichung 4.62 treten auch bei der Verwendung der Pulsmodulation nur die von 6-pulsigen Stromrichtern bekannten Harmonischen nach Gleichung 4.40 auf. Die Fourier-Reihe für den Eingangsstrom einer Netzphase lautet dementsprechend:

$$i_{E_{pim}}(t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{4I_E}{\nu\pi} \cos\left(\frac{\nu\pi}{6}\right) \left[\sum_{f=1}^{\frac{p-1}{2}} \left((-1)^{f+1} 2 \cos\left(\nu \sum_{g=f}^{\frac{p-1}{2}} \alpha_g\right) \right) + (-1)^{\frac{p-1}{2}} \right] \sin(\nu\omega_E t) \quad (4.63)$$

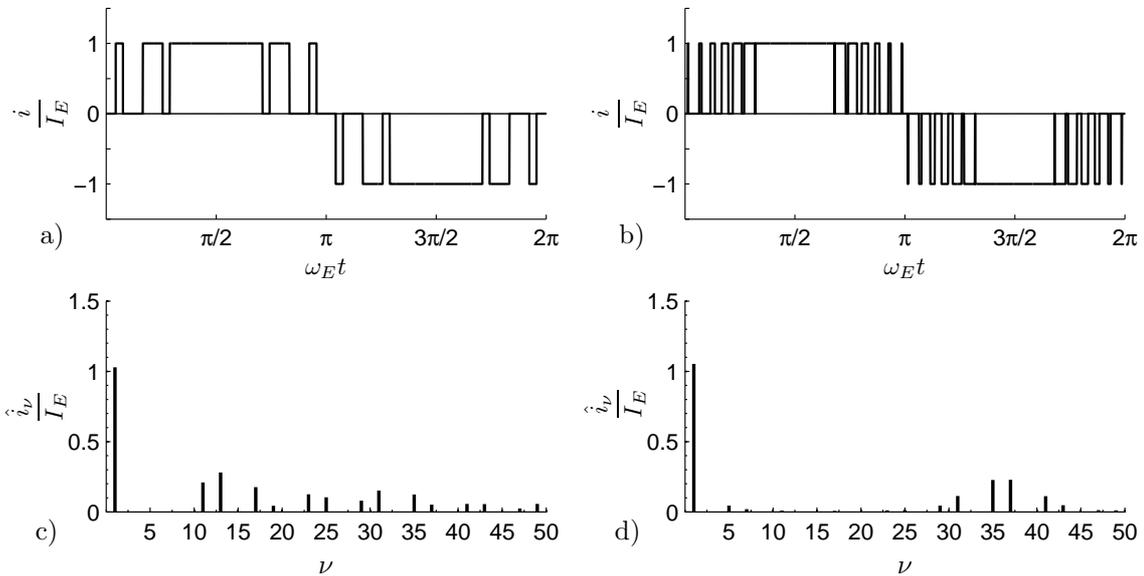


Abbildung 4.11: idealisierter Eingangsstrom einer Netzphase bei zwei möglichen Pulsmustern mit a) $p = 5$ Pulsen und b) 13 Pulsen je Halbperiode, sowie zugehörige Amplitudenspektren c) und d)

Mit Umformung des Terms X aus Gleichung 4.64 und Einsetzen der Harmonischen können über die Lösung eines Gleichungssystems die zur Eliminierung der Stromüberschwingungen notwendigen Pulswinkel berechnet werden. Dabei können ab einer Pulszahl von $p = 5$ z.B. $\frac{p-1}{2}$

aufeinander folgende Stromüberschwingungen aufgehoben werden.

$$\hat{I}_{\nu_{sim,a}} = |b_{\nu,a}| = \left| \frac{4I_E}{\nu\pi} \cos\left(\frac{\nu\pi}{6}\right) \underbrace{\sum_{f=1}^{\frac{p-1}{2}} \left((-1)^{f+1} 2 \cos\left(\nu \sum_{g=f}^{\frac{p-1}{2}} \alpha_g\right) \right)}_X + (-1)^{\frac{p-1}{2}} \right| \quad (4.64)$$

Die Berechnung des Amplitudenspektrums des Eingangsstromes aus Abbildung 4.11 bestätigt die Wirkungsweise der Pulsmodulation. Mit dem in Abb. 4.11 a) dargestellten Puls muster konnten bei entsprechender Wahl der Pulswinkel und Stromleitdauern $\alpha_1 = 5,82^\circ$ und $\alpha_2 = 16,25^\circ$ die fünfte und siebte Harmonische komplett eliminiert werden. Allerdings wird im Gegenzug auch deutlich, dass mit einer teilweisen Erhöhung der höheren, nicht kompensierten Harmonischen (bezogen auf die zu Eliminierenden, vgl. Abb. 4.7) zu rechnen ist. Auch aus diesem Grund ist die Wahl einer höheren Pulszahl $p \geq 11$ zu empfehlen. Allerdings spiegelt sich das verbesserte Ergebnis bezüglich der niederfrequenten Oberschwingungen in den beispielhaft berechneten THD_I-Werten nicht wieder, weil hier im Gegensatz zur Norm [100] über die 40. Harmonische hinaus alle Oberschwingungen berücksichtigt wurden:

$$\text{THD}_{I_{pim}} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} I_\nu^2} \quad (4.65)$$

$$\text{THD}_{I_{pim,p=5}} = 49,16\% \quad (4.66)$$

$$\text{THD}_{I_{pim,p=13}} = 39,38\% \quad (4.67)$$

Die Berechnung der Winkel wird mit zunehmender Pulszahl aufgrund der Komplexität des Gleichungssystems deutlich schwieriger. Eine alternative Berechnung über vereinfachte Verfahren (z.B. Vergleich einer n-stufigen Treppenkurve mit der Kurvenform eines gleichschenkligen Dreiecks [101], Vergleich einer Dreieckfunktion mit der Frequenz $f_D = 6f_E \left(\frac{p}{2} - 1\right)$ und einer Geraden [107], [108]) bietet sich dann an.

4.1.5 EingangsfILTER

Weil das speisende Netz nicht als eine ideale Spannungsquelle betrachtet werden kann, sondern vielmehr eine induktive Impedanz besitzt (Zuleitungsinduktivitäten, vorgeschaltete Transformatoren, Drosseln, etc.) ist der Betrieb des Matrixumrichters ohne einen EingangsfILTER nicht zulässig. Die schnellen Schaltvorgänge (hohes di/dt) würden ansonsten zu Überspannungen an den Netzinduktivitäten und damit auch anderen Leistungshalbleitern führen. Durch die Filterkapazitäten stehen den Netzströmen i_{E1}, i_{E2}, i_{E3} auch während der Schaltvorgänge Strompfade zur Verfügung.

Der Matrixumrichter bildet die Lastspannung aus Abschnitten der drei Eingangsspannungen (4.21). Gleiches gilt für den hochfrequenten Ausgangsstrom, welcher sich aus Teilströmen der drei Eingangsphasen ergibt (4.24). Als Konsequenz werden die Netzströme nicht nur mit der Grundschiwingung, sondern auch mit verschiedenen Oberschwingungen belastet. Eine weitere, wesentliche Aufgabe des Netzfilters ist daher die Reduzierung der Netzurückwirkungen in Kombination mit der gewählten Modulation (vgl. Abschnitt 4.1.4), so dass ein der Norm [110] entsprechender Betrieb möglich ist.

Aufgrund der großen Schaltfrequenzen und hoher Spannungs- und Stromflanken treten in leistungselektronischen Schaltungen Störspannungen als Gleichtakt-, bzw. Gegentaktstörungen auf. Auch diese lassen sich mit entsprechenden Filtern reduzieren. Es hat sich dabei die Vorgehensweise etabliert, mehrere Filter zur individuellen Bedämpfung beider Störungsarten einzusetzen [111]. Dieses Vorgehen wird teilweise auch beim Matrixumrichter praktiziert, bei dem oft ein Tiefpass-Filter zur Erzielung sinusförmiger Eingangsgrößen [112, 113] mit den verschiedenen EMV-Filtern zur Reduzierung von Gleich- und Gegentaktstörungen kombiniert [114–116] wird.

Diese Arbeit beschäftigt sich ausschließlich mit dem Entwurf des für den Matrixumrichter notwendigen Tiefpassfilters, auch weil die wichtigste Gegenmaßnahme gegen leitungsgebundene und abgestrahlte Störungen der EMV-gerechte Entwurf des leistungselektronischen Systems — also hier des Matrixumrichters — in Form einer Minimierung bestimmter parasitärer Elemente darstellt [111]. Die Auslegung steht dabei unter den allgemeinen Randbedingungen eines möglichst geringen THD_I , dem Erreichen eines der Norm genügenden Oberschwingungsspektrums, eines möglichst großen Leistungsfaktors $\cos \varphi$ und einer Minimierung der Filtergröße. Bei der Dimensionierung des Filters muss zusätzlich beachtet werden, dass zwischen der die Eingangsharmonischen beschreibenden Norm [110] und den Normen [117, 118], welche die Störfestigkeit und Störaussendung festlegen, der Frequenzbereich von $2 \text{ kHz} \leq f \leq 150 \text{ kHz}$ liegt und es für diesen Frequenzbereich keine festgelegten Grenzwerte gibt. In [112] wird aus diesem Grund zwischen den Normen interpoliert.

Filterauslegung

Für den Netzfilter bieten sich verschiedene Topologien an. Stellt man als Randbedingung die Forderung nach einer möglichst einfachen Filterstruktur, bietet sich die Verwendung eines Tiefpass-Filters zweiter Ordnung an. In [112] wird gezeigt, dass diese Filterstruktur — zusammen mit der selektiven Auslöschung von Harmonischen — das Optimum hinsichtlich Kosten und Nutzen darstellt. Es bieten sich damit zu der eigentlichen Tiefpassanordnung von Filterinduktivität F_F und Filterkapazität C_F unterschiedliche Schaltungsmöglichkeiten für den Dämpfungswiderstand R_{FD} an, durch welchen kritische Resonanzstellen des Filters unterdrückt werden sollen. Aus dem Vergleich der Möglichkeiten — durchgeführt von Zwimpfer [119] — fällt die Auswahl auf die Parallelschaltung von Dämpfungswiderstand und Filterinduktivität (entsprechend **Abbildung 4.12**), denn damit lässt sich eine gute Filterwirkung

bei geringem Bauvolumen und Gewicht und minimalen Verlusten realisieren.

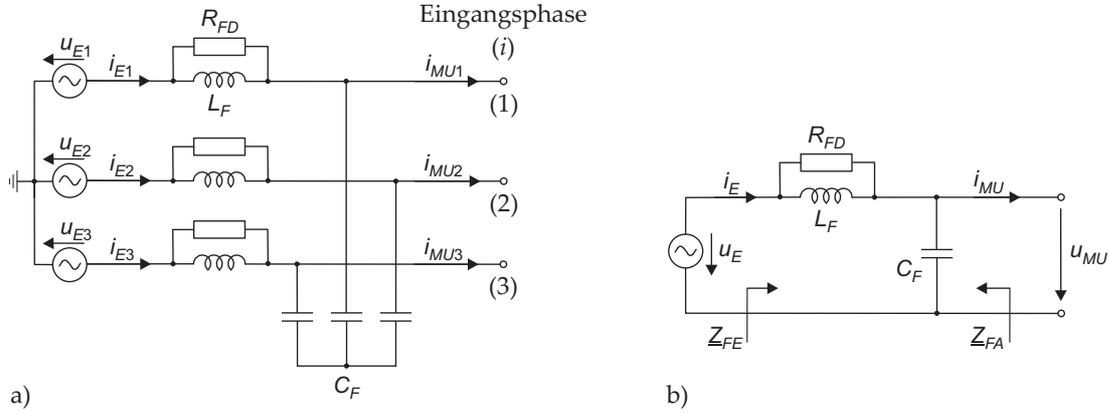


Abbildung 4.12: LC-Eingangsfilter mit parallelem Dämpfungswiderstand a) dreiphasige Anordnung und b) einphasiges Ersatzschaltbild

Die dreiphasige Topologie des Eingangsfilters kann auf ein einphasiges Ersatzschaltbild reduziert werden (Abbildung 4.12 b)), welches eine einfachere Berechnung der Filterparameter ermöglicht. Der Filter soll die Stromharmonischen der Netzströme und die taktfrequenten Anteile reduzieren. Zur Auslegung des Filters ist daher die Kenntnis der Rückwärtsstromübertragungsfunktion \underline{H}_{IR} notwendig. Nach [120, 121] ist diese identisch zur Spannungsübertragungsfunktion in Vorwärtsrichtung.

$$\underline{H}_{IR} = \frac{\underline{i}_E}{\underline{i}_{MU}} = \underline{H}_{UV} = \frac{\underline{u}_{MU}}{\underline{u}_E} \quad (4.68)$$

Unter Betrachtung idealer Filterkomponente d.h. ohne parasitäre Induktivitäten, Wicklungskapazitäten und ohmsche Widerstände, ergibt sich mit den Teilimpedanzen

$$\underline{Z}_C = \frac{1}{j\omega C_F} \quad (4.69)$$

$$\underline{Z}_{RL} = \frac{R_{FD} \cdot j\omega L_F}{R_{FD} + j\omega L_F} \quad (4.70)$$

die Stromübertragungsfunktion in Rückwärtsrichtung:

$$\underline{H}_{IR} = \frac{\underline{u}_{MU}}{\underline{u}_E} = \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_{RL}} = \frac{R_{FD} + j\omega L_F}{R + j\omega L_F - \omega^2 C_F L_F R_{FD}} \quad (4.71)$$

Dabei wurde — wie auch für die folgende Betrachtung der Filterausgangsimpedanz Z_{FA} — von einem idealen Netz mit der Impedanz $Z_N = 0 \Omega$ ausgegangen. Im realen Netz ist diese

kleiner als 1Ω .

$$\underline{Z}_{FA} = \frac{u_{MU}}{i_{MU}} = \frac{(\underline{Z}_{RL} + \underline{Z}_N) \underline{Z}_C}{\underline{Z}_{RL} + \underline{Z}_N + \underline{Z}_C} = \frac{jR_{FD}\omega L_F}{R + j\omega L_F - \omega^2 C_F L_F R_{FD}} \quad (4.72)$$

Die Betrachtung der Pulsmodulation zeigte, dass z.B. bei der Verwendung eines Pulsmusters mit $p = 13$ Pulsen (Abb. 4.11) die fünfte Harmonische des Stromes mit ungefähr 5% der Grundschwingungsamplitude am stärksten ausgeprägt ist. Die nächsten ausgeprägten Harmonischen sind dann ab der 29. Ordnung zu erwarten. Um die Resonanzfrequenz des Filters zu erhöhen und den Eingangsfiler damit in seiner Baugröße zu minimieren, ist es sinnvoll, ein anderes Pulsmuster zu verwenden. Mit dem in [101] vorgestelltem Vergleich von Dreieckfunktion und einer n-stufigen Treppenkurve ist es möglich, die nächsten ausgeprägten Harmonischen auf die 59. Ordnung zu verschieben. Dies geht mit einer Erhöhung der Amplitude der niederen Harmonischen einher. Um diese vergleichend zu den als Absolutwerten gegebenen Grenzwerten darzustellen, wurde der Eingangsstrom für einen Arbeitspunkt des Umrichters mit $i_{A_N} = 3 \text{ A}$ berechnet und in **Abbildung 4.13** dargestellt. Der Eingangsstrom i_{MU} und die resultierenden Harmonischen ergeben sich bei genauer Betrachtung nicht nur aus dem Pulsmuster, sondern aus der Verbindung des hochfrequenten Ausgangsstroms und des Pulsmusters (vgl. Abb. 4.13 a), b)). Als Ergebnis des gewählten Pulsmusters liegen die niederen Harmonischen innerhalb der zulässigen Grenzwerte (vgl. Abbildung 4.13 c), Bereich A). Sie können damit bei der Auslegung des Filters unberücksichtigt bleiben.

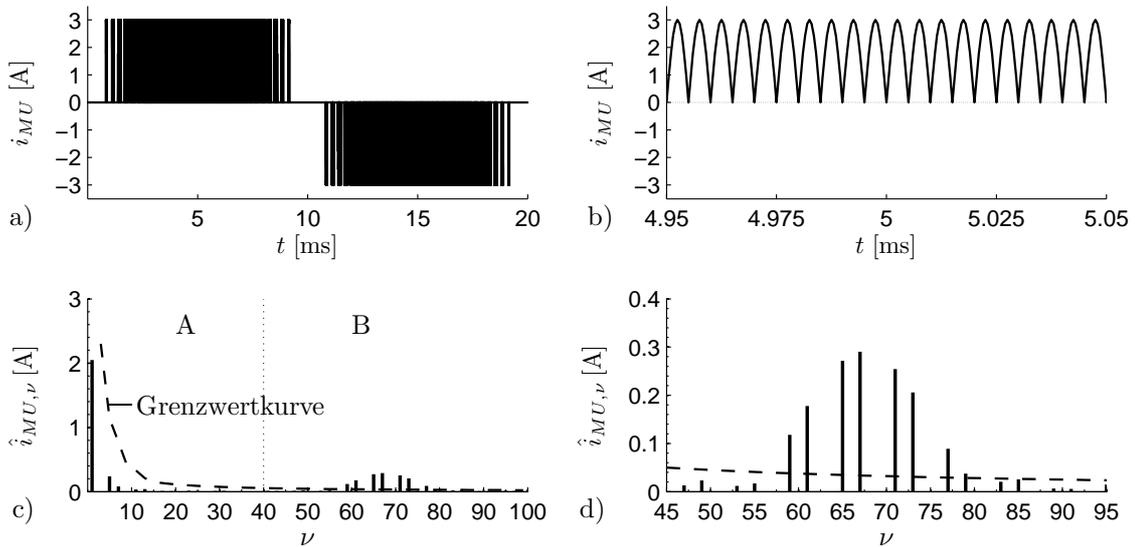


Abbildung 4.13: Idealisierter Nenneingangsstrom i_{MU} einer Eingangsphase des Matrixumrichters bei Pulsmuster nach Trapezvergleich [101] mit $p = 13$ Pulsen für eine Netzperiode a) und in vergrößerter Darstellung b), sowie c), d) zugehörigem Amplitudenspektrum mit approximierten Grenzwerten im Frequenzbereich bis $f = 5 \text{ kHz}$

Der benötigte Eingangsfiler kann daher auf die Dämpfung der taktfrequenten Anteile des

Ausgangsstromes dimensioniert werden. Bei Wahl der Schaltfrequenz mit $f_{Tr} = 100$ kHz treten diese im Spektrum des Eingangsstromes bei der doppelten Schaltfrequenz deutlich hervor (**Abbildung D.1 a**). Aufgrund der hohen Frequenz kann prinzipiell eine kleine Baugröße des Eingangsfilters erzielt werden.

Ein bereits angesprochener Nachteil der Pulsmodulation besteht in einer teilweisen Erhöhung der nicht kompensierten Harmonischen. Dies trifft in Abb. 4.13 für die 59. bis 79. Oberschwingung zu. Die 59. Harmonische entspricht einer Frequenz von 2950 Hz und liegt damit schon außerhalb des Normbereichs. Es erscheint jedoch mit Blick auf die steigenden EMV-Anforderungen bei Industriegeräten angebracht, auch den derzeit noch nicht in den Normen reglementierten Frequenzbereich von $2 \text{ kHz} \leq f \leq 150 \text{ kHz}$ bei der Filterdimensionierung zu berücksichtigen.

In [112] wird aus diesem Grund bereits zwischen den gültigen Normen interpoliert. An dieser Stelle seien die Grenzwerte mit der aus der Norm [110] bekannten Berechnungsvorschrift approximiert:

$$\frac{\hat{I}_{Max,\nu}}{A} = 0,15 \frac{15}{\nu} \quad \text{mit } \nu = 15 \dots 300 \quad (4.73)$$

Bei Annahme eines Nennstromes des Matrixumrichters von $\hat{I}_{MU} = 3$ A wird aus Abb. 4.13 ersichtlich, dass ab der 59. Harmonischen mit einer Überschreitung der approximierten Grenzwerte (Bereich B in Abb. 4.13 c) zu rechnen ist. Insbesondere die 67. Oberschwingung (= 3350 Hz) stellt hier das Maximum dar, sie überschreitet den empfohlenen Wert deutlich:

$$\frac{\hat{I}_{MU,\nu=67}}{\hat{I}_{Max,\nu=67}} = 8,93 \approx 10 \quad (4.74)$$

Die Auslegung des Filters basiert entsprechend [119] auf der Wahl einer genügend kleinen Rückwärtsstromverstärkung, so dass die Harmonische der 67. Ordnung gerade dem approximierten Grenzwert entspricht. Die Rückwärtsstromübertragungsfunktion (4.71) lässt sich mit Hilfe der Güte Q und der Resonanzfrequenz des Filters ω_0

$$Q = \frac{\omega_0 L_F}{R_{FD}} \quad (4.75)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \quad (4.76)$$

umformen:

$$\underline{H}_{IR} = \omega_0 \frac{\omega_0 + j\omega Q}{\omega_0^2 + j\omega_0 \omega Q - \omega^2} \quad (4.77)$$

Mit

$$|\underline{H}_{IR}| = \left(\omega_0^2 \frac{\omega_0^2 + \omega^2 Q^2}{\omega_0^4 + (Q-2)\omega_0^2 \omega^2 + \omega^4} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{\hat{I}_{Max, \nu=67}}{\hat{I}_{MU, \nu=67}} \approx 0,1 \quad (4.78)$$

und unter Vorgabe der Resonanzfrequenz des Filters von $f_0 = 800$ Hz und einer maximalen Filterinduktivität von $L_F = 2$ mH kann die notwendige Güte des Filters zum Erreichen der vorgegebenen Dämpfung bei $f = 3350$ Hz berechnet werden. Es ergibt sich:

$$R_{FD} = 31,8 \, \Omega \quad (4.79)$$

und

$$C_F = 19,7 \, \mu\text{F} \quad (4.80)$$

Die berechnete Filterkapazität ist relativ groß. Unter Annahme der approximierten Grenzwerte für den Frequenzbereich $2 \text{ kHz} \leq f \leq 150 \text{ kHz}$ ergäben sich bei Verwendung von Kunststoff-Folienkondensatoren im Vergleich zu den oftmals in Zwischenkreisen verwendeten Elektrolytkondensatoren einer Gleichrichter-Wechselrichter-Konfiguration nur geringfügige Baugrößenvorteile. Allerdings könnte dies leicht durch eine Erhöhung der Pulszahl geändert werden. Darüber hinaus weisen Kunststoff-Folienkondensatoren Vorteile wie keine nennenswerte Alterung und hohe Impulsfestigkeit auf.

Mit den berechneten Werten besitzt der Filter dann bei $f = 3350$ Hz eine Dämpfung von -20 dB (siehe **Abbildung 4.14**). Damit liegt die 67. Oberschwingung innerhalb des approximierten Grenzwertes. Gleichzeitig ist auch die Abhängigkeit der Resonanzüberhöhung von der Filtergüte dargestellt.

Auch die Filtersimulation mit PLECS bestätigt die korrekte Auslegung. Für die Simulation wurde auf der Umrichterseite ein Strom mit dem in Abb. 4.15 dargestellten Zeitverlauf eingeprägt. Als Ergebnis ergibt sich dann der in **Abb. 4.15 a)** dargestellte Netzstrom. Die Ergebnisse verdeutlichen, dass die Oberschwingungen des Stromes über den gesamten Frequenzbereich deutlich sinken. Insbesondere auch die Oberschwingungen bei der zweifachen Schaltfrequenz werden stark gedämpft (vgl. Abb. D.1 b)).

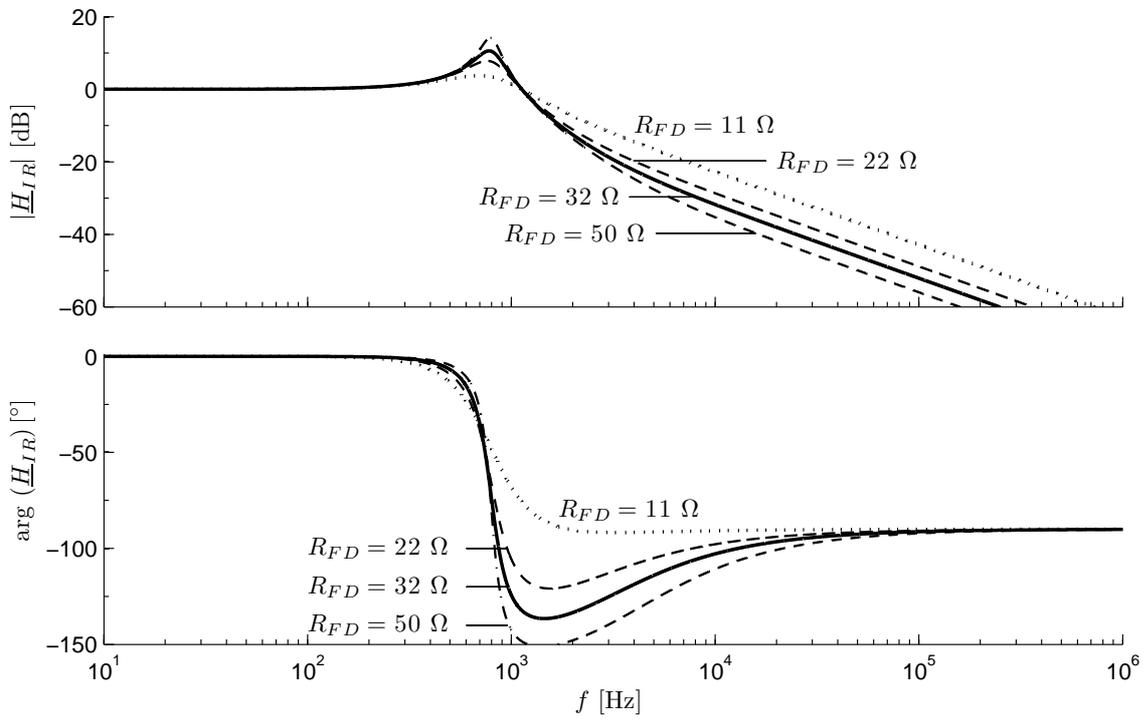


Abbildung 4.14: Stromrückwärtsübertragungsfunktion \underline{H}_{IR} des Netzfilters für verschiedene Filterwiderstände

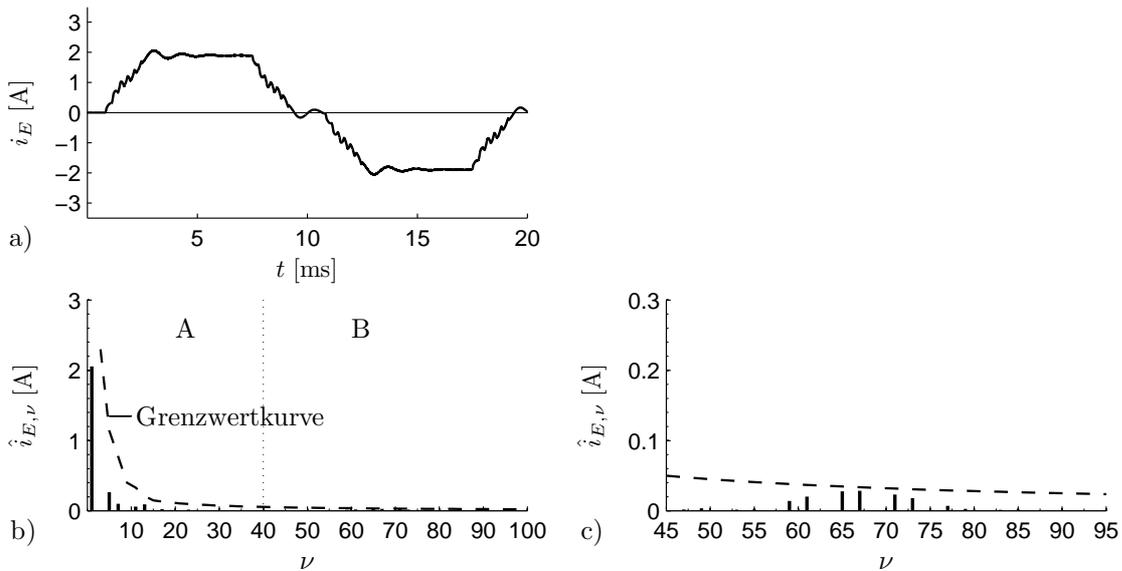


Abbildung 4.15: Simulierter Netzstrom i_E bei Pulsmuster nach Trapezvergleich [101] mit $p = 13$ Pulsen a) für eine Netzperiode und b), c) zugehörigem Amplitudenspektrum mit approximierten Grenzwerten

5 Kommutierung beim Matrixumrichter mit resonanter Last

5.1 Prinzip

Im vorhergehenden Abschnitt wurden generelle Aussagen zum Aufbau des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters getroffen. Dabei wurde der Unterschied hinsichtlich des Aufbaus der Schaltermatrix und dem Anschluss der einphasigen Last im Vergleich zu den klassischen und indirekten Matrixumrichtern (vgl. Seite 18) deutlich, aber auch die Vergleichbarkeit mit dem Wechselrichter in H-Brückenschaltung dargestellt. Die Kommutierung zwischen den Leistungshalbleitern wurde zunächst vernachlässigt.

Alle bisherigen Kommutierungsansätze basieren auf dem klassischen und dem indirekten Matrixumrichter und wurden daher auf ihre Eignung für den hochfrequenten Matrixumrichter mit resonanter Last nicht untersucht. Die Voraussetzung, dass für den Betrieb des Matrixumrichters mit resonanter Last eine hochfrequente Taktung zur Erzeugung der quasi rechteckförmigen Ausgangsspannung und die Modulation der Eingangsphasen mit entsprechenden Pulswinkeln miteinander kombiniert werden müssen, lässt die Kommutierung zunächst unübersichtlich erscheinen. Eine Vereinfachung der Betrachtung ist jedoch auf Basis der zwei folgenden Grundgedanken möglich:

- Vergleichbarkeit des Matrixumrichters mit einem Wechselrichter in H-Brückenschaltung
- Unabhängigkeit des eigentlichen Kommutierungsvorgangs zwischen zwei Netzphasen von der überlagerten Modulation

Vernachlässigt man in einem ersten Schritt die dritte Eingangsphase des Matrixumrichters in Abbildung 4.4 auf Seite 69, so wird deutlich, dass bei Anwendung des gleichen Steuerverfahrens für Matrixumrichter und Wechselrichter in H-Brückenschaltung auch die gleichen Randbedingungen für die Kommutierung gelten müssen. Diese können über die Betrachtung des Wechselrichters gewonnen werden. In einem zweiten Schritt müssen danach die überlagerte Modulation — also die dritte Eingangsphase und die zeitliche Änderung der fiktiven Zwischenkreisspannung — und die generellen Schaltbedingungen beim Matrixumrichter (vgl. S. 24) in die Schaltzustände miteinbezogen werden.

5.1.1 Wechselrichter in H-Brückenschaltung

Die Analyse der Kommutierung kann dementsprechend auf Basis des Wechselrichters in H-Brückenschaltung mit resonanter Last durchgeführt werden [122]. Die typischerweise verwendeten Steuerverfahren stellen die Blocktaktung, die Phase-Shift-Taktung, PDM und die Stellung der Schaltfrequenz f_{Tr} in Verhältnis zur Resonanzfrequenz f_0 der Last dar. Die PDM, wie auch die Stellung der Schaltfrequenz sind an sich eine Erweiterung der Steuerverfahren und sowohl für die Blocktaktung wie auch für die Phase-Shift-Taktung anwendbar. Während bei der Blocktaktung die beiden Brückenarme, bzw. Teilumrichter (vgl. **Abb. 5.1**) mit einer konstanten Phasenverschiebung von $\delta = \pi$ schalten, kann diese bei der Phase-Shift-Taktung zwischen $0 \leq \delta < \pi$ variieren. Es ergeben sich dann die in **Abbildung E.1**, auf Seite 150 beispielhaft dargestellten Pulsmuster und idealisierten Verläufe für Laststrom und Spannung.

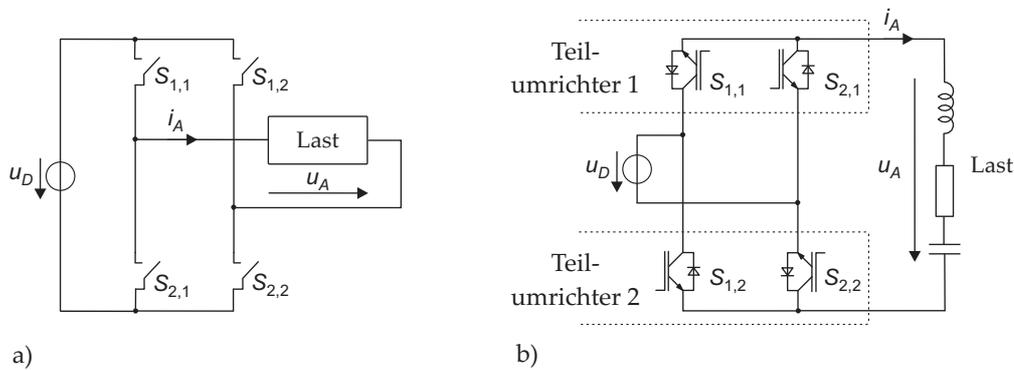


Abbildung 5.1: Wechselrichter in H-Brückenschaltung mit idealen Schaltern a) und umgezeichnet in Brückenschaltung b) mit IGBTs und resonanter Last

Für den Wechselrichter existieren acht mögliche Strompfade (**Abbildung E.3**), die innerhalb einer Schaltperiode auftreten können. Welcher sich einstellt ist — wie auch die Reihenfolge der Strompfade — abhängig vom Steuerverfahren, dem Betriebspunkt, also den Parametern der resonanten Last und der Schaltfrequenz (siehe auch Abb. E.1). Konsequenterweise tritt sowohl ein positiver wie auch negativer Laststromfluss auf, welches eine bidirektionale Verbindung der resonanten Last mit der Eingangsgleichspannung u_D über jeden der zwei Teilumrichter notwendig macht. Aufgrund der Antiparalleldioden wird diese Anforderung beim Wechselrichter zu jedem Zeitpunkt — auch während der Kommutierung — erfüllt.

Diese Aussage lässt sich mit einer detaillierten Betrachtung der Kommutierung an einem Teilumrichter bestätigen. Mit Hilfe der Annahmen, dass für den Zeitraum der Kommutierung der Laststrom als eingeprengt angenommen werden kann (die resonante Last wird als eine Stromquelle modelliert) und eine unabhängige Betrachtung der Kommutierung für jeden Teilumrichter durchgeführt wird (kein Schalten am zweiten Teilumrichter während der Kommutierung am ersten, wie bei der Phase-Shift-Taktung gegeben), lässt sich ein einfacher Ersatzkreis ableiten. Dieser ist in **Abbildung 5.2** dargestellt. Dabei wird der dauerhaft ein-

geschaltete Schalter des zweiten Teilumrichters mit seiner antiparallelen Diode vereinfacht als eine statische Verbindung modelliert (hier $S_{2,2}$), wo hingegen der ausgeschaltete Schalter (hier $S_{1,2}$) mitsamt seiner antiparallelen Diode vernachlässigt wird und es dementsprechend keine Verbindung zwischen der Last und dem positiven Potential von u_D über den zweiten Teilumrichter gibt.

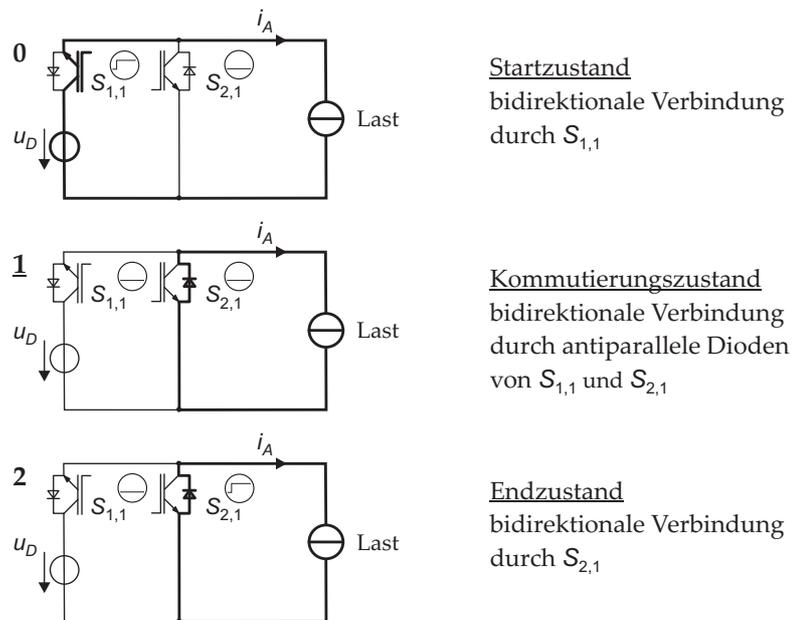


Abbildung 5.2: Beispielhafte Kommutierung für den ersten Teilumrichter mit Phase-Shift-Taktung und $i_A > 0$ (vgl. Abb. E.1 Pfad a \rightarrow Pfad g)

Betrachtet man nun die Kommutierung am ersten Teilumrichter bei Verwendung einer Phase-Shift-Taktung mit $\delta > 0$, so wird deutlich, dass eine bidirektionale Verbindung der Last auch während des eigentlichen Kommutierungsvorganges (im Kommutierungszustand) gegeben ist. Nachdem im Beispiel 5.2 der stromführende Schalter $S_{1,1}$ ausgeschaltet wird, findet unmittelbar eine erzwungene Kommutierung auf die antiparallele Diode von $S_{2,1}$ statt. Der Zielzustand wird abschließend mit dem Einschalten von $S_{2,1}$ erreicht. Aufgrund der zweiten antiparallelen Diode des Teilumrichters kann die Kommutierung auch bei negativem Laststrom durchgeführt werden, wie **Abb. E.4** verdeutlicht. Allerdings findet die Stromübergabe in Abhängigkeit von der Laststromrichtung zu verschiedenen Zeitpunkten statt. Für den Betrieb des Wechselrichters mit resonanter Last gelten somit die folgenden Bedingungen:

1. genau eine bidirektionale Verbindung der Last zu der Eingangsgleichspannung im Startzustand (vor der Kommutierung) wie auch im Endzustand (nach der Kommutierung)
2. bidirektionale Verbindung der Last über beide Zweige des Teilumrichters während der Kommutierung
3. identische Regeln für beide Teilumrichter, also hier für $S_{1,1}$, $S_{2,1}$ und $S_{1,2}$, $S_{2,2}$

Aufgrund der resonanten Last ergibt sich für die Schalter ein entlastetes Schalten, entweder als stromentlastetes Ausschalten (ZCS), als spannungsentlastetes Einschalten (ZVS) oder als neutrales Schalten (Neutral Switching). Dieses ist von der Schaltfrequenz, den Parametern der resonanten Last und dem Steuerverfahren abhängig und wurde am Beispiel eines kontaktlosen Energieübertragungssystems bereits angesprochen (vgl. Abschnitt 3.2). Die in Abb. 5.2 dargestellte Kommutierung beginnt mit dem Abschaltvorgang von $S_{1,1}$. Unter Annahme eines induktiven Arbeitspunktes und/oder einem Betrieb mit der Phase-Shift-Taktung (siehe Abb. E.1) findet nach der Kommutierung auf die antiparallele Diode von $S_{2,1}$ ein Umschwingen des Stromes — hervorgerufen durch den Ausschaltvorgang am zweiten Teilumrichter — statt. Das Einschalten des bereits angesteuerten Schalters kann aufgrund der geringen (negativen) Spannung über dem Schalter näherungsweise als verlustlos betrachtet werden. Es liegt dementsprechend ZVS vor. Dagegen liegt bei einem kapazitiven Arbeitspunkt kein hartes Ausschalten von $S_{1,1}$ vor, weil ein Umschwingen des Stromes auf seine antiparallele Diode stattfindet, bevor der Schalter tatsächlich ausgeschaltet wird.

