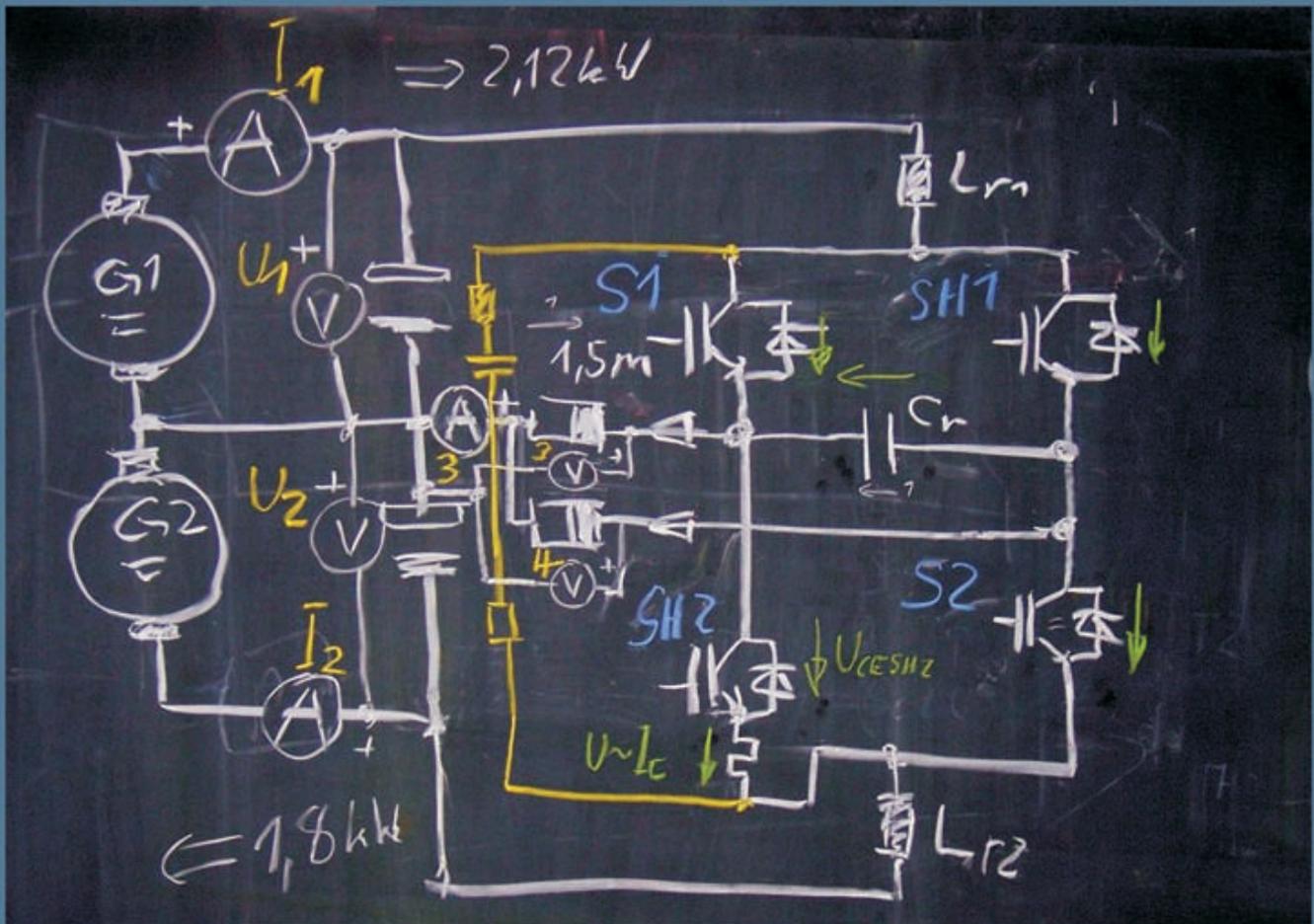


Frank Hinrichsen

## Untersuchungen zu Resonant Commutated Pole Kommutierungszellen in Spannungs- und Stromzwischenkreis-Umrichtern



Cuvillier Verlag Göttingen

# Untersuchungen zu Resonant Commutated Pole Kommutierungszellen in Spannungs- und Stromzwischenkreis-Umrichtern

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde  
eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte

D i s s e r t a t i o n

von:	Dipl.-Ing. Frank Hinrichsen
aus:	Flensburg
eingereicht am:	30. August 2007
mündliche Prüfung am:	24. Januar 2008
Referenten:	Prof. Dr.-Ing. W.-R. Canders Univ.-Prof. Dr.-Ing. H.-P. Beck
Prüfungsvorsitzender:	Prof. Dr.-Ing. J. Meins

2008

### **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2008

Zugl.: (TU) Braunschweig, Univ., Diss., 2008

978-3-86727-549-1

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2008

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2008

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86727-549-1

*Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig.*

*Herrn Prof. Dr.-Ing. W.-R. Canders gilt mein besonderer Dank für die mir ermöglichte wissenschaftliche Tätigkeit und die stete Hilfsbereitschaft und Unterstützung, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.*

*Ebenso danke ich Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. H.-P. Beck für die spontane Übernahme der Mitberichterstattung sowie das große Interesse, das er dieser Arbeit entgegengebracht hat. Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Meins danke ich für die Durchführung des Prüfungsvorsitzes.*

*Weiterhin danke ich Herrn Dr.-Ing. Günter Tareilus für unzählige fachliche Diskussionen und die gute Zusammenarbeit beim Megawatt-ARCPI. In diesem Zusammenhang gilt mein Dank auch Peter Hoffmann und Daniel Balzer, ohne deren tatkräftige Unterstützung ein Versuchsaufbau dieser Größenordnung nie zustande gekommen wäre. Besonders möchte ich Immo Koch, Quirin Maurus und Nicolai Lescow für ihre Diplomarbeiten zu den verschiedenen Stromzwischenkreis-Umrichtern danken, ebenso allen anderen Kollegen, die in vielen fachlichen Diskussionen wertvolle Anregungen gaben.*

*An die stets angenehme und freundschaftliche Atmosphäre und die Hilfsbereitschaft unter den Mitarbeitern sowie die diskussionsreichen Kaffeerunden werde ich mich immer gern erinnern.*

*Nicht zuletzt danke ich Silke für die viele Geduld und Unterstützung, die sie mir während der Anfertigung der Arbeit entgegengebracht hat.*

*Berlin, im Februar 2008*

*Frank Hinrichsen*



# Kurzfassung

In den letzten Jahren hat der Pulswechselrichter mit Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) eine herausragende Stellung in der Antriebstechnik und in der Energieversorgung eingenommen. Durch resonante Schaltentlastung, so genanntes weiches Schalten, kann die in den IGBTs anfallende Schaltverlustleistung reduziert werden. Dadurch entsteht die Möglichkeit, den Kühlaufwand zu verringern, die Schaltfrequenz zu erhöhen oder den Wirkungsgrad zu steigern. Angestrebt wird meist ein Eins-zu-Eins-Ersatz des hartschaltenden Wechselrichters. Als besonders aussichtsreicher Kandidat, dieses Ziel zu erreichen, hat sich der Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter (ARCPI) herauskristallisiert, jedoch sind auch bei dieser Topologie Nachteile wie z. B. Symmetrieprobleme am kapazitiven Teiler des Zwischenkreises zu verzeichnen.

Die Arbeit beginnt mit einem Exkurs in die Technologie moderner Leistungshalbleiter unter Berücksichtigung des neuen Basismaterials Siliziumkarbid. Danach folgt ein Überblick über die wichtigsten Resonanzstromrichter und ein Vorschlag zur strukturierten Klassifizierung derselben.

Insgesamt werden vier Resonant Commutated Pole Kommutierungszellen zunächst analytisch und dann experimentell untersucht. Den Ausgangspunkt bildet der klassische ARCPI am Spannungszwischenkreis. Es werden die Ergebnisse zusammengefasst, die mit einem optimierten 1-MVA-Versuchsumrichter für den Motorgenerator eines Schwungmassenspeichers erzielt wurden. Der Stromzwischenkreis-ARCPI kommt mit nur zwei Hilfsschaltern für einen dreiphasigen Wechselrichter aus und ist aufgrund der Möglichkeit, den kapazitiven Teiler auf einfache Weise über den Sternpunkt der Last zu stabilisieren, besonders attraktiv. Daher wird ein dreiphasiger Versuchswechselrichter aufgebaut und vermessen.

Mit Hilfe der Netzwerktheorie wird aus der ARCP-Kommutierungszelle eine neue, so genannte Resonant Commutated Twin Pole (RCTP) Zelle abgeleitet. Ihre Funktionsweise wird in einem einphasigen Aufbau am Stromzwischenkreis überprüft. Die aussichtsreichere RCTP-Zelle am Spannungszwischenkreis wird in einem dreiphasigen Wechselrichter untersucht, dessen Phasen in unterschiedlicher Technologie realisiert wurden. Die Verluste bei hartem und weichem Schalten mit und ohne Siliziumkarbid-Dioden werden direkt miteinander verglichen. Eine Beurteilung des neuen Konzepts und ein Ausblick auf mögliche Realisierungen schließen die Arbeit ab.



# Abstract

In the last years pulse-controlled inverters using Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) have reached an outstanding position in the field of motor control and energy distribution. The power losses of the IGBTs can be lowered by the use of resonant techniques also called soft switching techniques. Hence it is possible to reduce cooling efforts, to raise switching frequency or to increase efficiency. In most cases the aim is an one-to-one replacement of the hard switched inverter. The Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter (ARCPI) has become a promising candidate to reach this aim, however, even this topology has got some drawbacks, e. g. balancing problems with the capacitive voltage divider in the DC link.

This thesis starts with an excursus in the technology of modern power semiconductors in consideration of silicon carbide as a new base material. Subsequently a review of the most important resonant converter structures follows including a proposal for a structured method for their classification.

Theoretical and experimental analysis of a total of four Resonant Commutated Pole commutation cells is done. The starting point is the classic voltage fed ARCPI. Results achieved in an optimised test set-up of a 1 MVA converter for a motor-generator of a flywheel storage system are summarised. The three-phase current source ARCPI only needs two auxiliary switches. Therefore and due to the reason, that its capacitive voltage divider is easily stabilised by connecting it to the star point of the load, this solution is particularly attractive. Hence a three-phase inverter is built and measured.

A new commutation cell, the so called Resonant Commutated Twin Pole (RCTP) cell, is derived using the laws of network theory. Its functionality is proved in a single-phase setup connected to a current source. The more promising voltage fed RCTP cell is examined in a three-phase inverter. All phases are realised using different technologies. Power losses in hard and soft switched mode with and without silicon carbide diodes are directly compared to each other. The theses is concluded by an appraisal of the new concept and by an outlook to possible realisations.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>13</b>
1.1	Stand der Technik . . . . .	13
1.2	Vorgehensweise . . . . .	15
<b>2</b>	<b>Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern</b>	<b>17</b>
2.1	Struktur und Eigenschaften aktueller Leistungshalbleiter . . . .	17
2.1.1	Der Insulated Gate Bipolar Transistor . . . . .	17
2.1.2	Leistungsdioden . . . . .	21
2.2	Hartes Schalten in Brückenschaltungen . . . . .	27
2.2.1	Doppelpulsverfahren . . . . .	27
2.2.2	Ausschaltverhalten von NPT-IGBTs . . . . .	29
2.2.3	Einfluss der Diode auf den Einschaltvorgang . . . . .	29
2.2.4	Schaltverhalten rückwärtssperrender IGBTs . . . . .	33
2.3	Weiches Schalten . . . . .	34
2.3.1	Induktive Kommutierung . . . . .	35
2.3.2	Kapazitive Kommutierung . . . . .	36
2.3.3	Resonantes Schalten . . . . .	38
<b>3</b>	<b>Wechselrichtertopologien</b>	<b>39</b>
3.1	Stand der Technik hartschaltender Zwischenkreisumrichter . . .	39
3.2	Überblick resonante Stromrichtertopologien . . . . .	42
3.3	Resonant Link Converters . . . . .	43
3.3.1	Resonant AC-Link Converters . . . . .	43
3.3.2	Resonant DC-Link Converters . . . . .	44
3.4	Resonant Transition Inverters . . . . .	47
3.4.1	Quasi Resonant Inverters . . . . .	48
3.4.2	Resonant Snubber Inverters . . . . .	49
3.4.3	Soft Transition PWM Inverters . . . . .	54
3.4.4	Resonanzwechselrichter mit ZCS-ZVS-Eigenschaften . .	57
3.5	Fazit . . . . .	58

<b>4</b>	<b>Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis</b>	<b>61</b>
4.1	Auslegung eines Stromrichters für einen Schwungmassenspeicher	61
4.2	Funktionsweise des ARCP-Wechselrichters . . . . .	64
4.2.1	Kommutierungsmodi . . . . .	64
4.2.2	Auslegung des Resonanzkreises . . . . .	68
4.2.3	Symmetrie des Mittelpunktes . . . . .	69
4.2.4	Steuerung der Halbbrücken . . . . .	70
4.3	Der ausgeführte 1-MVA-ARCPI . . . . .	72
4.3.1	Steuerung . . . . .	72
4.3.2	Leistungsteil . . . . .	74
4.3.3	Erste Ergebnisse . . . . .	78
4.3.4	Optimierung des Leistungsteils . . . . .	79
4.4	Messungen . . . . .	83
4.4.1	Schaltverhalten . . . . .	84
4.4.2	Schaltverluste . . . . .	84
4.4.3	Leistungsmessungen . . . . .	88
4.5	Diskussion der Ergebnisse . . . . .	91
4.5.1	Optimierungspotential . . . . .	92
<b>5</b>	<b>Der ARCPI mit Stromzwischenkreis</b>	<b>93</b>
5.1	Stromzwischenkreisumrichter . . . . .	93
5.2	Kommutierung im CS ARCPI . . . . .	94
5.2.1	Kommutierungsmodi . . . . .	95
5.2.2	Simulation einer Kommutierungszelle . . . . .	98
5.2.3	Simulationsergebnisse . . . . .	101
5.3	Dreiphasige Realisierungen . . . . .	102
5.3.1	Der CS ARCPI Avarage Voltage Driven . . . . .	102
5.3.2	Der CS ARCPI Neutral Voltage Driven . . . . .	103
5.4	Experimentelle Verifikation . . . . .	106
5.4.1	Versuchsaufbau . . . . .	106
5.4.2	Untersuchungen . . . . .	108
5.4.3	Einsatz rückwärtssperrender IGBTs . . . . .	111
5.5	Zusammenfassung der Ergebnisse . . . . .	112
<b>6</b>	<b>Vom ARCP zum Resonant Commutated Twin Pole</b>	<b>115</b>
6.1	Dualität in leistungselektronischen Schaltungen . . . . .	115
6.1.1	Duale Netzwerkelemente . . . . .	116
6.1.2	Netzwerkgraphen und topologische Matrizen . . . . .	116
6.2	Entwicklung der Resonant Commutated Twin Pole Zelle . . . . .	119
6.2.1	Umwandlung . . . . .	119
6.2.2	Funktionsweise der RCTP-Zelle . . . . .	122
6.3	Experimentelle Verifikation . . . . .	125

6.3.1	Versuchsaufbau . . . . .	125
6.3.2	Messungen . . . . .	127
6.4	Zusammenfassung der Ergebnisse und Ausblick . . . . .	130
<b>7</b>	<b>Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis</b>	<b>133</b>
7.1	Kommutierung im VS RCTPI . . . . .	133
7.1.1	Kommutierungsmodi . . . . .	133
7.2	Aufbau des Versuchswechselrichters . . . . .	136
7.2.1	Auswahl der Bauelemente . . . . .	137
7.2.2	Leistungsteil . . . . .	140
7.2.3	Steuerung . . . . .	143
7.3	Messungen . . . . .	146
7.3.1	Schaltverhalten . . . . .	146
7.3.2	Ausgangsgrößen . . . . .	152
7.3.3	Wirkungsgrad und Verlustleistung . . . . .	155
7.4	Bewertung und Ausblick . . . . .	160
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>163</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>165</b>
<b>A</b>	<b>Verzeichnis der Abkürzungen</b>	<b>179</b>
A.1	Formelzeichen und Indices . . . . .	179
A.2	Bezeichnungen in Schaltbildern . . . . .	182
A.3	Abkürzungen . . . . .	183



# 1 Einleitung

Der Leistungselektronik kommt bei allen zukünftigen Bemühungen, elektrische Energie sparsam und bedarfsgerecht einzusetzen sowie alternative Energiequellen effizient zu nutzen, eine Schlüsselrolle zu: Mit Frequenzumrichtern können Antriebe nach den momentanen Erfordernissen geregelt werden, wodurch ihr Gesamtwirkungsgrad steigt und ihre Betriebskosten sinken. Leistungselektronische Stellglieder werden zur Einspeisung von Wind- und Solarenergie in die Versorgungsnetze benötigt. Zur Speicherung elektrischer Energie in Akkumulatoren und Brennstoffzellen muss der Strom zunächst gleichgerichtet und später wieder wechselgerichtet werden.

## 1.1 Stand der Technik

In den letzten 15 Jahren hat der Pulswechselrichter mit abschaltbaren Halbleitern, vornehmlich mit Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs), eine herausragende Stellung in der Antriebstechnik aber auch in der Energieversorgung eingenommen. Selbst in regelungstechnisch anspruchsvollen Aufgabengebieten verdrängt der Frequenzumrichter-Antrieb den traditionellen Gleichstromantrieb. Einsatzgebiete von Pulswechselrichtern sind:

- Frequenzumrichter für Antriebs- und Servomotoren in der Industrie
- Unterbrechungsfreie Stromversorgungen für Rechenzentren und Relaisstationen
- Traktionsumrichter
- Antriebswechselrichter für Elektro- und Hybridfahrzeuge
- Netzanbindung von Photovoltaikanlagen, Windkraftanlagen und Brennstoffzellen
- Steuerung von Motoren in Haushaltsgeräten

Der Leistungsbereich von 100 W bis 1 MW wird praktisch mit einer einzigen Topologie, der Drehstrom-Brückenschaltung mit abschaltbaren Ventilen abgedeckt.

Es wird beständig daran geforscht, die Eigenschaften der Halbleiterbauelemente hinsichtlich ihrer Durchlass- und Schalteigenschaften zu verbessern. So

## 1 Einleitung

stehen durch Verwendung von Siliziumkarbid (SiC) als Basismaterial erstmals Dioden mit nahezu idealem Schaltverhalten ohne Rückwärtserholstrom zur Verfügung. In den letzten 15 Jahren konnte die Durchlassspannung von IGBTs stetig verringert werden, zuletzt noch einmal erheblich durch Ausnutzung der Trench-Gate-Technologie.

Auch auf dem Gebiet der Schaltungstechnik wurden in diesem Zeitraum Verbesserungen erzielt: Niederinduktiv aufgebaute Leistungsteile ohne Snubber sind zum Standard für hartschaltende Wechselrichter geworden. Gleichzeitig wurde eine Vielzahl von weichschaltenden Stromrichtertopologien erforscht und vorgestellt. Sie haben das Ziel, die Schaltverluste durch Abwesenheit von Strom und/oder Spannung am Halbleiter im Moment des Schaltens günstigstenfalls zu eliminieren.

Durch Reduktion der Schaltverluste kann Verlustenergie gespart werden, Halbleiterfläche und Kühlaufwand können verringert werden. Alternativ kann eine höhere Schaltfrequenz realisiert werden, wodurch sich Stromrippel und Zusatzverluste in der Last verringern und die Regelgüte steigt. Die weichschaltenden Wechselrichter lassen sich grob in drei Klassen einteilen:

1. **Schwingkreiswechselrichter**, in welchen die Last mit zusätzlichen Kondensatoren und/oder Drosseln zu einem Resonanzkreis erweitert wird. Sie eignen sich nur für einphasige Anwendungen mit einer festen Ausgangsfrequenz, z. B. für Schaltnetzteile, induktive Erwärmung oder Berührungslose Energieübertragung und sind nicht Gegenstand dieser Arbeit.
2. **Resonant Link Inverters** vermeiden Schaltverluste dadurch, dass mit Hilfe eines Schwingkreises die charakteristische Größe des Zwischenkreises zu Null gezwungen wird, bevor die Schalter der Brücken ihre Schaltzustände wechseln. Besondere Varianten mit Hilfsschaltern im Resonanzkreis sind auch für Pulsweitenmodulation (PWM) geeignet.
3. **Resonant Transition Inverters** besitzen Netzwerke aus Kondensatoren und Drosseln innerhalb der Brücke. Eine Resonanz findet nur während der Schaltvorgänge statt. Damit sind sie prinzipbedingt für PWM geeignet. Die meisten verwenden zusätzliche Halbleiterventile, so genannte Hilfsschalter, durch die bei Bedarf eine weiche Kommutierung eingeleitet wird.

Die Wechselrichter der dritten Klasse wurden in den letzten Jahren intensiv weiterentwickelt, weil sie einen Eins-zu-Eins-Ersatz der verbreiteten hartschaltenden Pulswechselrichter mit Spannungszwischenkreis ermöglichen. Sie eignen sich außerdem besonders gut für hohe Leistungen, da die Hilfsschalter nicht größer dimensioniert werden müssen als die Schalter der Brücke. Als besonders aussichtsreicher Kandidat hat sich immer wieder der Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter (ARCPI) herauskristallisiert, da er in vielen Belangen

dem idealen Resonanzwechselrichter recht nahe kommt. Positive Eigenschaften sind:

- Die Strom- und Spannungsbeanspruchungen der Hauptschalter sind nicht höher als beim hartschaltenden Wechselrichter.
- Es lassen sich alle gängigen Steuerverfahren für hartschaltende Wechselrichter adaptieren, der resonante Kommutierungsvorgang entspricht dabei in etwa einer verlängerten Totzeit.
- Der Hilfszweig wird nur während einer Kommutierung beansprucht und fällt daher relativ klein aus.

Als Nachteile sind die große Zahl an Hilfsschaltern und die komplexe, laststromabhängige Steuerung der Schaltzeiten zu nennen. Zudem entstehen in dreiphasigen Anwendungen Probleme mit der Stabilität des geteilten Zwischenkreises. Ziel dieser Arbeit ist es, systematisch weitere Resonant Commutated Pole Varianten zu finden, welche diese Nachteile vermeiden.

## 1.2 Vorgehensweise

Nach einem Exkurs in die Technologie moderner Leistungshalbleiter und einer kurzen Einführung in die Themenbereiche hartes und weiches Schalten folgt ein Überblick über die wichtigsten Resonanzstromrichter, der mit einem Vorschlag zur systematischen Klassifizierung abgeschlossen wird.

In den vier weiteren Kapiteln wird je eine Resonant Commutated Pole Kommutierungszelle zunächst analytisch und dann experimentell untersucht. Besonderer Wert wird auf die Beschreibung aller möglichen Kommutierungsmodi gelegt.

Den Ausgangspunkt bildet der klassische ARCPI mit Spannungszwischenkreis. Seine Funktionsweise wird erläutert und es werden die Ergebnisse zusammengefasst, die mit einem optimierten 1-MVA-Versuchsumrichter für den Motorgenerator eines Schwungmassenspeichers erzielt wurden.

Das folgende Kapitel widmet sich dem weniger bekannten Stromzwischenkreis-ARCPI. Eine bestimmte Variante kommt mit nur zwei Hilfsschaltern für einen dreiphasigen Wechselrichter aus und erscheint auch aufgrund der Möglichkeit attraktiv, den kapazitiven Teiler auf einfache Weise über die Last zu stabilisieren. Daher wird ein dreiphasiger Versuchswechselrichter mit einer Scheinleistung von 10 kVA aufgebaut und vermessen.

Nach den Gesetzmäßigkeiten der Netzwerktheorie wird im darauf folgenden Kapitel aus der ARCP-Kommutierungszelle eine neue weichschaltende Kommutierungszelle abgeleitet. Sie wird wegen ihrer symmetrischen Topologie als *Resonant Commutated Twin Pole* (RCTP) bezeichnet. Ihre Funktionsweise wird

## 1 Einleitung

experimentell in einem einphasigen Aufbau mit Stromzwischenkreis überprüft. Dadurch, dass es in der neuen Zelle keine dezidierten Haupt- und Hilfsschalter mehr gibt, sondern jeder Schalter abwechselnd als Haupt- bzw. Hilfsschalter verwendet werden kann, wird die Symmetrierung des Teilers stark vereinfacht.

Das letzte Kapitel beschreibt die Untersuchung der aussichtsreicheren RCTP-Zelle am Spannungszwischenkreis, die auch einfacher zu steuern ist. Es wird ein dreiphasiger Wechselrichter mit 40-A-IGBTs gebaut, dessen Phasen in unterschiedlicher Technologie realisiert werden. Hartes und weiches Schalten mit und ohne SiC-Dioden wird direkt während des Betriebs an einem Asynchronmotor hinsichtlich der Halbleiter- und Gesamtverluste miteinander verglichen. Eine Beurteilung des neuen Konzepts und ein Ausblick auf mögliche Realisierungen schließen dieses Kapitel ab.

In der Zusammenfassung erfolgt ein Rückblick auf die Ergebnisse dieser Arbeit. Alle Formelzeichen und Abkürzungen werden im Anhang erläutert.

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern

Im Gegensatz zum Thyristor, der von sich aus nur im Nulldurchgang des Stromes und somit verlustarm abschaltet, können moderne Leistungshalbleiter Ströme jederzeit unterbrechen. Um Überspannungen zu vermeiden, ergibt sich die Notwendigkeit, dem meist induktiven Strom einen Kommutierungspfad zur Verfügung zu stellen. Das geschieht in aller Regel durch Dioden, die einen so genannten Freilauf für den Strom ermöglichen. Entscheidend für die dabei auftretenden Verluste, die zu reduzieren das Hauptanliegen dieser Arbeit ist, sind die Eigenschaften der verwendeten Schalter und der Dioden.

### 2.1 Struktur und Eigenschaften aktueller Leistungshalbleiter

In diesem Abschnitt sollen in Kürze die Technologien der Leistungshalbleiter vorgestellt werden, die in dieser Arbeit zur Anwendung kommen. Da die Grundlagen des pn-Übergangs und der MOS-gesteuerten Halbleiter in der Literatur vielfach abgehandelt wurden, wird der Schwerpunkt auf Neuentwicklungen gelegt. Am Ende des Abschnitts wird auch auf Siliziumkarbid als neues Halbleitermaterial eingegangen.

#### 2.1.1 Der Insulated Gate Bipolar Transistor

Historisch gesehen ist der *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) eine Weiterentwicklung des MOSFETs. Im Bereich der Sperrspannungen ab 600 V löste er Anfang der neunziger Jahre den Bipolartransistor als schaltendes Bauelement fast vollständig ab. Er vereint den Vorteil der einfachen und nahezu leistungslosen Steuerbarkeit eines MOSFETs mit der geringeren Durchlassspannung eines Bipolartransistors.

Ersetzt man in der Schichtenfolge eines vertikalen N-Kanal-MOSFETs die unterste (drainseitige)  $n^+$ -Schicht durch eine  $p^+$ -Schicht, entsteht das in Abbildung 2.1a gezeigte Schnittbild durch die Struktur eines konventionellen IGBTs. Genau wie der MOSFET wird der IGBT durch Anlegen einer positiven Spannung zwischen Gate und Source bzw. Emitter eingeschaltet. Die sich in der  $p^-$ -Wanne ausbildende n-Inversionsschicht erzeugt einen Kanal, durch den ein

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern

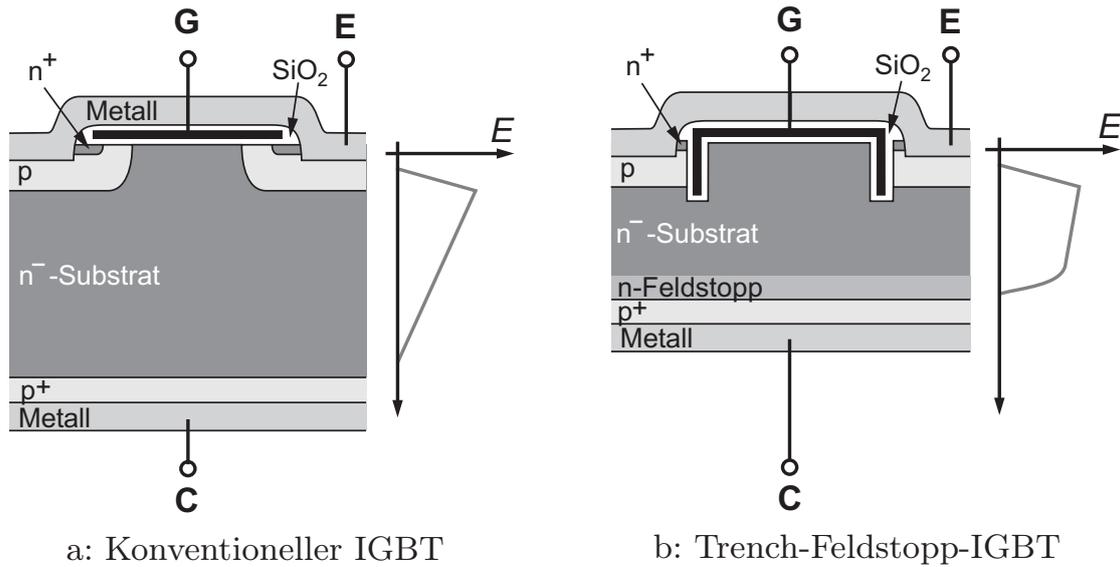


Abbildung 2.1: Aufbau von NPT-IGBTs und Verläufe der elektrischen Feldstärke in vertikaler Richtung unter Sperrspannung

Elektronenstrom vom Emitter in das  $n^-$ -Substrat und von dort über den in Durchlassrichtung gepolten pn-Übergang zur rückseitigen Metallisierung, dem Kollektoranschluss, fließen kann. Dabei injiziert die kollektorseitige  $p^+$ -Schicht Löcher in das Mittelgebiet, die die Leitfähigkeit dieser ansonsten schwach dotierten Driftzone anheben. Man spricht von Leitwertmodulation, weil mit den zusätzlichen Löchern weitere Ladungsträger für den Stromfluss zur Verfügung gestellt werden. Die Durchlasskennlinie hat zwar eine geringere Steigung, verschiebt sich gegenüber der eines MOSFETs allerdings um die Schleusenspannung des besagten pn-Übergangs.

Aus dem ursprünglich unipolaren MOSFET wird so ein bipolares Bauelement mit deutlich verbesserter Leitfähigkeit des Mittelgebiets, so dass auch höhersperrende Schalter mit akzeptabler Durchlassspannung hergestellt werden können. Des Weiteren hat die kollektorseitige p-Schicht eine eingeschränkte Rückwärtssperrfähigkeit des Elements zur Folge, die, wie noch gezeigt werden wird, durch besondere Maßnahmen erhöht werden kann. Zumindest kann bzw. muss in Spannungszwischenkreisumrichtern die vom MOSFET her bekannte interne Body-Diode, also der pn-Übergang zwischen p-Wanne und Substrat, nicht mehr als Freilaufdiode genutzt werden. Durch Parallelschalten von geeigneten Leistungsdiode kann die notwendige Rückwärtsleitfähigkeit erzielt, aber auch Einfluss auf das Schaltverhalten genommen werden.

### Der Trench-IGBT

In den neunziger Jahren wurden die ersten Trench-IGBTs vorgestellt. Hier sind, wie in Abbildung 2.1b gezeigt, die Gateelektroden senkrecht zur Halbleiteroberfläche in geätzten Gräben (engl.: trenches) untergebracht. Durch die Verkleinerung der p-Wannen kann der Abfluss von Löchern aus der Driftzone begrenzt werden. Gleichzeitig vergrößert sich durch den erhöhten Abstand zwischen den einzelnen Zellen der Wirkungsgrad des n-Emitters, bestehend aus  $n^+$ -Gebiet und leitfähigem Kanal, was insgesamt eine Erhöhung der Konzentration freier Ladungsträger im emittierten Bereich des Mittelgebiets zur Folge hat. Die Durchlassspannung sinkt, ohne dass das Schaltverhalten wesentlich beeinflusst würde, weil beim Ausschalten hauptsächlich die im unteren Teil der Driftzone vorhandenen freien Ladungsträger ausgeräumt werden müssen.

### Das Feldstopp-Prinzip

Neben den Schnittbildern in Abbildung 2.1 sind die Verläufe der elektrischen Feldstärke in vertikaler Richtung für den Fall skizziert, dass die IGBTs volle Sperrspannung aufgenommen haben. Die linke IGBT-Struktur wird mit *Non-Punch-Through* (NPT) bezeichnet, weil das Feld innerhalb der Driftzone komplett abgebaut wird und nicht darüber hinaus „durchgreift“. Der rechts abgebildete Trench-IGBT verfügt über eine zusätzliche n-dotierte Pufferschicht, die sog. Feldstopp-Schicht, in der die Feldstärke auf kürzerem Wege abgebaut wird, als es im schwach dotierten Mittelgebiet möglich wäre. Deshalb kann mit einem dünneren Substrat gearbeitet werden, was die Durchlassspannung weiter verringert.

Die Schichtenfolge gleicht der eines *Punch-Through*-IGBTs (PT), die Herstellung erfolgt aber nicht auf Basis eines p-Substrats mit n-Epitaxieschicht, sondern auf einem n-dotierten Wafer. Daher ist die kollektorseitige  $p^+$ -Schicht viel dünner. Es ergibt sich ebenso ein trapezförmiger Felstärkeverlauf, jedoch mit einem weichen Übergang zwischen  $n^-$ - und n-Schicht, weil bei dem hier angewandten Verfahren der Rückseiten-Ionenimplantation keine homogenen Schichten wie bei der Epitaxie erzeugt werden können. Auch wird auf eine Trägerlebensdauereinstellung durch Dotierung mit Fremdatomen verzichtet (vgl. [1], S. 265). Im Gegensatz zu PT-IGBTs besitzen NPT-IGBTs auch mit Feldstopp-Schicht einen positiven Temperaturkoeffizienten, der eine symmetrische Stromaufteilung in einer Parallelschaltung aus mehreren Chips begünstigt. Daher ist die Feldstopp-Technologie im Begriff, die PT-IGBTs gänzlich vom Markt zu verdrängen. Von manchen Herstellern wird dasselbe Prinzip auch als *Soft-Punch-Through* (SPT) oder *Light-Punch-Through* bezeichnet.

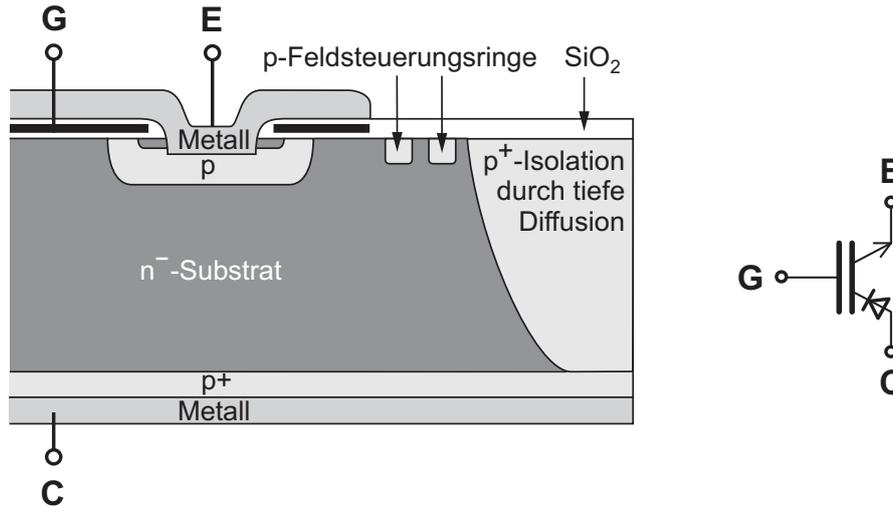


Abbildung 2.2: Aufbau eines rückwärtssperrenden IGBTs, Schaltsymbol

### Der rückwärtssperrende IGBT

Für Stromzwischenkreisumrichter, so genannte I-Umrichter, werden rückwärtssperrende Schalter benötigt. Stehen diese nicht zur Verfügung, muss man auf eine Reihenschaltung aus Diode und Schalter ausweichen und die damit verbundenen höheren Durchlassverluste in Kauf nehmen. Auch überall dort, wo bidirektionale Schalter benötigt werden, z. B. in Matrixumrichtern, sind zwei antiparallele rückwärtssperrende Ventile vorteilhafter als eine Reihenschaltung.

Wie bereits erwähnt, besitzt der IGBT durch seinen kollektorseitigen pn-Übergang prinzipiell die Fähigkeit, auch rückwärts Spannung aufzunehmen. Aufgrund der geringen Volumensperrfähigkeit des rückseitigen pn-Übergangs von IGBTs mit n-Pufferschichten eignen sich nur NPT-IGBTs für die Ertüchtigung zum bidirektional sperrfähigen Schalter. Dazu würde ein Randabschluss zur Feldsteuerung und Isolation, wie er bei jedem IGBT-Chip auf der Oberseite vorhanden ist, auch für den rückseitigen pn-Übergang benötigt. Da die Chipunterseite aber im allgemeinen zur besseren Wärmeabfuhr flächig mit dem Gehäuse verbunden wird, konnten sich beidseitig strukturierte Wafer noch nicht durchsetzen. Abgesehen davon würde die beidseitige Strukturierung einen erheblichen Mehraufwand bedeuten, der entsprechend höhere Kosten zur Folge hätte.

Zur Marktreife wurde bisher nur die in Abbildung 2.2 skizzierte Struktur gebracht, die darauf beruht, den Randabschluss der unterseitigen Sperrschicht ebenfalls auf der Oberseite zu realisieren. Dazu muss jedoch die p<sup>+</sup>-Schicht auf die Chipränder ausgedehnt werden. In der Praxis geschieht das beispielsweise durch tiefe Diffusion von der Oberseite her, einem Verfahren das aus der Thyristorherstellung bekannt ist [2]. Beide Abschlüsse liegen dann nebeneinander

## 2.1 Struktur und Eigenschaften aktueller Leistungshalbleiter

zwischen den MOS-Zellen und dem Diffusionsgebiet. Stellvertretend sind dafür im Schnittbild zwei Feldsteuerungsringe eingezeichnet. Abbildung 2.2 zeigt ebenfalls das Symbol des rückwärtssperrenden IGBTs, im Englischen *Reverse Blocking IGBT* oder RB-IGBT genannt.

### Der rückwärtsleitende IGBT

Ein rückwärtsleitender IGBT, englisch *Reverse Conducting IGBT* (RC-IGBT), vereint die Funktionen eines normalen IGBT und seiner antiparallelen Freilaufdiode auf einem Chip und ist somit besonders für Brückenschaltungen am Spannungszwischenkreis geeignet. Vorteilhaft ist die Halbierung der Chipzahl und die Minimierung der Streuinduktivität zwischen Schalter und Diode, nachteilig ist, dass sich das Schaltverhalten der implementierten Diode nur begrenzt optimieren lässt.

Die Zellstruktur ist im wesentlichen die gleiche wie bei einem Trench-Feldstopp-IGBT. Zwischen der Driftzone und dem emitterseitigen p-Gebiet existiert allerdings noch ein so genannter Carrier Stored n-Layer, der die Ladungsträgerkonzentration in der Driftzone erhöht. Um die gewünschte Rückwärtsleitfähigkeit zu erzielen, werden p- und n-Layer auf der Rückseite nicht übereinander, sondern in Streifen nebeneinander angeordnet, die über die Metallisierung kurzgeschlossen sind. Dies gelingt mit einer neuartigen Dünnpwafer-Technologie [3]. Der Diodenstrom kann also über die n-Streifen fließen (vgl. MOSFET), während die p-Streifen die Injektion von Ladungsträgern in das Mittelgebiet übernehmen. Ein geplantes Einsatzgebiet für diese Chips sind nach [4] kleinste Wechselrichtermodule für Haushaltsgeräte.

### 2.1.2 Leistungsdioden

Im Folgenden sollen hauptsächlich Leistungsdioden betrachtet werden, die in zwangskommutierten Schaltungen und schnellen Gleichrichtern zum Einsatz kommen. Als Basismaterial war und ist Silizium mit Abstand am weitesten verbreitet. Derzeit erobert jedoch die Siliziumkarbid-Schottky-Diode wegen ihrer nahezu idealen Schalteigenschaften immer mehr Anwendungsfelder. Da das Material teurer ist und die Herstellungsprozesse weitaus schwieriger sind, ist ihr Preis bis zu zehn mal höher als der einer bipolaren Siliziumdiode gleichen Nennstroms und gleicher Sperrspannung.

#### Silizium pin-Dioden

Zur Steigerung der Sperrfähigkeit besitzen bipolare Leistungsdioden ein Mittelgebiet zwischen der p- und n-Schicht, das mit  $i$  für intrinsisch bezeichnet wird. Meist handelt es sich aber um ein schwach dotiertes n-Gebiet. Abbildung 2.3

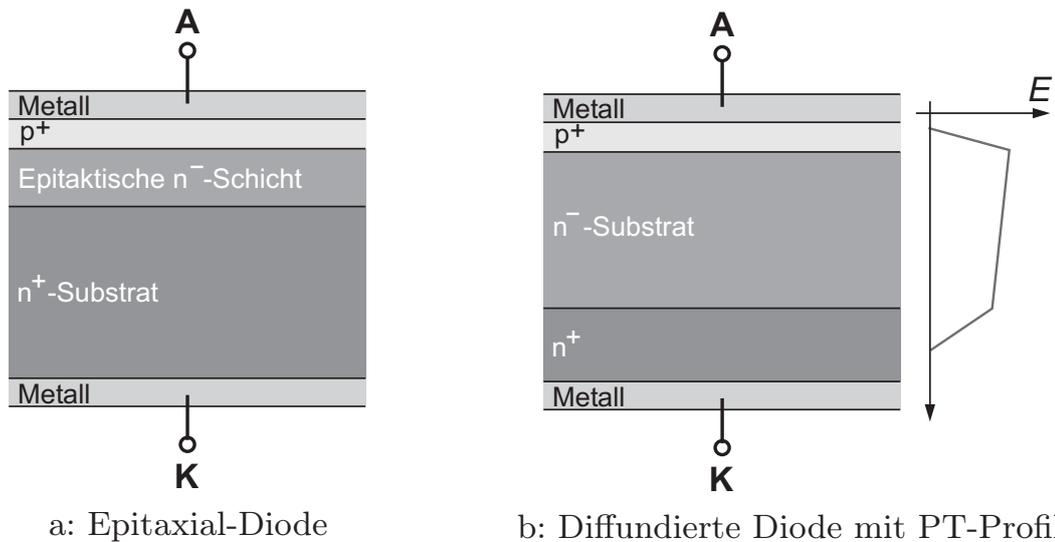


Abbildung 2.3: pin-Dioden im Schnitt

zeigt zwei Dioden im Schnitt, die nach unterschiedlichen Verfahren hergestellt wurden. Bei der Herstellung durch Epitaxie wird auf einem  $n^+$ -Substrat eine  $n^-$ -Schicht abgeschieden, in die das  $p^+$ -Gebiet eindiffundiert wird. Mit diesem Verfahren kann bei relativ niedrigen Sperrspannungen die  $n^-$ -Schicht zum Zwecke einer guten Leitfähigkeit dünn gehalten werden, während das  $n^+$ -Substrat für die nötige Stabilität des Wafers sorgt. Mittels Diffusion dagegen werden insbesondere Dioden mit Sperrspannungen über 1200 V hergestellt. Die Außenschichten werden in ein schwach dotiertes Substrat von beiden Seiten her eindiffundiert.

Wie beim IGBT unterscheidet man PT- und NPT-Dimensionierungen, wobei die PT-Dimensionierung, deren Feldstärkeverlauf in Abbildung 2.3b mit eingezeichnet ist, bei schnellen Dioden eine um ca. 0,8 V geringere Durchlassspannung zur Folge hat (vgl. [1], S. 100).

Zum Einschalten der Diode muss zunächst das  $i$ -Gebiet mit Ladungsträgern überschwemmt werden. Während dieser Zeit tritt eine erhöhte Durchlassspannung auf, die sich insbesondere bei großem  $di/dt$  bemerkbar macht und als *Forward Recovery* bezeichnet wird. Beim Ausschalten müssen diese Ladungsträger wieder ausgeräumt werden, so dass es zu einem Rückwärtserholstrom (engl. *Reverse Recovery Current*) kommt, der kurzzeitig in Sperrrichtung fließt.

### Fast Recovery Epitaxial Diodes (FRED)

Um schnelle Dioden zu erhalten, wie sie zur Gleichrichtung hochfrequenter Wechselspannungen, aber auch als Freilaufdioden für IGBTs benötigt werden, wird die Trägerlebensdauer im Mittelgebiet durch das Einbringen von Gol-

datomen oder Platinatomen als Rekombinationszentren verkürzt. Modernere Verfahren erzeugen die Rekombinationszentren durch Bestrahlung mit Elektronen. Nachteilig sind dabei der deutlich längere Rückwärtserholstrom und seine Neigung zum Abriss (schnappiges Verhalten).

Die Eigenschaften golddotierter Dioden stellen einen guten Kompromiss zwischen hoher Vorwärtsleitfähigkeit und günstigem Rückwärtserholverhalten dar, lediglich der Leckstrom wird bei hohen Temperaturen vergleichsweise groß. Daher wird für Sperrspannungen über 1000 V Platin statt Gold eingesetzt. Bei hohen Temperaturen verhalten sich platindotierte Dioden allerdings schnappig. Ihr Rückwärtserholstrom ist, verglichen mit golddotierten Dioden, bei gleicher Rückwärtserholdauer höher [5].

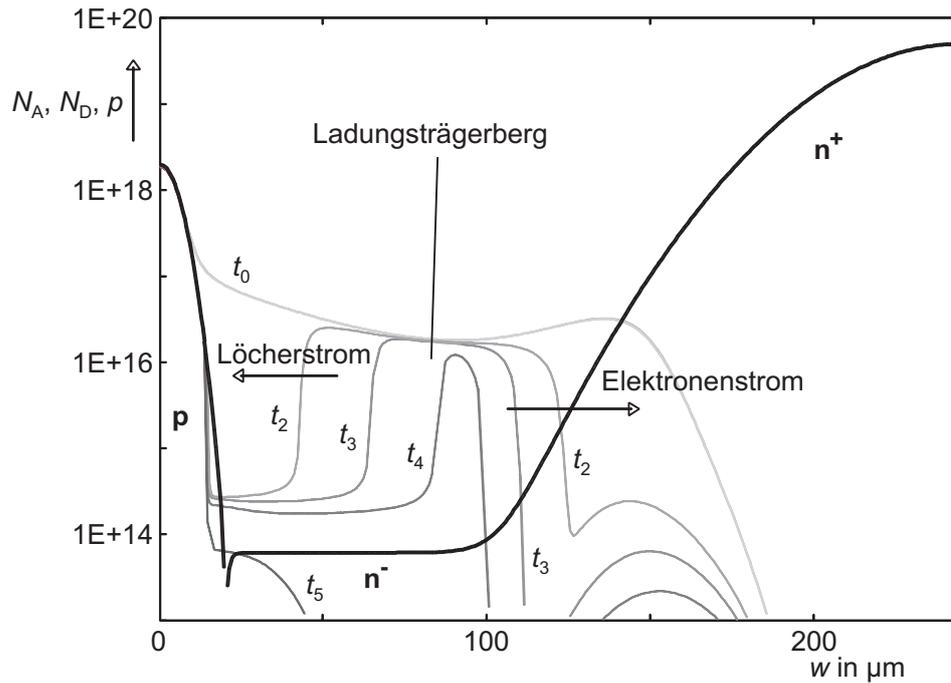
### Optimierte schnelle Dioden

Insbesondere für Hochleistungswechselrichter werden Dioden mit einem weichen Rückwärtserholverhalten benötigt. An den unvermeidbaren Streuinduktivitäten großer Module entstehen beim schnellen Abriss eines hohen Rückwärtserholstroms unzulässige Überspannungen und Schwingungen, die auch hinsichtlich der Elektromagnetischen Verträglichkeit ein Problem darstellen. Abbildung 2.4a zeigt die Ladungsträgerverteilung in einer schnappigen Diode, Abbildung 2.4b die in einer Soft-Recovery-Diode zu diskreten Zeitpunkten  $t_0$  bis  $t_6$  während des Sperrvorgangs. In der schnappigen Diode ist schon zwischen  $t_4$  und  $t_5$  der Ladungsträgerberg schlagartig erschöpft, in der Soft-Recovery-Diode führt der schrittweise Abbau der Ladung bis zum Schluss zu einem sanft auslaufenden Tailstrom.

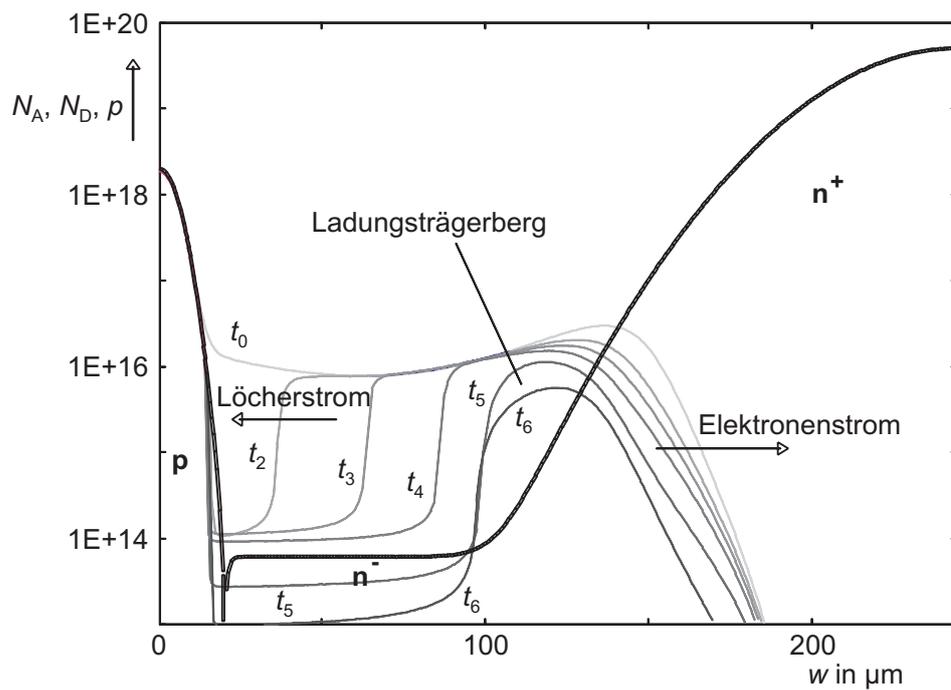
Um dieses Verhalten zu erreichen, wurden in den letzten Jahren mehrere Konzepte für schnelle Dioden mit ausgeprägtem Soft-Recovery-Verhalten entwickelt und zur Marktreife gebracht. Erwähnt werden sollen die *Controlled Axial Lifetime* Diode (CAL-Diode) von Semikron und die *Emitter Controlled* Diode (EmCon-Diode) von infineon. Ihr Schaltverhalten wird in [6] als sehr ähnlich beschrieben, jedoch wird das gemeinsame Ziel auf unterschiedlichen Wegen erreicht.

Während nach der Bestrahlung der Wafer mit Elektronen die Rekombinationszentren homogen verteilt sind, ist es durch Bestrahlung mit Protonen oder leichten Ionen aufgrund ihrer geringeren Eindringtiefe möglich, ein in axialer Richtung ortsabhängiges Störstellenprofil zu generieren. In der CAL-Diode werden fast alle Störstellen in das p-Gebiet eingebracht. Die größte Konzentration liegt direkt vor der Grenze zum  $n^-$ -Layer vor. Über die Höhe dieses Peaks und die Grundlebensdauer in der Basis, bestehend aus n- und  $n^-$ -Layer, lässt sich das Rückwärtserholverhalten mit Rücksicht auf die Durchlassspannung so einstellen, dass unter allen Betriebsbedingungen ein softes Verhalten erzielt wird (vgl. [1], S. 150 f).

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern



a: Diode mit schnappigem Schaltverhalten



b: Diode mit Soft-Recovery-Schaltverhalten

Abbildung 2.4: Abbau der gespeicherten Ladung in verschiedenen Dioden (Diagramme aus [6])

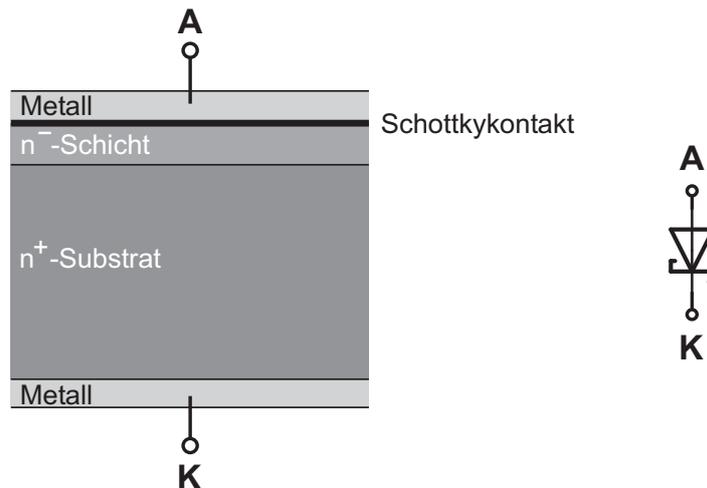


Abbildung 2.5: Schematischer Aufbau einer Schottky-Diode, Schaltzeichen

Bei der Herstellung der Emcon-Diode hingegen wird durch Ionenimplantation ein Anoden-Emitter mit definiert reduziertem Wirkungsgrad erzeugt. Das führt zu einer abgesenkten Verteilung der freien Ladungsträger unter der Anode (s. Abb. 2.4) und zu einem reduzierten maximalen Rückwärtserholstrom. Des Weiteren führt die vom IGBT her bekannte Feldstopp-Struktur, die zusammen mit einem kontrolliert implantierten Rückseiten-Emitter erst durch die Verwendung sehr dünner Wafer ( $120\ \mu\text{m}$ ) möglich wurde, zu einem soften Erholverhalten [7].

### Schottky-Dioden

Der nach dem deutschen Physiker Walter Schottky (1886–1976) benannte Metall-Halbleiterübergang besitzt wie ein pn-Übergang Gleichrichtereigenschaften. Der Stromtransport geschieht aber nur mit einer Sorte von Ladungsträgern, so dass beim Abschalten keine Speicherladung ausgeräumt werden muss; lediglich die Sperrschichtkapazität wird aufgeladen. Auch der Vorwärtserholvorgang entfällt. Es treten also deutlich weniger Schaltverluste auf, weshalb Schottky-Dioden für hohe Schaltfrequenzen besonders gut geeignet sind.

Andererseits nimmt der Widerstand des Mittelgebiets mit der Auslegung zu höheren Sperrspannungen hin stärker zu als bei pin-Dioden, weshalb Silizium-Schottky-Dioden nur bis maximal 200 V hergestellt werden. Schottky-Dioden aus dem neuen Halbleitermaterial *Siliziumkarbid* dagegen werden derzeit mit Spannungsfestigkeiten von bis zu 1200 V angeboten (Stand 2007). Ihre Schlei-sensspannung beträgt ca. 0,9 V. Abbildung 2.5 zeigt schematisch den Aufbau einer Schottky-Diode [1, 8].

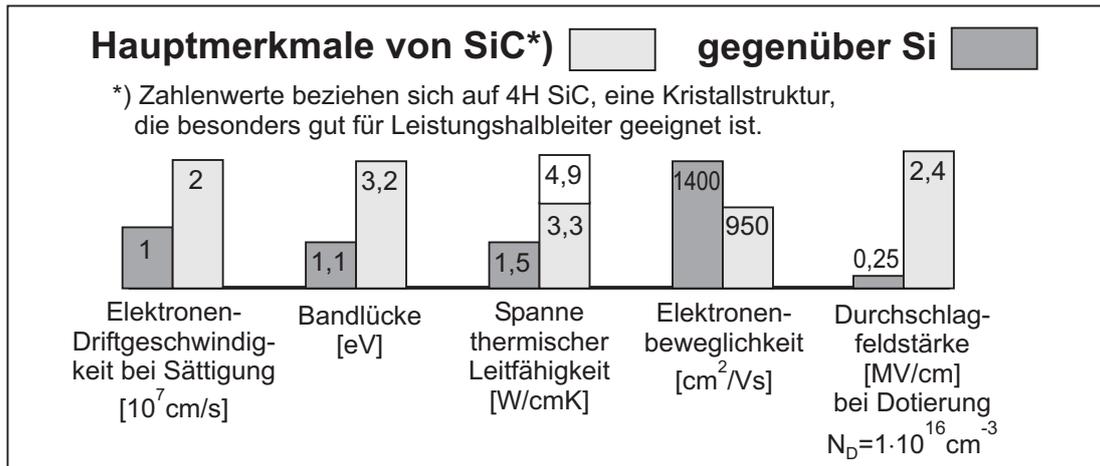


Abbildung 2.6: Gegenüberstellung der Materialeigenschaften von 4H-Siliziumkarbid und Silizium (Quelle: SiCED, 2001)

### Das Halbleitermaterial Siliziumkarbid

Mit der fortschreitenden Entwicklung der Silizium-Leistungshalbleiter nähert man sich immer mehr den Grenzen des physikalisch Möglichen. Um weitere Verbesserungen der Bauteileigenschaften zu erzielen, weicht man zunehmend auf andere Halbleitermaterialien aus. Dioden aus Galliumnitrit befinden sich noch im Entwicklungsstadium. Aus Siliziumkarbid (SiC), das ähnliche Materialeigenschaften besitzt, werden bereits Dioden und Schalter kommerziell gefertigt.

Siliziumkarbid kann in verschiedenen Kristallstrukturen auftreten. 4H-SiC liegt als modifiziertes hexagonales Gitter vor und ist für die Halbleiterherstellung besonders gut geeignet, da die Siliziumprozesse prinzipiell darauf übertragbar sind. Aus Abbildung 2.6 kann man erkennen, dass 4H-SiC in einigen Belangen Silizium überlegen ist. Die fast zehn mal höhere Durchschlagsfestigkeit ermöglicht dünnere und gleichzeitig höhersperrende Layer, durch die die Verlustwärme auch aufgrund der hohen thermischen Leitfähigkeit sehr gut abgeführt werden kann. Theoretisch sind Sperrschichttemperaturen bis  $700^\circ\text{C}$  möglich, wodurch der Betrieb in heißer Umgebung, mit heißerem Kühlmittel oder mit gegenüber Siliziumchips stark reduzierten Kühlflächen möglich wäre. Jedoch ist die Aufbau- und Verbindungstechnik noch weit davon entfernt, derart hohe Temperaturanforderungen praktisch umsetzen zu können.

Ein Nachteil von SiC ist die größere Bandlücke, die zu einer Schleusenspannung der pn-Übergänge von ca.  $2,7\text{ V}$  führt. Daher sind im Sperrspannungsbereich bis  $1200\text{ V}$  nur unipolare Bauelemente wie Feldeffekttransistoren und Schottky-Dioden im Durchlassverhalten zu Silizium konkurrenzfähig.

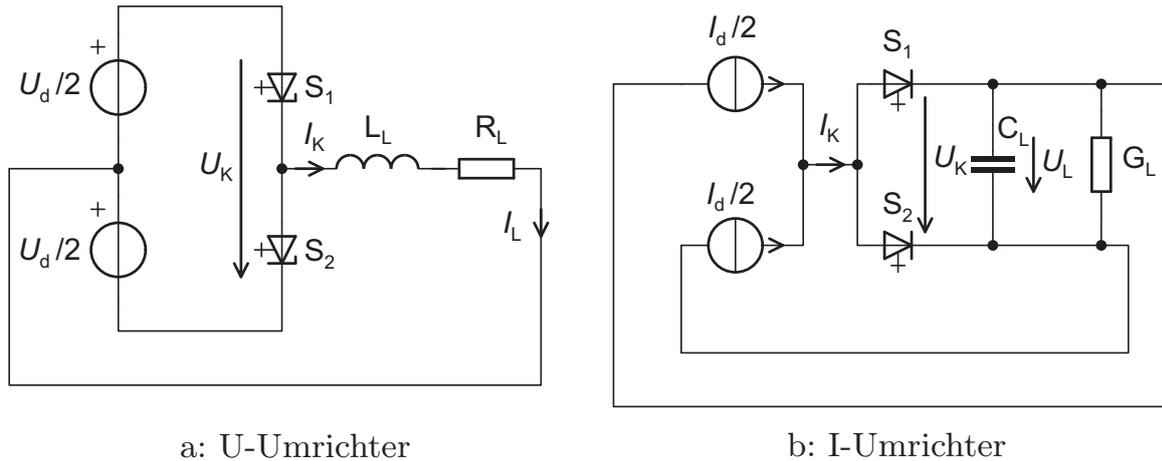


Abbildung 2.7: Elementare Kommutierungszellen hartschaltender Umrichter

## 2.2 Hartes Schalten in Brückenschaltungen

Hartes Schalten ist dadurch gekennzeichnet, dass während der Kommutierung eines konstanten Stromes  $I_K$  von einem Ventil auf ein anderes über der Reihenschaltung der beiden Ventile eine konstante Kommutierungsspannung  $U_K$  anliegt. Der Verlauf der Kommutierung wird, abgesehen von parasitären Eigenschaften der Bauelemente und Leitungsverbindungen, nur durch die Halbleitereigenschaften bestimmt.

Abbildung 2.7a zeigt eine Kommutierungszelle für unipolar eingepreßte Spannung und bipolar eingepreßten Strom, wie sie elementarer Bestandteil hartschaltender Spannungszwischenkreisumrichter (U-Umrichter) ist. Sie entspricht in ihrer Funktion einem Brückenweig. Die Quellenspannung  $U_d$  bleibt konstant. Auch der Laststrom  $I_L = I_K$  wird während der vergleichsweise kurzen Kommutierungszeit als konstant angenommen, kann jedoch langfristig Amplitude und Vorzeichen ändern. Daher werden unidirektional sperrfähige und bidirektional leitfähige Ventile benötigt.

Die Kommutierungszelle des I-Umrichters in Abbildung 2.7b verhält sich dual (s. auch Kap. 6.1) zur Zelle des U-Umrichters. Die Summe der unidirektionalen Quellenströme  $I_d = I_K$  wird entweder durch  $S_1$  oder durch  $S_2$  der kapazitiven Last zugeführt. Rückwärtssperrende Ventile erlauben beide Polaritäten der Ausgangsspannung  $U_L = U_K$ .