Diese Aussagen sind nicht ohne Einschränkungen gültig. Beispielsweise muss bei der Verwendung von IGBTs im ZVS-Betrieb mit einer transienten Erhöhung der Durchlassspannung und einem forward-recovery Verhalten und damit erhöhten Einschaltverlusten gerechnet werden [28].

5.1.2 Ableitung der Hauptschaltzustände für den Matrixumrichter

Beim Matrixumrichter existieren ebenfalls zwei Teilumrichter, nun jedoch mit einer dritten Eingangsphase und den sich zeitlich ändernden Eingangsspannungen. Trotzdem müssen die vorher genannten Bedingungen des Wechselrichters für die Kommutierung gelten. Allerdings lassen sich diese aufgrund der zusammengesetzten bidirektionalen Schalter und der sich ändernden Eingangsspannungen nicht auf einfache Weise durch das dauerhafte Einschalten nur eines Schalters erfüllen. Das erste Ziel muss es daher sein mit Hilfe einer Segmentierung der Eingangsperiode Zeitabschnitte festzulegen, in denen jeweils Schaltzustände definiert werden können, die die Einhaltung der drei Bedingungen ermöglichen.

Teilt man die Eingangsperiode korrespondierend zu den Überlegungen zur Pulsmodulation (Seite 76) in sechs Intervalle, so ist entsprechend **Abbildung 5.3** in jedem Intervall eine Eingangsspannung entweder die maximale Eingangsspannung $u_{E_{Max}}$ oder aber die minimale Eingangsspannung $u_{E_{Min}}$, während sich die anderen zwei Eingangsphasen invers zu der ersten als minimale oder maximale Spannung abwechseln. Dadurch ändern die Leiter-Leiterspannungen der jeweils maximalen oder minimalen Eingangsspannung zu den zwei anderen Eingangsspannungen (und die zwei inversen Leiter-Leiterspannungen) innerhalb der individuellen Intervalle nicht ihr Vorzeichen.

Unter Berücksichtigung dieses Sachverhaltes und in Kenntnis der jeweils maximalen bzw. minimalen Eingangsspannung ist es möglich, für jedes Intervall Schaltzustände zu finden, welche die vom Wechselrichter abgeleiteten Schaltbedingungen für jeden Teilumrichter erfüllen.

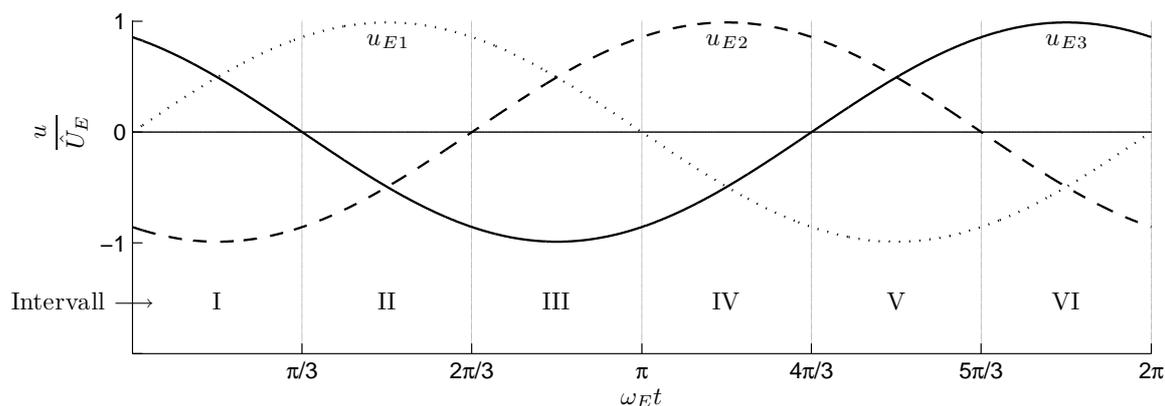


Abbildung 5.3: Intervalleinteilung mit Nulldurchgängen der Eingangsspannungen

Weil die vom Wechselrichter geforderte, bidirektionale Verbindung der Last während der Kommutierung sich entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 2.2.3 im Kommutierungsschritt durch die unterschiedlichen Ein- und Ausschaltzeiten der IGBTs realisieren lässt, ist es prinzipiell ausreichend, in den Hauptzuständen jeweils genau eine Eingangsphase bidirektional mit der Last zu verbinden und alle anderen Schalter des jeweiligen Teilumrichters auszuschalten (vgl. **Abbildung 5.4**).

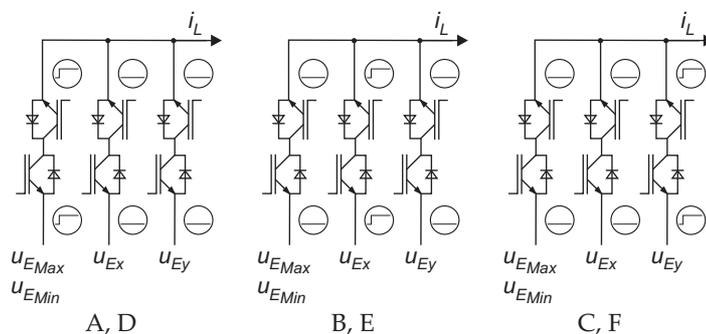


Abbildung 5.4: Mögliche Hauptzustände eines Teilumrichters ohne bereits eingeschaltete Freilaufpfade

Sollen die für die Kommutierung notwendigen Freilaufzweige bereits vor dem eigentlichen Kommutierungsschritt zur Verfügung stehen, müssen zusätzliche Schalter in den Hauptzuständen eingeschaltet sein. Die Hauptzustände zeichnen sich dann durch eine bidirektionale Verbindung einer Eingangsphase und mindestens eine unidirektionale Verbindung zu einer der zwei anderen Eingangsphasen aus (dargestellt in **Abbildung 5.5**). Die zusätzlich geschalteten, unidirektionalen Verbindungen übernehmen die Freilauffunktion der antiparallelen Diode beim Wechselrichter, ohne dabei einen Kurzschluss zwischen den Eingangsphasen im Hauptzustand herbeizuführen.

Dieser Ansatz ist von Vorteil, weil während der Kommutierung der benötigte Freilaufpfad für den Strom nicht erst geschaltet werden muss und daher das Verfahren nicht auf die — oft-

umgesetzt werden kann. Dies ist in den bereits eingeschalteten unidirektionalen Schaltern der nicht stromführenden Eingangsphasen begründet. Wie auch beim Wechselrichter ist die Kom-

Tabelle 5.1: Hauptzustände der Teilumrichter ($k = 1, 2$) für alle sechs Intervalle der Eingangsperiode

Intervall	u_{EMax}	u_{EMin}	Zustand	$S_{1,kV}$	$S_{1,kR}$	$S_{2,kV}$	$S_{2,kR}$	$S_{3,kV}$	$S_{3,kR}$
I	–	u_{E2}	^I D	0	1	1	1	0	1
			^I E	1	1	1	0	0	0
			^I F	0	0	1	0	1	1
II	u_{E1}	–	^{II} A	1	1	1	0	1	0
			^{II} B	0	1	1	1	0	0
			^{II} C	0	1	0	0	1	1
III	–	u_{E3}	^{III} D	0	1	0	1	1	1
			^{III} E	1	1	0	0	1	0
			^{III} F	0	0	1	1	1	0
IV	u_{E2}	–	^{IV} A	1	0	1	1	1	0
			^{IV} B	1	1	0	1	0	0
			^{IV} C	0	0	0	1	1	1
V	–	u_{E1}	^V D	1	1	0	1	0	1
			^V E	1	0	1	1	0	0
			^V F	1	0	0	0	1	1
VI	u_{E3}	–	^{VI} A	1	0	1	0	1	1
			^{VI} B	1	1	0	0	0	1
			^{VI} C	0	0	1	1	0	1

mutierung eines Teilumrichters solange unabhängig von den Schaltvorgängen am anderen Teilumrichter, wie dort die geforderte bidirektionale Verbindung der Last gewährleistet ist. Diese Bedingung wird über die Verwendung der identischen Hauptzustände und der gleichen Schalttabelle sichergestellt. Daher kann auch die Kommutierung des Matrixumrichters mit resonanter Last an einem Ersatzkreis untersucht werden (siehe **Abbildung 5.6**). Sie läuft identisch zum Wechselrichter ab und ist gekennzeichnet durch die zwei folgenden Kommutierungsschritte:

1. Ausschalten der unidirektionalen Schalter, die für den Zielzustand nicht benötigt werden (z.B. $S_{1,1V}$ und $S_{3,1V}$ in Abb. 5.6), was bei $i_A > 0$ zu einer erzwungenen Kommutierung des Stromes auf $S_{2,1V}$ und die antiparallele Diode $S_{2,1R}$ führt)
2. Einschalten der für den Zielzustand benötigten unidirektionalen Schalter (in Abb. 5.6 $S_{2,1R}$)

Kommutierungen, die gleichzeitig an beiden Teilumrichtern auftreten — wie sie beispielsweise bei der Blocktaktung zu erwarten sind — werden lediglich den Strompfad des Laststromes und an erster Stelle die Lastspannung beeinflussen.

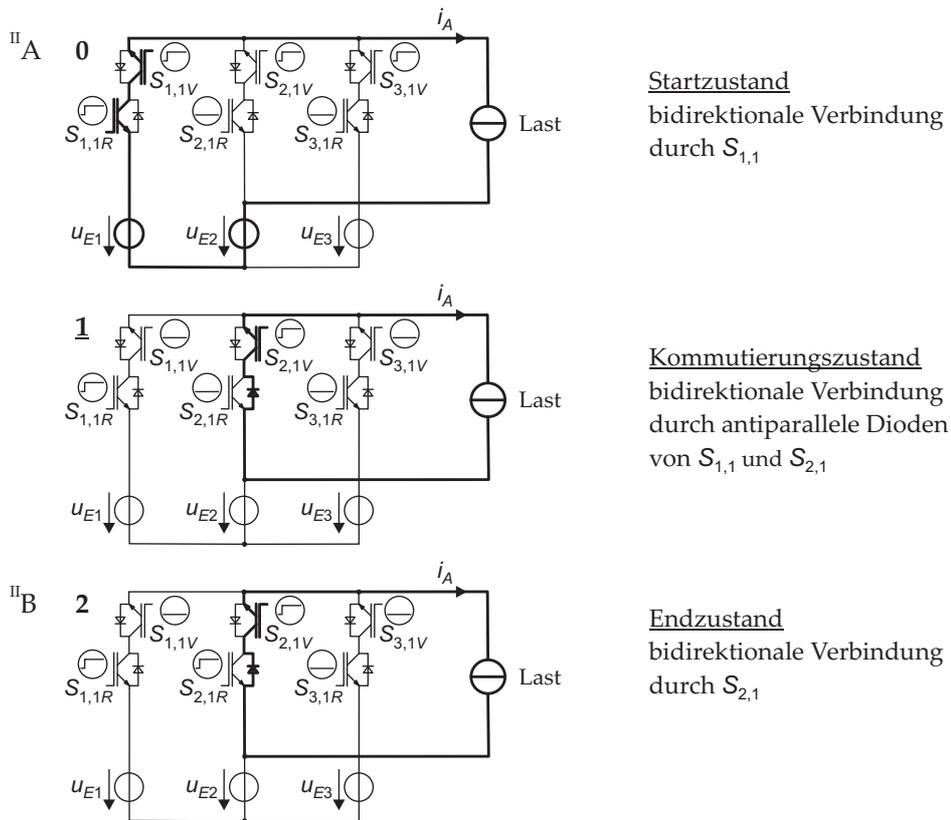


Abbildung 5.6: Beispielhafte Kommutierung von Basishauptzustand ${}^{\text{II}}A$ zu Hauptzustand ${}^{\text{II}}B$ beim Matrixumrichter mit resonanter Last unter Vernachlässigung des zweiten Teilumrichters ($S_{2,2R}$ und $S_{2,2V}$ sind eingeschaltet) mit $u_{E3} \leq u_{E1} \geq u_{E2}$

Sowohl die Schalttafel als auch das Kommutierungsbeispiel veranschaulichen, dass die Anzahl der einzelnen unidirektionalen Schalter, vom Basishauptzustand zu Hauptzustand oder umgekehrt ein- oder ausgeschaltet werden müssen, von dem jeweiligen Start- und Zielzustand abhängt — in Summe aber immer gleich drei ist. Beispielsweise ist es bei einer Kommutierung von dem Hauptzustand ${}^{\text{II}}C$ zum Basishauptzustand ${}^{\text{II}}A$ notwendig, zuerst $S_{3,1R}$ auszuschalten und in einem zweiten Schritt $S_{1,1V}$ und $S_{2,1V}$ einzuschalten, was dann zu einer natürlichen Kommutierung des Laststroms führt. Ebenso tritt ein entlastetes Schalten, also ZVS, ZCS oder Neutral Switching, in Abhängigkeit von der Modulation, der Schaltfrequenz und den Parametern der Last auf, wie es bereits für den Wechselrichter in H-Brückenschaltung mit resonanter Last diskutiert wurde.

5.2 Zustandsmaschine für die Schaltzustände

Für eine Simulation des Matrixumrichters wie auch die praktische Umsetzung genügt nicht die theoretische Kenntnis der Schaltzustände allein. Vielmehr ist eine Zustandsmaschine zur Umsetzung und Steuerung der Kommutierungsprozesse in Abhängigkeit des verwendeten Steuer-

verfahrens, des überlagerten Pulsmusters und der Ausgangsspannung notwendig. Die Betrachtung wurde bisher ausschließlich auf die Kommutierung innerhalb eines Intervalls gerichtet. Es besteht aber auch die Anforderung, zwischen den Hauptzuständen benachbarter Intervalle zu schalten, und damit die Notwendigkeit eine generelle Betrachtung aller Kommutierungsmöglichkeiten, welche die vom Wechselrichter abgeleiteten Bedingungen erfüllen, durchzuführen und diese in eine Zustandsmaschine umzusetzen.

5.2.1 Ableitung prinzipiell möglicher Kommutierungen

Aus der Schalttafel 5.1 wird deutlich, dass eine direkte Zwei-Schritt-Kommutierung zwischen den normalen Hauptzuständen eines Intervalls, z.B. ${}^{\text{II}}\text{B}$ zu ${}^{\text{II}}\text{C}$ (vgl. mit Abb. 5.6) generell nicht möglich ist, da während der Kommutierung nur eine unidirektionale Verbindung der Last gegeben wäre. Eine Kommutierung zwischen zwei Hauptzuständen kann daher nur über den Basishauptzustand des entsprechenden Intervalls erfolgen. Weiterhin sind mögliche Kommutierungen zwischen den Haupt- und/oder den Basishauptzuständen aufeinander folgender Intervalle — wie sie z.B. bei einem Intervallwechsel benötigt werden — abhängig von den eingeschalteten Schaltern der individuellen Start- und Zielzustände. Eine Kommutierung von ${}^{\text{I}}\text{E}$ zu ${}^{\text{II}}\text{B}$ ist möglich, eine von ${}^{\text{I}}\text{E}$ zu ${}^{\text{II}}\text{C}$ ist es hingegen nicht. Eine Analyse der Schalttafel führt zu dem Ergebnis, dass eine Kommutierung zwischen Hauptzuständen eines oder eines benachbarten Intervalls nicht möglich ist, wenn eine der zwei folgenden Bedingungen erfüllt ist:

1. Der Zielzustand (z) besitzt keinen aktiven (= eingeschalteten) Schalter in der bidirektional geschalteten Phase (= beide Schalter der Phase sind eingeschaltet) des Startzustandes (s), wie z.B. ${}^{\text{I}}\text{F}^{\text{s}}$ zu ${}^{\text{I}}\text{E}^{\text{z}}$ oder ${}^{\text{I}}\text{F}^{\text{s}}$ zu ${}^{\text{II}}\text{B}^{\text{z}}$.
2. Der Startzustand (s) besitzt keinen aktiven Schalter in der bidirektional geschalteten Phase des Zielzustandes (z), wie z.B. bei ${}^{\text{II}}\text{B}^{\text{s}}$ zu ${}^{\text{II}}\text{C}^{\text{z}}$ oder ${}^{\text{IV}}\text{B}^{\text{s}}$ zu ${}^{\text{V}}\text{F}^{\text{z}}$.

Diese Bedingungen lassen sich für beide Teilumrichter mit M_k bei $k = 1, 2$ zusammenfassen. $M_k = 1$ bedeutet dabei, dass entweder eine Zwei-Schritt-Kommutierung oder sogar eine Ein-Schritt-Kommutierung möglich ist. Ein-Schritt-Kommutierungen treten nur bei Intervallwechseln auf, z.B. von ${}^{\text{I}}\text{E}$ zu ${}^{\text{II}}\text{A}$.

$$\begin{aligned}
M_k = \neg \{ & ([\neg S_{1,kV}^{\text{s}} \wedge \neg S_{1,kR}^{\text{s}}] \wedge [S_{1,kV}^{\text{z}} \wedge S_{1,kR}^{\text{z}}]) \\
& \vee ([S_{1,kV}^{\text{s}} \wedge S_{1,kR}^{\text{s}}] \wedge [\neg S_{1,kV}^{\text{z}} \wedge \neg S_{1,kR}^{\text{z}}]) \\
& \vee ([\neg S_{2,kV}^{\text{s}} \wedge \neg S_{2,kR}^{\text{s}}] \wedge [S_{2,kV}^{\text{z}} \wedge S_{2,kR}^{\text{z}}]) \\
& \vee ([S_{2,kV}^{\text{s}} \wedge S_{2,kR}^{\text{s}}] \wedge [\neg S_{2,kV}^{\text{z}} \wedge \neg S_{2,kR}^{\text{z}}]) \\
& \vee ([\neg S_{3,kV}^{\text{s}} \wedge \neg S_{3,kR}^{\text{s}}] \wedge [S_{3,kV}^{\text{z}} \wedge S_{3,kR}^{\text{z}}]) \\
& \vee ([S_{3,kV}^{\text{s}} \wedge S_{3,kR}^{\text{s}}] \wedge [\neg S_{3,kV}^{\text{z}} \wedge \neg S_{3,kR}^{\text{z}}]) \} \quad \text{mit } k = 1, 2 \quad (5.1)
\end{aligned}$$

Unter Verwendung von Gleichung (5.1) und der Schalttafel 5.1 lassen sich die generell möglichen Zwei-Schritt-Kommutierungen für die beiden Teilumrichter finden. Diese sind grafisch für den ersten Teilumrichter in **Abbildung 5.7** dargestellt.

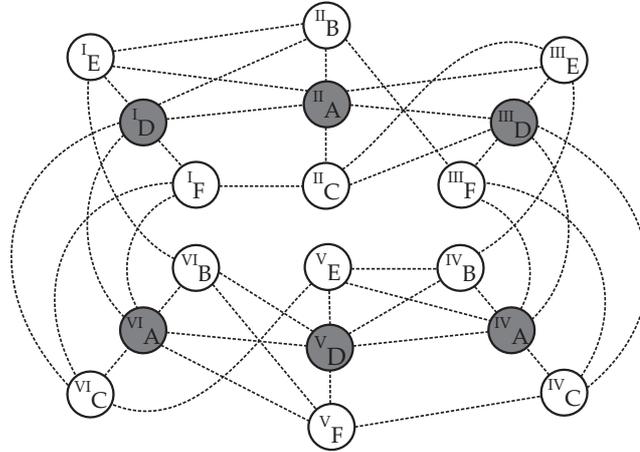


Abbildung 5.7: Generell mögliche Zwei-Schritt-Kommutierungen unter Vernachlässigung der Kommutierungszwischenschritte (grau = Basishauptzustände, weiß = normale Hauptzustände)

5.2.2 Reduzierung der Zustandsmaschine

Mit Zielstellung einer möglichst einfachen Zustandsmaschine stellt sich die Frage nach Optimierungsansätzen, d.h. einer möglichen Reduzierung der Zustandsmaschine auf die wesentlichen und ausschließlich zum Betrieb notwendigen Kommutierungen. Mit Blick auf das Pulsmuster der 120°-Modulation kann festgestellt werden, dass bei den Intervallgrenzen lediglich zwei der drei Eingangsphasen zur Erzeugung der hochfrequenten Ausgangswechselspannung verwendet werden. Als Beispiel sei $\omega_{Et} = \pi/3$ genannt, wo sich Intervall I und II als aktives Intervall abwechseln und lediglich E_1 und E_2 entsprechend den Pulsmustern verwendet werden (siehe Abb. 4.5). Diese Aussage trifft auch für die Pulsmodulation zu (siehe Abb. 4.9). Unter Annahme einer endlichen Pulszahl p gilt für die Pulslänge des Mittelpulses $\alpha_{\frac{p+1}{2}} > \frac{\pi}{3}$ (vgl. (4.49)). Damit ist es bei einer exakten Detektion der Intervallgrenzen und der sehr hohen Schaltfrequenz f_{Tr} im Verhältnis zur Eingangsfrequenz f_E möglich, teilweise auf Kommutierungen zu verzichten. Eine davon ist z.B. die Kommutierung zwischen I_F und II_C , weil beide Hauptzustände eine bidirektionale Verbindung der Eingangsphase E_3 darstellen, welche in der Nähe der Intervallgrenze I - II nicht benutzt wird.

Mit Blick in die Schalttafel fällt in einem zweiten Schritt auf, dass einige Hauptzustände benachbarter Intervalle sich lediglich durch den Schaltzustand eines unidirektionalen Schalters unterscheiden. Eine Kommutierung zwischen diesen Zuständen (z.B. I_E und II_A) ist dementsprechend eine Ein-Schritt-Kommutierung. Allerdings findet dabei keine Änderung der Ausgangsspannung statt. Eine Nichtberücksichtigung dieser Kommutierungen eröffnet zusätzliche Vorteile: Es verbleiben ausschließlich Zwei-Schritt-Kommutierungen in der Zustandsmaschine

1. Resonanzfrequenz der serienresonanten Last $f_R = 4,5 \dots 5 \dots 5,5$ kHz (wurde niedrig gewählt um die Simulationszeit zu reduzieren), $R_L = 15 \Omega$, $L = 1$ mH
2. Triggerfrequenz der Zustandsmaschine $f_{Zm} = 100$ kHz
3. konstante Schaltfrequenz des Matrixumrichters mit $f_{Tr} = 5$ kHz
4. Pulsmuster der 120° -Pulsmodulation bzw. der Pulsmodulation mit $p = 5$ Pulsen

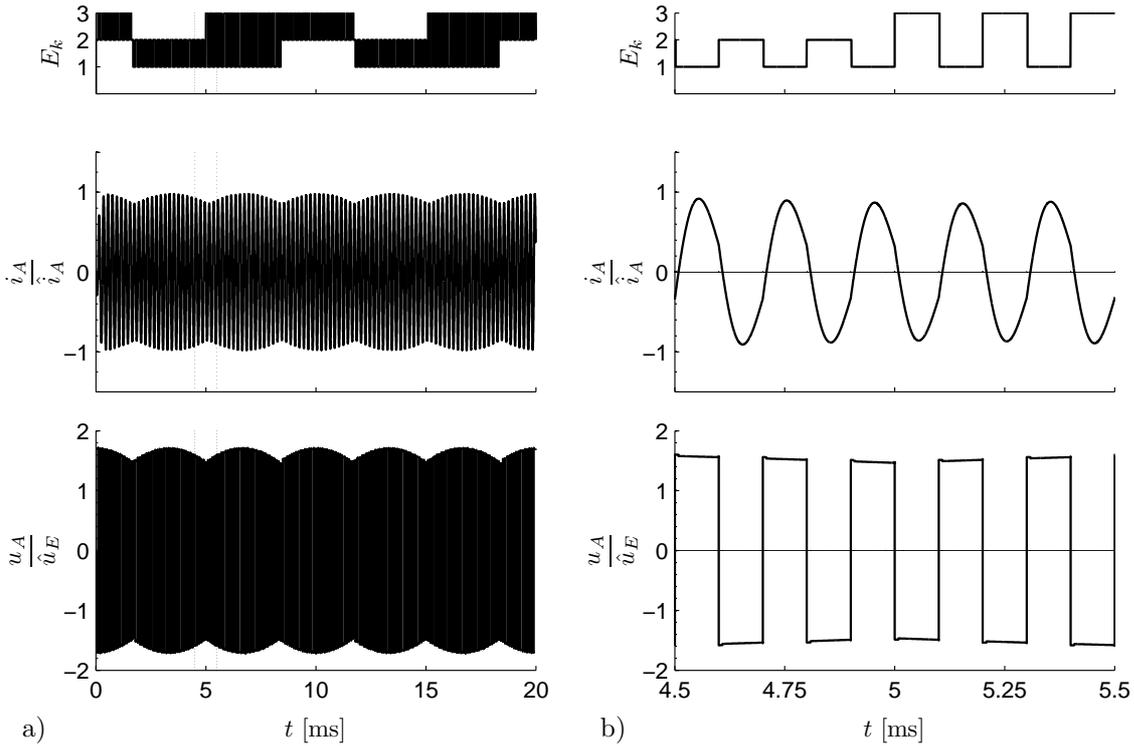


Abbildung 5.9: Simulierte Ausgangsgrößen (Strom i_A und Spannung u_A) und verwendete Eingangsphase E_K als Resultat der 120° -Pulsmodulation und der gewählten Schaltfrequenz $f_{Tr} = f_R = 5.0$ kHz

Abbildung 5.9 zeigt, dass keine Unterbrechungen des Laststroms auftreten. Die Amplitude von Lastspannung und -strom ist veränderlich und wird von dem Pulsmuster und den jeweils verwendeten Eingangsphasen bestimmt, wie auch **Abb. F.1** verdeutlicht. Kritische Zustände, welche eine detaillierte Betrachtung rechtfertigen, sind die Wechsel der Eingangsphasen, insbesondere bei einem Intervallwechsel. Dies wird für den ersten Teilumrichter durch die Variable E_K dargestellt.

Mit Blick auf Abbildung 5.9 wird deutlich, dass bis zum Zeitpunkt $t = 5$ ms der erste Teilumrichter zwischen der ersten und der zweiten Eingangsphase schaltet, während ab $t = 5$ ms die erste und die dritte Eingangsphase verwendet werden. Diese Sequenz ist detailliert in Abbildung 5.10 a) veranschaulicht. Es sind die simulierten Ansteuersignale der IGBTs des ersten Teilumrichters dargestellt. Zuerst erfolgt ein Schalten zwischen ${}^{\text{II}}\text{B}$ und ${}^{\text{II}}\text{A}$. Die Kommutierung findet über den Zwischenkommutierungsschritt ${}^{\text{II}}\text{A}{}^{\text{II}}\text{B}$ statt. Kurzschlüsse können aufgrund der in Tab. 5.1, F.1 definierten Schaltzustände nicht auftreten ($u_{E_{Max}} = u_{E1}$). Die Kommutie-

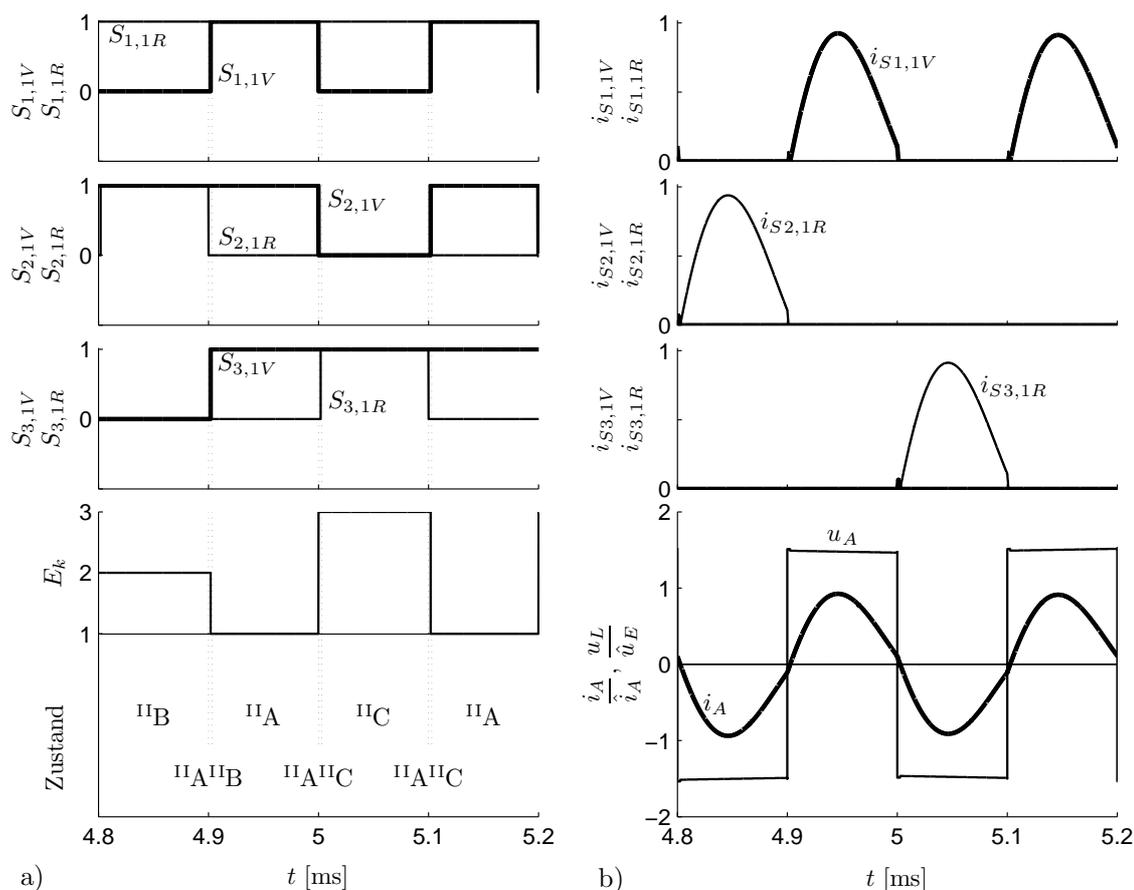


Abbildung 5.10: Schaltsignale a) des ersten Teilumrichters bei 120° Modulation und b) sich ergebende Ströme der IGBTs bei $f_{Tr} = f_R = 5,0$ kHz während eines Wechsels der Eingangsphasen im Intervall II

rung findet annähernd beim Nulldurchgang von Spannung und Strom am jeweiligen Schalter statt, geringe Schaltverluste sind daher zu erwarten. Bei Änderung der Betriebsart ergeben sich andere Strompfade. Dies wird auch aus **Abbildung 5.11** deutlich, welche die simulierten Schalterströme bei einem kapazitiven (5.11 a)) und bei einem induktiven Arbeitspunkt (5.11 b)) darstellt. Zudem erfolgt entweder ein hartes Einschalten oder ein hartes Ausschalten der einzelnen Schalter. Dieses wird später am Beispiel des induktiven Arbeitspunktes noch einmal dargestellt. Mit Änderung des Pulsmusters (aufgrund der 120° -Pulsmodulation), ist bei $t = 5,0$ ms (Abb. 5.10, 5.11) eine Änderung der Schaltzustände notwendig. Ausgehend von dem Zustand II_B und dem folgenden Kommutierungszustand $II_A^{II_B}$ wird mit dem Einschalten von $S_{1,1V}$ und $S_{3,1V}$ der Hauptzustand II_A erreicht. In diesem sind die Schaltzustände der Schalter der zweiten und dritten Phase noch identisch. Im Kommutierungszustand $II_A^{II_C}$ ändert sich dies. Beide Schalter der zweiten Phase sind ausgeschaltet. Die Dauer des Kommutierungszustandes wurde hier mit $2 \mu\text{s}$ gewählt. Diese Zeit ist de facto eine Totzeit, die es ermöglicht, zuerst den Schalter $S_{1,1V}$ auszuschalten und danach — ohne einen Kurzschluss zu erzeugen — den Schalter $S_{3,1R}$ einzuschalten. Damit ist auch der folgende Hauptzustand II_C erreicht. In Abhängigkeit vom Arbeitspunkt ist dabei der Laststrom positiv, negativ oder nahe

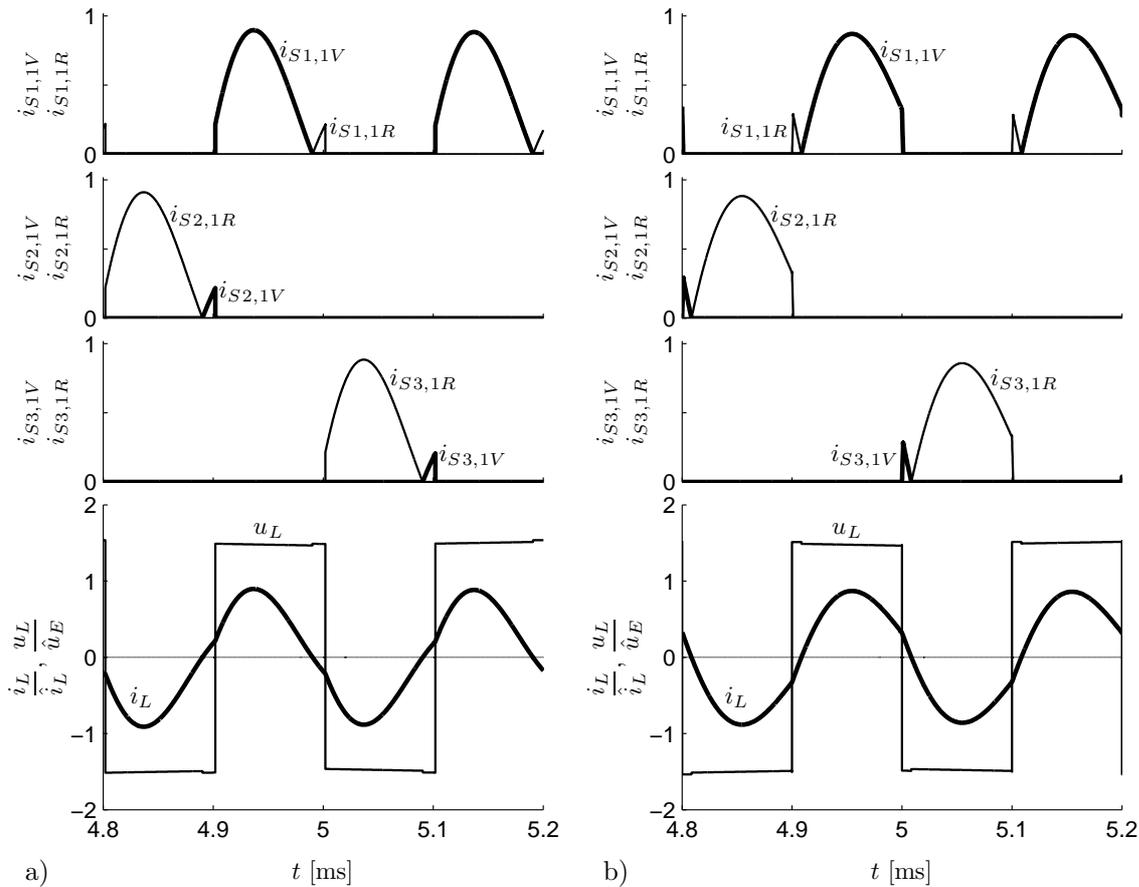


Abbildung 5.11: Ströme des ersten Teilumrichters bei a) $f_{Tr} < f_R = 5,5 \text{ kHz}$ und b) $f_{Tr} > f_R = 4,5 \text{ kHz}$ während eines Wechsels der Eingangsphasen im Intervall II

Null.

Dadurch fließt der Strom bei Betrieb in einem induktiven Arbeitspunkt zum Zeitpunkt des Zustandswechsels von ${}^{\text{II}}\text{A}$ nach ${}^{\text{II}}\text{A}{}^{\text{II}}\text{C}$ durch den Schalter $S_{1,1V}$, bei einem kapazitiven Arbeitspunkt hingegen durch $S_{1,1R}$. Dementsprechend findet im ersten Fall die Stromübergabe von der ersten auf die dritte Eingangsphase bereits im Kommutierungszustand statt (auf $S_{3,1V}$), wohingegen im kapazitiven Fall dieses erst mit dem Erreichen des Hauptzustands ${}^{\text{II}}\text{C}$ der Fall ist (Kommutierung von $S_{1,1R}$ auf $S_{3,1R}$).

Die simulierten Ausgangsgrößen (Lastspannung und Laststrom) ergeben sich aus den Schaltvorgängen beider Teilumrichter. Wie eingangs erwähnt, arbeiten diese aufgrund der Blocktaktung mit einer Phasenverschiebung von $\delta = \pi$ (bezogen auf die Schaltfrequenz f_{Tr}). Es ergeben sich dann die in **Abbildung 5.12** am Beispiel des induktiven Arbeitspunktes dargestellten Strompfade (vgl. Abb. 5.11 b)).

Im Zustand $\mathbf{0}$ befindet sich der Teilumrichter 1 im Hauptzustand ${}^{\text{II}}\text{A}$, wohingegen sich der Teilumrichter 2 im Hauptzustand ${}^{\text{II}}\text{B}$ befindet. Die Lastspannung ergibt sich aus der Differenz

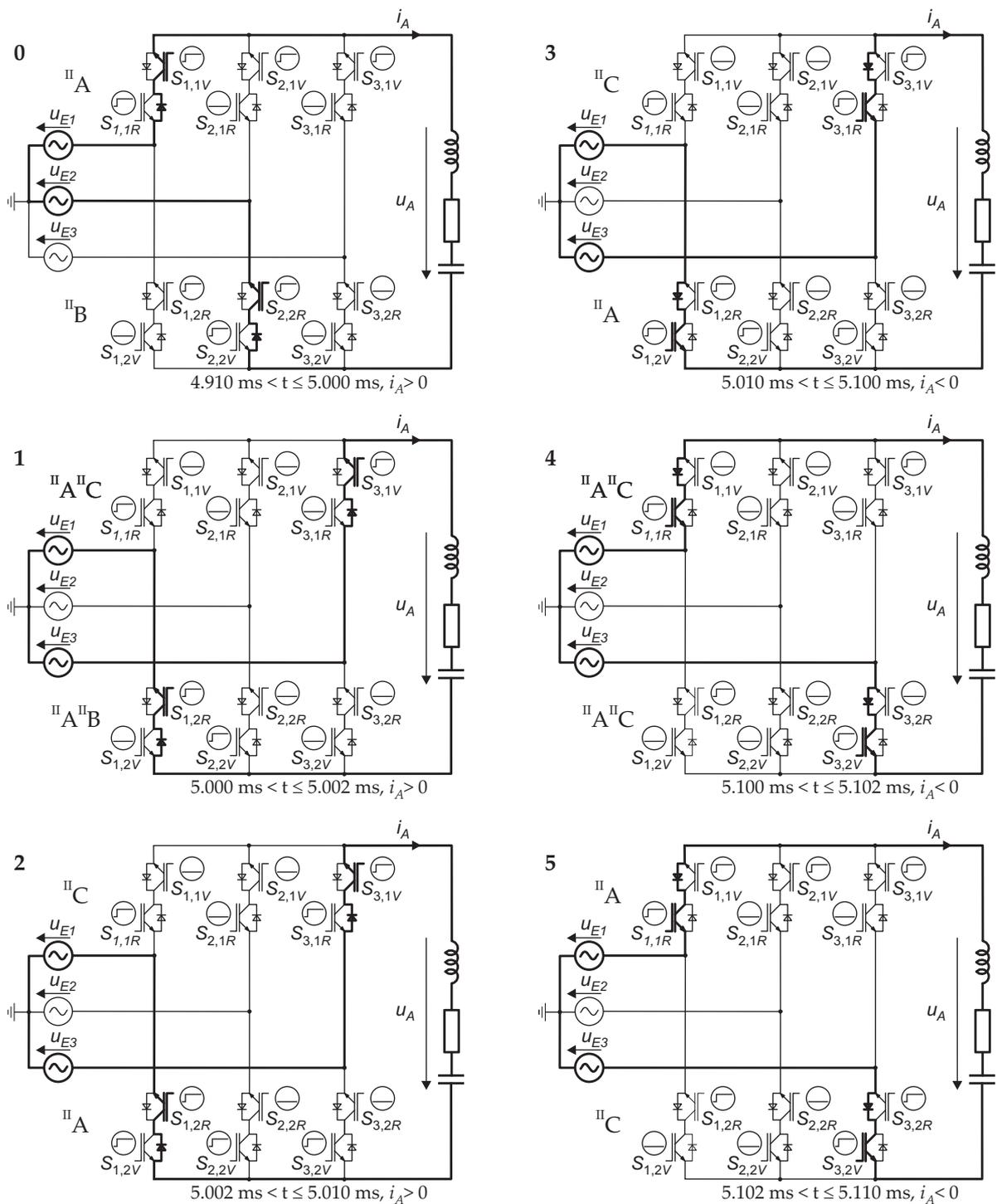


Abbildung 5.12: Zustandsabfolge und Strompfade des Matrixumrichters bei Blocktaktung mit $\delta = \pi$ (bezogen auf f_{Tr}) und $f_{Tr} > f_R$

von u_{E1} und u_{E2} . Zum Zeitpunkt $t = 5 \text{ ms}$ schalten beide in die Kommutierungszustände (Teilumrichter 1 in $\text{II}^{\text{A}}\text{II}^{\text{C}}$, Teilumrichter 2 in $\text{II}^{\text{A}}\text{II}^{\text{B}}$). Am Teilumrichter 1 findet dabei eine harte Ausschalten des Schalters $S_{1,1V}$ und eine erzwungene Kommutierung auf den Schalter $S_{3,1V}$

statt (vgl. auch Abb. 5.11 b)). Am Teilumrichter 2 gilt dies in Analogie für die Schalter $S_{2,2R}$ und $S_{2,1R}$. Mit Ablauf der Totzeit werden an beiden Teilumrichtern die fehlenden Schalter zur jeweiligen bidirektionalen Verbindung von Eingangsphase und Ausgangsphase geschaltet. Durch das von der Last erzwungene Umschwingen des Stromes zum Zeitpunkt $t = 5,01$ ms ändern sich an beiden Teilumrichter die Strompfade (Zustand **3**). Die nächste Kommutierung läuft in Analogie zu den beschriebenen Vorgängen ab. Mit Erreichen von Zustand **5** hat auch am zweiten Teilumrichter ein Umschalten in den neuen Hauptzustand C stattgefunden. Entsprechend ergibt sich die Lastspannung nun aus der Differenz von u_{E1} und u_{E3} .

5.3.2 Simulation mit realem Schaltverhalten

Um die Kommutierung unter Berücksichtigung des realen Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter zu untersuchen, wurde in einem zweiten Schritt eine SABER-SIMULINK/STATEFLOW Co-Simulation verwendet¹. Dabei wurden die leistungselektronischen Komponenten, die Halbleiter und die Last des Matrixumrichters (jetzt ein kontaktloses Energieübertragungssystem entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 3.3.1) in SABER modelliert. Es gelten die folgenden Grundannahmen:

- Matrixumrichter mit kontaktlosem Energieübertragungssystem (SS-LCLLC Anordnung)
- Schaltfrequenz $f_{Tr} = 105,7$ kHz
- Luftspalt $a = 42$ mm

Die Parameter des Übertragungssystems und der sekundärseitigen Komponenten sind in **Tabelle F.2** zusammengefasst. Um die Kommutierung mit verschiedenen bidirektionalen Schaltern zu untersuchen, wurden zwei Common-Collector-Konfigurationen (mit IRG4PH40UD und IRG4PF50WD) und eine antiparallele Konfiguration (IXRH40N120) simuliert. Die Nachbildung der IGBTs wurde in SABER mit Hilfe verhaltensbasierter Modelle vorgenommen, d.h. die Bauelementmodelle wurden datenblattorientiert parametrisiert [98, 107] und anschließend hinsichtlich des statischen wie auch des dynamischen Verhaltens mit gemessenen Verläufen in einer Testschaltung (Tiefsetzsteller) verglichen.

Die Ergebnisse bestätigen, dass auch das reale Schaltverhalten keinen Einfluss auf die richtige Funktionsweise des Kommutierungsverfahrens hat. In den **Abbildungen 5.13, 5.14** ist die Kommutierung des Laststroms i_A vom IGBT $S_{1,1V}$ auf den IGBT $S_{3,1V}$ dargestellt. Es ist das harte Ausschalten von $S_{1,1V}$ zu erkennen. Der Transistorstrom fällt nach einer Ausschaltverzögerungszeit von $t_{doff} \approx 150$ ns stark ab. Abweichend zu den Erwartungen, verharrt die Gate-Emitter-Spannung auf einem Plateau bei $U_{GE} = -6$ V. Aufgrund geringer Streuinduktivitäten im Modell kommt es lediglich zu einem geringen Überschwingen der Kollektor-Emitter-Spannung. Der Ausgangsstrom wird gleichzeitig vom bereits eingeschalteten Schalter $S_{3,1V}$ übernommen, bis ein Umschwingen des Stromes (vgl. Abb. 5.11 b)) stattfindet.

¹vgl. A. Ecklebe, „Saber-Simulink/Stateflow Co-Simulation of a Resonant Matrix Converter“, Synopsis User Group Meeting (SNUG Europe), 2005

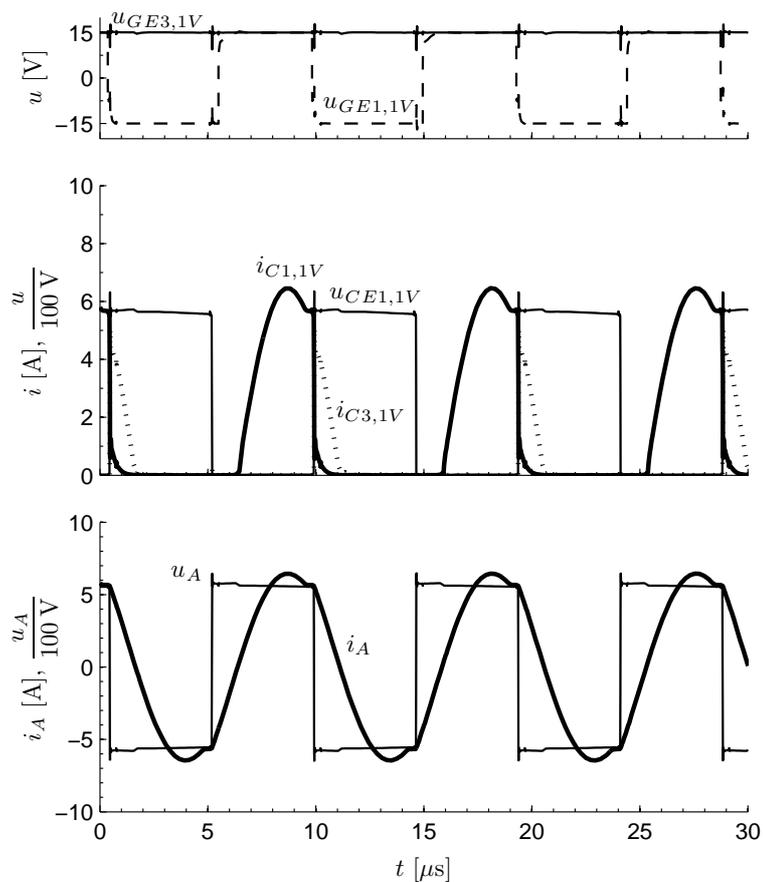


Abbildung 5.13: Simulierte Kommutierung mit IRG4PH40UD ($f_{Tr} = 105,7 \text{ kHz}$, $R_G = 5 \Omega$)

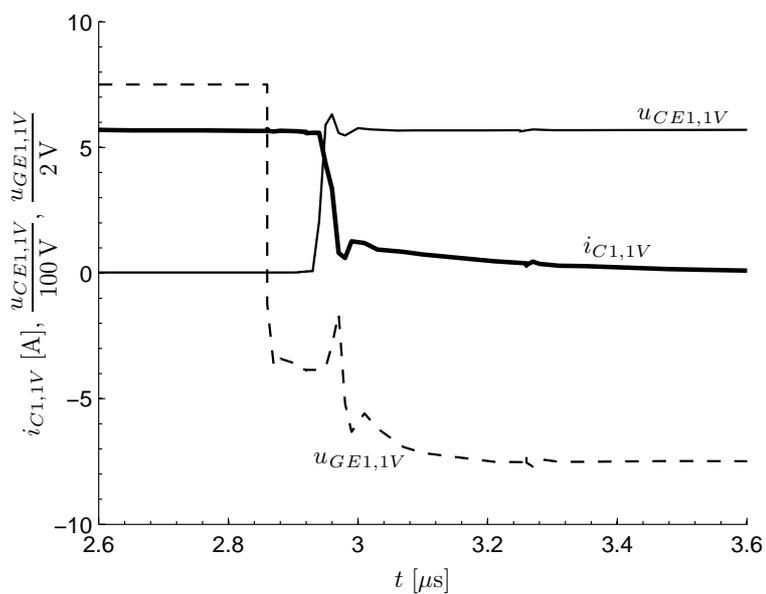


Abbildung 5.14: IRG4PH40UD bei einem harten Ausschalten ($f_{Tr} = 105,7 \text{ kHz}$, $R_G = 5 \Omega$)

Bei einer Änderung des Arbeitspunktes mit $\varphi < 0$ tritt im Gegensatz dazu ein hartes Einschalten auf. Dieses ist vor allem durch die Übernahme der Rückstromspitze durch den einschaltenden IGBT gekennzeichnet [33, 95].

Die untersuchten IGBTs unterscheiden sich neben dem Durchlassverhalten (und der Rückwärtssperrfähigkeit von IXRH40N120) durch ihr Abschaltverhalten und den zeitlichen Verlauf des Tailstroms, wie die Simulationsergebnisse in **Abbildung F.2, F.3** verdeutlichen. Damit ergeben sich zu den unterschiedlichen Durchlassverlusten der Schalterkonfigurationen auch unterschiedliche Schaltverluste (siehe **Abbildung 5.15**).

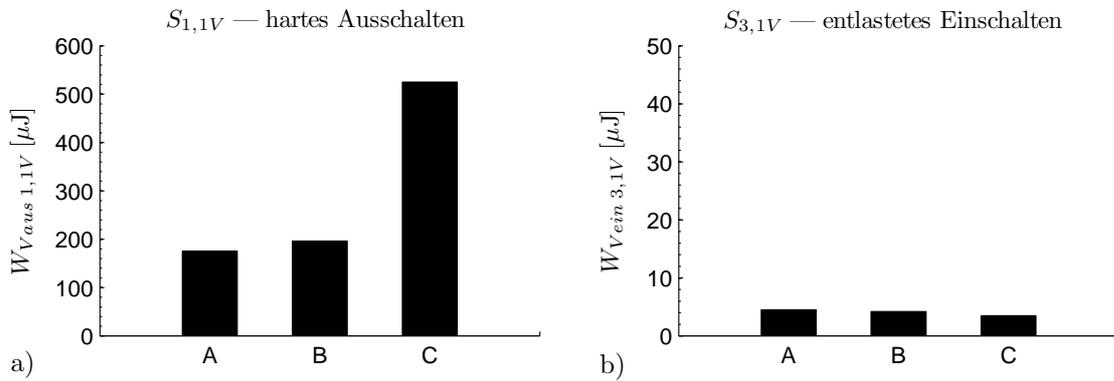


Abbildung 5.15: Simulierte Schaltenergien beim harten Ausschalten und entlasteten Einschalten, im Vergleich (A: IRG4PH40UD, B: IRG4PF50WD, C: IXRH40N120)

Die Verlustleistung ergibt sich als arithmetischer Mittelwerte der Summe von Leit- und Schaltverlusten je Schaltperiode:

$$\overline{P_V} = \frac{1}{T_{Tr}} \int_0^{T_{Tr}} (u_{Tr} i_{Tr}) dt = \frac{1}{T_{Tr}} \int_0^{T_{Tr}} (P_{VLeit} + P_{Vein} + P_{Vaus}) dt \quad (5.2)$$

oder unter Berücksichtigung der Schaltenergien:

$$\overline{P_V} = \frac{1}{T_{Tr}} \int_0^{T_{Leit}} P_{VLeit} dt + f_{Tr} (W_{Vein} + W_{Vaus}) \quad (5.3)$$

Insbesondere der relative lange Tailstrom des IXRH40N120 bewirkt hohe Ausschaltverluste (**Abbildung 5.16**) und schließt an dieser Stelle letztendlich die Verwendung dieses Halbleiters für den hochfrequenten Matrixumrichter aus, obwohl an anderer Stelle Vorteile für die Schalterkonfiguration — bestehend aus rückwärtssperrfähigen IGBTs — berichtet wurden [33]. Als Ursache dafür ist die in dieser Arbeit deutlich höhere Schaltfrequenz f_{Tr} anzusehen (vgl. (5.3)), welche dazu führt, dass die Schaltverluste die Leitverluste bei Si-Bauelementen deutlich überragen [123]. Weitere Ergebnisse der Simulationen — hier jedoch mit einem anderen kontaktlosen Energieübertragungssystem und höherem Ausgangsstrom — wurden bereits in [98] vorgestellt.

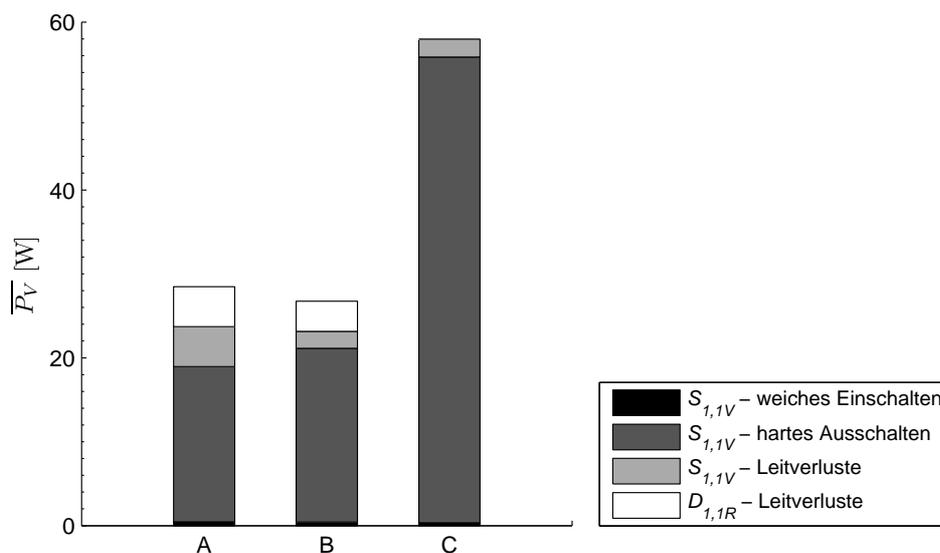


Abbildung 5.16: Simulierte Schalt- und Leitverluste beim hartem Ausschalten und entlasteten Einschalten ($f_{Tr} = 105,7 \text{ kHz}$) für A: IRG4PH40UD, B: IRG4PF50WD, C: IXRH40N120 (Leitverluste der Seriodiode $D_{1,1R}$ sind berücksichtigt für A und B)

Die Funktionsweise des Kommutierungsverfahrens ist damit simulativ belegt. Die Forderung nach einer bidirektionalen Verbindung der Last über jeden Teilumrichter wurde ebenso wie die Möglichkeit des entlasteten Schaltens in Abhängigkeit vom gewählten Arbeitspunkt und der Einfluss des Schaltverhaltens verschiedener IGBTs dargestellt. Im Folgenden sollen nun die Ergebnisse der vorangegangenen Abschnitte mit Messungen an einem Versuchsaufbau verifiziert werden.

6 Laboraufbau und Messergebnisse

6.1 Übersicht

Es wurde ein Laboraufbau des Matrixumrichters mit einem kontaktlosen Energieübertragungssystem erstellt. Der gesamte Aufbau ist schematisch in **Abbildung 6.1** dargestellt. Die **Abbildungen G.1, 6.2** zeigen die Realisierung. Der Matrixumrichter wird über den Netzfilter — bestehend aus drei einzelnen Platinen — an das speisende Drehstromnetz angeschlossen. Die Schaltermatrix besteht aus zwölf diskreten IGBTs, wobei entsprechend den Simulationsergebnissen PT-IGBTs vom Typ IRG4PF50WD¹ zum Einsatz kamen ($I_C = 25\text{ A}$, $U_{CES} = 900\text{ V}$).

Auf jeder der drei Netzfilterplatinen wird ein Phasenstrom gemessen und zugleich eine Detektion der Leiterspannung u_{MU} (vgl. Abb. 4.12 b)) durchgeführt. Die jeweils als Aufsteckplatine ausgeführte Detektionsschaltung erzeugt drei potentialgetrennte, logische Impulse, welche im Steuerungssystem als Synchronisierung für die Pulsmustergenerierung verwendet werden.

Als Steuerungssystem wurde das XCS 2000-System der Firma AIXCONTROL eingesetzt. Die leistungsfähige und hierarchisch strukturierte Steuerplattform besteht aus einem DSP-System mit zwei Gleitkomma-Prozessoren von ANALOG DEVICES (SHARC ADSP-21161N). Diese sind in C++ programmierbar und stellen eine hohe Rechenleistung zur Verfügung. Ergänzend besitzt das System zwei FPGAs (Field Programmable Gate Arrays), welche die Adressierung der Ein- und Ausgänge, das Sampling der A/D-Wandler und globale Synchronisation zwischen FGPA und DSPs übernehmen². Zusätzlich lassen sich vom Benutzer logische Funktionen, in diesem Fall z.B. die Zustandsmaschinen für das Generieren der Takte und die beiden Hauptzustandsmaschinen zur Ansteuerung der beiden Teilumrichter, implementieren. Durch diese Aufgabenteilung können alle Steuersignale in Echtzeit überwacht werden, ohne die Steueraufgaben zu verlangsamen oder zu unterbrechen.

Die Steuersignale beider Teilumrichter werden über die Ausgangsports direkt auf die eigens entwickelten Gate-Treiber übergeben [99]. Bei diesen wurde auf einen modularen und flexiblen Aufbau Wert gelegt. Die Verwendung des magneto-resistiven Kopplers IL712-2 von NONVOLATILE ELECTRONICS ermöglichte geringe Signallaufzeiten von $t_D = 90\text{ ns}$. Zusammen mit dem Treiberschaltkreis IXDD414CI (Ausgangsstrom bis zu 14 A) — und einer parametrierbaren Kurzschlussüberwachung stand damit eine leistungsstarke Gateansteuerung zur Verfügung.

¹vgl. Datenblatt – International Rectifier, 2004

²vgl. J. von Bloh, „XCS 2000 – Power Control and Prototyping System“, 2004

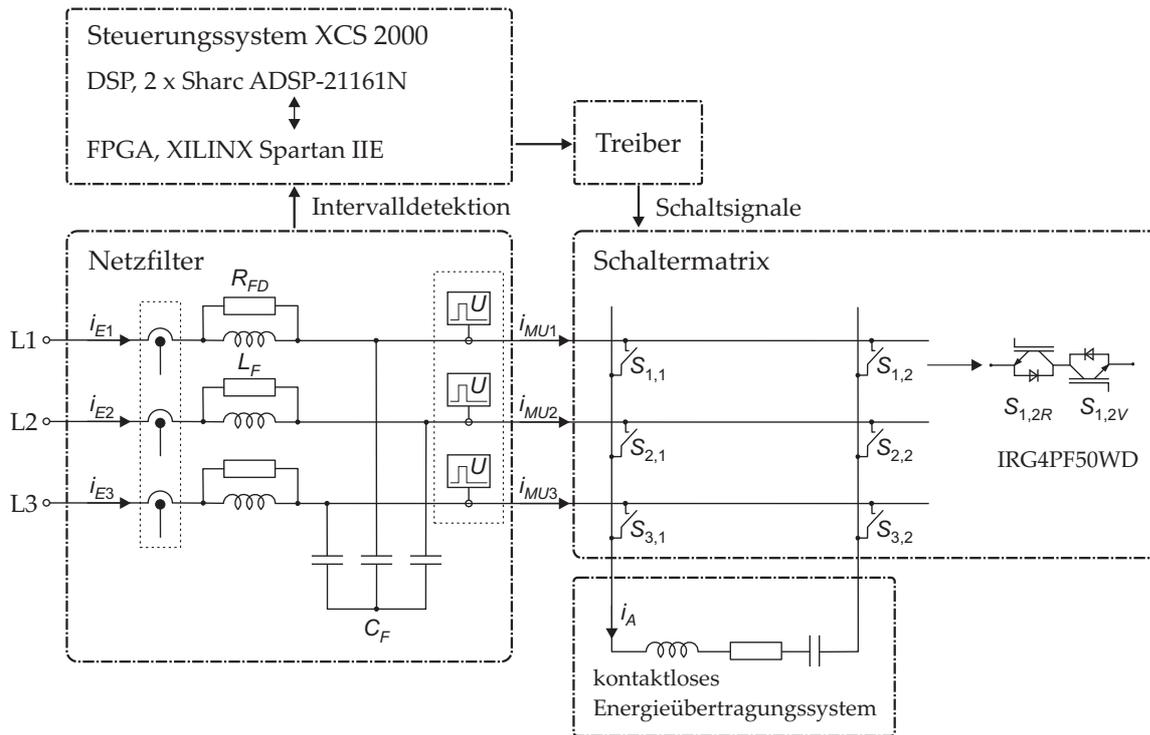


Abbildung 6.1: Schematische Darstellung des Laboraufbaus bestehend aus Steuerungssystem, Schaltermatrix, Eingangsfiltern, Gate-Treibern und kontaktlosem Energieübertragungssystem

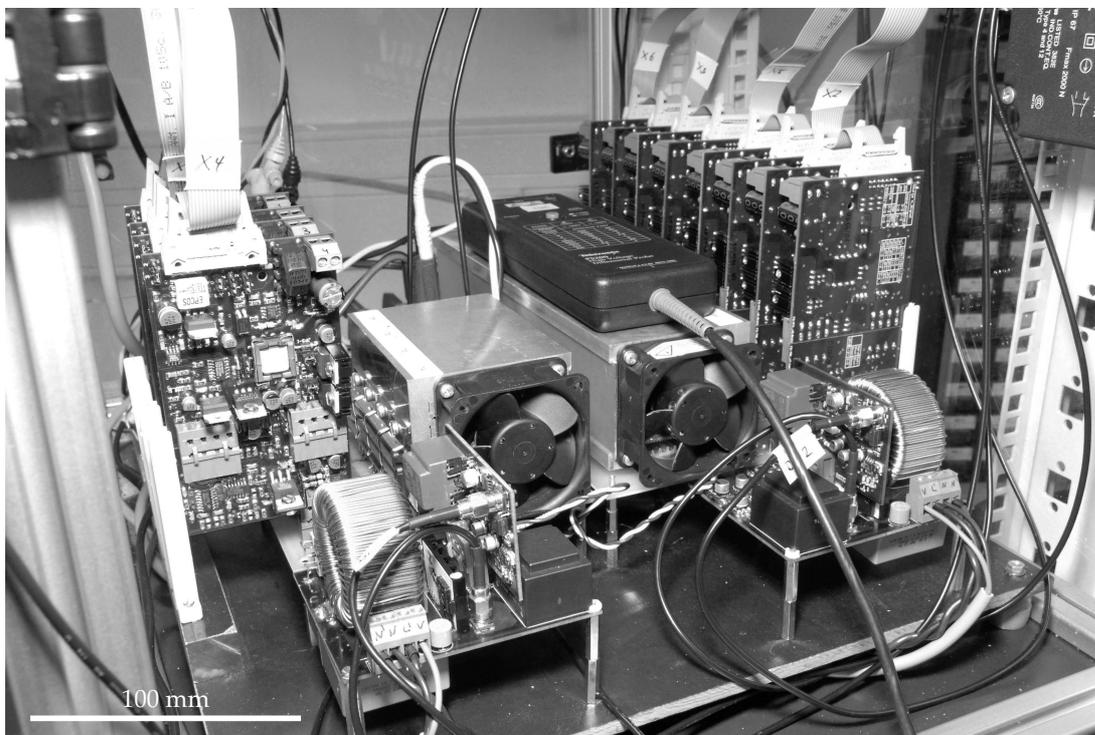


Abbildung 6.2: Matrixumrichter mit Eingangsfiltern, Spannungsdetektionen, Gate-Treibern und der Schaltermatrix

Das bereits in Abschnitt 3.3 angesprochene kontaktlose Energieübertragungssystem mit den Angaben aus Tabelle F.2 wurde als Last verwendet. Auf der Sekundärseite des Übertragungssystems ist es möglich, wahlweise eine ohmsche Last oder auch einen Gleichstromantrieb zu speisen. Eine externe Schutzbeschaltung des Matrixumrichters, wie sie z.B. als Gleichspannungsparellkreis in [35] vorgestellt wurde, kam nicht zum Einsatz. Allerdings wurden im Steuerungssystem mehrere Schutzfunktionen, wie das gezielte Schalten eines Freilaufkreises der Last ohne Verbindung zu dem speisenden Eingangssystem, implementiert. Diese sind insbesondere bei einer fehlerhaften Intervalldetektion, aber auch für das gesteuerte Abschalten des Umrichters von Bedeutung.

6.2 EingangsfILTER

Der für den Betrieb des Matrixumrichters notwendige EingangsfILTER wurde aus Modularitätsgründen als einphasige Anordnung entsprechend dem Ersatzschaltbild in Abb. 4.12 b) ausgeführt. Es ergibt sich die Notwendigkeit, drei Filterplatinen zu verwenden. Neben der eigentlichen Topologie des LC-Filters mit dem Dämpfungswiderstand R_{FD} wurde der Aufbau um einen Stromwandler der Firma SENSITEC, um eine Spannungsversorgung und eine zusätzliche Steckverbindung für die Detektion der Spannungsnulldurchgänge erweitert (**Abb. G.2**). Die Strommessung basiert auf dem magnetoresistiven Prinzip — einer potentialfreien Messung des Stromes über magnetfeldabhängige Widerstände und ist bei einem Übersetzungsverhältnis von $n = 1/2$ für einen Nennstrom von $I_{Nenn} = 5$ A bemessen. Die zum Betrieb notwendige Spannungsversorgung mit ± 12 V wird über einen Transformator mit nachgeschalteten Dioden-Gleichrichter und Festspannungsreglern aus der jeweiligen Netzspannung gewonnen, welches einen autonomen Betrieb ohne Hilfsspannungen ermöglicht.

In Abweichung zu dem in Abschnitt 4.1.5 berechneten EingangsfILTER wurden basierend auf der Wahl eines Arbeitspunktes mit $U_E = 80$ V, $\hat{I}_E = 5$ A leichte Variationen der Filterwerte vorgenommen. Diese betragen im Einzelnen:

$$L_F = 2 \text{ mH} \quad (6.1)$$

$$\omega_0 = 1200 \text{ Hz} \quad (6.2)$$

$$C_F = 9,4 \text{ } \mu\text{F} \quad (6.3)$$

$$R_{FD} = 11 \dots 22 \text{ } \Omega \quad (6.4)$$

Auch deswegen ergeben sich Abweichungen zu den simulierten Verläufen (Abb. 4.15), wie die Messergebnisse in **Abbildung 6.3** verdeutlichen. Die Messungen wurden bei verschiedenen Pulsmustern mit $\delta = \pi$ und einer Eingangsspannung von $U_E = 80$ V durchgeführt. Aus der zugehörigen Darstellung der Oberschwingungen kann entnommen werden, wie sich die Wahl des Pulsmusters auf die Qualität des Netzstromes auswirkt. Die Pulsmodulation mit $p = 13$ Pulsen nach dem Trapezvergleich zeigt hier deutliche Vorteile, wenngleich die fünfte Harmo-

nische relativ stark ausgeprägt ist. Jedoch liegt diese auch für einen Betrieb des Umrichters mit einer Netzspannung von $U_E = 230$ V, einer Schaltfrequenz von $f_{Tr} = 105$ kHz und einem Lastwiderstand von $R_L = 275$ Ω noch innerhalb der Grenzwerte (vgl. **Abbildung H.1**).

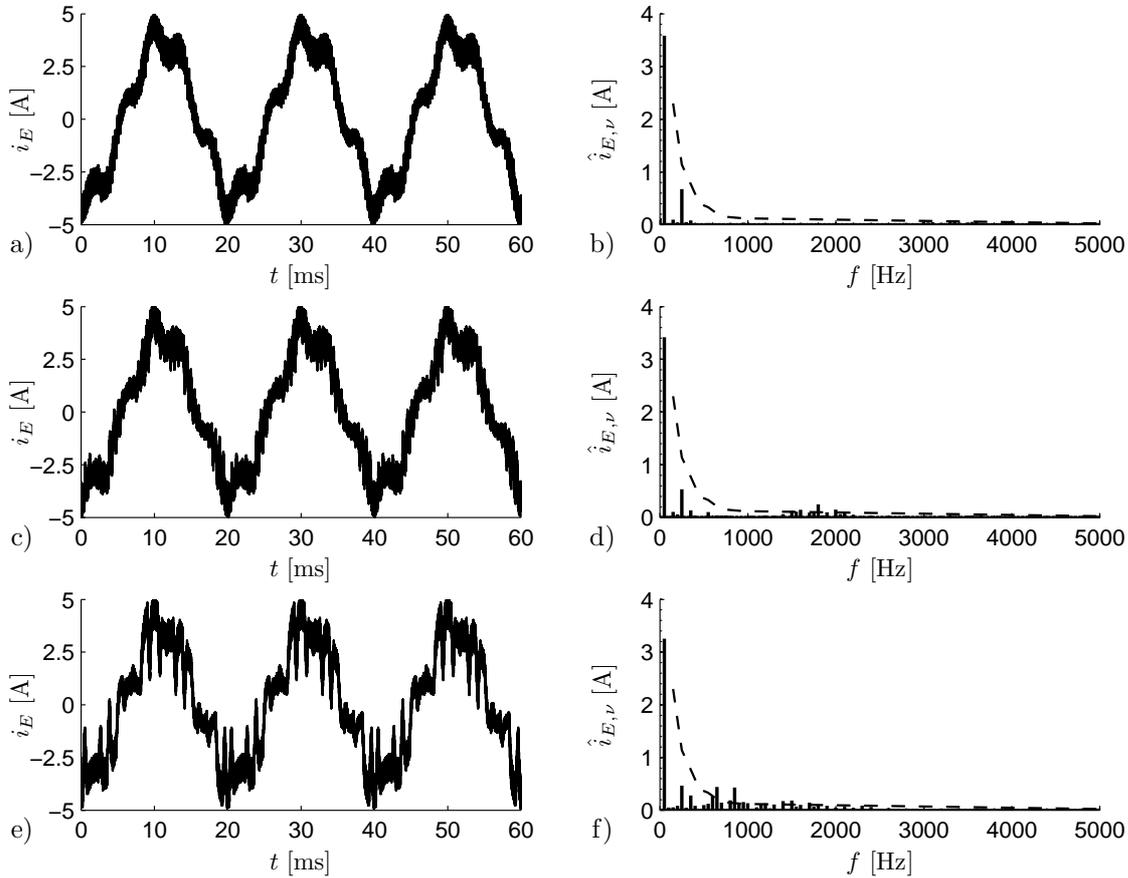


Abbildung 6.3: Gegenüberstellung des Netzstromes bei $U_E = 80$ V, $f_{Tr} = 100$ kHz, $\delta = \pi$, $R_{FD} = 11$ Ω und $R_L = 80$ Ω für Pulsmuster mit a), b) 13 Pulsen nach Trapezvergleich, c), d) 13 Pulsen nach Dreieckvergleich und e), f) 5 Pulsen

Die Verläufe zeigen zugleich auch, dass insbesondere die Schaltfrequenz und der Arbeitspunkt des Gesamtsystems einen großen Einfluss auf die Netzströme haben. Als Ursache für die Abweichungen zwischen Simulation und Messung kommen die veränderten Filterparameter, die Amplitudenänderung der Eingangsspannungen und der sekundäre Gleichrichter mit Zwischenkreis und ohmscher Last in Frage. Die Ausregelung der Amplitudenänderungen der Eingangsspannungen ist nur über eine Änderung des Pulsmusters möglich. Für die Messungen der Eingangsströme wurde dieses nicht umgesetzt. Die zeitlichen Änderungen der Eingangsspannungsamplitude führen über die Variation der Ausgangsspannung auch zu einer Amplitudenänderung des hochfrequenten Laststromes und letztendlich auch der Eingangsströme innerhalb einer Netzperiode. Dies wird zusätzlich noch von der Belastung und dem Arbeitspunkt — aufgrund des sekundären Gleichrichters mit nachfolgendem Zwischenkreiskondensator — überlagert. Im Gegensatz dazu hat die Phasenverschiebung zwischen beiden Teilumrichtern keinen

Einfluss: Aus **Abbildung H.2** wird ersichtlich, dass sich bei Verwendung einer Phasenverschiebung von $\delta = \pi/2$ statt $\delta = \pi$ (also ein Wechsel von Blocktaktung auf Phase-Shift-Taktung) aufgrund der reduzierten Amplitude der ersten Harmonischen der Ausgangsspannung $\hat{U}_{A,\nu=1}$ lediglich die Amplitude aller Harmonischen, nicht hingegen jedoch die Verteilung und das Verhältnis der Harmonischen zueinander ändern.

6.3 Netzsynchronisation

Für eine kontinuierliche Synchronisierung des Pulsmusters ist die Kenntnis der Augenblickswerte der Eingangsspannungen erforderlich. Diese lässt sich z.B. mit einer PLL (**Phase Locked Loop**) realisieren. Dabei wird ein spannungsgesteuerter Oszillator mit einem Referenzsignal synchronisiert [125]. Für die richtige Wahl der Schaltzustände ist die Vorzeicheninformation der Kommutierungsspannung und damit der Eingangsspannungen entscheidend. Die Kenntniss der Augenblickswerte ist dabei nicht unbedingt notwendig, wenn davon ausgegangen werden kann, dass die Vorzeichenänderungen der Eingangsspannungen zuverlässig detektiert werden. In [50] wurde diese Möglichkeit der Netzsynchronisation bereits für den Matrixumrichter eingesetzt. Die in Abschnitt 5 vorgestellten sechs Intervalle (vgl. Abb. 5.3) werden durch die Nulldurchgänge der Eingangsspannungen bestimmt. Über die Erkennung der positiven Halbwellen ist es mit Hilfe einer logischen Verknüpfung möglich, die einzelnen Intervalle und die Vorzeicheninformation einander zuzuordnen (vgl. **Tabelle 6.1**).

Tabelle 6.1: Zusammenhang zwischen Intervall und positiver Leiterspannung

Intervall	u_{E1}	u_{E2}	u_{E3}
I	positiv		positiv
II	positiv		
III	positiv	positiv	
IV		positiv	
V		positiv	positiv
VI			positiv

Die Nachteile des Verfahrens sind, dass pro Netzperiode lediglich sechs Synchronisationspunkte zur Verfügung stehen und verzerrte Eingangsspannungen aufgrund des Eingangsfilters zu erwarten sind. Letzteres erschwert ggf. eine saubere Detektion des Nulldurchgangs und macht die Verwendung eines Tiefpass-Filters und von zusätzlichen Software-Funktionen zur Validierung des Nulldurchgangs notwendig. Die Detektionsschaltung ist in **Abbildung G.3** dargestellt. **Abbildung G.4** zeigt die Umsetzung als steckbare Platine. Dem Eingangsspannungsteiler, welcher die Messspannung auf 5,3 V reduziert, ist ein Tiefpass erster Ordnung nachgeschaltet. Dieser soll die Verzerrungen der Eingangsspannungen glätten. Seine Knickfrequenz ist auf die Frequenz der ersten ausgeprägten Harmonischen (59. Ordnung) des Matrixumrichter-eingangsstromes ausgelegt. Um die Phasenverschiebung des Tiefpassfilters ggf. reduzieren zu

können und die Nulldurchgänge mit einer möglichst geringen Zeitverzögerung zu erfassen, wurde eine Phasenkorrekturglied vorgesehen — für die Messungen jedoch nicht verwendet. Eine vollständige Potentialtrennung zwischen Netzseite und DSP-System wurde mit dem digitalen Optokoppler 6N137 realisiert.

Die Funktionsweise der Messplatine zeigt **Abbildung 6.4**. Es sind die drei gemessenen Eingangsspannungen, der logische Ausgangsimpuls für die erste Eingangsphase und das Verknüpfungsergebnis des DSPs dargestellt. Insgesamt ergibt sich für die Nulldurchgangserkennung eine Verzögerungszeit von $t_D \approx 70 \mu\text{s}$.