### 2.2.1 Doppelpulsverfahren

In Abbildung 2.8 ist das Prinzipschaltbild des Testaufbaus dargestellt, mit dem Untersuchungen zum harten Schalten durchgeführt wurden. Der Unterschalter der Halbbrücke wird mit einer negativen Gatespannung dauerhaft gesperrt, so

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern

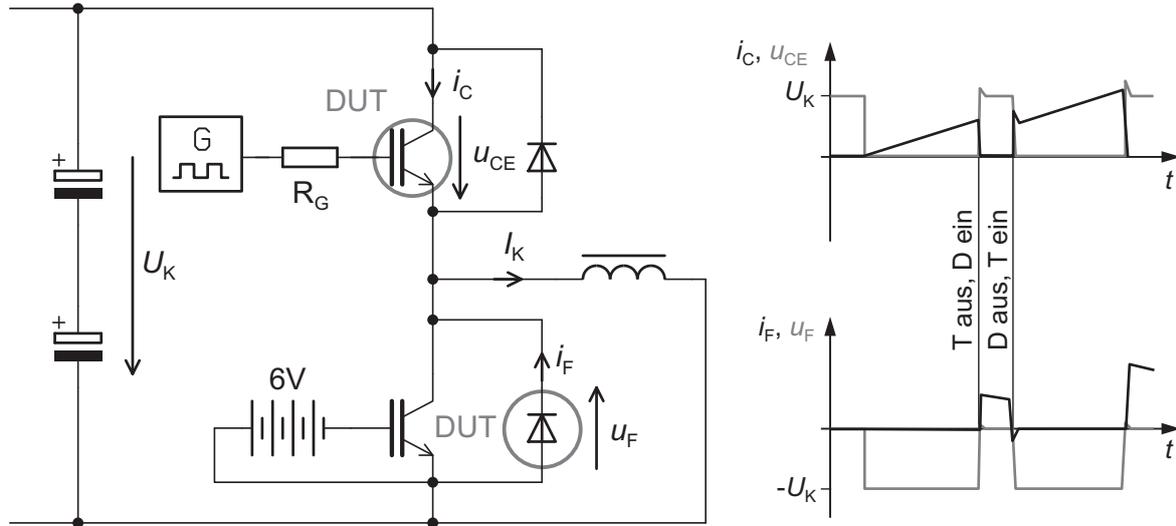


Abbildung 2.8: Untersuchung harter Kommutierungsvorgänge

dass nur die antiparallele Diode leiten kann. Diese wird vermessen (Device Under Test – DUT). Das Gate des zu testenden Schalters (DUT) wird mit einem Doppelpuls beaufschlagt. Der erste Puls dient dem Stromaufbau in der als Last geschalteten Drossel, darauf folgt der erste relevante Schaltvorgang. Mit einem Speicheroszilloskop kann aufgenommen werden, wie der IGBT sperrt und die Diode einschaltet. Das Einschaltverhalten des Schalters und Ausschaltverhalten der Diode können kurz darauf aufgezeichnet werden, wenn der IGBT den sich freilaufenden induktiven Laststrom wieder übernimmt und die Diode daraufhin in ihrem Stromnulldurchgang sperrt. Nach dem letzten Puls läuft sich der Drosselstrom frei.

Der Aufbau der Testschaltung erfolgt niederinduktiv. Dazu wurden die Leiterbahnen der gedruckten Schaltung flächig ausgebildet. Bei der Anbindung der Kondensatoren wurden zur weiteren Verringerung der Streuinduktivität Hin- und Rückleiter in Top- und Bottomlayer übereinander geführt. Zusammen mit den parasitären Bauteilinduktivitäten ergibt sich eine verteilte Streuinduktivität von ca. 100 nH im Kommutierungskreis.

Zur Strommessung werden eigens dafür entwickelte Coaxialshunts, bestehend aus je 18 Stück im Kreis angeordneten SMD-Schichtwiderständen von  $1,8\ \Omega$  eingesetzt. Wie in Abbildung 2.9 skizziert, fließt der zu messende Strom über eine breite Leiterbahn im Bottomlayer und zahlreiche Durchkontaktierungen in den Toplayer, dann durch die Widerstände radial nach außen. Dort befindet sich der großflächige Rückleiter. Über der Anordnung wird ein Kupferbecher gestülpt, in dessen Boden eine BNC-Buchse montiert ist. Der Becherrand wird mit dem Toplayer verlötet, der Mittenkontakt der Buchse mit dem Bottomlayer. So ent-

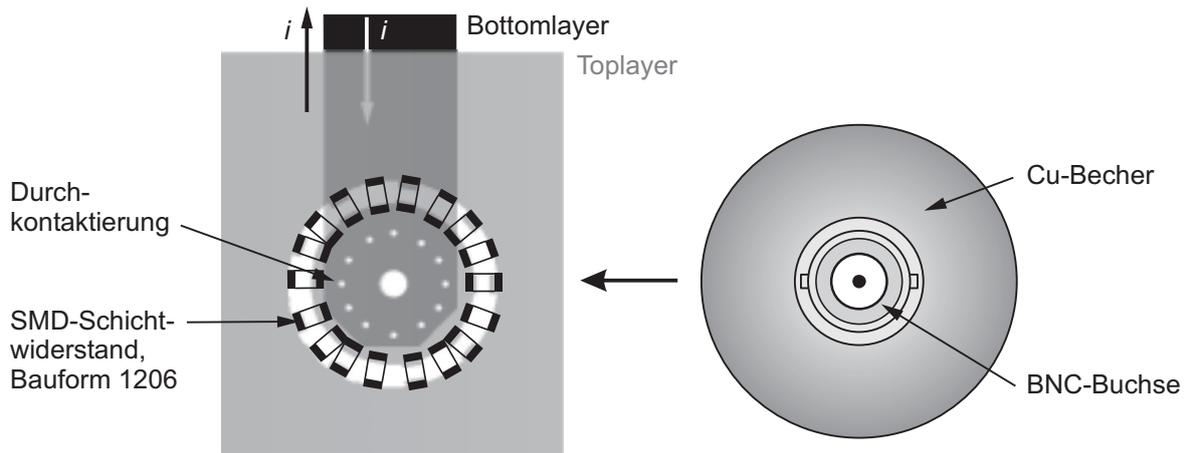


Abbildung 2.9: Aufbau des 100-mΩ-Coaxialshunts (Maßstab 1:1)

steht eine nahezu feldfreie Anordnung mit sehr geringer Induktivität, die zur Messung schneller Stromverläufe geeignet ist. Die BNC-Buchse wird mittels Koaxialkabel an einen mit 50 Ω abgeschlossenen Eingang des Speicheroszilloskops angeschlossen.

Im Folgenden sollen besondere Eigenschaften der in Abschnitt 2.1 vorgestellten modernen Leistungshalbleiter anhand von Oszillogrammen, die an dem zuvor beschriebenen Probeaufbau aufgenommen wurden, verdeutlicht werden.

### 2.2.2 Ausschaltverhalten von NPT-IGBTs

Abbildung 2.10 stellt das Ausschaltverhalten eines Short-Tail NPT-IGBTs<sup>1</sup> dem eines Trench-Feldstopp-IGBTs<sup>2</sup> gegenüber. Der Short-Tail IGBT zeigt den, wenn auch verkürzten, so doch immer noch typischen flachen Verlauf des Tailstroms eines konventionellen NPT-IGBTs. Bei der höheren wiederkehrenden Spannung von 550 V verkürzt sich zwar die Dauer des Ausräumvorgangs, die Stromform bleibt jedoch gleich. Beim Trench-Feldstopp-IGBT endet der Tailstrom, wenn die wiederkehrende Spannung so hoch ist, dass die Raumladungszone die Feldstopp-Schicht erreicht [9]. Dadurch sind im Gegensatz zum konventionellen IGBT die Schaltverluste nicht mehr linear abhängig von der Spannung sondern nehmen unterproportional mit der Spannung zu.

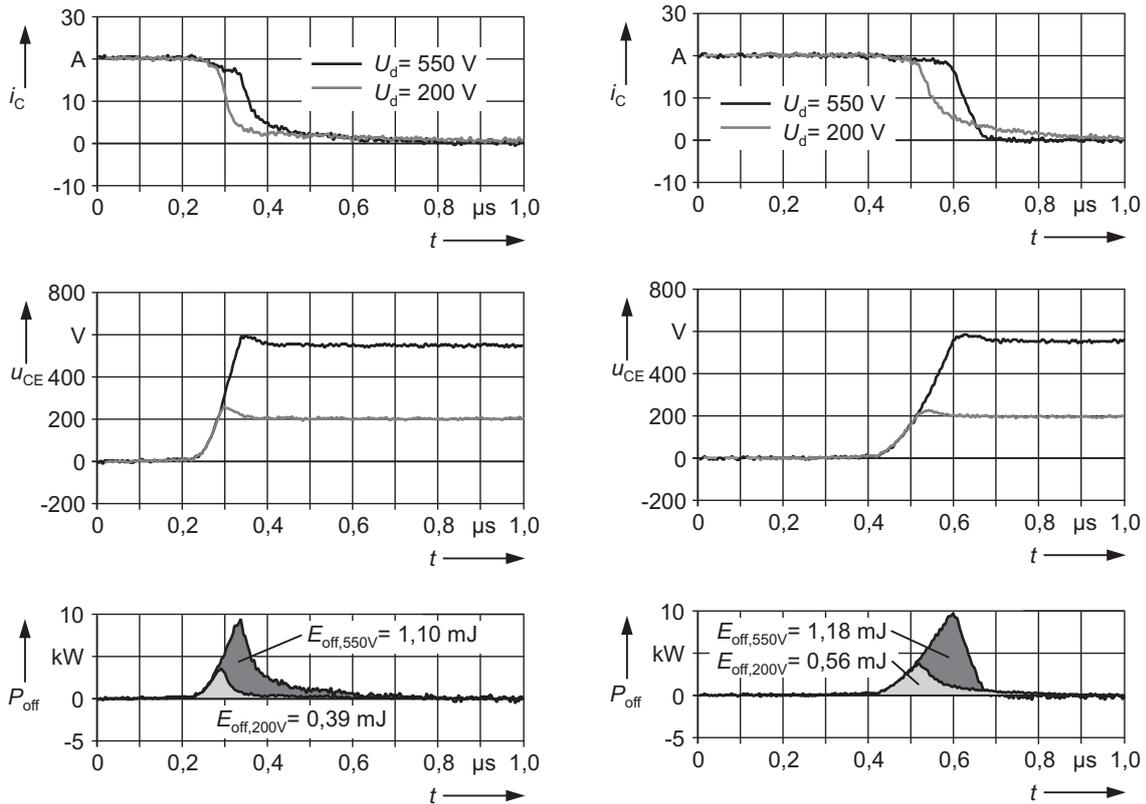
### 2.2.3 Einfluss der Diode auf den Einschaltvorgang

Der harte Einschaltvorgang eines IGBTs wird wesentlich durch das Rückwärtserholverhalten der sperrenden Diode bestimmt. Erst wenn der Rückwärtserhol-

<sup>1</sup>IXYS IXER35N120D1, 32 A/1200 V

<sup>2</sup>infineon IKW40T120, 40 A/1200 V

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern



a: Short-Tail NPT-IGBT

b: Trench-Feldstopp-IGBT

Abbildung 2.10: Ausschaltvorgänge von NPT-IGBTs bei unterschiedlichen Kollektorspannungen

strom seinen Scheitelwert erreicht hat, nimmt die Diode Sperrspannung auf. Bis dahin fällt der größte Teil der Verlustenergie im Schalter an. Abbildung 2.11a zeigt das Schaltverhalten eines IGBTs<sup>3</sup> unter Verwendung verschiedener Freilaufdioden bei gleichem Strom und gleicher Spannung. Verglichen werden eine EmCon-Diode<sup>4</sup> mit besonders weichem Rückwärtserholverhalten, eine verlustarme HiPerFRED<sup>5</sup> und eine Siliziumkarbid-Schottky-Diode<sup>6</sup>.

In Abbildung 2.11b weisen die pin-Dioden einen deutlich erkennbaren Rückwärtserholstrom auf. Im Stromverlauf der Schottky-Diode ist auch ein Rückwärtsstrom zu erkennen, der jedoch allein auf den Ladevorgang der Sperrschichtkapazität zurückzuführen ist. Diese Ströme addieren sich zum Laststrom im Schalter und verursachen dort erhebliche Zusatzverluste. Tabelle 2.1 zeigt, dass die Dioden-Ausschaltverluste durch Verwendung von SiC-Schottky-Dioden

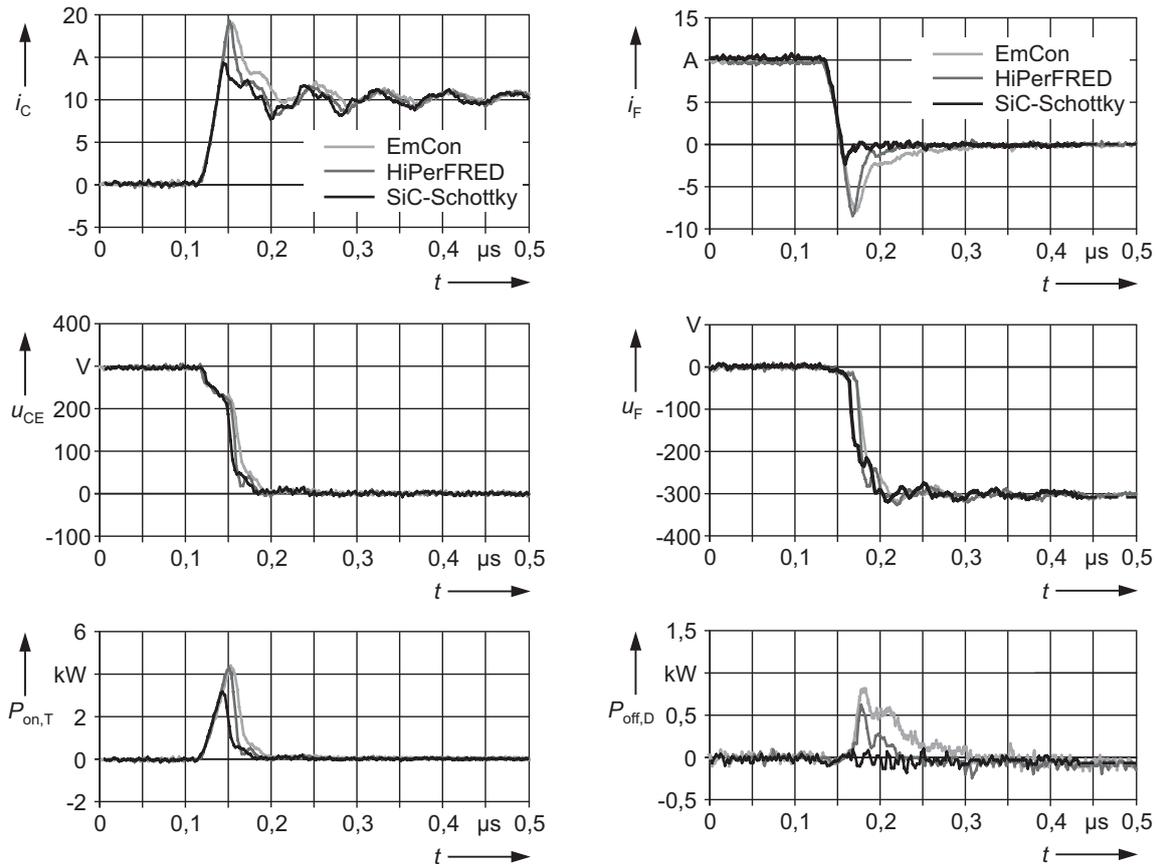
<sup>3</sup>infineon SKP10N60 bzw. SGP10N60, 10 A/600 V

<sup>4</sup>interne Freilaufdiode des SKP10N60, 10 A/600 V

<sup>5</sup>IXYS DSEC16-06A, 10 A/600 V

<sup>6</sup>infineon SDT12S60, 12 A/600 V

## 2.2 Hartes Schalten in Brückenschaltungen



a: Einschaltvorgänge der IGBTs

b: Ausschaltvorgänge der Dioden

Abbildung 2.11: Schaltverhalten eines Fast-NPT-IGBTs mit unterschiedlichen Dioden

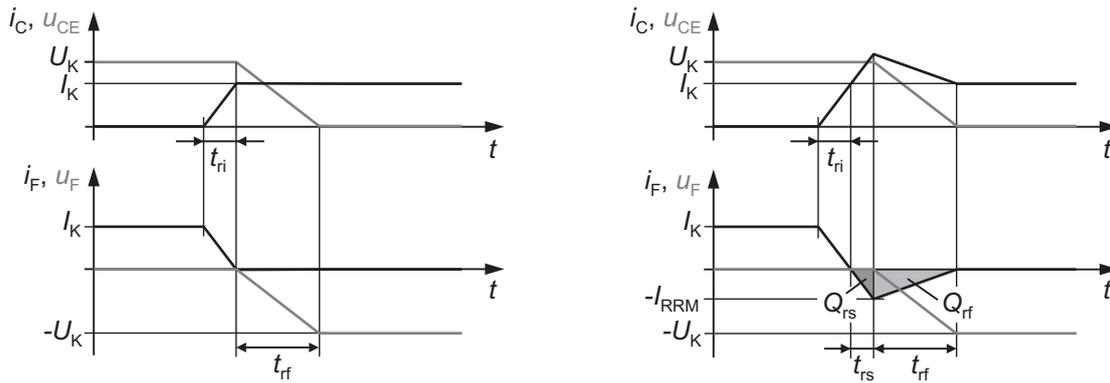
fast ganz eliminiert werden können. Die größere absolute Einsparung ergibt sich allerdings im Schalter.

Eine prinzipielle Betrachtung wie in [1], S. 131 ff. erklärt diesen Zusammenhang. In Abbildung 2.12a sind die Verläufe von Strom und Spannung an Schalter und Diode für ideale, in Abbildungsteil b für reale Dioden stark vereinfacht dargestellt. Parasitäre Induktivitäten werden dabei vernachlässigt. Ausschaltverluste in der Diode entstehen bei realen Dioden nur in der Zeit  $t_{rf}$ . Sie betragen

$$E_{off,D} = \frac{1}{2} Q_{rf} \cdot U_K. \quad (2.1)$$

Die Einschaltverluste des IGBTs setzen sich aus mehreren Teilen zusammen, die sich in zwei Gruppen einteilen lassen:

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern



a: Einschaltvorgang mit idealer Diode b: Einschaltvorgang mit realer Diode

Abbildung 2.12: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe von IGBT und Diode beim harten Einschalten im niederinduktiven Kreis

1. Verluste, die auch bei einer idealen Diode am Schalter anfielen,

$$E_{\text{on,T,id}} = \frac{1}{2}(t_{\text{ri}} + t_{\text{rf}}) \cdot I_{\text{K}} \cdot U_{\text{K}} \quad \text{und} \quad (2.2)$$

2. Verluste, die vom Rückwärtserholvorgang der Diode verursacht werden

$$E_{\text{on,T,rr}} = t_{\text{rs}} \cdot I_{\text{K}} \cdot U_{\text{K}} + Q_{\text{rs}} \cdot U_{\text{K}} + \frac{1}{2}Q_{\text{rf}} \cdot U_{\text{K}}. \quad (2.3)$$

Letztere sind um die ersten beiden Terme größer als die Dioden-Ausschaltverluste aus Gleichung 2.1. Durch Verwendung von SiC-Schottky-Dioden können in Summe Verluste in Höhe von nahezu

$$\Delta E_{\text{off}} = (t_{\text{rs}} \cdot I_{\text{K}} + Q_{\text{rr}}) \cdot U_{\text{K}} \quad \text{mit} \quad Q_{\text{rr}} = Q_{\text{rs}} + Q_{\text{rf}} \quad (2.4)$$

eingespart werden.

Tabelle 2.1: Gegenüberstellung der Schaltverluste bei Verwendung unterschiedlicher Dioden

Diode	$E_{\text{on,IGBT}}$	$E_{\text{on,IGBT}}$	$E_{\text{off,D}}$	$E_{\text{off,D}}$
EmCon-Diode	148 $\mu\text{J}$	100 %	45 $\mu\text{J}$	100 %
HiPerFRED	117 $\mu\text{J}$	79 %	16 $\mu\text{J}$	36 %
SiC-Schottky-Diode	79 $\mu\text{J}$	53 %	3 $\mu\text{J}$	7 %

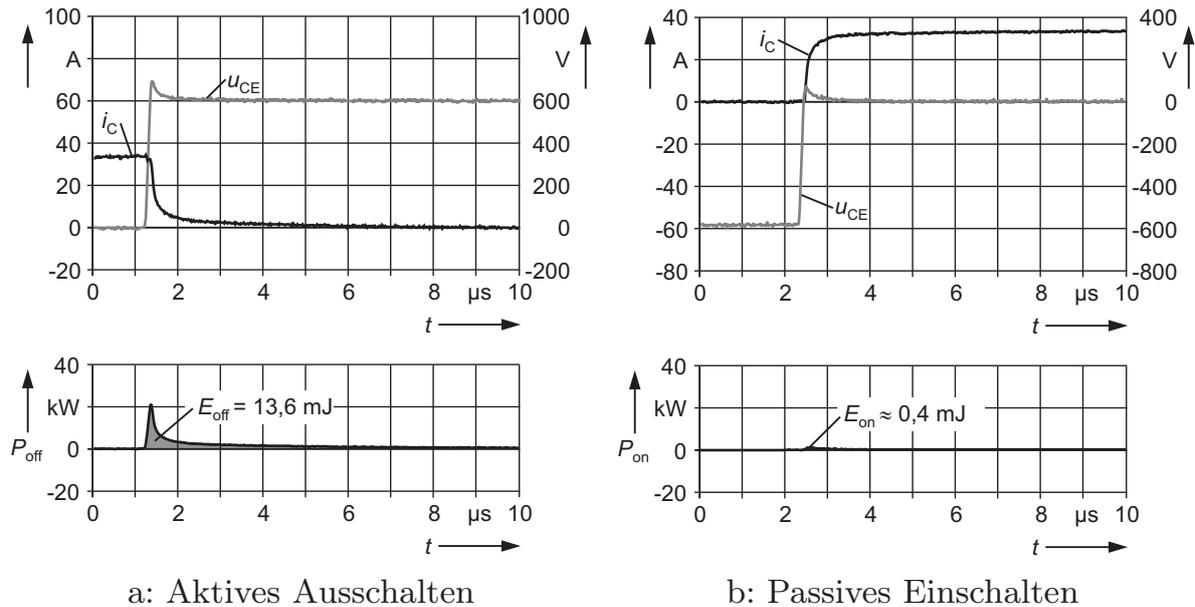


Abbildung 2.13: Schaltverhalten des RB-IGBT bei Zwangskommutierung

### 2.2.4 Schaltverhalten rückwärtssperrender IGBTs

Der IXRH40N120 ist einer der ersten rückwärtssperrenden IGBTs, ausgelegt für 1200 V maximale Sperr- und Blockierspannung und 40 A Nennstrom. Zwei Schalter wurden mit dem in Abbildung 2.8 vorgestellten Verfahren vermessen. Als Ober- und Unterschalter werden jeweils ein RB-IGBT ohne zusätzliche Diode so eingesetzt, dass beide Emitteranschlüsse miteinander und mit der Last verbunden sind. Der Unterschalter erfüllt die Funktion einer Diode. Dazu wird seine Gatespannung dauernd auf +15 V gehalten, er schaltet daher passiv. Der Oberschalter wird mit +15 V/-5 V über einen Gatewiderstand von  $10 \Omega$  aktiv angesteuert.

Der für einen NPT-IGBT typische flache Verlauf des Tailstroms ist in Abbildung 2.13a gut zu erkennen. Der Tailstrom ist mit einigen Mikrosekunden jedoch deutlich länger als bei konventionellen IGBTs, was zu ca. drei- bis viermal höheren Ausschaltverlusten führt. Abbildung 2.14 stellt den Fall natürlicher Kommutierung dar. Beim Ausräumen des noch leitenden IGBTs entsteht eine bemerkenswerte Rückstromspitze, die für entsprechend hohe Verluste in beiden Schaltern sorgt. Im Anschluss daran folgt ein langer flacher Tail, der die Verluste im sperrenden IGBT darüber hinaus noch erhöht. Die Einschaltverluste können jedoch durch Verwendung einer geeigneten Diode auf unter ein Viertel gesenkt werden [10].

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern

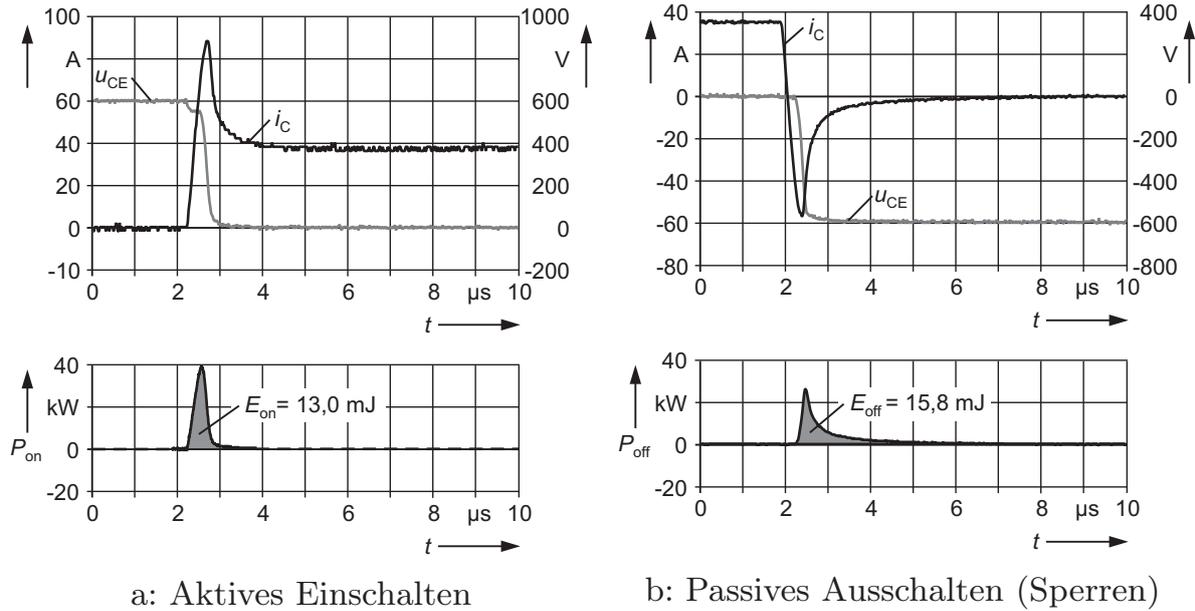


Abbildung 2.14: Schaltverhalten des RB-IGBT bei natürlicher Kommutierung

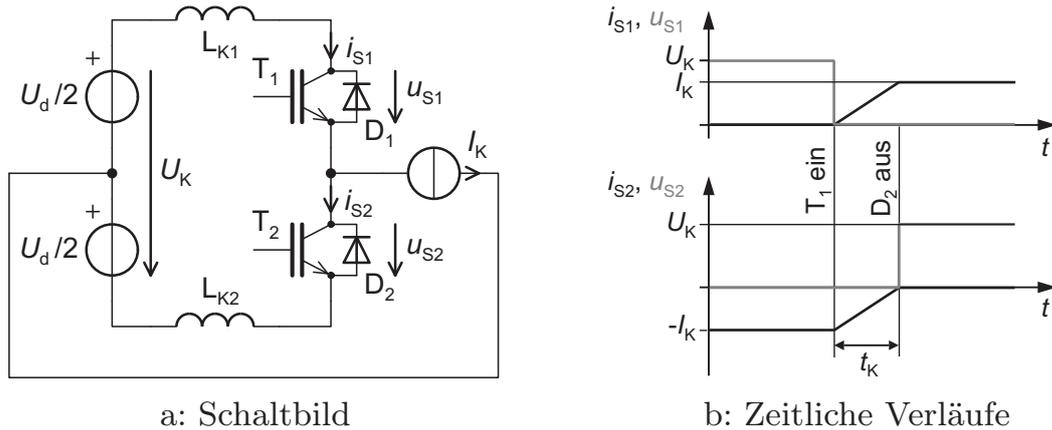
### 2.3 Weiches Schalten

Um die beim Schalten anfallende Verlustleistung zu reduzieren, können verschiedene Maßnahmen ergriffen werden:

1. Verkürzen des Schaltvorgangs
2. Verringerung der Zahl der freien Ladungsträger
3. Verwendung von unipolaren Strukturen
4. Änderung der Betriebsart

Die Verkürzung des Schaltvorgangs findet, abgesehen von Aspekten der elektromagnetischen Verträglichkeit, ihre Grenze in der Zahl der auszuräumenden Ladungsträger, die zu reduzieren jedoch eine Erhöhung der Durchlassverluste bedeutet, es sei denn, es kann auf unipolare Bauelemente ausgewichen werden. Diese für hohe Sperrspannungen zu ertüchtigen erfordert allerdings den Einsatz neuer Strukturen oder Halbleitermaterialien, wie z. B. Siliziumkarbid. Die Reihenschaltung als Alternative erhöht wiederum die Durchlassverluste.

Ergänzend zu den ersten drei Möglichkeiten kann auch durch schaltungstechnische Maßnahmen die im Halbleiter anfallende Verlustleistung drastisch reduziert werden. Ein Beispiel dafür sind Beschaltungen (Snubber) aus passiven Bauelementen, teilweise auch mit Dioden, die parallel zum Halbleiter als Ausschaltsnubber oder in Reihe als Einschaltsnubber geschaltet werden. Das

Abbildung 2.15: Induktive Kommutierung von  $D_2$  nach  $T_1$ 

Ziel ist jeweils, die Gleichzeitigkeit von Strom im Halbleiter und Spannung über dem Halbleiter aufzulösen, indem der Anstieg bzw. Abfall der einen oder anderen Größe verlangsamt wird.

### 2.3.1 Induktive Kommutierung

Wird während des Schaltvorgangs der Stromgradient hinreichend verringert, so spricht man von einem Nullstromschalter oder *Zero Current Switch* (ZCS). Im einfachsten Fall kann Nullstromschalten durch Einfügen von Kommutierungsdrosseln in Reihe zu den Schaltern erreicht werden.

Die Kommutierung in der Schaltung Abbildung 2.15 läuft ab wie in der bekannten zweipulsigen Mittelpunktschaltung mit Thyristoren [11]. Die Widerstände im Kommutierungskreis sollen für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden. Es handelt sich also um eine induktive Kommutierung, die durch Einschalten eines nichtleitenden Ventils initiiert wird. Im Beispiel wird  $T_1$  eingeschaltet, während  $D_2$  den Strom  $I_K$  führt und  $T_2$  gesperrt ist. Daraufhin fällt die Kommutierungsspannung  $U_K$  über der Reihenschaltung der Drosseln ab und ruft in ihnen eine Stromänderung

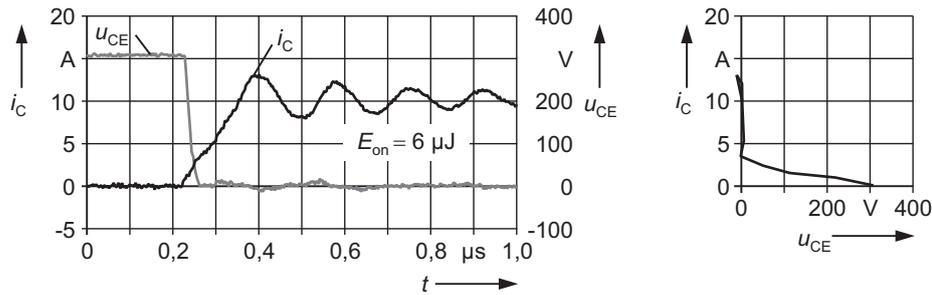
$$\frac{di_{S1,2}}{dt} = \frac{U_K}{2L_K} \quad \text{mit} \quad L_K = L_{K1} = L_{K2} \quad (2.5)$$

hervor. Nachdem der Strom im Unterschalter zu Null geworden ist, sperrt die Diode  $D_2$  und der IGBT  $T_1$  führt den gesamten Strom  $I_K$ . Die Zeitdauer des Vorgangs

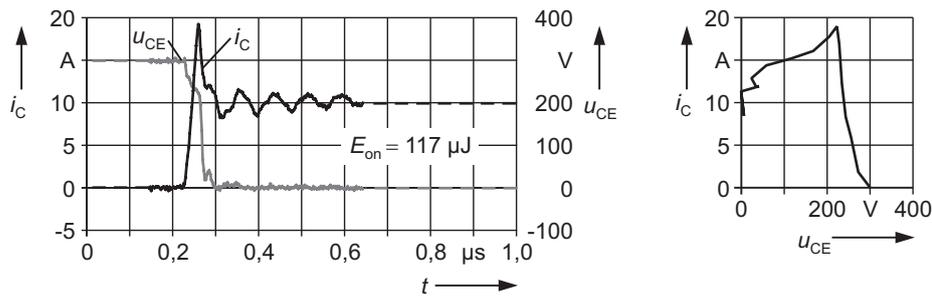
$$t_K = 2L_K \cdot \frac{I_K}{U_K} \quad (2.6)$$

ist abhängig von der Kommutierungsspannung und dem zu kommutierenden Strom. Ohne weitere Vorkehrungen darf ein IGBT nur eingeschaltet werden,

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern



a: Zeitliche Verläufe und Ortskurve beim Nullstromeinschalten



b: Zeitliche Verläufe und Ortskurve beim harten Einschalten

Abbildung 2.16: Nullstromeinschalten und hartes Einschalten im Vergleich

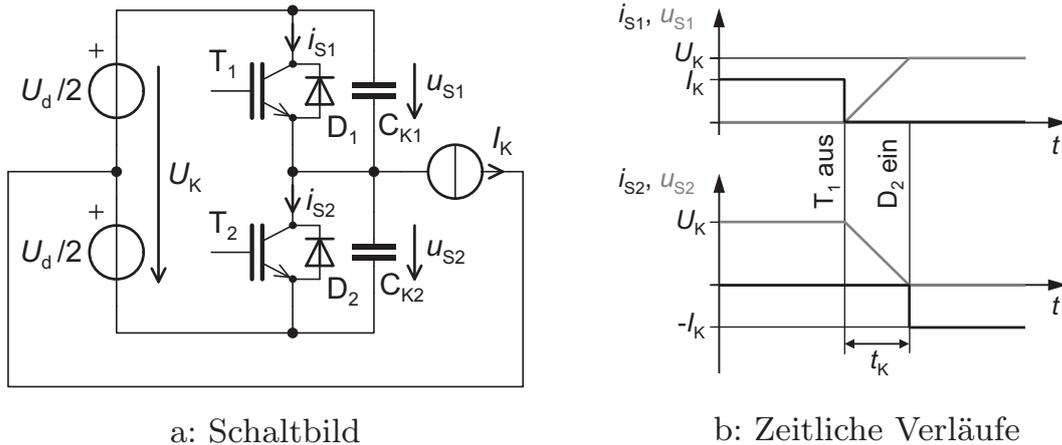
während der Strom von einer Diode geführt wird und der zu dieser Diode parallele IGBT gesperrt ist. Andernfalls entstünde ein Kurzschluss. Das setzt voraus, dass die Stromrichtung sich vor jedem weiteren Kommutierungsvorgang einmal umkehrt. (Im Fall der erwähnten Mittelpunkt-Gleichrichterschaltung mit Thyristoren ändert stattdessen die Kommutierungsspannung, also die Eingangswchselspannung, ihre Polarität.)

Abbildung 2.16a zeigt die zeitlichen Verläufe und die Ortskurve eines induktiv entlasteten Einschaltvorgangs eines IGBTs. Als Kommutierungs-drosseln wurden zwei Luftdrosseln mit einer Induktivität von je  $2,2 \mu\text{H}$  verwendet. Zum Vergleich ist in Abbildung 2.16b der harte Schaltvorgang unter Verwendung der gleichen Bauelemente<sup>7</sup> dargestellt. Anhand der nebenstehenden Ortskurven kann die Güte der Entlastung bzw. die maximale Belastung für den Halbleiter beurteilt werden. Im diesem Fall konnte die Schaltverlustenergie um 95 % reduziert werden.

### 2.3.2 Kapazitive Kommutierung

Durch kapazitive Entlastung kann Nullspannungsausschalten von abschaltbaren Halbleitern erreicht werden (Abb. 2.17). Strom und Spannung verhalten

<sup>7</sup>SGP10N60, DESC16-06A

Abbildung 2.17: Kapazitive Kommutierung von  $T_1$  nach  $D_2$ 

sich bei der kapazitiven Kommutierung dual zur induktiven Kommutierung. Der Spannungsgradient am Nullspannungsschalter, engl. *Zero Voltage Switch* (ZVS), wird durch die zu den Schaltern parallelen Kapazitäten verlangsamt:

$$\frac{du_{S1,2}}{dt} = \pm \frac{I_K}{2C_K} \quad \text{mit} \quad C_K = C_{K1} = C_{K2}. \quad (2.7)$$

Der Strom jedoch kann sich sprunghaft ändern. Im Beispiel wird der stromführende IGBT  $T_1$  gesperrt, woraufhin der Strom  $I_K$  zunächst auf die Kondensatoren kommutiert und diese während der Zeitspanne

$$t_K = 2C_K \cdot \frac{U_K}{I_K} \quad (2.8)$$

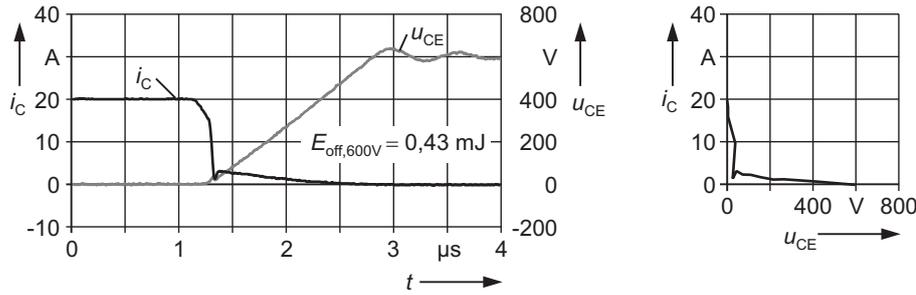
umlädt. Sobald die Spannung über der Diode  $D_2$  zu Null geworden ist, übernimmt diese den Strom. Der IGBT  $T_2$  kann sodann unter Nullspannungsbedingung eingeschaltet werden.

Für eine Kommutierung in umgekehrter Richtung ist auch hier eine Vorzeichenumkehr des Stromes  $I_K$  oder, bei rückwärtssperrenden Ventilen, der Kommutierungsspannung  $U_K$  vonnöten. In der Praxis ist diese Entlastung z. B. auf einphasige Wechselrichter mit hochfrequenter Grundwellentaktung anwendbar, wie sie z. B. für die berührungslose Energieübertragung verwendet werden [12].

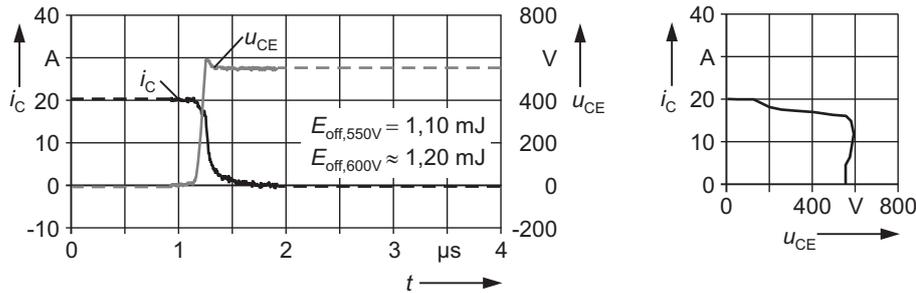
Abbildung 2.18a zeigt beispielhaft eine kapazitive Kommutierung. Für Ober- und Unterschalter wird je ein Short-Tail IGBT mit integrierter Freilaufdiode<sup>8</sup> verwendet. Als Kommutierungskapazität dient ein 47-nF-Kondensator parallel zum sperrenden Schalter. Vergleicht man die anfallenden Verluste mit denen, die aus dem harten Schaltvorgang in Abbildung 2.18b von 550 V auf 600 V hochgerechnet wurden, so erreicht man nur eine Entlastung von 64 %.

<sup>8</sup>IXER35N120D1

## 2 Schalten mit abschaltbaren Leistungshalbleitern



a: Zeitliche Verläufe und Ortskurve beim Nullspannungsausschalten



b: Zeitliche Verläufe und Ortskurve beim harten Ausschalten

Abbildung 2.18: Vergleich Nullspannungsausschalten und hartes Ausschalten

Die Ursache dafür sind die Verluste, die während der Tailstromphase entstehen. Besonders ungünstig wirkt sich dabei aus, dass sich durch den verlangsamten Spannungsanstieg der Ausräumvorgang und somit auch der Tailstrom verlängern. Bei konventionellen NPT-IGBTs können diese Verluste sogar die im hartschaltenden Betrieb anfallenden übersteigen. Ein Vergleich der Ortskurven ergibt, dass die maximal anfallende Verlustleistung deutlich verringert werden konnte.

### 2.3.3 Resonantes Schalten

Gelingt es mit Hilfe von Schwingkreisen aus Drosseln und Kondensatoren, den Strom in oder die Spannung über einem Halbleiterschalter zu Null werden zu lassen, um daraufhin verlustarm zu schalten, spricht man auch von *resonantem* Schalten. Dabei kann es sich sowohl um Nullstrom- als auch um Nullspannungsschalten handeln. Eine ausführliche Behandlung des Themas ZVS findet sich in [13], das Nullstromschalten wird in [14] behandelt. Es gibt viele verschiedene Stromrichter, die sich dieses Prinzip zunutze machen. Einige dieser *Schwingkreis-* oder *Resonanzstromrichter* genannten Topologien werden im folgenden Kapitel vorgestellt.

## 3 Wechselrichtertopologien

Frequenzumrichter formen Wechsel- oder Drehstrom einer bestimmten Spannung und Frequenz in Wechsel- oder Drehstrom variabler Spannung und Frequenz um. Man unterscheidet Direktumrichter, bei denen Ein- und Ausgang über Schalter unmittelbar gekoppelt sind, und Zwischenkreisumrichter, bei denen zwischen Gleichrichter und Wechselrichter eine Speichergröße in Form einer Induktivität oder Kapazität geschaltet ist (Abbildung 3.1). Die folgenden Ausführungen beschränken sich auf Zwischenkreisumrichter. Sie sind mit Abstand am weitesten verbreitet, nicht zuletzt deshalb, weil der Energiespeicher im Zwischenkreis zahlreiche Funktionen erfüllt:

- Glättung der Eingangsgröße Strom bzw. Spannung
- Entkopplung von Ein- und Ausgang (einfache Regelbarkeit)
- Bereitstellung von Blindleistung
- Bereitstellung einer eingepprägten Größe für die Kommutierung
- Erhöhung der Ausgangsspannung bzw. des Ausgangsstroms.

### 3.1 Stand der Technik hartschaltender Zwischenkreisumrichter

Für moderne Frequenzumrichter kleiner bis mittlerer Leistung werden fast ausschließlich Wechselrichter mit abschaltbaren Halbleitern verwendet. Man bezeichnet sie als Pulswechselrichter, weil die Ausgangsgröße aus zeitlich modulierten Strom- oder Spannungsblöcken besteht. Diese werden durch eine ausgangsseitige Kapazität bzw. Induktivität geglättet, so dass hauptsächlich die gewünschte Grundwelle übrig bleibt (Unterschwingungsverfahren).

Der Umrichter mit Spannungszwischenkreis ist die vorherrschende Topologie, da fast keine rückwärtssperrfähigen Halbleiterschalter in dieser Leistungsklasse erhältlich sind. Zudem sind die meisten Lasten induktiv. So kann oft auf Ausgangsdrosseln verzichtet werden. Im einfachsten Fall wird für die Einspeisung ein Diodengleichrichter verwendet. Der I-Umrichter hingegen benötigt zumindest einen Gleichrichter aus halbsteuerbaren Ventilen.

Nachteilig am U-Umrichter ist, dass die steilflankige Ausgangsspannung ohne Verwendung eines Filters häufig EMV-Probleme verursacht. Des Weiteren

### 3 Wechselrichtertopologien

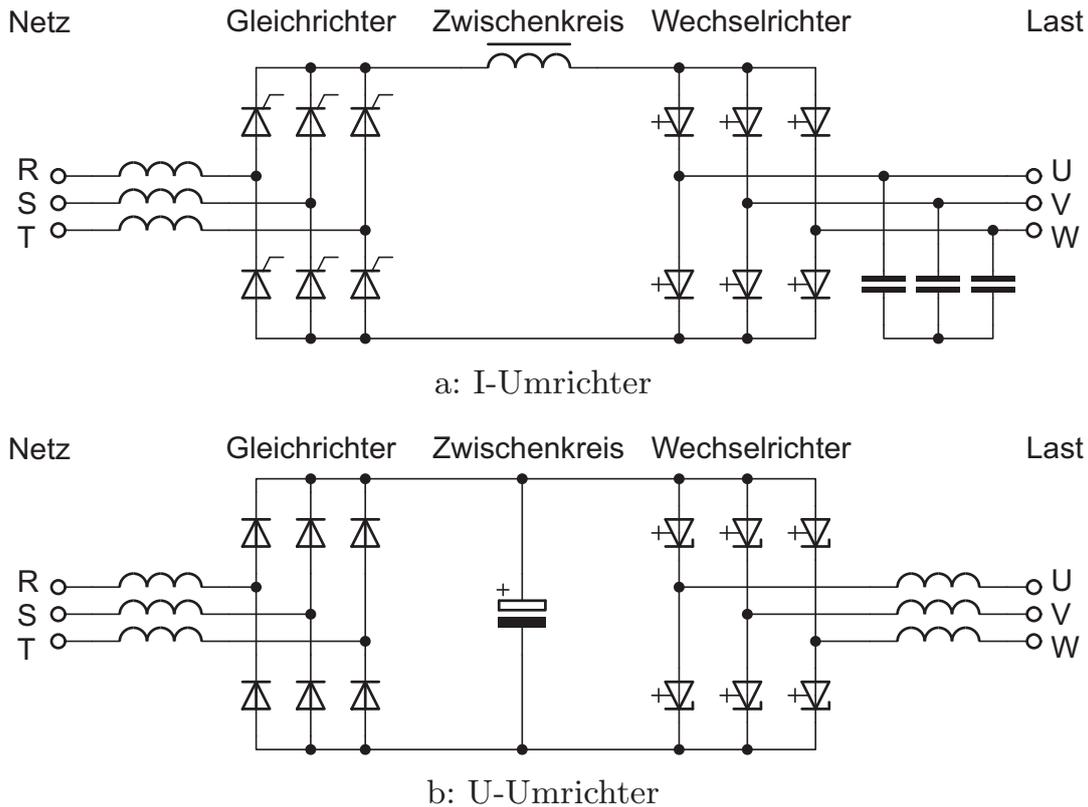


Abbildung 3.1: Frequenzumrichter mit Zwischenkreis

sind die im Allgemeinen für den Zwischenkreis verwendeten Elektrolytkondensatoren sehr empfindlich und von geringer Lebensdauer. Neuerdings sind auch Umrichter mit schlankem Zwischenkreis aus Folienkondensatoren kommerziell erhältlich [15]. Die geringe Kapazität verursacht in Kombination mit einem Diodengleichrichter keine Nachladestromspitzen, so dass auf die Netzdrossel verzichtet werden kann. Die Ausgangsspannung ist allerdings kleiner als bei konventionellen Lösungen.

In beiden Topologien ist es möglich, Pulsleichrichter einzusetzen, so dass man zu symmetrischen Umrichterstrukturen gelangt. Der Vorteil liegt in den geringeren Netzurückwirkungen. Speziell beim I-Umrichter kann die Zwischenkreisdrossel kleiner und damit leichter gestaltet werden als bei Verwendung eines netzfrequenten Thyristorgleichrichters. Ebenso lässt sich durch Erhöhung der Taktfrequenz des Wechselrichters die Größe eines Ausgangsfilters oder der Stromrippel in einer angeschlossenen Maschine reduzieren. Auch eine Geräuschbelastung wird vermieden, wenn auf Taktfrequenzen oberhalb des Hörbereichs ausgewichen wird.

Für kleine Leistungen von wenigen Kilowatt sind IGBT-Wechselrichter mit 16 kHz und mehr bereits erhältlich, jedoch nimmt die wirtschaftlich realisierba-

### 3.1 Stand der Technik hartschaltender Zwischenkreisumrichter

re Taktfrequenz mit steigender Leistung und besonders mit steigender Sperrspannung der Halbleiter rasch ab. Typische Schaltfrequenzen von Hochvolt-IGBTs liegen bei 1 kHz.

Entlastungsnetzwerke, engl. *Snubber*, sind unüblich geworden, stattdessen herrscht ein niederinduktiver Flachleiteraufbau vor. Häufig werden den Elektrolytkondensatoren eines Spannungszwischenkreises Folienkondensatoren parallelgeschaltet, die in direkter Nähe zu den Halbleitern angebracht werden, um die Spannung über der Brücke zu klammern. Sie werden oft auch als IGBT-Snubber bezeichnet (was zu Verwechslungen mit den ebenfalls als Snubber bezeichneten Entlastungsnetzwerken führen kann).

Seitens der Halbleiter wurden in den letzten 15 Jahren einige Verbesserungen erzielt. So konnte die Durchlassspannung von IGBTs von fast vier Volt auf unter zwei Volt reduziert werden (vgl. Kapitel 2.1.1). Es wurden Dioden mit verbessertem Rückwärtserholverhalten entwickelt (Kapitel 2.1.2), das Ausschaltverhalten der IGBTs wurde sanfter und ist daher jetzt von geringeren Überspannungen begleitet [9]. Diese Maßnahmen haben jedoch nur geringe Schaltverlustreduktionen eingebracht. So ist die Summe der Schaltverluste von IGBT und Diode im Nennpunkt beispielsweise für einen aktuellen Trench-Feldstopp-IGBT<sup>1</sup> fast genauso groß wie für einen konventionellen NPT-IGBT<sup>2</sup> desselben Herstellers vor zehn Jahren.

Maßnahmen zur Schaltverlustreduktion können also nach wie vor, insbesondere bei Umrichtern höherer Leistung, von Interesse sein. Sie können, abhängig von den Zielen der Anwender, zu einer oder mehreren der folgenden Verbesserungen führen:

- bei gleich bleibender Taktfrequenz:
  - Erhöhung des Umrichter-Wirkungsgrades
  - Verringerung des Aufwands zur Kühlung
  - Verkleinerung der benötigten Halbleiterfläche
  - Erhöhung der Umrichternennleistung
- bei erhöhter Taktfrequenz:
  - Verkleinerung des Ausgangsfilters
  - Verringerung von Zusatzverlusten in der Last
  - Verringerung/Vermeidung von Lärm.

---

<sup>1</sup>IKW40T120 [16], 40 A/1200 V-IGBT: 10,4 mJ bei 40 A, 600 V, 150 °C

<sup>2</sup>BUP 314D [17], 42 A/1200 V-IGBT: ca. 10,8 mJ bei 40 A, 600 V, 125 °C

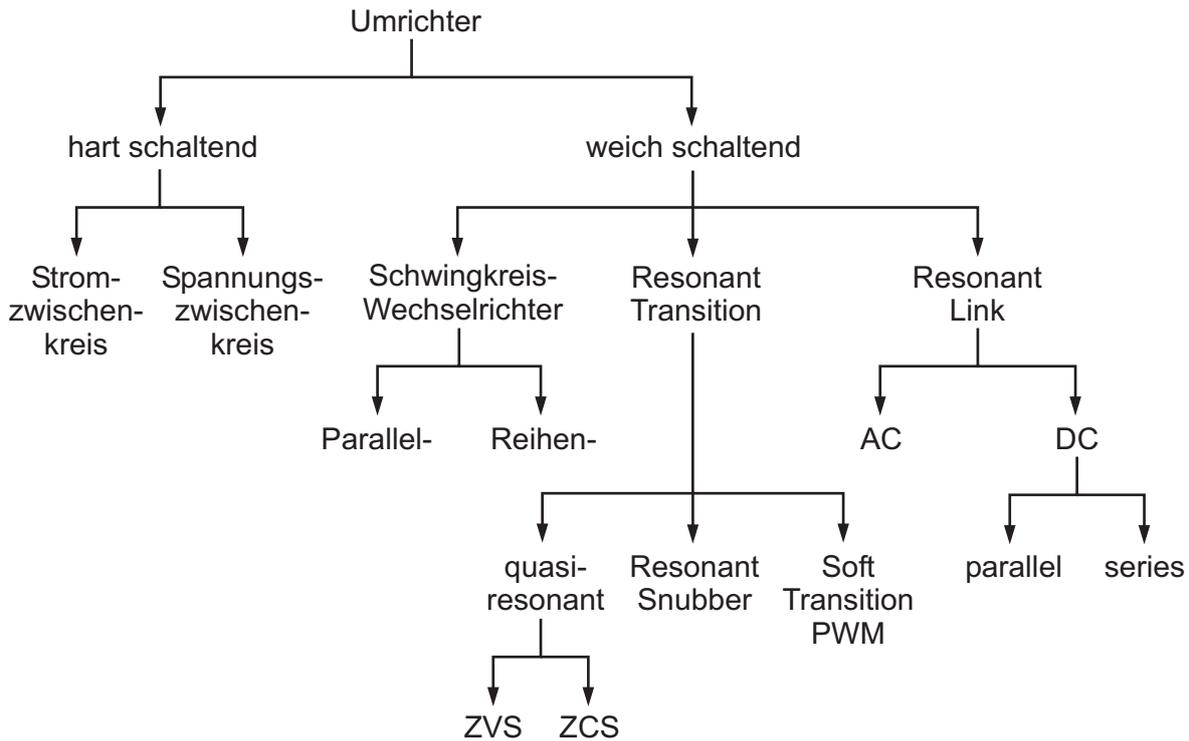


Abbildung 3.2: Klassifizierung der Zwischenkreisumrichter nach [18]

### 3.2 Überblick resonante Stromrichtertopologien

In den letzten Jahren ist eine unüberschaubare Vielfalt von resonanten Stromrichterschaltungen entstanden und vorgestellt worden. Die Nomenklatur der Topologien ist nicht standardisiert, was den Überblick erschwert. Daher soll zunächst auf die ausführliche Klassifizierung durch Bellar et. al. [18] zurückgegriffen werden, die Abbildung 3.2 wiedergibt. Die weichschaltenden Stromrichter gliedern sich in drei Gruppen:

1. Bei einem Schwingkreiswechselrichter wird die Last durch Hinzufügen von Reaktanzen zu einem Schwingkreis ausgebildet, so dass die Schalter der Brücke im Strom- oder Spannungsnulldurchgang der Last schalten können. Die konstante Größe im Zwischenkreis bleibt davon unberührt. Da diese Wechselrichter nur Wechselspannung einer Ausgangsfrequenz zulassen, eignen sie sich nicht als Ersatz für die o. a. Frequenzumrichter.
2. Im Resonant Transition Inverter werden der Brücke Resonanzkreise hinzugefügt, um ein ZVS oder ZCS der Schalter zu erzielen. Der Zwischenkreis wird ebenfalls nicht verändert.
3. Resonant Link Converter/Inverter bringen mittels eines Schwingkreises

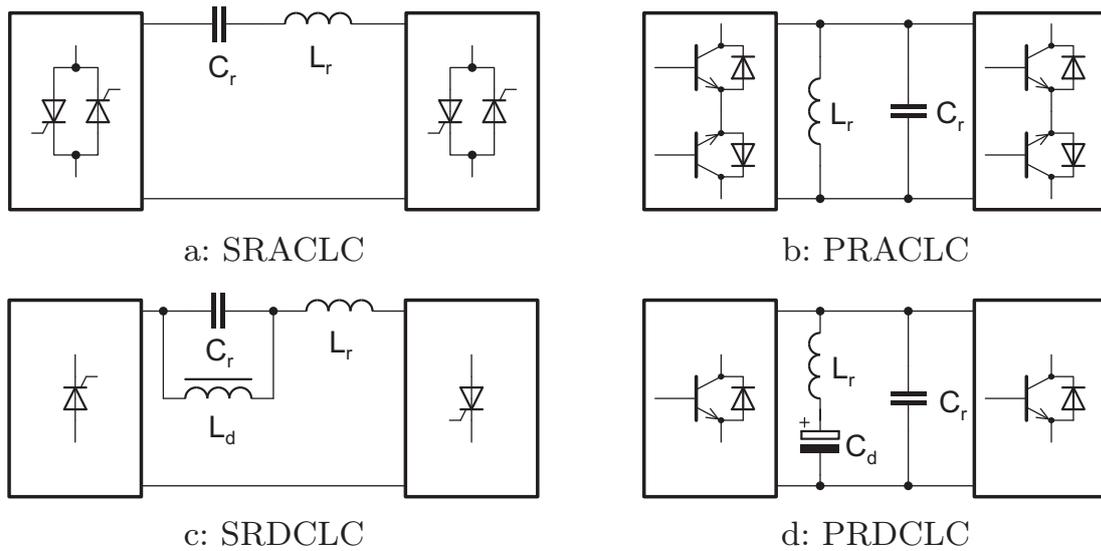


Abbildung 3.3: Übersicht Resonant Link Converters

im Zwischenkreis die Spannung über den Brücken oder den Strom in die Brücken zu Null, bevor Schalter ihren Zustand wechseln.

Viele Autoren favorisieren auch eine Einteilung in *Resonant AC-Link*, *Resonant DC-Link* und *Resonant Pole Inverter*. Mit Letzteren sind solche Wechselrichter gemeint, die einen Resonanzkreis je Phase (Pol) verwenden, was auch auf die meisten Resonant Transition Inverter zutrifft. Um die in dieser Arbeit untersuchten Topologien in einen Zusammenhang zu stellen, werden im Folgenden bekannte Stromrichterkonzepte erläutert und einige ausgewählte Schaltungen vorgestellt.

### 3.3 Resonant Link Converters

Die Entwicklung von Umrichtern mit resonantem Zwischenkreis für Drehstromlasten begann Ende der 1980er Jahre mit den Resonant AC-Link Converters [20].

#### 3.3.1 Resonant AC-Link Converters

Ersetzt man, wie in Abbildung 3.3a und b geschehen, die Zwischenkreisdrossel eines I-Umrichters durch einen Reihenschwingkreis bzw. den Zwischenkreis-kondensator eines U-Umrichters durch einen Parallelschwingkreis, so erhält man einen *Series Resonant AC-Link Converter* (SRACLC) bzw. einen *Parallel Resonant AC-Link Converter* (PRACLC). Der Schwingkreis stellt den Energiespeicher (engl. Resonant Tank) dar, dessen eingeprägte Größe Strom bzw.

### 3 Wechselrichtertopologien

Spannung jedoch Nulldurchgänge aufweist, in denen die Schalter der ein- und ausgangseitigen Brücke unter ZCS- bzw. ZVS-Bedingung geschaltet werden können. In [23] wurde beispielsweise ein System aus mehreren Stromrichtern mit Parallelschwingkreisen an einer gemeinsamen 20 kHz-Sammelschiene für den Einsatz in der Luft- und Raumfahrttechnik vorgestellt.

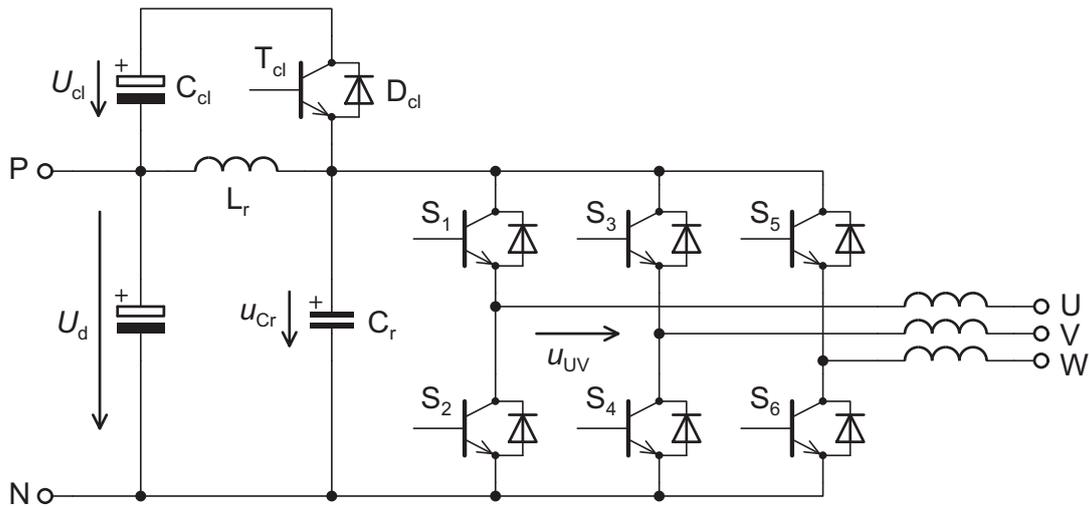
Voraussetzung ist allerdings, dass bidirektional leit- und sperrfähige Schalter verwendet werden. Für einen PRACLC von Drehstrom auf Drehstrom werden z. B. 24 IGBTs und 24 Freilaufdioden benötigt. Durch die Reihenschaltung aus IGBT und Diode wird die Durchlassspannung eines Schalters nahezu verdoppelt. Beim SRACLC sieht die Situation etwas besser aus: 24 halbsteuerbare Ventile, z. B. schnelle Thyristoren, reichen aufgrund ihrer Rückwärtssperrfähigkeit und des ZCS-Betriebs aus. Die mit Thyristoren erreichbare Taktfrequenz liegt jedoch deutlich niedriger. MOS Controlled Thyristors (MCTs) wurden als Alternative diskutiert [20], konnten sich aber am Markt nicht behaupten.

Als Modulationsverfahren kommt nur die Pulsdichtemodulation in Frage, da die Grundwelle aus ganzen Halbwellen des Schwingkreises moduliert wird. Daher muss die Taktfrequenz gegenüber einem Wechselrichter mit Pulsweitenmodulation höher gewählt werden, um auf einen ebenso geringen Oberwellengehalt der Ausgangsgröße zu kommen. Damit wird die Verlusteinsparung teilweise wieder zunichte gemacht. Aus den eben erwähnten Gründen haben sich die Umrichter mit resonantem Wechselstromkreis bisher nicht durchsetzen können.

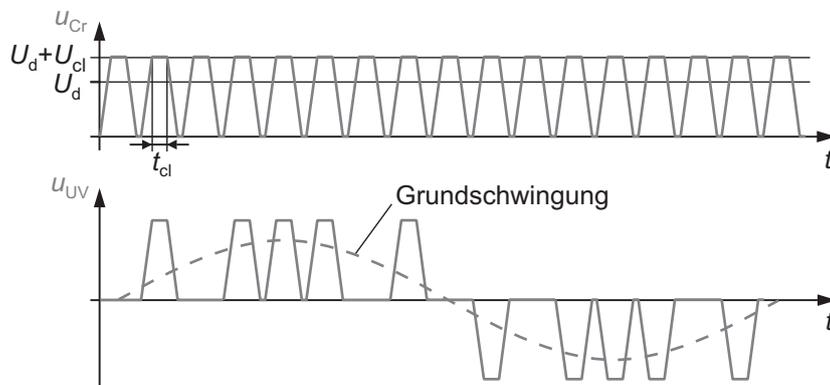
#### 3.3.2 Resonant DC-Link Converters

Das Problem der hohen Schalterzahl lösen die Resonant DC-Link Converters (Abbildung 3.3c und d). Beim *Series Resonant DC-Link Converter* (SRDCLC) [21, 22] wird dem Schwingkreisstrom mit Hilfe einer zusätzlichen Drossel  $L_d$  ein Gleichstrom gleicher Amplitude überlagert. Beim *Parallel Resonant DC-Link Converter* (PRDCLC) geschieht dies analog mit einem Kondensator  $C_d$ . Daher kommt z. B. der SRDCLC mit nur zwölf Thyristoren aus. Nachteilig ist jedoch, dass die Schalter für den doppelten Strom bzw. die doppelte Sperrspannung ausgelegt werden müssen.