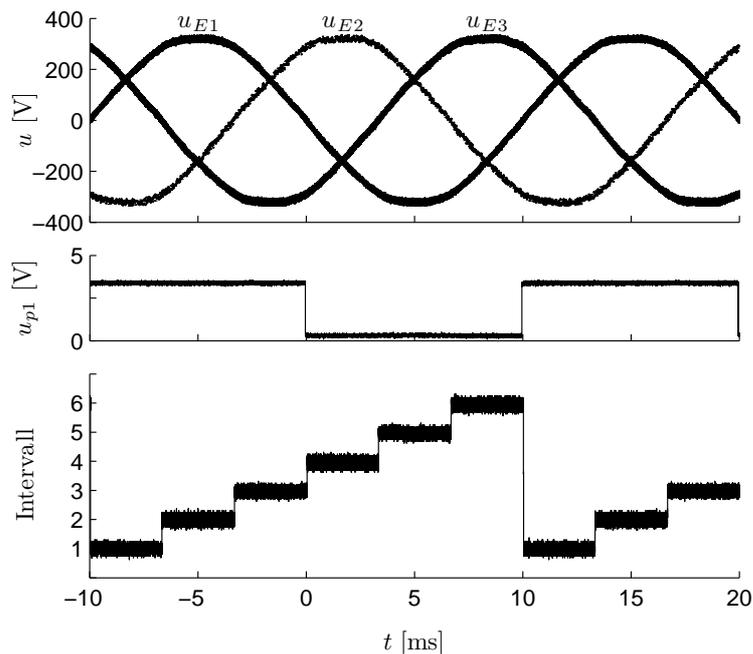


Abbildung 6.4: Messverläufe der Nulldurchgangsdetektion

6.4 Gate-Treiber

Ziel war die Entwicklung eines leistungsstarken und flexibel einsetzbaren Gate-Treibers, der sowohl IGBTs, wie auch MOSFETs ansteuern kann [99]. Der Treiber basiert auf dem integrierten Schaltkreis IXDD414CI. Weil der Treiber-IC nicht über eine Potentialtrennung und eine Kollektor-Emitter-Sättigungsspannungsüberwachung verfügt, wurde die Treiberschaltung mit diskreten Komponenten funktionell erweitert. Um im Einzelfall auch Messungen ohne Potentialtrennung und den störenden Einfluss der primärseitigen DC-DC Wandler durchführen zu können, ist es sinnvoll, eine Trennung von dem Treiberkern und der Spannungsversorgung mit Potentialtrennung zu realisieren. Der Treiber wurde deswegen in zwei Baugruppen, die eigentliche Treiberplatine und die Versorgungsplatine, gegliedert (vgl. **Abbildungen 6.5, G.5**).

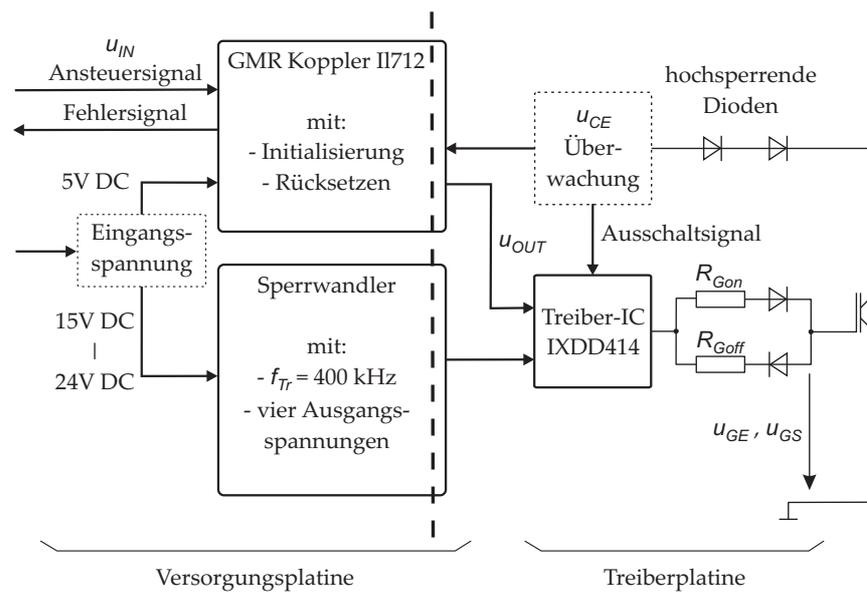


Abbildung 6.5: Struktur des Gate-Treibers mit Treiber- und Versorgungsplatine

Durch dieses Vorgehen liess sich der Umfang der Treiberplatine auf die neben dem Treiber-IC wichtige Kurzschlußüberwachung mit nieder- oder hochohmigen Abschalten reduzieren. Das Layout wurde flächenhaft und niederinduktiv gestaltet. Die für die Treiberplatine notwendigen Versorgungsspannungen und das Schaltsignal können entweder direkt oder über die Versorgungsplatine eingespeist werden, welche in ihren Abmessungen aufgrund der Potentialtrennung und der zur Verfügung gestellten, wählbaren Sekundärspannung (+15 V, -15 V, +10 V, +5 V) größer als die Treiberplatine ist.

Für die Gestaltung der Potentialtrennung sind verschiedene Methoden wie z.B. Optokoppler oder planare und piezoelektrische Transformatoren bekannt [126, 127]. Letztere werden mit Fokus auf Aufbau- und Verbindungstechnik zunehmend in integrierter Bauform eingesetzt [128]. Mit der Zielstellung, geringe Signallaufzeiten zu erhalten und damit auch bei hohen Schaltfrequenzen eine sichere und möglichst verzögerungsfreie Ansteuerung der Leistungshalbleiter sicher zu stellen, wurde eine andere Variante ausgewählt. Der bereits in [129] vorgestellte GMR-Koppler zeichnet sich durch eine geringe Signallaufzeit aus, besitzt aber den Nachteil undefinierter Schaltzustände beim Ein- und Ausschalten. Die notwendige Initialisierungsschaltung und der Treiber-IC führen letztendlich zu einer Erhöhung der Gesamtlaufzeit auf $t_D = 90$ ns (vgl. Messergebnis in **Abbildung 6.6**).

In Abhängigkeit von der leistungselektronischen Topologie kann während eines Schaltvorganges am Emitter des zu schaltenden Transistors eine Potentialverschiebung auftreten, welche die Funktionsweise des Gate-Treibers nicht beeinflussen darf. Dies wurde für den Treiber mit der Testschaltung eines Tiefsetzstellers getestet. Während der Schaltvorgänge findet am Emitter eine Potentialverschiebung um den Wert der Zwischenkreisspannung statt. Die erzielten Ergebnisse zeigt **Abbildung 6.7 a**). Bei Speisung einer kapazitiven Last von $C = 100$ nF

lieferte der Gate-Treiber einen Maximalstrom von bis zu 16 A (vgl. Abb. 6.7 b)). Die Messergebnisse verdeutlichen auch die geringe Signallaufzeit (u_{IN} zu u_{OUT}) des GMR-Kopplers mit $t_D = 15$ ns.

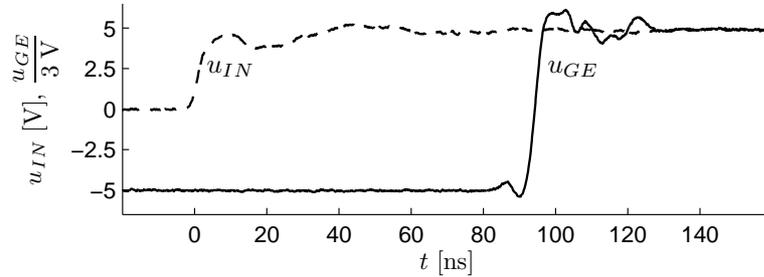


Abbildung 6.6: Gemessene Signallaufzeit des Gate-Treibers (Steuerungssystem zu Transistor)

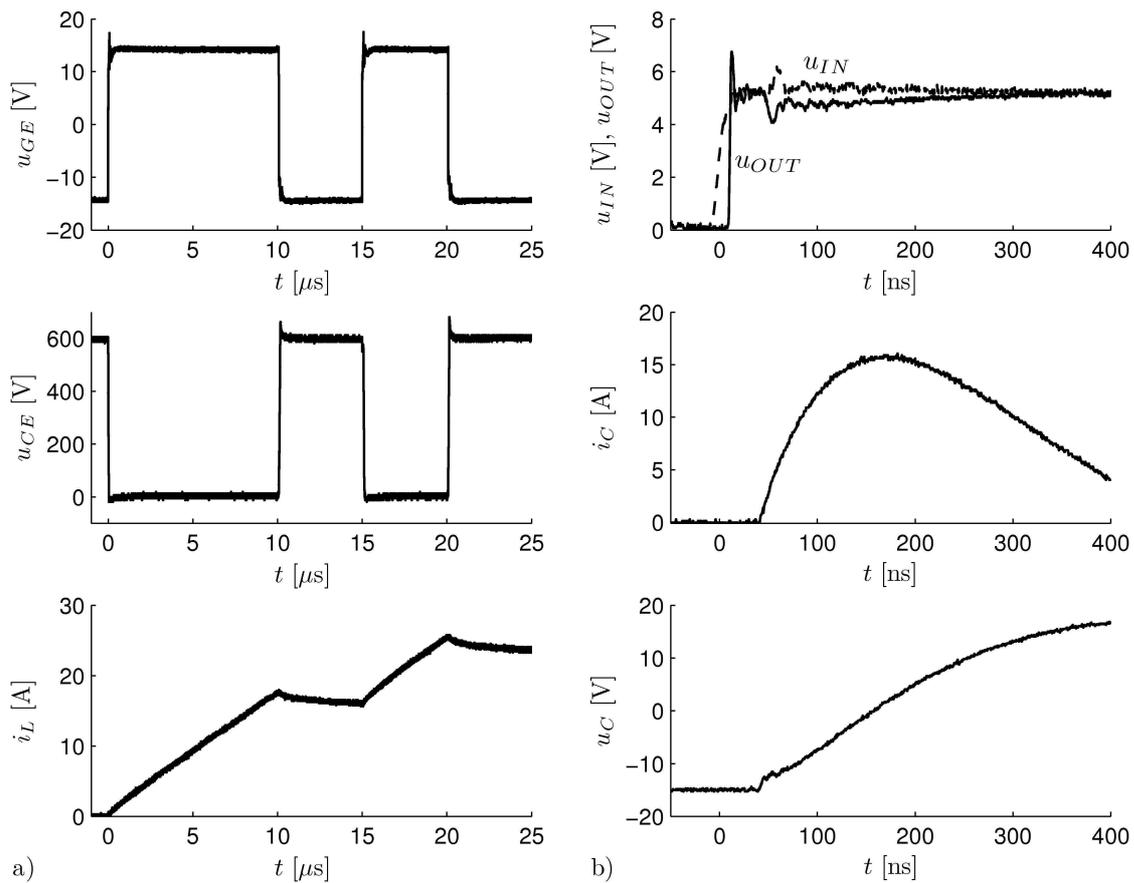


Abbildung 6.7: Zeitverläufe a) von u_{GE} , u_{CE} und i_A bei $U_D = 600$ V am Tiefsetzsteller bei Verwendung eines IXER35N120D1 IGBTs mit $R_G = 2,2 \Omega$ und b) bei Einschalten des Gate-Treibers mit einer kapazitiven Last $C = 100$ nF

6.5 Schaltermatrix

6.5.1 Realisierung

Die matrixartig gestaltete Anordnung der Leistungshalbleiter wurde mittels Leiterplatten-Technik aufgebaut. Dafür wurde die Schaltermatrix in drei Module geteilt. Jedes Modul wird eingangsseitig von einer Netzphase über eine Filterplatine gespeist. **Abbildung 6.8** dient zur Verdeutlichung. Als Verbindung zwischen den Modulen ergeben sich die zwei Ausgangsphasen AP1 und AP2. Hintergrund dieses Vorgehens war neben dem modularen Ansatz die Zielstellung eines möglichst symmetrischen Aufbaus mit gleichen Widerstands- und Induktivitätsbelag der einzelnen Strompfade. Dieses ist für das Erzielen nahezu identischer Halbleiterverluste und für die Minimierung von Gegentaktstörungen wichtig [111], konnte jedoch nur eingeschränkt umgesetzt werden: Das identische Layout der einzelnen Module mit den Steckkontakten führt letztendlich zu einer Unsymmetrie der Gesamtanordnung (vgl. **Abbildung G.6**).

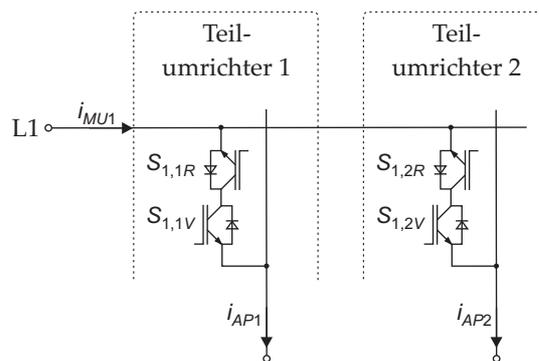


Abbildung 6.8: Schematische Darstellung eines Moduls mit IGBTs in Common-Collector-Schaltung

Die unsymmetrischen Strompfade des Aufbaus betreffen aber lediglich die Verbindung von den Transistoren zur Last und haben damit keinen Einfluss auf das Schaltverhalten. Aufgrund der relativ niedrigen Widerstands- und Induktivitätsunterschiede der einzelnen Strompfade (gemessen an den Parametern des kontaktlosen Übertragungssystems) macht sich die Unsymmetrie auch im Lastkreis quasi nicht bemerkbar.

6.5.2 Messergebnisse

Abbildung 6.9 zeigt Verläufe des Matrixumrichters bei $u_E = 230\text{ V}$ (**Abbildungen H.3, H.4** für $u_E = 115\text{ V}$). Als Last wurde das kontaktlose Energieübertragungssystem entsprechend Tabelle F.2 mit $R_L = 257\ \Omega$ verwendet. Der Matrixumrichter befindet sich im unregulierten Betrieb, d.h. die aus dem Pulsmuster resultierenden Amplitudenänderung der Eingangsphasen werden nicht ausgeglichen. Es ergibt sich ein sechspulsiger Spannungsverlauf mit Einbrüchen und daher auch Amplitudenänderungen des Laststromes und einer erhöhten Verzerrung der Eingangsströme (vgl. S. 110).

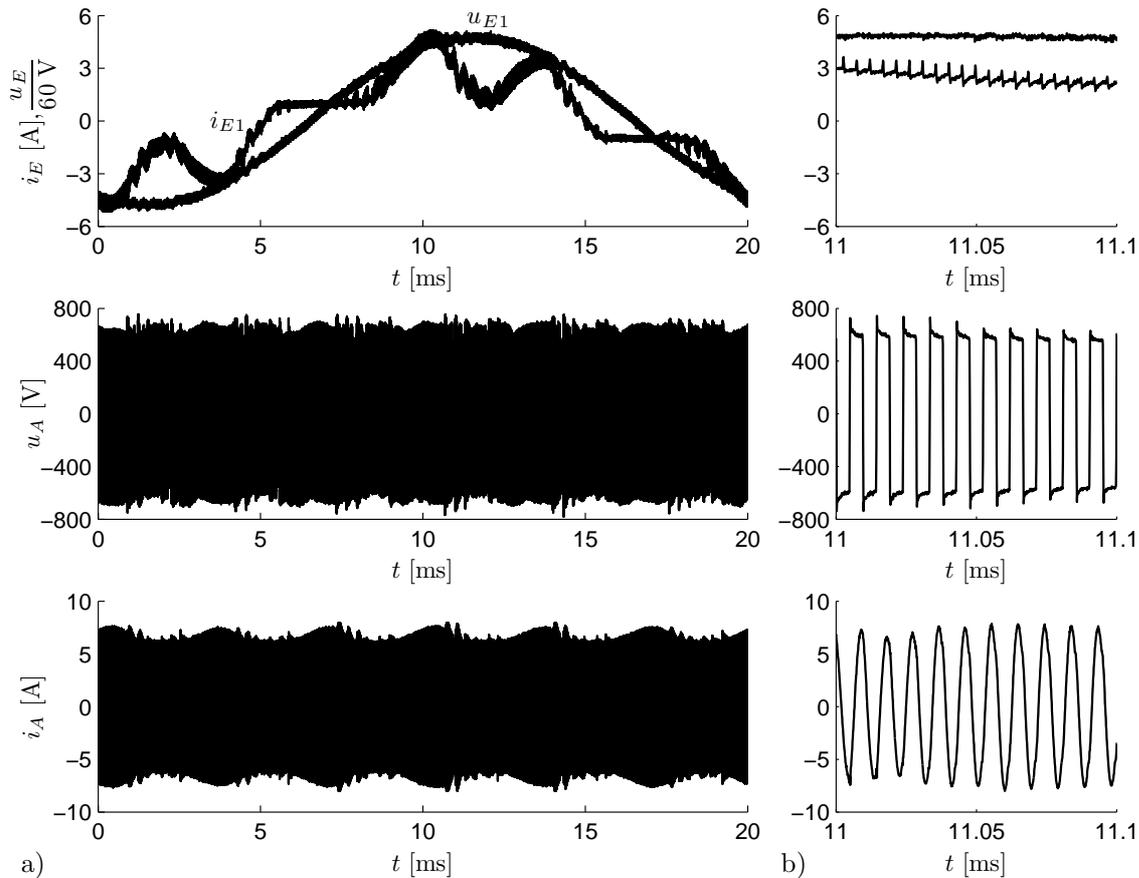


Abbildung 6.9: Ein- und Ausgangsgrößen des Matrixumrichters a) eine Netzperiode, b) kleinere Zeitbasis bei $U_E = 230$ V, $f_{Tr} = 105$ kHz, $\delta = \pi$ und $R_L = 257 \Omega$ und einem Pulsmuster mit 13 Pulsen nach Trapezvergleich

Die gemessenen Verläufe verdeutlichen zudem, dass Netzstrom und -spannung nahezu in Phase liegen. Der gemessene Leistungsfaktor beträgt $\cos \varphi = 0,96$. In dem gewählten Arbeitspunkt beträgt die dem Drehstromnetz entnommene Wirkleistung $P_E = 1490$ W. Auf der Sekundärseite wird eine Wirkleistung von $P_L = 1287$ W umgesetzt, so dass sich ein Gesamtwirkungsgrad für den Leistungsteil des Matrixumrichters, Übertragungssystem und sekundärseitigem Gleichrichter von $\eta_G = 0,863$ ergibt.

Bei einer detaillierten Betrachtung der Kommutierung werden Abweichungen zwischen simulierten und gemessenen Verläufen offensichtlich. **Abbildung 6.10** zeigt zunächst einen kontinuierlichen Ausgangsstrom. Die Grundbedingung der Kommutierung — keine Unterbrechung des Laststromes i_A und kein Kurzschluss der Eingangsphasen — wird erfüllt. Entsprechend **Abbildung 6.11** fließt der Ausgangsstrom i_A bis zur Kommutierung zum Zeitpunkt $t \approx 2,9 \mu\text{s}$ über den Schalter $S_{1,1V}$ am ersten Teilumrichter. Danach wird er bis zu seinem Nulldurchgang zum Zeitpunkt $t \approx 4 \mu\text{s}$ von dem IGBT $S_{2,1V}$ übernommen.

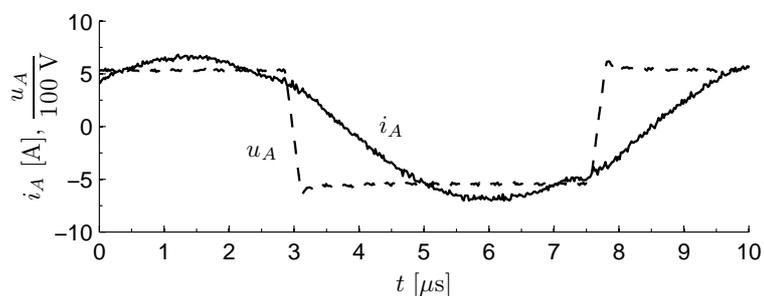


Abbildung 6.10: Ausgangsspannung und -strom bei $U_E = 230 \text{ V}$, $f_{Tr} = 105 \text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 257 \Omega$

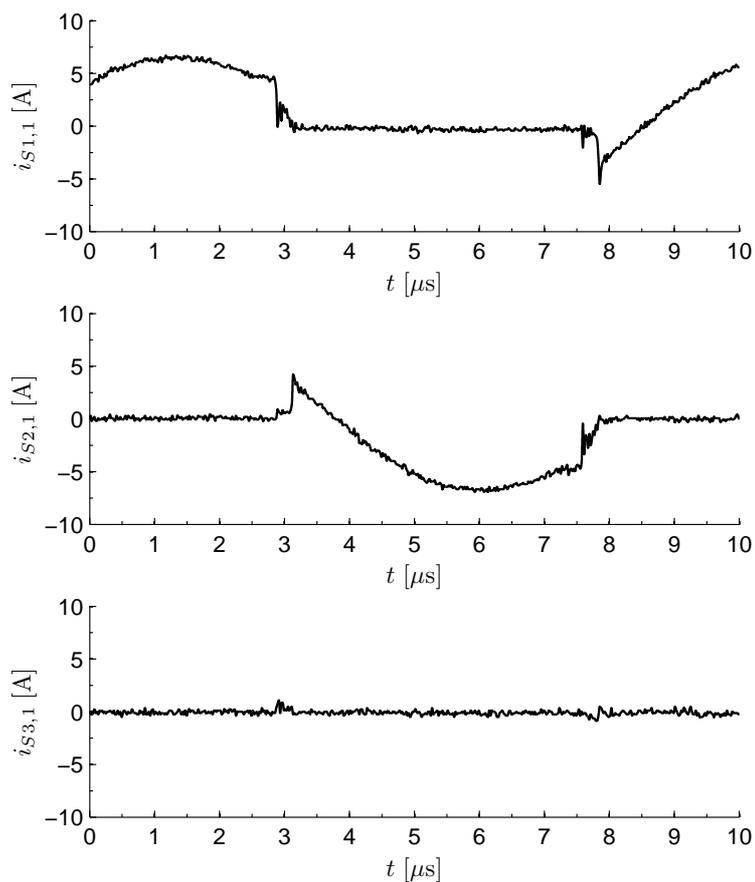


Abbildung 6.11: Transistorströme des ersten Teilumrichters (Vorzeichenrichtung: positiv bei Stromfluss von E zu A) bei $U_E = 230 \text{ V}$, $f_{Tr} = 105 \text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 257 \Omega$

Entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 5 ist aufgrund des Arbeitspunktes mit $f_{Tr} > f_0$ mit einem harten Abschalten des stromführenden IGBTs (z.B. $S_{1,1V}$ bei $t \approx 2,9 \mu\text{s}$) zu rechnen. Weiterhin muss unter Berücksichtigung von (4.23) die Summe der Transistorströme jedes Teilumrichters auch während der Kommutierung dem Ausgangsstrom entsprechen, z.B.

$$i_A = i_{AP1} = i_{S1,1} + i_{S2,1} + i_{S3,1} \quad (6.5)$$

Beide Aussagen lassen sich messtechnisch jedoch nicht exakt bestätigen. **Abbildung 6.12** zeigt, dass statt eines harten Abschaltvorgangs ein entlastetes Abschalten auftritt. Der Kollektorstrom sinkt, bevor der IGBT die Sperrspannung aufgenommen hat. Mit dem verspäteten Ansteigen der Kollektor-Emitter-Spannung werden die dann noch verbliebenden Ladungsträger in der N-Zone als Verschiebungsstrom abgebaut und nur eine geringe Ausschaltverlustleistung erzeugt.

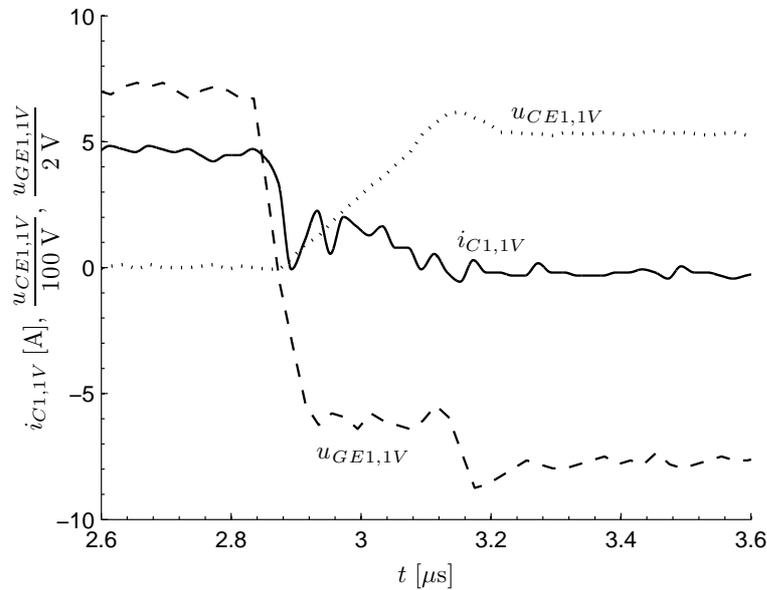


Abbildung 6.12: Abschalten von $S_{1,1V}$ im Rahmen der Kommutierung am ersten Teilumrichter bei einem induktiven Arbeitspunkt mit $U_E = 230 \text{ V}$, $f_{Tr} = 105 \text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 257 \Omega$

Betrachtet man darüber hinaus die Summe der Transistorströme am Beispiel des ersten Teilumrichters (siehe **Abbildung 6.13**), so wird deutlich, dass während des Kommutierungsvorganges die Summe der Transistorströme i_{AP1} nicht mit dem Ausgangsstrom i_A übereinstimmt. Offensichtlich findet während der Kommutierung ein Teil des Ausgangsstromflusses nicht über die Leistungshalbleiter statt.

Diese Ergebnisse lassen sich nur mit parasitären Elementen des Aufbaus erklären. Der Einfluss dieser wurde am Beispiel eines Sperrwandlers bereits in [130] diskutiert. Die Darstellung des Leiterplatten-Layouts eines Moduls der Schaltermatrix in **Abbildung G.7** zeigt, dass die zwei Ausgangsphasen AP1 und AP2 jeweils flächig (zur Minimierung von parasitären Induktivitäten zwischen den Modulen) übereinander angeordnet sind. Die damit einhergehende

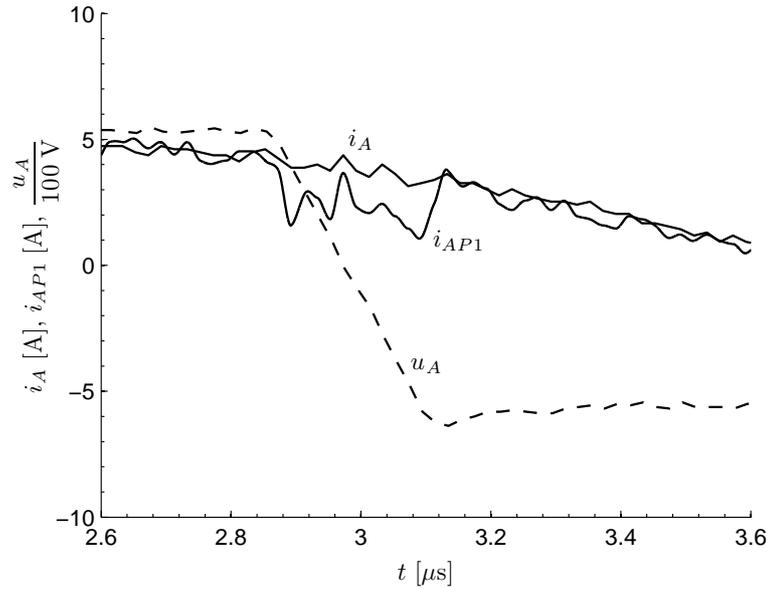


Abbildung 6.13: Ausgangsgrößen des Matrixumrichters und Summe der Transistorströme i_{AP1} des ersten Teilumrichters bei $U_E = 230 \text{ V}$, $f_{Tr} = 105 \text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 257 \Omega$

Kapazität lässt sich näherungsweise je Modul berechnen:

$$C_{PCB,M} = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A_{CPCB,M}}{d_{PCB}} \approx 103 \text{ pF} \quad (6.6)$$

Durch die Parallelschaltung der drei Module und damit auch der parasitären Kapazitäten erhöht sich dieser Wert noch um den Faktor drei auf $C_{PCB} = 309 \text{ pF}$. **Abbildung G.8** zeigt, dass die parasitären Kapazitäten parallel zu den drei Modulen und der Last angeordnet sind. Als Ergebnis dieser parasitären Ausgangskapazität sinkt der Transistorstrom bereits vor dem Ansteigen der Spannung. Ein Teil des Ausgangsstromes wird von der Kapazität, welche während der Kommutierung umgeladen wird, gespeist.

Mit einer manuellen Erhöhung der Ausgangskapazität lässt sich das Schaltverhalten bewusst beeinflussen und eine alternative Berechnung der parasitären Ausgangskapazität mit Hilfe der gemessenen Verläufe realisieren. **Tabelle 6.2** stellt dieses dar. Mit

$$i_{AP1} - i_A = C_{PCB} \frac{du_A}{dt} = -i_{CPCB} \quad (6.7)$$

$$C_{PCB} = (i_{AP1} - i_A) \frac{1}{du_A/dt} \quad (6.8)$$

ließ sich eine parasitäre Kapazität zwischen $C_{PCB} = 400 \dots 525 \text{ pF}$ bestimmen.

Unter Nichtberücksichtigung der parasitären Ausgangskapazität ergeben sich folgerichtig auch zwischen den Simulationsergebnissen der Kommutierung (Abschnitt 5.3.2) und den gemessenen Verläufen deutliche Unterschiede. Wird jedoch bei der Modellierung des Matrixumrichters

Tabelle 6.2: Berechnete Werte der Ausgangskapazität C_{PCB} unter Berücksichtigung einer zusätzlichen, parallelgeschalteten Kapazität C_Z (vgl. Abb. G.8)

C_Z	$i_{AP1} - i_A$	$\frac{du_A}{dt}$	$C_{PCB\Sigma} = \frac{i_{AP1} - i_A}{du_A/dt}$
400 pF	6,5 A	$\frac{360 \text{ V}}{60 \text{ ns}}$	$\approx 980 \text{ pF}$
200 pF	5,0 A	$\frac{400 \text{ V}}{70 \text{ ns}}$	$\approx 875 \text{ pF}$
0 pF	3,5 A	$\frac{400 \text{ V}}{60 \text{ ns}}$	$\approx 525 \text{ pF}$

in SABER auf die parasitäre Ausgangskapazität Rücksicht genommen, zeigen die Simulationsergebnisse (**Abbildung H.5**, **Abbildung H.6**) und die gemessenen Verläufe eine signifikante Übereinstimmung.

Über den Einfluss der parasitären Ausgangskapazität hinaus fällt bei der Betrachtung des Ausgangsstromes auf, dass während der Kommutierung kleine Einbrüche im Stromverlauf auftreten (vgl. **Abbildung H.7**, **Abbildung H.8**). Dies erscheint zunächst unplausibel, wurde doch aufgrund der Primärspule des Übertragungssystems von einem eingepprägten Ausgangsstrom während der Kommutierung ausgegangen (vgl. Abschnitt 5). Jedoch können diese Abweichungen auf die parasitäre Wicklungskapazität der primärseitigen Übertragerwicklung zurückgeführt werden. Untersuchungen zeigten, dass die Primärspule eine parasitäre Wicklungskapazität von $C_{L1} \approx 233 \text{ pF}$ besitzt [131]. Bei Verwendung einer daraufhin optimierten Übertragerspule treten die kurzen Einbrüche im Ausgangsstrom nicht auf.

7 Zusammenfassung und Ausblick

7.1 Zusammenfassung

Der Matrixumrichter wird als leistungselektronische Topologie hauptsächlich zur Speisung von Drehstromverbrauchern, insbesondere Drehstrommaschinen, verwendet. Lediglich im geringen Maß wurden bisher andere Anwendungsmöglichkeiten untersucht. Diese Arbeit setzt an diesem Punkt an und hatte die Betrachtung des Matrixumrichters zur Speisung von kontaktlosen Energieübertragungssystemen — bestehend aus einer Primär- und einer Sekundärspule — zum Ziel.

Bisherige wissenschaftliche Untersuchungen auf dem Gebiet der kontaktlosen Energieübertragung und des Matrixumrichters machen deutlich, dass die Auswahl und Gestaltung geeigneter kontaktloser Übertragungsanordnungen auf Systeme mit primärseitiger Reihenresonanz beschränkt werden muss, weil es sich beim Matrixumrichter um eine spannungseinprägende Topologie handelt. Damit reduziert sich die Anzahl der Freiheitsgrade für die Auslegung des Energieübertragungssystems. Neben seinem magnetischen Entwurf, welcher nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist, bleibt damit als wichtigster Freiheitsgrad die Wahl der Resonanzanordnung auf der Sekundärseite bestehen. In Abhängigkeit von der gewählten Resonanzanordnung variiert das Betriebsverhalten des gesamten Übertragungssystems teilweise deutlich. Die Betrachtung wichtiger elektrischer Parameter wie Spannungsverstärkung, Eingangsimpedanz und normierte sekundärseitige Wirkleistung zeigt aber auch, dass für eine auf den speisenden Umrichter fokussierte Untersuchung eine einfache Modellierung der drei untersuchten Resonanzanordnungen mit Hilfe eines Reihenschwingkreises möglich ist. Als Konsequenz ergibt sich die Schlussfolgerung, dass sich die erzielten Ergebnisse auch für den Matrixumrichter mit anderen serienresonanten Lasten anwenden lassen. Die Unterschiede der drei betrachteten Resonanzanordnungen treten vor allem bei einem Betrieb mit veränderlicher magnetischer Kopplung auf. Hier ist die Verwendung einer Serien-Serien-Anordnung aufgrund der konstanten Spannungsverstärkung bei der normierten Kreisfrequenz $\omega_N = 1$ und eines dort unveränderlichen induktiven Betriebspunktes von Vorteil. Für einen Laboraufbau wurden daher diese Übertragungsanordnung ausgewählt und damit die theoretischen Ergebnisse messtechnisch bestätigt. Auftretende Abweichungen zwischen theoretischer Betrachtung und den erzielten Messergebnissen ließen sich auf die vernachlässigten Wicklungswiderstände der Übertragerspulen zurückführen.

Die bisher untersuchten, klassischen Matrixumrichter weisen bei Verwendung von Pulsverfahren die Vorteile eines kompakten Leistungsteils, der Erzeugung einer beliebigen Ausgangsspannung in Frequenz und Amplitude, sinusförmiger Ein- und Ausgangsströme und des Verzichtes auf Energiespeicher auf. Die in dieser Arbeit geforderte und zur kontaktlosen Energieübertragung notwendige, einphasige Ausgangsspannung mit $f \geq 100$ kHz lässt sich jedoch mit derzeitig verfügbaren Leistungshalbleitern nicht über ein Pulsverfahren erzeugen. Daher wurde die Verwendung von alternativen, hochfrequenten Steuerverfahren, wie sie z.B. vom Spannungswechselrichter in H-Brückenschaltung mit resonanter Last bekannt sind, untersucht. Dieses ist möglich, weil der drei- zu zweiphasige Matrixumrichter sich mit einem Spannungswechselrichter in H-Brückenschaltung vergleichen lässt. Dementsprechend ist der Einsatz einer Blocktaktung oder einer Phase-Shift-Taktung möglich, welche sich dadurch auszeichnen, dass die Schaltfrequenz f_{Tr} gleich der Ausgangsfrequenz f_L ist und sie einen quasi-sinusförmigen Ausgangsstrom erzeugen.

Da aber beide Steuerverfahren keinen Einfluss auf die Form der Eingangsströme, auf eine Stellung des $\cos\varphi$ und auf die Amplitude der Ausgangsspannung haben, ist es notwendig, die hochfrequente Erzeugung der Ausgangsspannung mit einer niederfrequenten Modulation der Eingangsphasen zu kombinieren. Das Pulsmuster beeinflusst direkt die Form und den Oberschwingungsgehalt des Netzstromes. Gleiches gilt auch für die Amplitude der virtuellen Zwischenkreisspannung und damit der Ausgangsspannung. Beide Kriterien sind aber mit dem Pulsmuster entgegengesetzt gekoppelt, d.h. ein Pulsmuster zur Erzielung des Minimums an Oberschwingungen des Netzstromes wird ein Maximum der Ausgangsspannungsänderung hervorrufen. Die Lösung dieses Optimierungsproblems sollte über die Wahl des Pulsmusters hinaus mit einer Steuerung der unterlagerten Block- bzw. Phase-Shift-Taktung vorgenommen werden, weil letztere über eine Stellung der Grundschwingung die Ausgangsspannungsänderung wieder minimieren kann. Als Ergebnis kann dann auch der hochfrequente drei- zu zweiphasige Matrixumrichter die für den klassischen Matrixumrichter typischen Vorteile aufweisen.

Die wesentlichen Nachteile des Matrixumrichters, die nicht als monolithische Bauelemente vorhandenen bidirektionalen Schalter und das Fehlen passiver Freilaufzweige, bestehen jedoch auch für den hochfrequenten drei- zu zweiphasigen Matrixumrichter. Dies zusammen mit den speziellen Eigenschaften der resonanten Last machte eine detaillierte Untersuchung der Kommutierung notwendig. Die Analyse bekannter Kommutierungsverfahren schließt die Verwendung von stromrichtungs-basierten Verfahren generell aus. Der Vergleich mit dem Wechselrichter in H-Brückenschaltung zeigt vielmehr die generellen Anforderungen an das Kommutierungsverfahren auf: Es muss genau eine bidirektionale Verbindung von Last und Eingangsspannungen je Teilumrichter — auch während der Kommutierung — bestehen. Darauf basierend ist die Verwendung von zwei verschiedenen Zwei-Schrittverfahren möglich. Nach der Ableitung der möglichen und notwendigen Kommutierungen und einer Strukturierung mit Hilfe einer Zustandsmaschine wird im Rahmen umfangreicher Simulationen die Funktion des Verfahrens für verschiedene Arbeitspunkte belegt. Die Ergebnisse zeigen dabei auch, dass sich hinsichtlich der

Verlustleistung deutliche Vorteile für die Verwendung von schnell abschaltenden PT-IGBTs zur Realisierung der bidirektionalen Schalter ergeben.

Die Messungen am Laboraufbau bestätigen die theoretischen und simulativen Aussagen. Insbesondere der Einfluss des Pulsmusters auf die Ausgangsspannungsänderung und des sekundärseitigen Zwischenkreiskondensators auf die Form und den Oberschwingungsgehalt der Netzströme wird bei dem Vergleich von berechneten und gemessenen Verläufen deutlich und zeigt dabei die Notwendigkeit auf, eine Optimierung von Pulsmuster und unterlagerter hochfrequenter Taktung durchzuführen. Durch das Layout des Matrixumrichters hervorgerufene, parasitäre Elemente haben einen entscheidenden Einfluss auf die Kommutierungsvorgänge. Zwar bleibt die Funktionsweise des Kommutierungsverfahrens an sich davon unberührt, jedoch ist insbesondere beim Abschalten der IGBTs statt eines harten Abschaltvorganges ein quasi-resonantes Schalten zu verzeichnen, welches zu einer deutlichen Reduzierung der Ausschaltverluste führt. Messung und Simulationen zeigen, dass diese Abweichung hauptsächlich auf eine parasitäre Ausgangskapazität zurückgeführt werden kann und verdeutlichen zugleich, dass parasitären Elementen bei der Entwicklung und dem Entwurf einer leistungselektronischen Schaltung eine erhöhte Aufmerksamkeit gewidmet werden sollte.

7.2 Ausblick

Für den Einsatz eines leistungselektronischen Gerätes ist eine Vielzahl von Faktoren maßgeblich. Neben einem möglichst hohen Wirkungsgrad sind die Kosten und die Zuverlässigkeit entscheidend. Die Entwicklung des Matrixumrichters hat von Anfang an die Erzielung eines Wirkungsgradvorteils, einer kompakteren Bauweise und einer höheren Zuverlässigkeit zum Ziel. Die vorliegende Arbeit zeigt, dass auch für Resonanzanwendungen der Matrixumrichter einsetzbar ist. Sowohl die Kommutierung wie auch die Steuerung des Matrixumrichters werden betrachtet und geeignete Lösungsansätze aufgezeigt. Einige Fragestellungen bleiben aber aufgrund der Komplexität zunächst unbeantwortet. Dazu gehören insbesondere die Einstellung eines optimalen Pulsmusters, welches geringe Eingangsstromharmonische und geringe Schwankungen der Ausgangsspannung erzeugt und die Kombination mit einer unterlagerten Phase-Shift-Taktung, um letztendlich eine konstante Ausgangsspannungsamplitude zu erzielen. In dieser Arbeit wurde außerdem auch die Stellung des $\cos \varphi$ nicht explizit betrachtet. In einem ersten Schritt scheint es möglich, mit Hilfe einer gezielten Verschiebung des Pulsmusters zu den zeitlichen Verläufen der Eingangsspannungen eine Stellung des $\cos \varphi$ zu erzielen. Allerdings hat auch dieses ggf. einen Einfluss auf die erzielbare Ausgangsspannungsamplitude. Weitergehende Untersuchungen sind notwendig. Wenn diese Fragestellungen gelöst sind, kann der drei- zu zweiphasige Matrixumrichter — auch wenn er doch einen deutlichen höheren steuerungstechnischen Aufwand benötigt — eindrucksvolle Vorteile gegenüber den herkömmlichen Ansätzen aufweisen. Es empfiehlt sich dann, einen konkreten Vergleich der Matrixumrichtertopologie mit den herkömmlichen Konzepten durchzuführen, um Aussagen über Wirkungsgrad,

Lebensdauer und Kosten für spezifische Applikationen zu gewinnen.

Diese Arbeit soll mit ihren allgemeingültigen Aussagen hierfür Grundlagen schaffen und mithin einen Beitrag leisten zum Einsatz des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters als interessante Alternative zur Speisung von kontaktlosen Energieübertragungssystemen und serienresonanten Lasten.

A Ersatzschaltbild des Energieübertragungssystems

A.1 Herleitung

Um die Verkettung zwischen zwei gekoppelten Spulen zu veranschaulichen und ein Ersatzschaltbild abzuleiten, werden zwei Spulen mit gleicher Geometrie angenommen und wahllos zueinander plaziert. Ein Stromfluss i_1 in der Primärspule erzeugt ein magnetisches Feld mit der Flussdichte B_1 (bei $i_2 = 0$), welches die Primärspule vollständig durchsetzt und in einer Windung der Primärspule den magnetischen Fluss Φ_{11} , bzw. in der gesamten Wicklung die Flussverkettung Ψ_{11} erzeugt.

$$\Phi_{11} = \int_{A_1} \vec{B}_1 \vec{n}_1 dA = \frac{\Psi_{11}}{N_1} \quad (\text{A.1})$$

Ein Teil des Feldes durchsetzt auch die Sekundärspule.

$$\Phi_{21} = \int_{A_2} \vec{B}_1 \vec{n}_2 dA = \frac{\Psi_{21}}{N_2} \quad (\text{A.2})$$

Dabei sind A_1 und A_2 die Querschnittsflächen der Spulen, \vec{n}_1 , \vec{n}_2 die Flächennormalen-Einheitsvektoren und N_1 , N_2 die Windungszahlen. Die Bezeichnung Φ_{21} verdeutlicht, dass der magnetische Fluss die Sekundärspule durchsetzt, jedoch von der Primärspule erzeugt wird. Entsprechend gilt bei Annahme eines Stromflusses in der Sekundärspule mit $i_1 = 0$:

$$\Phi_{22} = \int_{A_2} \vec{B}_2 \vec{n}_2 dA = \frac{\Psi_{22}}{N_2} \quad (\text{A.3})$$

Ein Teil des Feldes durchsetzt nun die Primärspule:

$$\Phi_{12} = \int_{A_1} \vec{B}_2 \vec{n}_1 dA = \frac{\Psi_{12}}{N_1} \quad (\text{A.4})$$

Fließt sowohl auf der Primär- wie auch auf der Sekundärseite ein Strom, überlagern sich die magnetischen Flüsse. Es ergibt sich jeweils für den gesamten magnetischen Fluss von Primär-

und Sekundärspule:

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12} \quad (\text{A.5})$$

$$\Phi_2 = \Phi_{22} + \Phi_{21} \quad (\text{A.6})$$

Betrachtet man anschließend Primär- und Sekundärseite als getrennte Stromkreise, so wird auf beiden Seiten eine Spannung durch den magnetischen Fluss der Gegenseite induziert.

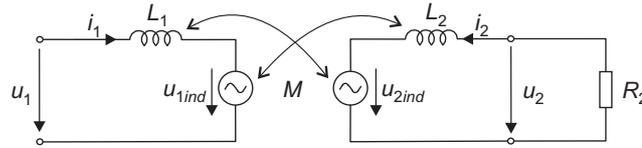


Abbildung A.1: Induktion auf der Primär- und Sekundärseite

Nach dem Induktionsgesetz ergeben sich damit die Klemmenspannungen u_1 und u_2 (vgl. **Abbildung A.1**) zu:

$$u_1 = N_1 \frac{d\Phi_{11}}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt} \quad (\text{A.7})$$

$$u_2 = N_2 \frac{d\Phi_{22}}{dt} + N_2 \frac{d\Phi_{21}}{dt} \quad (\text{A.8})$$

Die magnetische Flussdichte B ist bei linearer Magnetisierungskennlinie direkt proportional zur Stromstärke i . Magnetischer Fluss und magnetische Flussverkettung sind es daher auch. Für die Induktivität L gilt allgemein

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\Phi}{i} \quad (\text{A.9})$$

Es folgt:

$$L_1 = \frac{N_1 \Phi_{11}}{i_1} \quad (\text{A.10})$$

$$M_{12} = \frac{N_1 \Phi_{12}}{i_2} \quad (\text{A.11})$$

$$L_2 = \frac{N_2 \Phi_{22}}{i_2} \quad (\text{A.12})$$

$$M_{21} = \frac{N_2 \Phi_{21}}{i_1} \quad (\text{A.13})$$

In [132, 133] wird gezeigt, dass $M_{12} = M_{21} = M$ ist. Damit ergeben sich (A.7), (A.8) zu:

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + u_{1ind} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (\text{A.14})$$

$$u_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + u_{2ind} = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (\text{A.15})$$

Führt man den Streufluss Φ_σ als Differenz der jeweils die Spule durchsetzenden Flüsse ein

$$\Phi_{\sigma 1} = \Phi_{11} - \Phi_{21} \quad (\text{A.16})$$

$$\Phi_{\sigma 2} = \Phi_{22} - \Phi_{12} \quad (\text{A.17})$$

ist es möglich, die Gesamtflüsse Φ_1 und Φ_2 wie folgt auszudrücken:

$$\Phi_1 = \Phi_{\sigma 1} + \Phi_{21} + \Phi_{12} = \Phi_{\sigma 1} + \Phi_H \quad (\text{A.18})$$

$$\Phi_2 = \Phi_{\sigma 2} + \Phi_{12} + \Phi_{21} = \Phi_{\sigma 2} + \Phi_H \quad (\text{A.19})$$

Der Hauptfluss $\Phi_H = \Phi_{12} + \Phi_{21}$ stellt den mit beiden Spulen verketteten Fluss dar.

Unter Verwendung von (A.13) und (A.16) ergibt sich (A.10) zu:

$$L_1 = \frac{N_1 \Phi_{11}}{i_1} = \frac{N_1 \Phi_{\sigma 1}}{i_1} + \frac{N_1 \Phi_{21}}{i_1} \quad (\text{A.20})$$

$$= L_{\sigma 1} + \frac{N_1}{N_2} M \quad \text{mit Def.} \quad L_{\sigma 1} = \frac{N_1 \Phi_{\sigma 1}}{i_1} \quad (\text{A.21})$$

Analog lässt sich (A.12) mit (A.11) und (A.17) wie folgt umformen:

$$L_2 = \frac{N_2 \Phi_{22}}{i_2} = \frac{N_2 \Phi_{\sigma 2}}{i_2} + \frac{N_2 \Phi_{12}}{i_1} \quad (\text{A.22})$$

$$= L_{\sigma 2} + \frac{N_2}{N_1} M \quad \text{mit Def.} \quad L_{\sigma 2} = \frac{N_2 \Phi_{\sigma 2}}{i_2} \quad (\text{A.23})$$

Durch Einsetzen von (A.21) in (A.14), bzw. (A.23) in (A.15) erhält man:

$$u_1 = L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + \frac{N_1}{N_2} M \frac{di_1}{dt} \quad (\text{A.24})$$

$$u_2 = L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + \frac{N_2}{N_1} M \frac{di_2}{dt} \quad (\text{A.25})$$

Mit

$$M = \frac{N_2}{N_1} L_H \quad (\text{A.26})$$

und Erweiterung von (A.25) mit dem Übersetzungsverhältnis $n = N_1/N_2$ können alle Größen der Sekundärseite auf die Primärseite bezogen werden. Es folgt letztendlich

$$u_1 = L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + L_H \frac{d\left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2\right)}{dt} \quad (\text{A.27})$$

$$\frac{N_1}{N_2} u_2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + L_H \frac{d\left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2\right)}{dt} \quad (\text{A.28})$$

und damit das T-Ersatzschaltbild aus **Abbildung 2.4**, welches es ermöglicht, das Verhalten des Übertragungssystems elektrisch zu beschreiben. Die auf die Primärseite bezogenen Größen sind als gestrichene Größen gekennzeichnet (siehe Seite 10).

Für eine Betrachtung der am sekundärseitigen Widerstand umgesetzten Wirkleistung ist es zweckmäßig die komplexe Schreibweise sinusförmiger Größen zu verwenden. Aus (A.15) folgt:

$$\underline{U}_{2_{ind}} = j\omega M \underline{I}_1 \quad (\text{A.29})$$

Für die am sekundärseitigen Widerstand R_2 umgesetzte Leistung P_{R_2} gilt dann:

$$P_{R_2} = I_2^2 R_2 = \frac{U_{2_{ind}}^2 R_2}{Z^2} = \frac{(\omega M I_1)^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (\text{A.30})$$

Es ist zu erkennen, dass die umgesetzte Wirkleistung P_{R_2} maßgeblich von dem Verhältnis M/L_2 und $\omega M I_1$ abhängt. Der Einfluss der Übertragungsfrequenz $f = \omega/(2\pi)$ wird damit verdeutlicht.

B Schrittfolgen verschiedener Kommutierungsverfahren

B.1 Stromrichtungsbasierte Kommutierung in drei Schritten

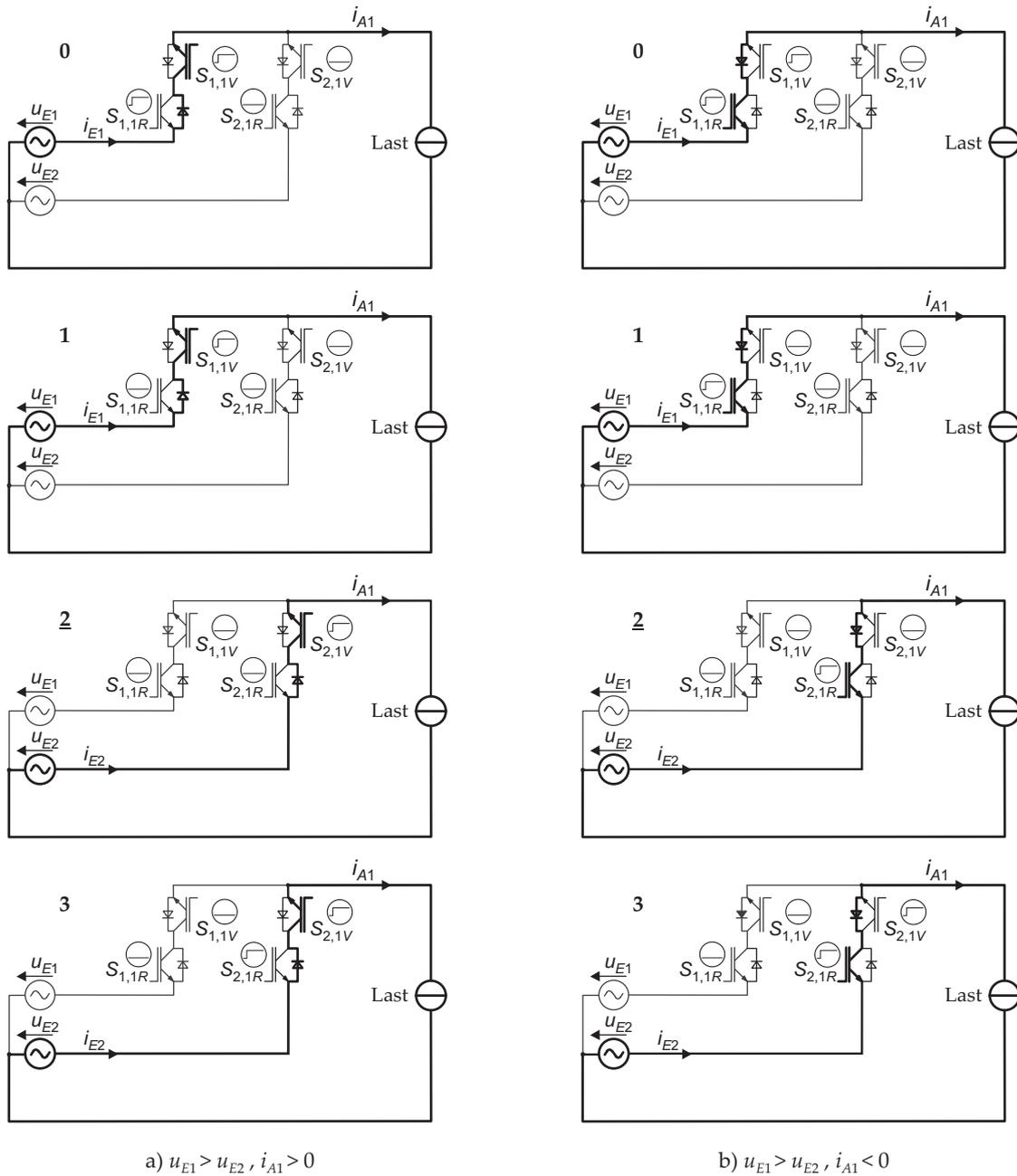


Abbildung B.1: Stromrichtungsbasierte Kommutierung in drei Schritten bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

B.2 Stromrichtungs-basierte Kommutierung in einem Schritt

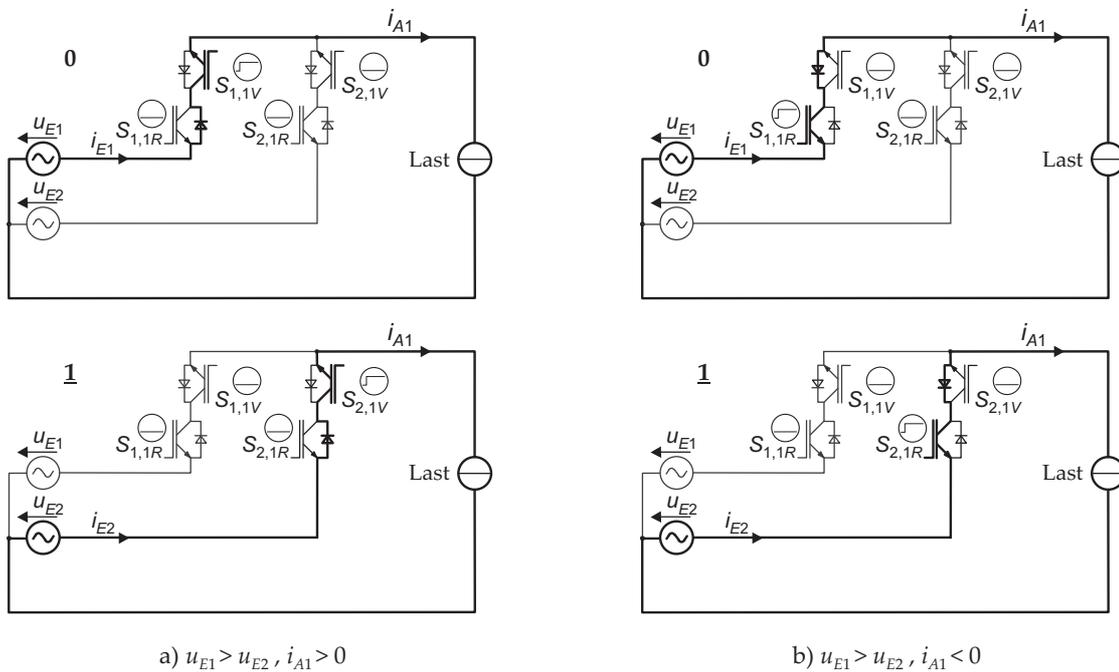


Abbildung B.2: Stromrichtungs-basierte Kommutierung in einem Schritt bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

B.3 Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in zwei Schritten, Var. A

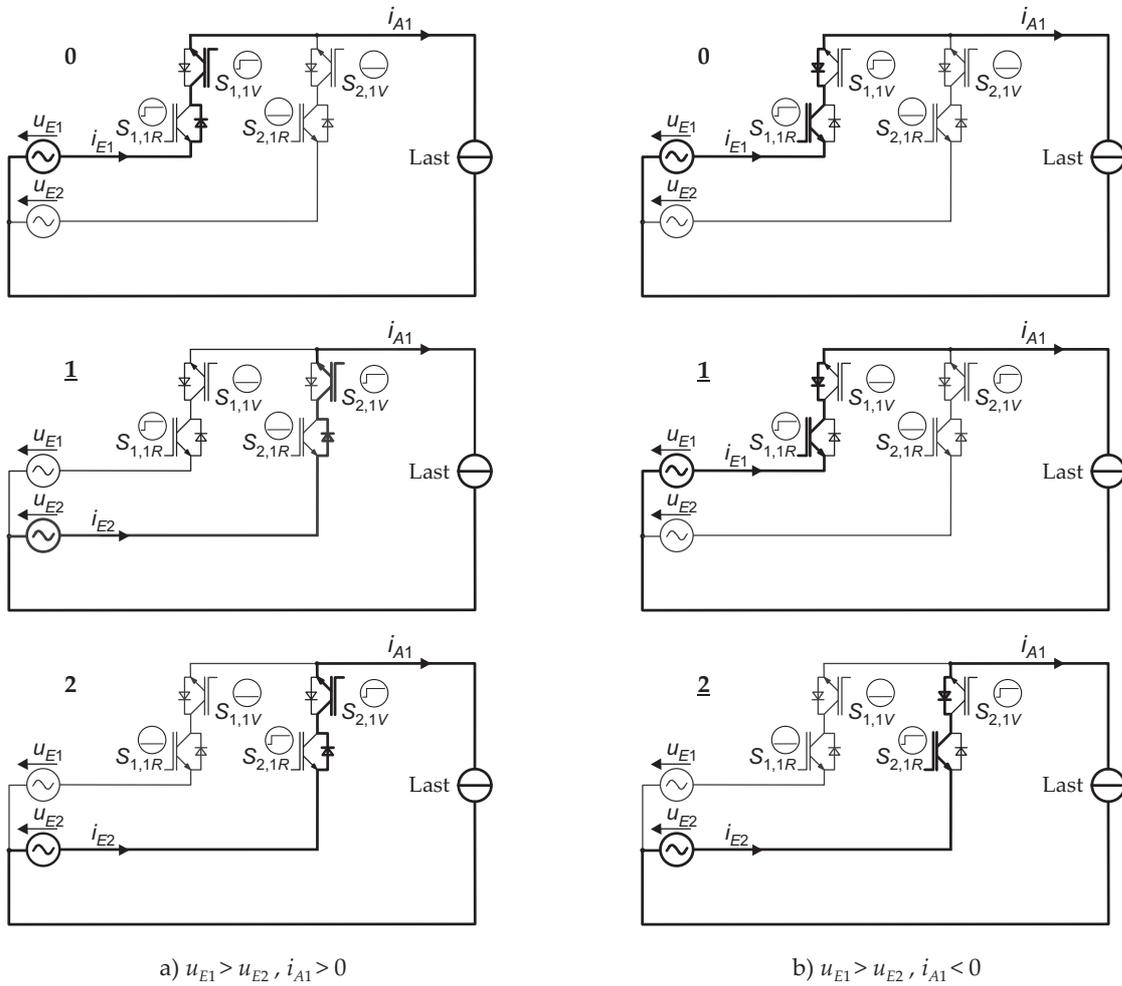


Abbildung B.3: Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in zwei Schritten bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

B.4 Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in zwei Schritten, Var. B

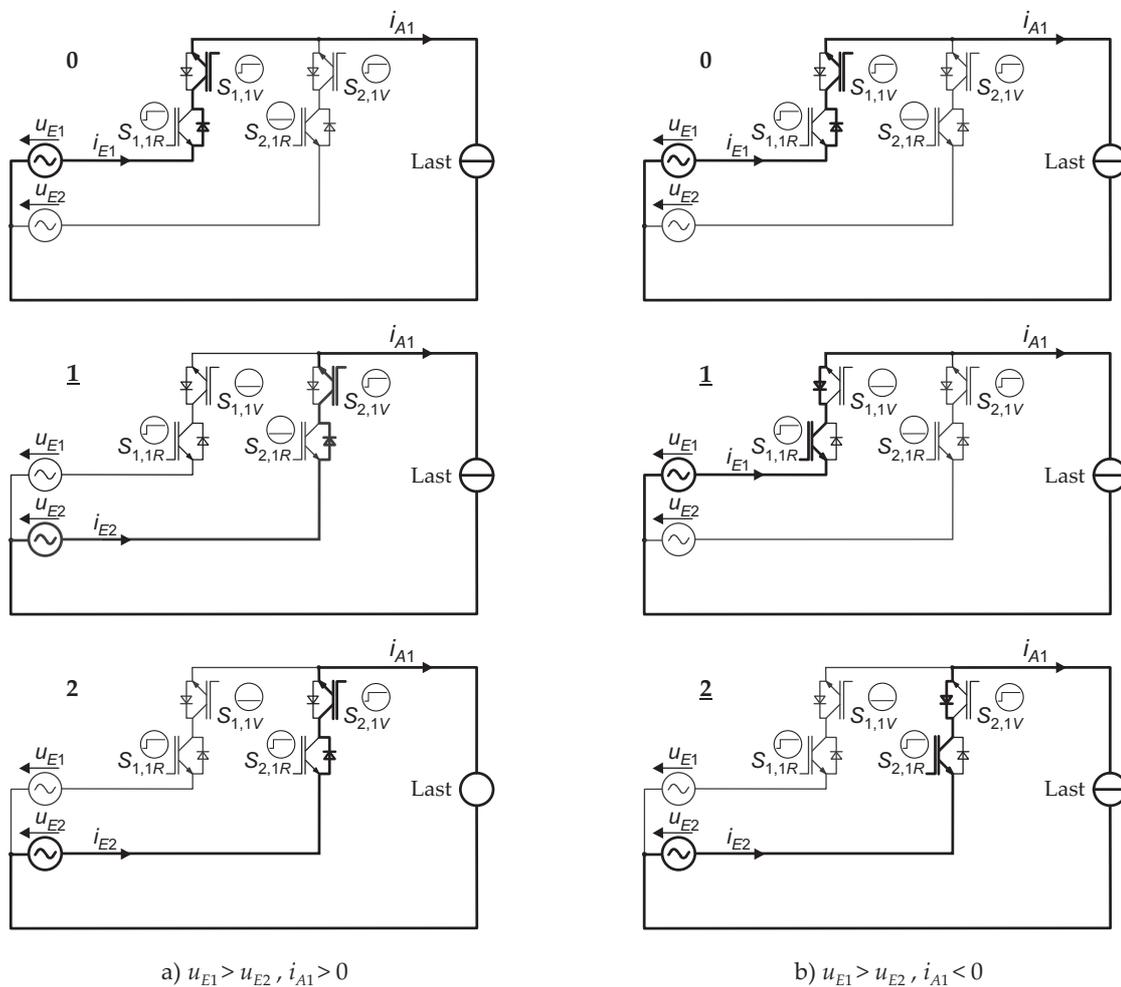


Abbildung B.4: Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in zwei Schritten nach [66] bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

B.5 Stromrichtungs- und Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung

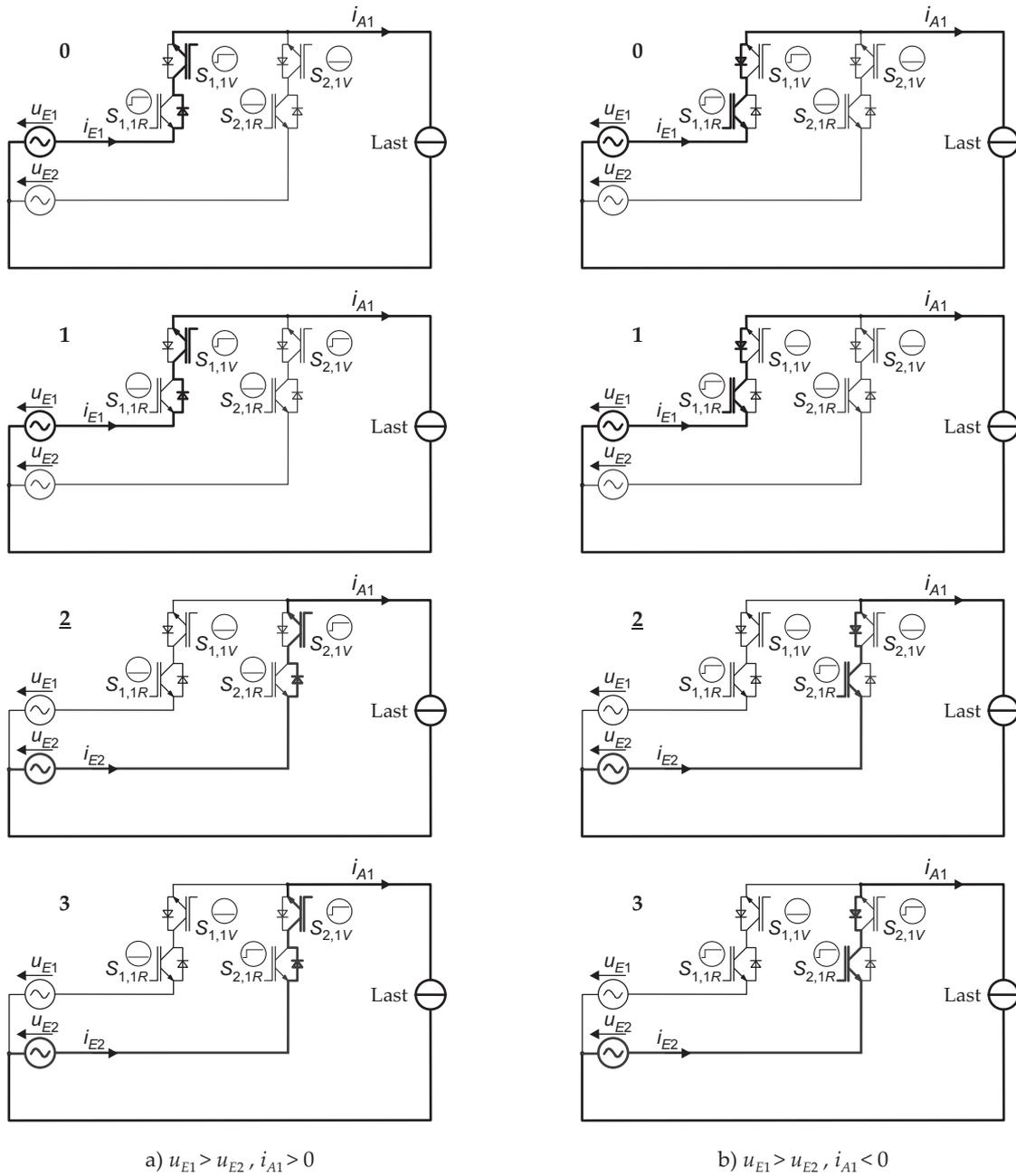


Abbildung B.5: Stromrichtungs- und Spannungsvorzeichenbasierte Kommutierung in drei Schritten bei $u_{E1} > u_{E2}$ und a) $i_{A1} > 0$, b) $i_{A1} < 0$

C Ergänzungen zu den untersuchten Resonanzanordnungen

C.1 Berechnung der Eingangsimpedanz

C.1.1 Serien-Anordnungen CLLL und SS-CLLLC

Die Eingangsimpedanz \underline{Z}_A beider Anordnungen wird mit Hilfe der Teilimpedanzen \underline{Z}_B und \underline{Z}_C berechnet. Ohmsche Widerstände werden vernachlässigt. Dabei werden im ersten Schritt noch nicht die konkreten Einzelimpedanzen eingesetzt, weil sich beide Anordnungen lediglich in der sekundären Reaktanz X_2 unterscheiden

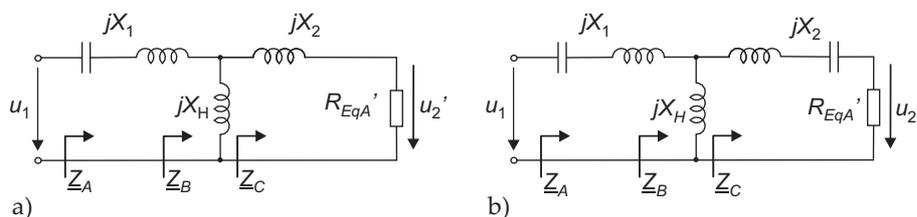


Abbildung C.1: Bestimmung der Eingangsimpedanz \underline{Z}_A a) der CLLL-Anordnung und b) der SS-CLLLC-Anordnung

Für die Bestimmung der komplexen Eingangsimpedanz \underline{Z}_A werden mittels Spannungsteilerregel folgende komplexe Teilimpedanzen ermittelt:

$$\underline{Z}_C = R'_{EqA} + jX_2 \quad (C.1)$$

$$\underline{Z}_B = (jX_H) \parallel (jX_2 + R'_{EqA}) = \frac{jX_H(jX_2 + R'_{EqA})}{jX_H + jX_2 + R'_{EqA}} \quad (C.2)$$

$$\underline{Z}_A = jX_1 + Z_B = \frac{jX_1(jX_H + jX_2 + R'_{EqA}) + jX_H(jX_1 + R'_{EqA})}{jX_H + jX_2 + R'_{EqA}} \quad (C.3)$$

Serien-Resonante-Anordnung (CLLL)

Im nächsten Schritt werden für die CLLL-Serien-Anordnung die Teilimpedanzen eingesetzt. Es folgt für die eingeführten Ersatzgrößen X_1 , X_2 und X_H :

$$X_1 = \omega L_{\sigma 1} - \frac{1}{\omega C_1} \quad (\text{C.4})$$

$$X_2 = \omega L'_{\sigma 2} \quad (\text{C.5})$$

$$X_H = \omega L_H \quad (\text{C.6})$$

Die komplexe Eingangsimpedanz der CLLL-Anordnung ergibt sich nach dem Einsetzen von (C.4)-(C.6) in (C.3) zu:

$$\underline{Z}_A = \frac{\omega^2 R'_{EqA} L_H^2}{R_{EqA}^2 + \omega^2 (L_H + L'_{\sigma 2})^2} + j \left[\omega \left(L_H + L_{\sigma 1} - \frac{\omega^2 L_H^2 (L_H + L'_{\sigma 2})}{R_{EqA}^2 + \omega^2 (L_H + L'_{\sigma 2})^2} \right) - \frac{1}{\omega C_1} \right] \quad (\text{C.7})$$

Die Eingangsimpedanz des CLLL-Übertragungssystems soll als Funktion von Kopplung, Frequenz und Belastung dargestellt werden. Dazu werden die Größen R'_{EqA} und C_1 mit Hilfe der Gleichungen (3.9) und (3.16) ersetzt. Unter Berücksichtigung der Gleichungen (2.11)-(2.14) sowie (3.8) und Z_0 nach (3.11) erhält man:

$$\underline{Z}_A = \frac{Z_0 k^2}{Q \left(1 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2} \right)} + j \omega_N \left[-\frac{Z_0 (1-k^2)}{\omega_N^2} + Z_0 \left(1 - \frac{k^2}{1 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2}} \right) \right] \quad (\text{C.8})$$

Nach Normierung auf Z_0 ergibt sich:

$$\frac{\underline{Z}_A}{Z_0} = \frac{k^2}{Q \left(1 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2} \right)} + j \omega_N \left(1 - \frac{k^2}{1 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2}} - \frac{1-k^2}{\omega_N^2} \right) \quad (\text{C.9})$$

Serien-Serien-Resonante-Anordnung (SS-CLLLC)

Ausgangspunkt sind wiederum (C.4) und (C.6). Auf der Sekundärseite ist nun der Reihenschwingkreis mit der Reaktanz

$$X_2 = \omega L'_{\sigma 2} - \frac{1}{\omega C'_2} \quad (\text{C.10})$$

zu berücksichtigen. Es ergibt sich nach Einsetzen in (C.3):

$$\underline{Z}_A = \frac{\omega^2 L_H^2 R'_{EqA}}{R'_{EqA} + \left[\omega L_H - \frac{1}{\omega C_2'} + \omega L'_{\sigma 2} \right]^2} + j \left[-\frac{1}{\omega C_1} + \omega L_{\sigma 1} + \frac{\omega L_H \left(R'_{EqA} + \left(-\frac{1}{\omega C_2'} + \omega L'_{\sigma 2} \right) \left(\omega L_H - \frac{1}{\omega C_2'} + \omega L'_{\sigma 2} \right) \right)}{R'_{EqA} + \left(\omega L_H - \frac{1}{\omega C_2'} + \omega L'_{\sigma 2} \right)^2} \right] \quad (C.11)$$

Bei Wahl des Resonanzpunktes entsprechend [10]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\sigma 1} C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L'_{\sigma 2} C_2'}} \quad (C.12)$$

folgt für die normierte Kreisfrequenz ω_N

$$\omega_N = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega \sqrt{L_{\sigma 1} C_1} = \omega \sqrt{L'_{\sigma 2} C_2'} \quad (C.13)$$

Durch Einsetzen von (3.9), (C.13), sowie der aus Gleichung (3.11) bekannten charakteristischen Impedanz Z_0 kann eine allgemeine Beschreibung der komplexen Eingangsimpedanz Z_A gewonnen werden.

$$\frac{\underline{Z}_A}{Z_0} = \frac{k^2}{Q \left[\left(1 - \frac{1-k}{\omega_N^2} \right)^2 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2} \right]} + j \omega_N \left[1 - k - \frac{1-k}{\omega_N^2} + \frac{k \left(\frac{1}{Q^2 \omega_N^2} - \frac{(k-1)(\omega_N^2-1)(k+\omega_N^2-1)}{\omega_N^4} \right)}{\left(1 + \frac{k-1}{\omega_N^2} \right)^2 + \frac{1}{Q^2 \omega_N^2}} \right] \quad (C.14)$$

C.1.2 Serien-Parallel-Resonante-Anordnung (SP-CLLLC)

Durch Verwendung einer Parallelanordnung auf der Sekundärseite ergeben sich die komplexen Teilimpedanzen \underline{Z}_A , \underline{Z}_B , \underline{Z}_C , \underline{Z}_D der SP-CLLLC-Anordnung.