Insbesondere der *Resonant DC-Link Inverter* (RDCLI) aus [24] wurde sehr weit entwickelt. Es handelt sich dabei um einen PRDCLC ohne netzseitige Brücke. Die Eingangsleistung wird direkt von einer Gleichspannungsquelle oder einem ungesteuerten Gleichrichter in den Kondensator  $C_d$  des Zwischenkreises eingespeist. Die Resonanz wird dadurch angeregt, dass eine Wechselrichterhalbbrücke den Resonanzkondensator periodisch kurzschließt. Dabei wird Energie für den nächsten Schwingvorgang in der Resonanzdrossel gespeichert.



a: Schaltbild



b: Spannungen über der Brücke und an der Last

Abbildung 3.4: Der Actively Clamped Resonant DC-Link Inverter nach [35]

### Der Actively Clamped Resonant DC-Link Inverter

Um dem Nachteil der beim RDCLI auftretenden Spannungen von  $2,5 \cdot U_d$  an der Brücke zu begegnen, wurde der *Actively Clamped Resonant DC-Link Inverter* (ACRDCLI) vorgeschlagen [35], den Abbildung 3.4a zeigt. Die Diode  $D_{cl}$  und die Kapazität  $C_{cl}$ , die sehr viel größer als  $C_r$  gewählt wird, begrenzen die Spannung  $u_{Cr}$  auf  $U_d + U_{cl} = 1,3..1,5 \cdot U_d$ . So brauchen  $S_1$  bis  $S_6$  hinsichtlich der Sperrspannung nicht überdimensioniert zu werden. Der IGBT  $T_{cl}$  wird benötigt, um den Clampkondensator wieder zu entladen, so dass seine Spannung etwa konstant bleibt. Dies geschieht in der zweiten Hälfte der Clampzeit  $t_{cl}$ . In [36] wird zur Anpassung der Zündzeitpunkte von  $T_{cl}$  ein PI-Regler realisiert, der auf eine konstante Clampspannung regelt.

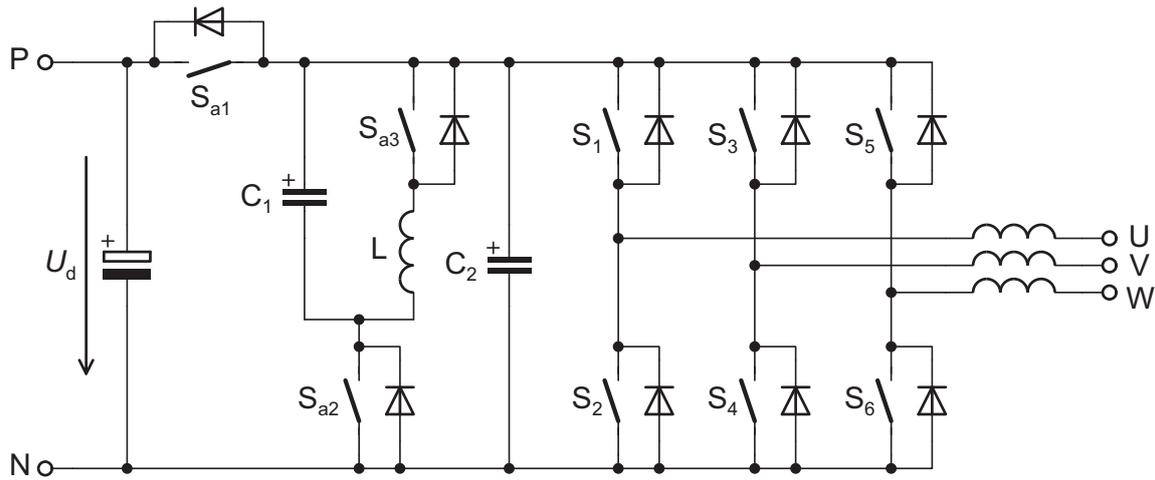


Abbildung 3.5: Parallel Resonant DC-Link Inverter für PWM nach [37]

Abbildung 3.4b zeigt den prinzipiellen Verlauf der Spannung am Resonanzkondensator und der Ausgangsspannung. Es bleibt von den eingangs erwähnten Problemen das der Einschränkung auf die Pulsdichtemodulation.

#### Parallel Resonant DC-Link Inverter für Pulsweitenmodulation

Um eine Pulsweitenmodulation beim PRDCLI zu verwirklichen, wird die Resonanz nicht mehr kontinuierlich, sondern nur noch auf Anforderung durch eine übergeordnete Steuerung angeregt, wenn Schalter in der Brücke ihren Zustand wechseln sollen. Dazu ist wie in [38] mindestens ein weiterer Hilfsschalter erforderlich. Das in Abbildung 3.5 dargestellte Konzept aus [37] sieht sogar drei Hilfsschalter vor. Nachteilig ist hier, dass der Hilfsschalter  $S_{a1}$  den gesamten Zwischenkreisstrom führen muss. Zudem wird dieser, wie auch die anderen Hilfsschalter, abhängig vom Pulsmuster wesentlich häufiger geschaltet als die IGBTs der Brücke. Auch wenn das Schalten entlastet abläuft, wird es für hohe Leistungen schwierig, einen solchen Schalter darzustellen. Stromrichter mit Schaltern in den Zwischenkreisschienen werden in der Literatur gelegentlich auch als *DC-Rail Inverters* bezeichnet.

#### Series Resonant DC-Link Converter für Pulsweitenmodulation

Günstiger sieht die Situation bei den Series Resonant DC-Link Converters für PWM-Betrieb aus. Hier besteht die Aufgabe des Entlastungsnetzwerks darin, die Zwischenkreisdrossel kurzzuschließen, während die ein- und ausgangseitigen Brücken schalten, so dass die Hauptschalter im ZCS-Mode arbeiten können. Dazu wird kein Schalter im Hauptstrompfad benötigt. Der *Current-Clamped, Modified Series Resonant DC-Link Power Converter* von Abeyratne

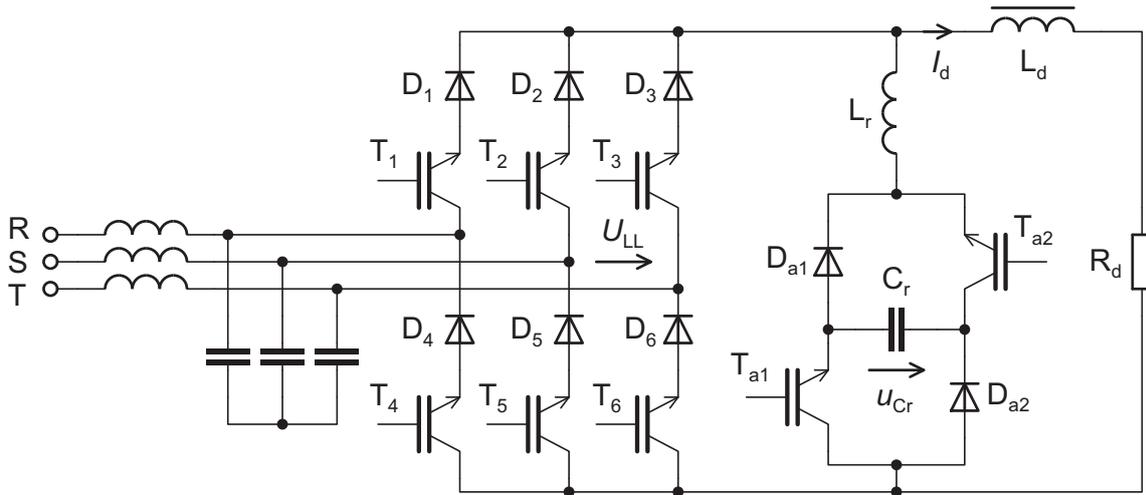


Abbildung 3.6: Switched Capacitor Type Resonant DC-Link nach [27]

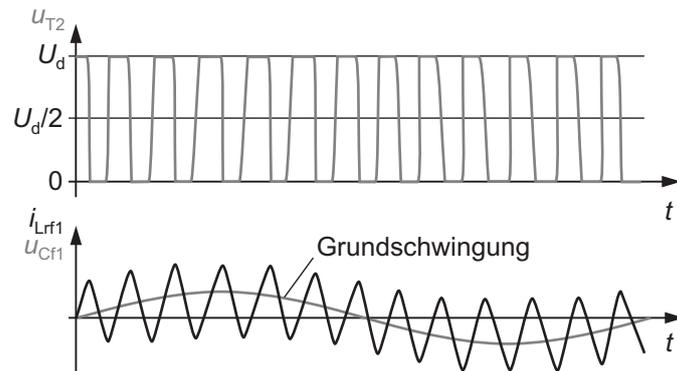
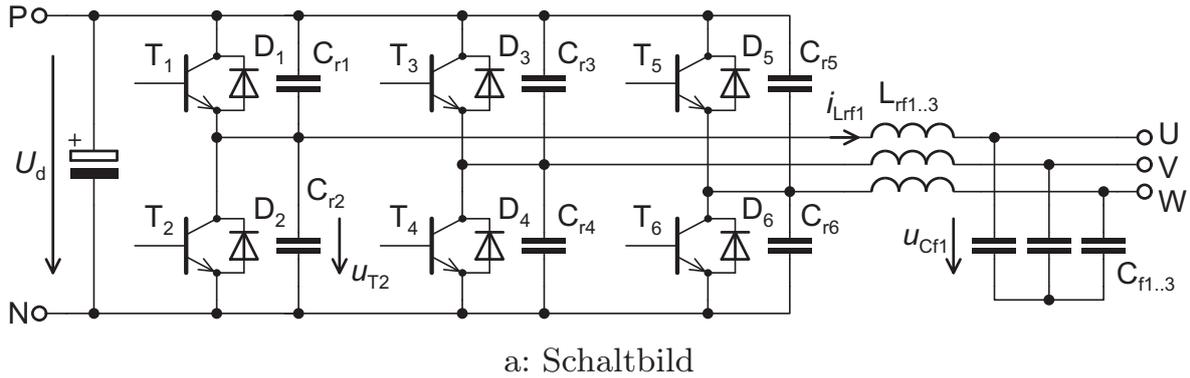
et al. [25] und der *PWM Series Resonant DC-Link with a Saturable Core* (PWM-SRDCLSC) [26] kommen mit nur einem Hilfsschalter aus.

Erwähnt werden soll auch der Ansatz, der in [27] als *Switched Capacitor Type Resonant DC-Link* vorgestellt wird und auch in [28] zur Anwendung kommt. Abbildung 3.6 zeigt das Schaltbild. Hier schließt ein als H-Brücke ausgebildetes Soft-Switching Module die Wechselrichterbrücke kurz, so dass die Hauptschalter im Stromnulldurchgang ein- und ausschalten können. Die Steuerung ist sehr einfach:  $C_r$  ist bereits auf  $u_{Cr,0} > \hat{U}_{LL}$  vorgeladen. Beide Hilfsschalter werden vor Beginn einer Kommutierung durch  $L_r$  induktiv entlastet eingeschaltet und übernehmen den Zwischenkreisstrom. Wenn der Strom in der Brücke zu Null geworden ist, werden alle Hauptschalter gesperrt.  $u_{Cr}$  wird zu Null. Nach dem kapazitiv entlasteten Sperren der Hilfsschalter lädt sich  $C_r$  wieder auf. Bei  $u_{Cr} = u_{Cr,0}$  werden erneut zwei Schalter der Brücke gezündet. Der Strom im Soft-Switching Module wird zu Null.

### 3.4 Resonant Transition Inverters

Kurz nach der Entwicklung der Resonant Link Inverters wurde erkannt, dass es für große Leistungen günstiger ist, die Resonanzelemente auf die Phasen des Wechselrichters zu verteilen, so dass kein Leistungsengpass im Zwischenkreis entsteht. Vorteilhaft ist auch, dass dadurch die Kommutierungen unabhängig voneinander stattfinden können. Somit unterstützen alle Wechselrichter dieser Gruppe PWM-Verfahren.

### 3 Wechselrichtertopologien



b: Schalterspannung  $u_1(t)$ , Ausgangsgrößen  $i_{Lrf1}(t)$  und  $u_{Cf1}(t)$

Abbildung 3.7: Dreiphasiger Resonant Pole Inverter nach [41]

#### 3.4.1 Quasi Resonant Inverters

Einer der ersten Resonant Transition Inverters war der *Quasi-Resonant Zero Voltage Switch Inverter* (QR-ZVS), besser bekannt als *Resonant Pole Inverter* (RPI). Abbildung 3.7a zeigt den dreiphasigen RPI nach [41]. Jedem Transistor wird ein Resonanzkondensator parallelgeschaltet, wodurch ein Nullspannungsausschalten gewährleistet wird. Die Ausgangsdrosseln sind sowohl Resonanzdrosseln als auch Filterdrosseln, denn sie bilden zusammen mit  $C_{f1-f3}$  Tiefpässe zweiter Ordnung. Der RPI ist daher besonders für Applikationen wie USV-Anlagen geeignet, die ohnehin ein Filter benötigen.

Eine Kommutierung wird stets durch das Ausschalten eines stromführenden Schalters eingeleitet, woraufhin der Drosselstrom die Kondensatoren der betreffenden Phase umlädt. Wenn die gegenüberliegende Diode leitend wird, kann der dazu parallele Schalter unter Nullspannungsbedingung eingeschaltet werden. Der Drosselstrom muss nach jedem Schaltvorgang das Vorzeichen wechseln, damit die Startbedingung für die nächste Kommutierung erfüllt ist. Daraus ergibt sich eine ungünstige Dimensionierung der passiven Elemente und eine zwei- bis zweieinhalbfache Strombelastung für die Schalter im Ausschaltaugenblick.

Auch sind besonders kleine Ausgangsströme nicht realisierbar, weshalb sich der RPI nicht zur Speisung von Motoren eignet. Ein einphasiger *Quasi-Resonant Zero Current Switch* (QR-ZCS), der auch für Motor-Lasten geeignet sein soll, wurde in [40] vorgestellt. Es handelt sich um die zum RPI duale Struktur (vgl. Tabelle 3.1).

Eine Verbesserung stellt der *Auxiliary Diode Resonant Pole Inverter* (ARD-PI) dar [42, 43]. An die Stelle der Filterkondensatoren treten je Phase zwei Dioden, die das Potential am Ausgang der Drosseln gegen die Zwischenkreisschienen klammern. Den Dioden sind Resonanzkondensatoren parallelgeschaltet, die deutlich kleiner als die Filterkondensatoren des RPI ausgelegt werden können. Jedoch bedeutet der sich über die Dioden freilaufende Strom eine zusätzliche Belastung für die Schalter, so dass immer noch der zwei- bis zweieinhalbfache Strom abgeschaltet werden muss.

Eine ähnliche Struktur stellt der *Zero-Voltage-Switching Pulse-Width Modulation Voltage-Source Inverter with Active Voltage Clamping* (ZVS-PWM-VSI-AVC) aus [63] dar. Hier begrenzen zusätzlich zwei Hilfsschalter und vier Kondensatoren die Spannung über den Hauptschaltern, so dass wie beim Undeland-Snubber [64] je ein Clamppotential oberhalb und unterhalb der Zwischenkreisschienen entsteht. In einem praktischen Vergleich mit diesem passiven, verlustbehafteten Snubber unter Verwendung von 1200 V-IGBT-Modulen konnte aber keine nennenswerte Wirkungsgradverbesserung nachgewiesen werden, was auf die niedrige Schaltfrequenz von nur 7,8 kHz zurückgeführt wird.

#### 3.4.2 Resonant Snubber Inverters

Der Begriff des *Resonant Snubber* geht auf die Veröffentlichung *Resonant Snubbers with Auxiliary Switches* [44] von McMurray zurück, in der ein verlustfreies Entlastungsnetzwerk für den Einsatz in Strom- und Spannungszwischenkreisumrichtern vorgestellt wurde. Die Idee besteht darin, ein Snubbertnetzwerk auf Basis der kapazitiven Kommutierungszelle (vgl. Abbildung 2.17) zu verwirklichen. Sie wird um einen Hilfszweig, bestehend aus zwei halbsteuerbaren Ventilen und einer Resonanzdrossel, ergänzt. So kann der Lastanschluss auf Wunsch mit dem Mittelpunkt der Gleichspannungsquelle verbunden werden.

#### Der Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter

Die Bezeichnung *Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter* (ARCPC) für einen Frequenzumrichter dessen Gleich- und Wechselrichter mit Resonant Snubbers arbeiten, wurde von De Doncker und Lyons in [56] geprägt. Dort wurde auch die Steuerung mit Boost eingeführt. Für die Hilfsschalter kamen MCTs zum Einsatz, deren höhere Schaltgeschwindigkeit kleinere Kommutierungszeiten ermöglichte. Abbildung 3.8 zeigt einen Drehstrom-Wechselrichter

### 3 Wechselrichtertopologien

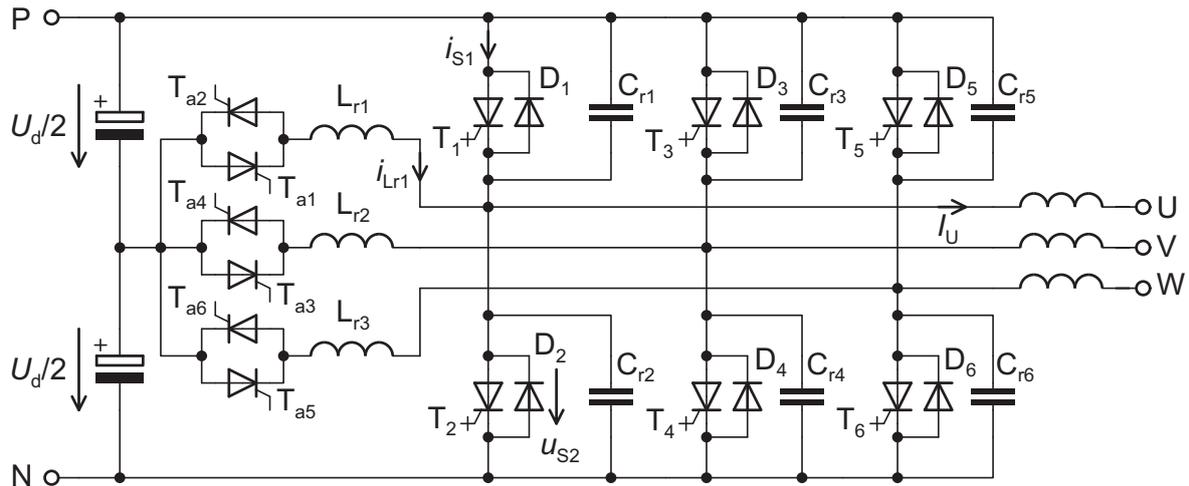


Abbildung 3.8: U-Wechselrichter mit Resonant Snubbers (ARCPI)

(ARCPI) in dieser Technik, Abbildung 3.9 den Ablauf der Kommutierung für eine Periode.

Zur Beschreibung der Funktionsweise reicht es aus, den ersten Brückenweig zu betrachten: Der Laststrom  $I_U$  wird für die Dauer der Periode als konstant und positiv angenommen. Die Kommutierung vom leitenden Hauptschalter  $T_1$  auf die gegenüberliegende Diode  $D_2$  erfolgt wie beim RPI durch kapazitiv entlastetes Ausschalten des stromführenden Schalters. Das Umladen der Kondensatoren kann bei kleinen Lastströmen durch Zünden des Hilfsschalters  $T_{a2}$  vor (oder auch nach) dem Sperren von  $T_1$  beschleunigt werden. Die Diode  $D_2$  übernimmt den Laststrom, nachdem die Spannung über ihr zu Null geworden ist. Der Hilfsth Thyristor löscht etwas später selbsttätig, da sich der Drosselstrom  $I_{Lr}$  wieder abbaut, sobald die Spannung über der Drossel nach der Hälfte der Kommutierungszeit das Vorzeichen gewechselt hat.

Jetzt ist der Laststrom ein Diodenstrom, also muss zu Beginn einer neuen Kommutierung die Diode  $D_2$  ausgeschaltet werden, was folgendermaßen abläuft: Nachdem der Hilfsschalter  $T_{a1}$  als ZCS gezündet wurde, steigt der Strom in  $L_{r1}$  linear an, bis der Hilfszweig den ganzen Laststrom  $I_U$  übernommen hat. Die Diode sperrt und es folgt eine kurze Boostphase  $T_{b,on}$ , während der zusätzliche Energie in der Drossel gespeichert wird, um Verluste während des folgenden Umschwingvorgangs zu kompensieren. Dann wird  $T_2$  ausgeschaltet. Nach der Halbschwingung und dem Einschalten des gegenüberliegenden Schalters unter ZVS-Bedingung baut sich der Drosselstrom wieder linear ab, bis der Hilfsschalter unter Nullstrombedingung sperrt.

Die Brückenweige des ARCP-Stromrichters lassen sich, abgesehen von der längeren Kommutierung, die typischerweise wenige Mikrosekunden dauert, wie ein hartschaltender Wechselrichter zu jedem Zeitpunkt und voneinander unab-

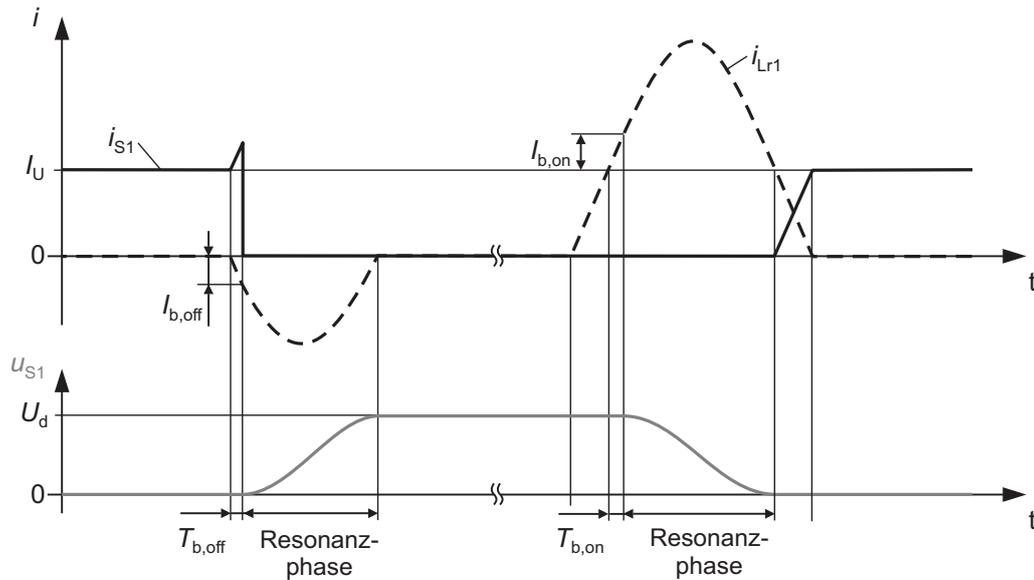


Abbildung 3.9: Strom- und Spannungsverläufe einer Periode beim ARCPI

hängig schalten. An den Hauptschaltern entstehen keine Überspannungen und nur eine geringe zusätzliche Strombelastung während des Boosts. Die Schwingkreiselemente können vergleichsweise klein dimensioniert werden. Da selbst in den Hilfsschaltern nur kurzzeitig etwa der doppelte Laststrom fließt, lässt sich das Stromrichterkonzept über den gesamten Leistungsbereich skalieren [57]. Die Steilheit der Ausgangsspannungsflanken wird durch die Resonanzkondensatoren begrenzt, ein  $du/dt$ -Filter ist somit implizit vorhanden. Dadurch ist der ARCPI für die Verwendung mit langen Motorzuleitungen und Maschinen mit konventionellen Isoliersystemen prädestiniert.

Die Nachteile der Struktur liegen fast alle im Hilfszweig: Die große Zahl an Hilfsschaltern und die relativ aufwendige, laststromabhängige Steuerung derselben. Zudem gibt es Schwierigkeiten mit Überspannungen an den Ventilen des Hilfszweigs und Symmetrieprobleme im geteilten Zwischenkreis. Die ARCP-Topologie wird in Kapitel 4 insbesondere hinsichtlich ihrer Realisierbarkeit für große Leistungen eingehend untersucht.

### Variationen des ARCP-Stromrichters

Die Idee des ARCPI wurde in den darauf folgenden Jahren von vielen Autoren aufgegriffen, die eine Vielzahl von Modifikationen und Verbesserungen vorgeschlagen haben. Das Spektrum reicht dabei vom einfachen RC-Snubber über den Hilfsschaltern bis hin zu aufwendigsten Hilfskreisen mit zwei Transformatoren und sechs Hilfsschaltern pro Phase, um Nullstromausschalten der Hauptschalter zu erzielen [54]. Daher können in diesem Rahmen nur einige

### 3 Wechselrichtertopologien

wenige Vorschläge erwähnt werden:

Im ARCPI von Toba et. al. [59] sind die beiden Hilfsschalter einer Halbbrücke an zwei unterschiedlichen Abgriffen des dreigeteilten, batteriegestützten Zwischenkreises angeschlossen. Dadurch kann auf die Boostphase verzichtet werden, allerdings wird ein zusätzlicher kleiner Durchflusswandler zum Symmetrieren der Zwischenkreisbatterie benötigt.

Der *Quarterwave-ARCPI* nach Radan und Schröder [58] nutzt wie die Zero-Current-Transition Inverters (s. Abschnitt 3.4.3) für die Hilfsschalter eine zweite Drehstrombrücke aus abschaltbaren Ventilen. So werden der Mittelabgriff des Zwischenkreises und die damit verbundenen Symmetrieprobleme vermieden. Es entstehen keine Überspannungen über den Hilfsschaltern und die Steuerung vereinfacht sich stark. Ein gravierender Nachteil ist allerdings, dass die Hilfsschalter hart ausgeschaltet werden müssen.

Im *Transformer-Assisted PWM Zero-Voltage Switching Pole Inverter* von Yuan und Barbi [60] werden die Hilfsschalter ebenfalls in Halbbrücken-Konfiguration eingesetzt. Damit sie dennoch unter Nullstrom-Bedingung abschalten können, wird zwischen Hilfsschalter und Resonanzdrossel die Sekundärwicklung eines Trafos mit  $\dot{u} = N_2/N_1 < 1/2$  eingefügt, dessen Primärwicklung mit einem Brückengleichrichter gegen den Zwischenkreis geklammert wird. Die Auslegung des Trafos erfolgt so, dass gerade noch ohne Boostphase gearbeitet werden kann. Nachteilig sind der Aufwand und die Verluste in den zusätzlichen Bauteilen.

Pan und Luo beschreiben in [61] einen ARCPI, der speziell an die Belange von bürstenlosen Gleichstrommaschinen angepasst ist. Da in diesem Wechselrichter nur die Unterschalter hochfrequent getaktet werden, kann auf drei der sechs Hilfsschalter verzichtet werden. Ähnlich wie in [60] wird ein Trafo verwendet, um die Mittenanzapfung des Zwischenkreises zu vermeiden. Die Oberschalter werden mit der Grundfrequenz hart geschaltet.

Von Lai et. al. wurden Resonant Snubber Inverters untersucht, bei denen die Hilfszweige im Stern [67] oder im Dreieck [68] über der Last angeordnet werden. Letzterer vermeidet die Probleme eines schwebenden Sternpunktpotentials, benötigt in seiner brauchbaren Variante aber sechs statt drei Hilfsschalter. Eine spezielle Raumzeigermodulation mit einem sternförmigen Zustandsgraph ist notwendig. Daher ist der Wechselrichter hauptsächlich für bürstenlose Gleichstrommaschinen geeignet, bei denen immer nur zwei Phasen zur Zeit getaktet werden.

#### Der ARCPI mit Stromzwischenkreis

Bereits in [44] wurde das Prinzip der Resonant Snubbers auf den I-Umrichter übertragen. Abbildung 3.10 zeigt die dreiphasige Variante, bei der jede der drei im Dreieck geschalteten Ausgangskapazitäten aus einer Reihenschaltung zweier Kondensatoren besteht. Die so entstehenden Mittenanzapfungen dienen wieder

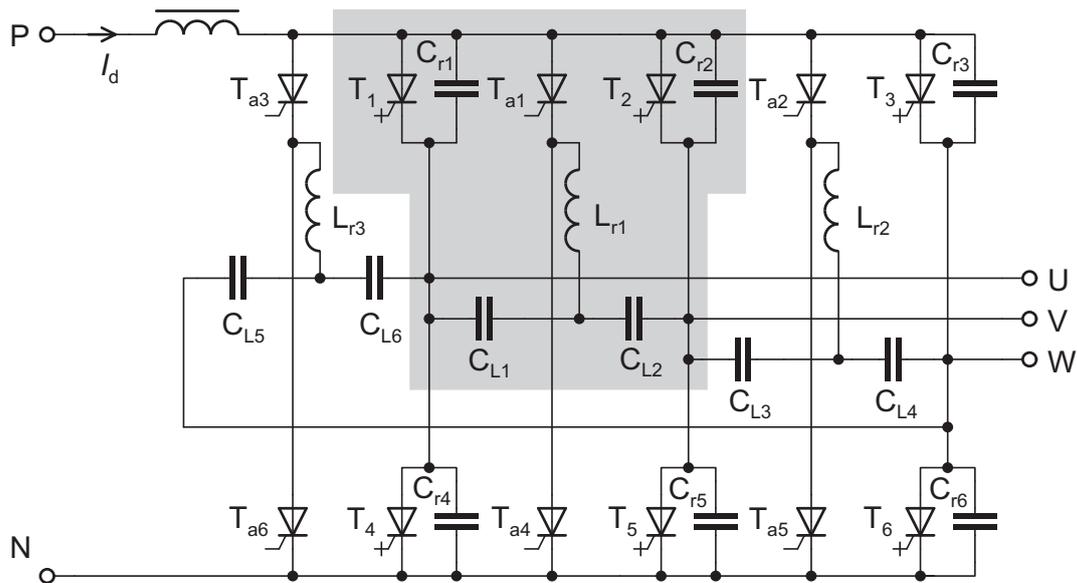


Abbildung 3.10: I-Wechselrichter mit Resonant Snubbers nach [44], eine Kommutierungszelle grau hinterlegt

dem Anschluss der Hilfszweige. In [30] wird diese Schaltung als *Average Voltage Driven Realization of the Resonant Snubbers* (AVD Realization) bezeichnet. Im Folgenden soll der Kürze halber vom *Current Source ARCPI AVD* (CS ARCPI AVD) die Rede sein. Der Bauteilaufwand ist vergleichbar hoch wie beim ARCPI mit Spannungszwischenkreis (VS ARCPI), nur dass hier alle Ventile unidirektional leiten und bidirektional sperren können müssen.

Eine nähere Betrachtung der in Abbildung 3.10 grau hinterlegten Kommutierungszelle offenbart, dass sich aus der Verwendung unidirektionaler Hilfsschalter eine eingeschränkte Steuerbarkeit ergibt. Genauer gesagt lässt sich der kapazitive Umladevorgang nicht wie beim VS ARCPI durch den Hilfskreis beschleunigen. Daraus resultiert aber in der Praxis kein Nachteil, weil der umladende Strom hier der Zwischenkreisstrom ist, der im Allgemeinen eine bestimmte Mindesthöhe nicht unterschreitet. Soll gleichzeitig in der darunter liegenden Kommutierungszelle zwischen  $T_4$  und  $T_5$  umgeschaltet werden können, ist es notwendig, anstelle der gemeinsamen Resonanzdrossel  $L_{r1}$  zwei getrennte Drosseln für  $T_{a1}$  und  $T_{a4}$  vorzusehen.

Im *CS ARCPI Neutral Voltage Driven* (CS ARCPI NVD) besteht die Lastkapazität aus einer Sternschaltung dreier Kondensatoren [30, 32]. Der Sternpunkt wird zum Anschluss eines gemeinsamen Hilfszweiges für die obere und die untere Kommutierungsgruppe genutzt. Damit reduziert sich der Bauteil- und Ansteuerungsaufwand erheblich. In Kapitel 5 wird der CS ARCPI NVD ausführlich beschrieben. Das Schaltbild zeigt Abbildung 5.7.

Mit nur einem Hilfszweig, bestehend aus einem Hilfsschalter und einer Reso-

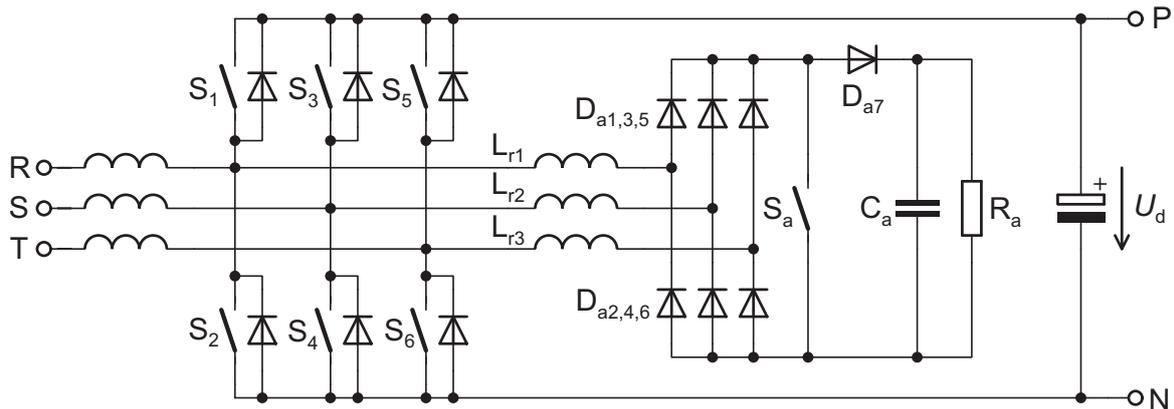


Abbildung 3.11: Zero Voltage Transition Inverter nach [62]

nanzdrossel in Reihe, kommt die *Line Voltage Driven Realization* (LVD Realization) aus [29, 31, 32]. Der Hilfszweig wird wie ein Kurzschließer über dem Zwischenkreis angebracht. Die jetzt stark eingeschränkte Steuerbarkeit erfordert ein gegenüber der NVD Realization erweitertes Pulsmuster, das zu einer erhöhten Schaltfrequenz der Hauptschalter führt.

### Zero-Current-Switching Voltage-Source PWM Inverter

Die zum CS ARCPI LVD quasi duale Topologie ist der von Tomasin in [33] beschriebene *Zero-Current-Switching Voltage-Source PWM Inverter* (ZCS VS PWM Inverter). Zu den rückwärtsleitenden Schaltern der Drehstrombrücke ist je eine Resonanzdrossel in Reihe geschaltet. Die Verbindung zwischen Brücke und Spannungsquelle wird während einer Kommutierung durch je einen Hilfsschalter mit Parallelkapazität in der oberen und unteren Schiene gleichzeitig unterbrochen. Die Schaltung eignet sich aufgrund der inhärenten  $di/dt$ -Begrenzung in den Hauptschaltern besonders gut für Gate Turn-Off Thyristors (GTOs). Unklar bleibt, warum zwei Hilfsschalter verwendet werden, was die Topologie von der echt dualen unterscheidet. Eine unabhängige Steuerung der Kommutierungsgruppen, hier also der Halbbrücken, ist trotzdem nicht möglich.

### 3.4.3 Soft Transition PWM Inverters

Der Begriff *Soft Transition* wurde Anfang der neunziger Jahre des letzten Jahrhunderts maßgeblich durch Vlatković, Borojević und Lee geprägt. Ziel des Soft Transition Inverters ist es, die Verluste zu vermeiden, die bei kurzzeitigem Brückenkurzschluss, verursacht durch den Rückwärtserholvorgang der Dioden, in hart schaltenden Umrichtern auftreten. Dazu wird dem Strom wie beim ARCPI kurzzeitig ein anderer Pfad zur Verfügung gestellt. Da dieses Prinzip auf

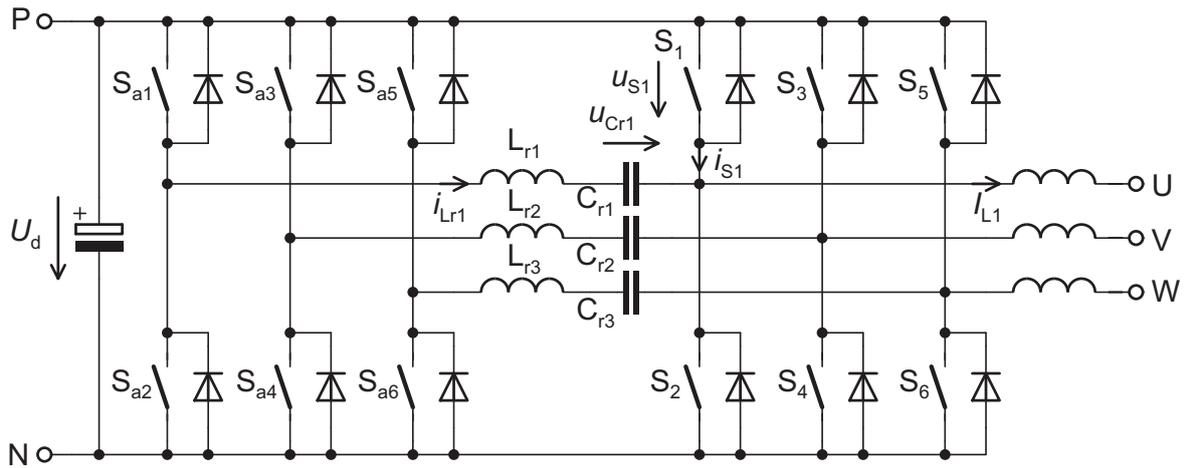


Abbildung 3.12: Zero Current Transition Inverter nach [49]

eine PWM-Kommutierungszelle anwendbar ist, kann es auf alle hartschaltenden PWM-Topologien übertragen werden. In [19] werden mehrere dreiphasige Soft Transition Gleichrichterschaltungen angegeben. Der *Zero Voltage Transition Buck-Rectifier* (ZVT Buck-Rectifier) entspricht dabei dem CS ARCPI LVD.

Der in Abbildung 3.11 dargestellte ZVT Stromrichter aus [62] hat Ähnlichkeit mit dem VS ARCPI. Als Resonanzkapazität fungiert die parasitäre Kapazität der Hauptschalter. Mit Hilfe eines einzigen Hilfsschalters  $S_a$  und einer B6-Gleichrichterschaltung ( $D_{a1-a6}$ ) können alle drei Resonanzdrosseln ausgangseitig auf ein Potential gezogen werden. Damit wird die Kommutierung von allen leitenden Hauptschalterdioden auf die gegenüberliegenden Hauptschalter eingeleitet. Nach dem Resonanzvorgang noch vorhandene überschüssige Energie aus den Drosseln wird mittels der Diode  $D_{a7}$  in den Kondensator  $C_a$  ausgekoppelt. Da sich die gesamte Hilfsschaltung auf schwebendem Potential befindet, muss ein Widerstand diese Energie kontinuierlich in Wärme umsetzen.

Neben dem letztgenannten existieren zwei weitere gravierende Nachteile: Aus einem Lastkurzschluss heraus kann eine Diode nicht abgeschaltet werden, weshalb eine andere Schaltreihenfolge als die der gängigen PWM-Verfahren gewählt werden muss. Die Kommutierung von einem Schalter auf eine Drossel erfolgt ohne Unterstützung durch den Hilfskreis. Alle Hauptschalter werden hart ausgeschaltet.

### Zero Current Transition Inverters

In [48] wird ein *Zero Current Transition Boost-Converter* (ZCT Boost-Converter) vorgeschlagen, der sich vom oben erläuterten ZVT-Stromrichter nur durch

### 3 Wechselrichtertopologien

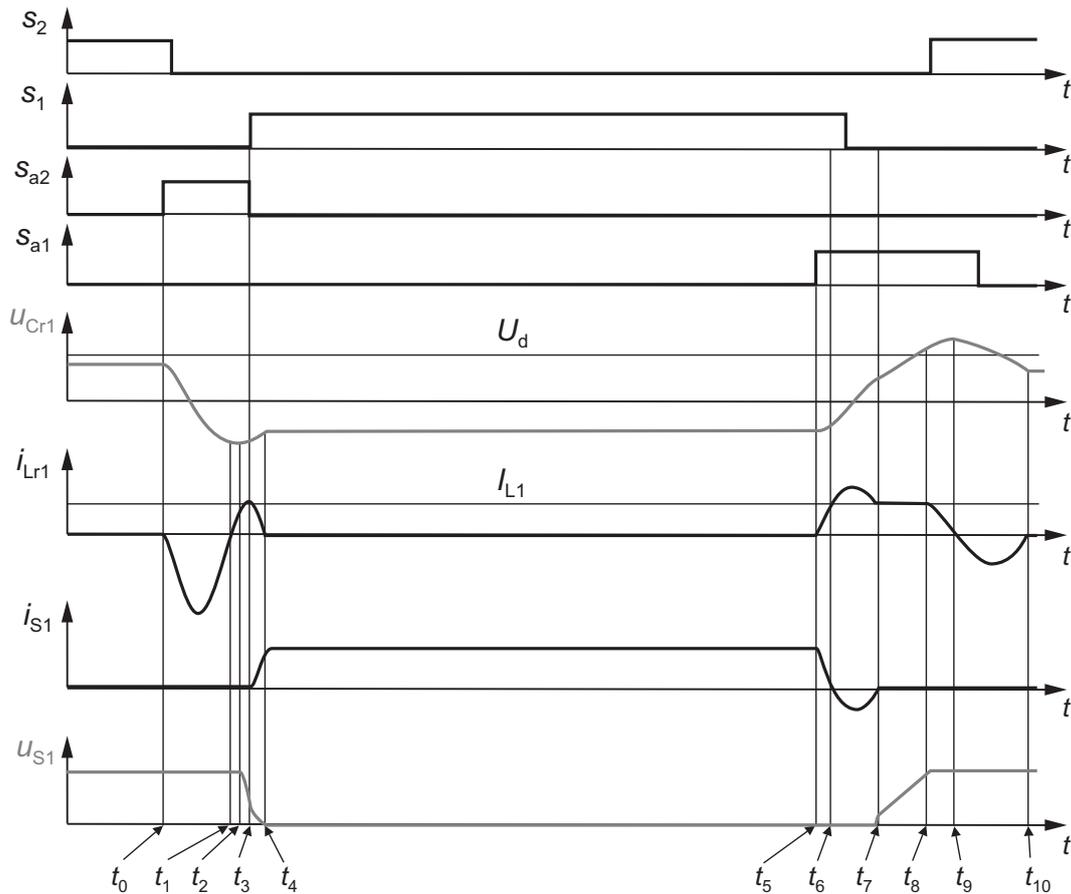


Abbildung 3.13: Ströme und Spannungen einer Periode beim ZCTI nach [50]

einen Resonanzkondensator in Reihe zu jeder Resonanzdrossel unterscheidet und daher bezüglich der Steuerbarkeit ähnliche Probleme bereitet. Zudem werden nur die Ausschaltverluste reduziert, das Einschalten erfolgt hart.

Die weitere Entwicklung wurde von Li, Lee und Boroyevich (vorm. Borojević) entscheidend vorangetrieben. Der ZCT-Wechselrichter aus [49], der in Abbildung 3.12 dargestellt ist, benötigt zwar die gleiche Zahl an Hilfsschaltern wie der ARCPI, diese sind jedoch günstig in einer B6-Konfiguration angeordnet, so dass bei der praktischen Realisierung auf Standard-Halbleitermodule zurückgegriffen werden kann. Überspannungen werden durch die Hilfsschaltdioden auf das Niveau der Zwischenkreisspannung geklammert. Vorteilhaft ist ebenfalls, dass der Wechselrichter auch hartschaltend betrieben werden kann, um bei kleinen Lastströmen gegenüber der resonanten Kommutierung Verluste zu sparen. Sämtliche Schaltvorgänge erfolgen im Stromnulldurchgang.

Mit dem in [50] vorgestellten Steuerverfahren sollen die Haupt- und Hilfsschalter unter ZCT-Bedingung ein- und ausgeschaltet werden können. Abbildung 3.13 gibt dazu die prinzipiellen Strom- und Spannungsverläufe während

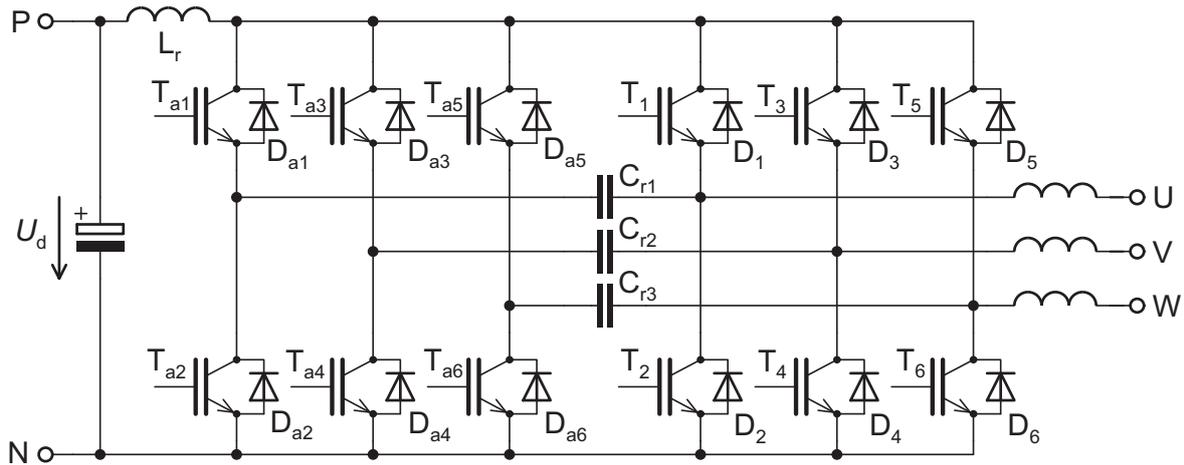


Abbildung 3.14: Resonanzwechselrichter mit ZCS-ZVS-Eigenschaften nach [55]

einer Periode wieder. In [51] wird eine vereinfachte Variante des ZCTI vorgestellt, in der die drei oberen Hilfsschalter durch Dioden ersetzt werden.

Beide Varianten werden in [52] miteinander, mit einem ARCPI und einem hartschaltenden Wechselrichter bei 10 kHz Schaltfrequenz unter gleichen Bedingungen verglichen. Als Hauptschalter kamen immer die gleichen 600 V-IGBTs zum Einsatz. Die ZCTI konnten keine Wirkungsgradverbesserung gegenüber dem hartschaltenden Wechselrichter erzielen, der ARCPI schnitt im Vergleich sogar schlechter ab. Zurückgeführt wird dieses schlechte Ergebnis darauf, dass die Schaltverluste nur ca. ein Viertel der Durchlassverluste ausmachten [53], das Einsparpotential also eher gering war.

### 3.4.4 Resonanzwechselrichter mit ZCS-ZVS-Eigenschaften

In [55] wird ein neuartiger Wechselrichter mit ZCS- und ZVS-Eigenschaften vorgestellt, der gewisse Ähnlichkeiten mit dem ZCTI aufweist. Man verlagert zunächst die Reihenschwingkreisinduktivität des ZCTI aus der Mitte der Brücke heraus in den Kollektorpfad der Oberschalter. Dort können die drei Resonanzdrosseln zu einer zusammengefasst werden, sofern durch das Modulationsverfahren sichergestellt wird, dass nur eine Kommutierung zur Zeit stattfindet. Das Ergebnis zeigt Abbildung 3.14.

Weiterhin besteht die Möglichkeit des Nullstromschaltens mittels des Reihenschwingkreises, der sich ergibt, wenn ein zum leitenden Hauptschalter diagonal gegenüberliegender Hilfsschalter angesteuert wird. Darüber hinaus kann in den oberen und unteren Maschen einer Phasen-Brücke auch unter ZVS-Bedingung geschaltet werden, vorausgesetzt, ein Schalter einer solchen Masche leitet bereits und der Kondensator ist ungeladen.

## 3.5 Fazit

Die Resonanzstromrichter in diesem Kapitel wurden wenn möglich in historisch richtiger Reihenfolge vorgestellt. Der Fokus der Forschungsaktivitäten richtet sich in den letzten Jahren eindeutig auf die Resonant Transition Inverters, weil sie alle mit Pulsweitenmodulationsverfahren angesteuert werden können und Verluste in den Resonanzelementen nur während der vergleichsweise kurzen Kommutierungszeiten entstehen. Oft ist das Ziel ein Eins-zu-Eins-Ersatz der verbreiteten hartschaltenden Drehstrombrücke. Dazu werden je Phase ein oder zwei Kondensatoren, eine Drossel und ein oder zwei Hilfsschalter benötigt. Die Quantität der angebotenen Lösungen ist groß, ihre Qualität wird in den Veröffentlichungen anhand folgender Kriterien bewertet:

1. Bauteilaufwand (insbesondere Zahl der Hilfsschalter)
2. Zahl der Komponenten im Hauptstrompfad
3. Strom- und Spannungsbelastung der Haupt- und Hilfsschalter
4. Elektromagnetische Verträglichkeit
5. Grad der Entlastung der Schaltvorgänge
6. Gesamtverluste in den Halbleitern
7. Gesamtwirkungsgrad.

Gute Eigenschaften bezüglich der Punkte 1 bis 4 können allerdings höchstens Anzeichen für einen brauchbaren Resonanzstromrichter sein. Wenn es darum geht, die Verluste in den Halbleitern zu reduzieren, um daraufhin die Schaltfrequenz oder den Strom anheben zu können oder alternativ den Kühlaufwand für die Halbleiter reduzieren zu können, was Gewicht, Volumen und damit Herstellungskosten spart, sind die Kriterien 5 und 6 entscheidend. Wenn allerdings das 7. Kriterium unerfüllt bleibt, ist abzuwägen ob nicht eine einfache RCD-Beschaltung der Halbleiterventile den gleichen Zweck erfüllt.

Vor der Suche nach solchen brauchbaren Lösungen steht jedoch immer die systematische Betrachtung der bisherigen Konzepte. Gerade die Gliederung der Resonant Transition Inverters gestaltet sich als schwierig, was am Beispiel des ARCPIs verdeutlicht werden soll: Dieser wird in [56] aus dem RPI entwickelt, der zu den Quasi-Resonant Inverters gehört, wird aber in [44] von McMurray als Resonant Snubber Inverter eingeführt und in [19] bei einer Definition der Soft-Transition Inverters zu diesen gezählt.

Zur Erleichterung der Klassifizierung wird soll an dieser Stelle eine systematische Baumstruktur vorgestellt werden, die nur mit sich gegenseitig ausschließenden Kriterien für jede Verzweigung arbeitet. Die Grobeinteilung erfolgt

nach dem Einbauort der Resonanzelemente und Hilfsschalter: im Zwischenkreis (ZK), in der Brücke oder in der Last. Sie entspricht damit den in Kapitel 3.2 erwähnten gebräuchlichen Einteilungen. Danach wird in Stromrichter mit und ohne Hilfsschalter sowie in I- und U-Zwischenkreis verzweigt. Die Feingliederung richtet sich nach der Betriebsart der Hauptschalter. In Tabelle 3.1 werden die bereits erwähnten und einige weitere Topologien nach diesem Schema geordnet aufgelistet.

Duale Strukturen wie der Parallel- und der Reihenschwingkreis-Wechselrichter erscheinen spiegelsymmetrisch zu einer der sechs Trennlinien innerhalb der Untergruppen. Der Baum unterstützt das Auffinden ähnlicher Topologien und ermöglicht die Suche nach noch nicht verwirklichten Varianten bekannter Strukturen. Die in dieser Arbeit behandelten Topologien sind fett hervorgehoben.

Tabelle 3.1: Übersicht resonante Stromrichter mit Zwischenkreis

Struktur		Funktion	Name
Res.-Elem.	Hilfss.	ZK	Modus Haupts.
			Beispiele
	ohne	I	ZCS ZCZVS ZVS
		U	ZCS ZCZVS ZVS
im ZK			PRACLC [23], PRDCLC [20], RDCLI [24]
	mit	I	ZCS ZCZVS ZVS
		U	ZCS ZCZVS ZVS
			Abeyratne [25], PWM-SRDCLSC [26], Switched Capacitor RDCL [27, 28] Act. Snubbers LVD [29, 31, 32] Tomasin [33] ARDCLI [34] ACRDCLI [35, 36], He [37], Choi [38], AQRDCLI [39]

*Fortsetzung auf der nächsten Seite*

### 3 Wechselrichtertopologien

Fortsetzung von vorheriger Seite

Res.- Elem.	Hilfss.	ZK	Modus Haupts.	Beispiele
in der Brücke	ohne	I	ZCS	QR-ZCS [40]
			ZCZVS	<b>CS RCTPI</b>
			ZVS	
	mit	U	ZCS	<b>RCTPI</b>
			ZCZVS	QR-ZVS = RPI [41], ARDPI [42, 43]
			ZVS	
in der Last	ohne	I	ZCS	Res. Snubbers [44] = Act. Snubbers
			ZCZVS	AVD/ NVD [30] = <b>CS ARCPI</b> [46]
			ZVS	
	mit	U	ZCS	ZCTI [48, 49, 50, 51]
			ZCZVS	ZCS-ARCPI [54], Yao [55]
			ZVS	Res. Snubbers [44] = <b>ARCPI</b> [56], QW-ARCP [58], Toba [59], Yuan [60], Pan [61]; ZVTI [62]; ZVS-PWM-VSI- AVC [63]
in der Last	ohne	I	ZCS	Parallelschwingkr.-Wechselrichter [65]
			ZCZVS	Reihenschwingkr.-Wechselrichter [65]
			ZVS	
	mit	U	ZCS	Stein [66]
			ZCZVS	RSI [67, 68], AACC [69]
			ZVS	

## 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

Dieses Kapitel beschreibt die Entwicklung eines 1-MVA-ARCP-Stromrichters mit 3,3-kV-IGBT-Modulen. Einige Ergebnisse wurden bereits in [70] und [71] vorgestellt. Hier wird zuerst von der Auslegung des Stromrichters und nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen des ARCPIs von der Optimierung des Systems berichtet. Den Abschluss bildet die Präsentation und Diskussion der erzielten Messergebnisse.

Die Arbeiten wurden im Rahmen des Leitprojektes *DynaStore* durchgeführt, das vom BMWi unter Fkz. 0327305 I gefördert wurde [72, 73, 74]. Zweck des Projektes war die Entwicklung eines USV-Systems mit einem im Vakuum berührungsfrei mittels Hochtemperatur-Supraleitern (HTSL) gelagerten Kohlefaser-Schwungring, der bei Ausfällen des öffentlichen Versorgungsnetzes für einen Zeitraum von zwanzig Sekunden eine Leistung von zwei Megawatt zur Verfügung stellen kann. Abbildung 4.1 zeigt eine Skizze zu Speicher und Netzanbindung. Die Kältemaschine dient der Kühlung der HTSL-Lager [75, 76].

### 4.1 Auslegung eines Stromrichters für einen Schwungmassenspeicher

Die Dimensionierung des Frequenzumrichters richtet sich nach dem in den Speicherring integrierten elektromechanischen Energiewandler.

Die in einem rotierenden Hohlzylinder gespeicherte kinetische Energie berechnet sich zu

$$E_{\text{kin}} = \frac{1}{2} \Theta_{\text{pol}} \cdot \Omega^2 \quad (4.1)$$

mit dem polaren Trägheitsmoment

$$\Theta_{\text{pol}} = \frac{m}{2} \cdot (r_a^2 - r_i^2), \quad (4.2)$$

das von der Masse und der Geometrie des Körpers abhängt. Der spezifische Energieinhalt

$$w = \frac{\sigma}{2\rho} \quad (4.3)$$

eines dünnen Schwungrings ergibt sich aus der Zugfestigkeit  $\sigma$  und der Dichte  $\rho$  des Materials. Der spezifische kinetische Energiegehalt von Kohlefaser (CFK

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

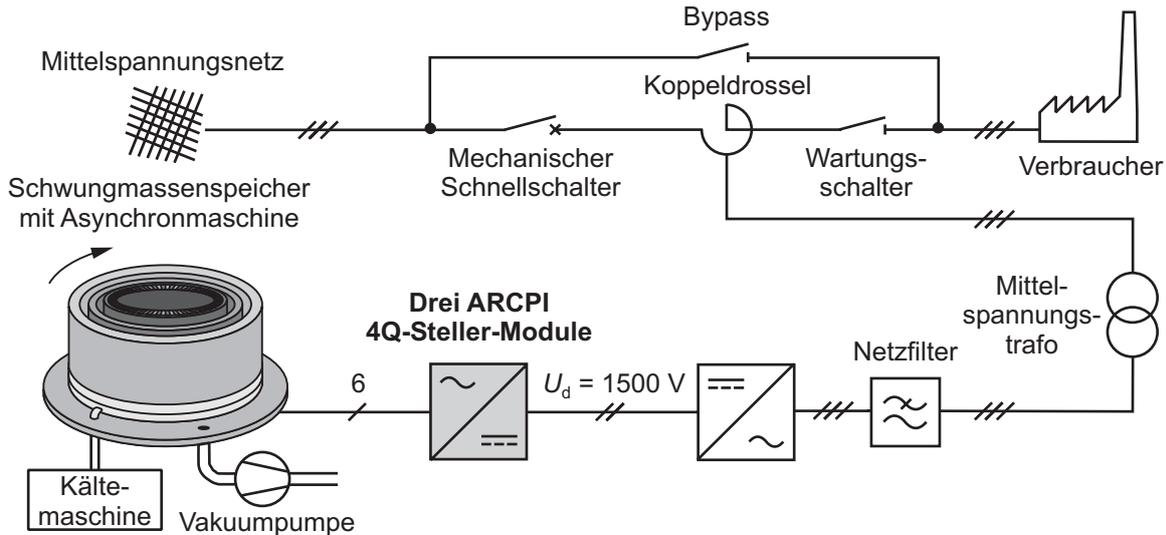


Abbildung 4.1: Netzanbindung des Schwungmassenspeichers.

T1000) ist mit 269 Wh/kg mehr als zehn mal größer als der von Stahl. Um diesen Vorteil auch auszunutzen, wird mit hohen Umfangsgeschwindigkeiten gearbeitet, die bei vertretbaren Durchmessern zu hohen Drehzahlen führen.

Da der elektromechanische Energiewandler als Außenläufermaschine in den Schwungring integriert wird, muss die Rotormasse möglichst gering sein, um die Fliehkräfte, die von innen auf den Faserwickel wirken, klein zu halten. Daraus entsteht die Forderung nach dünnen Rotorjochen und somit einer möglichst hohen Polzahl. Bei einer Maximaldrehzahl von  $12\,000\text{ min}^{-1}$  und einer sechspoligen Maschine ergibt sich eine Grundfrequenz von  $f_0 = 600\text{ Hz}$ . Um die Energieverluste des Speichers klein zu halten, muss die Maschine während der Standby-Zeiten entregt werden. Es eignet sich daher z. B. eine Asynchronmaschine mit Käfigläufer, die allerdings möglichst mit sinusförmigen Strömen betrieben werden sollte. Daher wird für den maschinenseitigen Umrichter eine Schaltfrequenz  $f_s \geq 8 \cdot f_0$ , also mindestens 4,8 kHz angestrebt.

Es kommt nur ein Spannungszwischenkreisumrichter in Frage, weil der Verbraucher in der Zeit zwischen einem Netzausfall und der Auferregung der Maschine aus dem Zwischenkreis versorgt werden muss. Diese Anforderung ist mit einer konventionellen Drossel nicht zu erfüllen. Die Zwischenkreisnennspannung des Frequenzumrichters wird auf  $U_{d,n} = 1500\text{ V}$  festgelegt, so dass bei Verwendung von 3,3-kV-IGBT-Modulen auch im Generatorbetrieb genügend Reserve zur maximalen Betriebsspannung der Schalter von  $U_{d,max} = 1800\text{ V}$  bleibt. Unter der Annahme einer dreisträngigen Maschine mit einem Leistungsfaktor von  $\cos \varphi = 0,8$  und einer getrennten Speisung der Stränge aus drei Vierquadran-

#### 4.1 Auslegung eines Stromrichters für einen Schwungmassenspeicher

tenstellern ergibt sich nach

$$P = 3 \cdot \frac{U_{d,n}}{\sqrt{2}} \cdot I_{L,n} \cdot \cos \varphi \quad (4.4)$$

ein Nennlaststrom von  $I_{L,n} \approx 800$  A für jeden Steller. Bei diesem Strom und der maximalen Zwischenkreisspannung errechnet sich die maximale Scheinleistung eines einzelnen 4Q-Stellers nach

$$S_{\max} = \frac{U_{d,\max}}{\sqrt{2}} \cdot I_{L,n} \quad (4.5)$$

zu 1 MVA.

Tabelle 4.1: Parameter der Simulationsrechnung zum hartschaltenden Vier-Quadranten-Steller

Einzelschalter IGBT-Module FZ1200R33KF2 auf Wasserkühlplatten KW51	
<i>Konstante Parameter:</i>	
Grundfrequenz	$f_0 = 600$ Hz
Schaltfrequenz	$f_s = 4,8$ kHz
Modulationsfaktor	$m = 1,0$
Leistungswinkel	$\cos \varphi = 0,8$
Zwischenkreisspannung	$U_d = 1500$ V
Wärmewiderst. Junction–Gehäuse (IGBT)	$R_{th,j-c,T} = 8,5$ K/kW
Wärmewiderst. Junction–Gehäuse (Diode)	$R_{th,j-c,D} = 17$ K/kW
Wärmewiderst. Gehäuse–Kühlkörper	$R_{th,c-hs} = 4$ K/kW
Wärmewiderst. Kühlkörper–Kühlwasser	$R_{th,hs-H_2O} = 6$ K/kW
Kühlmitteltemperatur	$\vartheta_{H_2O} = 40$ °C
Volumenstrom	$\dot{V} = 6,2$ ℓ/min
<i>1. Rechnung: ein Modul</i>	
Maximale Junctiontemperatur	$\vartheta_{j,\max} = 125$ °C
Maximaler Laststrom	$I_{L,\max} = 442$ A
<i>2. Rechnung: drei parallele Module</i>	
Laststrom	$I_L = 800$ A
Junctiontemperatur IGBT	$\vartheta_j \approx 90$ °C
Junctiontemperatur Diode	$\vartheta_j \approx 95$ °C
Verluste pro Modul	$P_{v,Mod} \approx 3,1$ kW
Gesamtverluste in allen zwölf Modulen	$P_{v,ges} \approx 37,2$ kW

Typische Schaltfrequenzen hartschaltender Wechselrichter dieser Spannungs-kategorie liegen zwischen 600 Hz und 1800 Hz. Bei einer Schaltfrequenz von 4,8 kHz ist also mit hohen Schaltverlusten zu rechnen, die die Stromtragfähigkeit entsprechend einschränken. Deshalb wurden 3,3-kV-IGBT-Module vom Typ eupec FZ1200R33KF2 (s. auch Abb. 4.13) mit einem Nennstrom von 1200 A ausgewählt und eine leistungsfähigen Wasserkühlung aus einer mäanderförmig durchbohrten Kupferplatte<sup>1</sup> je Modul angenommen. Eine Simulationsrechnung mit dem Simulationswerkzeug iposim<sup>2</sup> ergibt einen maximalen Laststrom von 442 A.

Unter Berücksichtigung eines bei Parallelschaltung empfohlenen Stromderatings von 18 % reichen zwei Module für den gewünschten Laststrom nicht aus, d. h. es müssen drei Module parallelgeschaltet werden. Eine zweite Rechnung ergibt die Verluste je Modul für diesen Fall. Tabelle 4.1 fasst die Parameter und Ergebnisse der beiden Rechnungen zusammen. Der zweiten Rechnung liegt die Junctiontemperatur zugrunde, die sich bei Nennlast und einer typischen Kühlmitteltemperatur von 40 °C einstellen würde.

Um die Schaltverlustleistung zu reduzieren, aber vor allem, um die aufwendige Parallelschaltung und die damit einhergehenden Symmetrieprobleme zu vermeiden, soll der maschinenseitige Stromrichter als Resonanzwechselrichter ausgeführt werden. Da bereits die größten verfügbaren IGBT-Module zum Einsatz kommen, ist nur ein Resonant Transition Inverter sinnvoll realisierbar. So braucht kein Schalter größer als die Schalter der Brücke dimensioniert zu werden. Die Wahl fällt auf die ARCP-Topologie, weil sie neben der PWM-Tauglichkeit auch den Vorteil einer geringen Ausgangsspannungsteilheit mit sich bringt, so dass sich die Anforderungen an die Maschinenisolation verringern.

## 4.2 Funktionsweise des ARCP-Wechselrichters

Bereits in Abschnitt 3.4.2 wurde die prinzipielle Funktionsweise erläutert, in [70] findet sich eine umfangreiche analytische Beschreibung der Kommutierungsabläufe. Daher folgen an dieser Stelle nur die wichtigsten Zusammenhänge noch einmal in konzentrierter Darstellung.

### 4.2.1 Kommutierungsmodi

Den Erläuterungen liegt das Schaltbild Abbildung 4.2 mit den darin festgelegten Zählpfeilrichtungen zugrunde. Es genügt, wie bereits erwähnt, eine Halbbrücke zu betrachten, da die Brückenarme durch den Zwischenkreis ausrei-

---

<sup>1</sup>eupec KW51, Cu 187 mm × 137 mm × 18 mm

<sup>2</sup>IGBT Power Simulation for eupec IGBT modules, V4.0d, eupec, Feb. 2004



#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

Nachdem dieser gesperrt wird, steigt die Spannung über  $C_{r1}$  linear an, bis sie die Höhe der Zwischenkreisspannung erreicht hat, woraufhin die Diode von  $S_2$  leitend wird und den Laststrom übernimmt. Die folgenden Gleichungen beschreiben den zeitlichen Verlauf der Kondensatorspannungen während der Kommutierung:

$$u_{C_{r1}}(t) = \frac{I_L}{2C_r} \cdot t, \quad u_{C_{r2}}(t) = U_d - u_{C_{r1}}(t). \quad (4.6)$$

Die Kommutierungsdauer richtet sich nach der momentanen Höhe des Laststroms. Sie wird zu kleinen Lastströmen hin immer länger:

$$T_{K,M1} = 2C_r \cdot \frac{U_d}{|I_L|}. \quad (4.7)$$

Unterhalb einer noch festzulegenden Schwelle  $I_{Schw}$  wird deshalb im Modus 2 gearbeitet.

#### Ausschalten im Modus 2

Die Vorgänge im Modus 2 sollen anhand der Kommutierung eines kleinen positiven Laststroms, wie in Abbildung 4.3 dargestellt, erläutert werden. Der Hilfszweig unterstützt im Modus 2 das Umladen der Resonanzkondensatoren durch einen zusätzlichen Strom, dabei vollzieht der Schwingkreis aus  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$  und  $L_{r1}$  eine Halbschwingung.

Damit trotz der im praktischen Aufbau vorhandenen Dämpfung ein vollständiges Umladen der Kondensatoren gewährleistet werden kann, wird dem Resonanzvorgang eine Boostphase vorangestellt, in der zusätzliche Energie in der Drossel gespeichert wird. Dazu wird zum Zeitpunkt  $t_0$  zunächst nur der Schalter  $S_{a1}$  geschlossen, woraufhin sich in der Resonanzdrossel ein Strom linear aufbaut, der sich im Schalter  $S_1$  dem Laststrom überlagert. Treibende Spannung ist  $U_{Cd1}$ . Es gilt

$$i_{L_{r1}}(t) = -\frac{U_d/2}{L_r} \cdot (t - t_0) \quad \text{für } t_0 < t < t_1 \quad (4.8)$$

und dementsprechend

$$E_{b,off} = \frac{1}{2} L_r \cdot i_{b,off}^2 = \frac{(U_d/2 \cdot t_{b,off})^2}{2L_r} \quad \text{mit } t_{b,off} = t_1 - t_0. \quad (4.9)$$

Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird der stromführende Hauptschalter als ZVS ausgeschaltet, es beginnt die Resonanzphase. Die zeitlichen Verläufe zwischen  $t_1$  und  $t_2$  beschreiben folgende Gleichungen:

$$i_{L_{r1}}(t) = I_L - \frac{U_d/2}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - (I_L + I_{b,off}) \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)), \quad (4.10)$$

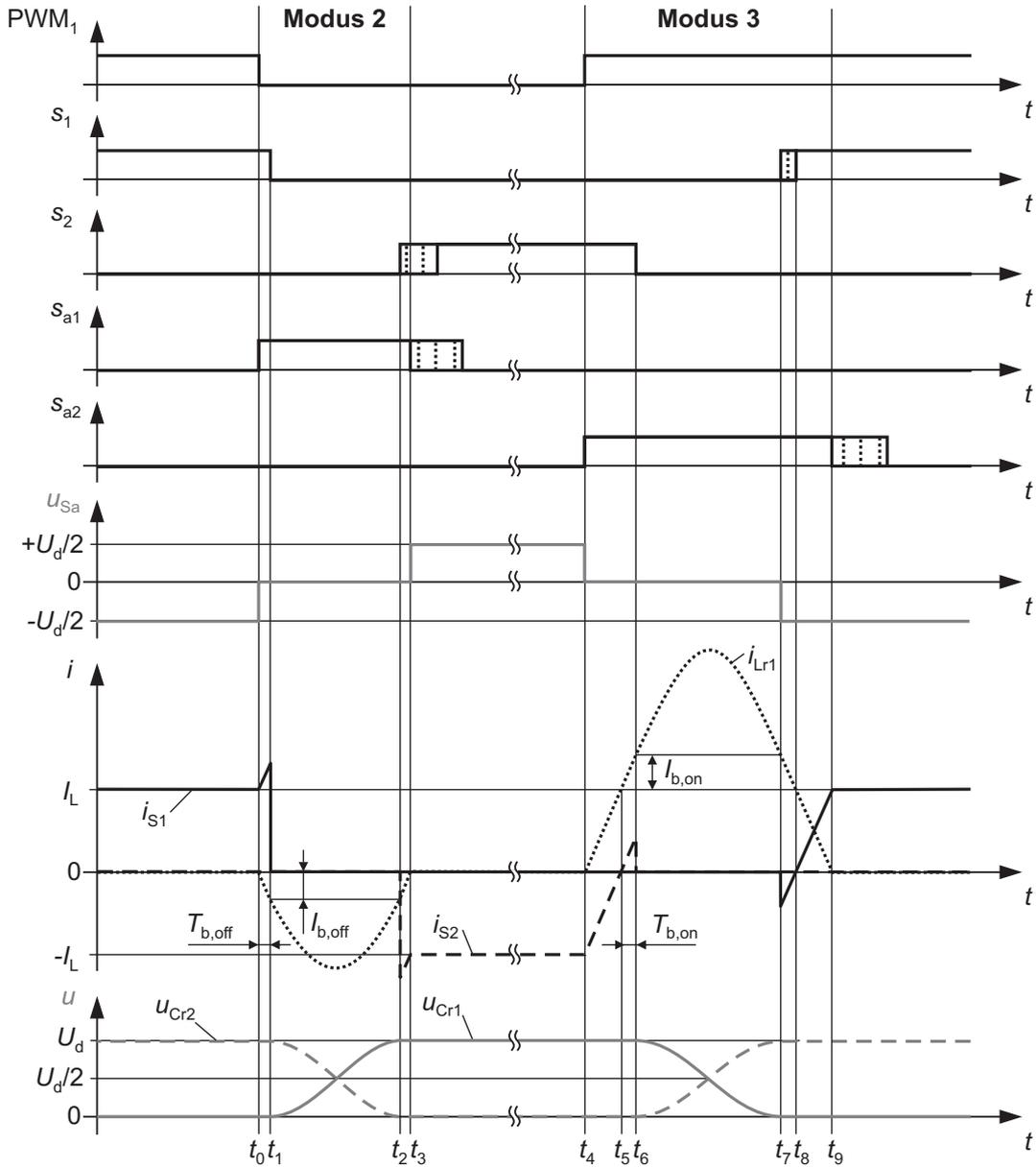


Abbildung 4.3: Ein Kommutierungszyklus bei kleinem positiven Laststrom

$$u_{Cr1}(t) = \frac{U_d}{2} - \frac{U_d}{2} \cos(\omega_r(t - t_1)) + Z_r(I_L + I_{b,off}) \sin(\omega_r(t - t_1)), \quad (4.11)$$

$$u_{Cr2}(t) = U_d - u_{Cr1}(t) \quad \text{mit} \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{2C_r}}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{2C_r \cdot L_r}}. \quad (4.12)$$

Die Resonanzphase endet, wenn bei  $t_2$  die Diode von  $S_2$  leitend wird. Überschüssige Boostenergie wird in den Zwischenkreis zurückgespeist, jedoch in  $C_{d2}$ . Die Diode von  $S_{a2}$  sperrt im Nulldurchgang, sofern  $S_{a2}$  rechtzeitig zuvor aus-

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

geschaltet wurde. Die gesamte Kommutierungsdauer  $t_3 - t_0$  beträgt

$$T_{K,M2} = 2 \cdot \frac{L_r \cdot I_{b,off}}{U_d/2} + 2 \cdot \sqrt{2C_r \cdot L_r} \cdot \arctan \left( \frac{U_d/2}{Z_r(|I_L| + I_{b,off})} \right). \quad (4.13)$$

#### Einschalten (Modus 3)

Ebenfalls in Abbildung 4.3 werden die Vorgänge im Modus 3 am Beispiel des Wiedereinschaltens von  $S_1$  dargestellt. Dazu muss zunächst die leitende Diode von  $S_2$  stromlos werden. Zum Zeitpunkt  $t_4$  wird der Hilfsschalter  $S_{a2}$  eingeschaltet. Getrieben von der Spannung auf  $U_{Cd2}$  übernimmt der Hilfszweig in der Zeit bis  $t_5$  den Laststrom. Spätestens jetzt muss für die nun folgende Boostphase der Hauptschalter  $S_2$  eingeschaltet werden, nach der Zeit  $T_{b,on}$  wird er wieder gesperrt. Für die Anstiegszeit zwischen  $t_4$  und  $t_5$  gilt:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{U_d/2}{L_r} \cdot (t - t_4) \quad \text{für} \quad t_4 < t < t_5. \quad (4.14)$$

Im folgenden Resonanzvorgang werden die Kondensatoren umgeladen. Die Gleichungen für die zeitlichen Verläufe zwischen  $t_6$  und  $t_7$  lauten:

$$i_{Lr1}(t) = I_L + \frac{U_d/2}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_6)) + I_{b,on} \cdot \cos(\omega_r(t - t_6)), \quad (4.15)$$

$$u_{Cr1}(t) = \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cos(\omega_r(t - t_6)) - Z_r \cdot I_{b,on} \cdot \sin(\omega_r(t - t_6)), \quad (4.16)$$

$$u_{Cr2}(t) = U_d - u_{Cr1}(t). \quad (4.17)$$

Wenn die Spannung über  $S_1$  zu Null geworden ist, wird überschüssige Boostenergie über die Diode von  $S_1$  in den Zwischenkreis zurückgespeist. In der Zeit von  $t_8$  bis  $t_9$  übernimmt  $S_1$  den Laststrom aus dem Hilfszweig. Der Resonanzdrosselstrom  $i_{Lr1}$  nimmt linear wieder ab. Hat er Null erreicht, sperrt die Diode von  $S_{a2}$ , sofern  $S_{a2}$  rechtzeitig ausgeschaltet wurde. Die gesamte Kommutierungsdauer  $t_9 - t_4$  im Modus 3 beträgt

$$T_{K,M3} = 2 \cdot \frac{L_r \cdot (|I_L| + I_{b,on})}{U_d/2} + 2 \cdot \sqrt{2C_r \cdot L_r} \cdot \arctan \left( \frac{U_d/2}{Z_r \cdot I_{b,on}} \right). \quad (4.18)$$

#### 4.2.2 Auslegung des Resonanzkreises

Die Wahl der Resonanzelemente beeinflusst

1. die Spannungssteilheit an den Ausgangsklemmen
2. die Dauer der Kommutierung und damit den Aussteuergrad
3. die Verluste bei der Kommutierung.

Die erste Vorgabe zur Dimensionierung der Resonanzelemente ist die maximal zulässige Spannungssteilheit. Im Modus 1 tritt sie bei maximalem Laststrom auf. Für konventionell isolierte Maschinen sollten  $500 \text{ V}/\mu\text{s}$  nicht überschritten werden. Unter Zuhilfenahme der Ableitung von Gleichung (4.6) ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$C_r \geq \frac{1}{2} \hat{I}_{L,\max} \cdot \left( \frac{du}{dt} \right)_{\max}^{-1}. \quad (4.19)$$

Ein größeres  $C_r$  verbessert die Entlastung der Hauptschalter.

Die zweite Vorgabe ist die maximale Kommutierungszeit  $T_{K,\max}$ . Mit Gleichung (4.7) folgt daraus die Schwelle, ab der die kapazitive Kommutierung nicht mehr schnell genug abläuft und im Modus 2 mit Hilfszweig gearbeitet werden muss:

$$I_{\text{Schw}} = 2C_r \cdot \frac{U_d}{T_{K,\max}}. \quad (4.20)$$

Die maximale Kommutierungszeit sollte möglichst lang gewählt werden, so dass viele Kommutierungen im Modus 1 stattfinden können, weil dort die Verluste besonders gering sind. Günstig ist ein Schwellenstrom  $I_{\text{Schw}} < \frac{1}{2} \hat{I}_L$ . Die Resonanzinduktivität muss so dimensioniert werden, dass die maximale Kommutierungsdauer auch im Modus 3 bei  $\pm \hat{I}_{L,\max}$  nicht überschritten wird. Unter Vernachlässigung der Boostzeit gibt die folgende Formel aus [70] die maximale Induktivität an:

$$L_r < \frac{\pi^2 C_r U_d^2 + 4U_d \hat{I}_{L,\max} T_{K,\max}}{16 \hat{I}_{L,\max}^2} - \frac{\sqrt{\pi^4 C_r^2 U_d^4 + 8\pi^2 C_r U_d^3 \hat{I}_{L,\max} T_{K,\max}}}{16 \hat{I}_{L,\max}^2}.$$

Der maximale Strom im Resonanzpfad kann folgendermaßen abgeschätzt werden:

$$\hat{I}_{Lr,\max} \approx \hat{I}_{L,\max} + \frac{U_d/2}{Z_r}. \quad (4.21)$$

Er ist dimensionierend für die Hilfsschalter und für die Resonanzdrosseln, falls sättigbare Kerne verwendet werden.

### 4.2.3 Symmetrie des Mittelpunktes

Ein Problem beim ARCP-Stromrichter ist die Möglichkeit der unsymmetrischen Aufteilung der Zwischenkreisspannung auf die Kondensatoren des kapazitiven Teilers. Dadurch, dass bei jeder resonanten Kommutierung ein Strompuls im Hilfszweig fließt, dessen Höhe von der Amplitude des Laststroms abhängt, wird dieser ungleichmäßig belastet. Abbildung 4.11a zeigt den Strom  $i_{Lr1}$  in der

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

Resonanzdrossel über einer Laststromperiode. Das Pulsmuster wiederholt sich mit der Grundwelle des Laststroms. Die Strom-Zeit-Fläche entspricht der dem kapazitiven Teiler entnommenen Ladung:

$$\Delta Q_1(t) = \int_0^t i_{Lr1}(t)dt, \quad \Delta Q_1(t) = 0 \quad \text{für} \quad t = \frac{n}{f_0}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.22)$$

Ladungsausgleich herrscht im Spezialfall  $I_L = 0$  bereits nach  $t = 1/f_s$ , in allen anderen Fällen aber erst nach einer Grundwellenperiode. Bei einem Drehstromwechselrichter, dessen Hilfszweige an einen gemeinsamen Teiler angeschlossen sind, erfolgt auch ein Ausgleich zwischen den Phasen. Ladungsausgleich herrscht dort immer nach  $t = n/(3 \cdot f_0)$ .

Gerade bei Antriebswechselrichtern, die auch bei niedrigen Grundfrequenzen betrieben werden, resultiert daraus die Notwendigkeit zur Überdimensionierung des Zwischenkreises. Eine Gleichstromeinprägung in die Last, wie sie bisweilen bei Asynchronmaschinen zur Aufmagnetisierung vor dem Anlauf vorgenommen wird, ist nur zu bestimmten Winkeln einer Grundwellenperiode überhaupt möglich. In [83] wird ein Verfahren zur Ausregelung von Schiefagen des kapazitiven Teilers ohne zusätzliche Leistungsbaulemente beschrieben. Abhängig von der Stellgröße des Reglers werden in geeigneter Weise die Boostzeiten verlängert und so Ladung von einem zum anderen Kondensator transferiert. Die Verlängerung der Boostzeiten erhöht allerdings die Verluste im Hilfszweig.

Im Vierquadrantensteller sieht die Situation günstiger aus, weil beide Halbbrücken den gleichen Strom mit umgekehrtem Vorzeichen schalten. Dadurch erfolgt ein nahezu vollständiger Ladungsausgleich bereits mit der Schaltfrequenz, also nach jedem  $T = n/f_s$ . Voraussetzung dafür ist ein kleiner Laststromrippelein, also ein geringer Unterschied zwischen den zu schaltenden Strömen. Ein ohmscher Spannungsteiler parallel zum kapazitiven Teiler kann zur Korrektur des verbleibenden Fehlers beitragen.

#### 4.2.4 Steuerung der Halbbrücken

In Abbildung 4.4 werden die Ergebnisse des letzten Abschnitts in einem Diagramm zusammengefasst. Es zeigt die Dauer der Phasen einer Kommutierung in Abhängigkeit vom Laststrom für eine typische Schwingkreis-Dimensionierung. Werden die Boostzeiten gerade ausreichend gewählt, so entfällt die Phase der Boostenergieerückspeisung ( $t_2..t_3$  bzw.  $t_7..t_8$ ) und die damit verbundenen Verluste sowie die erhöhten Verluste bedingt durch den höheren Umschwingstrom während des Resonanzvorgangs.

Der Steuerung des ARCP-Umrichters widmen sich viele Veröffentlichungen. Frühe Ausführungen verwenden Nullspannungserkennungen auf den Treiberstufen der Hauptschalter und Stromsensoren in den Hilfszweigen. Der ursprüng-

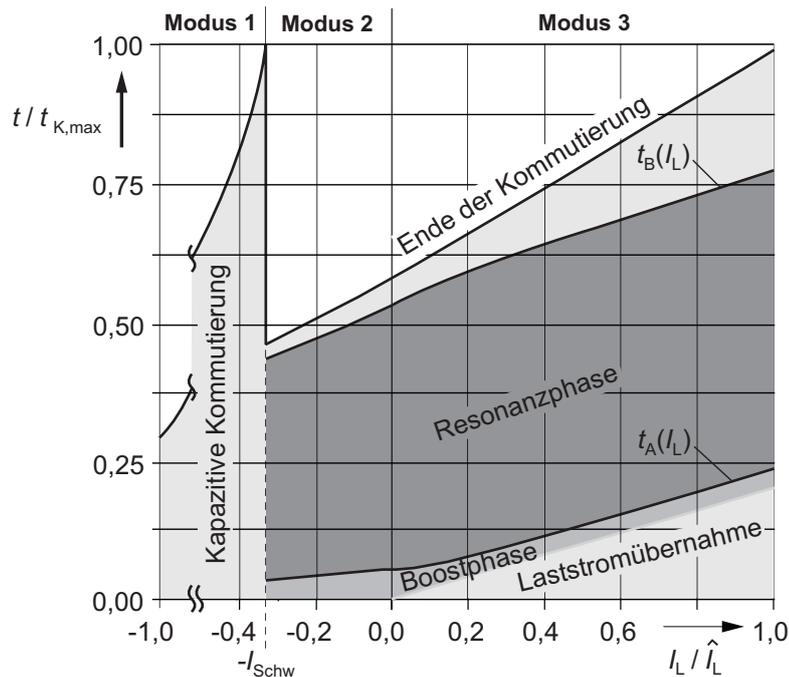


Abbildung 4.4: Schaltzeitpunkte bei der Kommutierung von S<sub>2</sub> auf S<sub>1</sub>; Ansteuerzeitpunkte  $t_A(I_L)$  und  $t_B(I_L)$

lich notwendige hohe Aufwand für die Steuerung, insbesondere für die Sensorik, konnte im Laufe der Zeit minimiert werden.

Die sehr einfache Steuerung aus [77] arbeitet beispielsweise nur mit einem Stromwandler sowie nachgeschalteten Komparatoren und Flip-Flops zur Ermittlung des Zeitpunktes, in dem der Strom in der Resonanzdrossel die Höhe des Laststromes erreicht hat bzw. wieder zu Null geworden ist. Ein Nachbau zeigte, dass ein Vorhalt notwendig wäre, um die nachfolgende Signallaufzeit, bedingt durch die Treiberstufe und den Schalter selbst zu kompensieren und zu starkes Boosten und die damit verbundenen Verluste zu vermeiden.

In [78] wird das Verhalten der Resonanzdrossel mit Hilfe eines Integrators nachgebildet, um den Sensor einzusparen. Die Steuerung der Boostphase wird digital implementiert. Die Autoren von [79] gehen einen Schritt weiter und verwirklichen auch die Steuerung der übrigen Zeiten digital mit Hilfe eines FPGAs und eines EPROMs, in dem die vorab berechneten Zeiten abgelegt werden. Beide verwenden aber noch Nullspannungsdetektoren auf den Treiberstufen. Erst in [80] wird auch darauf verzichtet und eine volldigitale Steuerung realisiert, die alle Zeiten aus den Messungen der Phasenströme, der Zwischenkreisspannung und der Spannung am Teiler ableitet.

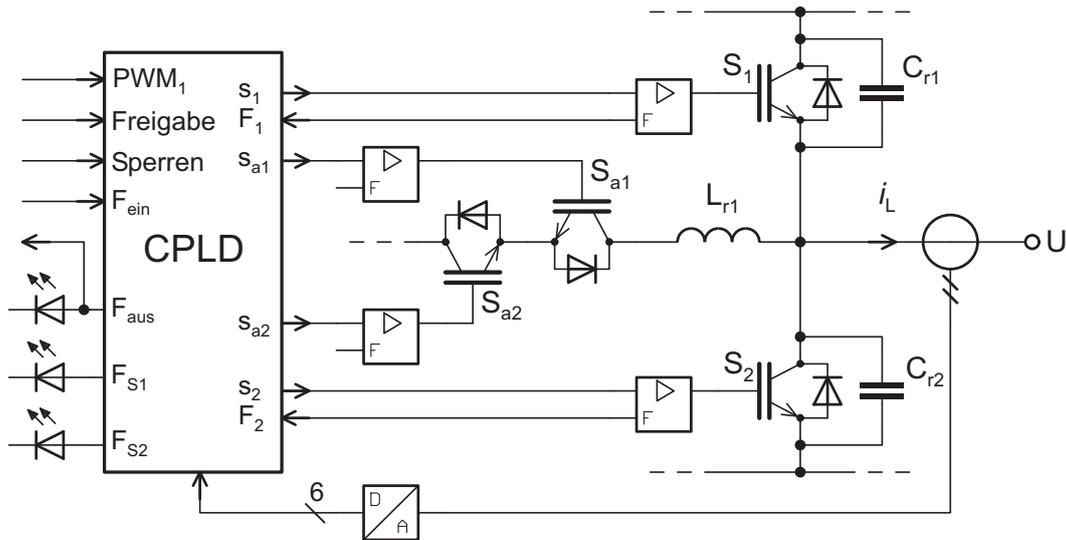


Abbildung 4.5: Blockschaltbild der Steuerung einer Halbbrücke

### 4.3 Der ausgeführte 1-MVA-ARCPI

In diesem Abschnitt werden die Auslegung und der Aufbau des 1-MVA-Vierquadrantenstellers beschrieben. Nach der Vorstellung des anfänglichen Aufbaus und erster Ergebnisse folgt die Erläuterung der Maßnahmen, die zur Optimierung des Leistungsteils vorgenommen wurden.

#### 4.3.1 Steuerung

In Abbildung 4.5 ist das Funktionsprinzip der Steuerung skizziert. Je Halbbrücke wird ein CPLD (Complex Programmable Logic Device) mit 64 Makrozellen verwendet. Abhängig vom PWM-Signal der Regelung und den Ergebnissen der A/D-Wandlung des momentanen Laststroms erzeugt das CPLD die Ansteuersignale für die vier Schalter einer Halbbrücke, nimmt die Fehlermeldungen von Treiberstufen entgegen, leitet sie weiter und sperrt im Bedarfsfall alle Schalter. Auf eine Zwischenkreisspannungsmessung kann verzichtet werden [57], weil eine ausreichende Spannungs Konstanz durch den Betrieb am öffentlichen Versorgungsnetz gewährleistet ist.

Im CPLD arbeitet ein Zustandsautomat (Mealy-Machine). Das Flussdiagramm zeigt Abbildung 4.6. Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung oder nach einem Fehler ist der aktuelle Zustand *START*. Infolge einer Freigabe durch den Bediener wird immer zuerst der Unterschalter eingeschaltet. Ein hochohmiger Entladewiderstand parallel zu  $C_{r2}$  sorgt dafür, dass der Kurzschlussstrom in  $S_2$  beim ersten Einschalten nicht zu groß wird.

Infolge einer steigenden Flanke wird mittels des A/D-Wandlers der aktuelle

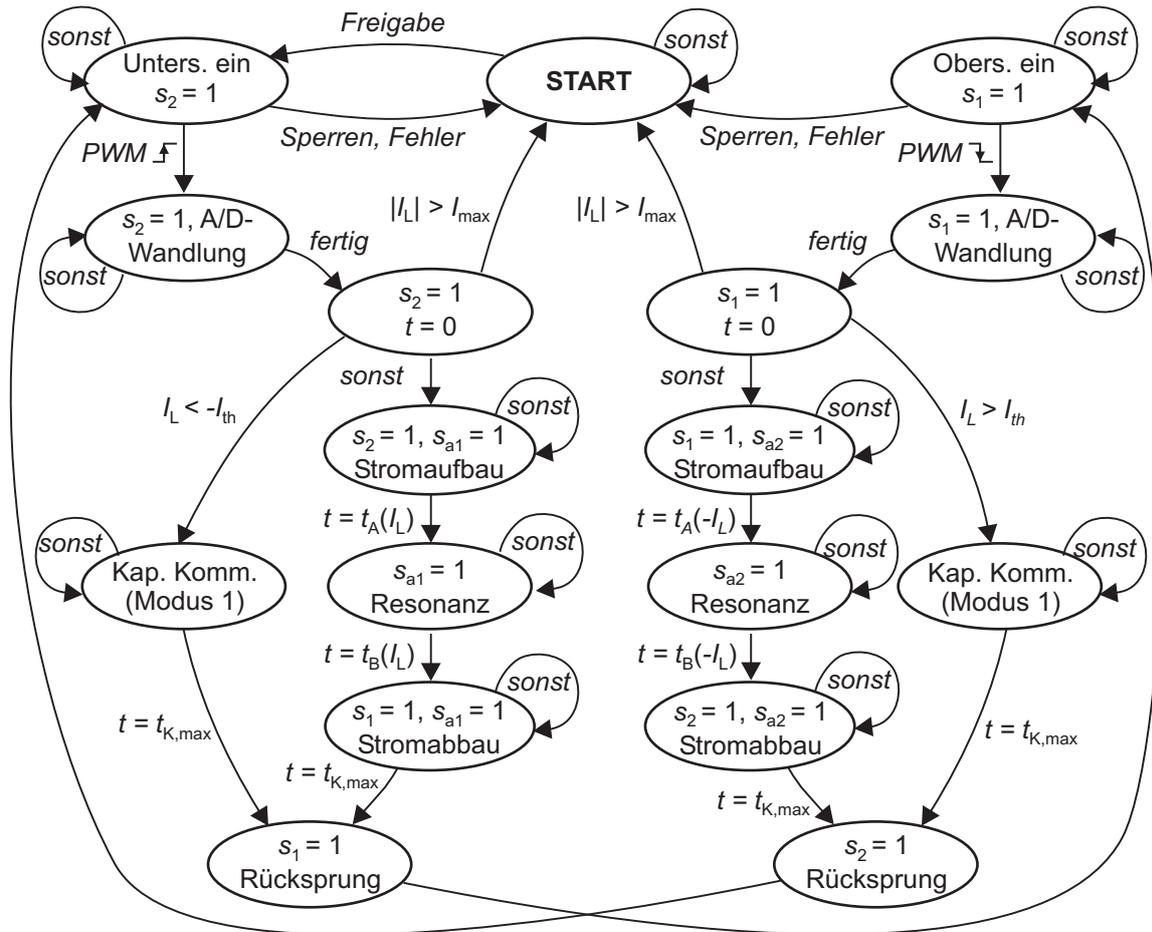


Abbildung 4.6: Zustandsautomat zur Steuerung einer Halbbrücke

Laststrom ermittelt und danach der interne Zähler, der als Zeitmesser fungiert, zu Null gesetzt ( $t = 0$ ). Von da an laufen die Vorgänge rein zeitgesteuert ab. Ist der Laststrom kleiner als die negative Schwelle  $-I_{\text{Schw}}$ , wird  $S_2$  solange gesperrt, bis die kapazitive Kommutierung im Modus 1 sicher abgeschlossen ist. Da nach der Kommutierung die Diode von  $S_1$  leitet und der Strom nach Voraussetzung groß ist, reicht es aus, in diesen Fällen immer nach Ablauf der maximalen Kommutierungszeit  $T_{K,\text{max}}$  den Oberschalter zu schließen und in den Zustand *Obers. ein* zurückzuspringen. Ist der Laststrom größer als die negative Schwelle, wird, wie zuvor beschrieben, mit Unterstützung des Hilfszweigs resonant kommutiert. Die Sprünge nach *Resonanz* und *Stromabbau* erfolgen abhängig von den Funktionen  $t_A(I_L)$  und  $t_B(I_L)$ , die in Abbildung 4.4 dargestellt sind. Sie sind abschnittsweise in den Sprungbedingungen des Zustandsautomaten enthalten. Überschreitet der Betrag des Laststroms den Wert  $I_{\text{max}}$ , wird nach einer A/D-Wandlung wieder in den Zustand *START* zurückgesprungen

und der Ausgang  $F_{\text{aus}}$  auf High gesetzt.

Unabhängig vom momentan gültigen Zustand wird jede Fehlermeldung  $F_{S1}$ ,  $F_{S2}$  einer Hauptschalter-Treiberstufe in einem eigenen Latch gespeichert und über eine LED visualisiert (s. Abb. 4.5). Der Ausgang  $F_{\text{aus}}$  wird dann ebenfalls gesetzt und meldet den Fehler an die Steuerung der zweiten Halbbrücke, was zum Abschalten sämtlicher Schalter des Stromrichters führt. Die Fehlerspeicher werden erst durch das Signal *Sperrern* wieder gelöscht. Danach können die Ansteuersignale erneut freigegeben werden.

### 4.3.2 Leistungsteil

Der Leistungsteil wird als Labormuster ausgeführt. Daher steht bei der Konstruktion vor allem der Aspekt der guten Zugänglichkeit der Bauteile für die Durchführung von Messungen im Vordergrund. Außerdem wird auf Kompaktheit Wert gelegt, weil nur so die Streuinduktivitäten der Verschaltung klein gehalten werden können.

#### Treiberstufen

Da die oben beschriebene ARCP-Steuerung keine zusätzlichen Sensoren erfordert, werden für die ersten Versuche Treiberstufen<sup>3</sup> der Fa. CT-Concept eingesetzt [81], die serienmäßig für die zunächst als Haupt- und Hilfsschalter verwendeten IGBT-Module vom Typ FZ1200R33KF2 hergestellt werden. Abbildung 4.7 zeigt das Blockschaltbild eines Treibers. Die Spannungsversorgung erfolgt potentialgetrennt über einen DC/DC-Wandler, die Ansteuer- und Fehlersignale werden über Lichtwellenleiter (FOL) übertragen.

Die Treiberstufe verfügt neben einer Kurzschlussüberwachung ( $V_{CE}$  Monitoring) auch über eine Einrichtung zur Begrenzung der Kollektor-Emitter-Spannung. Steigt  $U_{CE}$  beim Abschalten eines hohen Stromes, bedingt durch die Streuinduktivität des Aufbaus, über die Durchbruchspannung der Diode  $D_Z$  an, so wird ein als *Active Clamping* [82] bezeichneter Vorgang angestoßen. Die Gatespannung wird trotz eines noch anliegenden Ausschaltbefehls wieder angehoben und der IGBT so lange im Linearbereich betrieben, bis  $U_{CE}$  wieder unter die eingestellte Schwelle gefallen ist und der Schalter sicher abgeschaltet werden kann.  $D_Z$  besteht aus einer Reihenschaltung von sechs 400-V-Suppressordioden. Daraus ergibt sich eine Clampspannung von etwas mehr als 2400 V. Um die Suppressordioden nicht zu überlasten, wirkt das Active Clamping nicht ausschließlich direkt auf das Gate, wie es bei kleineren IGBT-Treibern üblich ist, sondern auch auf die Gegentakt-Endstufe (Driver) aus Bipolartransistoren.

Das Active Clamping arbeitet auch unabhängig von der Kurzschlusserkennung, z. B. wenn ein leitender Hilfsschalter gesperrt wird, weil die Versorgungs-

---

<sup>3</sup>CT-CONCEPT SCALE High Voltage IGBT Driver 1SD418FI-FZ1200R33KF2

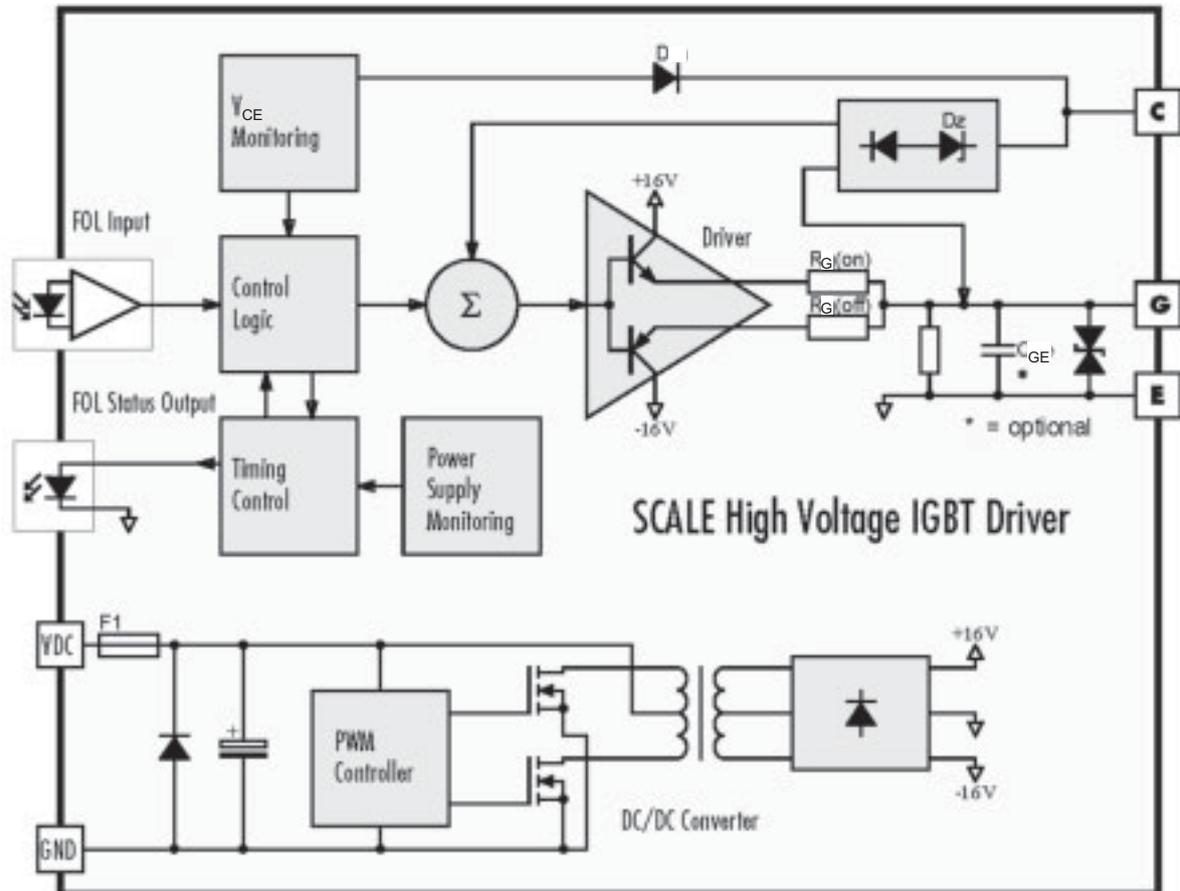


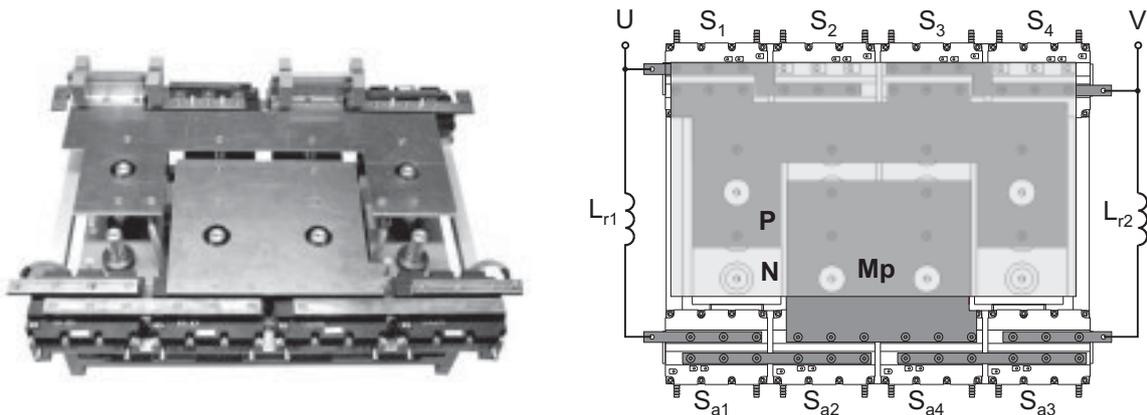
Abbildung 4.7: Blockschaltbild SCALE HVI-Treiber, Quelle: [82]

spannung seiner Treiberstufe zusammenbricht oder weil aufgrund einer Fehlermeldung alle Schalter gesperrt werden. So kann die Notabschaltung wie bei einem hartschaltenden Stromrichter asynchron zum Schaltmuster erfolgen, wodurch sich das Schutzkonzept stark vereinfacht.

### Mechanischer Aufbau

Abbildung 4.8a zeigt ein Foto des 4Q-Stellers während des Zusammenbaus. Jedes IGBT-Modul ist auf einer eigenen Wasserkühlplatte montiert. Der Aufbau ist weitgehend symmetrisch: Die erste Halbbrücke befindet sich links, die zweite rechts. Der Zwischenkreis wird über Aluminium-Flachleiter in zwei Lagen an die Hauptschalter angeschlossen. Die obere Platte N stellt die negative Zwischenkreisschiene dar und ist hier noch nicht montiert, in der Zeichnung Abbildung 4.8b ist sie transparent dargestellt. Die Verbindungsschienen zwischen den Hauptschaltern oben in der Zeichnung dienen auch dem Anschluss der Last und der Resonanzdrosseln. Sie wurden aufgrund des geringen Querschnitts, der

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis



a: Flachleiter ohne obere Platte N      b: Obere Platte N ist transparent.

Abbildung 4.8: Mechanischer Aufbau des Leistungsteils,  
Maße:  $l \times b \times h = 800 \text{ mm} \times 640 \text{ mm} \times 420 \text{ mm}$

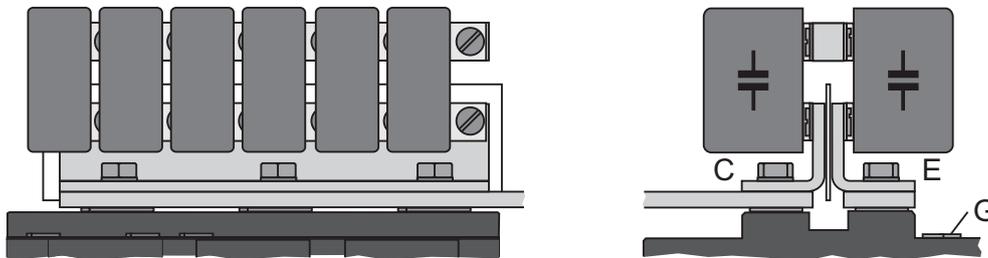


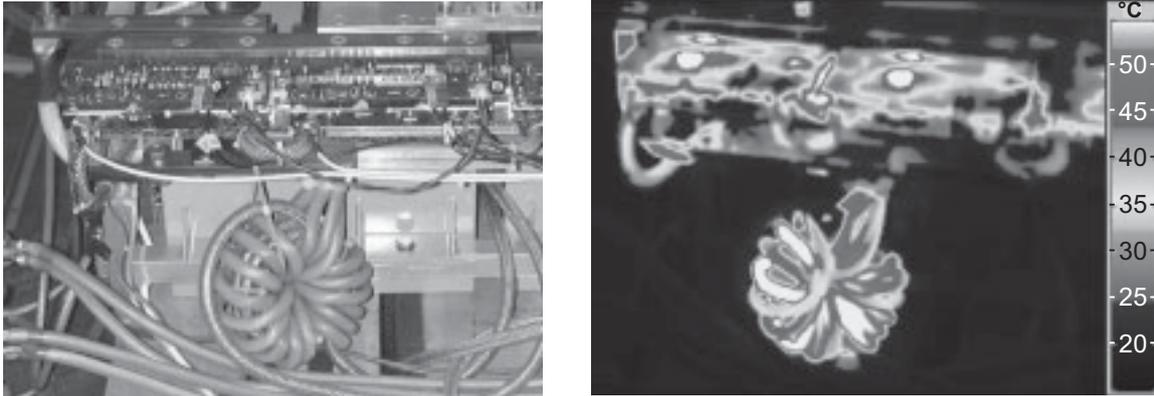
Abbildung 4.9: Kondensatorbank auf  $S_4$

wegen der beengten Platzverhältnisse gewählt werden musste, aus Kupfer gefertigt. Im Vordergrund sind die Hilfsschalter zu erkennen, von denen je zwei emitterseitig mit Kupferschienen in Reihe geschaltet sind. Der Anschluss an den Mittelpunkt  $M_p$  des kapazitiven Teilers geschieht wiederum mit einer Aluminiumplatte. Den Zwischenkreis bilden acht  $700\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensatoren<sup>4</sup>, von denen je zwei in einem Gehäuse untergebracht sind. Nur die vier inneren Kondensatoren sind zu einem kapazitiven Teiler geschaltet, die äußeren vier werden mit der vollen Zwischenkreisspannung belastet.

#### Resonanzelemente

Als Resonanzkondensatoren kommen nur verlustarme, impulsfeste Typen mit einem induktivitätsarmen inneren Aufbau in Frage. IGBT-Snubberkondensatoren, wie sie als Filter für Halbbrückenmodule hergestellt werden, sind besonders gut geeignet. Sie können mit Schrauben montiert werden. Die Anbindung der

<sup>4</sup>AVX TRAFIM,  $700 \mu\text{F}/2000 \text{ V DC}$



a: Referenzaufnahme

b: Infrarotfotografie

Abbildung 4.10: Resonanzdrossel  $L_{r1}$ , montiert unterhalb von  $S_{a1}$  und  $S_{a2}$ 

Kondensatoren muss ebenfalls induktivitätsarm erfolgen. Dies gelingt mit einer speziellen Konstruktion aus Aluminium-L-Profilen und einer Verbindungsschiene (s. Abb. 4.9). Hin- und Rückstrompfad verlaufen dadurch weitgehend parallel. So entstehen Kondensatorbänke, die zusammen mit den Flachleitern direkt auf die Hauptschaltermodule  $S_1$ – $S_4$  geschraubt werden können.

Um Ausgangsspannungsteilheiten von über  $500 \text{ V}/\mu\text{s}$  zu vermeiden, wird nach Gleichung (4.19)  $C_r > 1,13 \mu\text{F}$  gewählt. Wegen der hohen Frequenz unterliegen die Folienkondensatoren einem Derating. Der eingesetzte Kondensatortyp<sup>5</sup> erträgt laut Datenblatt [84] bei 5 kHz statt einer sinusförmigen Wechselspannung von 700 V nur noch 320 V, das entspricht einem Spitze-Spitze-Wert von  $U_{SS}=905 \text{ V}$ . Im vorliegenden Fall ( $U_{SS}=1500 \text{ V}$ ) müssen also zwei Stück in Reihe geschaltet werden. Zur Berechnung der Verlustwärme wird folgende Formel herangezogen:

$$P_v = U_{\text{eff}}^2 \cdot 2\pi f C \cdot \tan \delta. \quad (4.23)$$

Mit einem aufgrund der Reihenschaltung halbierten Spannungseffektivwert von 375 V und einem für das Dielektrikum Polypropylen typischen Verlustfaktor von  $4 \cdot 10^{-4}$  bei 5 kHz lässt sich eine Verlustleistung von 0,83 W pro Kondensator errechnen. Die Eigenerwärmung ergibt sich aus der Verlustleistung und dem gehäusespezifischen Wärmeleitwert von 0,092 W/K zu  $\Delta\vartheta = P_v/G_{\text{th}} = 9 \text{ K}$ . Um auf die benötigte Kapazität zu kommen, ist eine Parallelschaltung mehrerer Kondensatoren notwendig.

Die ursprünglichen Resonanzdrosseln bestanden aus drei parallelen Leitern, die in sechs Windungen um einen Ringkern aus Kunststoffschlauch gewickelt wurden (Abb. 4.10a). Jeder der drei Leiter aus feinsten Litze hat einen Querschnitt von  $35 \text{ mm}^2$ . Ziel ist es, durch die Toroidform das Streufeld nach außen

<sup>5</sup>WIMA Snubber Cap FPK,  $0,47 \mu\text{F}/2000 \text{ V-}/700 \text{ V}\sim$

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

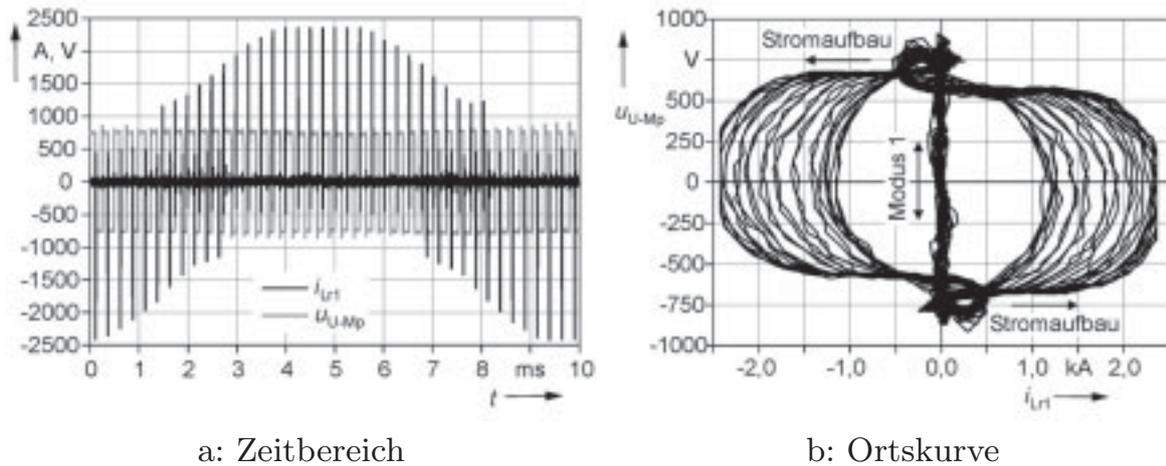


Abbildung 4.11: Schwingkreisverhalten unter Nennbedingungen

gering zu halten, damit in benachbarte Konstruktionsteile keine Wirbelströme induziert werden, was neben möglicher schädlicher Erwärmung eine Dämpfung des Schwingkreises bedeuten würde. Die Summe aus der Induktivität der Drossel und der Streuinduktivitäten im Strompfad beträgt etwa  $1,5 \mu\text{H}$ . In Tabelle 4.2 werden alle Parameter der passiven Bauelemente zusammengefasst.

#### 4.3.3 Erste Ergebnisse

In ersten Messungen konnte die Funktion der Steuerung und des Resonanzkreises verifiziert werden. Das Oszillogramm in Abbildung 4.11a wurde weitgehend unter Nennbedingungen, also bei  $U_d = 1500\text{V}$  und  $I_L = 800\text{A}$ , aufgenommen. Die Grundfrequenz beträgt jedoch  $100\text{Hz}$ , die Schaltfrequenz  $4\text{kHz}$ . Es zeigt die Spannung des Lastanschlusses  $U$  bezogen auf den Mittelpunkt  $Mp$ , also die Spannung über dem Hilfszweig der ersten Halbbrücke sowie den Strom  $i_{Lr1}$  in diesem Hilfszweig über einer Periode der Grundschwingung.

Tabelle 4.2: Übersicht passive Bauelemente

Gesamtwischenkreiskapazität	$C_{d,ges} =$	$3500 \mu\text{F}$
Teilerkapazität darin	$C_{d1} = C_{d2} =$	$1400 \mu\text{F}$
Resonanzkapazität	$C_r =$	$1,41 \mu\text{F}$
Resonanzinduktivität	$L_r \approx$	$1,5 \mu\text{H}$
Resonanzfrequenz	$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} =$	$77,4 \text{kHz}$
Schwingkreisimpedanz	$Z_r =$	$0,73 \Omega$

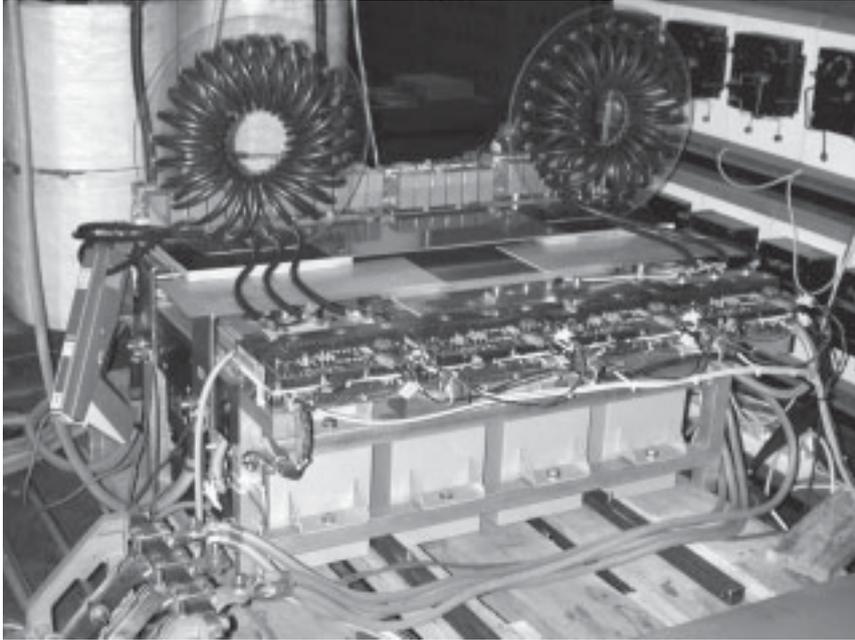


Abbildung 4.12: 1-MVA-ARCPI im Prüffeld mit den neuen Toroiddrosseln

Trägt man die Spannungswerte nicht über der Zeit, sondern über dem Resonanzstrom auf, so erhält man die Ortskurve des Schwingkreises aus Abbildung 4.11b. Die Kommutierungen im Modus 1 verlaufen senkrecht, da kein Strom im Hilfszweig fließt. Die Kommutierungen im Modus 2 bilden in der zwiebelartigen Struktur darum herum die inneren, die im Modus 3 die äußeren Schalen. Die Kurven werden nach einer mehr oder weniger langen waagerechten Stromaufbauphase links herum durchlaufen und enden aufgrund des Rückwärtserholvorgangs mit einer Schleife. Die seitlichen Abplattungen sind dadurch bedingt, dass der Messbereich des Oszilloskopes überschritten wurde.

#### 4.3.4 Optimierung des Leistungsteils

Im Anschluss an die ersten Tests folgt eine Optimierungsphase, in der die Eigenschaften des Leistungsteils an die eingangs erwähnten Anforderungen angepasst werden.

##### Verbesserte Resonanzdrosseln

Als Nachteil der ursprünglichen Resonanzdrosseln hat sich der geringe Innendurchmesser erwiesen. Dadurch konnte die Wicklung nicht gleichmäßig aufgebracht werden. Im Gegensatz zu Spulen mit hochpermeablen Kernen verläuft in einer ungleichmäßig gewickelten Luftspule das Feld nicht hauptsächlich im Inneren, so dass Wirbelströme in den Leitern selbst zu Erwärmungen und zusätz-

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

lichen Verlusten führen. Die Thermografieaufnahme in Abbildung 4.10b zeigt deutlich die unterschiedliche Erwärmung der einzelnen Leiter. Die hellsten Stellen kennzeichnen die höchste Temperatur. Zudem ist die Kühlung, insbesondere der inneren Leiter, unzureichend, so dass der Kunststoffkern bis zu seinem Schmelzpunkt erhitzt wird.

Dieses Problem kann durch eine neue Drosselkonstruktion behoben werden, die in Abbildung 4.12 zu erkennen ist. Weiterhin kommen drei parallele Leiter aus feinsten Litze zum Einsatz. Sie werden jedoch zur Einhaltung einer exakten Geometrie durch vorgebohrte Löcher einer Plexiglasscheibe gefädelt (s. Abb. 4.12). Die Drosselauslegung verläuft in drei Schritten:

1. Es wird die Induktivität der Masche ausgemessen, in welcher der Drosselstrom während der Stromanstiegsphase fließt. Dazu werden die Anschlusspunkte einer Resonanzdrossel, z. B.  $L_{r1}$ , durch ein Kabel kurzgeschlossen, dessen Induktivität jener der Zuleitungen der zu entwerfenden Drossel entspricht. Ein Haupt- und der passende Hilfsschalter, hier also  $S_2$  und  $S_{a2}$ , werden bei geladenem Zwischenkreis kurzzeitig eingeschaltet. Aus Zeit und Stromanstieg wird die Streuinduktivität

$$L_\sigma = \frac{U_d}{2} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (4.24)$$

ermittelt. Sie muss vom angestrebten  $L_r$  abgezogen werden, um die Induktivität  $L_{Dr}$  der Luftdrossel zu erhalten.

2. Es wird der Effektivwert des Drosselstroms im Nennbetrieb  $I_{Lr,n,eff}$  aus einer Messung über eine Periode der Grundschwingung nach folgender Formel für den quadratischen Mittelwert errechnet:

$$I_{Lr,n,eff} = \sqrt{\frac{1}{k_e} \sum_{k=1}^{k_e} i_{Lr,k}^2}. \quad (4.25)$$

Dabei ist  $k_e$  die Zahl der Messpunkte. Alternativ können die Daten auch einer Simulation entnommen werden. Steht beides nicht zur Verfügung, ergibt die folgende Näherungsformel für den Effektivstrom im Modus 3 aus [70] eine gute Abschätzung, wenn  $I_L = \hat{I}_{L,n}$  gesetzt wird:

$$I_{Lr,M3,eff}(I_L) \approx \sqrt{f_s \cdot \left( \frac{\pi I_L^2}{\omega_r} + \frac{2U_d I_L}{Z_r \omega_r} + \frac{\pi U_d^2}{8Z_r^2 \omega_r} + \frac{4L_r I_L^3}{3U_d} \right)}. \quad (4.26)$$

Unter Vernachlässigung des Skineffekts werden Leiterzahl  $n_p$  und Leiterquerschnitt  $A_{Cu}$  nach den Nennbelastbarkeiten von einadrigen Leitungen, frei in Luft verlegt, ausgesucht.

3. Für eine einlagige Wicklung ergibt sich der minimale Innendurchmesser in Abhängigkeit der Windungszahl  $w$ , der Zahl der parallelen Leiter  $n_p$  und des Leiterraußendurchmessers  $d$  zu

$$d_{i,\min} = w \cdot n_p \cdot d \cdot \pi^{-1}. \quad (4.27)$$

Die Selbstinduktivität einer idealen Drossel beträgt

$$L_{Dr} = w^2 \cdot \frac{\mu \cdot A}{l} \quad (4.28)$$

mit dem Spulenquerschnitt  $A$  und der Spulenlänge  $l$ . Für eine Toroid-Luftdrossel lässt sich daraus die Abhängigkeit des Außendurchmessers  $d_a$  vom Innendurchmesser  $d_i$  bei gegebener Induktivität und Windungszahl herleiten:

$$d_a = d_i + \frac{4L}{\mu_0 w^2} + \frac{4}{w} \sqrt{\frac{L}{\mu_0} \left( d_i + \frac{L}{\mu_0 w^2} \right)}. \quad (4.29)$$

Der parasitäre Widerstand einer solchen Drossel ist

$$R_{Dr} = \rho_{Cu} \cdot w \cdot \frac{\pi(d_a - d_i)}{2 \cdot n_p A_{Cu}}. \quad (4.30)$$

Danach kann die Windungszahl gewählt werden, die die geringsten Verluste  $P_{v,L}$  ergibt und gleichzeitig am wenigsten Material benötigt. Zu beachten ist allerdings, dass  $(d_a - d_i)/4$  den erlaubten Biegeradius des Kabels nicht unterschreitet.

Tabelle 4.3 fasst die Ergebnisse der Drosselauslegung zusammen. Zur Ermittlung des Drosselstromeffektivwertes wurde die Messung aus Abbildung 4.11a ausgewertet und auf 5 kHz hochgerechnet. Zum Vergleich ist auch das Ergebnis der Näherungsformel angegeben. Es wurde die Windungszahl realisiert, bei der der Widerstand der Drossel am kleinsten wird, wobei anzumerken ist, dass die Unterschiede zu benachbarten Windungszahlen äußerst gering sind. Aufgrund der regelmäßigen Anordnung und verbesserten Konvektionskühlung konnte die Betriebstemperatur auf 55 °C gesenkt werden, obwohl die Querschnitte der Einzelleiter reduziert wurden.

### Neue Leistungshalbleiter

Die bisher verwendeten IGBT-Module FZ1200R33KF2 sind Standard NPT-IGBTs, die für den Einsatz in hartschaltenden Stromrichtern optimiert wurden. Bei der Verwendung als Nullspannungsschalter lassen sich die Ausschaltverluste aufgrund des langen Tailstroms nur bedingt reduzieren. Deshalb werden

Tabelle 4.3: Ergebnisse Auslegungsgang Resonanzdrossel

$L_r =$	$1,5 \mu\text{H}$	$A_{Cu} =$	$25 \text{ mm}^2$
$L_\sigma =$	$0,6 \mu\text{H}$	$w =$	$8$
$L_{Dr} =$	$0,9 \mu\text{H}$	$d_i =$	$99 \text{ mm}$
$I_{Lr,n,\text{eff}} =$	$335 \text{ A}$	$d_a =$	$284 \text{ mm}$
$I_{Lr,M3,\text{eff}}(\hat{I}_{L,n}) =$	$340 \text{ A}$	$R_{Dr} =$	$0,54 \text{ m}\Omega$
$n_p =$	$3$	$P_{v,Dr} =$	$60,6 \text{ W}$

sie durch den neueren Low-Loss-Typ FZ1200R33KL2 ersetzt, der bereits eine Feldstopp-Schicht enthält. Neben einer von 4,3 V auf 3,7 V reduzierten Sättigungsspannung bei 125 °C bringt dieser IGBT den Vorteil eines günstigeren Tailstromverhaltens mit sich.

Für die Hilfsschalter sind die bisher verwendeten Module ebenfalls nicht optimal geeignet, da der Rückstromabriss der Diode eine relativ hohe Überspannung verursacht. Abhilfe schafft hier der Einsatz herkömmlicher NPT-IGBT-Module der ersten Generation. Weil diese dauerhaft nur mit der halben Zwischenkreisspannung belastet werden, kann auf niedriger sperrende 2,5-kV-Typen ausgewichen werden, die im selben Gehäuse für einem Nennstrom von 1500 A verfügbar sind. Die Module FZ1500R25KF1 haben bei einem Kollektorstrom von  $I_C = 1200 \text{ A}$  eine Durchlassspannungsabfall von nur 3,4 V bei 125 °C. Der Diodenstromabriss verursacht keine gefährlichen Überspannungen, so dass auf Schutzbeschaltungen und Freilaufdioden verzichtet werden kann. Durch die neuen Halbleiter können die Gesamtverluste um etwa ein Drittel gesenkt werden.

### Hochleistungs-Treiberstufen

Die Leistungsfähigkeit der Endstufen und der Gatewiderstände beschränkt den Einsatz der kommerziellen SCALE HVI-Treiber auf Schaltfrequenzen bis 4 kHz. Deshalb werden für die weiterführenden Versuche Hochleistungs-Treiberstufen konstruiert, die bei nahezu gleicher Funktionalität Frequenzen von mindestens 5 kHz und Gateströme bis 33 A ermöglichen (Abb. 4.13). Dadurch können insbesondere die Hilfsschalter schneller durchgesteuert werden, was die Einschaltverluste beim ZCS reduziert.