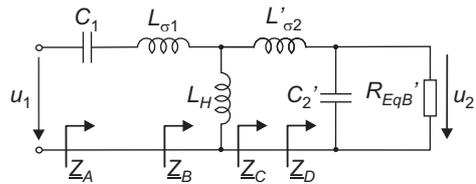


Abbildung C.2: Bestimmung der Eingangsimpedanz \underline{Z}_A der SP-CLLLC-Anordnung

Diese lassen sich entsprechend **Abb. C.2** berechnen:

$$\underline{Z}_D = \frac{R'_{EqB} \frac{-j}{\omega C'_2}}{R'_{EqB} + \frac{-j}{\omega C'_2}} \quad (\text{C.15})$$

$$\underline{Z}_C = Z_D + j\omega L'_{\sigma 2} = \frac{R'_{EqB} \frac{-j}{\omega C'_2}}{R'_{EqB} + \frac{-j}{\omega C'_2}} + j\omega L'_{\sigma 2} \quad (\text{C.16})$$

$$\underline{Z}_B = \frac{\underline{Z}_C j\omega L_H}{\underline{Z}_C + j\omega L_H} = \frac{\left(\frac{R'_{EqB} \frac{-j}{\omega C'_2}}{R'_{EqB} + \frac{-j}{\omega C'_2}} + j\omega L'_{\sigma 2} \right) j\omega L_H}{\left(\frac{R'_{EqB} \frac{-j}{\omega C'_2}}{R'_{EqB} + \frac{-j}{\omega C'_2}} + j\omega L'_{\sigma 2} \right) + j\omega L_H} \quad (\text{C.17})$$

$$\underline{Z}_A = j\omega L_{\sigma 1} - \frac{j}{\omega C_1} + \underline{Z}_B = j\omega L_{\sigma 1} - \frac{j}{\omega C_1} + \frac{\left(\frac{R'_{EqB} \frac{-j}{\omega C'_2}}{R'_{EqB} + \frac{-j}{\omega C'_2}} + j\omega L'_{\sigma 2} \right) j\omega L_H}{\left(\frac{R'_{EqB} \frac{-j}{\omega C'_2}}{R'_{EqB} + \frac{-j}{\omega C'_2}} + j\omega L'_{\sigma 2} \right) + j\omega L_H} \quad (\text{C.18})$$

$$\underline{Z}_A = j\omega L_{\sigma 1} - \frac{j}{\omega C_1} + \frac{j\omega L_H \left[\omega L'_{\sigma 2} - \frac{R'_{EqB}}{\omega C'_2 \left(R'_{EqB} - \frac{j}{\omega C'_2} \right)} \right]}{\omega L_H + \omega L'_{\sigma 2} - \frac{R'_{EqB}}{\omega C'_2 \left(R'_{EqB} - \frac{j}{\omega C'_2} \right)}} \quad (\text{C.19})$$

In Abhängigkeit von der Kopplung, der normierten Frequenz und der Belastung ergibt sich mit (3.41), (3.9) und (3.11):

$$\frac{\underline{Z}_A}{Z_0} = \frac{Qk^2\omega_N^2}{1+\omega_N^2(Q^2+\omega_N^2-2)} + j\omega_N \left[1 - k^2 + \frac{k^2-1}{\omega_N} - \frac{k^2(\omega_N^2-1)}{1+\omega_N^2(Q^2+\omega_N^2-2)} \right] \quad (\text{C.20})$$

C.2 Ausgewählte Verläufe der Übertragungssysteme

C.2.1 Serien-Anordnung (CLLL)

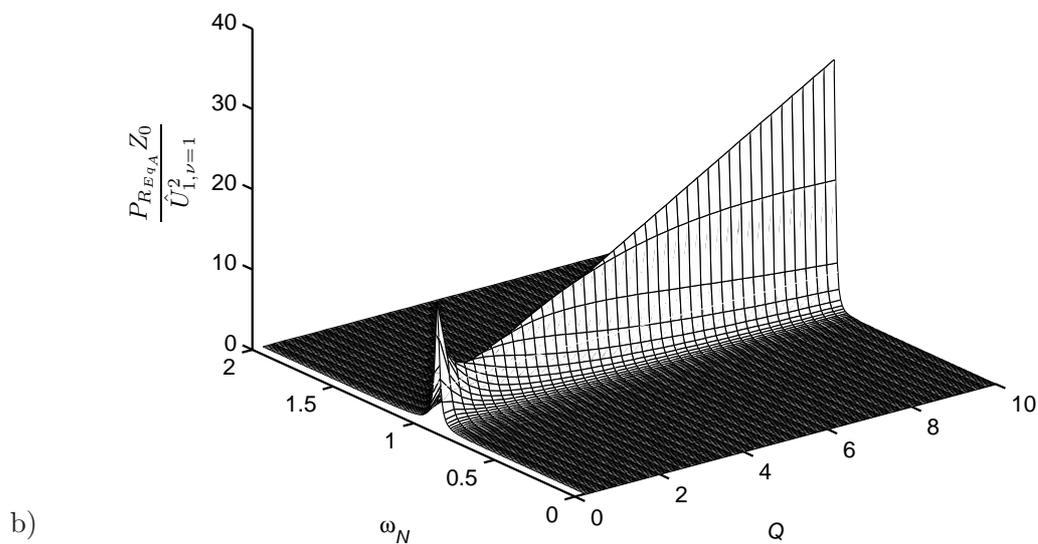
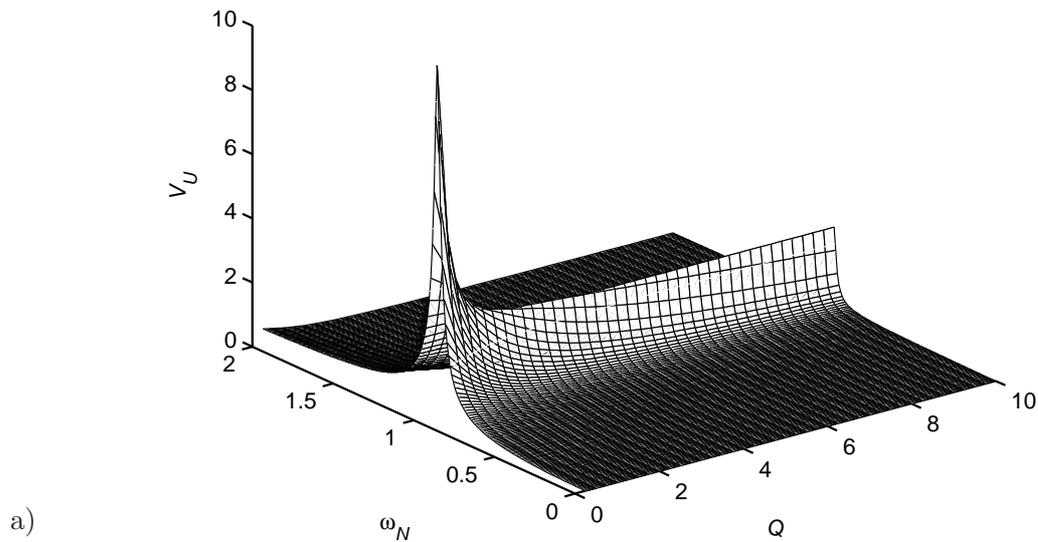


Abbildung C.3: 3-dimensionale Darstellung a) der Spannungsverstärkung V_U und b) der normierten Wirkleistung $P_{R_{E_{q_A}}} Z_0 / \hat{U}_{1,\nu=1}^2$ der Serien-Anordnung (CLLL) bei $k = 0, 4$ und $n = 1$

C.2.2 Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC)

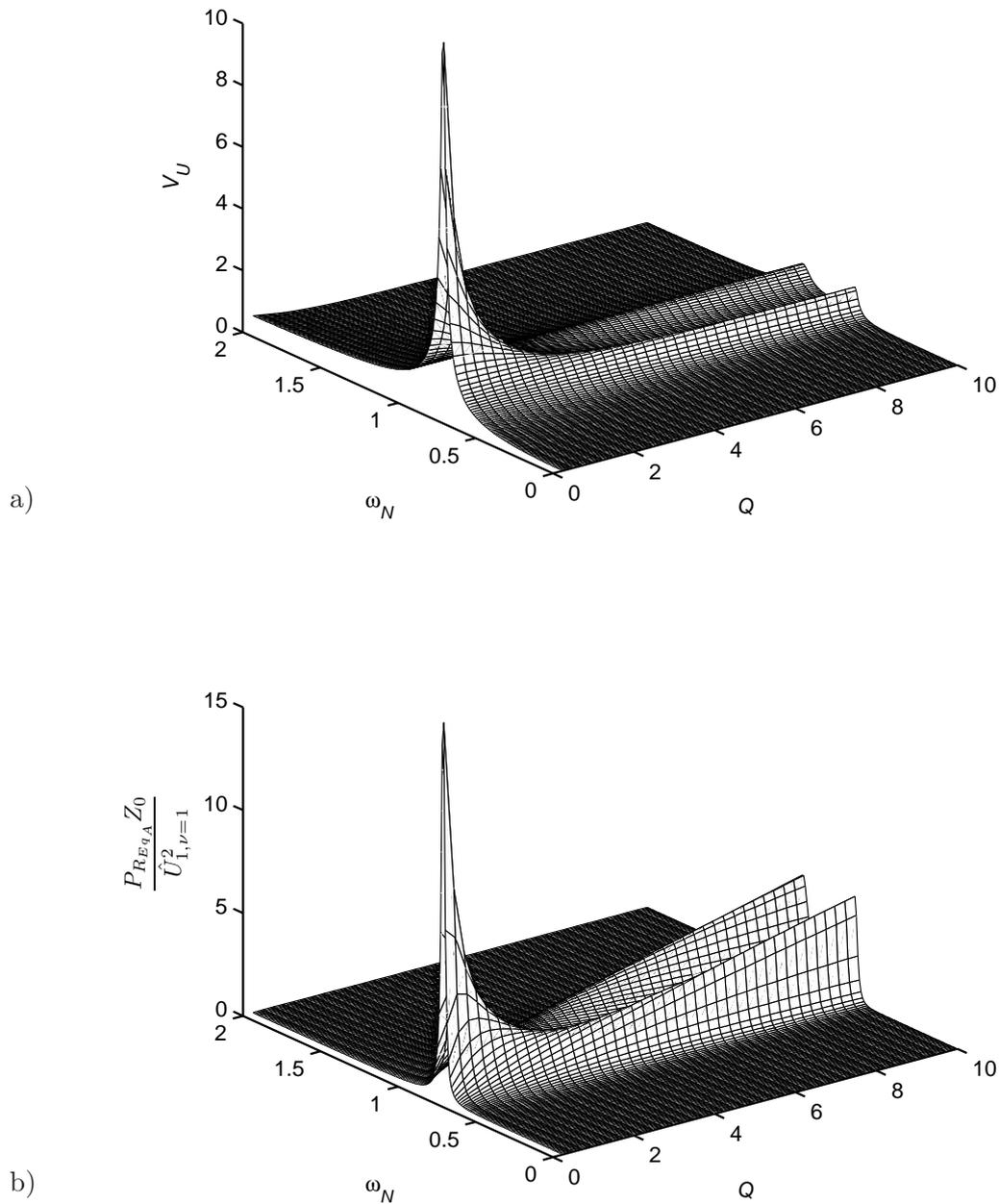


Abbildung C.4: 3-dimensionale Darstellung a) der Spannungsverstärkung V_U und b) der normierten Wirkleistung $P_{R_{EqA}} Z_0 / \hat{U}_{1,\nu=1}^2$ der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC) bei $k = 0,4$ und $n = 1$

C.2.3 Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLLC)

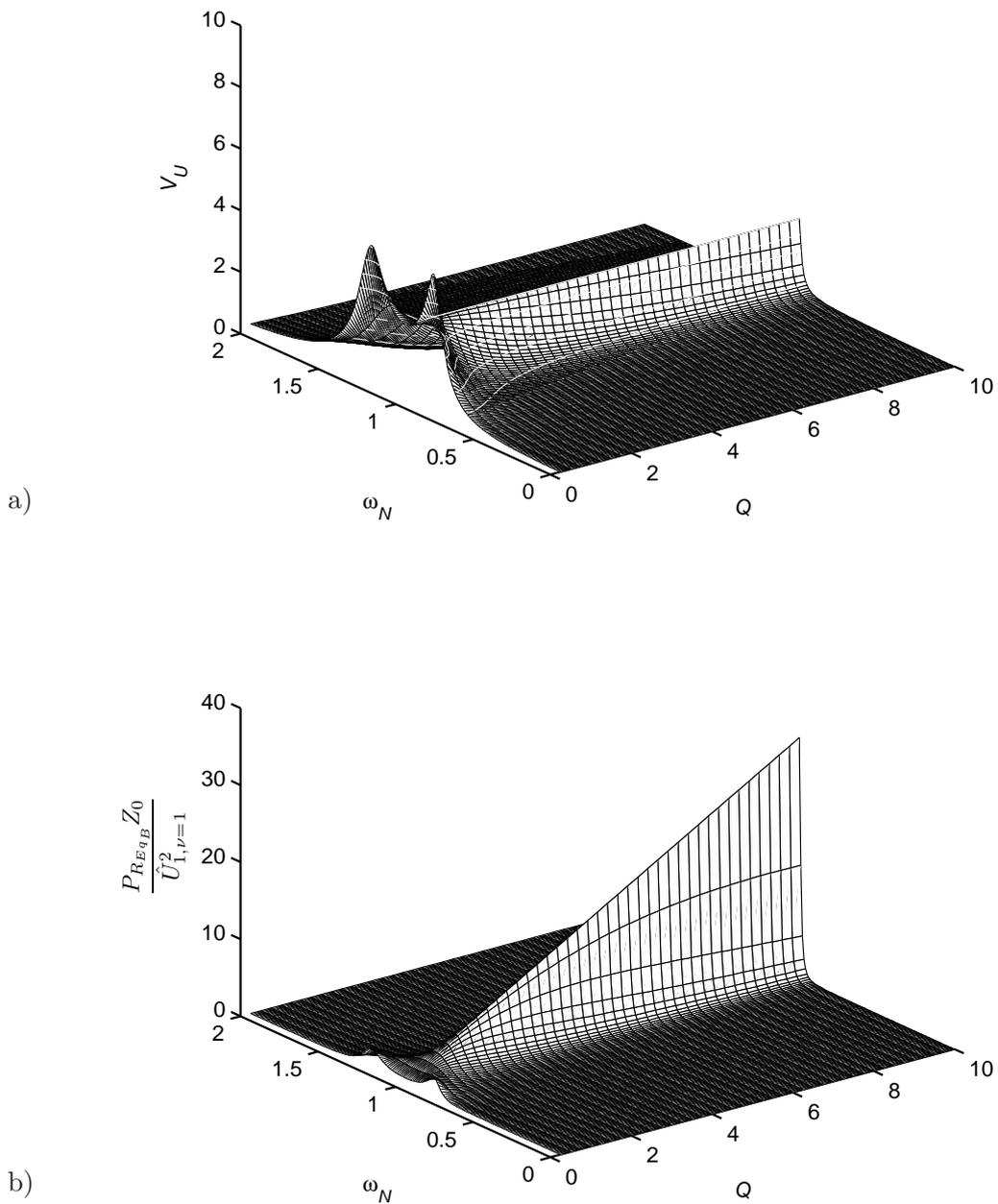


Abbildung C.5: 3-dimensionale Darstellung a) der Spannungsverstärkung V_U und b) der normierten Wirkleistung $P_{R_{E_{qA}}} Z_0 / \hat{U}_{1,\nu=1}^2$ der Serien-Parallel-Anordnung (SP-CLLLC) bei $k = 0,4$ und $n = 1$

C.2.4 Experimentelle Verifikation der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC)

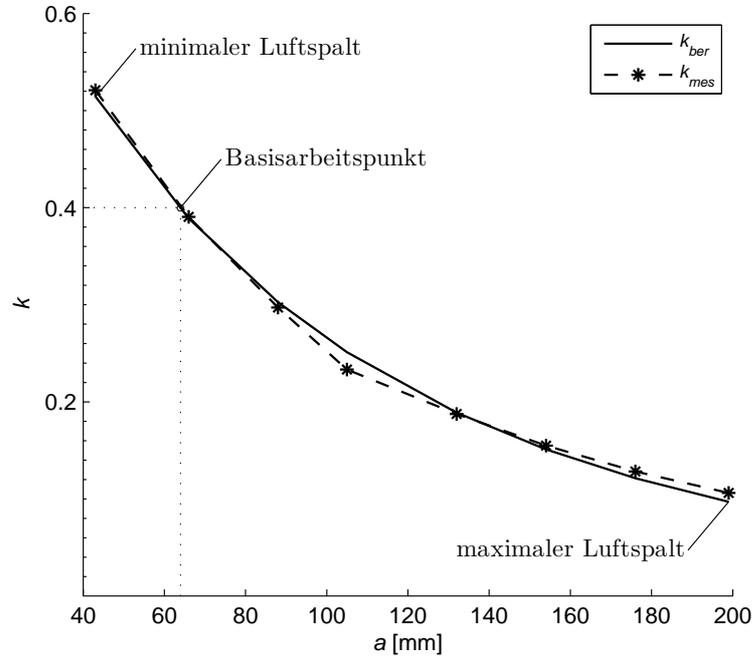


Abbildung C.6: Gemessener und näherungsweise berechneter Kopplungsfaktor k in Abhängigkeit vom Luftspalt a

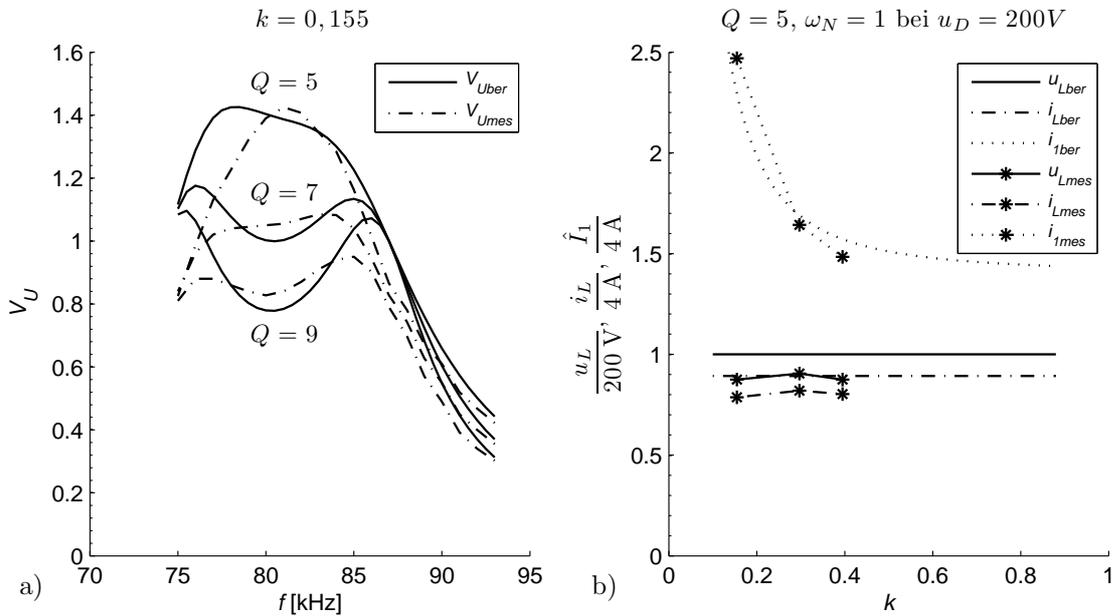


Abbildung C.7: Berechnete und gemessene Größen der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC) im Vergleich: a) Spannungsverstärkung V_U für $k = 0,155$ und b) Lastspannung u_L , Laststrom i_L und Amplitude des Eingangsstroms \hat{I}_1 für $\omega_N = 1$ und $Q = 5$

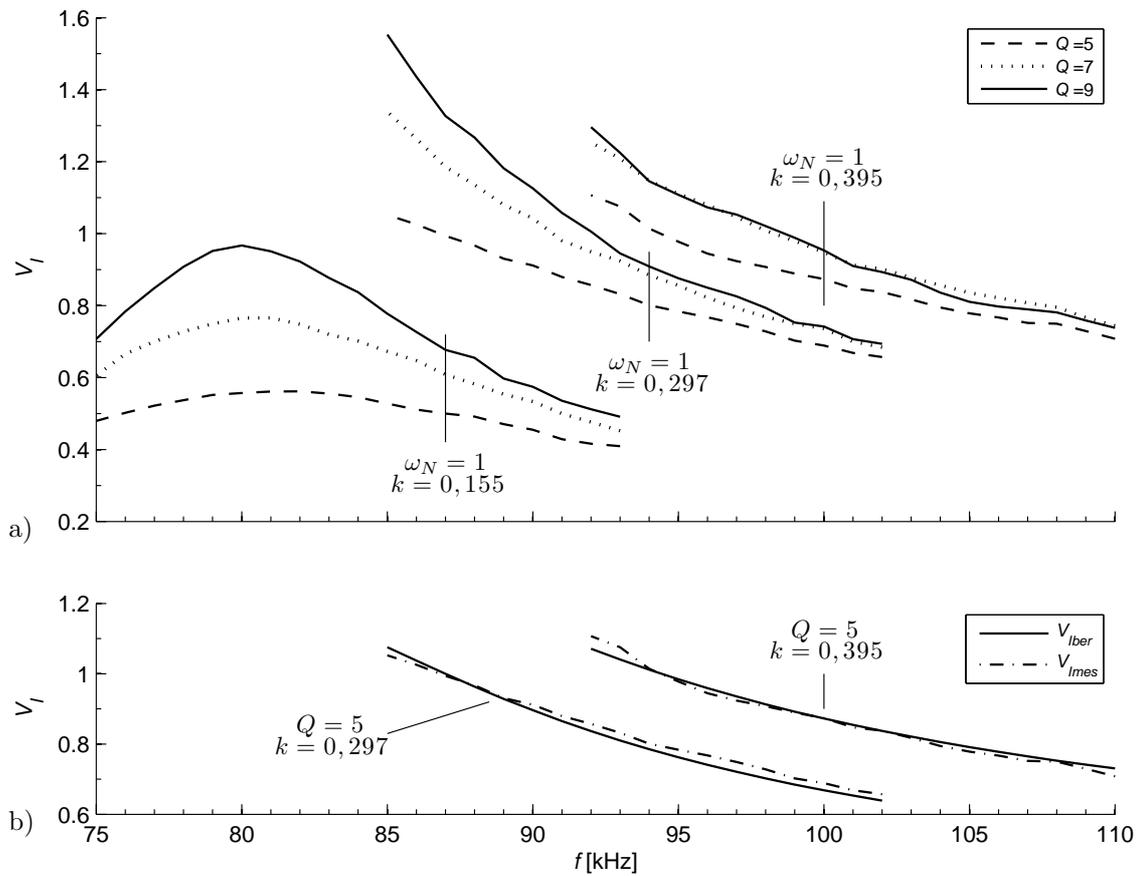


Abbildung C.8: Gemessene und berechnete Stromverstärkung V_I der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC)

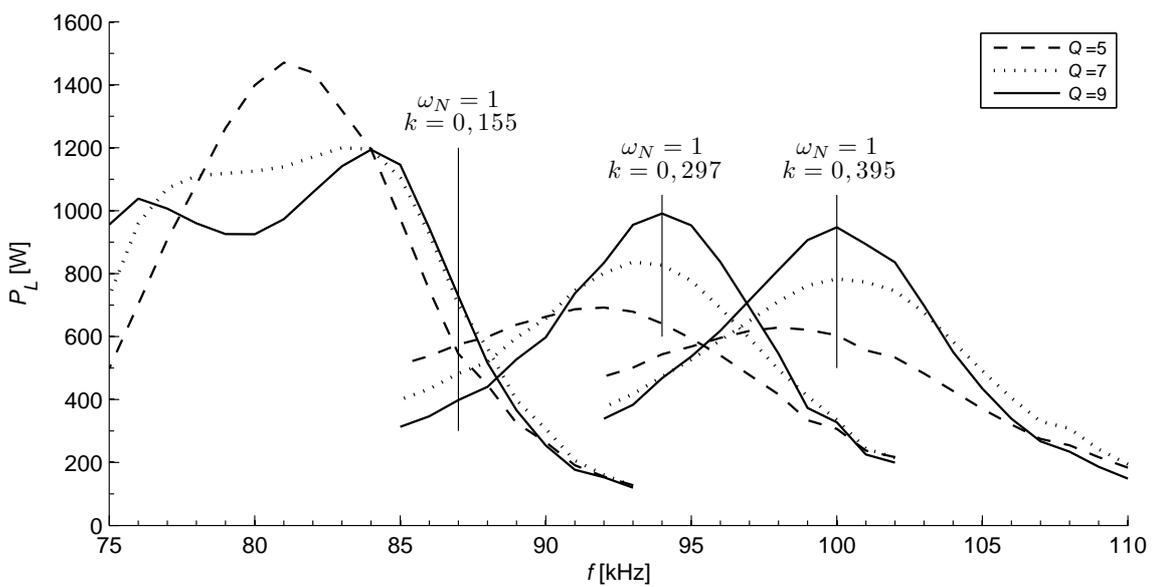


Abbildung C.9: Gemessene Wirkleistung P_L der Serien-Serien-Anordnung (SS-CLLLC)

D Matrixumrichter mit resonanter Last

D.1 Herleitung der Leitzustände

Der reale Aufbau der bidirektionalen Schalter aus jeweils zwei unidirektionalen Schaltern macht es nötig, über die Schaltzustände hinaus eine Beschreibung mittels Leitzuständen durchzuführen. In Anlehnung an [49] ist die Leitfunktion $c_{i,k}$ des Schalters $S_{i,k}$ wie folgt definiert:

$$c_{i,k}(t) = \begin{cases} 0 & \text{falls } i_{i,k} = 0 \\ 1 & \text{falls } i_{i,k} \neq 0 \end{cases} \quad (\text{D.1})$$

Die Aufteilung des Leitzustandes $c_{i,k}$ in vorwärts oder rückwärts leitenden Zustand ergibt:

$$c_{i,k}(t) = c_{i,kV}(t) + c_{i,kR}(t) \quad (\text{D.2})$$

Der Leitzustand eines bidirektionalen Schalters ist sowohl in Vorwärts- wie auch in Rückwärtsrichtung von den Schaltzuständen der einzelnen unidirektionalen Schalter des jeweiligen Teilumrichters, dem Vorzeichen des Ausgangsstromes i_{APk} und dem Verhältnis der Eingangsspannungen abhängig. Mit Hilfe der Definition der Signumfunktion $\text{sgn}(x)$:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & \text{falls } x \leq 0 \\ 1 & \text{falls } x > 0 \end{cases} \quad (\text{D.3})$$

lassen sich der Leitzustand in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung darstellen. Als Beispiel soll dieses hier für den Schalter $S_{1,k}$ (k -ter Teilumrichter) durchgeführt werden.

Der Leitzustand in Vorwärtsrichtung $c_{1,kV}$ ist bei $u_{E1} > u_{E2}$ und $u_{E1} > u_{E3}$ lediglich vom Schaltzustand $t_{1,kV}$ des Schalters $S_{1,k}$ und einem Stromfluss in Vorwärtsrichtung abhängig:

$$c_{1,kV} = t_{1,kV} \frac{\text{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \quad (\text{D.4})$$

Ist $u_{E2} > u_{E1}$ oder $u_{E3} > u_{E1}$ müssen zusätzlich die Schaltzustände in Vorwärtsrichtung der anderen Schalter des Teilumrichters berücksichtigt werden:

$$c_{1,kV} = t_{1,kV} \frac{\text{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \left(1 - t_{2,kV} \frac{\text{sgn}(u_{E2} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kV} \frac{\text{sgn}(u_{E3} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \quad (\text{D.5})$$

Bei $u_{E1} = u_{E2} > u_{E3}$ ist $t_{1,kV} = t_{2,kV} = 1$, ebenso ist bei $u_{E1} = u_{E3} > u_{E2}$ $t_{1,kV} = t_{3,kV} = 1$. Der Stromfluss i_{APk} würde sich aus den Anteilen zweier Eingangsphasen zusammensetzen. In beiden Fällen ist $c_{1,kV} = 1$.

Der Leitzustand in Rückwärtsrichtung $c_{1,kR}$ ist bei $u_{E1} < u_{E2}$ und $u_{E1} < u_{E3}$ lediglich vom Schaltzustand $t_{1,kR}$ des Schalters $S_{1,k}$ und einem Stromfluss in Rückwärtsrichtung abhängig:

$$c_{1,kR} = t_{1,kR} \frac{\operatorname{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \quad (\text{D.6})$$

Tritt kein Stromfluss auf, ist folgerichtig der Leitzustand in Rückwärtsrichtung $c_{1,kR} = 0$ (gilt analog für $c_{1,kV}$, vgl. Gleichung (D.5)).

Ist $u_{E1} > u_{E2}$ oder $u_{E1} > u_{E3}$ müssen die Schaltzustände in Rückwärtsrichtung der anderen Schalter des Teilumrichters berücksichtigt werden:

$$c_{1,k} = t_{1,kR} \frac{\operatorname{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \left(1 - t_{2,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E1} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E1} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \quad (\text{D.7})$$

Mit D.2 ergibt sich dann für den Leitzustand $c_{1,k}$ des Schalters $S_{1,k}$

$$\begin{aligned} c_{1,k} &= t_{1,kV} \frac{\operatorname{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{2,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E2} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E3} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \\ &+ t_{1,kR} \frac{\operatorname{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{2,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E1} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E1} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \end{aligned} \quad (\text{D.8})$$

Die Leitzustände können für die anderen Schalter des k-ten Teilumrichters durch analoge Herangehensweise gewonnen werden.

$$\begin{aligned} c_{2,k} &= t_{2,kV} \frac{\operatorname{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{1,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E1} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E3} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \\ &+ t_{2,kR} \frac{\operatorname{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \\ &\quad \left(1 - t_{1,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E2} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{3,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E2} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \end{aligned} \quad (\text{D.9})$$

$$\begin{aligned}
c_{3,k} = & t_{3,kV} \frac{\operatorname{sgn}(i_{APk}) + 1}{2} \\
& \left(1 - t_{1,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E1} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{2,kV} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E2} - u_{E3}) + 1}{2} \right) \\
& + t_{3,kR} \frac{\operatorname{sgn}(-i_{APk}) + 1}{2} \\
& \left(1 - t_{1,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E3} - u_{E1}) + 1}{2} \right) \left(1 - t_{2,kR} \frac{\operatorname{sgn}(u_{E3} - u_{E2}) + 1}{2} \right) \quad (\text{D.10})
\end{aligned}$$

D.2 EingangsfILTER

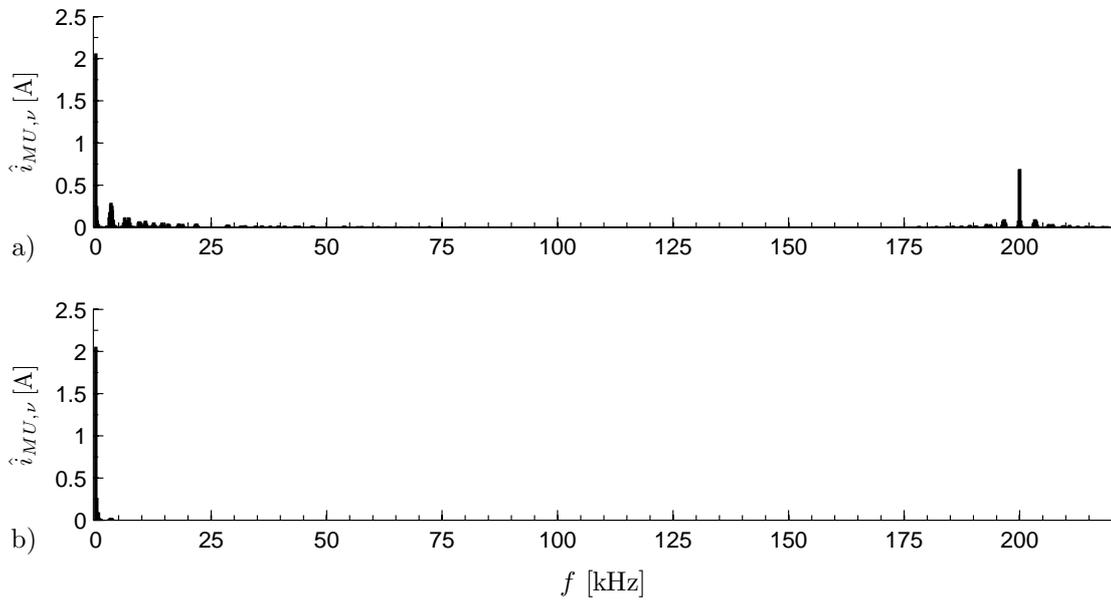


Abbildung D.1: Amplitudenspektrum des a) eingepprägten Eingangstromes bei Pulsmuster mit $p = 13$ Pulsen und b) des gefilterten Netzstromes im Frequenzbereich bis $f = 240$ kHz

E Wechselrichter in H-Brückenschaltung mit resonanter Last

E.1 Steuerverfahren

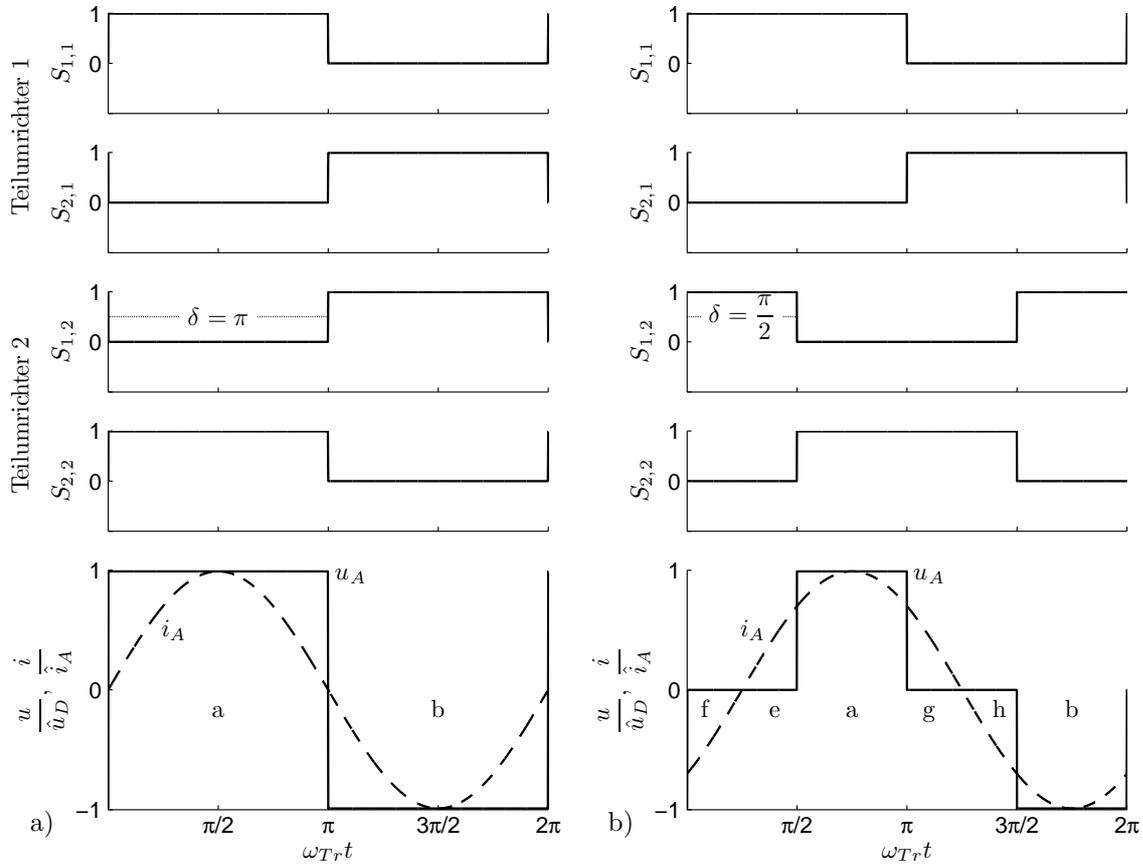


Abbildung E.1: Gegenüberstellung der Ansteuersignale und der Ausgangsgrößen der a) Blocktaktung und b) der Phase-Shift-Taktung mit $\delta = \pi/2$ für $f_{Tr} = f_0$ mit den Strompfaden (siehe Abb. E.3)

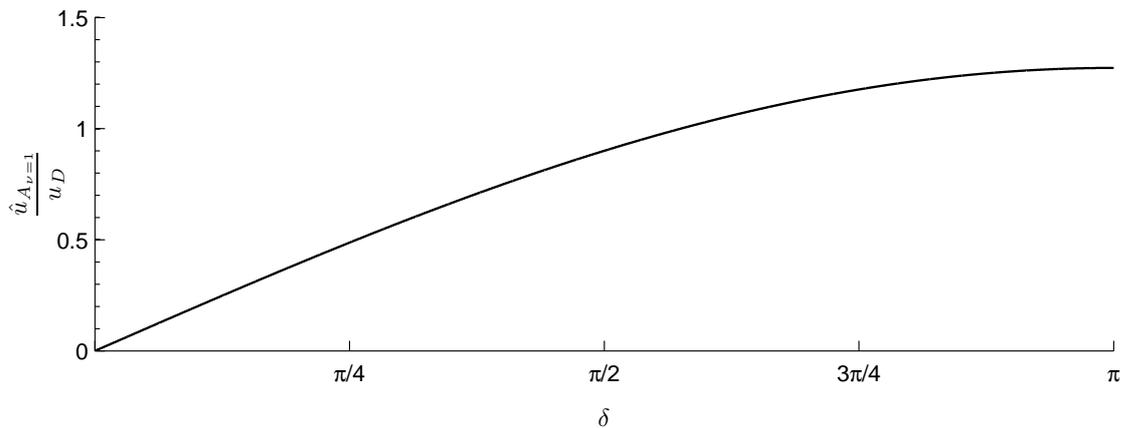


Abbildung E.2: Verhältnis der Grundschwingungsamplitude der Ausgangsspannung zur Eingangsgleichspannung in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung δ zwischen den Schaltsignalen der zwei Teilumrichter

E.2 Mögliche Strompfade

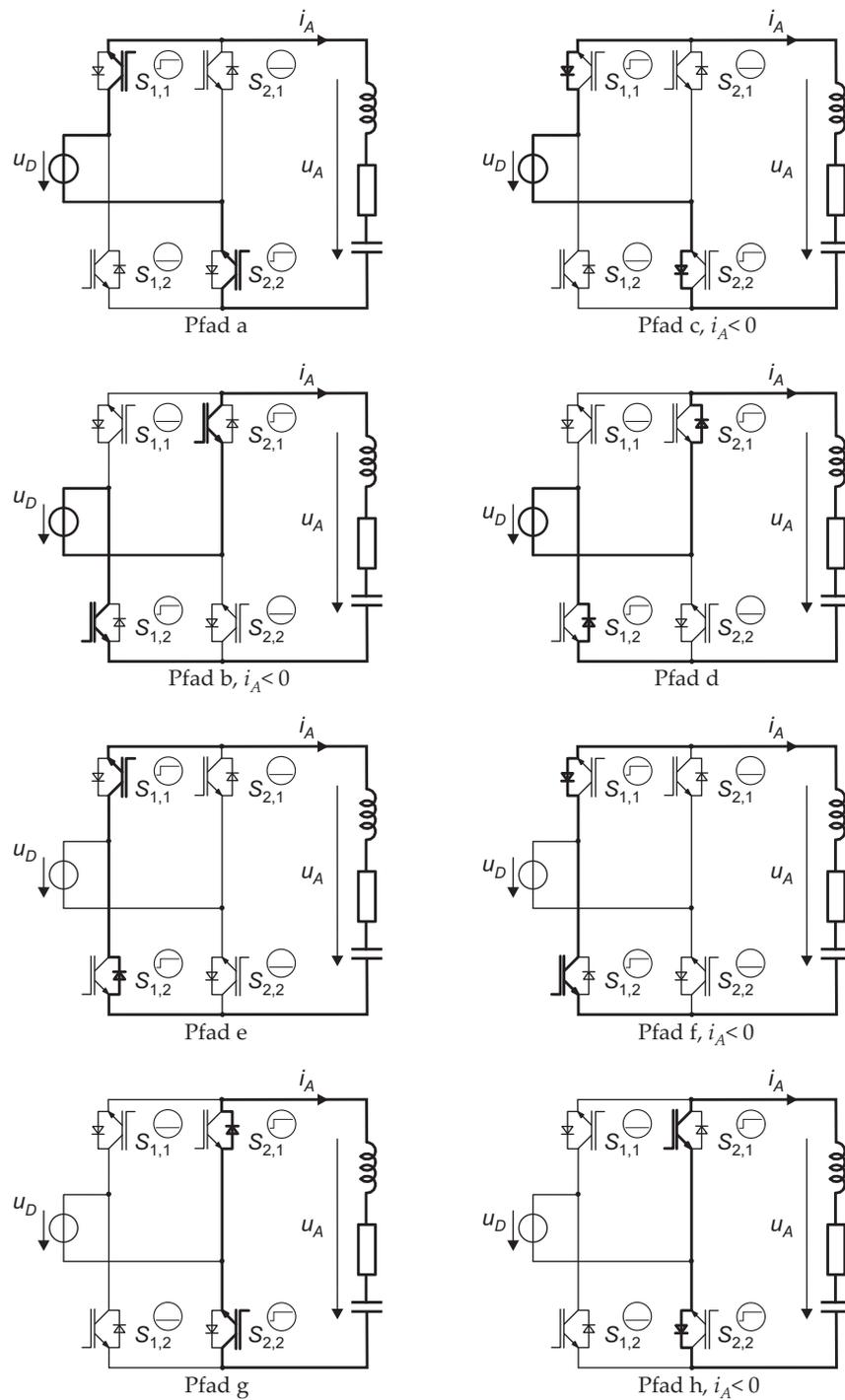


Abbildung E.3: Mögliche Strompfade des Wechselrichters in H-Brückenschaltung

E.3 Kommutierungsbeispiel

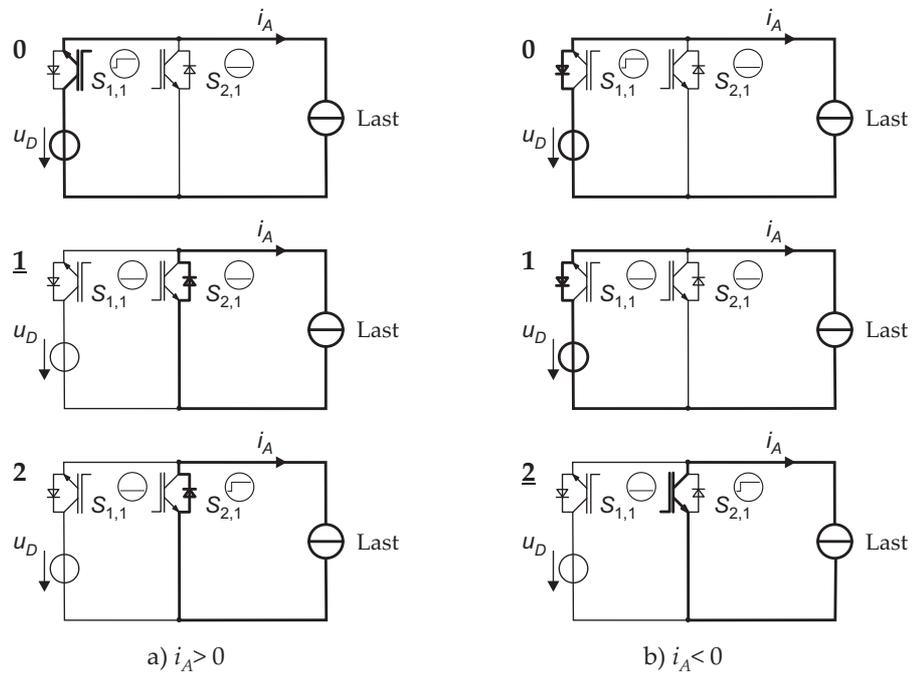


Abbildung E.4: Kommutierung beim Wechselrichter in zwei Schritten mit a) $i_A > 0$ und b) $i_A < 0$