Tabelle 4.4 listet die Bauteilwerte der Gate- und Clampbeschaltungen aller eingesetzten Treiber-IGBT-Kombinationen auf. Die zusätzlich angegebenen Verzögerungszeiten  $\Delta t_{\text{on/off}}$  sind Gesamtverzögerungszeiten, jeweils gemessen zwischen der Flanke am Ausgang des CPLD-Bausteins und der Kollektorstromflanke des damit angesteuerten Schalters. Die neuen Treiber beinhalten keine

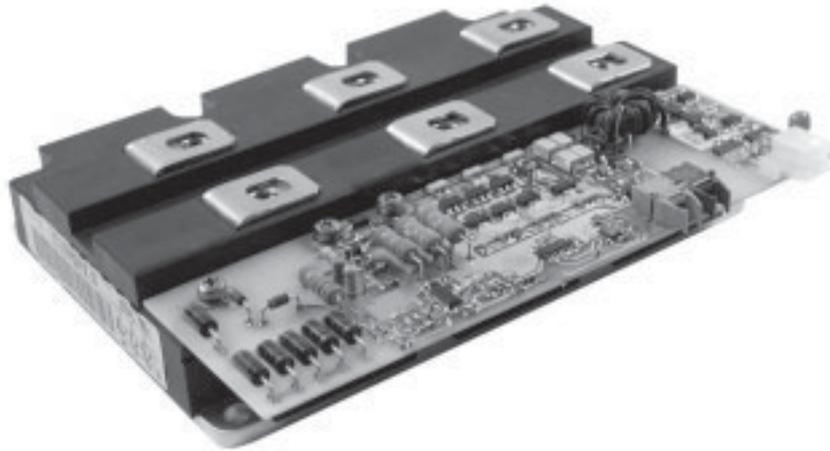


Abbildung 4.13: Hochvolt-IGBT-Modul mit aufgeschraubtem Hochleistungs-Treiber ( $\hat{I}_G = 33 \text{ A}$ ,  $f_s > 4 \text{ kHz}$ )

Laufzeitanpassung wie die SCALE-HVI-Treiber, die unterschiedlichen Verzögerungszeiten werden stattdessen im CPLD-Programm berücksichtigt.

Tabelle 4.4: Bauteilwerte der Gatebeschaltungen und Verzögerungszeiten der verwendeten IGBT-Treiberstufen-Kombinationen

IGBT Treiber	FZ1200R33KF2 SCALE-HVI	FZ1200R33KL2 Hochl.-Treiber	FZ1500R25KF1 Hochl.-Treiber
$R_{G,on}$	1,6 $\Omega$	1,2 $\Omega$	0,9 $\Omega$
$R_{G,off}$	3,1 $\Omega$	2,8 $\Omega$	1,8 $\Omega$
$C_{GE}$	220 nF	330 nF	220 nF
$D_Z$	6 $\times$ 400 V	6 $\times$ 400 V	4 $\times$ 400 V
$\Delta t_{on}$	1,80 $\mu\text{s}$	1,50 $\mu\text{s}$	1,23 $\mu\text{s}$
$\Delta t_{off}$	1,96 $\mu\text{s}$	2,38 $\mu\text{s}$	1,65 $\mu\text{s}$

## 4.4 Messungen

Zuerst wird der Prüfling an einer passiven Last in Betrieb genommen. Dazu gehört auch die Überprüfung der Schaltzeitpunkte, die zuvor auf Grundlage von analytischen Berechnungen und Verzögerungszeitmessungen an der Ansteuerkette ermittelt wurden. Kleinere Abweichungen von den Annahmen werden an dieser Stelle korrigiert.

## 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

Nach der Inbetriebnahme werden Messungen zum Schaltverhalten und zu den Schaltverlusten durchgeführt. Die Leistungseinspeisung des Prüfaufbaus erfolgt aus dem Niederspannungs-Drehstromnetz (vgl. Abb. 4.17), das mit einem Transformator hochgespannt wird. Als Gleichrichter wird eine B6-Schaltung aus Dioden verwendet. Als Last dienen ein veränderbarer Widerstand und ein Bahnmotor (Universalmotor), die in Reihe zu einer Glättungsdrossel an den Wechselrichter angeschlossen werden. Der Bahnmotor kann mit einem Gleichstromgenerator stufenlos belastet werden. Die abgegebene Leistung wird über zwei Leonardumformer ins Netz zurückgespeist. Die Funktion des ARCPI wird bei Wechselstrom bis 800 A/425 kW und bei Gleichstrom bis 800 A/650 kW erfolgreich überprüft.

Zur Spannungsmessung werden 2,8-kV-Tastköpfe<sup>6</sup> mit einem Teilverhältnis von 1000:1 verwendet. Die Messung der Hilfsschalterströme erfolgt mit einer 500-A-Strommesszange<sup>7</sup> in einem der drei Leiter der Resonanzdrossel. Die Drossel selbst fungiert dabei als Stromteiler mit einem Teilverhältnis von 3:1.

### 4.4.1 Schaltverhalten

In der Abbildung 4.14a und 4.14b wurden Oszillogramme von Ausschaltvorgängen des Unterschalters  $S_4$  bei unterschiedlichen Laststrom-Momentanwerten übereinander gelegt. Im direkten Vergleich sind die stromabhängigen Steigungen der kapazitiven Kommutierungen im Modus 1 (Abb. 4.14a) gut zu erkennen. Abbildungsteil b zeigt neben den verschiedenen hohen Stromamplituden in der Resonanzdrossel bei unterschiedlichen Umschwingdauern auch, wie die Rückstromspitze der Hilfsschalter-Dioden mit steilerem Vorwärtsstromabfall zu größeren Lastströmen hin ansteigt. Dieses Verhalten beruht darauf, dass den freien Ladungsträgern dann weniger Zeit bleibt, um zu rekombinieren. Auch der Rückstromabriss erfolgt steiler. Die höchsten Überspannungen an den Hilfsschaltern sind also bei den Laststromamplituden zu erwarten, bei denen gerade noch nicht im Modus 1 kommutiert wird.

Die Vorgänge in Abbildung 4.14c sind ähnlicher Natur. Im Modus 3 nimmt der Drosselstrom  $i_{Lr2}$  bei maximalem Laststrom Spitzenwerte von etwas über 2500 A an. Die Belastung der Hilfsschaltermodule ist jedoch unkritisch, da laut Datenblatt Ströme von 3000 A für 1 ms auch wiederholt erlaubt sind. Die Belastungsgrenze wird hier also nur durch die Kühlung vorgegeben.

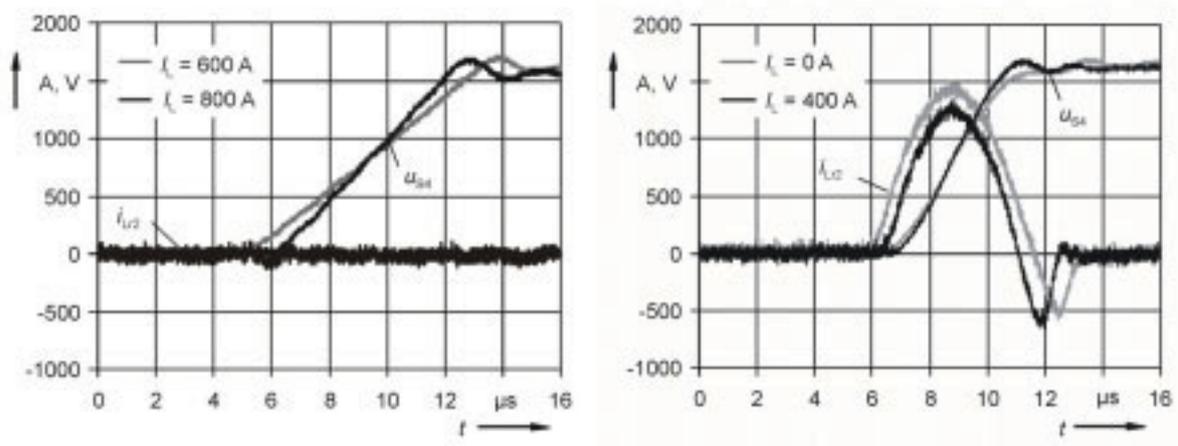
### 4.4.2 Schaltverluste

Um die Schaltverluste zu ermitteln, werden Strom und Spannung eines Schalters über der Zeit aufgezeichnet. Zur Messung des Hauptschalterstroms wird für

---

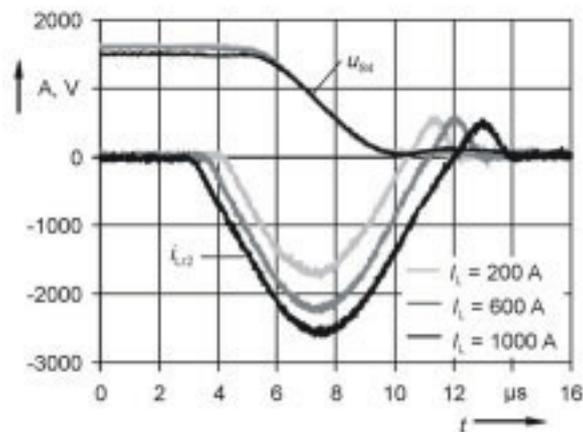
<sup>6</sup>PMK PHVS 662-L

<sup>7</sup>Tektronix A6304XL an Verstärker AM503B



a: Ausschalten im Modus 1

b: Ausschalten im Modus 2



c: Einschalten im Modus 3

Abbildung 4.14: Schalten des Unterschalters  $S_4$  bei unterschiedlichen Lastströmen ohne und mit Hilfszweig

diesen Versuch, wie Abbildung 4.15 zeigt, ein Coaxialshunt<sup>8</sup> über Aluminium-Flachleiter in den Emitterpfad von  $S_4$  eingeschleift. Nach

$$P_{v,S}(t) = u_S(t) \cdot i_S(t) \quad (4.31)$$

errechnet sich die momentane Verlustleistung aus dem Produkt von Momentanspannung und -strom. Die Verlustenergie eines Schaltvorgangs ergibt sich durch Integration der Leistung vom Anfangszeitpunkt  $t_0$  bis zum Endzeitpunkt  $t_e$  desselben. In der Praxis wird die Produktsomme der zu diskreten Zeitpunkten digital aufgezeichneten Spannungs- und Stromwerte gebildet und mit der Zeitspanne multipliziert, die sich aus der Zahl der aufgezeichneten Werte  $k_e$

<sup>8</sup>LEM Coaxialshunt 100 A/1 m $\Omega$

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

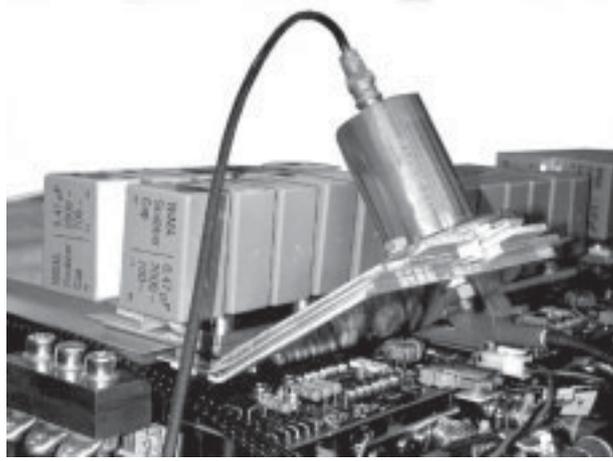


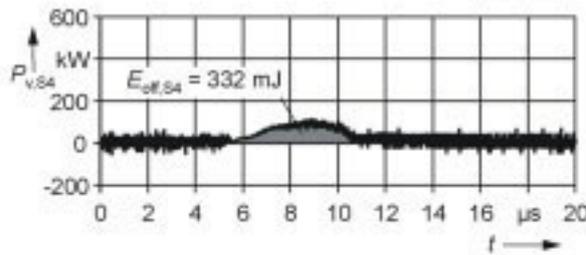
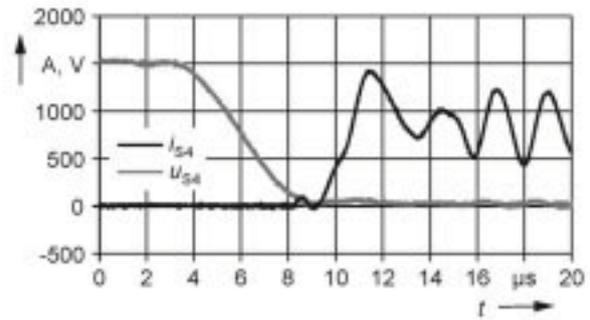
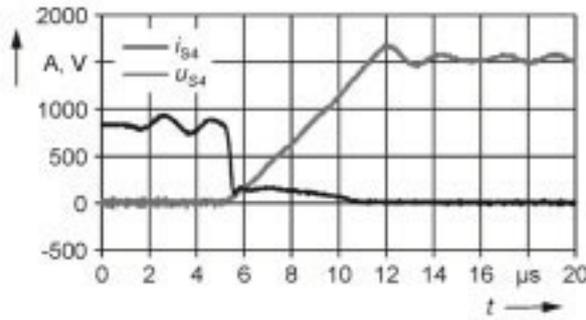
Abbildung 4.15: Strommessung in  $S_4$  mittels Coaxialshunt

und der Abtastrate  $f_{sa}$  ergibt:

$$E_{v,S} = \int_{t_0}^{t_e} u_S(t) \cdot i_S(t) dt \approx \frac{k_e}{f_{sa}} \sum_{k=0}^{k_e} u_{S,k} \cdot i_{S,k}. \quad (4.32)$$

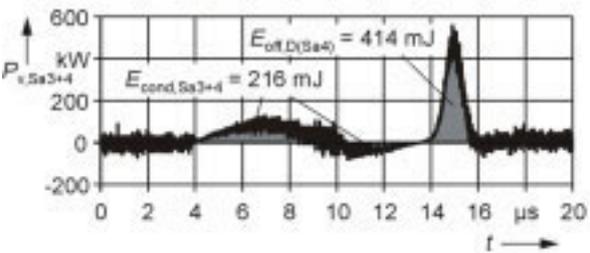
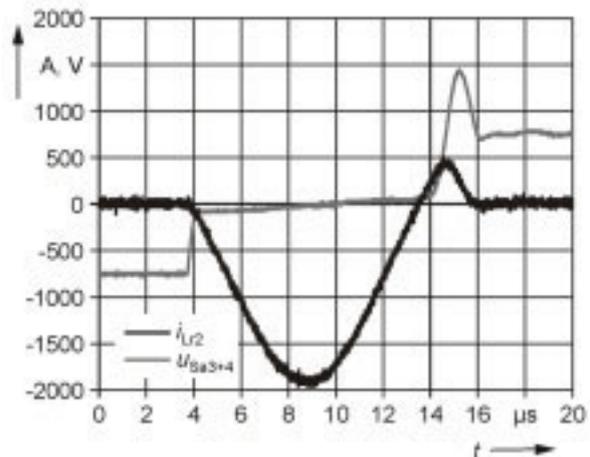
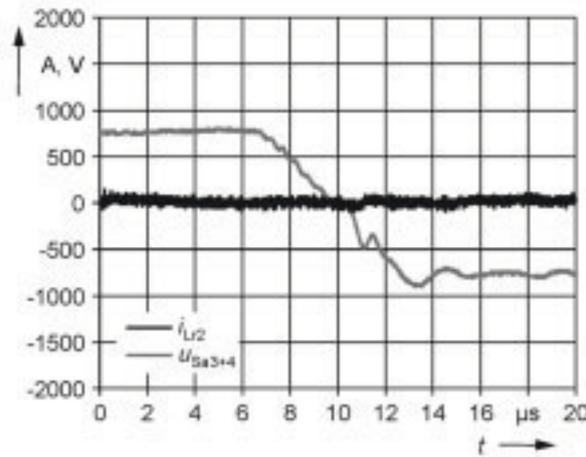
Dieses Verfahren zeigt Abbildung 4.16 exemplarisch für einen Laststrom von 800 A. Die Abbildungsteile a und b stellen die Verhältnisse am Hauptschalter  $S_4$  dar, die Abbildungsteile c und d zeigen Strom und Spannung der Hilfsschalter  $S_{a3}$  und  $S_{a4}$ . Die Verlustenergie im Hauptschalter beim Nullspannungseinschalten ist vernachlässigbar klein. Dafür entstehen in den Hilfsschaltern Durchlassverluste  $E_{cond,Sa3+4}$  und Diodenausschaltverluste  $E_{off,D(Sa4)}$  von zusammen 630 mJ. Ein harter Einschaltvorgang unter diesen Bedingungen hätte etwa 1500 mJ Einschaltverlustenergie zur Folge. Das bedeutet eine Verlustenergieeinsparung von 58 %. Die hochfrequenten Schwingungen, die vor allem im eingeschalteten Strom sichtbar werden, entstehen zwischen den Resonanzkondensatorbänken, ihren parasitären Induktivitäten, den Modulinduktivitäten und den Induktivitäten der Verschienung. Hinzu kommt noch die Induktivität des Shunts und seiner Anschlüsse.

Die Ausschaltverluste  $E_{off,S4}$  von 332 mJ entstehen fast ausschließlich durch den Tailstrom. Hier können gegenüber dem harten Ausschaltvorgang (883 mJ) etwa 62 % der Verluste eingespart werden. Für diesen Vergleich werden die Höhe der Ein- bzw. Ausschaltverluste beim harten Schalten für Kollektornennstrom  $I_{C,n}$  und Zwischenkreisnennspannung  $U_{d,n}$  dem Datenblatt [85] entnommen und linear auf die vorliegenden Strom- und Spannungsverhältnisse umgerechnet, was bei geringen Unterschieden in Strom und Spannung in guter Näherung



a: Modus 1: S<sub>4</sub> kapazitiv entlastet aus

b: Modus 3: S<sub>4</sub> ein als ZVS



c: Modus 1: Hilfsschalter inaktiv

d: Modus 3: Hilfsschalter aktiv

Abbildung 4.16: Schaltverhalten bei  $i_L = 800\text{A}$

zutritt. Dazu wird folgende Formel verwendet:

$$E_{\text{on/off}}(I_C, U_d) = E_{\text{on/off}}(I_{C,n}, U_{d,n}) \cdot \frac{I_C}{I_{C,n}} \cdot \frac{U_d}{U_{d,n}} \quad (4.33)$$

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

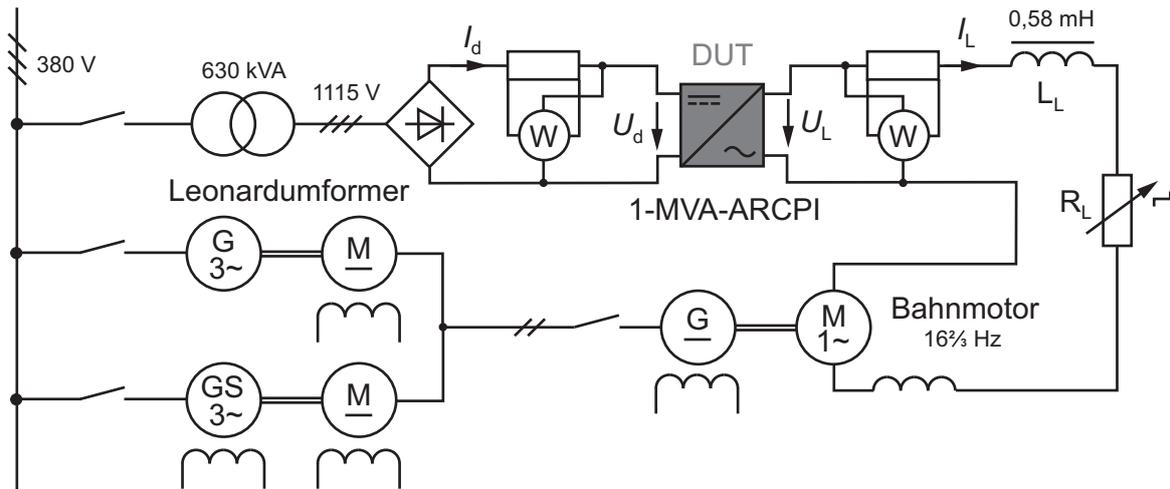


Abbildung 4.17: Übersichtsschaltbild des Prüfaufbaus

#### 4.4.3 Leistungsmessungen

Um den Wirkungsgrad des Wechselrichters zu bestimmen, werden aufgenommene und abgegebene Leistung mit einem mehrkanaligen digitalen Leistungsmessgerät<sup>9</sup> gleichzeitig gemessen (s. Abb. 4.17). Zur Strommessung werden Triaxialshunts eingesetzt. Die Schaltfrequenz beträgt  $f_s = 5$  kHz, die Frequenz des sinusförmigen Laststroms ist  $f_0 = 18$  Hz. Der Stromeffektivwert wird von Null bis ca. 800 A in Schritten von 100 A erhöht. Dabei bricht die Zwischenkreisspannung bedingt durch die Art der Einspeisung ein. Die Spanne reicht in diesem Versuch von 1598 V im Leerlauf bis auf 1439 V bei Nennstrom. Aus den Messergebnissen errechnen sich Wirkungsgrad und Verlustleistung folgendermaßen:

$$\eta = P_{\text{ab}}/P_{\text{auf}}, \quad P_v = P_{\text{auf}} - P_{\text{ab}}. \quad (4.34)$$

Im Diagramm in Abbildung 4.18 sind Wirkungsgrad und abgegebene Wirkleistung aufgetragen. Das Diagramm in Abbildung 4.19 zeigt den Verlauf der Verlustleistung über dem Laststrom bei demselben Versuch. Hier sind auch die Fehlergrenzen eingetragen, die sich aus den Toleranzen des Messverfahrens ergeben. Die Werte wurden in einem aufwendigen Verfahren nach den Herstellerangaben [86] errechnet. Dazu werden die einzelnen relativen Fehlergrenzen  $F_I$  und  $F_U$  der Strom- und Spannungsmesskanäle in Abhängigkeit von Messwert, Messbereich und Frequenz berechnet. Die Fehlergrenze  $F_R$  des verwendeten Messshunts wird unter Berücksichtigung der Stromamplitude und Frequenz ermittelt. Der frequenzabhängige Winkelfehler  $F_\varphi$  zwischen Strom- und Spannung wird ebenfalls berücksichtigt. Aus den vier Einzelwerten errechnet sich

<sup>9</sup>NORMA Wide Band Power Analyzer D6200

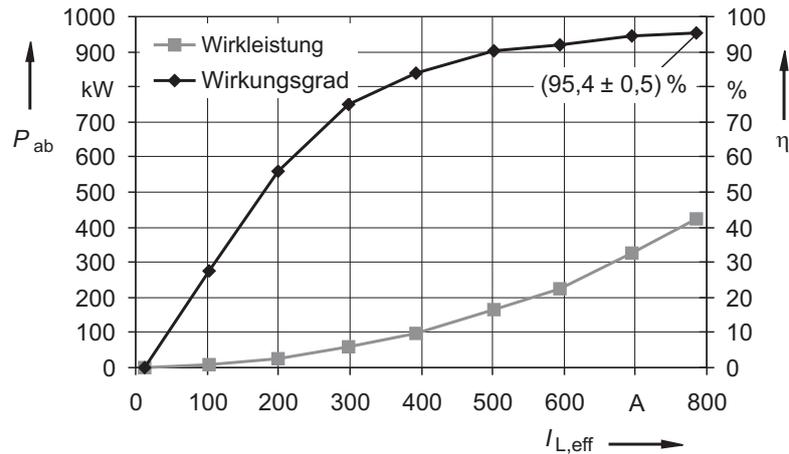


Abbildung 4.18: Wirkungsgrad bei 5 kHz

die relative Fehlergrenze der Leistungsmessung  $F_P$  folgendermaßen:

$$F_P = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{F_I^2 + F_U^2 + F_R^2 + F_\varphi^2}. \quad (4.35)$$

Die Ergebnisse liegen in diesem Fall um die 0,3%. Die absolute Fehlergrenze der Verlustleistung ist die Summe der absoluten Fehlergrenzen der Messungen der aufgenommenen und abgegebenen Leistungen. Der relative Fehler der Verlustleistung wächst daher, wenn die abgegebene Leistung im Verhältnis zur aufgenommenen größer wird, d. h. wenn der Wirkungsgrad steigt.

Zum Vergleich mit dem ARCPI ist die Kurve der reinen Halbleiterverluste eines hartschaltenden 4Q-Stellers mit dem gleichen Halbleiter-Aufwand (acht IGBTs vom Typ FZ1200R33KL2) in Abbildung 4.19 dargestellt. Die Werte dieser Kurve wurden mit *iposim* ermittelt. Die Junctiontemperatur wurde dafür geschätzt. Auffällig ist, dass die Verluste des Resonanzumrichters schon im Leerlauf sehr hoch sind. Sie entstehen durch den Resonanzvorgang. Auch bei Laststrom Null fließen Resonanzdrosselströme mit Spitzenwerten von über 1000 A (vgl. dazu Abb. 4.11). Ein nennenswerter Teil der Verluste entsteht also im Hilfszweig. Der Einbruch der Kurve bei 400 A ist darauf zurückzuführen, dass von hier an auch Kommutierungen im Modus 3 ablaufen, die Hilfszweigverluste also zum Teil entfallen.

Um Genaueres über die Aufteilung der Verluste zu erfahren, werden in zwei weiteren Versuchen mit zwei digitalen Speicheroszilloskopen<sup>10</sup> Strom und Spannung an einem Hauptschalter ( $i_{S4}$ ,  $u_{S4}$ ) und an einem Hilfsschalter ( $i_{Sa3}$ ,  $u_{Sa3}$ ) gemessen. Zur Strommessung im Hauptschalter wird eine Rogowskispule [87]

<sup>10</sup>LeCroy 9450A, Dual 300 MHz Oscilloscope, 400 MS/s

#### 4 Der ARCPI mit Spannungszwischenkreis

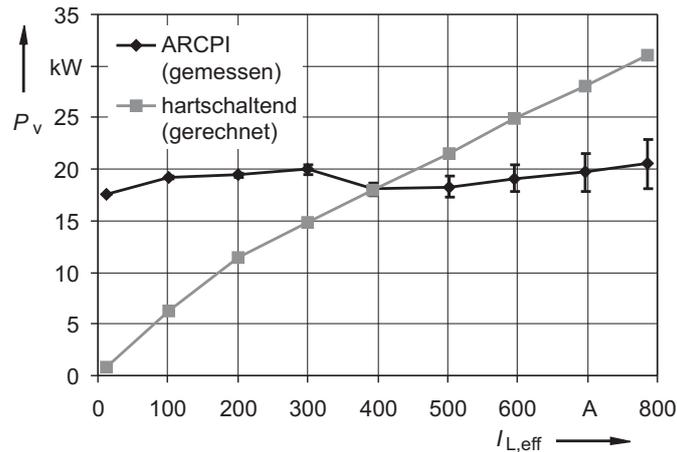


Abbildung 4.19: Vergleich der Gesamtverluste bei 5 kHz, gemessene Werte mit Angaben der Fehlergrenzen

mit analogem Integrator<sup>11</sup> [88] verwendet. Aufgrund der schlanken, langen Bauform der Messspule lässt sich um die Emitteranschlüsse eines IGBTs legen, ohne dass Modifikationen am Aufbau notwendig wären. Es gibt keine zusätzlichen Induktivitäten oder Widerstände wie bei der Messung mit dem Coaxialshunt, die das Messergebnis oder gar die Funktion des Wechselrichters beeinflussen könnten. Gleichzeitig werden Ein- und Ausgangsleistung wieder mit dem Leistungsmesser erfasst. Als Grundfrequenz wird aus Gründen der Speichertiefe der Oszilloskope 25 Hz gewählt, so können bei  $f_s = 5$  kHz alle 200 Ein- oder Ausschaltvorgänge einer Periode als Einzelbildserie abgespeichert werden.

Die Auswertung der Messergebnisse erfolgt mit dem Tabellenkalkulationsprogramm Excel. Insbesondere das Digitalisierungsrauschen während der Zeit, in der sich ein Schalter im stationären Zustand befindet, wird beseitigt. Daraufhin werden die Schaltverluste nach dem zuvor beschriebenen Verfahren ermittelt. Bedingt durch die Toleranzen der Tastköpfe und der Rogowskispule, die geringe DC-Genauigkeit der Oszilloskope von 2 % und die 8-Bit-Wandlung, kann das Ergebnis nur als Anhaltspunkt zur Identifikation von Verlustquellen, auf keinen Fall aber als ein der Verlustbestimmung mit dem Leistungsmessgerät ebenbürtiges Verfahren angesehen werden.

Das Ergebnis der Versuche bei 400 A und 800 A zeigt Abbildung 4.20. Die Durchlassverluste der Hauptschalter können bei diesem Verfahren nicht aufgelöst werden. Sie werden mit iposim ermittelt. Ebenfalls rechnerisch ermittelt wurde die Verlustleistung in den Symmetrier- und Entladewiderständen. In der Verlustleistungsdifferenz verbergen sich nicht nur die Messungenauigkeiten,

<sup>11</sup>PEM (Power Electronic Measurements Ltd.) CWT30B, 6 kA/1 MHz

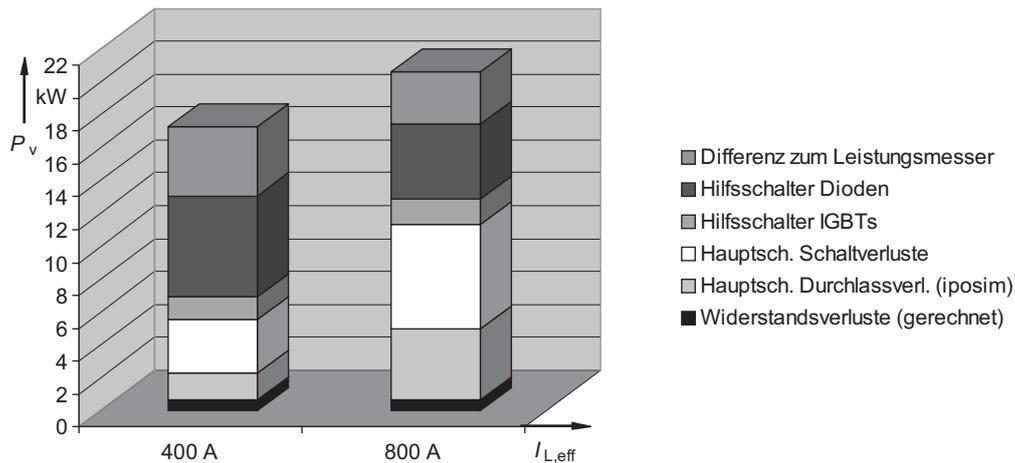


Abbildung 4.20: Verlustaufteilung bei 5 kHz

sondern auch alle anderen kleineren Posten wie z. B. die Verluste in den Resonanzelementen und in den Flachleitern. Das Ergebnis bestätigt den Eindruck, dass vor allem bei niedrigen Lastströmen die Hauptquelle der Gesamtverlustleistung in den Hilfsschaltern zu lokalisieren ist. Aber auch die Schaltverluste in den Hauptschaltern, größtenteils bedingt durch die Tailströme, sind trotz der Entlastung immer noch größer als die Durchlassverluste. Dazu ist anzumerken, dass, anders als beim hartschaltenden Wechselrichter, auch bei der Kommutierung von einer leitenden Diode auf den gegenüberliegenden IGBT (Modus 3) Ausschaltverluste im zur Diode parallelen IGBT entstehen, da dieser kurzzeitig leitet, wenn er den Booststrom führt.

## 4.5 Diskussion der Ergebnisse

Das Diagramm in Abbildung 4.19 zeigt, dass erst ab der Hälfte des Nennstroms eine Reduktion der Gesamtverlustleistung durch die ARCP-Schaltentlastung erzielt wird. Das ideale Einsatzgebiet des hier untersuchten Wechselrichters ist also eine Anwendung, die meist unter Vollast läuft. Interessant sind auch solche Anwendungen, in denen aus Gründen der Kühlung eine bestimmte Verlustleistung nicht überschritten werden darf. Im Nennpunkt kann gegenüber einem hartschaltenden Stromrichter mindestens 40 % der Verlustleistung, die nicht den Durchlassverlusten der Hauptschalter zuzuordnen ist, eingespart werden.

Dieser Wert liegt in [70] für einen aus 1200-V-IGBTs aufgebauten ARCP-4Q-Steller für  $U_d = 550$  V,  $I_{L,n} = 200$  A und  $f_s = 10$  kHz bei ca. 50 %, was sich u. a. auf die günstigeren Rückwärtserhol-Eigenschaften der Hilfsschalterdioden in dieser Spannungsklasse zurückführen lässt.

Ein direkter Vergleich mit anderen ARCP-Stromrichtern aus der Literatur [83, 89, 90] wäre zu ungenau, da jeder Autor die Ergebnisse in anderer Form präsentiert. Die Wahl der Spannungsklasse und der Schaltfrequenz hat einen hohen Einfluss auf das Potential der Entlastung. Hinzu kommt, dass viele Autoren nur einzelne Halbbrücken untersuchen oder nur die Halbleiterverluste angeben, was das Ergebnis eines Vergleichs zwangsläufig verfälschen würde.

### 4.5.1 Optimierungspotential

Der Einschaltvorgang der Hauptschalter ist nahezu vollständig entlastet, die Ausschaltentlastung ist für diesen Umrichter auch durch Vergrößerung der Resonanzkondensatoren kaum noch zu verbessern. Optimierungspotential steckt vor allem noch in den Hilfsschaltern, namentlich in den Hilfsschalterdioden, die, wie Abbildung 4.20 zeigt, erheblich zur Gesamtverlustleistung beitragen. Dazu müsste die Zahl der auszuräumenden Ladungsträger durch eine der folgenden Maßnahmen verringert werden:

1. Verringerung der Steilheit des Stromabfalls im Hilfszweig, damit mehr Ladungsträger während des Stromrückgangs rekombinieren können.
2. Verringerung des Hilfsschalterspitzenstroms  $\hat{I}_{Lr}$ .
3. Verwendung kleinerer Dioden.

Die Maßnahmen 1 und 2 würden eine Vergrößerung der Resonanzinduktivität erfordern. Um die Kommutierungsdauer konstant zu halten, wäre die Resonanzkapazität zu verringern. Im Extremfall näherte sich der Stromverlauf im Hilfszweig einem Dreieck an. Es entstünden mehr Ausschaltverluste in den Hauptschaltern.

Maßnahme 3 würde auch eine Verkleinerung der Hilfsschalter-IGBTs mit sich bringen, solange weiterhin Standardmodule eingesetzt würden. Hier ist Vorsicht geboten, da die Pulsbelastbarkeit von Hochleistungsmodulen verglichen mit der von Einzelchip-Schaltern gering ist. Der Kurzschlussstrom liegt meist beim Vierfachen des Nennstroms, d. h. ein 800-A-Schalter wäre in dieser Anwendung bei Pulsströmen von gut 2500 A gerade noch einsetzbar. In [91], S. 69 wird ein vergleichbarer 400-A-IGBT<sup>12</sup> als Hilfsschalter schrittweise mit immer höheren Strömen belastet. Entsättigung tritt erst bei  $\hat{I}_{Lr} = 2000$  A auf. Problematischer ist allerdings die Durchlassspannung, die schon bei  $\hat{I}_{Lr} = 1800$  A um die 100 V liegt und inakzeptabel hohe Durchlassverluste verursacht. Eine Optimierung der Hilfsschalterverluste durch eine der oben aufgeführten Maßnahmen wird im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr vorgenommen.

---

<sup>12</sup>eupec FF400R33KF2, 400 A/3300 V

## 5 Der ARCPI mit Stromzwischenkreis

Dem Current Source ARCPI (CS ARCPI) wurde seit seiner ersten Vorstellung durch McMurray [44, 45] weit weniger Aufmerksamkeit zuteil als dem ARCPI mit Spannungszwischenkreis. Die bekannten Untersuchungen [30, 31, 92, 93] beschränken sich auf Simulationen und Tests an einzelnen Kommutierungszellen. Allein in [32] wird von einem dreiphasigen Versuchsaufbau in der Line Voltage Driven Realization berichtet.

Dieses Kapitel beschreibt die Untersuchung der dreiphasigen Neutral Voltage Driven Realisierung. Insbesondere die Problematik der Steuerung des Resonanzvorgangs bei unterschiedlichen Kommutierungsspannungen steht im Vordergrund. Außerdem werden Aspekte der Halbleiterwahl behandelt.

### 5.1 Stromzwischenkreisumrichter

Bei den Frequenzumrichtern mit Stromzwischenkreis muss deutlich zwischen den klassischen Thyristorumrichtern und den modernen Umrichtern mit abschaltbaren Bauelementen unterschieden werden. Tabelle 5.1 gibt einen Überblick über die drei in der Antriebstechnik gängigsten Varianten, nähere Erläuterungen können [94] entnommen werden. Nur der I-Umrichter mit abschaltbaren Bauelementen (Abb. 3.1a) kommt für eine ARCP-Schaltentlastung in Frage. Die prinzipielle Funktionsweise besteht darin, dass der konstante Zwi-

Tabelle 5.1: Übersicht I-Umrichter mit Stromzwischenkreis

Topologie	Stromrichter-motor	I-Umrichter mit Phasenfolge-löschung	I-Umrichter mit abschaltbaren Bauelementen
Steuerung	maschinengeführt	selbstgeführt	selbstgeführt
Halbleiter	Thyristor	Thyristor + D	IGCT o. IGBT + D
Passive	-/-	Löschkondens.	Filterkondens.
Taktung	Grundfrequenz	Grundfrequenz	> 500 Hz
Ausgang	Blockstrom	Blockstrom	sinusf. Spannung
Maschine	SM	ASM	SM oder ASM

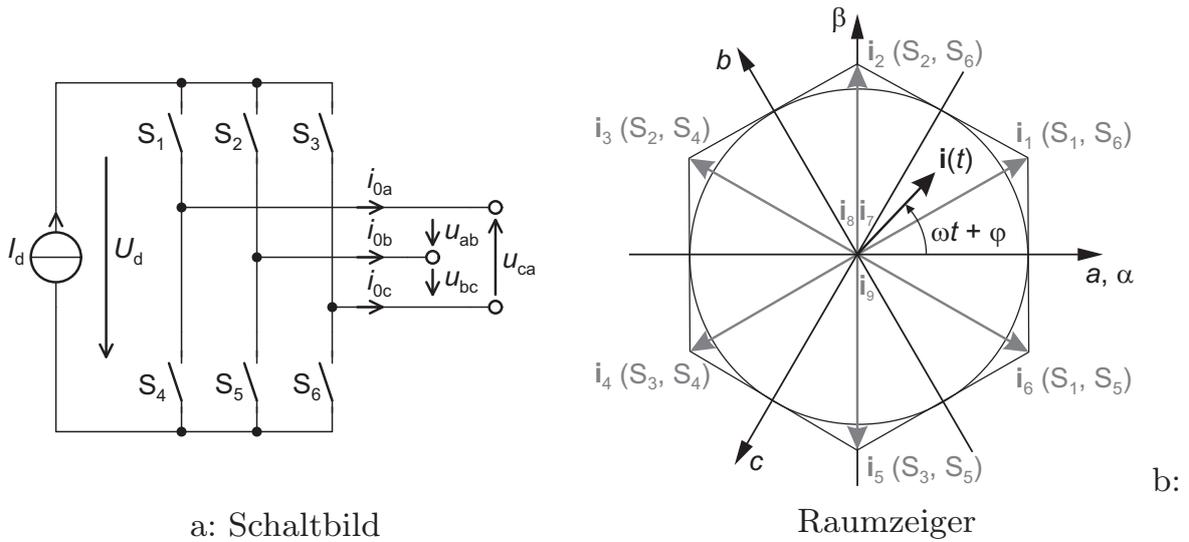


Abbildung 5.1: Schaltzustände des I-Wechselrichters nach [94]

schonkreisstrom pulsweise auf die ausgangsseitigen Filterkondensatoren verteilt wird. Im stationären Zustand fließt der Strom immer durch einen Oberschalter und einen Unterschalter des Stromrichters. Kommutierungen finden, anders als beim U-Umrichter entweder zwischen Oberschaltern oder zwischen Unterschaltern statt, bezogen auf Abbildung 5.1a also zwischen  $S_1, S_2, S_3$  bzw.  $S_4, S_5, S_6$ . Es gibt daher zwei Kommutierungsgruppen mit je drei gültigen Schaltzuständen. Insgesamt können  $3^2$  Schaltzustände eingestellt werden. In der Raumzeigerdarstellung in Abbildung 5.1b ergeben sich neun Zeiger, drei von ihnen haben die Länge Null, repräsentieren also die drei möglichen Brückenkurzschlüsse:  $\mathbf{i}_7$  ( $S_1, S_4$ ),  $\mathbf{i}_8$  ( $S_2, S_5$ ),  $\mathbf{i}_9$  ( $S_3, S_6$ ).

Der Zeiger  $\mathbf{i}(t)$  läuft für stationäre sinusförmige Ausgangsgrößen gleichförmig mit der Kreisfrequenz  $\omega$  um. Seine Länge bleibt dabei konstant. Sie repräsentiert die Amplituden der Ausgangsströme, die sich aus den Projektionen des Zeigers  $\mathbf{i}$  auf die Achsen  $a, b, c$  ergeben. Der aktuelle Zeiger kann durch schnelles Umschalten zwischen den benachbarten Zeigern, in Abbildung 5.1b zwischen  $\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2$  und einem der Nullstromzeiger, z. B.  $\mathbf{i}_9$ , angenähert werden. Die Einschaltdauer des Nullstromzeigers bestimmt maßgeblich die Zeigerlänge. Diese kann zwischen Null und dem Radius des dem Sechseck einbeschriebenen Kreises variiert werden. In [95] wird die Raumzeigermodulation für I-Umrichter ausführlicher erläutert.

## 5.2 Kommutierung im CS ARCPI

In Abbildung 3.10 ist eine der sechs elementaren Kommutierungszellen des CS ARCPI AVD grau hinterlegt. Abbildung 5.2 stellt sie der bekannten Kommu-

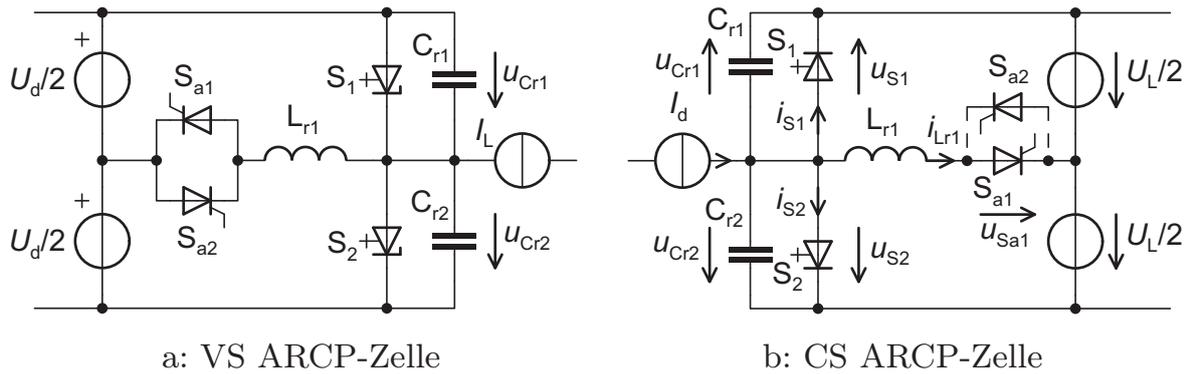


Abbildung 5.2: Gegenüberstellung der ARCP-Zellen für U- und I-Umrichter

tierungszelle des VS ARCPs gegenüber. Die VS ARCP-Zelle ist, passend zu ihrem Einsatzzweck, für unidirektional eingeprägte Spannung und bidirektional eingepprägten Strom ausgelegt. Die CS ARCP-Zelle arbeitet mit unidirektional eingepprägtem Strom, dafür aber mit bidirektional eingepprägter Spannung. Entsprechend sind die Hauptschalter der CS ARCP-Zelle rückwärtssperrende Typen. Die Diskussion der Kommutierungsmodi soll anhand der Zelle in Abbildung 5.2b und unter der Annahme idealer Bauelemente stattfinden. Der Zwischenkreisstrom sei konstant. Die Ausgangsspannung sei symmetrisch zweigeteilt und soll für die Dauer einer Kommutierung als konstant angenommen werden. Für die Resonanzelemente gelte:  $C_{r1} = C_{r2} = C_r$ ,  $L_{r1} = L_r$ .

### 5.2.1 Kommutierungsmodi

Die kapazitiven Kommutierungen verlaufen wie beim VS ARCP. Sie werden immer dann genutzt, wenn der einzuschaltende Schalter rückwärts vorgespannt ist. Neben dem vom VS ARCP her bekannten Modus 3 werden zwei weitere Modi eingeführt.

#### Modus 1: Kapazitive Kommutierung

Nach dem Sperren des stromführenden Schalters lädt der Zwischenkreisstrom die Resonanzkondensatoren um, bis die Spannung über dem einzuschaltenden Schalter das Vorzeichen wechselt und dieser den Strom übernimmt. Voraussetzung ist, dass dieser rechtzeitig zuvor eingeschaltet wurde, da hier, anders als beim VS ARCP, keine Diode, sondern ein Schalter den Strom übernimmt. Die Kommutierungsdauer beträgt

$$t_{K,M1} = 2C_r \cdot \frac{|U_L|}{I_d}. \quad (5.1)$$

Die Spannungssteilheit ist in allen Betriebspunkten die Gleiche. Sie hat keinen Einfluss auf die angeschlossene Last, da diese durch den Ausgangskondensator entkoppelt wird. Das eröffnet die Möglichkeit, das für die kapazitive Schaltentlastung der Hauptschalter günstigste

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_d}{2C_r} \quad (5.2)$$

durch Wahl entsprechender Resonanzkondensatoren einzustellen.

### Modus 2: Unterstützte kapazitive Kommutierung

Der Modus 2 dient dazu, die kapazitive Kommutierung zu beschleunigen. Sofern aber der Zwischenkreisstrom  $I_d$  einen bestimmten Wert nicht unterschreitet, was im Allgemeinen der Fall ist, hält sich auch  $t_{K,M1}$  in Grenzen. Auf den Modus 2 kann dann verzichtet werden. Aufgrund der unidirektionalen Natur des Zwischenkreisstromes würde der Hilfsschalter  $S_{a2}$  nur für den Modus 2 benötigt werden. Daher ist unter dem genannten Umstand auch  $S_{a2}$  obsolet.

### Modus 3: Positiver Stromboost

Dieser Modus wird verwendet, wenn über dem einzuschaltenden Schalter eine positive Spannung anliegt. Die resonante Kommutierung mit Stromboost, wie sie in Abschnitt 4.2.1 für den VS ARCPI erläutert wird, ist nur bedingt einsetzbar. Da die Hauptschalter rückwärtssperrend sind, kann nach der Stromübernahme ( $i_{Lr1} = I_d$ ) durch den Hilfszweig keine Boostphase angehängt werden. Es fließt allerdings der Rückwärtserholstrom der internen Diode des sperrenden Hauptschalters. Wenn dieser groß genug ist, reicht die dadurch in der Resonanzdrossel zusätzlich gespeicherte Energie aus, um die Verluste während des Umschwingvorgangs zu decken; einstellbar ist diese Größe jedoch nicht. Die resultierenden Strom- und Spannungsverläufe entsprechen prinzipiell den in Abbildung 4.3 dargestellten.

### Modus 3a: Negativer Stromboost

Als Alternative wird in [92] eine neue Boostmethode vorgeschlagen, die sich so gestaltet, dass der auszuschaltende Hauptschalter aktiv gesperrt wird, bevor der Hilfszweig den ganzen Strom übernommen hat. In Abbildung 5.3a sind die Strom- und Spannungsverläufe für diese Betriebsart skizziert. Infolge des Boosts vollzieht der Schwingkreis etwas mehr als eine Halbschwingung, und die Spannung  $u_{Cr2}$  über dem einzuschaltenden Schalter  $S_2$  wird für den kurzen Zeitabschnitt zwischen  $t_2$  und  $t_3$  negativ. Währenddessen muss  $S_2$  durch die Steuerung freigegeben werden, so dass dieser am Ende der Resonanzphase den Strom übernehmen kann. Die zeitlichen Verläufe während der Resonanzphase

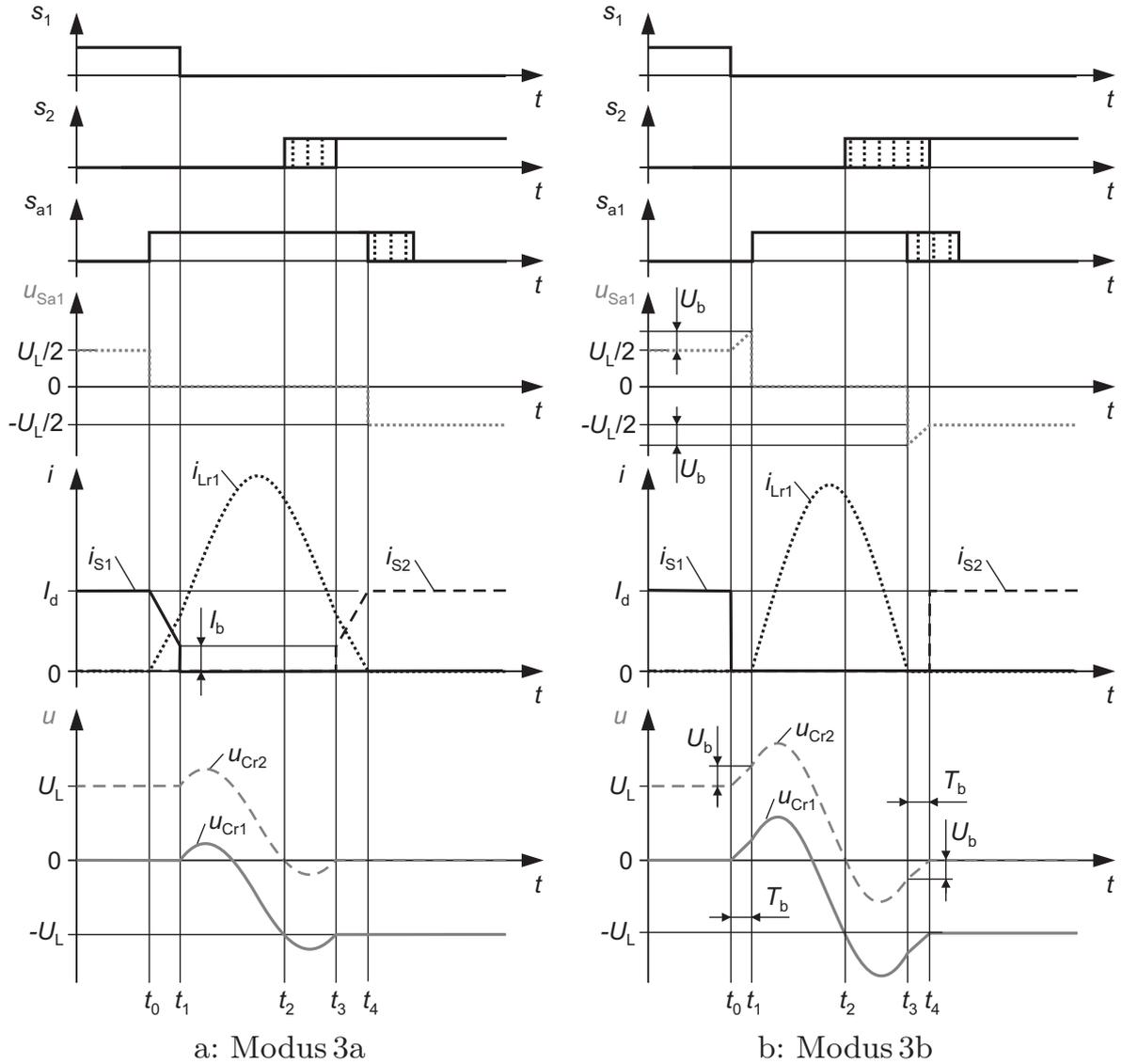


Abbildung 5.3: Kommutierungen im Modus 3

werden durch die folgenden Gleichungen beschrieben, es werden wieder die in (4.12) vereinbarten Abkürzungen  $Z_r$  und  $\omega_r$  verwendet:

$$i_{Lr1}(t) = I_d + \frac{U_L/2}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - I_b \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)), \quad (5.3)$$

$$u_{Cr1}(t) = -\frac{U_L}{2} + \frac{U_L}{2} \cos(\omega_r(t - t_1)) + Z_r \cdot I_b \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)), \quad (5.4)$$

$$u_{Cr2}(t) = u_{Cr1}(t) + U_L. \quad (5.5)$$

Ein Vergleich mit Gleichung (4.15) bzw. (4.16) lässt sofort erkennen, dass lediglich der Booststrom das Vorzeichen gewechselt hat. Der Vorzeichenwechsel im

zeitunabhängigen Summanden von  $u_{Cr1}$  resultiert aus der anderen Bepfeilung der CS ARCP-Zelle in Abbildung 5.2, die der geänderten Stromrichtung des Schalters  $S_1$  Rechnung trägt.

### Modus 3b: Spannungsboost

Legt man den Zeitpunkt, zu dem der leitende Hauptschalter sperrt, noch vor den Einschaltzeitpunkt des Hilfsschalters, so gelangt man zu einer Boost-Variante, wie sie in [47] beschrieben wird. Im Folgenden wird sie auch als *Spannungsboost* bezeichnet. In Abbildung 5.3b ist zu erkennen, dass in der Zeit zwischen  $t_0$  und  $t_1$  kein Schalter leitet, was dazu führt, dass der Zwischenkreisstrom auf die Resonanzkondensatoren kommutiert und diese lädt. Die zeitlichen Verläufe folgen den Gleichungen

$$u_{Cr1}(t) = \frac{I_d}{2C_r} \cdot t \quad \text{bzw.} \quad u_{Cr2}(t) = U_L + \frac{I_d}{2C_r} \cdot t. \quad (5.6)$$

Während der Resonanzphase zwischen  $t_1$  und  $t_3$  gelten:

$$u_{Cr1}(t) = -\frac{U_L}{2} + \left(\frac{U_L}{2} + U_b\right) \cos(\omega_r(t - t_1)) + Z_r I_d \sin(\omega_r(t - t_1)), \quad (5.7)$$

$$u_{Cr2}(t) = u_{Cr1}(t) + U_L, \quad (5.8)$$

$$i_{Lr1}(t) = I_d + \frac{U_L/2 + U_b}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - I_d \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)). \quad (5.9)$$

Wie im Modus 3a wird der Schalter  $S_2$  eingeschaltet, während über ihm noch negative Spannung anliegt. So kann er den Strom  $I_d$  sofort übernehmen, wenn zum Zeitpunkt  $t_4$  der Kondensator  $C_{r2}$  entladen ist.

### 5.2.2 Simulation einer Kommutierungszelle

Um die Möglichkeiten und Grenzen der resonanten Kommutierungsmodi auszuloten, wird mit dem Simulationssystem SIMPLORER 7.0 ein Modell von einer einzelnen Kommutierungszelle, wie sie Abbildung 5.2b zeigt, erstellt. Die Schalter werden aus IGBTs und Reihendioden zusammengesetzt. Dazu werden Halbleiter aus der Herstellerbibliothek der Fa. SEMIKRON verwendet. Tabelle 5.2 listet die Halbleiterbezeichnungen und die wichtigsten Simulationsparameter auf.

Abbildung 5.4a zeigt das Simulationsergebnis für eine hohe Kommutierungsspannung von  $U_L = 560$  V. Die Boostenergie aus dem Rückwärtserholstrom von  $S_1$  reicht aus, um  $S_2$  unter Nullspannungsbedingung einzuschalten. Der gesamte Kommutierungsvorgang dauert etwa  $2,5 \mu\text{s}$ . Wird die Lastspannung kleiner, so verlängert sich die Kommutierungsdauer; in Abbildung 5.4 für  $U_L = 200$  V auf ca.  $4 \mu\text{s}$ . Grund ist die Verlängerung der Zeitspanne  $\Delta t(U_L) = 2L_r I_d / U_L$  der

## 5.2 Kommutierung im CS ARCPI

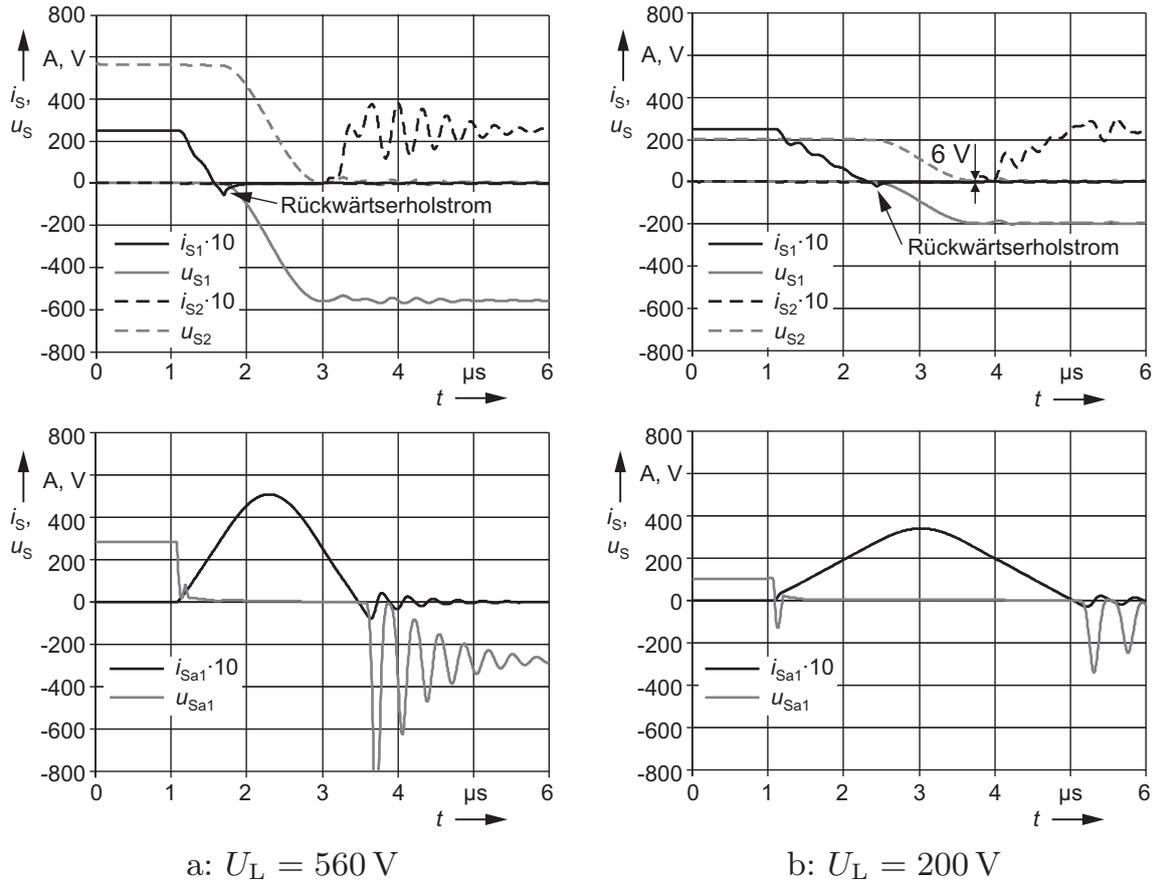
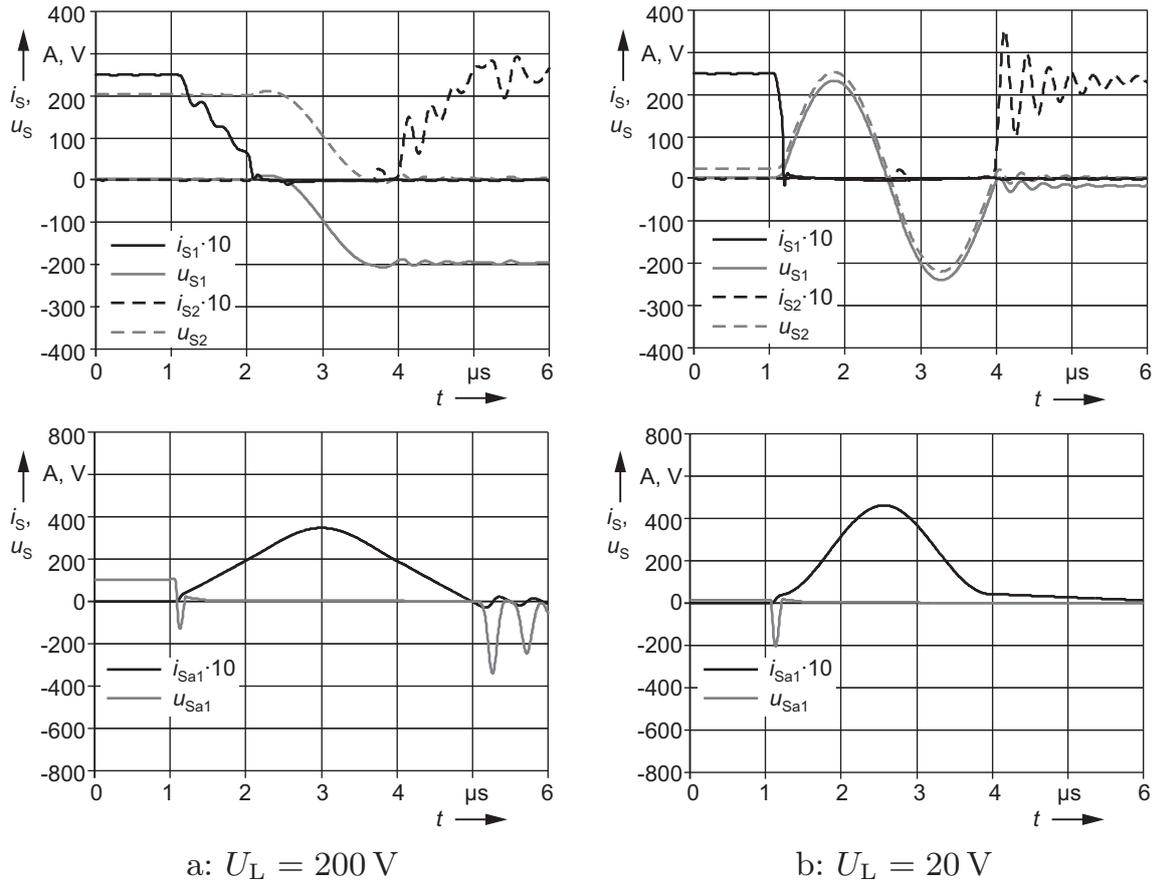


Abbildung 5.4: Simulation der Kommutierung im Modus 3 bei unterschiedlichen Lastspannungen

Tabelle 5.2: Übersicht Halbleiterbauelemente und Simulationsparameter

Dioden	D-SKM5012	50 A/1200 V
IGBTs	SKM50(GA)123D	50 A/1200 V
Ansteuerspannungen	$U_G =$	$\pm 15\text{ V}$
Gatewiderstände	$R_G =$	$10\ \Omega$
Zwischenkreis-Stromquelle	$I_d =$	$25\text{ A}$
Innenwiderstand Spannungsquellen	$R_{UL/2} =$	$20\text{ m}\Omega$
Resonanzkapazitäten	$C_r =$	$20\text{ nF}$
Resonanzinduktivität	$L_{r1} =$	$5\ \mu\text{H}$
Reihenwiderstand zur Induktivität	$R_{Lr1} =$	$20\text{ m}\Omega$

## 5 Der ARCPI mit Stromzwischenkreis



a:  $U_L = 200\text{ V}$

b:  $U_L = 20\text{ V}$

Abbildung 5.5: Simulation der Kommutierung im Modus 3a bei unterschiedlichen Lastspannungen

Stromübernahme durch den Hilfszweig. Für  $U_L \rightarrow 0$  strebt sie gegen Unendlich. Somit ist der Modus 3 für sehr kleine Kommutierungsspannungen unbrauchbar.

Ein anderes Problem erschwert aber auch die Nutzung bei mittleren Spannungen: Wie im Beispiel zu erkennen ist, nimmt der Rückwärtserholstrom bei geringerem  $di/dt$  ab. Die Ursache ist, dass freie Ladungsträger während des Stromabfalls nach und nach rekombinieren, so dass schon bei  $U_L = 200\text{ V}$  der Boost für ein echtes Nullspannungsschalten nicht mehr ausreicht. Infolgedessen muss beim Einschalten von  $S_2$  eine Restspannung von  $6\text{ V}$  auf dem Resonanzkondensator  $C_{r2}$  kurzgeschlossen werden.

Im Modus 3a ist Nullspannungsschalten bei mittleren Lastspannungen schon mit einem kleinen Boost problemlos möglich, wie Abbildung 5.5a zeigt. Dabei verkürzt sich die Kommutierungsdauer aber nur unmerklich gegenüber dem Modus 3. Der größte Boost ( $I_b = I_d$ ) kommt in Abbildung 5.5b für eine sehr kleine Lastspannung von  $U_L = 20\text{ V}$  zur Anwendung. Nullspannungseinschalten des Hauptschalters  $S_2$  wird zwar ermöglicht, jedoch strebt der Strom im Hilfszweig nur sehr langsam gegen Null, was die Gesamtdauer des

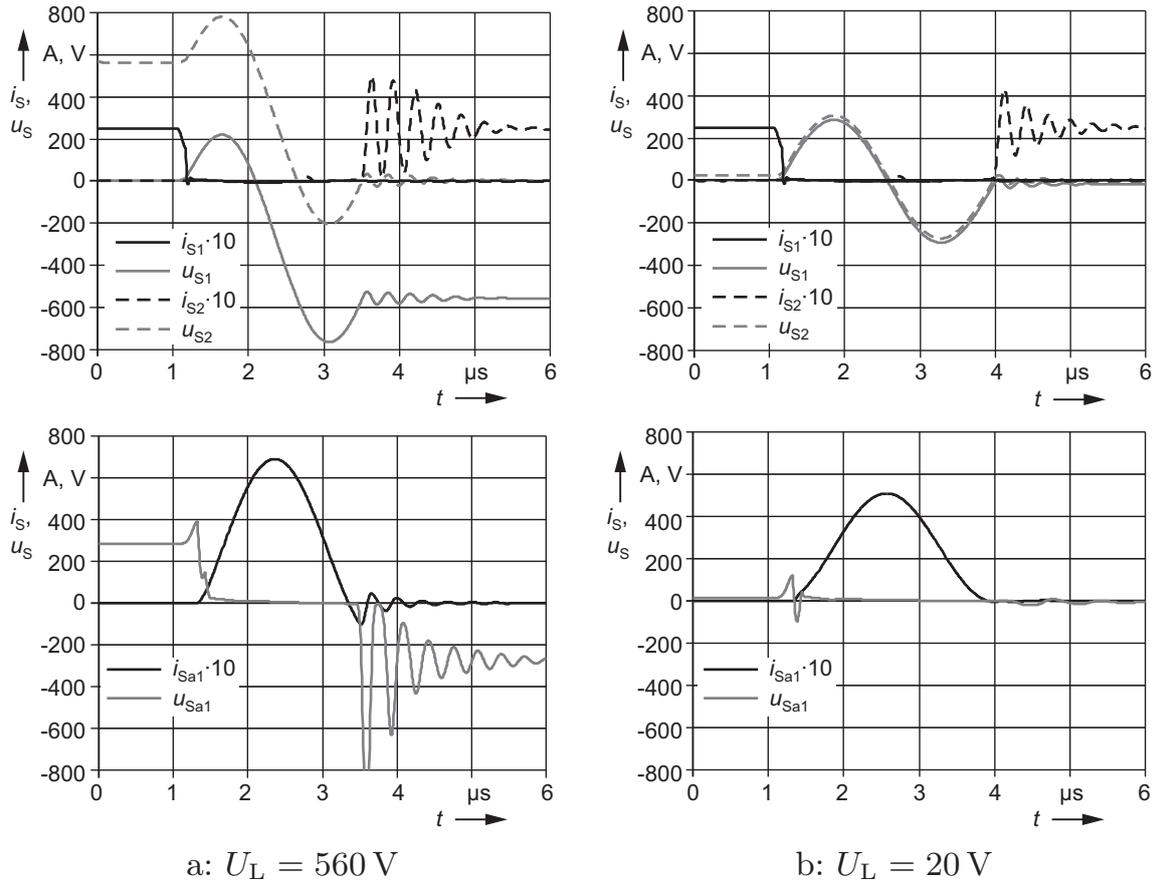


Abbildung 5.6: Simulation der Kommutierung im Modus 3b bei unterschiedlichen Lastspannungen

Vorgangs erheblich verlängert.

In Abbildung 5.6 sind beispielhaft Simulationsergebnisse für die Kommutierung im Modus 3b bei hoher und niedriger Lastspannung dargestellt. Nullspannungs-Einschalten und Nullstrom-Ausschalten von Haupt- bzw. Hilfsschalter gelingen in beiden Fällen. Es wird jeweils der gleiche Spannungsboost von  $U_b \approx 100\text{ V}$  verwendet. Die Spannungsbelastung der Hauptschalter und die Strombelastung des Hilfsschalters bei  $U_L = 560\text{ V}$  steigen um ca. 40 % verglichen mit der Kommutierung im Modus 3.

### 5.2.3 Simulationsergebnisse

Der Modus 3 eignet sich nur für große Lastspannungen, ermöglicht aber eine Kommutierung ohne jegliche Überspannungen an den Hauptschaltern. Die Stromanstiegszeit verlängert sich reziprok mit der Lastspannung. Der Modus 3a erlaubt mit entsprechendem Stromboost auch Kommutierungsvorgänge bei mittlerem  $U_L$ . Modus 3b ermöglicht Kommutierungen im gesamten Last-

spannungsspektrum mit ein- und derselben Boostspannung, hat aber eine erhöhte Spannungsbelastung der Hauptschalter respektive Strombelastung der Hilfsschalter zur Folge.

Eine optimale Steuerung würde abhängig von  $U_L$  den Modus mit der geringsten Belastung für die Schalter sowie die dazu passenden Boostzeiten auswählen. Dazu wären zumindest die Messung der Ausgangsspannung und die Steuerung der Schalter nach zuvor abgelegten spannungsabhängigen Schaltmustern erforderlich. Eine wesentlich einfachere Steuerung ergibt sich, wenn für jede resonante Kommutierung der Modus 3b verwendet wird und immer mit derselben Boostzeit  $t_b$  gearbeitet wird, die bei konstantem Zwischenkreisstrom auch eine konstante Boostspannung  $U_b$  zur Folge hat.

### 5.3 Dreiphasige Realisierungen

Zwei Varianten sollen an dieser Stelle diskutiert werden: die Neutral Voltage Driven Realization und die Average Voltage Driven Realization. Die Line Voltage Driven Realization wird wegen ihres speziellen Pulsmusters und der daraus resultierenden höheren Taktfrequenz nicht weiter betrachtet.

#### 5.3.1 Der CS ARCPI Average Voltage Driven

Ein nach dem ARCP-Prinzip entlasteter dreiphasiger I-Wechselrichter sollte möglichst die gleiche Steuerbarkeit aufweisen wie sein hartschaltendes Pendant. Dieses Ziel kann erreicht werden, indem jede Masche, in der beim I-Wechselrichter eine Kommutierung ablaufen kann, als ARCP-Zelle ausgebildet wird. Dazu muss die Ausgangskondensatorbank im Dreieck geschaltet werden. Jede Leiter-Leiter-Kapazität besteht aus zwei in Reihe geschalteten Kondensatoren, deren Mittelabgriff dem Anschluss zweier Hilfszweige dient.

Für volle Steuerbarkeit würden zwei mal drei Hilfszweige aus je einer Drossel und zwei Hilfsschaltern benötigt. Wie bereits erwähnt, kann aber in den meisten Fällen auf bidirektionale Hilfsschalter verzichtet werden. Vermeidet die Steuerung, dass in beiden Kommutierungsgruppen gleichzeitig geschaltet wird, können sich gegenüberliegende Kommutierungszellen eine Resonanzdrossel teilen. Das Ergebnis ist die Topologie des CS ARCPI AVD aus Abbildung 3.10.

Große Schwierigkeiten dürfte allerdings die Stabilität der Teilermittelpunkte bereiten. Die Lastkapazitäten im I-Wechselrichter sind um etwa zwei Größenordnungen kleiner als die Zwischenkreiskapazität eines U-Umrichters vergleichbarer Leistung. Erschwerend kommt hinzu, dass gerade bei der Raumzeigermodulation innerhalb eines Sektors normalerweise nur die obere oder die untere Kommutierungsgruppe aktiv ist. So würde während einer sechstel Periode der Grundwelle jeder Teiler mehrfach in derselben Richtung belastet werden, bevor Ladungsausgleich stattfindet. Ein verändertes Pulsmuster, das z. B. nicht

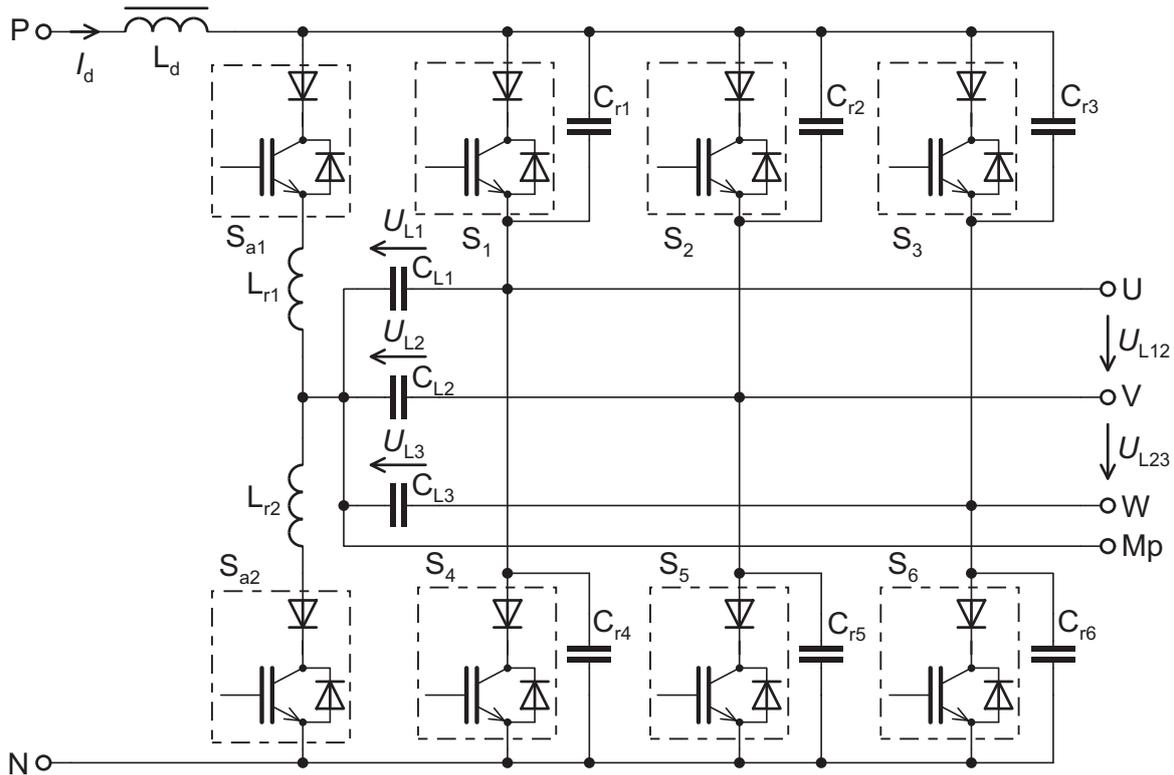


Abbildung 5.7: CS ARCPI NVD mit IGBTs und Reihendiolen

immer den gleichen Nullstromzeiger innerhalb eines Sektors nutzt, könnte das Problem entschärfen. Dafür müssten aber gleichzeitige Kommutierungen in beiden Gruppen möglich sein, d. h. sechs Resonanzdrosseln vorgesehen werden.

### 5.3.2 Der CS ARCPI Neutral Voltage Driven

Eine noch größere Bauteilersparnis bringt die NVD Variante [32] des ARCPI aus Abbildung 5.7 mit sich. Man macht sich die Tatsache zunutze, dass innerhalb einer Kommutierungsgruppe nur eine Kommutierung gleichzeitig ablaufen kann. Daher reicht ein Hilfszweig pro Gruppe aus. Beide Hilfszweige werden mit dem Mittelpunkt der im Stern geschalteten Ausgangskondensatoren verbunden. Des Weiteren ergibt sich eine einfache Möglichkeit zur Stabilisierung des Mittelpunktes der Kondensatorbank, indem dieser mit dem Mittelpunkt einer ebenfalls im Stern geschalteten Last verbunden wird. Wie bei der AVD-Realisierung kann auch hier unter entsprechenden Umständen eine Resonanzdrossel eingespart werden.

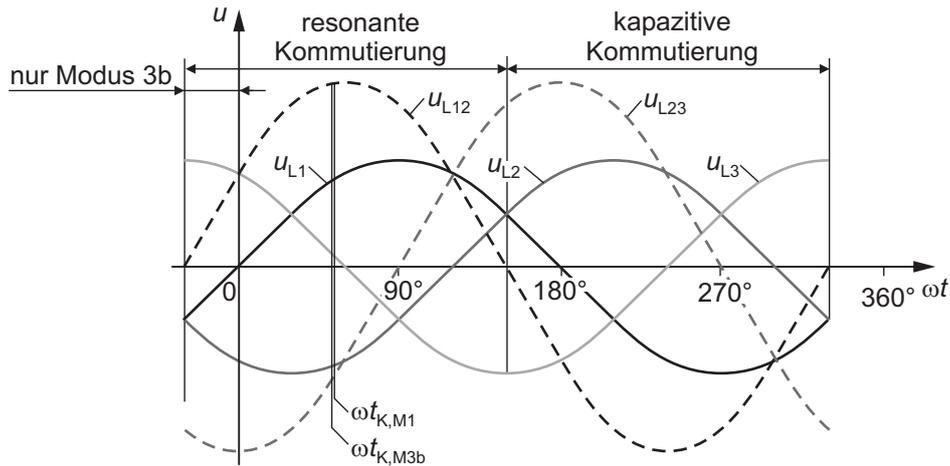


Abbildung 5.8: Ausgangsspannungen über einer Periode der Grundschwingung in Hinblick auf eine Kommutierung von  $S_1$  nach  $S_2$

### Einfluss der Phasenlage auf die Kommutierung

Der Nachteil der NVD-Realisierung ist, dass der Sternpunkt prinzipbedingt nicht immer auf dem halbem Potential der Kommutierungsspannung liegt. Vielmehr ist der Phasenwinkel  $\omega t$  des ausgangsseitigen Drehspannungssystems für Höhe und Vorzeichen der Kommutierungsspannung und die Lage derselben gegenüber der Mittelpunktsspannung verantwortlich. In Abbildung 5.8 sind die Lastspannungsverläufe für eine Periode aufgetragen. Betrachtet wird nur die Kommutierung von  $S_1$  auf  $S_2$ : Die verkettete Spannung  $u_{L12}(t)$  ist in diesem Fall die Kommutierungsspannung. Ihr Vorzeichen ist für die Wahl des Kommutierungsmodus verantwortlich. Ist sie negativ, erfolgt eine kapazitive Kommutierung (Modus 1), ist sie positiv, so muss mit Unterstützung des Hilfszweigs gearbeitet werden.

Damit der Stromboost im Modus 3 und Modus 3a funktionieren kann, muss zudem die Spannung über dem Hilfszweig zu Beginn der Kommutierung positiv sein. Für den betrachteten Fall lautet die Bedingung also:  $u_{L1}(t_0) > 0 \text{ V}$ . Allein der Modus 3b ermöglicht in jedem Fall die resonante Kommutierung. Deshalb soll im Weiteren nur noch dieser resonante Modus verwendet werden.

### Strom- und Spannungsverläufe im Modus 3b

Den Betrachtungen liegt das Ersatzschaltbild aus Abbildung 5.9 zugrunde, das nur die obere Kommutierungsgruppe nachbildet. Gegenüber dem ESB aus Abbildung 5.2b ist nur ein Hauptschalterpfad ergänzt worden. Auch wenn ein Schalter während der Kommutierung durchgehend gesperrt bleibt, so hat dessen Parallelkondensator doch einen Einfluss. Er verlangsamt den Anstieg der Boostspannung und verringert die Schwingkreisimpedanz und die Resonanzfre-

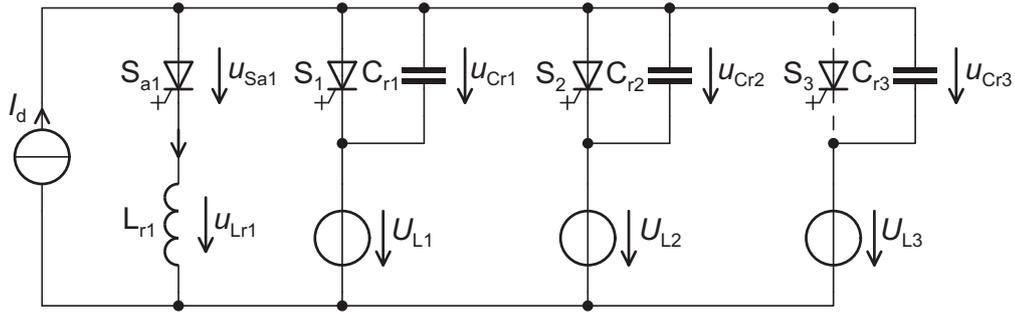


Abbildung 5.9: ESB der oberen Kommutierungsgruppe

quenz, was sich in dem Faktor Zwei statt Drei in den Nennern der folgenden Gleichungen bemerkbar macht. Es gelten weiterhin die Benennungen der Zeitpunkte aus Abbildung 5.3b, auch wenn die Spannungen während der Resonanzphase in ihren tatsächlichen Verläufen von der dort skizzierten Form abweichen. Für die Kondensatorspannungen während der Boostphase  $t_0$  bis  $t_1$  gilt:

$$u_{C_r,k}(t) = u_{C_r,k}(t_0) + \frac{I_d}{3C_r} \cdot (t - t_0) \quad \text{mit } k = 1, 2, 3. \quad (5.10)$$

Die Boostspannung ergibt sich zu

$$U_b = \frac{I_d}{3C_r} \cdot T_b \quad \text{mit } T_b = t_1 - t_0. \quad (5.11)$$

Die neuen Parameter des Schwingkreises lauten:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{3C_r}} \quad \text{und} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{3C_r \cdot L_r}}. \quad (5.12)$$

Die folgenden Gleichungen beschreiben die zeitlichen Verläufe der Schwingkreisgrößen während der Resonanzphase,  $U_{L,\text{off}}$  steht darin für die Spannung der Quelle, von welcher der Strom abkommutiert:

$$i_{L_r1}(t) = I_d + \frac{U_{L,\text{off}} + U_b}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - I_d \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)), \quad (5.13)$$

$$u_{C_r,k}(t) = -U_{L,k} + (U_{L,\text{off}} + U_b) \cos(\omega_r(t - t_1)) + Z_r I_d \sin(\omega_r(t - t_1)) \quad (5.14)$$

mit  $k = 1, 2, 3$ . Der Resonanzvorgang endet zum Zeitpunkt  $t_3$ , wenn  $S_{a1}$  im Nulldurchgang von  $i_{L_r1}$  sperrt. Danach gehen die Spannungen auf den Resonanzkondensatoren wieder linear auf ihre stationären Werte zurück.

Um die Auswirkungen der nicht optimalen Steuerung auf die Strom- und Spannungsverläufe zu quantifizieren, wird die resonante Kommutierung von  $S_1$  auf  $S_2$  im Modus 3b mit Hilfe des Simulationsmodells aus Abschnitt 5.2.2 untersucht, das dafür um einen Hauptstrompfad ergänzt wird. Eine Boostzeit von

## 5 Der ARCPI mit Stromzwischenkreis

$T_b = 500$  ns gewährleistet Nullspannungsschalten der Hauptschalter und Nullstromschalten des Hilfsschalters in allen Phasenlagen bei einer Ausgangsspannung von  $U_{LL,eff} = 400$  V. Tabelle 5.3 listet die dabei auftretenden Spitzenwerte der Hauptschalterspannungen  $u_{S1,2,3}$  und des Hilfsschalterstromes  $i_{Lr1}$  auf. Zudem ist die Gesamtkommutierungsdauer für diskrete Phasenwinkel, bezogen auf das Diagramm in Abbildung 5.8, angegeben.

Tabelle 5.3: Simulationsergebnisse für die Kommutierung von  $S_1$  auf  $S_2$  in Abhängigkeit der Phasenlage der Ausgangsspannungen im Modus 3b

$\omega t$	$-30^\circ$	$0$	$30^\circ$	$60^\circ$	$90^\circ$	$120^\circ$	$150^\circ$
$u_{U0}(\varphi)/V$	-163	0	163	281	325	281	163
$u_{V0}(\varphi)/V$	-163	-281	-325	-281	-163	0	163
$u_{W0}(\varphi)/V$	325	281	163	0	-163	-281	-325
$ u_{S1,2,3} _{max}/V$	530	590	750	810	870	810	760
$ i_{Sa1} _{max}/A$	46	57	71	82	86	82	70
$T_{K,M3b}/\mu s$	4,0	3,4	3,1	3,3	3,6	3,9	4,2

## 5.4 Experimentelle Verifikation

Zur Überprüfung der Simulationsergebnisse und zum Nachweis der Funktion des dreiphasigen CS ARCPIs wird ein Wechselrichter in NVD-Realisierung mit einem Zwischenkreisstrom von 25 A für eine Ausgangsspannung von  $3 \times 230$  V aufgebaut.

### 5.4.1 Versuchsaufbau

Abbildung 5.10 zeigt ein Foto des Leistungsteils. Die Hauptplatine ruht auf zwei senkrecht angeordneten Strangkühlkörpern<sup>1</sup>, die mit Aluminiumwinkeln auf der Grundplatte befestigt sind. Die Winkel dienen gleichzeitig als Luftleitbleche für die an der Unterseite der Kühlkörper befestigten Lüfter. Zwischen den Kühlkörpern befinden sich die drei im Stern geschalteten Ausgangskondensatoren<sup>2</sup>. Als Resonanzkapazitäten werden pro Hauptschalter zwei Polypropylen-Folienkondensatoren<sup>3</sup> von je 10 nF parallelgeschaltet. Für die 5- $\mu$ H-Resonanzdrosseln werden je zwei Eisenpulverringkerne<sup>4</sup> mit 14 Windungen aus

<sup>1</sup>fischer SK47,  $l = 100$  mm,  $b = 200$  mm,  $h = 40$  mm;  $R_{th,nat} = 0,7$  K/W

<sup>2</sup>ICAR MSR-C-20-50,  $20 \mu F$ ,  $500$  V~,  $I_{max} = 40$  A,  $L_\sigma = 130$  nH

<sup>3</sup>WIMA FPK 1,  $0,01 \mu F/1250$  V~/ $400$  V~

<sup>4</sup>Amidon T 200-2,  $d_a = 50,8$  mm,  $d_i = 31,8$  mm,  $h = 14,0$  mm;  $120 \mu H/100$  Wdg.

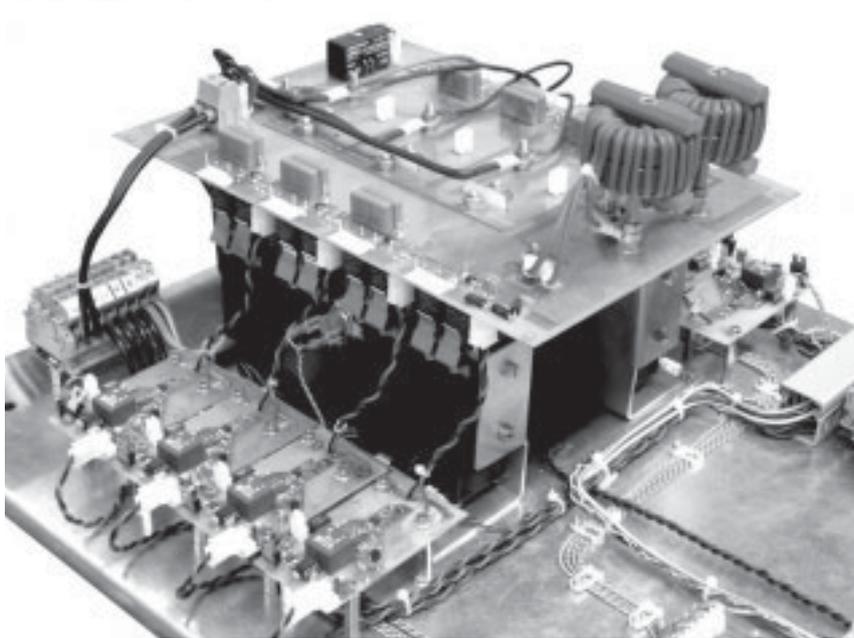


Abbildung 5.10: Dreiphasiger CS ARCPI NVD

zwei parallelen Litzenleitern des Querschnitts  $2,5 \text{ mm}^2$  einlagig bewickelt. Das verwendete Kernmaterial ist sehr gering mit Eisenpulver verfüllt ( $\mu_r = 10$ ) und zeichnet sich daher durch einen hohen Volumenwiderstand und eine hohe Güte aus. Gegenüber einer Luftspule mit gleichen Kernabmessungen können die Windungszahl und damit auch die Kupferverluste um den Faktor  $\sqrt{10}$  reduziert werden.

Als Haupt- und Hilfsschalter werden Reihenschaltungen aus je einem Short-Tail IGBT vom Typ IXER35N120D1 und einer Fast Recovery Epitaxial Diode vom Typ DSEI60-12A eingesetzt, um die Ausschaltverluste gering zu halten. Die IGBTs und die Dioden werden paarweise nebeneinander mit Edelstahlklammern auf den Kühlkörpern fixiert. Auf dem Foto sind die Klammern der Halbleiter der unteren Kommutierungsgruppe gut zu erkennen.

Die Ansteuersignale der IGBTs werden über verdrehte Zweidrahtleitungen von je vier Treiberstufen vor und hinter dem Leistungsteil geliefert. Die Gatewiderstände betragen  $R_{G,on} = 16 \Omega$  und  $R_{G,off} = 49 \Omega$ . Die Potentialtrennung übernehmen Optokoppler auf den Eingangsseiten der Treiber. Die galvanisch getrennte Versorgung erfolgt über Thyristor-Zündübertrager. Auf eine Kurzschlussüberwachung kann systembedingt verzichtet werden. Eine Versorgungsspannungsüberwachung auf den Treiberstufen versetzt den IGBT bei Unterspannung in einen definiert gesperrten Zustand. Die in der Zwischenkreisdrossel gespeicherte Energie wird in diesem Fall von einem Varistor, der parallel zu den Eingangsklemmen des Wechselrichters geschaltet ist, aufgenommen, so

dass die Schalter vor Zerstörung durch Überspannung bewahrt bleiben.

Der Zwischenkreis wird für die Experimente von einem geregelten IGBT-Tiefsetzsteller aus einer Gleichspannungsquelle von ca. 530 V versorgt. Der Zwischenkreisstrom wird zu Überwachungszwecken von der Steuerung mittels eines Kompensationswandlers gemessen. Auch die Zwischenkreisspannung und die Ausgangsspannungen werden auf die Steuerkarte geführt. Die Steuerung selbst besteht aus einem 8-Bit-Mikrocontroller<sup>5</sup> für die Raumzeigermodulation und einem CPLD<sup>6</sup> mit 240 Logikelementen (äquivalent 192 Makrozellen) für die Steuerung der Kommutierungsabläufe. Nach wie vor wird für die resonanten Schaltvorgänge ausschließlich der Modus 3b verwendet.

### 5.4.2 Untersuchungen

Für die ersten Messungen wird nur die Kommutierungszelle bestückt, die aus den Hauptschaltern  $S_1$  und  $S_2$  sowie dem Hilfsschalter  $S_{a2}$  besteht. Für die dreiphasigen Untersuchungen werden auch die übrigen Schalter und Resonanzelemente eingebaut. Die Schaltvorgänge werden mit Hilfe eines Differenzastkopfes<sup>7</sup>, einer Rogowskispule<sup>8</sup> und eines digitalen Speicheroszilloskops<sup>9</sup> aufgenommen.

#### Schaltverhalten der Kommutierungszelle

Die einzelne Zelle wird in einem Doppelpulsverfahren, ähnlich dem in Abschnitt 2.2.1 beschriebenen, vermessen. Abbildung 5.11 zeigt die Verläufe von Strom und Spannung bei einer resonanten Kommutierung von  $S_1$  auf  $S_2$ . Die Kommutierungsspannung beträgt ca. 560 V. Die prinzipiellen Verläufe zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen in Abbildung 5.6a. Gegenüber den Standard-IGBTs der Simulation wird jedoch ein deutlich besseres Einschwingverhalten beobachtet.

Die Verluste setzen sich aus den Einschaltverlusten des Hauptschalters  $S_2$  von 0,33 mJ, den Gesamtverlusten im Hilfsschalter von 1,55 mJ und den hauptsächlich durch den Tailstrom bedingten Ausschaltverlusten des Hauptschalters  $S_1$  zusammen. Letztere werden aus dem Messergebnis aus Abbildung 2.18 auf 0,5 mJ hochgerechnet. In Summe fallen 2,38 mJ Verlustenergie an. Zum Vergleich: Messungen zum harten Schalten in einer Tiefsetzstellerkonfiguration ergaben bei 560 V/20 A eine Gesamtverlustenergie von 3,4 mJ bei einem Gatewiderstand von nur 10  $\Omega$ . Hochgerechnet auf 25 A sind das 79 % mehr als beim

---

<sup>5</sup>ATMEL ATmega128

<sup>6</sup>ALTERA EPM240

<sup>7</sup>TESTEC TT-SI 9110, 100 MHz/1:1000

<sup>8</sup>PEM CWT1R, 17 MHz/300 A

<sup>9</sup>LeCroy 9314, 400 MHz/100 MS/s

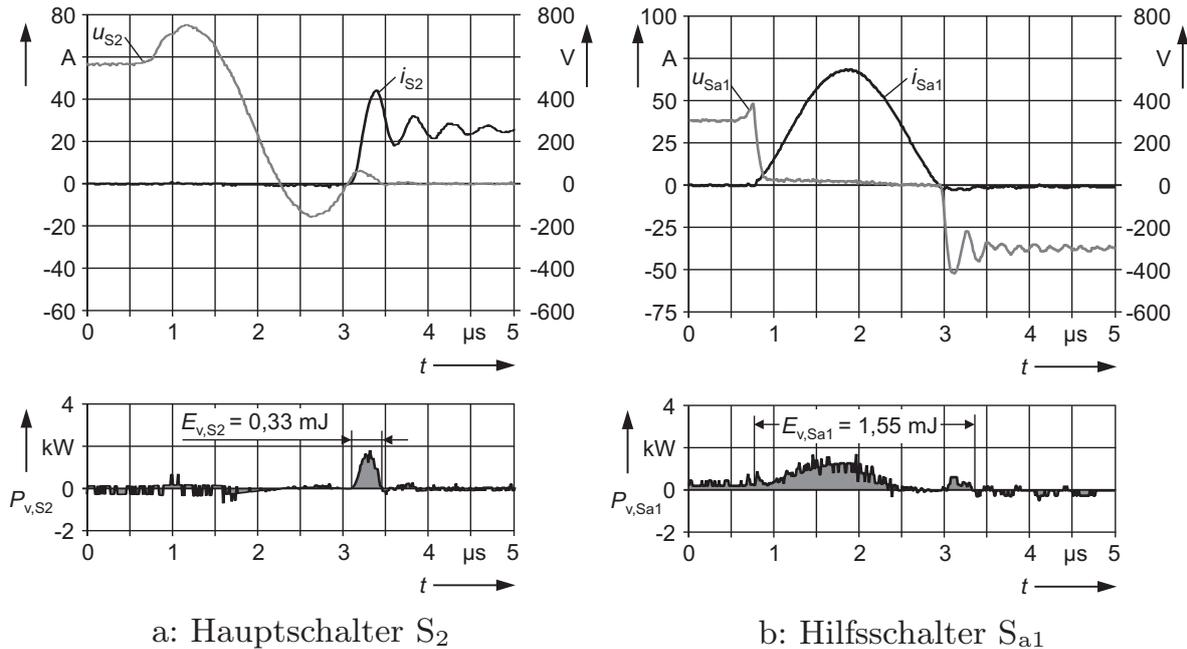


Abbildung 5.11: Zeitliche Verläufe von Strom und Spannung bei einer Kommutierung von  $S_1$  auf  $S_2$  im Modus 3b

weichen Schalten im I-Umrichter. Derartig hohe Verlustenergieeinsparungen sind jedoch nur bei hohen Ausgangsspannungen möglich. Der immer ähnlich hohe Resonanzstrom (vgl. Tab. 5.3) sorgt nämlich für eine Art Offset bei den Schaltverlusten, der unabhängig von der Höhe der wirksamen Kommutierungsspannung auftritt.

### Messungen am dreiphasigen Aufbau

Die im Mikrocontroller implementierte Raumveigermodulation steuert innerhalb eines Sektors immer zuerst einen Laststromzeiger, dann einen Nullstromzeiger, danach den anderen Laststromzeiger und wieder einen Nullstromzeiger an. Für den Nullstromzeiger wird stets derjenige verwendet, der ohne einen Schaltvorgang in der anderen Kommutierungsgruppe eingestellt werden kann. Beispielsweise lautet die Schaltfolge für den Sektor, in dem die negative Hälfte der  $b$ -Achse liegt (s. Abb. 5.1b) und daher die negative Stromkuppe der zweiten Phase moduliert wird, folgendermaßen:

$$(S_3, S_5) \rightarrow (S_2, S_5) \rightarrow (S_1, S_5) \rightarrow (S_2, S_5).$$

Die Einschaltdauer der Schalter variiert innerhalb einer Schaltfolge winkelabhängig, die Gesamtlänge der Schaltfolge bleibt jedoch konstant. Ihre Wiederholfrequenz wird im Folgenden mit  $f_{\text{PWM}}$  bezeichnet.

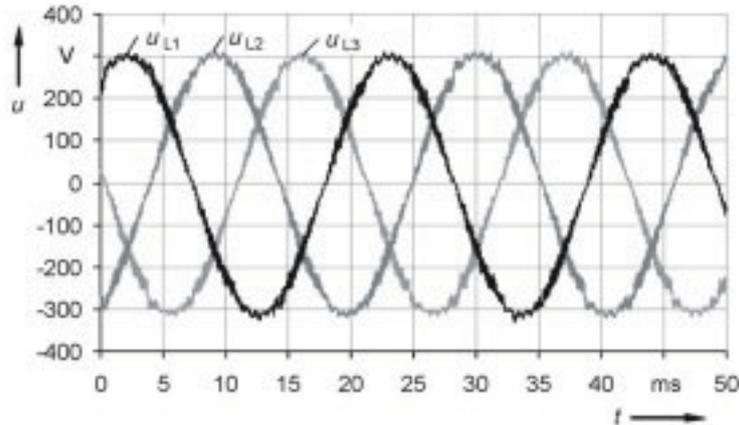


Abbildung 5.12: Ausgangsspannungsverläufe bei  $f_{\text{PWM}} = 7 \text{ kHz}$

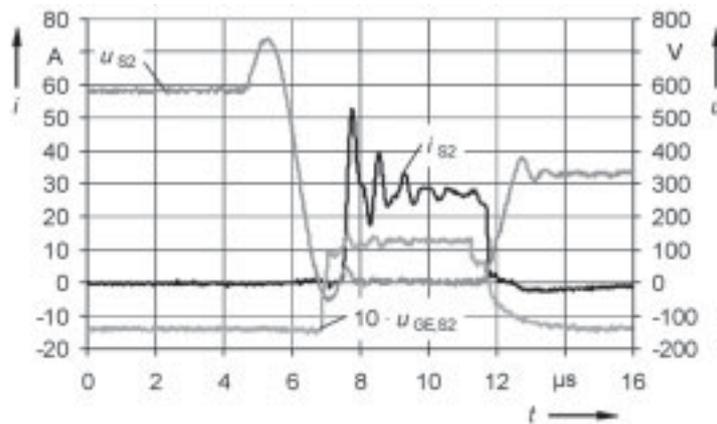
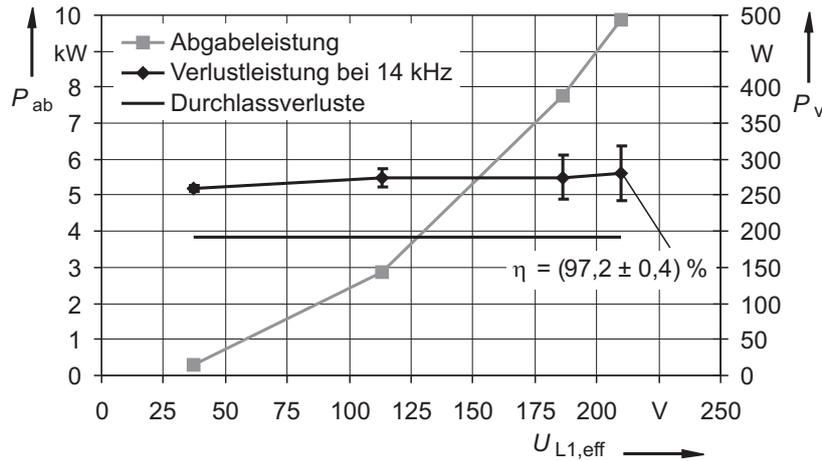


Abbildung 5.13: Schaltfolge  $(S_1, S_5) \rightarrow (S_2, S_5) \rightarrow (S_3, S_5)$

Abbildung 5.12 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannungen bei einer Grundfrequenz von ca. 48 Hz und einer PWM-Frequenz von  $f_{\text{PWM}} = 7 \text{ kHz}$ . Die Last besteht dabei aus drei im Stern geschalteten Widerständen von  $13,1 \Omega$ . Die Lastspannungen eilen den Unterschwingungen der Brückenströme um  $4,5^\circ$  nach. Die Lastspannungsverhältnisse, unter denen die Kommutierungen im oben angesprochenen Sektor stattfinden, können in Abbildung 5.8 zwischen  $\omega t = -4,5^\circ$  und  $\omega t = 55,5^\circ$  abgelesen werden.

Abbildung 5.13 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe von  $S_2$  während der Schaltfolge  $(S_1, S_5) \rightarrow (S_2, S_5) \rightarrow (S_3, S_5)$ . Weil die verkettete Spannung  $u_{L12}$  und somit die Spannung über  $S_2$  vor dem ersten Schaltzeitpunkt  $t_{K,M3b}$  positiv ist, wird  $S_2$  resonant eingeschaltet. Zu Beginn der zweiten Kommutierung liegt über dem einzuschaltenden Schalter  $S_3$  die negative Spannung  $u_{L23}(t_{K,M1})$  an, so dass im Modus 1 gearbeitet werden muss. Zur Veranschaulichung sind die beiden Kommutierungszeitpunkte in Abbildung 5.8 eingetragen.

Abbildung 5.14: Leistungsmessung bei  $f_{PWM} = 14$  kHz

### Leistungsmessung

Die Gesamtverlustleistung des Wechselrichters wird bei  $f_{PWM} = 14$  kHz und verschiedenen Aussteuergraden mit einem digitalen Leistungsmesser<sup>10</sup> aus der Differenz zwischen aufgenommener und abgegebener Leistung ermittelt. Die Last besteht wieder aus den drei 13,1- $\Omega$ -Widerständen. In Abbildung 5.14 ist das Ergebnis über der Ausgangsspannung  $U_{L1,eff}$  der ersten Phase aufgetragen. Bei voller Ausgangsspannung wird eine Verlustleistung von  $(281 \pm 38)$  W gemessen und daraus ein Wirkungsgrad von ca. 97,2 % errechnet. Als Anhaltspunkt ist auch die Durchlassverlustleistung mit eingetragen, die im stationären Brückenkurzschluss bei 25 A gemessen wurde. Auffällig ist, dass die Schaltverluste nur eine schwache Abhängigkeit von der Lastspannung aufweisen.

### 5.4.3 Einsatz rückwärtssperrender IGBTs

Wie gezeigt wurde, ist der Anteil der Durchlassverluste an der Gesamtverlustleistung nicht unerheblich. Durch Einsatz rückwärtssperrender IGBTs ließen sich die Reihendioden und damit nicht nur die Hälfte der Halbleiter sondern auch fast die Hälfte der Durchlassverluste einsparen. Die Wahl fällt auf den nahezu einzigen verfügbaren Typ, den IXRH40N120. Seine Durchlassspannung bei 25 A liegt laut Datenblatt [10] zwischen 2,10 V ( $\vartheta_j = 25$  °C) und 2,49 V ( $\vartheta_j = 125$  °C). Zunächst wird der IGBT auf seine Eignung als Nullspannungsschalter hin untersucht. Abbildung 5.15a zeigt das Ergebnis eines mit 40 nF kapazitiv entlasteten Ausschaltversuchs in einer Testschaltung bei 25 A. Bis zum Abklingen des Tailstroms vergehen ca. 10  $\mu$ s. Aus den gemessenen Größen wird eine Verlustenergie von 14,8 mJ berechnet (vgl. Abb. 2.18). Dieser Wert

<sup>10</sup>NORMA Wide Band Power Analyzer D6200

## 5 Der ARCPI mit Stromzwischenkreis

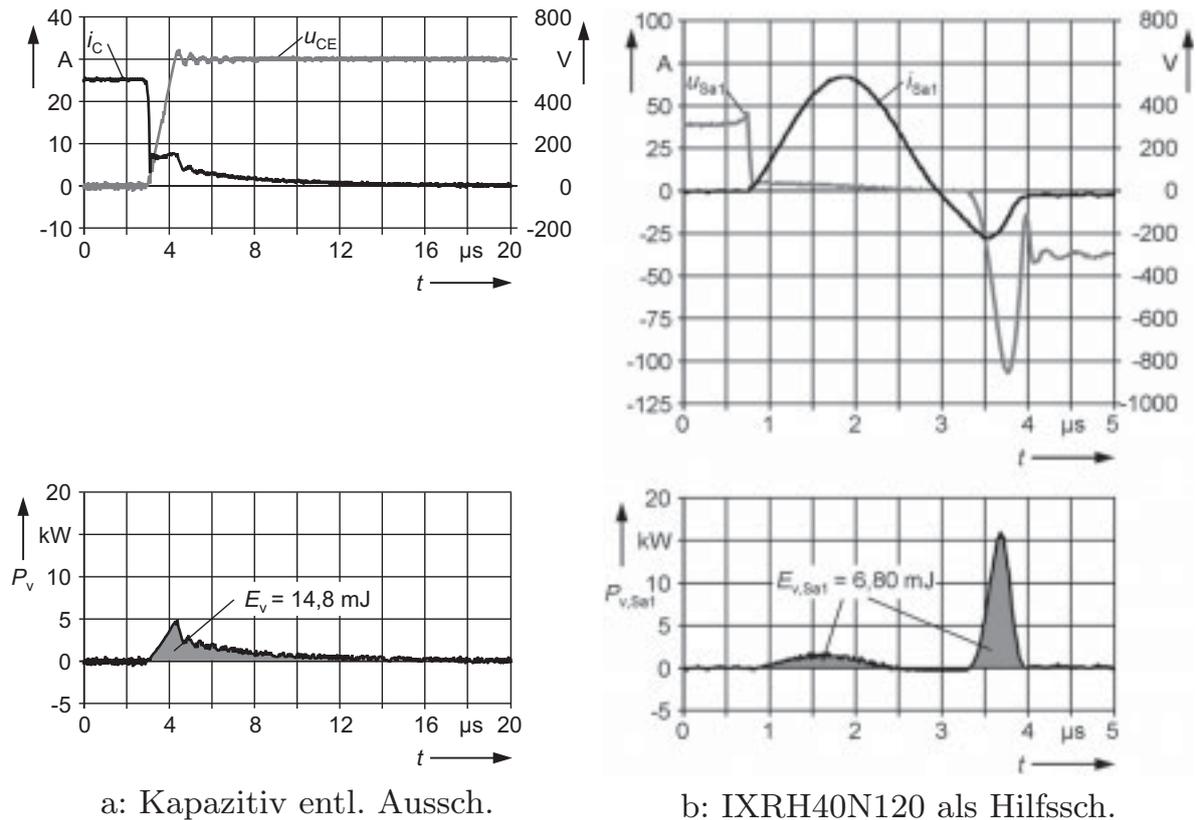


Abbildung 5.15: RB-IGBT als ZVS bzw. ZCS

liegt sogar über dem für hartes Abschalten bei 35 A (Abbildung 2.13a). Ursache ist die konventionelle NPT-Struktur und die hohe Zahl freier Ladungsträger. Der RB-IGBT ist daher für den Einsatz als Hauptschalter in der vorliegenden Anwendung ungeeignet.

In einem zweiten Experiment wird der RB-IGBT als Ersatz für einen Hilfsschalter und dessen Reihendiode in den Versuchsumrichter eingebaut und im Doppelpulsverfahren getestet. Vergleicht man die gemessenen Strom- und Spannungsverläufe in Abbildung 5.15b mit denen aus Abbildung 5.11b, wird klar, dass der Schalter für diesen Einsatzzweck ebenfalls nicht geeignet ist. In [2] wird allerdings ein RB-IGBT in einem Reihenschwingkreis mit einem Pulsstrom von 25 A der Dauer 200  $\mu\text{s}$  beaufschlagt. Der Rückwärtserholstrom liegt dort unter einem Ampere. Der Schalter ist also für resonante Applikationen prinzipiell geeignet, jedoch nicht für die hier gewünschten kurzen Kommutierungszeiten.

## 5.5 Zusammenfassung der Ergebnisse

Nach einer kurzen Einführung in die Thematik der I-Umrichter und deren Steuerung wurden in diesem Kapitel die Besonderheiten der ARCP-Schaltent-

lastung im I-Umrichter erläutert. Es wurden alle drei möglichen Boostvarianten der resonanten Kommutierung vorgestellt. Nur der Modus 3b erlaubt eine Kommutierung bei allen Phasenlagen der Lastspannung. Zudem kann mit festen Schaltzeiten gearbeitet werden. Nachteilig sind allerdings die dabei auftretenden hohen Spitzenspannungen, wodurch auch bei kleinen Ausgangsspannungen nahezu dieselben Schaltverluste wie bei Nennspannung auftreten. Dies konnte für die NVD-Realisierung durch Simulation bzw. Messung ermittelt werden.

Der praktisch ausgeführte Wechselrichter arbeitet zuverlässig. Der Einsatz von Short-Tail-IGBTs und schnellen Dioden ermöglicht geringe Schaltverluste bei Vollast. Im Teillastbereich sind diese jedoch genau wie beim VS ARCPI kaum geringer. Eine Reduktion der Durchlassverluste wäre durch Verwendung von rückwärtssperrenden Bauelementen prinzipiell möglich. Der vorliegende RB-IGBT lässt sich jedoch nicht kapazitiv entlasten, weshalb sein Einsatz als Hauptschalter im CS ARCPI nicht in Frage kommt. Als Hilfsschalter in deutlich langsameren ARCP-Applikationen wäre er möglicherweise eine Alternative zur Reihenschaltung aus IGBT und Diode.



## 6 Vom ARCP zum Resonant Commutated Twin Pole

In den Ausführungen der Kapitel 4 und 5 ist auch auf die Probleme hingewiesen worden, die im Zusammenhang mit dem kapazitiven Teiler der ARCP-Zelle entstehen. Der dreiphasige ARCPI mit Spannungszwischenkreis benötigt beispielsweise eine komplizierte Regelung mit Hilfe angepasster Boostströme, wenn die Spannungen des kapazitiven Teilers auch bei niedrigen Grundfrequenzen stabil bleiben sollen (s. Abschn. 4.2.3).

Beim dreiphasigen ARCPI mit Stromzwischenkreis in der AVD Realization ist dieses Problem noch viel gravierender, da auf der Wechselspannungsseite keine beliebig großen Kapazitäten eingesetzt werden können. In der NVD Realization ist die Verbindung des Sternpunktes der ausgangsseitigen Kondensatorbank mit dem Sternpunkt der Maschine zwar ein Weg, den Teiler zu stabilisieren, erkauft wird diese Lösung jedoch durch phasenwinkelabhängige Kommutierungsspannungen (vgl. Abschn. 5.3).

Das Ziel der Untersuchungen dieses und des nächsten Kapitels ist, eine neue Kommutierungszelle für dreiphasige Resonant Transition Inverters zu finden, welche die oben angeführten Probleme aufgrund ihrer Topologie inhärent vermeidet. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, dass zu vielen leistungselektronischen Schaltungen duale Topologien existieren. Zum besseren Verständnis werden im nächsten Abschnitt einige Grundlagen der Netzwerktheorie repetiert.

### 6.1 Dualität in leistungselektronischen Schaltungen

Die Leistungselektronik verwendet Halbleiter als Schalter, die idealisiert betrachtet nur zwei Zustände annehmen können: eingeschalteter Zustand (leitfähig) und ausgeschalteter Zustand (gesperrt). Gesteuerte Halbleiter können von sich aus rückwärtsleitend oder rückwärtssperrend sein. Ist dies nicht der Fall, werden Dioden verwendet, um eine definierte Rückwärtssperr- oder -leitfähigkeit zu erzielen. Des Weiteren kommen sie als Freilaufdioden zum Einsatz. Für die grundlegenden theoretischen Betrachtungen sollen folgende Vereinfachungen gelten:

1. Der Spannungsabfall im eingeschalteten Zustand beträgt 0 V.

2. Es gibt keinen Leckstrom im gesperrten Zustand.
3. Der Wechsel zwischen diesen Zuständen erfolgt unendlich schnell.

Neben den Halbleiterventilen bestehen leistungselektronische Schaltungen aus passiven Bauelementen wie Kondensatoren und Drosseln, die entweder als Energiespeicher eingesetzt werden oder Bestandteile von Filtern oder Schwingkreisen sind. Widerstände finden Verwendung als Dämpfungs- oder Entladewiderstände. Auch die passiven Elemente sollen zunächst als ideal, also ohne parasitäre Eigenschaften, angenommen werden. Des Weiteren werden in Ersatzschaltbildern ideale Strom- und Spannungsquellen mit unendlichem bzw. ohne Innenwiderstand verwendet.

### 6.1.1 Duale Netzwerkelemente

Aus der Netzwerktheorie ist das duale Verhalten von linearen Elementen und Quellen bezüglich Spannung und Strom bekannt. Die Tabelle 6.1 listet diese Elemente und ihre Spannungs- bzw. Stromgleichungen im Zeitbereich auf. Unter den oben getroffenen Annahmen kann sie um drei nichtlineare Halbleiterelemente ergänzt werden. Zur Darstellung des allgemeinen selbstsperrenden, abschaltbaren, rückwärts leitenden Schalters  $S_{SB,RC}$  und des allgemeinen selbstleitenden, abschaltbaren, rückwärts sperrenden Ventils  $S_{SC,RB}$  wurde auf die Schaltzeichen von GTOs zurückgegriffen, der selbstleitende Typ wurde zusätzlich mit einem Kreis als Symbol der Invertierung am Gate versehen. Bei den gesteuerten Elementen muss zwischen nicht angesteuertem ( $s = 0$ ) und angesteuertem Zustand ( $s = 1$ ) unterschieden werden: „ $s = 0$ “ bedeutet für den selbstsperrenden Schalter sperren, für den selbstleitenden Schalter leiten. „ $s = 1$ “ heißt, dass der selbstsperrende Typ leitet und der selbstleitende Typ sperrt.

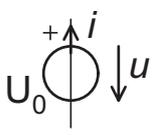
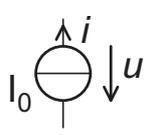
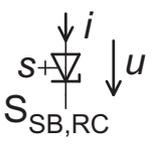
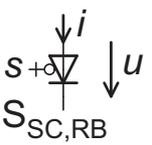
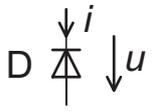
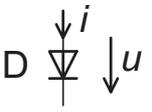
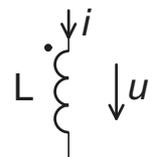
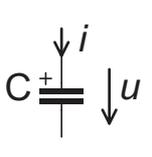
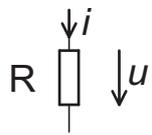
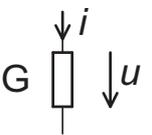
Die Diode ist in ihrem Verhalten zu sich selbst invers. Allerdings ist die inverse Diode anders herum gepolt. Es gibt keine feste Einteilung der Symbole in zwei Gruppen. Aus praktischen Gründen wurden jedoch die Symbole, die für einen Umrichter mit Spannungszwischenkreis benötigt werden, in die linke Gruppe und diejenigen, die im Stromzwischenkreisumrichter Verwendung finden, in die rechte Gruppe eingeordnet.

### 6.1.2 Netzwerkgraphen und topologische Matrizen

Zum Zwecke der Analyse eines Netzwerks  $N_1$  wird zunächst der *Netzwerkgraph* benötigt. Dieser gibt die Struktur des Netzwerks ohne seine Elemente wieder. Ein Netzwerkgraph enthält also nur Zweige und Knoten. Wird für jeden Zweig eine Richtung festgelegt, spricht man von einem *Digraphen* (engl.: directed graph). Die Richtungen sind prinzipiell beliebig, müssen sich aber eindeutig

## 6.1 Dualität in leistungselektronischen Schaltungen

Tabelle 6.1: Zueinander duale Netzwerkelemente

Symbol	U-Umrichter	Symbol	I-Umrichter
	$u = U_0 = \text{const.}$ $i \neq f(u)$		$i = I_0 = \text{const.}$ $u \neq f(i)$
	$s = 0: u = 0 \text{ für } i < 0,$ $i = 0 \text{ für } u > 0$ $s = 1: u = 0,$ $i \neq f(u)$		$s = 0: i = 0 \text{ für } u < 0,$ $u = 0 \text{ für } i > 0$ $s = 1: i = 0,$ $u \neq f(i)$
	$u = 0 \text{ für } i < 0$ $i = 0 \text{ für } u > 0$		$i = 0 \text{ für } u < 0$ $u = 0 \text{ für } i > 0$
	$u = L \cdot \frac{di}{dt}$ $i = \frac{1}{L} \cdot \int u dt + i(0)$		$i = C \cdot \frac{du}{dt}$ $u = \frac{1}{C} \cdot \int i dt + u(0)$
	$u = R \cdot i$ $i = u/R$		$i = G \cdot u$ $u = i/G$

entweder auf die Ströme oder die Spannungen beziehen. In Abbildung 6.1 wird dies am Beispiel eines Bremsstellers für U-Umrichter gezeigt. Nummern in Kreisen benennen die Knoten, Nummern ohne Kreise bezeichnen Zweige. Für alle  $n_k$  Knoten lassen sich Knotengleichungen nach Kirchhoff angeben. Wird ein Strom aus einem Knoten heraus positiv gewertet, so können folgende Gleichungen angeschrieben werden:

$$\begin{array}{rcccccl}
 \textcircled{1} & : & +i_{1.1} & & -i_{3.1} & = & 0 \\
 \textcircled{2} & : & -i_{1.1} & +i_{2.1} & & +i_{4.1} & = & 0 \\
 \textcircled{3} & : & & -i_{2.1} & & & +i_{5.1} & = & 0 \\
 \textcircled{4} & : & & & +i_{3.1} & -i_{4.1} & -i_{5.1} & = & 0
 \end{array}$$

Zur vollständigen Beschreibung des Netzwerks sind nur  $n_k - 1$  Knotengleichungen erforderlich. Das Weglassen einer Knotengleichung entspricht der Wahl

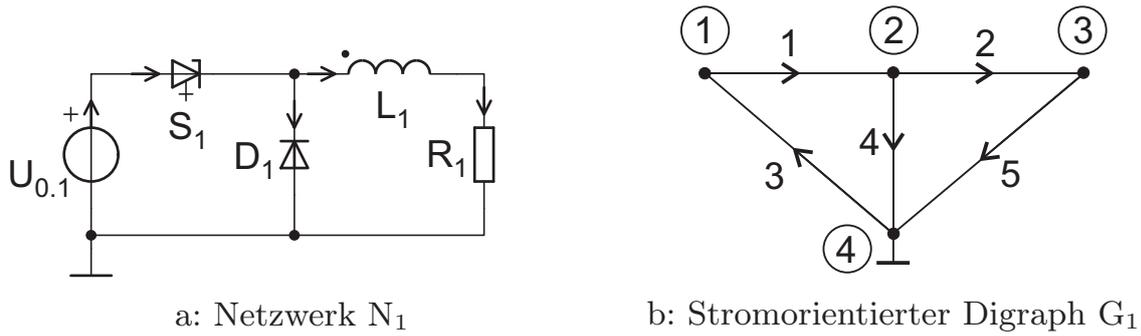


Abbildung 6.1: Bremssteller für U-Umrichter

eines Bezugspotentials (Masse). In Matrixschreibweise ergibt sich folgendes Gleichungssystem:

$$\begin{pmatrix} +1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & +1 & 0 & +1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & +1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{1.1} \\ i_{2.1} \\ i_{3.1} \\ i_{4.1} \\ i_{5.1} \end{pmatrix} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{i}_{z.1} = \mathbf{0}. \quad (6.1)$$

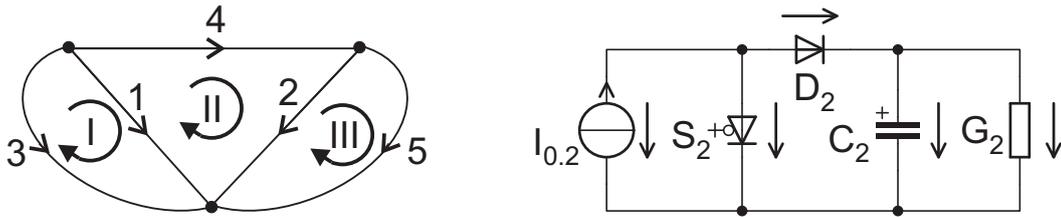
Eine solche Matrix, die die Struktur eines Netzwerks unabhängig von der Art der Netzwerkelemente der einzelnen Zweige beschreibt, wird auch als *topologische* Matrix bezeichnet. Lässt sich der Graph eines Netzwerks kreuzungsfrei zeichnen, spricht man von einem *planaren* Netzwerk. Zum Digraphen eines planaren Netzwerks existiert immer auch ein *dualer* Digraph, dessen Maschenmatrix  $\mathbf{M}$  der Knotenmatrix  $\mathbf{A}$  des dualen Digraphen entspricht:

$$\mathbf{M}_2 = \mathbf{A}_1 \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{A}_2 = \mathbf{M}_1. \quad (6.2)$$

Also ist auch die Zahl der Maschen  $n_m$  eines planaren Digraphen gleich  $n_k - 1$  des jeweiligen dualen Digraphen. Für den zum Beispielgraphen  $G_1$  dualen Graphen  $G_2$  gilt:

$$\begin{pmatrix} +1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & +1 & 0 & +1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & +1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{1.2} \\ u_{2.2} \\ u_{3.2} \\ u_{4.2} \\ u_{5.2} \end{pmatrix} = \mathbf{M}_2 \cdot \mathbf{u}_{z.2} = \mathbf{0}. \quad (6.3)$$

Der duale Digraph im Beispiel beinhaltet also drei Maschen. Masche I umfasst zwei Zweige, von denen einer auch zu Masche II gehört. Diese enthält drei Zweige, von denen sie wiederum einen mit Masche III teilt. Abbildung 6.2 zeigt den dualen Digraphen  $G_2$  und das Netzwerk  $N_2$ : einen Bremssteller für I-Umrichter.



a: Spannungsorientierter Digraph  $G_2$

b: Netzwerk  $N_2$

Abbildung 6.2: Bremssteller für I-Umrichter

Reihen- und Parallelschaltung verhalten sich zueinander dual. Im Netzwerk  $N_1$  besteht die Last aus einer R-L-Reihenschaltung, in  $N_2$  aus einer G-C-Parallelschaltung. (Ebenso verhalten sich Stern- und Dreieckschaltung zueinander dual.) Sind auch die Netzwerkelemente in den jeweiligen Zweigen dual zu denen des Ursprungsgraphen bezüglich einer Dualitätskonstanten  $\tilde{R}$ , spricht man von *dualen Netzwerken*. Es gelten die folgenden Beziehungen:

$$I_{0.2} = U_{0.1}/\tilde{R} \quad \text{bzw.} \quad U_{0.2} = I_{0.1} \cdot \tilde{R}, \quad (6.4)$$

$$C_2 = L_1/\tilde{R}^2 \quad \text{bzw.} \quad L_2 = C_1 \cdot \tilde{R}^2, \quad (6.5)$$

$$G_2 = R_1/\tilde{R}^2 \quad \text{bzw.} \quad R_2 = G_1 \cdot \tilde{R}^2. \quad (6.6)$$

Wenn beispielsweise die Netzwerke  $N_1$  und  $N_2$  den gleichen physikalischen Widerstand  $R_{Br} = R_1 = 1/G_2$  besäßen, ergäbe sich eine Dualitätskonstante von  $\tilde{R} = R_1$ , mit Hilfe derer sich auch die Höhe des Quellenstroms  $I_{0.2}$  und die Kapazität des Kondensators  $C_2$  ermitteln ließen.