F Kommutierung beim Matrixumrichter mit resonanter Last

F.1 Kommutierungszustände

Tabelle F.1: Kommutierungszustände der Teilumrichter ($k = 1, 2$) für alle sechs Intervalle der Eingangsperiode

Zustand	$S_{1,kV}$	$S_{1,kR}$	$S_{2,kV}$	$S_{2,kR}$	$S_{3,kV}$	$S_{3,kR}$
$I^D I^E$	0	1	1	0	0	0
$I^D I^F$	0	0	1	0	0	1
$I^D II^A$	0	1	1	0	0	0
$I^E II^B$	0	1	1	0	0	0
$II^A II^B$	0	1	1	0	0	0
$II^A II^C$	0	1	0	0	1	0
$II^A III^D$	0	1	0	0	1	0
$II^C III^E$	0	1	0	0	1	0
$III^D III^E$	0	1	0	0	1	0
$III^D III^F$	0	0	0	1	1	0
$III^D IV^A$	0	0	0	1	1	0
$III^F IV^C$	0	0	0	1	1	0
$IV^A IV^B$	1	0	0	1	0	0
$IV^A IV^C$	0	0	0	1	1	0
$IV^A V^D$	1	0	0	1	0	0
$IV^B V^E$	1	0	0	1	0	0
$V^D V^E$	1	0	0	1	0	0
$V^D V^F$	1	0	0	0	0	1
$V^D VI^A$	1	0	0	0	0	1
$V^F VI^B$	1	0	0	0	0	1
$VI^A VI^B$	1	0	0	0	0	1
$VI^A VI^C$	0	0	1	0	0	1
$VI^A I^D$	0	0	1	0	0	1
$VI^C I^F$	0	0	1	0	0	1

F.2 Matlab-Simulation mit Power Systems Toolbox

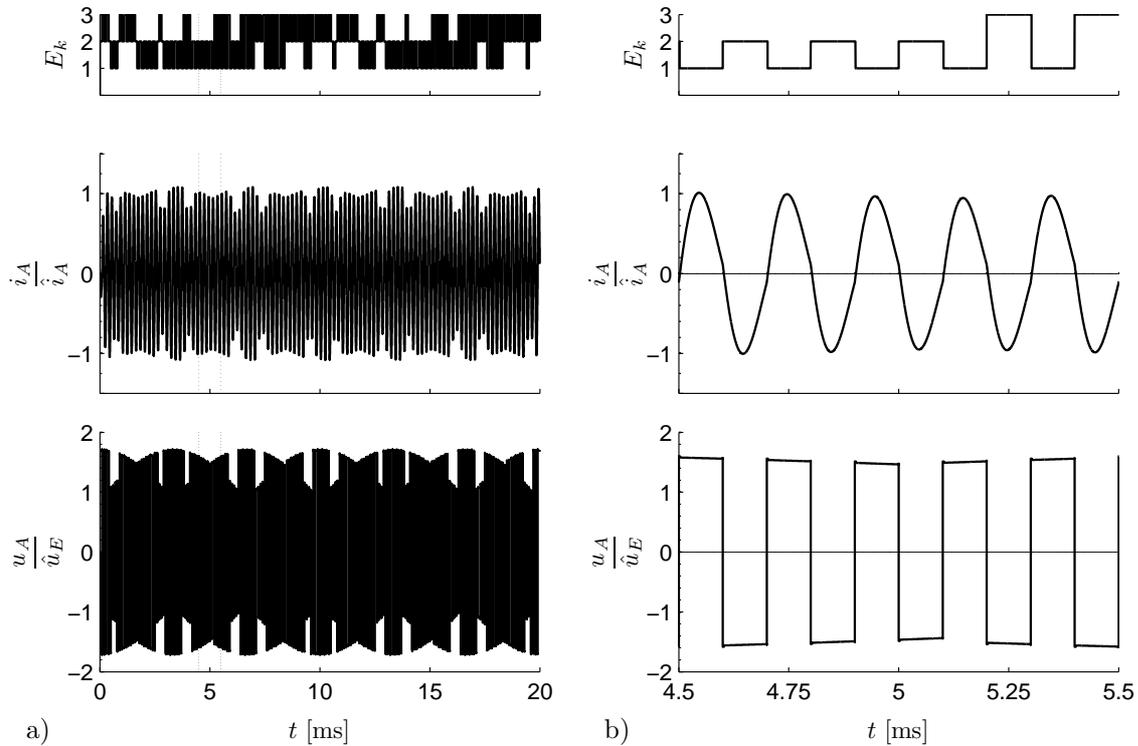


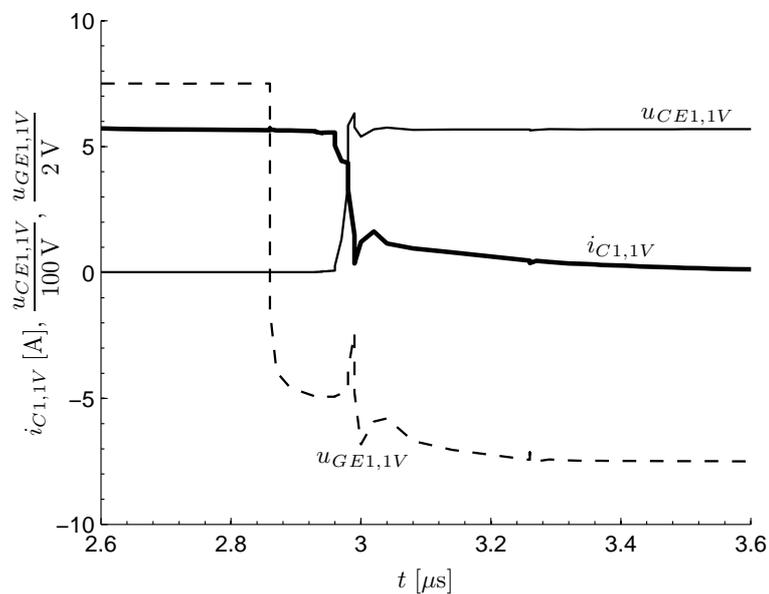
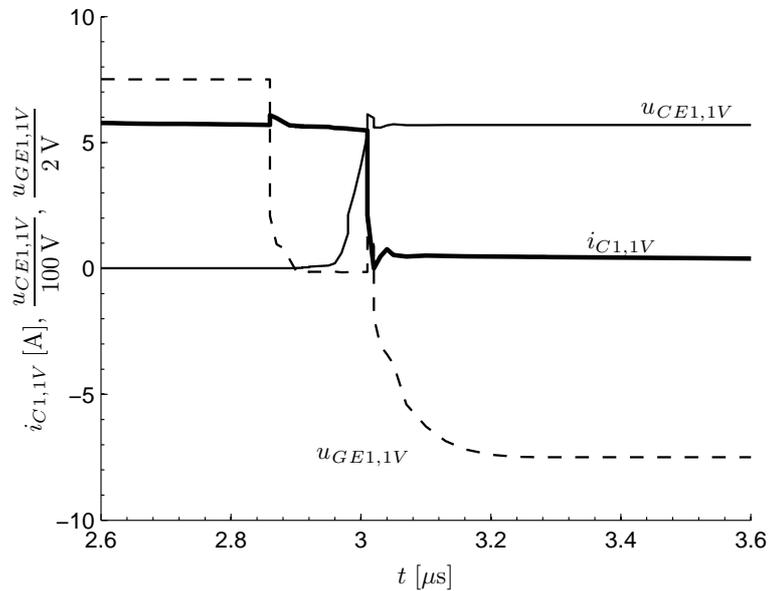
Abbildung F.1: Simulierte Ausgangsgrößen (Strom i_A und Spannung u_A) und verwendete Eingangphase E_K als Resultat der Pulsmodulation mit $p=5$ Pulsen und der gewählten Schaltfrequenz $f_{Tr} = f_R = 5.0$ kHz

F.3 Parameter der Saber-Simulink/Stateflow Co-Simulation

Tabelle F.2: Parameter des simulierten Übertragungssystems

Parameter	Symbol	gemessener Wert
Kopplungsfaktor	k	0,5146
Hauptinduktivität	L_H	184 μH
primäre Streuinduktivität	$L_{\sigma 1}$	175 μH
primäre Resonanzkapazität	C_1	11 nF
primärer Wicklungswiderstand	R_1	2,2 Ω
sekundäre Streuinduktivität	$L_{\sigma 2}$	175 μH
sekundäre Resonanzkapazität	C_2	11 nF
sekundärer Wicklungswiderstand	R_2	2,7 Ω
sekundäre Filterinduktivität	L_{LPF}	10 μH
sekundäre Filterkapazität	C_{LPF}	250 nF
Sekundäre Last	R_L	290 Ω
Güte	Q	1,09

F.4 Ergebnisse der Saber-Simulink/Stateflow Co-Simulation

Abbildung F.2: IRG4PF50WD bei einem harten Ausschalten ($f_{Tr} = 105,7 \text{ kHz}$, $R_G = 15 \Omega$)Abbildung F.3: IXRH40N120 bei einem harten Ausschalten ($f_{Tr} = 105,7 \text{ kHz}$, $R_G = 10 \Omega$)

G Laboraufbau — Darstellungen der Einzelkomponenten

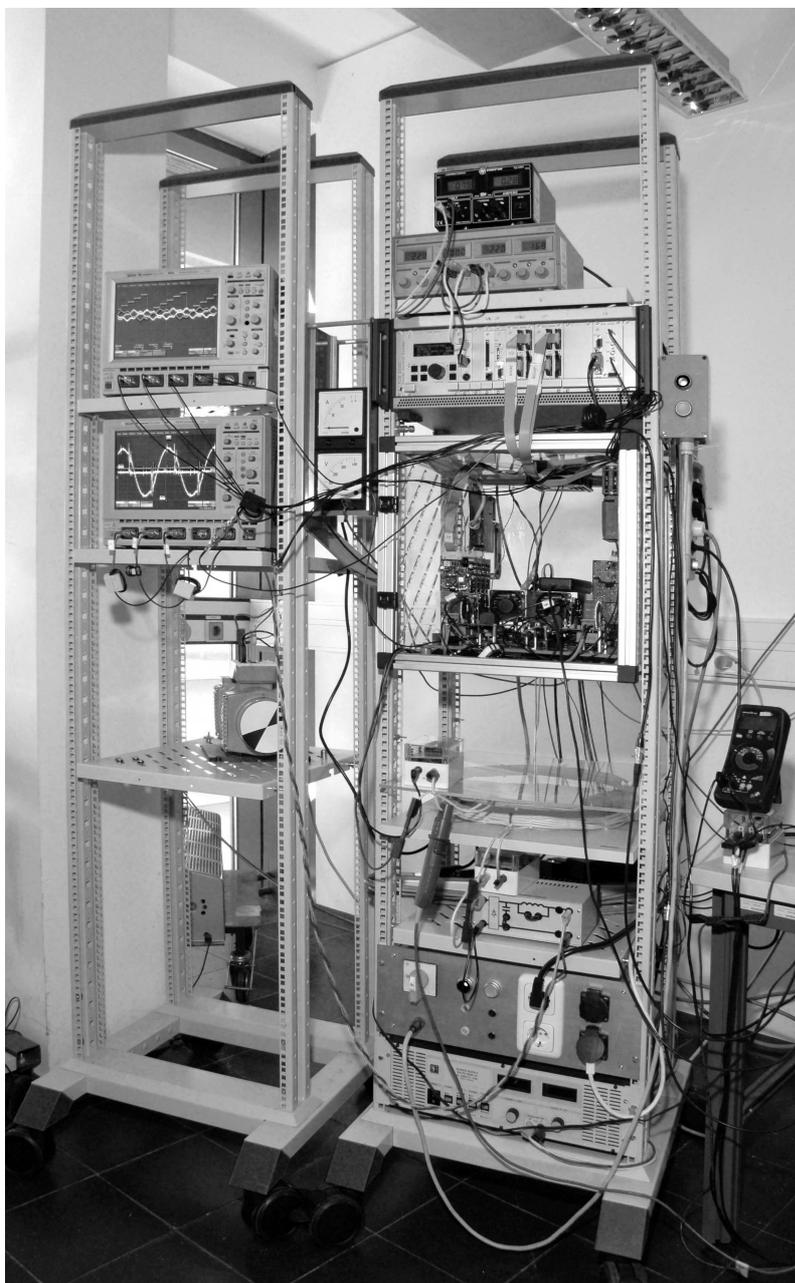


Abbildung G.1: Laboraufbau bestehend aus Steuerungssystem, Matrixumrichter und kontaktlosem Energieübertragungssystem

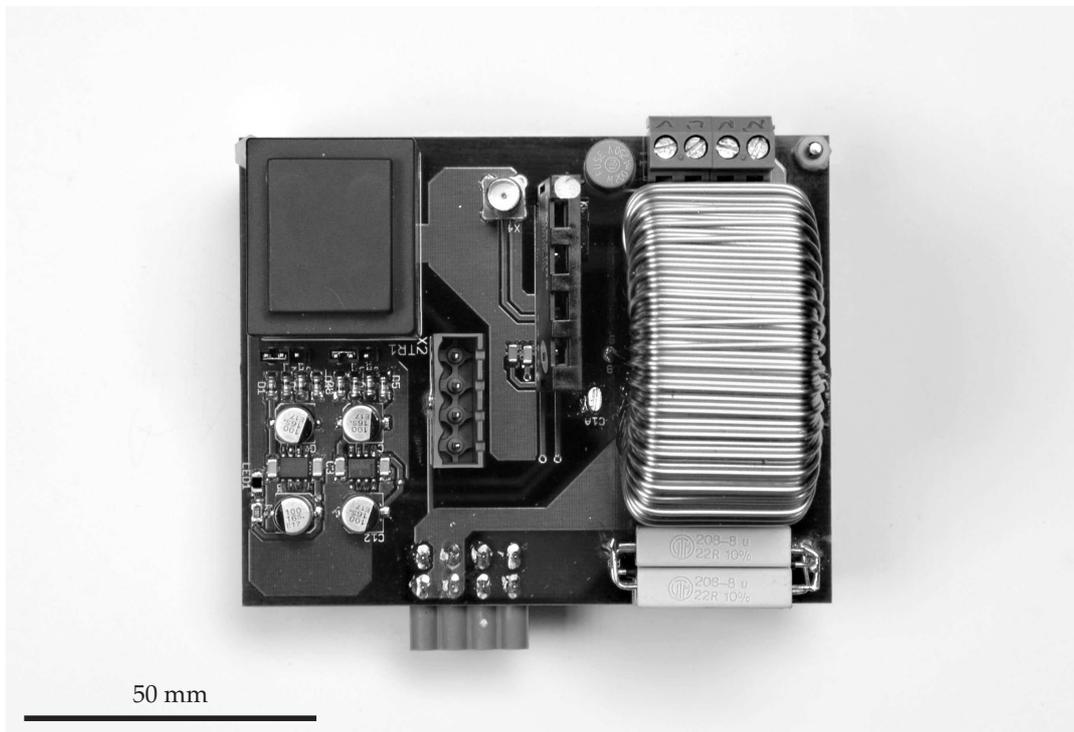


Abbildung G.2: EingangsfILTER mit Stromsensor und Spannungsversorgung

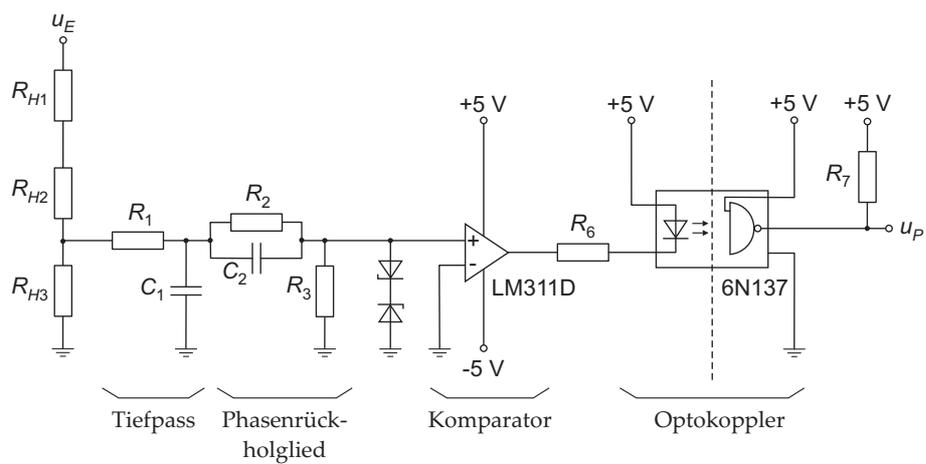


Abbildung G.3: Prinzipschaltung der Spannungsdetektion

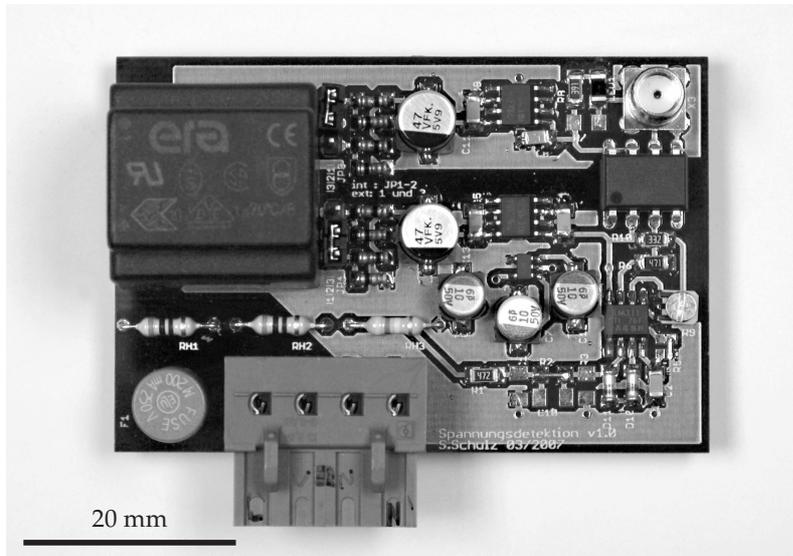


Abbildung G.4: Spannungsdetektionsplatte

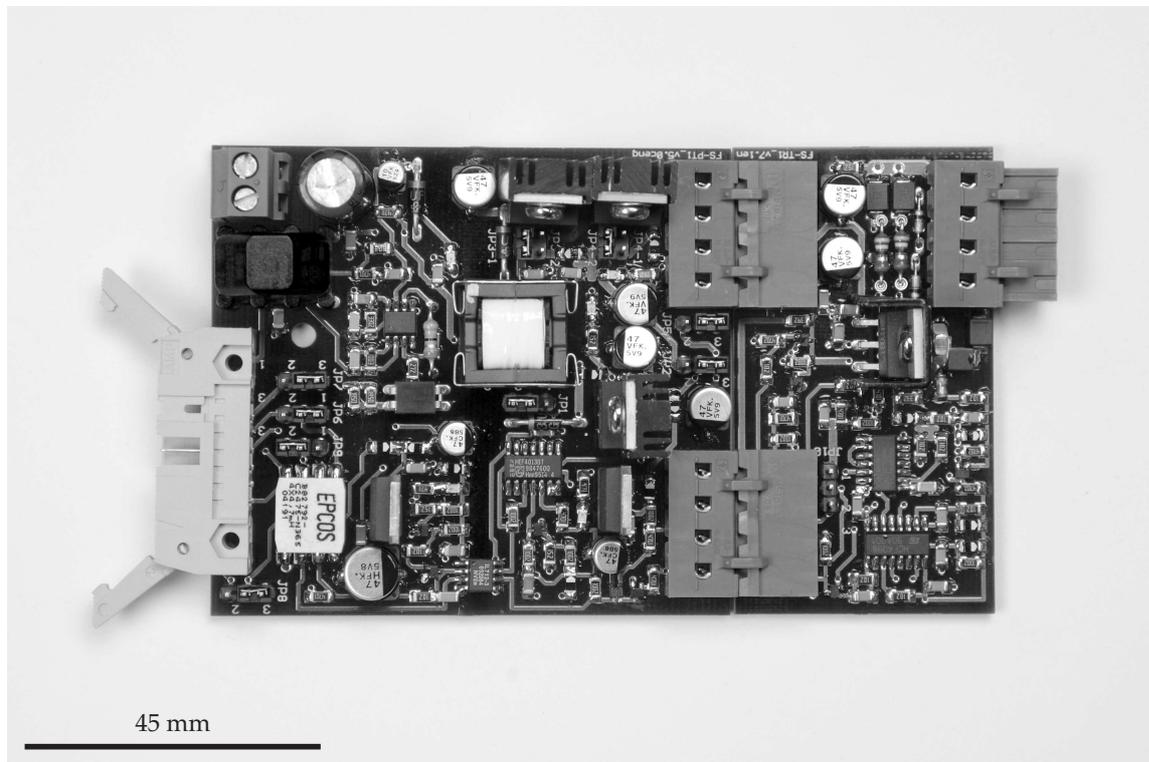


Abbildung G.5: Gate-Treiber bestehend aus Versorgungsplatte (links) und Treiberplatte (rechts)

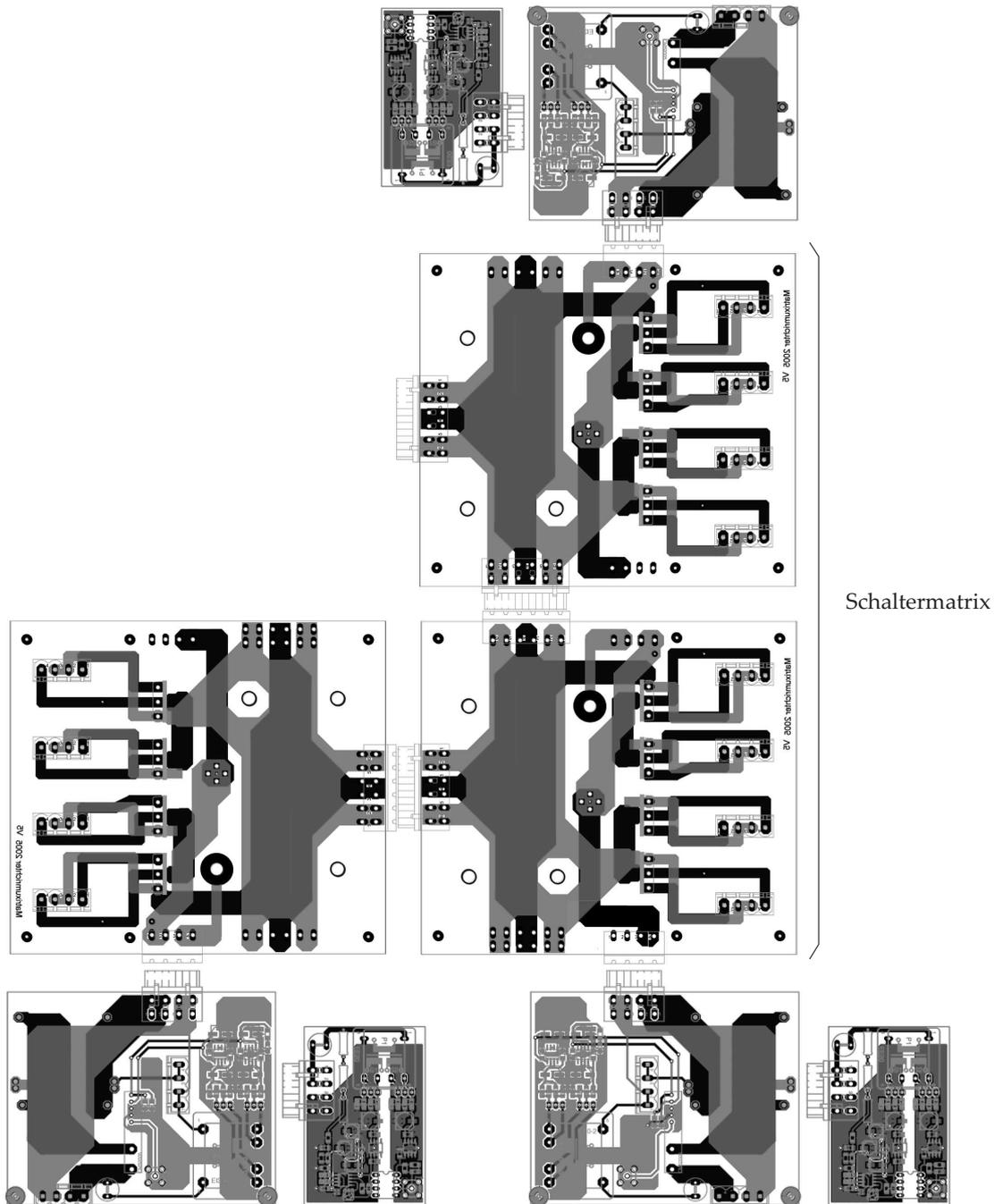


Abbildung G.6: Platinenlayout des Matrixumrichters bestehend aus Schaltermatrix, Eingangsfiltern und Spannungsdetektion

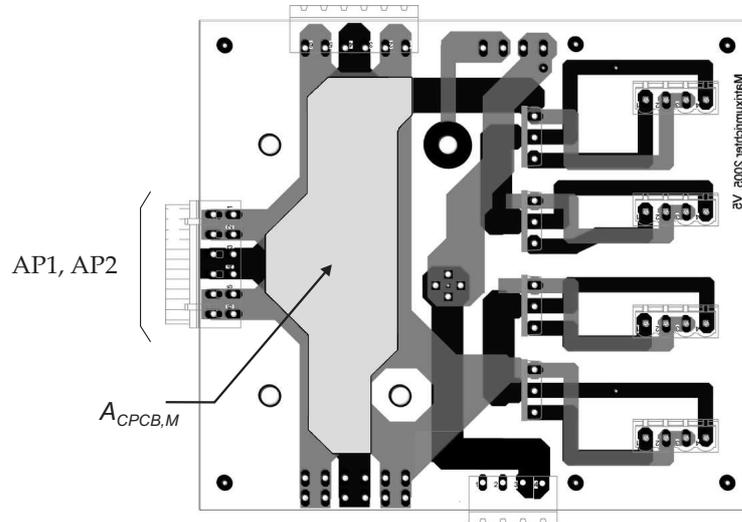


Abbildung G.7: Layout mit flächenhafter Anordnung der Ausgangsphasen AP1, AP2 und sich ergebender Fläche der parasitären Ausgangskapazität

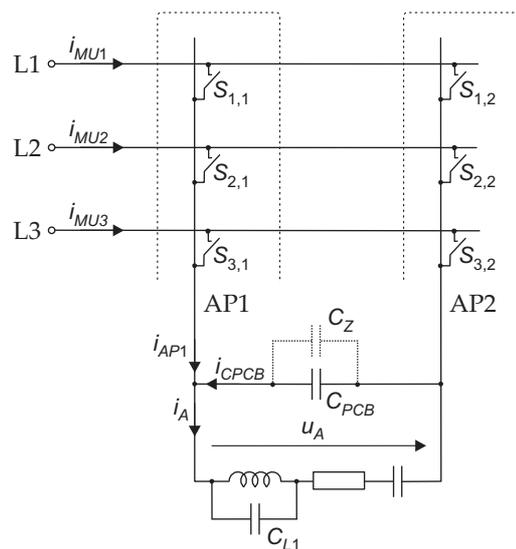


Abbildung G.8: Schaltermatrix des drei- zu zweiphasigen Matrixumrichters mit aufbaubedingten, parasitären Kapazitäten C_{PCB} , C_{L1} und hinzugefügter Kapazität C_Z

H Messergebnisse

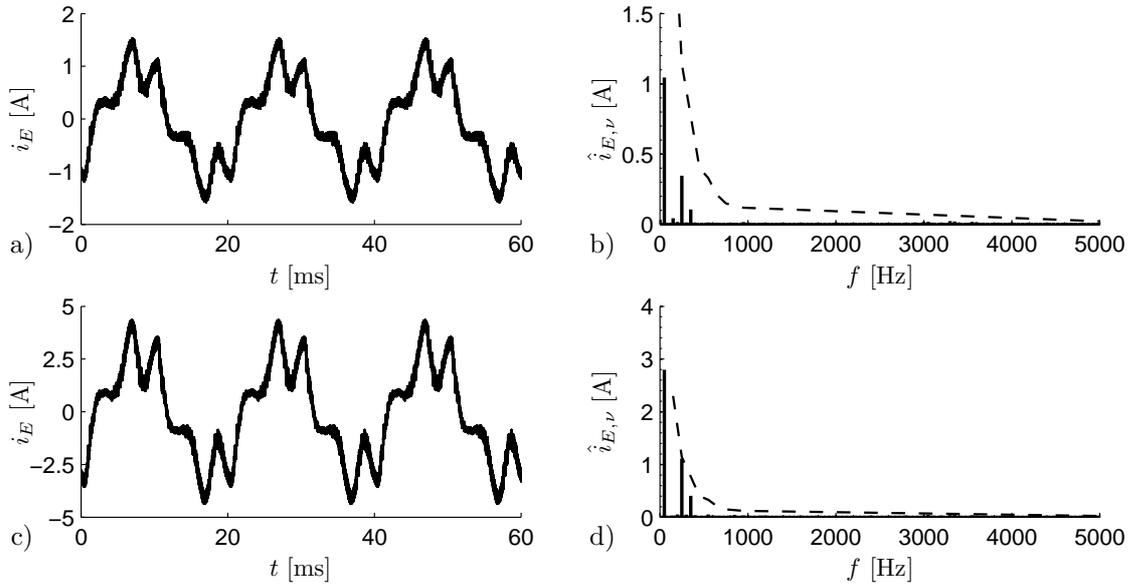


Abbildung H.1: Gegenüberstellung des Netzstromes bei $f_{Tr} = 105$ kHz, $\delta = \pi$, $R_{FD} = 22 \Omega$ und $R_L = 257 \Omega$ für ein Pulsmuster mit 13 Pulsen nach Trapezvergleich bei a), b) $U_E = 80$ V und c), d) $U_E = 230$ V

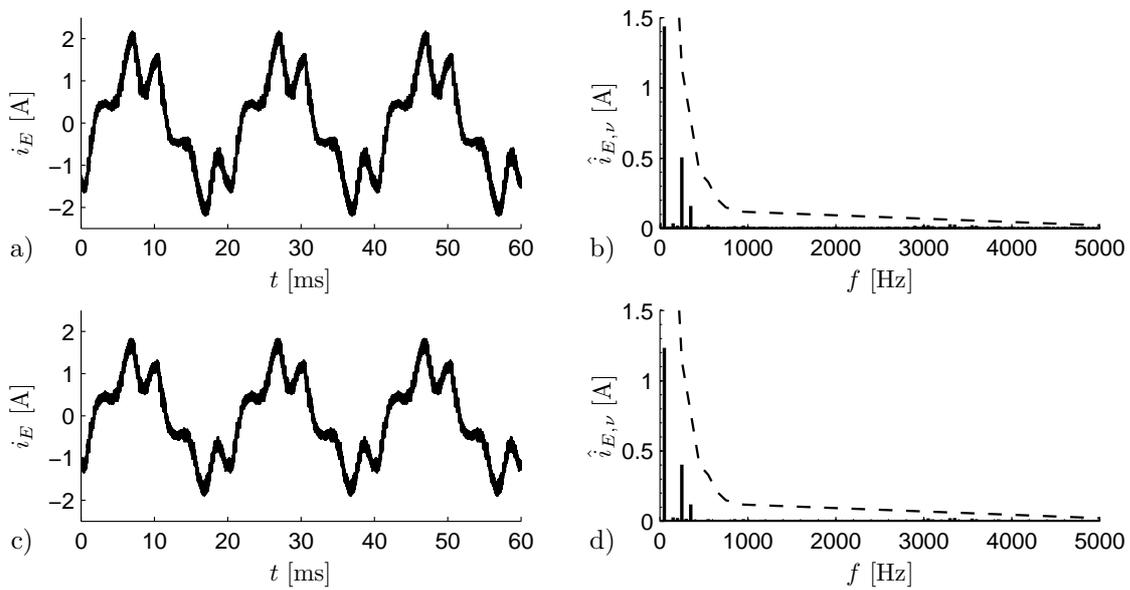


Abbildung H.2: Gegenüberstellung des Netzstromes bei $U_E = 115$ V, $f_{Tr} = 105$ kHz, $\delta = \pi/2$ und $R_{FD} = 22 \Omega$ für ein Pulsmuster mit 13 Pulsen nach Trapezvergleich bei a), b) $\delta = \pi$ und c), d) $\delta = \pi/2$

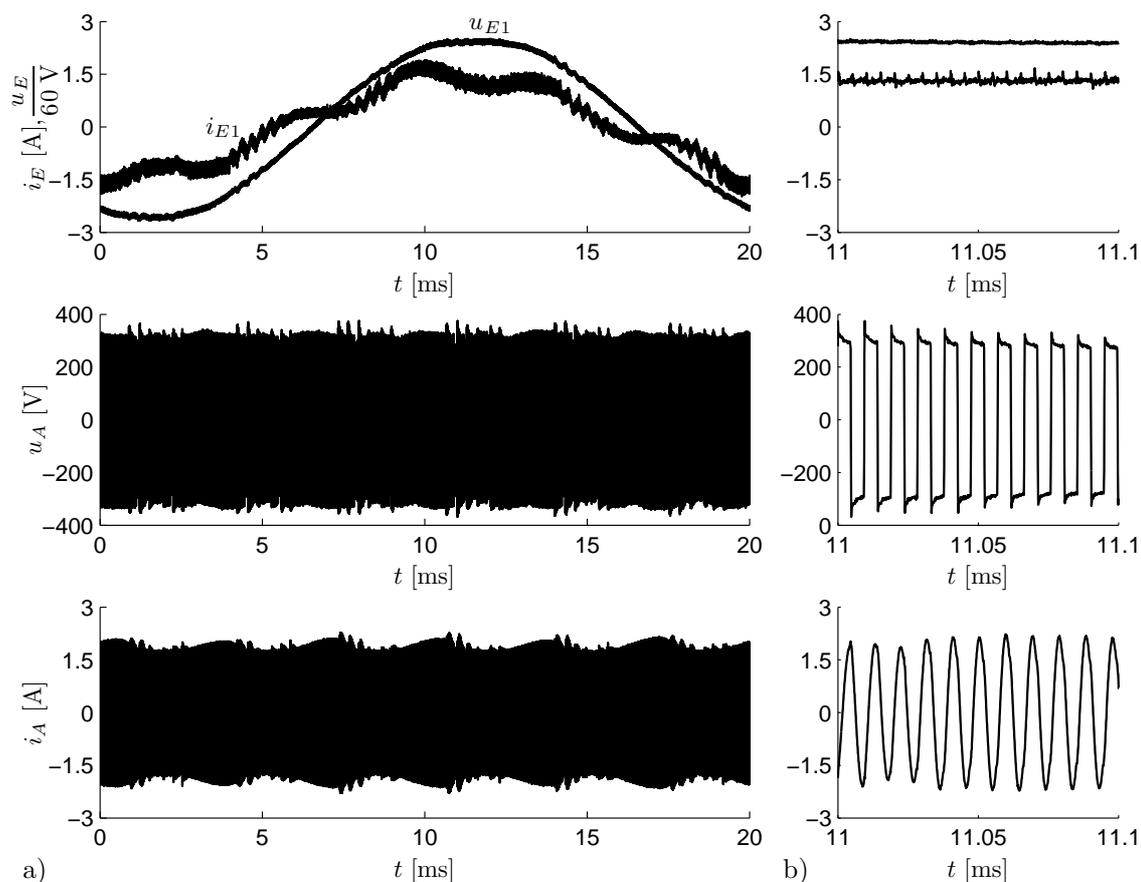


Abbildung H.3: Ein- und Ausgangsgrößen für a) eine Netzperiode, b) kleinere Zeitbasis bei einem Pulsmuster mit 13 Pulsen nach Trapezvergleich und $U_E = 115\text{ V}$, $f_{Tr} = 105\text{ kHz}$, $\delta = \pi$, $R_L = 257\ \Omega$