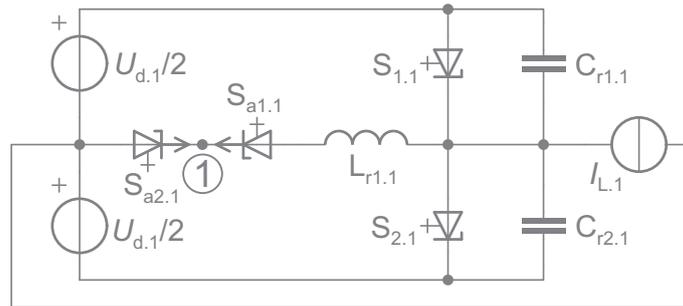
## 6.2 Entwicklung der Resonant Commutated Twin Pole Zelle

In diesem Abschnitt wird mit Hilfe der Netzwerktheorie aus der ARCP-Zelle eine neuartige resonante Kommutierungszelle entwickelt, die aufgrund ihrer Symmetrieeigenschaften Resonant Commutated Twin Pole (RCTP) genannt wird.

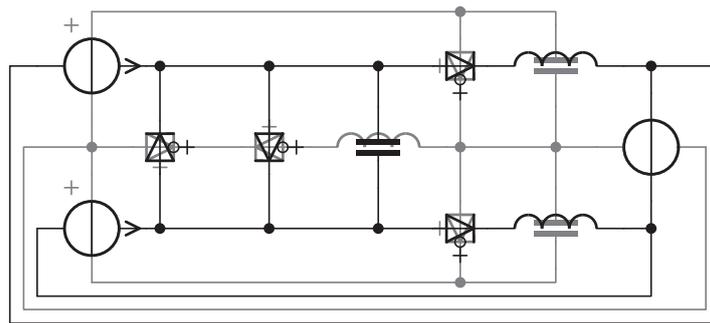
### 6.2.1 Umwandlung

Abbildung 6.3a zeigt die ARCP-Kommutierungszelle für unidirektional eingepreßte Spannung und bidirektional eingepreßten Strom. Die Hauptschalter arbeiten als Nullspannungsschalter, die Hilfsschalter als Nullstromschalter. Da sich der Graph des Netzwerks kreuzungsfrei zeichnen lässt, existiert auch ein duales Netzwerk. Dieses lässt sich, wie zuvor dargestellt, durch Transformation

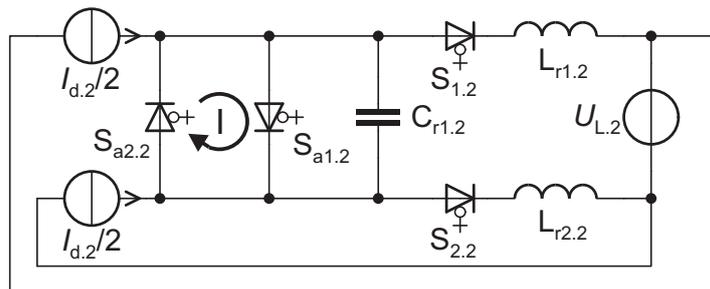
## 6 Vom ARCP zum Resonant Commutated Twin Pole



a: Netzwerk  $N_1$ : Kommutierungszelle des VS ARCPs



b: Grafische Methode zur Umwandlung von  $N_1$  in  $N_2$



c: Netzwerk  $N_2$ : zur VS-ARCP-Zelle duale Kommutierungszelle

Abbildung 6.3: Umwandlung der ARCP-Kommutierungszelle

der Knotengleichungen in Maschengleichungen und Ersatz der Netzwerkelemente durch ihre jeweiligen dualen Elemente (s. Tabelle 6.1) ermitteln.

Die Umwandlung wird mit einer grafischen Methode, die Abbildung 6.3b skizziert, durchgeführt: Die dualen Netzwerkelemente werden senkrecht über die ursprünglichen gezeichnet. Dann werden alle Anschlüsse, die innerhalb einer Masche des ursprünglichen Netzwerks enden, zu neuen Knoten verbunden. Damit die orientierten Netzwerkelemente, wie z. B. die Schalter, richtig herum eingezeichnet werden, ist eine einheitliche Zählrichtung für die ursprünglichen Zweige und die neuen Maschen anzuwenden, wie dies in den Abbildungsteilen a und c exemplarisch für den Knoten ① bzw. die Masche I eingetragen ist.

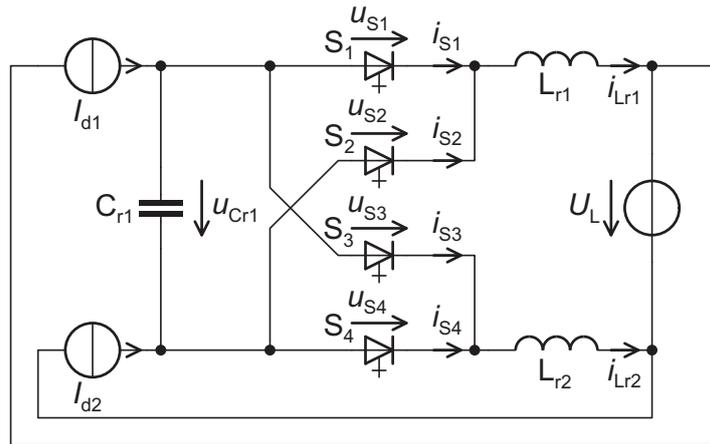


Abbildung 6.4: Kommutierungszelle des CS RCTPIs

Die so entstandene duale Kommutierungszelle ist geeignet für unidirektional eingepprägten Strom und bidirektional eingepprägte Spannung. Die Hauptschalter arbeiten als ZCS, die Hilfsschalter als ZVS. Die Hilfsschalter schließen im stationären Zustand den Resonanzkondensator kurz. Der leitende Hauptschalter führt die Summe beider Quellenströme. Die Kommutierungen erfolgen dual zur VS-ARCP-Zelle: Die Kommutierung auf einen positiv vorgespannten Hauptschalter erfolgt bei großer Lastspannung im Modus 1 als einfache induktive Kommutierung. Die Hilfsschalter bleiben dabei leitend. Zum Einleiten einer resonanten Kommutierung im Modus 2 oder 3 wird zuerst der stromführende Hilfsschalter gesperrt (angesteuert). Sein Strom kommutiert auf  $C_{r1,2}$  und lädt diesen linear auf. Im darauf folgenden Umschwingvorgang verhalten sich die Drosselströme  $i_{Lr1,2}$  und  $i_{Lr2,2}$  wie die Kondensatorspannungen  $u_{Cr1,1}$  und  $u_{Cr2,1}$  in der ARCP-Zelle. Am Ende der Kommutierung leiten der jeweils andere Hilfs- und Hauptschalter.

Für eine praktische Realisierung ist an dieser Topologie von Nachteil, dass immer der Strom einer der Quellen durch zwei Schalter fließen muss. Dies erhöht nicht nur die Durchlassverluste, es erschwert auch die Symmetrierung eines Stromteilers, der benötigt wird, wenn nur eine Stromquelle in Form eines geregelten Stromzwischenkreises vorhanden ist. Das Problem lässt sich aber durch einen leichten Eingriff in die Topologie umgehen, indem nämlich die Ströme der beiden Quellen erst hinter dem jeweiligen Hauptschalter, also kathodenseitig, aufsummiert werden. Das derartig umgestaltete Netzwerk zeigt Abbildung 6.4. Es weist einen höheren Grad an Symmetrie auf, was allerdings erst durch erneutes Umzeichnen augenfällig wird. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.7 zu sehen: Es ist eine spiegel- und punktsymmetrische H-Brücke mit zwei Anschlüssen (Polen) für eingepprägten Strom, daher wird hier der Name *Resonant Commutated Twin Pole* (RCTP) für diese Topologie eingeführt. Auch zur RCTP-Zelle

existiert eine duale Topologie. Weil die zwei Spannungsquellen darin aber keinen gemeinsamen Knotenpunkt haben, scheint sie für praktische Anwendungen ungeeignet zu sein und wird nicht weiter betrachtet.

### 6.2.2 Funktionsweise der RCTP-Zelle

Haupt- und Hilfsschalter können bei der RCTP-Zelle anhand des Schaltbildes nicht mehr unterschieden werden, daher wird auch von einer unterschiedlichen Benennung abgesehen. Nur noch das Muster der Ansteuerung entscheidet darüber, welche zwei Schalter aktuell als Hilfsschalter agieren. Sie liegen in der Brückendarstellung nach Abbildung 6.7 immer einander diagonal gegenüber. Über die jeweils andere Diagonale der Brücke fließt während der Resonanzphase der Reihenschwingkreisstrom.

In den folgenden Ausführungen sind  $S_2$  und  $S_3$  die Hilfsschalter, während  $S_1$  und  $S_4$  als Hauptschalter fungieren. Für die folgenden Beschreibungen sollen wieder ideale Schalter und verlustfreie passive Komponenten vorausgesetzt werden, außerdem gelten:

$$I_{d1} = I_{d2} = I_d/2, \quad L_{r1} = L_{r2} = L_r \quad \text{und} \quad C_{r1} = C_r.$$

Um das Verständnis zu erleichtern, wird konform mit Abbildung 6.4 wieder von den gebräuchlicheren selbstsperrenden Ventilen ausgegangen. Da die Gleichungen der zeitlichen Verläufe der Schwingkreisgrößen dual zu den Gleichungen (4.6) bis (4.18) für den VS ARCPI sind, gelten diese auch hier, wenn folgende Vertauschungen vorgenommen werden:

$$U \leftrightarrow I, \quad u \leftrightarrow i, \quad C_r \leftrightarrow L_r \quad \text{und} \quad Z_r \leftrightarrow Y_r = \frac{1}{Z_r},$$

d. h. eine Dualitätskonstante von  $\tilde{R} = 1 \Omega$  angenommen wird. Daher werden an dieser Stelle nur die wichtigsten Formeln in umgeschriebener Form angegeben.

#### Modus 1

Im Ausgangszustand seien  $S_3$  und  $S_4$  leitend und führten je  $I_d/2$ . Damit ist  $C_{r1}$  kurzgeschlossen und es gilt:  $u_{S1} = u_{S2} = -U_L$ . Die Kommutierung nach  $S_1$  und  $S_2$  findet im Modus 1 statt, wenn  $U_L$  negativ und dem Betrage nach größer als eine bestimmte Schwelle  $U_{Schw}$  ist. Sie erfolgt durch Einschalten dieser beiden Schalter. Die Drosselströme bauen sich gemäß

$$i_{Lr1}(t) = \frac{U_L}{2L_r} \cdot t \quad \text{bzw.} \quad i_{Lr2}(t) = I_d - i_{Lr1}(t) \quad (6.7)$$

linear auf- bzw. ab, bis  $S_3$  und  $S_4$  stromlos geworden sind und rückwärts sperren.  $C_{r1}$  bleibt also die ganze Zeit kurzgeschlossen und hat keinen Einfluss auf die Kommutierung.

## 6.2 Entwicklung der Resonant Commutated Twin Pole Zelle

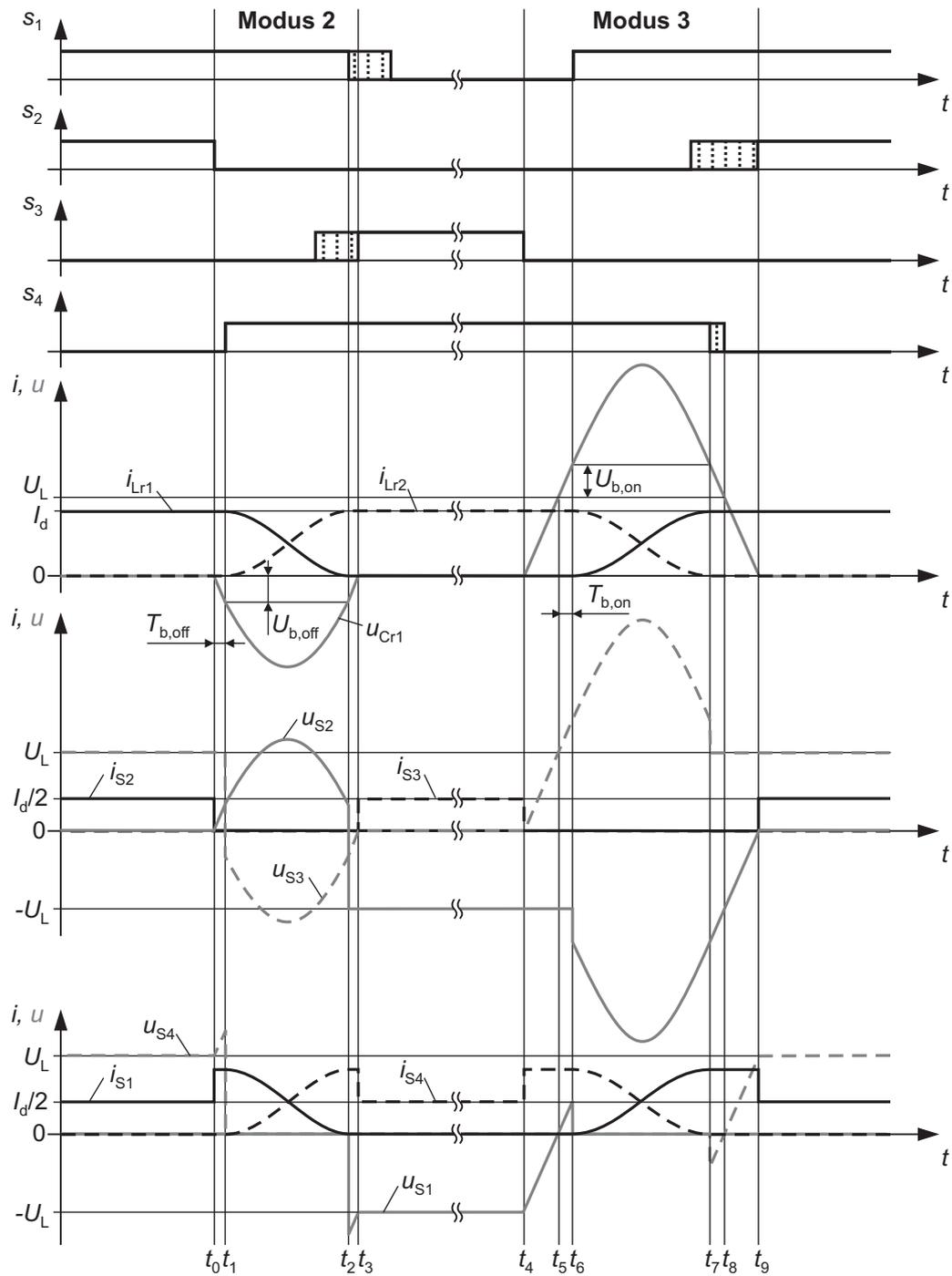


Abbildung 6.5: Ein Schaltzyklus bei kleiner positiver Lastspannung

### Modus 2

Abbildung 6.5 zeigt alle wichtigen zeitlichen Verläufe für einen Schaltzyklus bei kleiner positiver Ausgangsspannung  $U_L < U_{Schw}$ . Ausgehend von  $S_1$  und

$S_2$  wird im Modus 2 auf  $S_3$  und  $S_4$  kommutiert. Die Verläufe von Strom und Spannung an den Resonanzelementen haben die vom VS-ARCPI her gewohnte Form, jedoch sind die Größen Strom und Spannung vertauscht. Die neue Topologie bedingt aber eine andere Verteilung der Spannungen und Ströme auf die Schalter. Am auffälligsten ist die Aufteilung des Stromes  $I_d$  auf zwei Schalter im stationären Zustand.

Durch das Sperren von  $S_2$  zum Zeitpunkt  $t_0$  kommutiert der halbe Zwischenkreisstrom  $I_{d2}$  auf  $C_{r1}$  und  $S_1$ . In der Boostzeit, die bis  $t_1$  dauert, wird Energie im Resonanzkondensator zur Deckung der während der Resonanzphase auftretenden Verluste gespeichert. Dessen Spannung ändert sich linear gemäß

$$u_{Cr1}(t) = -\frac{I_d/2}{C_r} \cdot (t - t_0). \quad (6.8)$$

Die Resonanzphase wird durch Zuschalten des zweiten Hauptschalters  $S_4$  zum Zeitpunkt  $t_1$  eingeleitet. In der Zeit bis  $t_2$  gelten folgende Zusammenhänge für die Schwingkreiselemente:

$$u_{Cr1}(t) = U_L - Z_r \cdot \frac{I_d}{2} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - (U_L + U_{b,off}) \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)), \quad (6.9)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_d}{2} - \frac{I_d}{2} \cos(\omega_r(t - t_1)) + \frac{U_L + U_{b,off}}{Z_r} \sin(\omega_r(t - t_1)), \quad (6.10)$$

$$i_{Lr2}(t) = I_d - i_{Lr1}(t) \quad \text{mit} \quad Z_r = \sqrt{\frac{2L_r}{C_r}}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_r \cdot C_r}}. \quad (6.11)$$

Zum Zeitpunkt  $t_2$  nimmt  $S_1$  rückwärts Sperrspannung auf. Solange  $C_{r1}$  noch nicht entladen ist, liegt noch negative Spannung über  $S_3$  an. In dieser Zeit entlädt  $I_{d1}$  den Resonanzkondensator. Spätestens wenn  $u_{S3}$  zum Zeitpunkt  $t_3$  zu Null geworden ist, muss der Schalter  $S_3$  eingeschaltet werden, damit er mit  $I_{d1}$  die Hälfte des Laststroms übernehmen kann.

### Modus 3

Die Vorgänge im Modus 3 werden am Beispiel des Wiedereinschaltens von  $S_1$  und  $S_2$  in Abbildung 6.5 erläutert. Sie verlaufen weitgehend analog zu denen im Modus 2. Allerdings muss die Spannung  $u_{Cr1}$  zuerst die Höhe von  $U_L$  erreicht haben, bevor der Boostvorgang beginnen kann. Während der Spannungsanstiegszeit  $t_4$  bis  $t_5$  sowie während die darauf folgende Boostzeit  $t_5$  bis  $t_6$  ist die Kondensatorspannung

$$u_{Cr1}(t) = \frac{I_d/2}{C_r} \cdot (t - t_4). \quad (6.12)$$

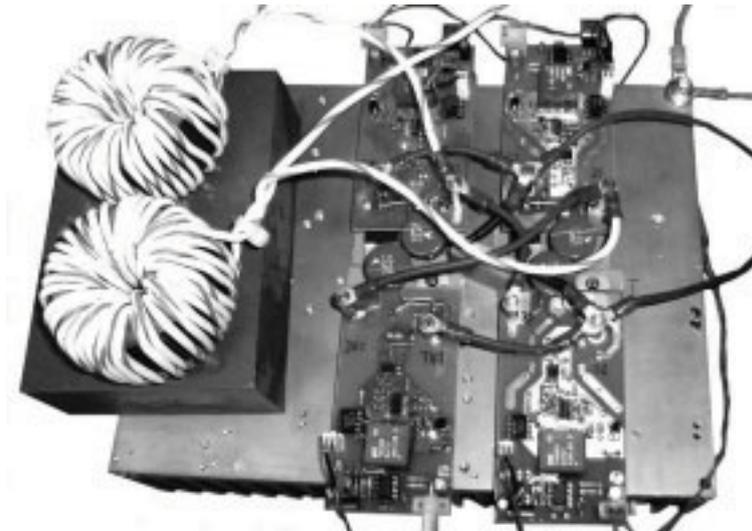


Abbildung 6.6: RCTP-Kommutierungszelle

Für die folgende Resonanzphase ( $t_6$  bis  $t_7$ ) lauten die Gleichungen der Strom- und Spannungsverläufe an den Resonanzelementen folgendermaßen:

$$u_{Cr1}(t) = U_L + Z_r \cdot \frac{I_d}{2} \cdot \sin(\omega_r(t - t_6)) + U_{b,on} \cdot \cos(\omega_r(t - t_6)), \quad (6.13)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_d}{2} + \frac{I_d}{2} \cos(\omega_r(t - t_6)) - \frac{U_{b,on}}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_6)), \quad (6.14)$$

$$i_{Lr2}(t) = I_d - i_{Lr1}(t). \quad (6.15)$$

Zwischen  $t_7$  und  $t_8$  wird verbleibende Boostenergie abgebaut. In diesem Zeitfenster muss der Schalter  $S_4$  gesperrt werden, damit er ab dem Zeitpunkt  $t_8$  vorwärts Spannung aufnehmen kann, denn von da an ist die Spannung  $u_{Cr1}$  kleiner als  $U_L$ . Zum Zeitpunkt  $t_9$  muss  $S_2$  spätestens eingeschaltet sein, um den von  $C_{r1}$  abkommutierenden Strom  $I_{d2}$  bis zum nächsten Schaltvorgang übernehmen zu können.

## 6.3 Experimentelle Verifikation

Die Funktion der RCTP-Kommutierungszelle wird mit einem einfachen Versuchsaufbau überprüft. Schalterströme und -spannungen werden in allen drei Kommutierungsmodi bei unterschiedlichen Lastspannungen oszillografiert.

### 6.3.1 Versuchsaufbau

Die Basis des Aufbaus bilden die bereits für den CS ARCPI eingesetzten Treiberstufenkarten (s. Kap. 5.4.1), diesmal allerdings direkt bestückt mit je einem IGBT und einer Diode. Jede Karte bildet also ein Schaltermodul mit

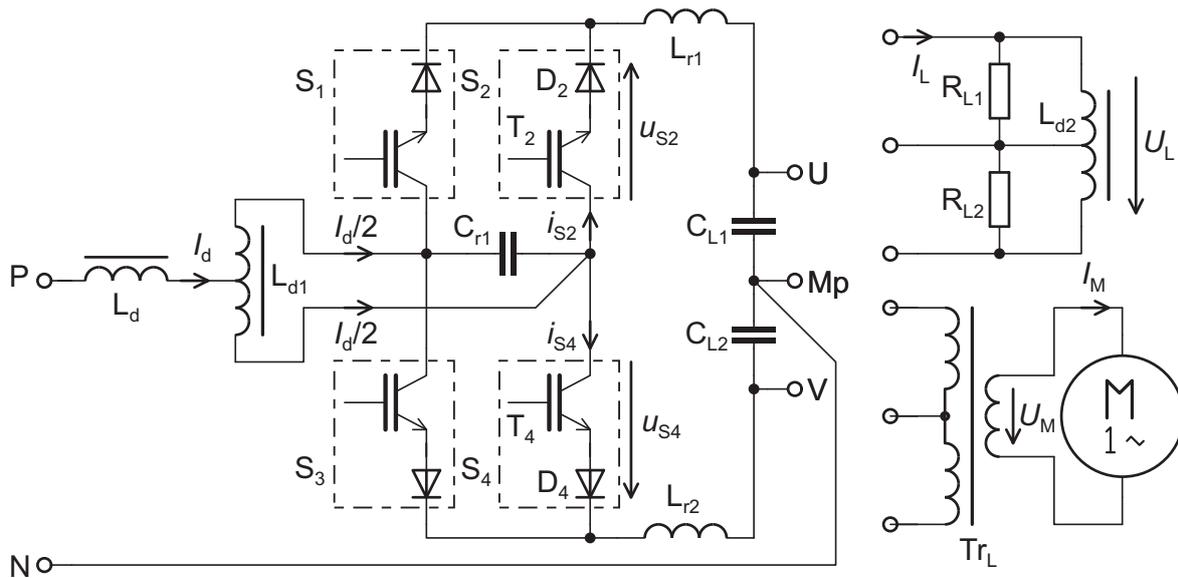


Abbildung 6.7: Schaltbild Versuchsaufbau mit zwei unterschiedlichen Lasten

Steuer- und Versorgungsanschlüssen für den Treiber und Anschlüssen für den Laststrom in Form von Schraubbolzen. Vier dieser Module werden auf einem Kühlkörper montiert, ihre Leistungsanschlüsse werden mit Litzenleitern von  $2,5 \text{ mm}^2$  Querschnitt untereinander und mit den Resonanzelementen verschaltet (Abb. 6.6). Diese Bauweise ermöglicht schnelle Versuchsaufbauten, bringt allerdings den Nachteil relativ großer Streuinduktivitäten zwischen den Komponenten mit sich. Daher wird zu jedem Schaltermodul ein Varistor parallelgeschaltet, der im Falle einer Notabschaltung oder eines Ausfalls der Treiberversorgung die Energie der Zwischenkreisdrossel aufnehmen kann und den IGBT vor Zerstörung durch Überspannung schützt. Links im Foto sind die Resonanzdrosseln zu erkennen. Sie wurden als Toroid-Luftdrosseln<sup>1</sup> ausgeführt.

Abbildung 6.7 zeigt das Schaltbild des Versuchsaufbaus. Die Drossel  $L_{d1}$  erfüllt die Funktion eines Stromteilers. Als Last dienen zwei Widerstände oder ein Universalmotor. Die Drossel  $L_{d2}$  schließt den Gleichanteil der Ausgangsspannung kurz, wenn mit der Widerstandslast gearbeitet wird. Dieselbe Funktion kommt auch den beiden Primärwicklungen des Trafos  $Tr_L$  zu. Die Daten der Bauteile können Tabelle 6.2 entnommen werden. Der Zwischenkreisstrom von  $I_d = 20 \text{ A}$  wird von einem stromgeregelten 4Q-Steller bereitgestellt, der an  $310 \text{ V}$  Gleichspannung betrieben wird.

Die Steuerung der Kommutierungsabläufe basiert auf einem CPLD und funktioniert prinzipiell so wie diejenige, die für den 1-MVA-ARCPI eingesetzt wurde (s. Kap. 4.3.1). Allerdings wird hier nicht die Stärke des Laststroms, sondern

<sup>1</sup>Kern:  $d_a = 60 \text{ mm}$ ,  $d_i = 30 \text{ mm}$ ,  $h = 34 \text{ mm}$ ; Wicklung:  $w = 38$ , Litze  $A_{Cu} = 2,5 \text{ mm}^2$

Tabelle 6.2: Übersicht Bauelemente Versuchsaufbau RCTP-Zelle

Bauteil	Werte	Typ
IGBTs	52 A/1200 V	infineon BUP314
Dioden	30 A/1000 V	ST BYT30PI-1000
Varistoren	$U_{DC} = 560$ V	EPCOS SIOV-S20K420
Resonanzkondensator	$C_{r1} = 0,022$ $\mu$ F	WIMA FKP1, 1600 V=
Resonanzdrosseln	$L_{r1,2} = 11,4$ $\mu$ H	Toroid-Luftdrossel
Resonanzfrequenz	$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = 225$ kHz	
Schwingkreisimpedanz	$Z_r = 32,2$ $\Omega$	
Lastkondensatoren	$C_{L1,2} = 3 \times 4,7$ $\mu$ F	SIEMENS MKV, 630 V $\sim$
Lastwiderstände	$R_{L1,2} = 18$ $\Omega$	Rheostat 220 V/25 A
Transformator	120 V : 120 V : 230 V	4 St. 570 VA Ringkerntr.
Motor	230 V/50 Hz, 1 kW	Universalmotor

die Höhe der Lastspannung mit einem A/D-Wandler erfasst, um die passenden Kommutierungszeiten zu steuern. Die Lastspannungsregelung übernimmt ein einfacher Zweipunktregler, ein Sinusgenerator dient als Sollwertgeber.

### 6.3.2 Messungen

Die Schaltvorgänge werden mit Hilfe eines Differenzastkopfes<sup>2</sup>, einer Rogowskispule<sup>3</sup> und eines digitalen Speicheroszilloskops<sup>4</sup> aufgenommen. Die Abbildung 6.8 zeigt einen Aus- und einen Einschaltvorgang im Modus 1. Die Oszillationen der Spannung in Abbildung 6.8a entstehen durch einen parasitären Reihenschwingkreis, gebildet aus der Kapazität der Varistoren von  $S_1$  und  $S_2$  (je 420 pF) und den Resonanzdrosseln.

Die Kurven in Abbildung 6.9 dokumentieren Strom- und Spannungsverläufe von Schaltvorgängen im Modus 2. Die Oszillogramme a und c geben die in Abbildung 6.5 dargestellte Situation bei positiver Ausgangsspannung wieder, die Oszillogramme b und d wurden bei negativer Ausgangsspannung an  $S_2$  und  $S_4$  aufgenommen und entsprechen daher den Kurvenverläufen an  $S_3$  und  $S_1$  bei positiver Ausgangsspannung. Gleiches gilt für die Aufnahmen in Abbildung 6.10. Strom- und Spannungsverläufe an der Last bei einer Ausgangsspannung von ca. 220 V/50 Hz sind in Abbildung 6.11 dargestellt.

<sup>2</sup>TESTEC TT-SI 9110, 100 MHz/1:1000

<sup>3</sup>PEM CWT1R, 17 MHz/300 A

<sup>4</sup>LeCroy 9450A, 2 Kanäle, 300 MHz/400 MS/s

## 6 Vom ARCP zum Resonant Commutated Twin Pole

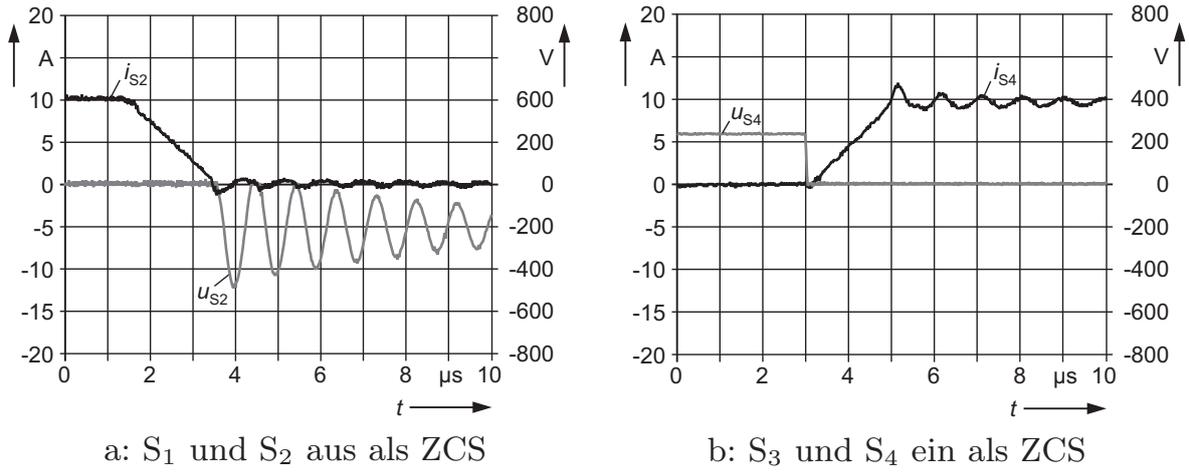


Abbildung 6.8: Schaltverhalten im Modus 1,  $U_L \approx 200$  V

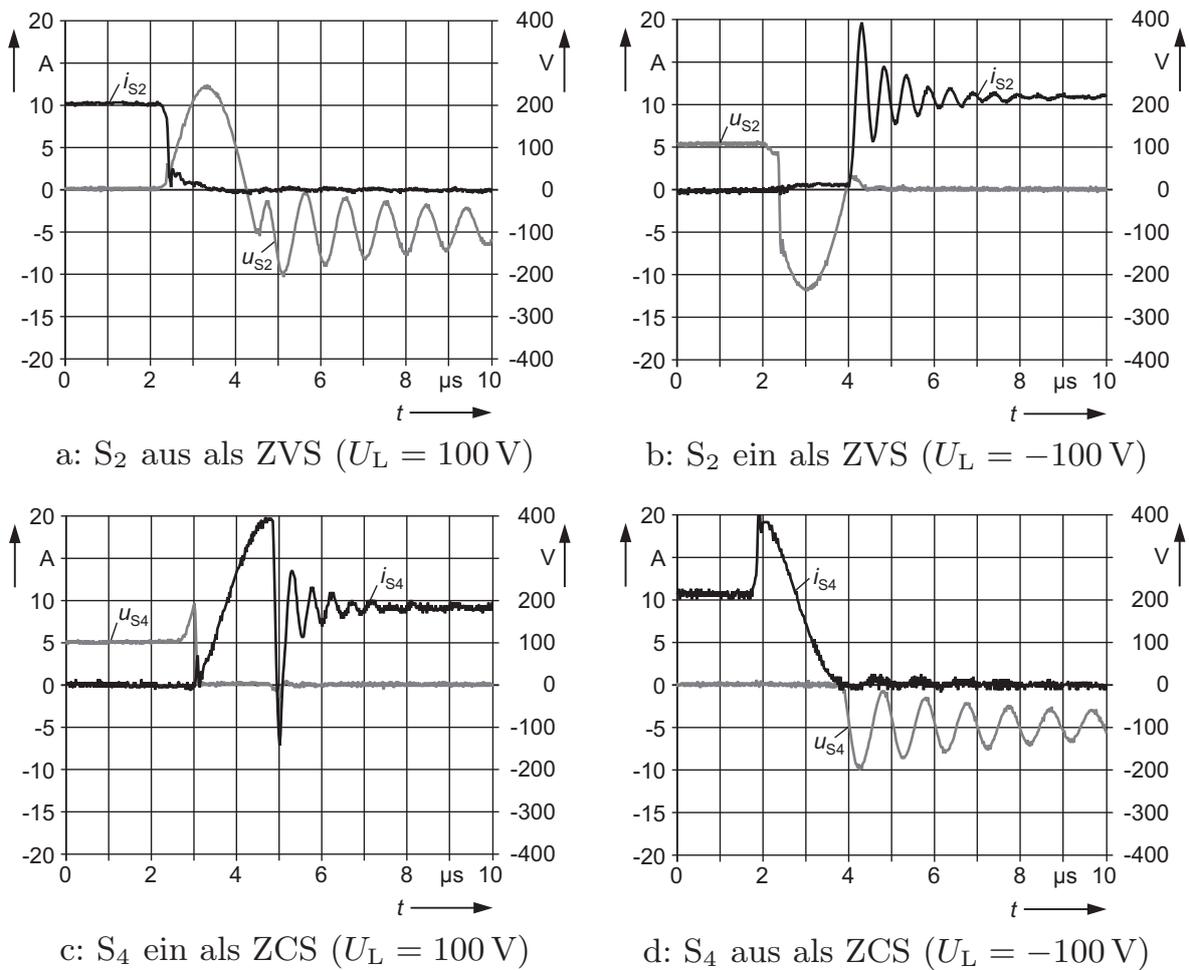
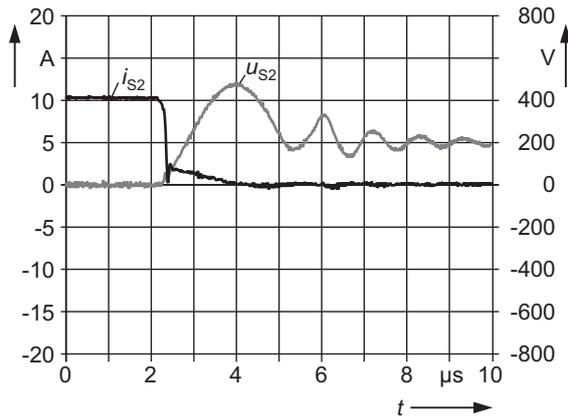
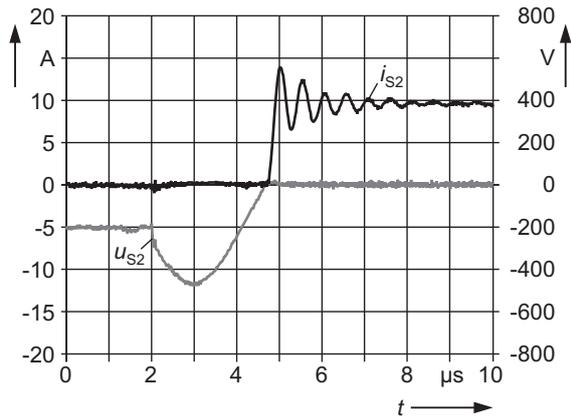


Abbildung 6.9: Schaltverhalten im Modus 2

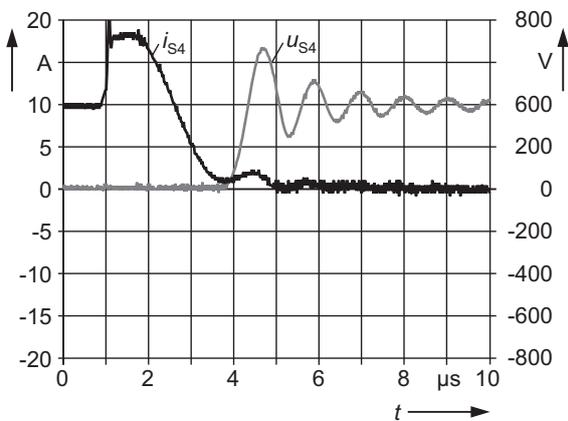
### 6.3 Experimentelle Verifikation



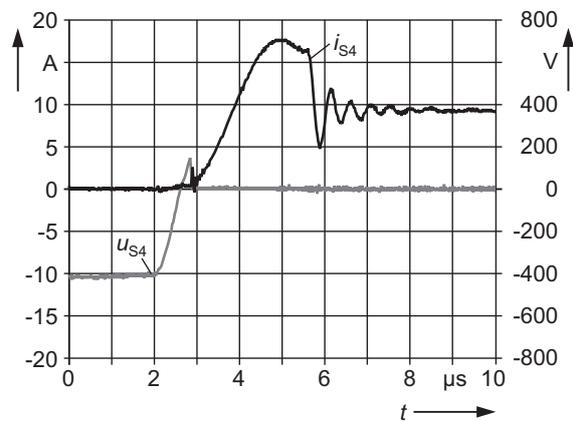
a:  $S_2$  aus als ZVS ( $U_L = 200$  V)



b:  $S_2$  ein als ZVS ( $U_L = -200$  V)

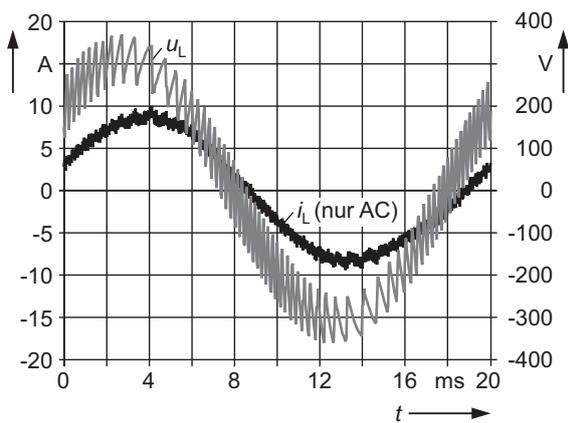


c:  $S_4$  aus als ZCS ( $U_L = 200$  V)

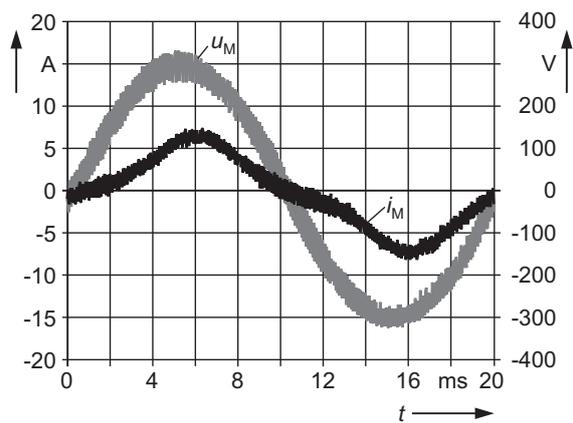


d:  $S_4$  ein als ZCS ( $U_L = -200$  V)

Abbildung 6.10: Schaltverhalten im Modus 3



a: Widerstände ( $f_s = 5$  kHz)



b: Motor ( $f_s = 10$  kHz)

Abbildung 6.11: Strom- und Spannungsverläufe bei unterschiedlicher Last

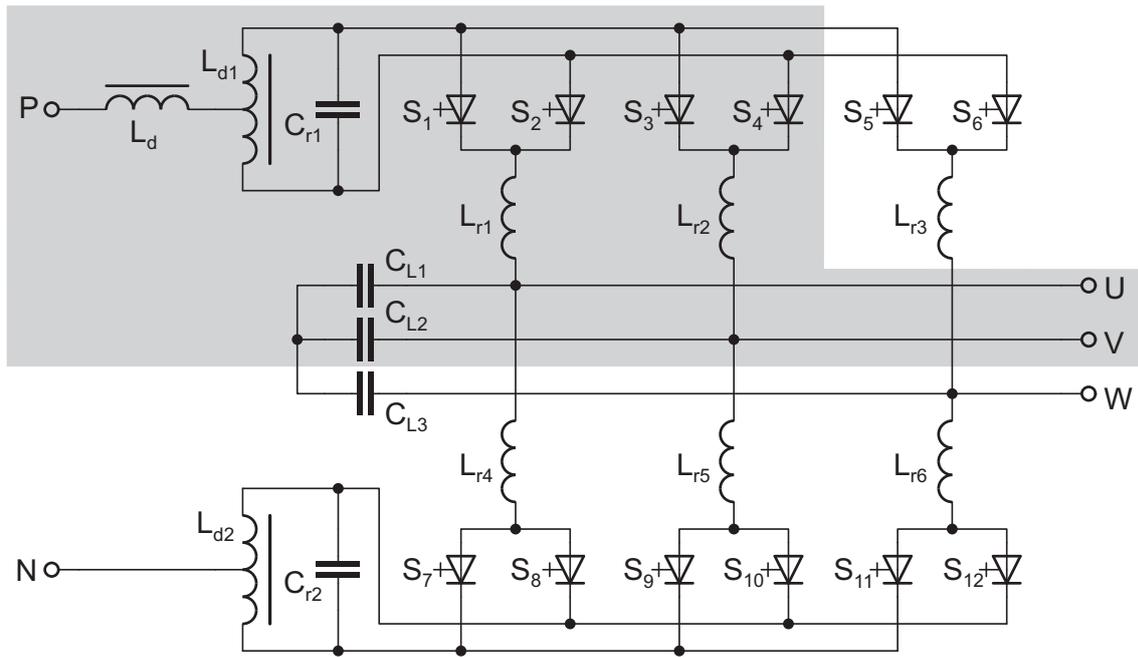


Abbildung 6.12: Dreiphasiger RCTPI mit Stromzwischenkreis, eine Kommutierungszelle grau hinterlegt

Für die Messung in Abbildung 6.11a wurde die Widerstandslast verwendet, die Schaltfrequenz beträgt 5 kHz. Anzumerken ist, dass der Gleichanteil von 10 A in der Strommessung unterdrückt wurde. Die Messung in Abbildungsteil b zeigt die Ausgangsgrößen des Trafos bei Motorbetrieb. Die Hysterese des Spannungsreglers wurde hier kleiner eingestellt, die Schaltfrequenz beträgt ca. 10 kHz.

## 6.4 Zusammenfassung der Ergebnisse und Ausblick

Aus der bekannten ARCP-Kommutierungszelle für unidirektional eingepreßte Spannung und bidirektional eingepreßten Strom wurde zunächst die duale Kommutierungszelle für unidirektional eingepreßten Strom und bidirektional eingepreßte Spannung abgeleitet. Durch eine Änderung der Hilfsschalteranordnung konnte vermieden werden, dass die Hälfte des Zwischenkreisstroms über zwei Halbleiterschalter fließen muss. Stattdessen teilt sich der Zwischenkreisstrom im stationären Betrieb immer auf zwei Schalter auf. Für die so entstandene Kommutierungszelle wurde der Begriff *Resonant Commutated Twin Pole* eingeführt. Der höhere Grad an Symmetrie erlaubt es, über das Muster der Ansteuerung festzulegen, welche Schalter als Haupt- und welche als Hilfsschalter fungieren. Die daraus resultierenden Vorteile sind die folgenden:

- Bessere Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Halbleiterfläche im sta-

tionären Zustand Stromtransport

- Derselbe Halbleitertyp kann und sollte für alle Schalter verwendet werden.
- Durch abwechselndes Ansteuern der Schalter als Hilfs- bzw. Hauptschalter werden Stromteiler und Halbleiter gleichmäßig belastet.

Abbildung 6.12 zeigt, wie eine einzelne RCTP-Zelle (grau hinterlegt) zu einem dreiphasigen Stromzwischenkreis-Wechselrichter ergänzt werden kann. Auch hier könnte, wie beim CS ARCPI, die Raumzeigermodulation zu Problemen mit der Teilersymmetrie führen. Eine einfache Differenzmessung der beiden Teilströme eines Teilers müsste jedoch ausreichen, um zu entscheiden, mit welchem Schalter die nächste Kommutierung begonnen werden muss, um der entstehenden Unsymmetrie entgegenzuwirken. Eine Untersuchung des dreiphasigen Wechselrichters wurde im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt.



## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

Die im letzten Kapitel hergeleitete RCTP-Kommutierungszelle kann bei Verwendung von rückwärtsleitenden Schaltern auch im U-Umrichter eingesetzt werden. Diese Lösung ist besonders attraktiv, da auf die Reihendiode verzichtet werden kann und so gängige IGBT-Module verwendet werden können.

In diesem Kapitel wird ein solcher dreiphasiger Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis vorgestellt, dessen Phasenmodule unterschiedlich realisiert wurden: hartschaltend und weichschaltend, mit Siliziumkarbid-Freilaufdioden und mit konventionellen Freilaufdioden. Anhand von Leistungsmessungen und thermischen Messungen in unterschiedlichen Betriebspunkten werden diese Varianten bezüglich ihres Wirkungsgrades und der Halbleiterverluste verglichen.

### 7.1 Kommutierung im VS RCTPI

Abbildung 7.1 stellt die RCTP-Kommutierungszellen für U- und I-Umrichter einander gegenüber. Die VS RCTP-Zelle ließe sich auch mit der in Kapitel 6.2 vorgestellten Methode direkt aus der CS ARCP-Zelle herleiten. Sie verhält sich daher auch quasi-dual zu dieser. Die Diskussion der Kommutierungsabläufe erfolgt anhand von Abbildung 7.1b. Es werden wieder ideale Bauelemente angenommen. Die Zwischenkreisspannung sei konstant, der Laststrom zumindest für die Dauer einer Kommutierung konstant. Im stationären Zustand führen immer beide Oberschalter oder beide Unterschalter zu gleichen Teilen den Laststrom. Des weiteren gelten:  $L_{r1} = L_{r2} = L_r$  und  $C_{r1} = C_r$ .

#### 7.1.1 Kommutierungsmodi

Der Modus 3 wird aus bekannten Gründen nicht weiter betrachtet (vgl. 5.2.1). Die induktiven Kommutierungen verlaufen analog zum CS RCTPI. Sie werden genutzt, wenn über den einzuschaltenden Schaltern eine positive Spannung anliegt. Der Modus 2 wird hier nicht benötigt, da die Zwischenkreisspannung gemäß oben getroffener Annahme konstant ist.

#### Modus 1: Induktive Kommutierung

Soll der Strom von zwei rückwärtsleitenden Schaltern, beispielsweise  $S_1$  und  $S_2$ , übernommen werden, so sind diese gegebenenfalls zu sperren und die beiden

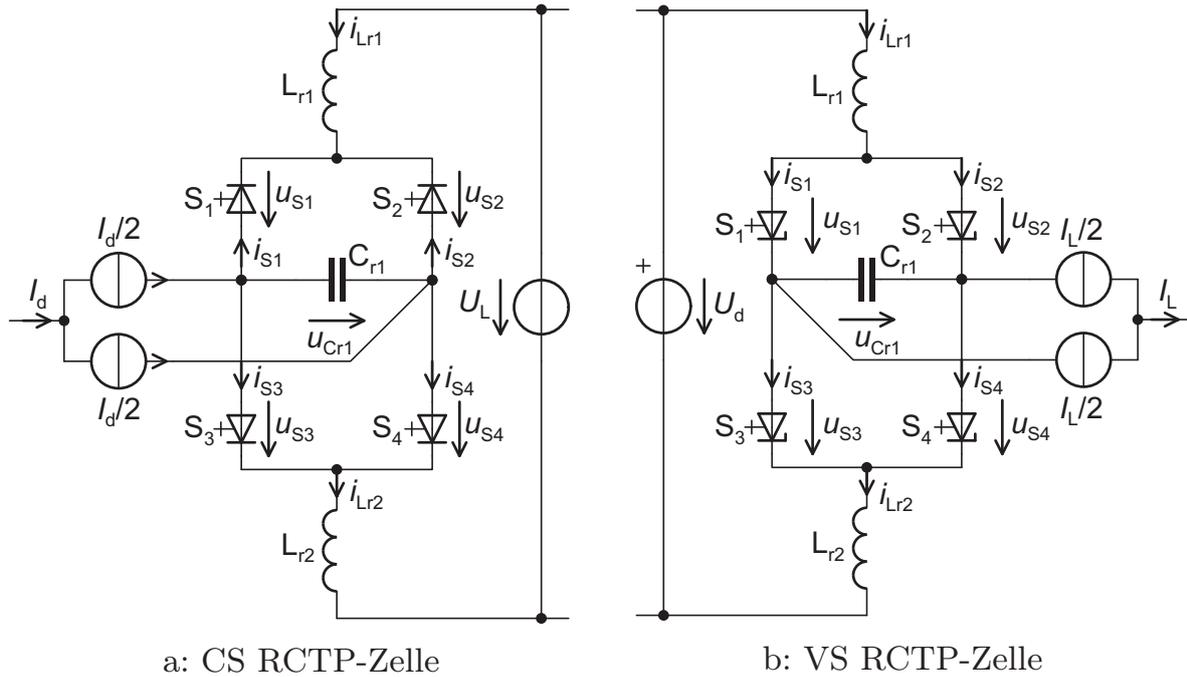


Abbildung 7.1: Gegenüberstellung der RCTP-Zellen für I- und U-Umrichter

gegenüberliegenden Schalter  $S_3$  und  $S_4$  einzuschalten. Nach

$$t_{K,M1} = 2L_r \cdot \frac{|I_L|}{U_d} \quad (7.1)$$

haben letztere den Laststrom übernommen. Der Kondensator  $C_r$  bleibt durchgehend kurzgeschlossen. Die Stromsteilheit im Kommutierungskreis hängt dabei nur von der Zwischenkreisspannung und der Induktivität  $L_r$  ab:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d}{2L_r}. \quad (7.2)$$

### Modus 3a: Negativer Spannungsboost

Analog zur CS ARCP-Zelle existiert hier ein negativer Spannungsboost, der initiiert wird, indem ein stromführender Schalter unter ZVS-Bedingung gesperrt wird. Im Beispiel aus Abbildung 7.2a ist dies  $S_3$ . Infolgedessen wird der gesamte Laststrom vom noch leitenden Schalter  $S_4$  geführt und die Spannung über  $C_{r1}$ , also auch die über  $S_3$  steigt linear an. Ist ein Abstand von  $U_b$  zur Zwischenkreisspannung erreicht, wird durch Zuschalten von  $S_1$  als ZCS der Resonanzvorgang angestoßen, in dessen Verlauf der Strom  $i_{S4}$  zwischen  $t_2$  und  $t_3$  negativ wird. Innerhalb dieses Zeitfensters wird  $S_4$  abgeschaltet und nimmt daraufhin ab  $t_3$  Sperrspannung auf. Die Kondensatorspannung  $u_{Cr1}$  und damit auch  $u_{S2}$  nehmen linear ab. Wenn sie bei  $t_4$  zu Null geworden sind, übernimmt

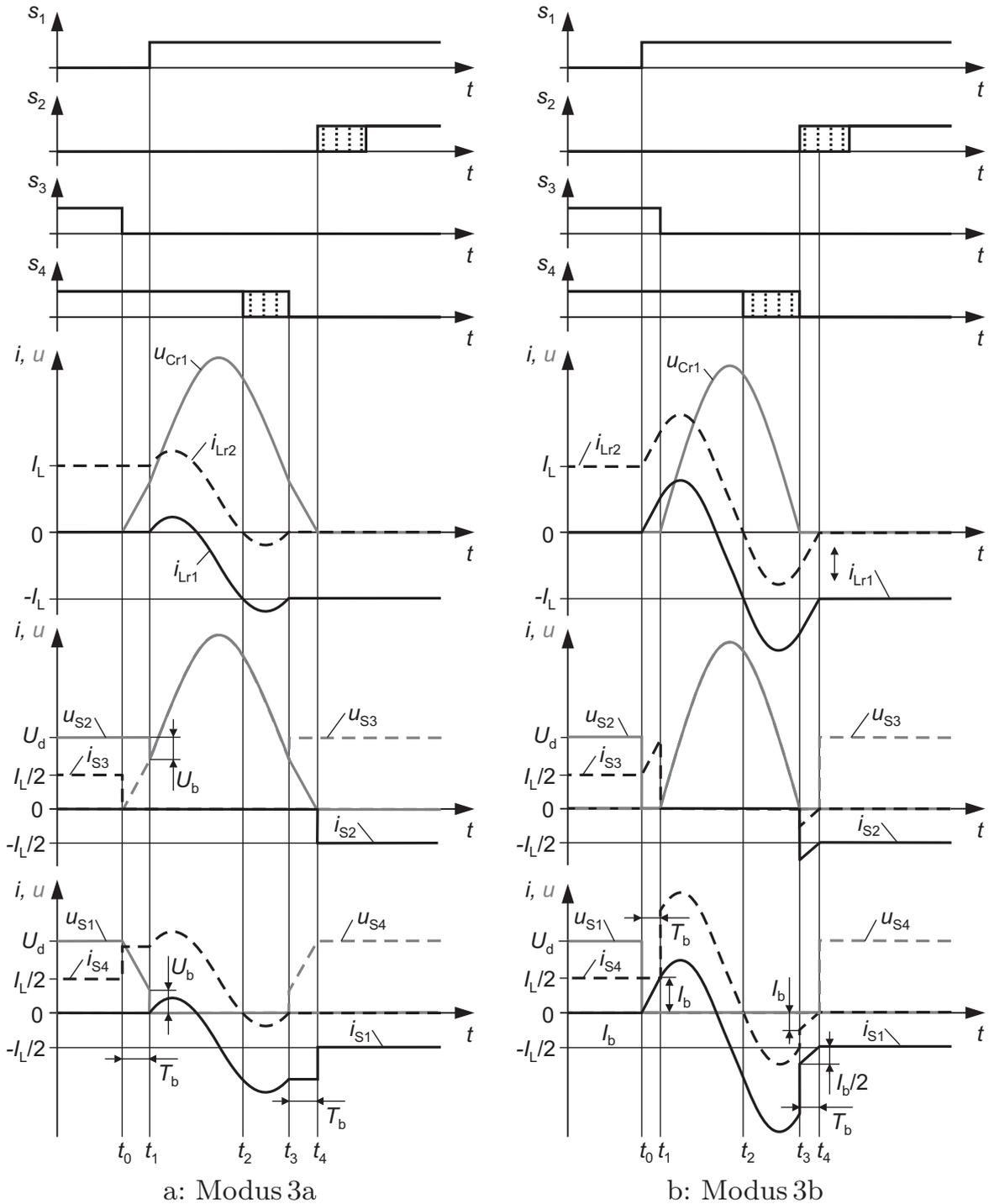


Abbildung 7.2: Resonante Kommutierungsmodi

$S_2$  die Hälfte des Laststroms von  $S_1$ . Frühestens jetzt kann  $S_2$  eingeschaltet werden, um bei einem eventuellen Vorzeichenwechsel des Laststroms diesen auch vorwärts leiten zu können.

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

Die zeitlichen Verläufe der charakteristischen Größen der Schwingkreiselemente während der Resonanzphase  $t_1$  bis  $t_3$  werden durch die folgenden Gleichungen beschrieben:

$$u_{Cr1}(t) = U_d + Z_r \cdot \frac{I_L}{2} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - U_b \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)), \quad (7.3)$$

$$i_{Lr1}(t) = -\frac{I_L}{2} + \frac{I_L}{2} \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)) + \frac{U_b}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)), \quad (7.4)$$

$$i_{Lr2}(t) = i_{Lr1}(t) + I_L. \quad (7.5)$$

Dabei gelten die Abkürzungen  $Z_r$  und  $\omega_r$  aus (6.11).

### Modus 3b: Stromboost

Der Stromboost erlaubt auch eine Kommutierung bei  $I_L \approx 0$ . Die Funktionsweise wird wieder anhand einer Kommutierung von  $S_3, S_4$  nach  $S_1, S_2$  bei negativem Laststrom erläutert. Der Unterschied zum Modus 3a besteht im Wesentlichen darin, dass der Einschaltzeitpunkt von  $S_1$  vor den Ausschaltzeitpunkt von  $S_3$  gelegt wird. Während dieser Überlappungszeit, die auch als Brückenkurzschluss angesehen werden kann, steigt der Strom in  $S_1$  und  $S_3$  linear gemäß Gleichung (7.2) an. Für die Resonanzphase  $t_1$  bis  $t_3$  gelten folgende Beziehungen:

$$i_{Lr1}(t) = -\frac{I_L}{2} + \left(\frac{I_L}{2} + I_b\right) \cos(\omega_r(t - t_1)) + \frac{U_d}{Z_r} \sin(\omega_r(t - t_1)), \quad (7.6)$$

$$i_{Lr2}(t) = i_{Lr1}(t) + I_L, \quad (7.7)$$

$$u_{Cr1}(t) = U_d + Z_r \cdot \left(\frac{I_L}{2} + I_b\right) \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - U_d \cdot \cos(\omega_r(t - t_1)). \quad (7.8)$$

Zwischen  $t_2$  und  $t_3$  wird  $S_4$  gesperrt. Die Resonanzphase endet, wenn  $u_{Cr1}$  wieder zu Null geworden ist. Von jetzt an leitet  $S_2$  rückwärts und übernimmt die Hälfte des Laststroms  $I_L$  sowie die die Hälfte des Booststroms  $I_b$ . Die verbleibende Boostenergie wird in den Zwischenkreis zurückgespeist.

## 7.2 Aufbau des Versuchswechselrichters

Zur Überprüfung der Funktion der VS RCTP-Kommutierungszelle und der vorgestellten Steuerungsmodi wird ein Wechselrichter, bestehend aus drei Phasenmodulen U, V und W aufgebaut. Modul U arbeitet hartschaltend und stellt die Referenzphase dar. Die Module V und W werden weichschaltend realisiert. So können die Vor- und Nachteile des neuen Konzepts gegenüber der konventionellen Lösung im direkten Vergleich untersucht werden.

### 7.2.1 Auswahl der Bauelemente

Im Vorfeld werden drei 1200-V-IGBTs unterschiedlicher Chip-Technologien auf ihre Eignung als Nullspannungs- respektive Nullstromschalter untersucht: Ein Standard NPT-IGBT im TO-218-Gehäuse, ein Short-Tail NPT-IGBT im ISO-PLUS-247-Gehäuse und ein Trench-Feldstopp IGBT im TO-247-Gehäuse. Die in die Gehäuse integrierten Freilaufdioden repräsentieren ebenfalls unterschiedliche Technologien, weshalb auch das Abschaltverhalten der jeweiligen Dioden im induktiven Kreis betrachtet wird. Tabelle 7.1 gibt einen Überblick über die Nennströme und die Durchlassspannungen der IGBTs und Dioden bei 30 A. Die Messungen werden im Einzel- bzw. Doppelpulsverfahren bei Raumtemperatur mit der in Kapitel 2.2.1 beschriebenen Testschaltung durchgeführt. Der zu schaltende Strom beträgt stets 30 A, die Kommutierungsspannung  $U_d$  ist 600 V.

### ZVS-Versuche

Um den kapazitiv entlasteten Ausschaltvorgang zu Beginn einer Kommutierung im Modus 3a zu simulieren, werden ZVS-Ausschaltversuche durchgeführt. Dazu wird dem zu untersuchenden Schalter ein Kondensator parallelgeschaltet, dessen Kapazität beginnend mit 2,2 nF schrittweise etwa verdoppelt wird. In Abbildung 7.3 ist zu erkennen, wie die Ausschaltverlustenergie mit steigender Kapazität abnimmt.

Tabelle 7.1: Datenblattwerte der untersuchten 1200-V-IGBT-Typen

Technologie <i>IGBT</i>	Typenbezeichnung	$\vartheta_c = 90\text{ °C}$ $I_{C,n}$	$\vartheta_j = 125\text{ °C}$ $U_{CE}(30\text{ A})$
NPT	BUP314D	33 A	3,53 V
Short-Tail NPT	IXER35N120D1	32 A	2,31 V
Trench-Feldstopp	IKW40T120	40 A <sup>*1</sup>	1,92 V <sup>*3</sup>
<i>Diode</i>		$I_{F,n}$	$U_F(30\text{ A})$
FRED	BUP314D	28 A	1,92 V
HiPerFRED	IXER35N120D1	25 A	1,67 V
EmCon-Diode	IKW40T120	40 A <sup>*1</sup>	1,58 V <sup>*3</sup>
SiC Schottky-D.	2 × CSD20120	2 × 20 A <sup>*2</sup>	2,65 V

\*1:  $\vartheta_c = 100\text{ °C}$

\*3:  $\vartheta_j = 150\text{ °C}$

\*2:  $\vartheta_c = 160\text{ °C}$

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

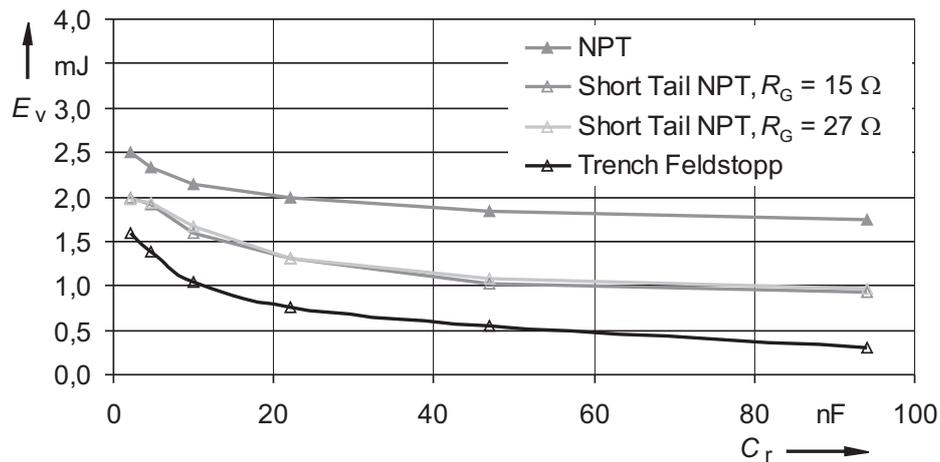


Abbildung 7.3: Ausschaltverlustenergien in Abhängigkeit von der Kapazität ( $I_C = 30 \text{ A}$ ,  $U_d = 600 \text{ V}$ ,  $\vartheta_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )

Am Beispiel des Short-Tail IGBTs wird gezeigt, dass der Gatewiderstand einen zu vernachlässigenden Einfluss auf das Ausschaltverhalten aufweist. Bei den Trench-IGBTs ist dieses Verhalten bereits vom harten Schalten her bekannt. Mit Blick auf die Kommutierungsdauer wird nach dieser Messreihe eine Kapazität von ca. 47 nF für sinnvoll erachtet. Im Falle des Trench-IGBTs können bei diesem Kapazitätswert gegenüber dem harten Ausschaltvorgang ( $E_{V,\text{off}} = 1,84 \text{ mJ}$ ) ca. 70 % der Verlustenergie eingespart werden.