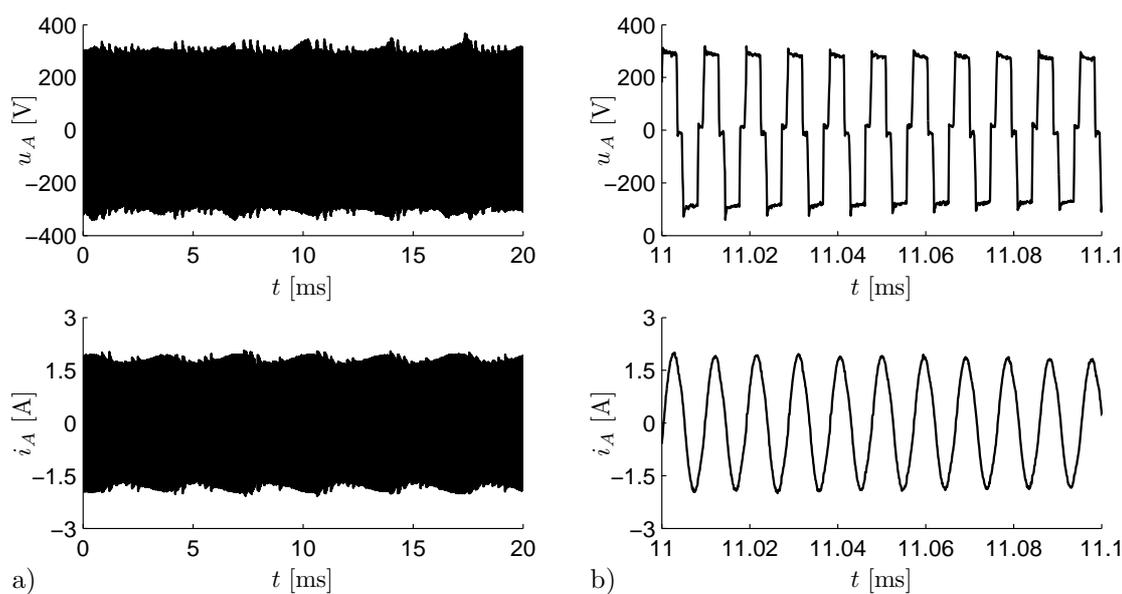


Abbildung H.4: Ausgangsgrößen für a) eine Netzperiode, b) kleinere Zeitbasis bei einem Pulsmuster mit 13 Pulsen nach Trapezvergleich und $U_E = 115\text{ V}$, $f_{Tr} = 105\text{ kHz}$, $\delta = \frac{3}{4}\pi$, $R_L = 257\ \Omega$

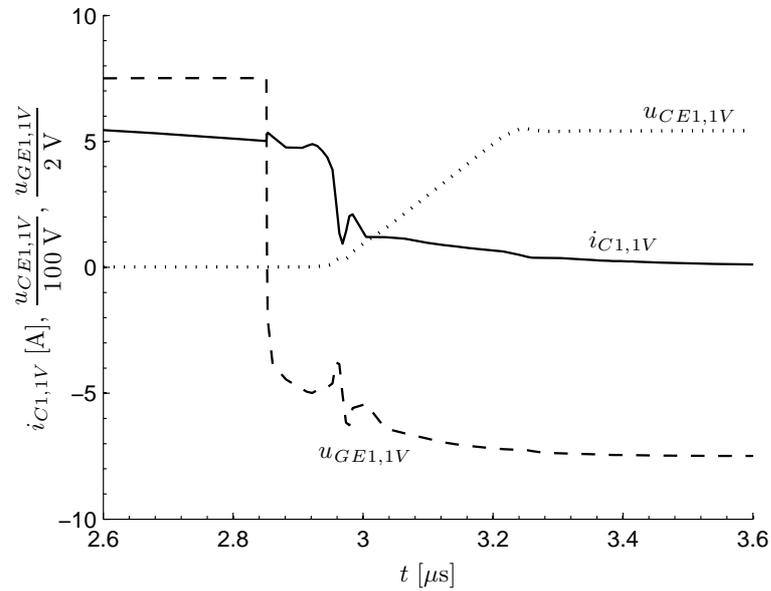


Abbildung H.5: SABER-Simulation des Schaltverhaltens mit IRG4PF50WD unter Berücksichtigung einer parasitären Kapazität von $C_{PCB} = 500 \text{ nF}$ bei einem induktiven Arbeitspunkt mit $U_E = 230 \text{ V}$, $f_{Tr} = 105 \text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 257 \Omega$

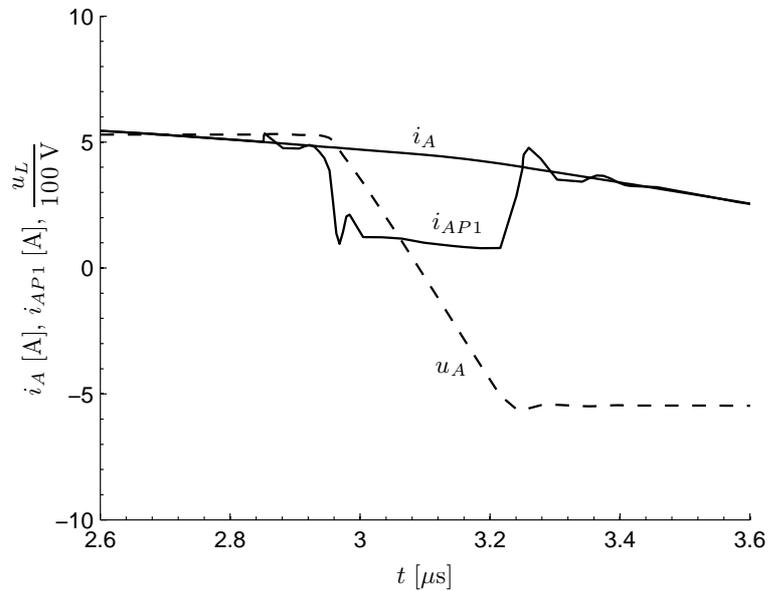


Abbildung H.6: SABER-Simulation der Ausgangsgrößen mit IRG4PF50WD unter Berücksichtigung einer parasitären Kapazität von $C_{PCB} = 500 \text{ nF}$ bei einem induktiven Arbeitspunkt mit $U_E = 230 \text{ V}$, $f_{Tr} = 105 \text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 257 \Omega$

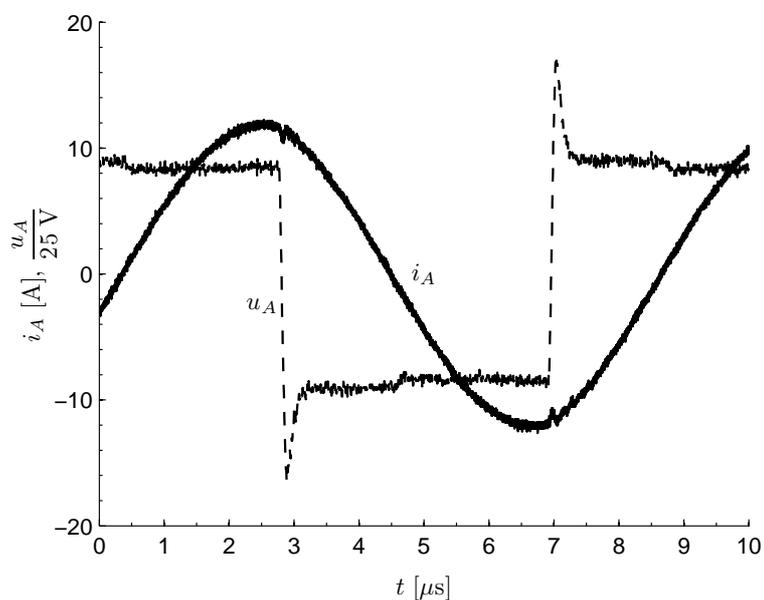


Abbildung H.7: Ausgangsspannung und -strom bei $U_E = 90\text{ V}$, $f_{Tr} = 105\text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 10\ \Omega$

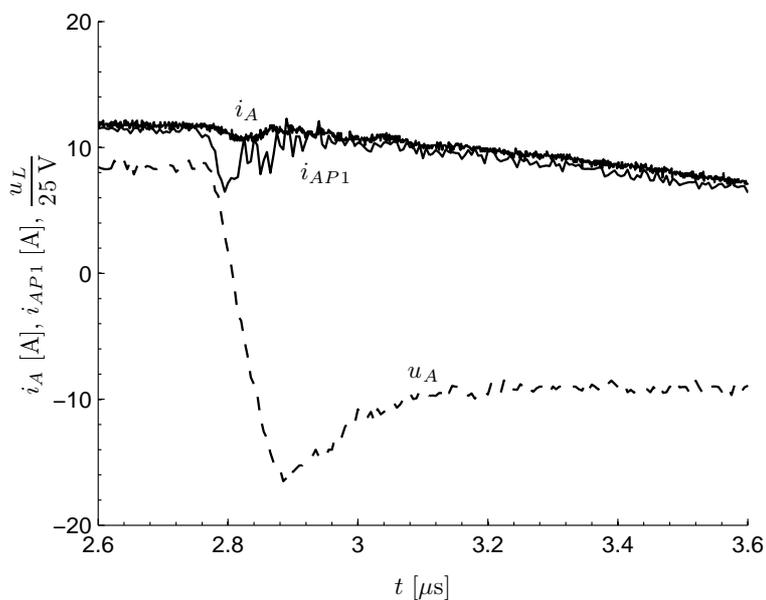


Abbildung H.8: Ausgangsgrößen des Matrixumrichters und Summe der Transistorströme i_{AP1} des ersten Teilumrichters bei $U_E = 90\text{ V}$, $f_{Tr} = 119\text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 10\ \Omega$

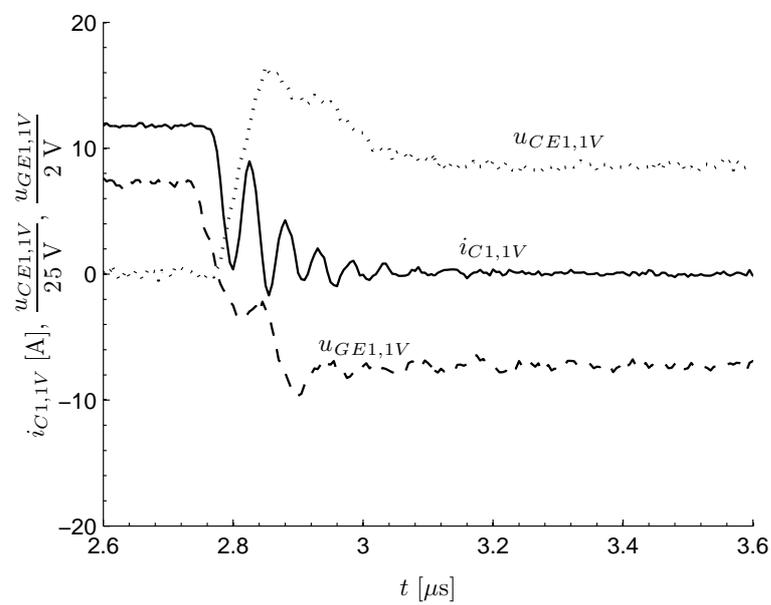


Abbildung H.9: Abschalten von $S_{1,1V}$ im Rahmen der Kommutierung am ersten Teilumrichter bei einem induktiven Arbeitspunkt mit $U_E = 90 \text{ V}$, $f_{Tr} = 119 \text{ kHz}$, $\delta = \pi$ und $R_L = 10 \Omega$

Literaturverzeichnis

- [1] ESSER, A.: *Berührungslose, kombinierte Energie- und Informationsübertragung für bewegliche Systeme*, RWTH Aachen, Diss., 1992
- [2] KNAUP, P.: *Berührungslose Energieübertragung auf linear bewegte Systeme*, TU Darmstadt, Diss., 1999
- [3] GHAHARY, A. ; CHO, B. H.: Design of a Transcutaneous Energy Transmission System Using a Series Resonant Converter. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, no. 2 (1992), S. 261–269
- [4] PEDDER, Don A. G. ; BROWN, A. D. ; SKINNER, J. A.: A Contactless Electrical Energy Transmission System. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, no. 1 (1999), S. 23–30
- [5] GREEN, A. W. ; BOYS, J. T.: 10kHz Inductively Coupled Power Transfer – Concept and Control. In: *IEE Power Electronics and Variable-Speed Drives, Conference Publication no. 399* (1994), S. 694–699
- [6] LAOUAMER, R. ; FERRIEUX, J. P. ; BENQASSMI, H.: Steady State Analysis of the Series-Parallel Resonant Converter LLC-type for Automatic Inductive Charging Application. In: *Power Conversion – Proceedings* (1998), S. 179–184
- [7] HAYES, J. G. ; EGAN, M. G. ; MURPHY, J. M. ; SCHULZ, Steven E. ; HALL, John T.: Wide-Load-Range Resonant Converter Supplying the SAE J-1773 Electric Vehicle Inductive Charging Interface. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, no. 4 (1999), S. 884–895
- [8] ABE, H. ; SAKOMOTO, H. ; HARADA, K.: A Noncontact Charger Using a Resonant Converter with Parallel Capacitor of the Secondary Coil. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, no. 2 (2000), S. 444–451
- [9] BARNARD, J. M. ; FERREIRA, J. ; WYK, J. D.: Sliding Transformers for Linear Contactless Power Delivery. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, no. 6 (1997), S. 774–779
- [10] JOUNG, G. B. ; CHO, B. H.: An Energy Transmission System for an Artificial Heart Using Leakage Inductance Compensation of Transcutaneous Transformer. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, no. 6 (1998), S. 1013–1022

- [11] JANG, Y. ; JOVANOVIC, M. M.: A New Soft-Switched Contactless Battery Charger with Robust Local Controller. In: *INTELEC '03 The 25th International Telecommunications Energy Conference* (2003), S. 473–479
- [12] KIM, C.-G. ; SEO, D.-H. ; YOU, J.-S. ; PARK, J.-H. ; CHO, B. H.: Design of a Contactless Battery Charger for Cellular Phone. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, no. 6 (2001), S. 1238–1247
- [13] JANG, Y. ; JOVANOVIC, M. M.: A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, no. 3 (2003), S. 520–527
- [14] MECKE, R. ; RATHGE, C. ; FISCHER, W. ; ANDONOVSKI, B.: Analysis of Inductive Energy Transmission Systems with Large Air Gap at High Frequencies. In: *EPE Conference* (Toulouse, 2003)
- [15] HIRAI, J. ; TAE-WOONG, K. ; KAWAMURA, A.: Practical Study on Wireless Transmission of Power and Information for Autonomous Decentralized Manufacturing System. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, no. 2 (1999), S. 349–359
- [16] JUFER, M. ; CARDOLETTI, L. ; GERMANO, P.: Induction Contactless Energy Transmission System for an Electric Vehicle. In: *International Conference on Electrical Machines, ICEM 96* (Vigo, 1996), S. 343–347
- [17] ADACHI, S. ; SATO, F. ; KIKUCHI, S.: Consideration of Contactless Power Station With Selective Excitation to Moving Robot. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 29, no. 6 (1993), S. 3228–3230
- [18] KAWAMURA, A. ; ISHIOKA, K. ; HIRAI, J.: Wireless Transmission of Power and Information Through One High-Frequency Resonant AC Link Inverter for Robot Manipulator Applications. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, no. 5 (1999), S. 3583–3585
- [19] GYUGYI, L.: *Generalized Theory of Static Power Frequency Changers*, University of Salford, Diss., 1970
- [20] GYUGYI, L. ; PELLY, B. R.: *Static Power Frequency Changers : Theory, Performance and Application*. 1. Auflage. John Wiley and Sons, 1976
- [21] JONES, V. ; BOSE, B.: A Frequency Step-up Cycloconverter Using Power Transistors in Inverse-series Mode. In: *Int. J. Electron.* Vol. 41, no. 6 (1976), S. 573–587
- [22] ECKLEBE, K.-P.: Transistorierter Direktumrichter für Drehstromantriebe. In: *Elektrie*, Vol. 34, no. 8 (1980), S. 413–433
- [23] RASHID, M. H.: *Power Electronics Handbook*. 1. Auflage. Academic Press, 2001
- [24] ALESINA, A. ; VENTURINI, M. G. B.: Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis. In: *IEEE Transactions on Circuits and*

- Systems*, 1981, S. 319–330
- [25] ALESINA, A. ; VENTURINI, M. G. B.: Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC-AC Converters. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 1988* (Kyoto, 1988), S. 1284–1291
- [26] ALESINA, A. ; VENTURINI, M. G. B.: Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1989, S. 101–112
- [27] LUTZ, Josef: *Halbleiterleistungsbauelemente*. 1. Auflage. Springer, 2006
- [28] NICOLAI, U. ; REIMANN, T. ; PETZOLD, J. ; LUTZ, J.: *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule*. 4. Auflage. ISLE, 1998
- [29] LORENZ, L. ; MÄRZ, M. ; DEBOY, G.: Cool-MOS - an Important Milestone Towards a New Power MOSFET Generation. In: *PCIM Conference* (Nürnberg, 1998), S. 151–160
- [30] ROY, M. ; GONTHIER, L. ; ANCEAU, C.: The MBS (MOS Bidirectional Switch) a New MOS Switch with Reverse Blocking Voltage. In: *EPE Conference* (Lausanne, 1999)
- [31] LINDEMANN, A.: A New IGBT with Reverse Blocking Capability. In: *EPE Conference* (Graz, 2001)
- [32] LINDEMANN, A. ; BAUMANN, M. ; KOLAR, J. W.: Comparison of Different Bidirectional Bipolar Switches for Use in Sparse Matrix Converters. In: *PEMC Conference* (Cavtat und Dubrovnik, 2002)
- [33] ADAMEK, J. ; HOFMANN, W. ; ZIEGLER, M.: Fast Commutation Process and Demand of Bidirectional Switches in Matrix Converters. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2003* (2003), S. 1281–1286
- [34] KOLAR, J. W. ; BAUMANN, M. ; SCHAFMEISTER, F. ; ERTL, H.: Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter, Part I and II. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002*. Dallas, March 2002, S. 777–791
- [35] SÖHNER, W.: *Der selbstgeführte Direktumrichter und seine Anwendung als Matrixconverter zur Speisung von drehzahlgeregelten Antrieben mit Asynchronmaschinen*, Universität Karlsruhe, Diss., 1992
- [36] MARKS, M.: *Direkte Regelung eines Matrixumrichters sowie die Möglichkeit zum stromlosen Schalten*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 1998
- [37] KLUG, B.: *Untersuchung der Steuerung für Matrixumrichter und Entwicklung eines neuen Verfahrens zur Reduzierung der Gleichkomponente mit der Raumvektormodulation*, Technische Universität Cottbus, Diss., 2005
- [38] GOODMAN, A.S. ; BRADLEY, K. J. ; WHEELER, P. W.: Evaluation of the Single Sided Matrix Converter Driven Switched Reluctance Motor. In: *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting* (Lausanne, 1999), S. 1847–1851

- [39] ECKLEBE, K.-P.: *Entwicklung und Untersuchung eines transistorisierten Direktumrichters*, Technische Hochschule Magdeburg, Diss., 1981
- [40] PACAS, J. M. ; SCHULZ, M.: Matrix Converter and Conventional Schemes in Rural Power Generation Systems. In: *EPE Conference* (Toulouse, 2003)
- [41] SCHULZ, M.: *Ein Beitrag zur Nutzung regenerativer Energie in Kleinstkraftwerken im Inselbetrieb*, Universität Siegen, Diss., 2005
- [42] IIMORI, K. ; SHINOHARA, K. ; TARUMI, O. ; ZIXUM, F. ; MUROYA, M.: New Current-Controlled PWM Rectifier-Voltage Source Inverter without DC Link Components. In: *Power Conversion Conference – Nagaoka 1997, Vol. 2* (Nagaoka, 1997), S. 783 – 786
- [43] HUBER, L. ; BOROJEVIC, D. ; BURANY, N.: Voltage Space Vector Based PWM Control of Force Commutated Cycloconverters. In: *Industrial Electronics Society, IECON '89., 15th Annual Conference of IEEE, Vol. 1* (1989), S. 106–111
- [44] HUBER, L. ; BOROJEVIC, D.: Space Vector Modulation With Unity Input Power Factor for Forced Commutated Cycloconverters. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 1* (1991), S. 1032 – 1041
- [45] WEI, L. ; LIPO, T. A.: Matrix Converter With Reduced Number of Switches. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2002* (Queensland, 2002), S. 57–63
- [46] WEI, L. ; LIPO, T. A.: A Novel Matrix Converter Topology With Simple Commutation. In: *Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Chicago, April 2001, S. 1749–1754
- [47] WEI, L. ; LIPO, T. A.: Investigation of 9-Switch Dual-Bridge Matrix Converter Operating under Low Output Power Factor. In: *Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 1*. Chicago, October 2003, S. 176 – 181
- [48] LEE, M. Y. ; WHEELER, P. ; KLUMPNER, C.: A New Modulation Method for the Three-Level-Output-Stage Matrix Converter. In: *Power Conversion Conference – Nagoya 2007* (Nagoya, 2007), S. 776–783
- [49] ZIEGLER, M.: *Untersuchungen zur gestaffelten Kommutierung in Matrixumrichtern mit Pulsweitenmodulation*, TU Chemnitz, Diss., 2002
- [50] MAHLEIN, J.: *Neue Verfahren für die Steuerung und den Schutz des Matrixumrichters*, Universität Karlsruhe, Diss., 2002
- [51] CORDES, S.: *Beanspruchungen der Halbleiterventile in einem Matrixconverter*, Universität Hannover, Diss., 2002
- [52] HOLTZ, J. ; BOELKENS, U.: Direct Frequency Converter with Sinusoidal Line Currents for Speed-Variable AC Motors. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, no. 4*, 1989, S. 475–479

- [53] BURANY, N.: Safe Control of Four-Quadrant Switches. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 1993* (1993), S. 1190–1194
- [54] APAP, M. ; CLARE, J. C. ; WHEELER, P. W. ; BLAND, M. ; BRADLEY, K.: An Approach to the Analysis of Efficiency and Device Power Loss Distribution for Matrix Converters. In: *EPE Conference* (Toulouse, 2003)
- [55] JUSSILA, M. ; ESKOLA, M. ; TUUSA, H.: Analysis of Non-Idealities in Direct and Indirect Matrix Converters. In: *EPE Conference* (Dresden, 2005)
- [56] BLAND, M. J. ; WHEELER, P. W. ; CLARE, J. C. ; EMPRINGHAM, L.: Comparison of Bi-directional Switch Components for Direct AC-AC Converters. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2004* (2004), S. 2905–2909
- [57] CASADEI, D. ; TRENTIN, A. ; MATTEINI, M. ; CALVINI, M.: Matrix Converter Commutation Strategy Using both Output Current and Input Voltage Sign Measurement. In: *EPE Conference* (Toulouse, 2003)
- [58] WHEELER, P. W. ; CLARE, J. C. ; EMPRINGHAM, L.: Enhancement of Matrix Converter Output Waveform Quality using Minimized Commutation Times. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, no. 1*, 2004, S. 240–244
- [59] BEASANT, R. R. ; BEATTIE, W. C. ; REFSUM, A.: An Approach to the Realization of a High-Power Venturini Converter. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 1990* (1990), S. 291–297
- [60] EMPRINGHAM, L. ; WHEELER, P. W. ; CLARE, J. C.: Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 1998* (Fukuoka, 1998), S. 707–713
- [61] EMPRINGHAM, L. ; CLARE, J. C. ; WHEELER, P. W.: Bi-directional Switch Commutation for Matrix Converters. In: *EPE Conference* (Lausanne, 1999)
- [62] WHEELER, P. W. ; CLARE, J. C. ; EMPRINGHAM, L. ; BLAND, M. ; APAP, M.: Gate Drive Level Intelligence and Current Sensing for Matrix Converter Current Commutation. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, no. 2*, 2002, S. 382–389
- [63] OYAMA, J. ; HIGUCHI, T. ; YAMADA, E. ; KOGA, T.: New Control Strategy for Matrix Converter. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 1989* (1989), S. 360–367
- [64] ENJETI, P. N. ; CHOI, S.: An Approach to Realize Higher Power PWM AC Controller. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93* (1993), S. 323–327
- [65] MAHLEIN, J. ; IGNEY, J. ; WEIGOLD, J. ; BRAUN, M. ; SIMON, O.: Matrix Converter Commutation Strategies With and Without Explicit Input Voltage Sign Measurement. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, no. 2*, 2002, S. 407–414

- [66] ZIEGLER, M. ; HOFMANN, W.: Semi Natural Two Steps Commutation Strategy For Matrix Converters. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 1998* (1998), S. 727–731
- [67] ZIEGLER, M. ; HOFMANN, W.: Performance of a Two Step Commutated Matrix Converter for AC-Variable Speed Drives. In: *EPE Conference* (Lausanne, 1999)
- [68] ZIEGLER, M. ; HOFMANN, W.: A New Two Steps Commutation Policy For Low Cost Matrix Converters. In: *PCIM Conference* (Nürnberg, 2000)
- [69] ZHOU, D. ; SUN, K. ; HUANG, L. ; SASAGAWA, K.: A Novel Commutation Method of Matrix Converter Fed Induction Motor Drive Using RB-IGBT. In: *Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 4* (2005), S. 2347 – 2354
- [70] HOFMANN, W. ; ZIEGLER, M.: Multi-Step Commutation and Control Policies for Matrix Converters. In: *ICPE Conference* (Seoul, 2001)
- [71] ZIEGLER, M. ; HOFMANN, W.: New One-Step Commutation Strategies in Matrix Converters. In: *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2* (2001), S. 560 – 564
- [72] ZIEGLER, M. ; HOFMANN, W.: Rectifier Based Robust Control of Bidirectional Switches in AC-AC Converters. In: *EPE Conference* (Dubrovnik and Cavtat, 2002)
- [73] PAN, C.-T. ; CHEN, T.-C. ; SHIEH, J.-J.: A Zero Switching Loss Matrix Converter. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 1993* (1993), S. 545–550
- [74] VILACA, M. V. M. ; PERIN, A. J.: A New Bidirectional ZVS for Direct AC/AC Converter Applications. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 1995, 1995*, S. 977–983
- [75] VILACA, M. V. M. ; PERIN, A. J.: A Soft Switched Direct Frequency Changer. In: *Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (1995), S. 2321–2326
- [76] BERNET, S. ; BERNET, K. ; LIPO, T. A.: The Auxiliary Resonant Commutated Pole Matrix Converter – A New Topology for High Power Applications. In: *Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (1996), S. 1242–1248
- [77] MAHLEIN, J. ; IGNEY, J. ; BRAUN, M. ; SIMON, O.: Robust Matrix Converter Commutation without Explicit Sign Measurement. In: *EPE Conference* (Graz, 2001)
- [78] BLAND, M. J. ; CLARE, J. C. ; WHEELER, P. W. ; EMPRINGHAM, L. ; APAP, M.: An Auxiliary Resonant Soft Switching Matrix Converter. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2004* (2004), S. 2393–2399
- [79] MECKE, R. ; RATHGE, C. ; KÜRSCHNER, D.: Matrix Converter With High Output Frequency For Contactless Energy Transmission. In: *PCIM Conference* (Nürnberg, 2005)
- [80] EMPRINGHAM, L. ; WHEELER, P. W. ; CLARE, J. C.: Matrix Converter Bi-directional Switch Using Intelligent Gate Drives. In: *PEVD* (1998), S. 626–631

- [81] RODRIGUEZ, J.: A New Control Technique for AC-AC Converters. In: *IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conference* (Lausanne, 1983), S. 203–208
- [82] ZIOGAS, P. D. ; KHAN, S. I. ; RASHID, M. H.: Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures With Improved Transfer Characteristics. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1986, S. 271–280
- [83] BRAUN, M. ; HASSE, K.: A Direct Frequency Changer with Control of Input Reactive Power. In: *IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conference* (Lausanne, 1983), S. 187–194
- [84] KASTNER, G. ; RODRIGUEZ, J.: A Force Commutated Cycloconverter with Control of the Source and Load Currents. In: *EPE Conference* (1985), S. 1141–1146
- [85] WHEELER, P. W. ; RODRÍGUEZ, J. ; CLARE, J. C. ; EMPRINGHAM, L.: Matrix Converters: A Technology Review. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, S. 276–287
- [86] MAHLEIN, J. ; SIMON, O. ; BRAUN, M.: A Matrix Converter with Space Vector Control Enabling Overmodulation. In: *EPE Conference* (Lausanne, 1999)
- [87] HELLE, L. ; MUNK-NIELSEN, S.: A Novel Loss Reduced Modulation Strategy for Matrix Converters. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2001* (2001), S. 1102–1107
- [88] MUELLER, S. ; AMMANN, U. ; REES, S.: New Modulation Strategy for a Matrix Converter with a Very Small Mains Filter. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2003, Vol. 3* (2003), S. 1275 – 1280
- [89] APAP, M. ; CLARE, J. C. ; WHEELER, P. W. ; BLAND, M. ; BRADLEY, K.: Analysis and Comparison of AC-AC Matrix Converter Control Strategies. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2003, Vol. 3* (2003), S. 1287 – 1292
- [90] LAOUAMER, R. ; FERRIEUX, J. P. ; BENQASSMI, H.: A Comparison of Resonant Converter Topologies with Three and Four Energy Storage Elements for Automatic Inductive Charging Applications. In: *Electric Machines and Power Systems, Vol. 27* (1999), S. 221–236
- [91] VALTCHEV, S. ; BORGES, B. V. ; KLAASSENS, J. B.: Series Resonant Converter Applied to Contactless Energy Transmission. In: *Conftele Conference 2001, 3rd Conference on Telecommunications* (2001)
- [92] ECKLEBE, A. ; LINDEMANN, A.: Analysis and Design of a Contactless Energy Transmission System with Flexible Inductor Positioning for Automated Guided Vehicles. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference of IEEE* (Paris, 2006), S. 1721–1726
- [93] ORUGANTI, R.: *State-Plane Analysis of Resonant Converters*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Diss., 1984

- [94] BUCHER, A. ; DÜRBAUM, T. ; KÜBRICH, D.: Comparison of First Harmonic Approximation with Exact Solution in Case of a Series Resonant Converter. In: *PCIM Conference* (Nürnberg, 2006)
- [95] ERICKSON, R. W. ; MAKSIMOVIC, D.: *Fundamentals of Power Electronics*. 2. Auflage. Kluwer Academic Publishers, 2001
- [96] KAZIMIERCUK, M. K. ; CZARKOWSKI, D.: *Resonant Power Converters*. 1. Auflage. John Wiley and Sons, 1996
- [97] SCHÄTZING, W. ; MÜLLER, G.: *FEM für Praktiker, Bd. 4*. 1. Auflage. Expert-Verl., 2003
- [98] ECKLEBE, A. ; FISCHER, W. ; LINDEMANN, A.: Device Power Losses of a Resonant Matrix Converter. In: *PCIM Conference* (Nürnberg, 2005)
- [99] ECKLEBE, A. ; SCHREMMER, F. ; LINDEMANN, A.: A Flexible and Modular Approach for a High-Current MOSFET/IGBT Driver using Integrated Circuits. In: *PCIM Conference* (Nürnberg, 2006)
- [100] 618000-3, EN: Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe – Teil 3: EMV-Anforderungen einschliesslich spezieller Prüfverfahren. In: *VDE Verlag* (Berlin, 2005)
- [101] LIENAU, W.: *Untersuchung eines stromeinprägenden Wechselrichters, der zur Speisung einer frequenzgesteuerten Asynchronmaschine in einem Bahnantrieb geeignet ist*, RWTH Aachen, Diss., 1979
- [102] SPÄTH, H. ; PACAS, J.M.: Berechnung der Drehmomentharmonischen einer über Stromzwischenkreisumrichter mit nicht glattem Zwischenkreisstrom gespeisten Drehstromasynchronmaschine. In: *Archiv für Elektrotechnik* 65 (1982), S. 79–86
- [103] RUSEK, J.: Drehmoment und Strom einer über stromeinprägenden Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine im stationären Betriebszustand. In: *Archiv für Elektrotechnik* 67 (1985), S. 151–160
- [104] HARDERS, H. ; WEIDEMANN, B.: Pendelmomententwicklung bei der Stromrichter gespeisten Asynchronmaschine mit Berücksichtigung des welligen Zwischenkreisstromes. In: *Archiv für Elektrotechnik* 64 (1982), S. 297–305
- [105] CASE, M. J.: Torque Pulsations in Current-Source Inverter Induction Motor Drives. In: *Archiv für Elektrotechnik* 66 (1983), S. 111–115
- [106] JENNI, F. ; WÜEST, D.: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. 1. Auflage. B.G. Teubner, 1995
- [107] MECKE, R. ; RATHGE, C. ; ECKLEBE, A. ; LINDEMANN, A.: Bidirectional Switches For Matrix Converter in Contactless Energy Transmission Systems. In: *EPE Conference* (Dresden, 2005)

- [108] KÜRSCHNER, D. ; MECKE, R.: Matrix Converter With High Performance Signal Processing For Contactless Energy Transmission. In: *PCIM Conference* (Nürnberg, 2006)
- [109] MECKE, R.: *Ständerflußorientiertes Mikrorechner-Regelkonzept für die frequenzumrichter gespeiste Asynchronmaschine am Beispiel eines Stromwechselrichters und eines Quasi-Direktumrichters*, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Diss., 1995
- [110] 61000-3-2, EN: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 3: Grenzwerte – Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräteeingangsströme < 16 A je Leiter). In: *VDE Verlag* (Berlin, 2006)
- [111] WEBER, S.-P.: *Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente*, Technische Universität Berlin, Diss., 2007
- [112] WHEELER, P. W. ; GRANT, D.: Optimised Input Filter Design and Low-loss Switching Techniques for a Practical Matrix Converter. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings, Vol. 144* (1997), S. 53 – 60
- [113] HAMOUDA, M. ; FNAIECH, F. ; AL-HADDAD, K.: Input Filter Design for SVM Dual-Bridge Matrix Converters. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2006* (2006), S. 797 – 802
- [114] HELDWEIN, M. L. ; NUSSBAUMER, T. ; KOLAR, J. W.: Differential Mode EMC Input Filter Design for Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix PWM Converters. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2004* (2004), S. 284 – 291
- [115] KUME, T. ; YAMADA, K. ; HIGUCHI, T. ; YAMAMOTO, E. ; HARA, H. ; SAWA, T. ; SWAMY, M. M.: Integrated Filters and Their Combined Effects in Matrix Converter. In: *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, no. 2* (2007), S. 571 – 581
- [116] MÜSING, A. ; HELDWEIN, M. L. ; FRIEDLI, T. ; KOLAR, J. W.: Steps Towards Prediction of Conducted Emission Levels of an RB-IGBT Indirect Matrix Converter. In: *Power Conversion Conference – Nagoya, 2007. PCC '07* (2007), S. 1181 – 1188
- [117] 61000-6-2, EN: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-2: Fachgrundnorm – Störfestigkeit für Industriebereiche. In: *VDE Verlag* (Berlin, 2005)
- [118] 61000-6-4, EN: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 6-4: Fachgrundnorm – Störaussendung für Industriebereiche. In: *VDE Verlag* (Berlin, 2006)
- [119] ZWIMPFER, P.-M.: *Modulationsverfahren für einen zweistufigen Matrixkonverter zur Speisung von Drehstromantrieben*, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Diss., 2002
- [120] MIDDLEBROOK, R. D.: Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (1976)

- [121] KOHUT, C.R.: Input Filter Design Criteria for Switching Regulators using Current-Mode Programming. In: *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, no. 3* (1992), S. 469 – 479
- [122] ECKLEBE, A. ; LINDEMANN, A.: Bi-directional Switch Commutation for a Resonant Matrix Converter supplying a Contactless Energy Transmission System. In: *Power Conversion Conference – Nagoya, 2007. PCC '07* (2007), S. 792–799
- [123] FRIEDLI, T. ; ROUND, S. D. ; KOLAR, J. W.: A 100 kHz SiC Sparse Matrix Converter. In: *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 2007* (Orlando, 2007), S. 2148 – 2154
- [124] ZWIMPFER, P.-M.: *Dynamisches Verhalten von Magneto-Kopplern und ferromagnetischen Nano-Schichten*, Universität Regensburg, Diss., 2004
- [125] EGAN, W. F.: *Phase-Lock Basics*. John Wiley and Sons, 1998
- [126] ZELTNER, S. ; M.BILLMANN ; MÄRZ, M.: An Isolating IGBT Halfbridge Driver with Embedded Magnetics. In: *Proceedings of the PCIM Conference*. Nürnberg, Germany, Juni 2004
- [127] VASIC, D. ; COSTA, F. ; SARRAUTE, E.: Comparison of Piezoelectric Transformer and Coreless Planar Electromagnetic Transformer in Gate Driver Applications. In: *Proceedings of the PCIM Conference*. Nürnberg, Germany, Juni 2005
- [128] MÜNZER, M. ; ADEMMER, W. ; STRZALKOWSKI, B. ; KASCHANI, K.T.: Coreless Transformer a New Technology for Half Bridge Driver ICs. In: *Proceedings of the PCIM Conference*. Nürnberg, Germany, Juni 2003
- [129] ORELLANA, A. ; PIEPENBREIER, B.: Fast Gate Drive for SiC J-FET using a Conventional Driver for MOSFETs and Additional Protections. In: *Proceedings of the 30th Annual IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*. Busan, Korea : IEEE Industrial Electronics Society, November 2004
- [130] LINDEMANN, A. ; ECKLEBE, A.: Optimisation of Primary Transistors in Flyback Converters with High Input Voltage. In: *EPE Conference* (Dresden, 2005)
- [131] SCHULZ, S. ; ECKLEBE, A. ; LINDEMANN, A.: Influence of Parasitic Elements on the Commutation of a Resonant Matrix Converter. In: *CIPS Conference* (Nürnberg, 2008)
- [132] PHILIPPOW, E.: *Grundlagen der Elektrotechnik*. 8. Auflage. Verlag Technik Berlin, 1989
- [133] KOLNSBERG, S.: *Drahtlose Signal- und Energieübertragung mit Hilfe von Hochfrequenztechnik in CMOS-Sensorsystemen*, Gesamthochschule Duisburg, Diss., 2001

Schriftliche Erklärung

Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht.

Insbesondere habe ich nicht die Hilfe einer kommerziellen Promotionsberatung in Anspruch genommen. Dritte haben von mir weder unmittelbar noch mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form als Dissertation eingereicht und ist als Ganzes auch noch nicht veröffentlicht.

Magdeburg, den 3. Juni 2009

Lebenslauf

Persönliches

Andreas Ecklebe
geboren am 08.03.1978 in Magdeburg
deutsch
verheiratet

Beruflicher Werdegang

06/2008 – dato	ABB Corporate Research Scientist
04/2004 – 05/2008	Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg wissenschaftlicher Mitarbeiter
10/2003 – 03/2004	Fest AG Projektingenieur
06/2002 – 09/2003	Sms-Demag AG Projektingenieur

Ausbildung

10/2004 – 07/2005	Nachwuchsgruppe Entrepreneurship
10/1997 – 05/2002	Studium der Elektrotechnik an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
11/1996 – 08/1997	Wehrdienst
08/1991 – 06/1996	Gerhart-Hauptmann-Gymnasium Wernigerode