### ZCS-Versuche

Das induktiv entlastete Einschalten der IGBTs und das Ausschalten der Dioden, wie sie im Modus 1 vorkommen, werden im selben Aufbau untersucht. Dazu wird in den Oberschalter- und Unterschalterpfad je eine Drossel der Induktivität  $L_r$  eingeschleift. Die Drosseln sind als zylindrische Luftspulen mit sehr geringen Koppelkapazitäten zwischen den Windungen ausgeführt. Mehrere Abgriffe erlauben es, die Induktivität stufenweise zu verändern.

Die Messkurven in Abbildung 7.4 ergeben bezüglich der Gatewiderstände ein anderes Bild als die ZVS-Messungen: Der Gatewiderstand beeinflusst das Einschaltverhalten zumindest bei den mittleren Induktivitätswerten stark; je kleiner  $R_G$  gewählt wird, desto geringere Einschaltverlustenergien fallen an. Zu großen Induktivitäten hin gelingt die Entlastung bei allen Schaltertypen und Gatewiderständen etwa gleich gut. Verlustenergieminderungen gegenüber dem harten Schalten von über 90 % sind in allen Fällen erreichbar. Eine Induktivität von  $L_r \approx 2 \mu\text{H}$  wird für den Versuchswechselrichter als ausreichend erachtet.

Die Abhängigkeit der Diodenausschaltverluste von der Induktivität doku-

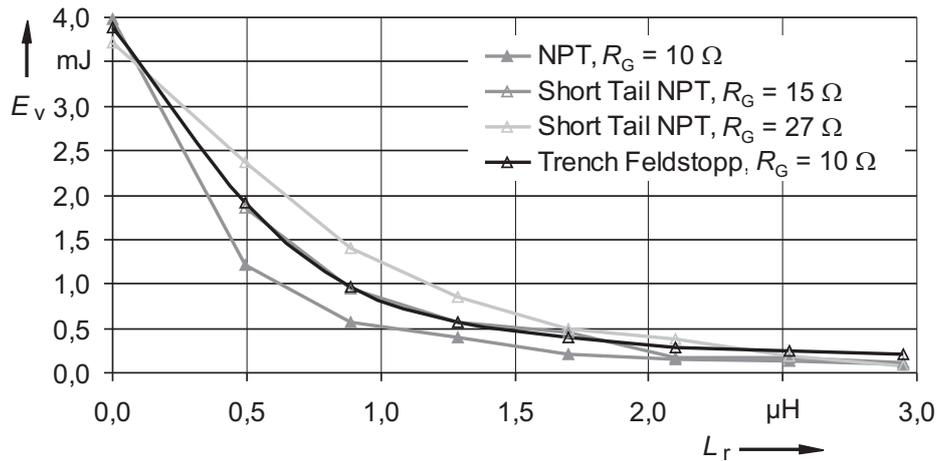


Abbildung 7.4: Einschaltverlustenergien in Abhängigkeit von der Induktivität ( $I_C = 30 \text{ A}$ ,  $U_d = 600 \text{ V}$ ,  $\vartheta_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )

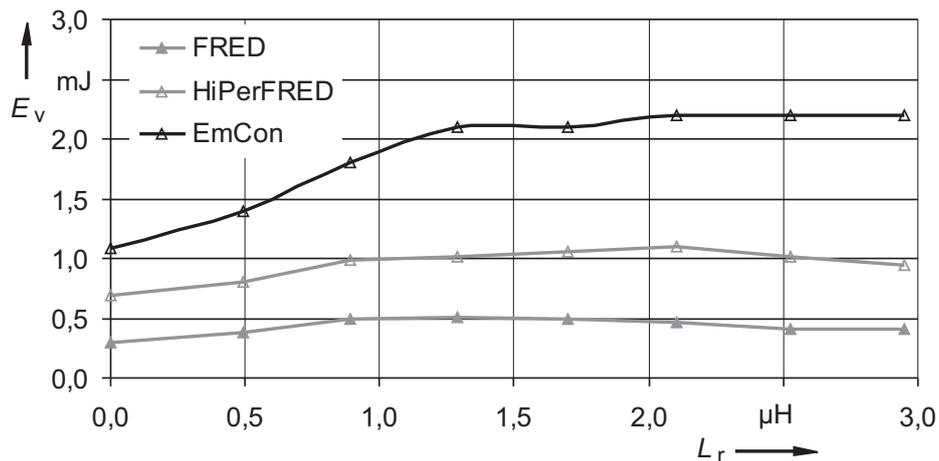


Abbildung 7.5: Ausschaltverlustenergien in Abhängigkeit von der Induktivität ( $I_F = 30 \text{ A}$ ,  $U_d = 600 \text{ V}$ ,  $\vartheta_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )

mentiert Abbildung 7.5. Hier verursacht die auf hartes Schalten optimierte EmCon-Diode die meisten Verluste. Der Grund dafür ist, dass das Dotierungsprofil dieser Diode so eingestellt ist, dass nach dem Sperren im niederinduktiven Kreis noch lange Ladungsträger ausgeräumt werden, so dass ein weiches Rückwärtserholverhalten erzielt wird und keine Schaltüberspannung entsteht (vgl. Kap. 2.1.2). Im Kommutierungskreis mit Induktivität jedoch entsteht während der Rückstromfallzeit trotzdem eine erhebliche Überspannung, so dass die Schaltverlustleistung als Produkt von Strom und Spannung ansteigt.

Tabelle 7.2: Übersicht Komponenten des Versuchswechselrichters

Bauelement/Größe	Werte	Typ
IGBTs mit Diode	40 A/1200 V	infineon IKW40T120
IGBTs ohne Diode	40 A/1200 V	infineon IGW40T120
SiC-Dioden	20 A/1200 V	CREE CSD20120
Resonanzkapazität	$C_r = 3 \times 0,015 \mu\text{F}$	WIMA FKP1, 1600 V=
Resonanzinduktivität	$L_r = 2,4 \mu\text{H}$	Ferritkerndrossel
Resonanzfrequenz	$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = 358 \text{ kHz}$	
Schwingkreisimpedanz	$Z_r = 9,9 \Omega$	

## Ergebnisse

Obwohl die EmCon-Diode so schlecht abschneidet, wird der IKW40T120 für den Versuchswechselrichter ausgewählt, weil er die geringste Durchlassspannung bietet. Da die Trench-Technologie im Zusammenhang mit optimierten Dioden gerade dabei ist, am Markt alle älteren Technologien zu verdrängen ist es von besonderem Interesse, ob sich das RCTP-Konzept auch für diese Halbleiter eignet.

Um dennoch auszuloten, wo die Grenze der Verlustreduktion liegt, wird das weichschaltende Phasenmodul W mit Trench-Feldstopp IGBT-Einzelschaltern (IGW40T120 = IKW40T120 ohne Diode) und externen Dioden bestückt. Dazu bieten sich Siliziumkarbid-Schottky-Dioden an, die nahezu keine Ausschaltverluste verursachen. Ausgewählt werden die größten am Markt verfügbaren 1200-V-Einzeldioden vom Typ CSD20120 (s. auch Tab. 7.1). In einem TO247-Gehäuse vereinen sie zwei 10-A-Chips. Um auf einen Nennstrom von 40 A zu kommen, werden jedem IGBT zwei dieser Dioden parallelgeschaltet. Tabelle 7.2 fasst die für den Versuchswechselrichter ausgewählten Komponenten zusammen.

### 7.2.2 Leistungsteil

Abbildung 7.6 zeigt das Schaltbild des Leistungsteils, Abbildung 7.7 ein Foto des praktisch ausgeführten Wechselrichters. Die Zwischenkreiskapazität ist gleichmäßig auf die drei Phasenmodule aufgeteilt. Jedes Modul besitzt die gleiche Kühlung, bestehend aus einem Kühlkörper<sup>1</sup> mit vier Lüftern, die alle mit der gleichen Spannung versorgt werden. Das hartschaltende Phasenmodul U wird zunächst mit vier IGBTs vom Typ IKW40T120 bestückt. Sie bilden zwei

<sup>1</sup>fischer SK416,  $l = 150 \text{ mm}$ ,  $b = 160 \text{ mm}$ ,  $h = 50 \text{ mm}$ ;  $R_{\text{th,nat}} = 0,52 \text{ K/W}$

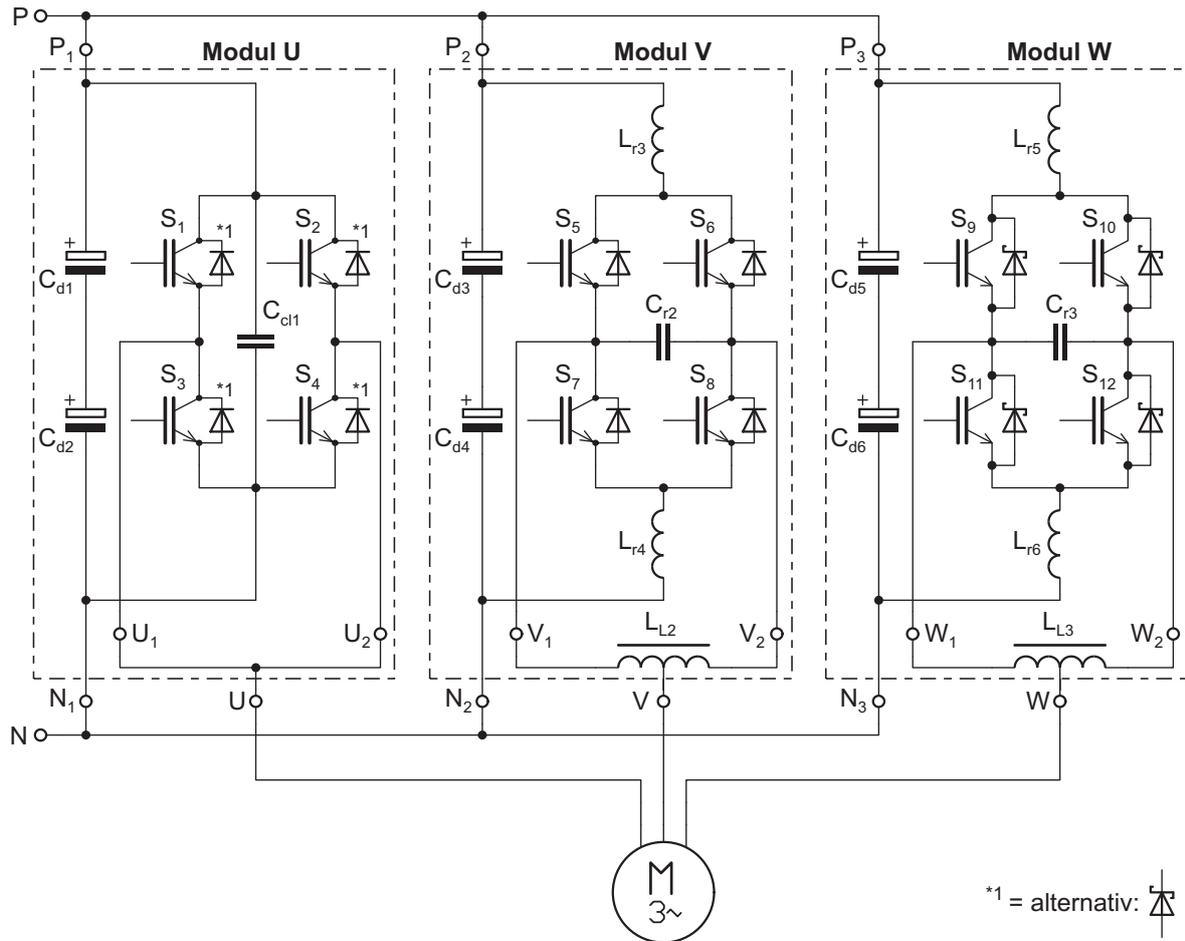


Abbildung 7.6: Schaltbild des Versuchswechselrichters

gleichartige Halbbrücken, die parallel betrieben werden. Um die Streuinduktivität im Kommutierungskreis zu mindern, wird in der Mitte der Schalter ein Clampkondensator  $C_{C1}$ , bestehend aus drei 150-nF-Folienkondensatoren angeordnet.

Modul V wird mit den gleichen Halbleitern bestückt. Abbildung 7.8 zeigt, wie diese mit einer Zwischenlage aus isolierender Wärmeleitfolie<sup>2</sup> auf dem Kühlkörper montiert werden. Im Hintergrund des Bildes ist die Symmetrierdrossel  $L_{L2}$  zu erkennen. Sie wird als Ferritkerndrossel ausgeführt. Ihre beiden Teilwicklungen werden bifilar aufgebracht, um ihre Kopplung zu optimieren. Nur ein minimaler Luftspalt von 0,12 mm unterscheidet den Aufbau der Drossel von dem eines Spartrafos. Der Luftspalt ist notwendig, um bei kleinen Unsymmetrien, die in der Praxis immer auftreten, zu vermeiden, dass das Kernmaterial in die Sättigung geht.

<sup>2</sup>K177-NA,  $h = 0,177$  mm, thermische Leitfähigkeit =  $0,75 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

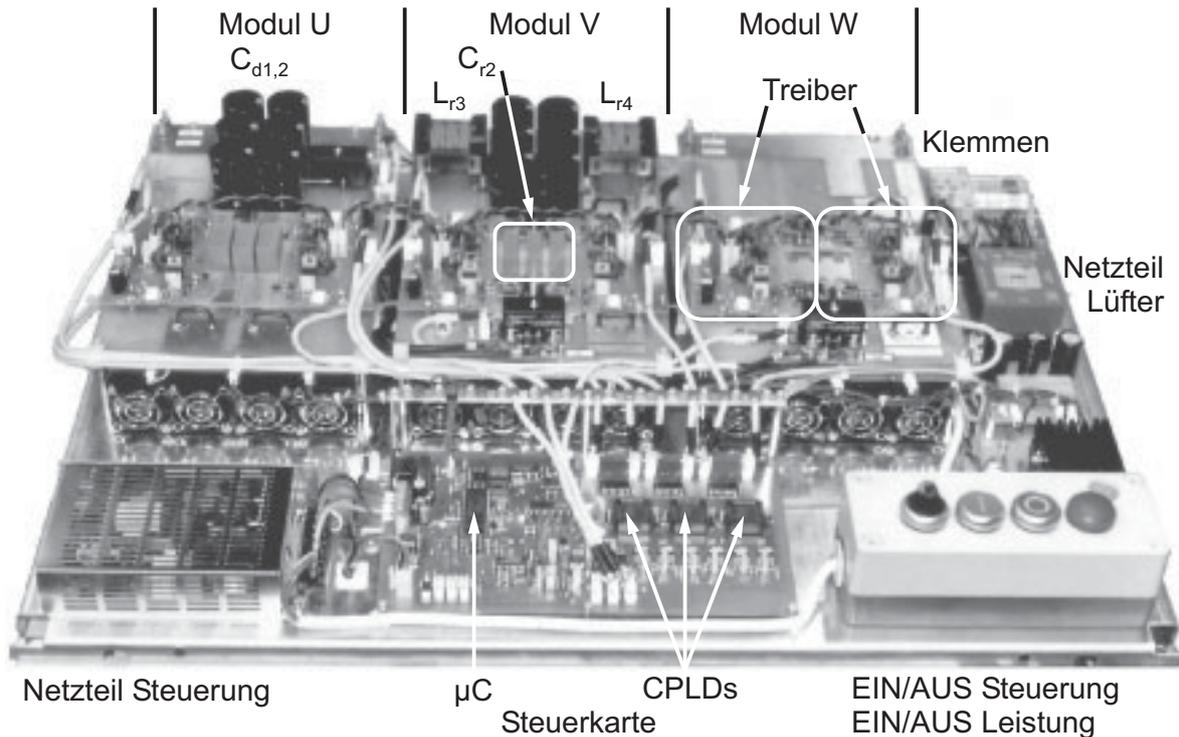


Abbildung 7.7: RCTP-Wechselrichter (Modul W unvollständig bestückt)

Durch die Positionierung der Symmetrierdrosseln hinter den Luftaustrittsöffnungen der Kühlkörper wird eine gute Wärmeabfuhr gewährleistet. Der dadurch entstandene zusätzliche Strömungswiderstand wird beim hartschaltenden Modul U mit Hilfe einer Drosselattrappe nachempfunden. Die Daten der Symmetrierdrosseln und der Resonanzdrosseln, die ebenfalls als Ferritkerndrosseln

Tabelle 7.3: Parameter der Drosseln

	Resonanzdrossel	Symmetrierdrossel
Kern	EDT44	EC70
Material	N87	N27
Luftspalt	1 mm	0,12 mm
Windungszahl	3	28
Querschnitt	$4 \times 2,5 \text{ mm}^2$	$4 \times 0,933 \text{ mm}^2$
Leiter	feinste Litze	Litze versilbert
Gesamtwiderstand	$0,78 \text{ m}\Omega$	$9,27 \text{ m}\Omega$
Besonderheit		Mittelabgriff

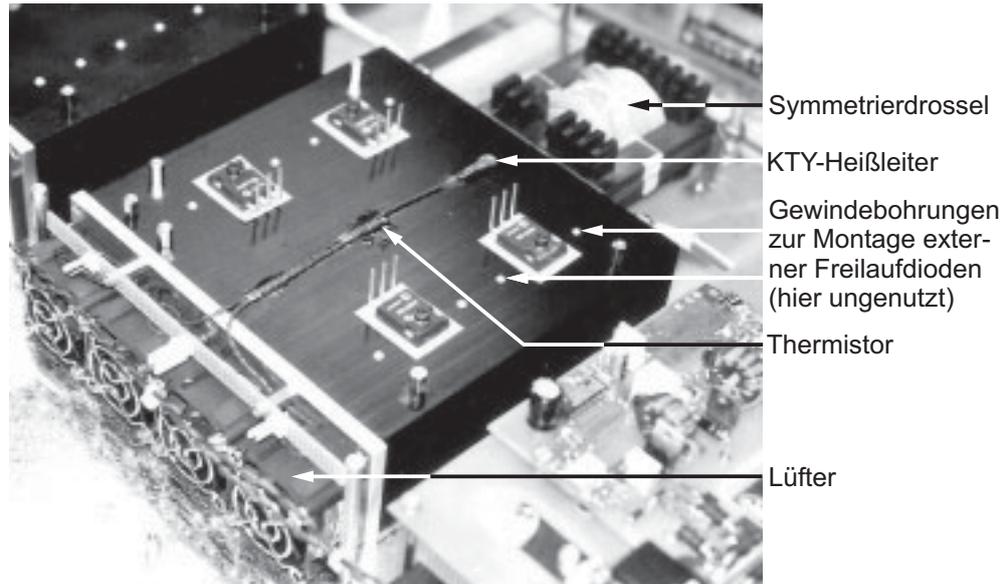


Abbildung 7.8: Montage der Leistungshalbleiter am Beispiel Phasenmodul V

seln ausgeführt sind, fasst Tabelle 7.3 zusammen.

Das Phasenmodul W unterscheidet sich vom Modul V nur hinsichtlich der Leistungshalbleiter. Es werden vier IGBTs vom Typ IGW40T120 und acht Freilaufdioden CSD20120 auf dem Kühlkörper montiert. Damit die Vergleichbarkeit gewahrt bleibt, obwohl sich durch die externen Dioden die Kühlbedingungen verbessern, wird in einem zweiten Schritt das hartschaltende Phasenmodul U ebenfalls auf diskrete IGBTs und externe SiC-Freilaufdioden umgerüstet und erneut vermessen.

### 7.2.3 Steuerung

Der Versuchswechselrichter wird von einem vorprogrammierten 8-Bit-Mikrocontroller vom Typ MC3PHAC der Firma Freescale gesteuert. Die bereits ab Werk implementierte Software enthält eine komplette Frequenz-Spannung-Kennliniensteuerung für Asynchronmaschinen. Die Parametrierung und Bedienung erfolgt mit Hilfe der Herstellersoftware über die serielle Schnittstelle eines PCs. Abhängig von den eingestellten Parametern Schaltfrequenz, Totzeit, Grundfrequenz und Beschleunigung sowie der über einen integrierten A/D-Wandler erfassten momentanen Zwischenkreisspannung werden die Pulsmuster für die Schalter einer IGBT-Drehstrombrücke erzeugt. Dabei wird der Grundfrequenz eine dritte Harmonische aufmoduliert, um die Zwischenkreisspannung besser auszunutzen.

Für den RCTPI wird die Totzeit auf  $6,25 \mu\text{s}$  eingestellt. Eine fallende Flanke in einem Ansteuersignal leitet einen Kommutierungsvorgang ein, der je Phasen-

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

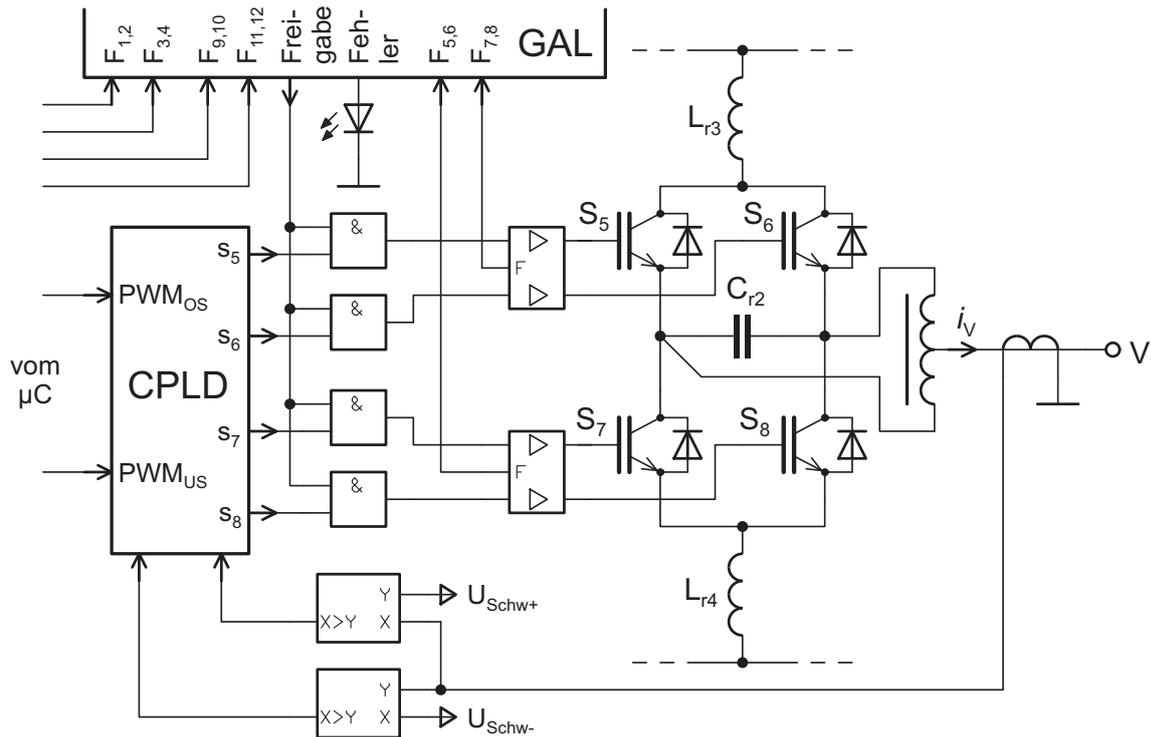


Abbildung 7.9: Blockschaltbild der Modulsteuerung am Beispiel der Phase V

modul von einem Zustandsautomaten in einem eigenen CPLD-Baustein gesteuert wird. Eine der Modulsteuerungen ist in Abbildung 7.9 skizziert: Das CPLD erhält die PWM-Signale für Ober- und Unterschalter sowie die Ausgangssignale zweier Komparatoren, die den Phasenstrom überwachen. Abhängig von der Stromrichtung und dem Schaltzustand des Moduls wird entweder im Modus 1 induktiv entlastet geschaltet oder im Modus 3a resonant kommutiert. Bei den resonanten Kommutierungen werden die Rollen der Hilfs- und Hauptschalter zyklisch getauscht, so dass nach zwei Kommutierungen die Spannungs-Zeit Fläche an der Symmetrierdrossel wieder annähernd Null ist. Diese Vorgehensweise ermöglicht es, den Stromteiler sehr schlank auszulegen.

Bei Strömen, die innerhalb eines Fensters von  $\pm 8$  A liegen wird nicht resonant, sondern hart geschaltet, um die höheren Verluste im Modus 3b zu vermeiden. Im Gegensatz zum CS RCTPI ist beim VS RCTPI eine Anpassung der Schaltzeiten an die Ausgangsgröße nicht notwendig. Das CPLD des Phasenmoduls U erzeugt lediglich eine um  $1,9 \mu\text{s}$  verschobene Totzeit von einer Mikrosekunde.

Ein zentrales GAL gibt die Steuersignale der CPLDs an die Treiberstufen frei und empfängt Fehlermeldungen der IGBT-Treiber. Die Treiberstufen sind auf Basis des integrierten Treiberbausteins HCPL-316J von Agilent aufgebaut. Dieser beinhaltet einen Optokoppler für des Steuersignal, eine 2-A-

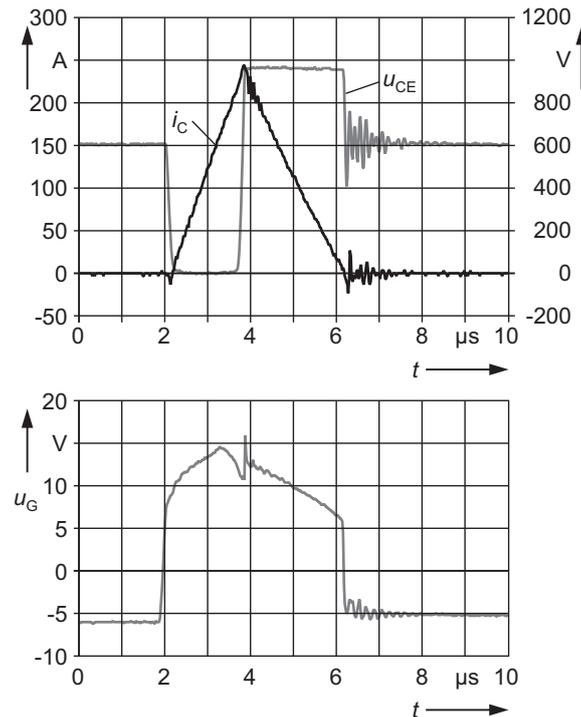


Abbildung 7.10: Kurzschlussversuch mit IKW40T120,  $L_r = 2,1 \mu\text{H}$  im Ober- und Unterschalterpfad,  $R_G = 10 \Omega$

Endstufe sowie eine  $U_{CE}$ -Überwachung samt Softabschaltung und Fehlerrückmeldung über einen weiteren Optokoppler. Die Gate-Emitter-Spannung beträgt  $U_{GE} = +15 \text{ V} / -5 \text{ V}$ . Der Gatewiderstand wird mit  $10 \Omega$  etwas kleiner dimensioniert, als das Datenblatt des IGBTs vorschlägt ( $15 \Omega$ ), um die Einschaltverluste zu reduzieren.

Um das Abschalten im Kurzschlussfall zu ermöglichen, werden die Treiberstufen der weichschaltenden Phasenmodule um eine Active-Clamping-Funktion [96] ergänzt: Drei in Reihe geschaltete Suppressordioden<sup>3</sup> koppeln einen Strom in das Gate ein, sobald die Kollektor-Emitter-Spannung die Schwelle von  $U_{C1} = 950 \text{ V}$  überschreitet. Diese Funktion wird auch genutzt, wenn der Rückstromabriss der EmCon-Dioden eine Überspannung verursacht.

Das Oszillogramm in Abbildung 7.10 wurde vorab an einem Testaufbau aufgenommen. Es dokumentiert das sichere Abschalten eines Kurzschlusses in einem induktiven Kommutierungskreis: Nach etwa  $1,5 \mu\text{s}$  wird eine Kollektor-Emitterspannung größer  $7 \text{ V}$  vom Treiberbaustein registriert, der daraufhin mit erhöhtem Gatewiderstand eine Softabschaltung einleitet. Aufgrund der hohen Induktivität im Kommutierungskreis reicht diese Maßnahme nicht aus, so dass das Active Clamping wirksam wird. Ein Strom durch die Suppressordioden hält

<sup>3</sup> $2 \times 1.5\text{KE300CA}$  und  $1 \times 1.5\text{KE350CA}$ , bidirektional Suppressor,  $\hat{P} = 1500 \text{ W}$

die Gatespannung  $u_G$  oberhalb der Abschaltchwelle und regelt die Kollektor-Emitterspannung  $u_{CE}$  auf einen konstanten Wert knapp über  $U_{Cl}$ , bis der Kollektorstrom zu Null geworden ist. Ein Fehlerlatch und eine Verriegelung im Treiberbaustein unterbinden das Wiedereinschalten.

### 7.3 Messungen

Der zuvor beschriebene Versuchswechselrichter wird mit einer Zwischenkreis-Spannung von  $U_{d,n} \approx 515 \text{ V}$  und mit sinusförmigen Lastströmen  $I_{L,\text{eff}} \leq 34 \text{ A}$  erfolgreich in Betrieb genommen. Als Last dient eine Käfigläufer-Asynchronmaschine (Normmotor), die mit einem fremderregten Gleichstromgenerator belastet werden kann. Der Generator arbeitet auf einen konstanten Lastwiderstand, die Leistungsabgabe kann jedoch über einen Stellwiderstand im Erregerstromkreis stufenlos geregelt werden.

Es werden Strom- und Spannungsverläufe der unterschiedlichen Schaltvorgänge und der Ausgangsgrößen oszillografiert sowie Leistungsmessungen und thermische Messungen zur Ermittlung der Verlustleistungen der drei Phasenmodule vorgenommen.

#### 7.3.1 Schaltverhalten

Zur Aufzeichnung der Strom- und Spannungsverläufe wird ein Speicheroszillogoskop<sup>4</sup> eingesetzt, das aus den Messwerten bereits die Verlustleistung über der Zeit und die Verlustenergie berechnet. Die Spannungen werden mit einem Differenzastkopf<sup>5</sup>, die Schalterströme im Modul U mit einer Strommesszange<sup>6</sup> und die Schalterströme der Module V und W wegen der größeren Amplituden mit einer Rogowskispule<sup>7</sup> aufgenommen. Alle im Folgenden vorgestellten Messergebnisse werden im betriebswarmen Zustand bei einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10,6 \text{ kHz}$  erzielt.

#### Phasenmodul U

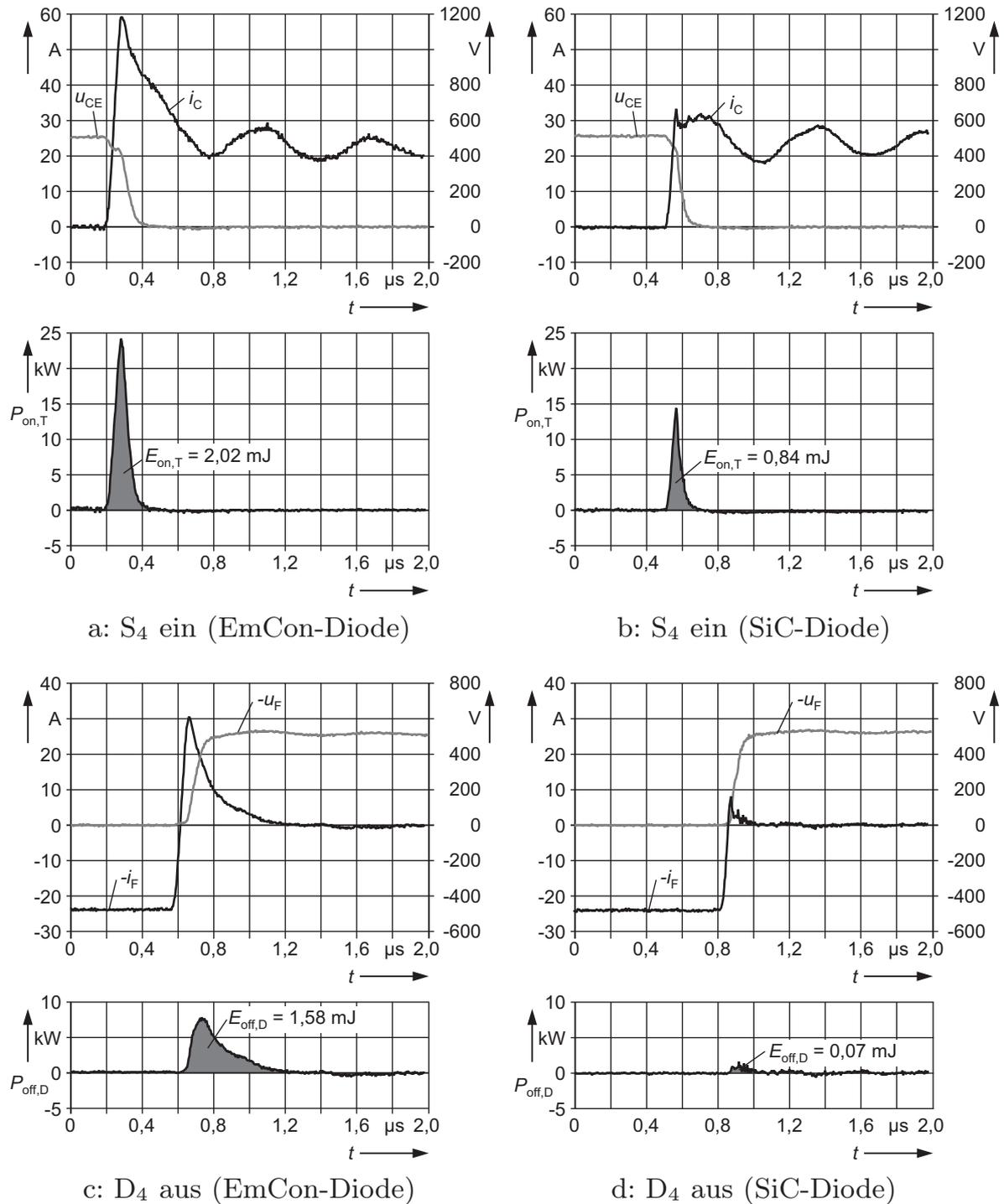
Die Oszillogramme in Abbildung 7.11a und b zeigen den harten Einschaltvorgang des Schalters  $S_4$  im Zusammenspiel mit der EmCon-Diode bzw. mit der SiC-Schottky-Diode auf einen Strom von  $24 \text{ A}$  ( $i_L = -48 \text{ A}$ ). Deutlich zu erkennen ist, dass die SiC-Schottky-Diode auch eine Schaltverlustreduktion im einschaltenden IGBT bewirkt.

<sup>4</sup>LeCroy 9450A, Dual 300 MHz Oscilloscope, 400 MS/s

<sup>5</sup>TESTEC TT-SI 9110, 100 MHz/1:1000

<sup>6</sup>Tektronix A6302 an Verstärker AM503B

<sup>7</sup>PEM CWT1R, 17 MHz/300 A

Abbildung 7.11: Hartes Schalten bei  $|i_L| = 48$  A

Der prinzipielle Verlauf des Ausschaltvorgangs (nicht dargestellt) wird durch die unterschiedliche Diodentechnologie nicht beeinflusst und entspricht in beiden Fällen dem in Abbildung 2.10b. Die im IGBT anfallende Verlustenergie

beträgt beim IKW40T120 mit integrierter Si-Diode  $E_{\text{off},T} = 2,48 \text{ mJ}$ . Beim IGW40T120 mit externer SiC-Diode ist die Verlustenergie aufgrund der niedrigeren Junctiontemperatur geringer, sie beträgt  $2,05 \text{ mJ}$ .

Das Ausschaltverhalten der beiden Diodentypen dokumentieren die Abbildungen 7.11c und d. Der Rückwärtsstrom der SiC-Diode ist kein Rückwärtserholstrom im eigentlichen Sinne, sondern lädt lediglich die Sperrschichtkapazität auf. Unter Vernachlässigung der Einschaltverluste der Dioden errechnet sich für eine Schaltperiode des hartschaltenden Phasenmoduls die Gesamtverlustleistung zu

$$E_{v,\text{ges,hart}} = 2 \cdot (E_{\text{on},T} + E_{\text{off},T} + E_{\text{off},D}). \quad (7.9)$$

Bei Verwendung der EmCon-Diode ergeben sich  $12,16 \text{ mJ}$  bei einem Laststrom von  $48 \text{ A}$ . Durch Verwendung der SiC-Dioden entsteht nur knapp die Hälfte an Verlustenergie, nämlich  $5,92 \text{ mJ}$  pro Periode. Dieses Ergebnis ist nicht nur auf den fehlenden Rückwärtserholstrom, sondern auch auf die bereits oben erwähnte bessere Kühlung zurückzuführen.

### Phasenmodul V

Durch die induktive Entlastung der Einschaltvorgänge im Modus 1 wird der Stromanstieg auf rechnerische  $107 \text{ A}/\mu\text{s}$  verringert, so dass der Einfluss des Rückwärtserholstroms auf die Einschaltverluste der IGBTs verschwindet. In Abbildung 7.12a ist kaum noch eine Überschneidung der Verläufe zu erkennen. Die verbleibenden Verluste können vernachlässigt werden.

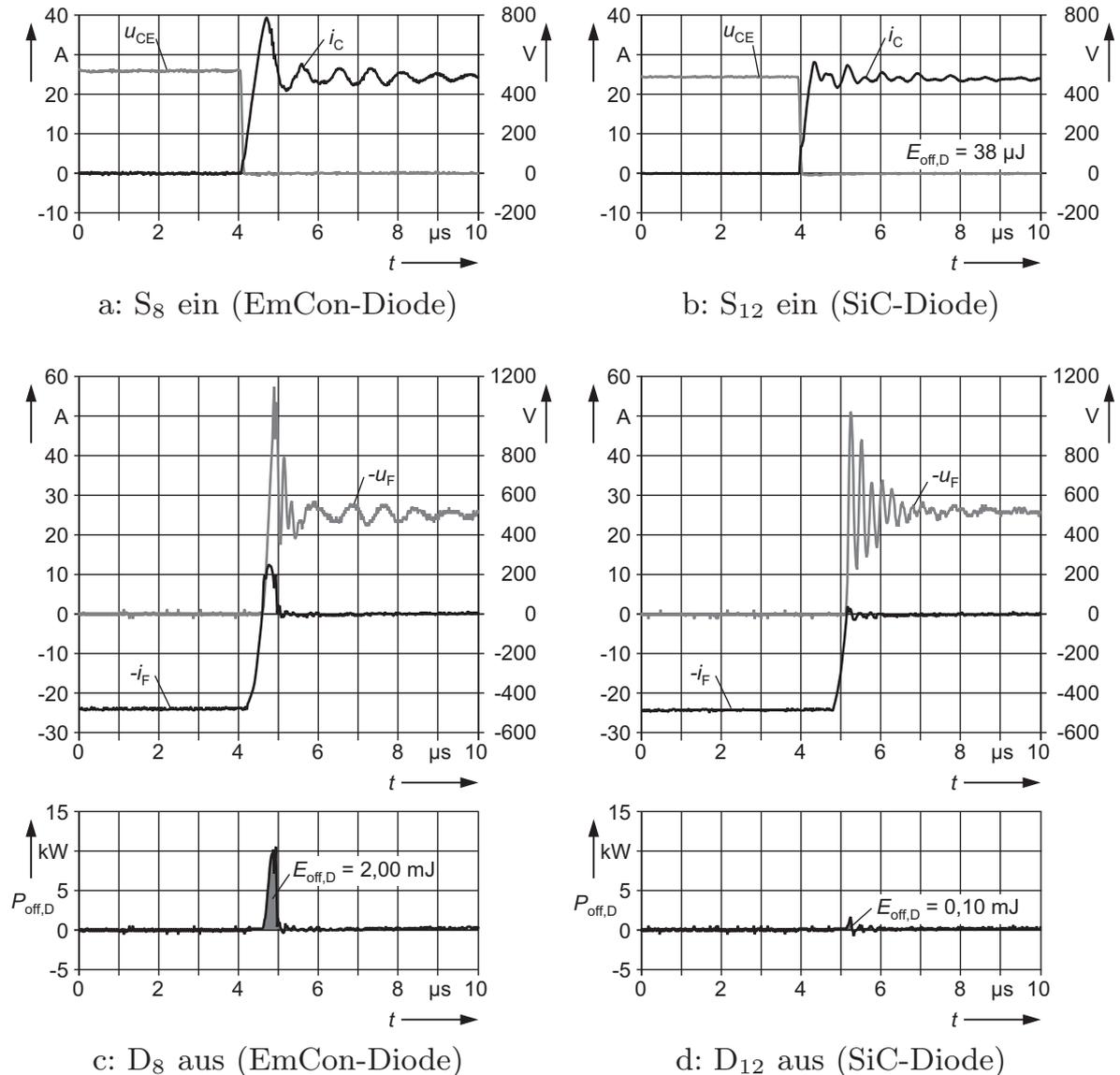
Wie sich schon bei den Vorversuchen abzeichnete, entstehen an der ausschaltenden EmCon-Diode (Abb. 7.12c) höhere Verluste als im hartschaltenden Betrieb und zudem eine erhebliche Überspannung. Diese wird durch das Active Clamping des Parallel-IGBTs begrenzt, das hier allerdings etwas später einsetzt als in Abbildung 7.10, da die Gatespannung zunächst von  $-5 \text{ V}$  bis auf die Einschaltsschwelle angehoben werden muss.

Einen Sonderfall stellen die im vorherigen Kapitel bereits erwähnten harten Ausschaltvorgänge bei kleinem Strom dar, die als Ersatz für den Modus 3b gesteuert werden. Abbildung 7.13a zeigt einen solchen Vorgang bei einem Schalterstrom von  $5 \text{ A}$ . Die Schaltüberspannung liegt unter der Active-Clamping-Schwelle. Zum Vergleich ist in Abbildungsteil b ein harter Schaltvorgang im Modul U dargestellt<sup>8</sup>.

Bei größeren Strömen wird der Modus 3b für die Kommutierung von den IGBTs auf die gegenüberliegenden Freilaufdioden verwendet. Abbildung 7.14

---

<sup>8</sup>Der bogenförmige Stromverlauf ist auf einen Kalibriervorgang im Rogowskispulen-Messverstärker zurückzuführen, der hier ausnahmsweise auch zur Messung im Modul U eingesetzt wurde.

Abbildung 7.12: Kommutierung im Modus 1 bei  $|i_L| = 48$  A

zeigt beispielhaft die am Phasenmodul V gemessenen Kurvenverläufe für einen Laststrom von 48 A.

Zuerst wird ein noch leitender IGBT als ZVS ausgeschaltet (Abb. 7.14a). Aufgrund des Tailstroms entsteht eine nennenswerte Verlustenergie. Dieser Tailstrom ist auch dafür verantwortlich, dass nach dem Schaltvorgang der noch leitende Schalter (Abb. 7.14b) nicht sofort den gesamten Laststrom übernimmt, sondern erst allmählich. Die Stromform während des nachfolgenden Nullstrom-Ausschaltens ist aufgrund des hohen Laststroms (Spitzenwert des Nennstroms) nicht mehr charakteristisch, weil der Nulldurchgang fehlt. Der dreieckförmige Verlauf am Ende der Kommutierung ist auf den Tailstrom des zweiten aus-

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

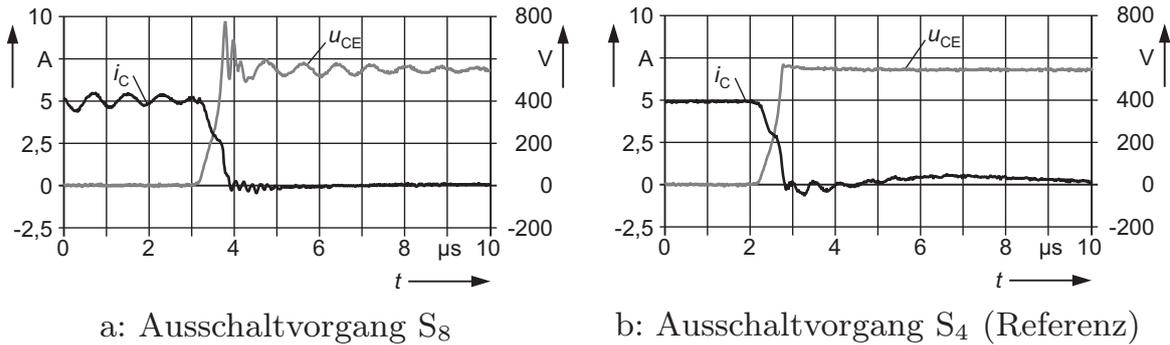


Abbildung 7.13: Hartes Ausschalten eines Stromes von 5 A ( $i_L = 10$  A)

schaltenden IGBTs zurückzuführen.

Zum besseren Verständnis wird dieser Schaltvorgang nochmals in Abbildung 7.15a dargestellt, diesmal jedoch für einen geringeren Laststrom von  $i_L = 32$  A. Hier ist die charakteristische Stromform mit Nulldurchgang zu erkennen. Jedoch reicht die Zeit, in der die Diode leitet, nicht zur Rekombination der freien Ladungsträger im IGBT aus, so dass auch hier ein Tailstrom fließt und Verluste entstehen. Bei kleinen Lastströmen ist der Tailstromabriss so steil, dass aufgrund der induzierten Spannung das Active Clamping anspricht.

In Abbildung 7.14c ist zu erkennen, dass die Spannung  $u_{CE} = -u_f$  über dem Schalter auf unter 100 V absinkt, bevor dieser eingeschaltet wird. Der hohe Laststrom lädt währenddessen den Resonanzkondensator  $C_{r2}$  fast bis auf das Niveau der Zwischenkreisspannung auf. Daher fließt der Strom nur sehr kurzzeitig durch den IGBT, bevor er sein Vorzeichen wechselt und auf die parallele Diode kommutiert.

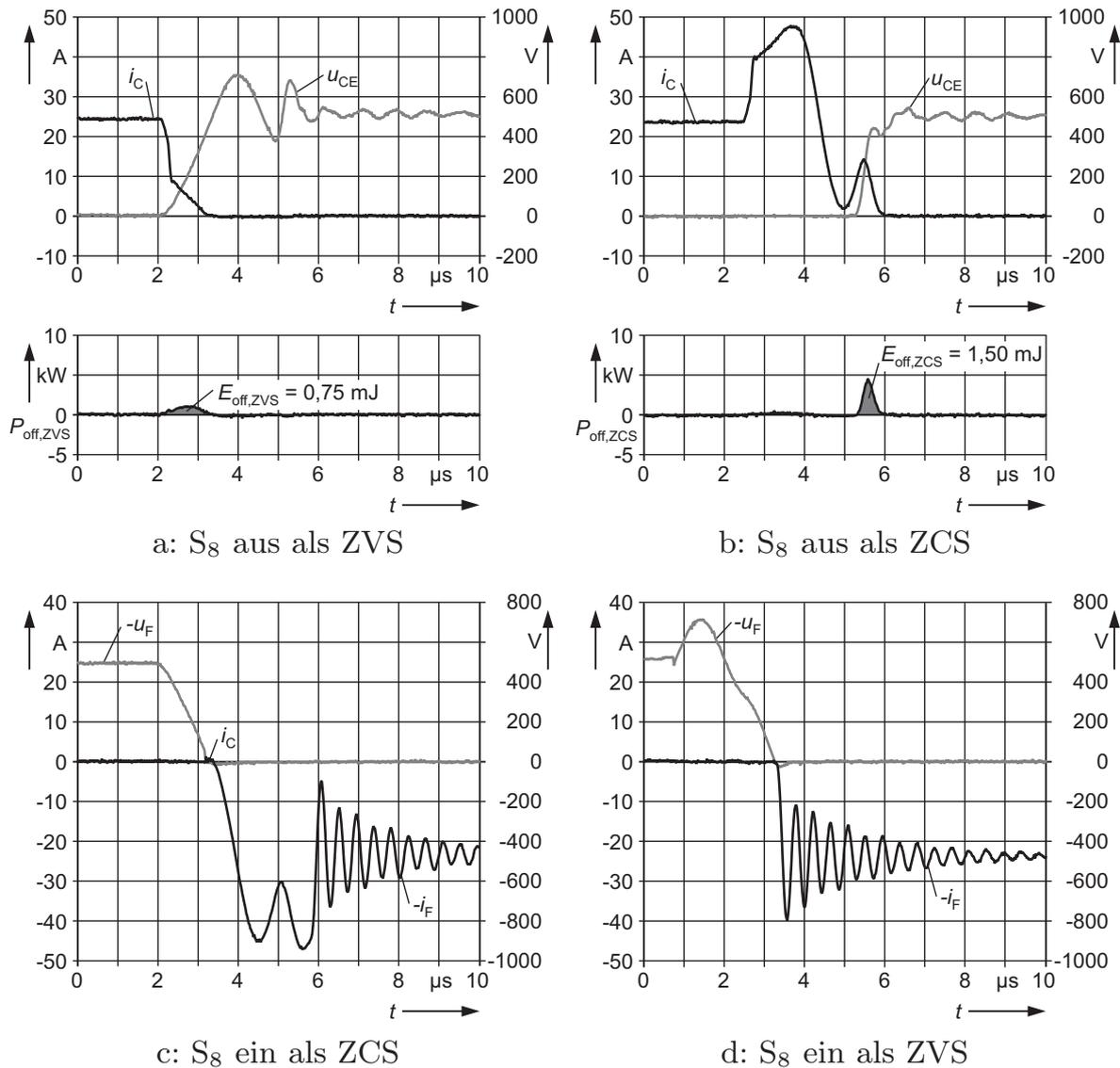
In Abbildung 7.14d schaltet die zweite Diode unter Nullspannungsbedingung zu und übernimmt die Hälfte des Laststroms. Dieser Vorgang ist jedoch von einer starken Schwingung begleitet. Die Schaltverlustenergie innerhalb einer Periode der Schaltfrequenz beträgt näherungsweise

$$E_{v,ges,weich} = 2 \cdot E_{off,D} + E_{off,ZVS} + E_{off,ZCS}, \quad (7.10)$$

sofern der Laststrom über der Schwelle zum harten Schalten liegt. Bei  $i_L = 48$  A ergeben sich Verluste in Höhe von 6,25 mJ, die damit nur etwas mehr als die Hälfte der Verluste beim harten Schalten mit den gleichen Halbleitern betragen.

### Phasenmodul W

Die im Modus 1 gemessenen Kurvenverläufe sind in Abbildung 7.12 mit dargestellt. Die Stromüberhöhung im einschaltenden IGBT (Abb. 7.12b) fehlt hier erwartungsgemäß fast vollständig. Bei einer genaueren Messung werden für den

Abbildung 7.14: Kommutierung im Modus 3a bei  $|i_L| = 48$  A (EmCon-Diode)

Einschaltvorgang mit SiC-Diode vernachlässigbare  $38 \mu\text{J}$  Verlustenergie ermittelt.

Beim Ausschalten der SiC-Diode (Abb. 7.12d) greift das Active Clamping nicht, es entsteht jedoch durch den schnellen Rückstromabriss eine hochfrequente Schwingung im Spannungsverlauf. Die Diodenausschaltverluste sind ähnlich klein wie im hartschaltenden Fall.

Die im Modus 3a am Modul W mit SiC-Dioden aufgenommenen Kurvenverläufe sind mit denen in Abbildung 7.14 nahezu identisch, so dass auf deren gesonderte Darstellung verzichtet wird. Die Ausschaltverluste betragen  $E_{\text{off,ZVS}} = 0,82$  mJ bzw.  $E_{\text{off,ZCS}} = 1,63$  mJ.

Ein Vergleich der Oszillogramme in Abbildung 7.15 lässt den Schluss zu, dass

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

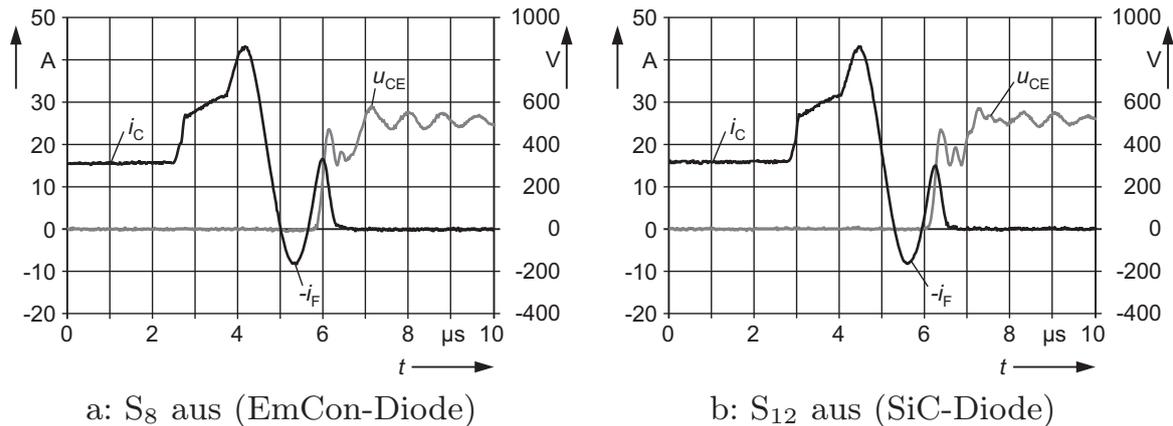


Abbildung 7.15: Ausschalten als ZCS im Modus 3a bei  $|i_L| = 32 \text{ A}$

auch der Rückwärtserholstrom der EmCon-Diode für die ZCS-Ausschaltverluste eine untergeordnete Rolle spielt. In der Silizium-Diode werden in der kurzen Zeit, die diese leitet, offensichtlich nur wenige Ladungsträger in das Mittelgebiet geschwemmt.

Die Verlustenergie pro Periode beträgt nach (7.10) lediglich 2,65 mJ aufgrund erheblicher Einsparungen bei den Dioden-Ausschaltverlusten. Wie beim harten Schalten ist auch hier eine Schaltverlustenergieeinsparung von mehr als 50 % durch die Verwendung der SiC-Schottky-Dioden möglich.

### 7.3.2 Ausgangsgrößen

Im Folgenden werden einige der Strom- und Spannungsmessungen vorgestellt, die an den Lastanschlüssen der Wechselrichtermodule durchgeführt wurden.

#### Symmetrierdrossel

Um die Funktion der Symmetrierdrosseln zu dokumentieren, werden Spannungsverläufe an den Drosseln während verschiedener Kommutierungsvorgänge aufgezeichnet. Die Oszillogramme in Abbildung 7.16 zeigen exemplarisch die Verhältnisse an der Drossel  $L_{L3}$  des Phasenmoduls W. Die Potentiale der Klemmen  $W_1$  und W gegenüber dem negativen Pol des Zwischenkreises werden gemessen (Abb. 7.16a), die Spannungen  $u_{W1-W}$  und  $u_{W2-N}$  werden nach folgenden Formeln aus den Messwerten berechnet:

$$u_{W1-W} = u_{W1-N} - u_{W-N}, \quad (7.11)$$

$$u_{W2-N} = u_{W-N} + u_{W2-W} = 2 \cdot u_{W-N} - u_{W1-W}. \quad (7.12)$$

Dabei wird vereinfachend angenommen, dass  $u_{W2-W}$  gleich  $-u_{W1-W}$  ist, die Drossel sich also wie ein Spartrafo verhält. Der Modus 1 (Abb. 7.16b) stellt den

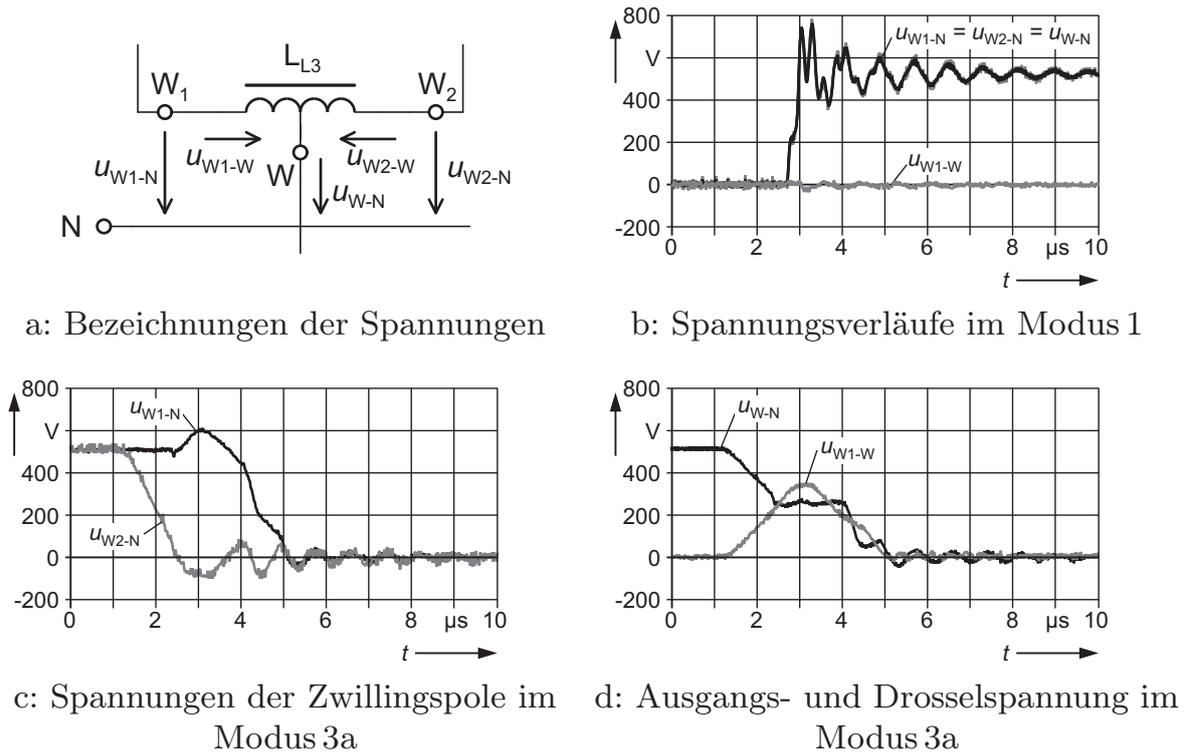


Abbildung 7.16: Spannungsverläufe an der Symmetrierdrossel  $L_{L3}$  während verschiedener Kommutierungen

Trivialfall dar: Die Schalter beider Halbbrücken schalten gleichzeitig, daher bleibt die Spannung über  $C_r$  und somit auch die Spannung  $u_{W1-W}$  Null.

Die Abbildung 7.16c zeigt die Spannungsverläufe der Einzelpole im Modus 3a. In Abbildungsteild ist zu erkennen, dass die Drosselspannung  $u_{W1-W}$  dem Verlauf von  $u_{Cr1}$  mit halber Amplitude folgt (vgl.  $u_{Cr1}$  in Abb. 7.2). Die Ausgangsspannung  $u_{W-N}$  nimmt während der Boostphase linear ab, liegt während der Resonanzphase auf halbem Potential der Zwischenkreisspannung und fällt schließlich wieder linear bis auf Null ab. Der letzte Vorgang ist allerdings aufgrund der überlagerten Störung, die der Tailstrom des ausschaltenden IGBTs verursacht, schlecht zu erkennen.

Die maximale Spannungssteilheit  $du_{W-N}/dt$ , die am Ausgang eines weichschaltenden Moduls gemessen werden konnte, tritt im Modus 1 auf und beträgt  $3,6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ . Die maximale Ausgangsspannungssteilheit am hartschaltenden Modul beträgt dagegen  $du_{U-N}/dt = 10,4 \text{ kV}/\mu\text{s}$ .

## Motor

Die als Last verwendete Asynchronmaschine hat, im Dreieck geschaltet, eine Nennspannung von 380 V bei 50 Hz. Ihre Nennleistung beträgt 22 kW. Diese

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

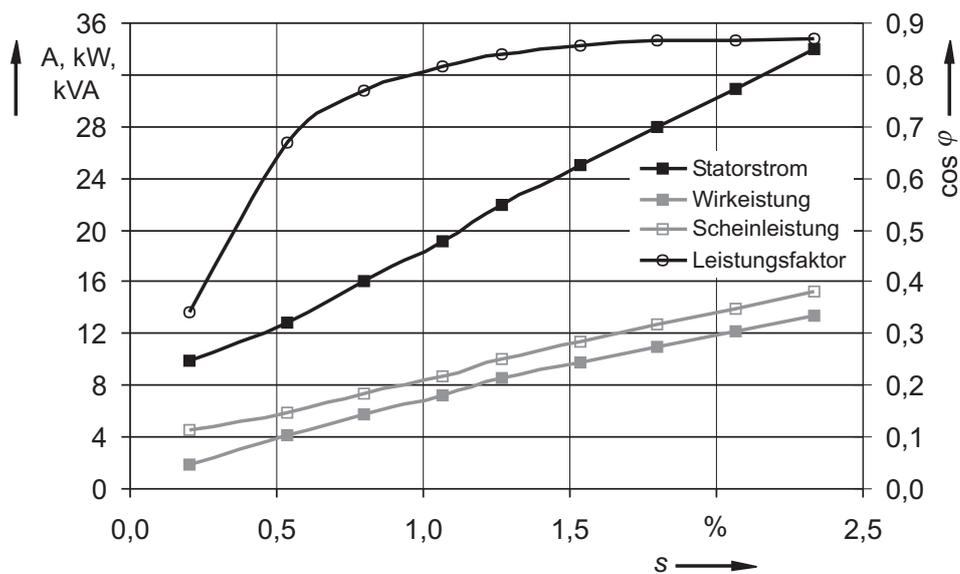


Abbildung 7.17: Betriebsgrößen des Motors, aufgenommen bei  $f_s = 15,9$  kHz

wird bei einer Drehzahl von  $1460 \text{ min}^{-1}$  und einem Strom von  $43 \text{ A}$  erreicht. Die folgenden Versuche werden alle bei einer Frequenz von  $50 \text{ Hz}$  und einem Aussteuergrad von  $75 \%$ , entsprechend einer Strangspannung von  $260 \text{ V}$ , durchgeführt. Der Aussteuergrad kann nicht größer gewählt werden, weil der Mikrocontroller oberhalb dieser Schwelle in die Übermodulation geht, d. h. die regelmäßige Taktung in den Spannungskuppen aussetzt, was zu Verfälschungen in den Verlustleistungs- und Wirkungsgradmessergebnissen führen würde. Zudem entstehen aufgrund der Dreieckschaltung und der leicht unterschiedlichen Ausgangsspannungen, die vom unterschiedlichen Aufbau der drei Phasenmodule herrühren, Stromüberhöhungen beim Übergang in die Übermodulation.

Der Motor wird auf Leerlaufdrehzahl gebracht und schrittweise belastet, bis der Wechselrichternennstrom von  $34 \text{ A}$  in den Motorzuleitungen fließt. Mit einem dreiphasigen Leistungsmesser werden Statorstrom, Leistungsfaktor sowie Wirk- und Scheinleistung gemessen. Die Drehzahl wird mit einem Winkelgeber und einem Präzisionszähler erfasst. Die Messwerte sind in Abbildung 7.17 über dem Schlupf der Maschine aufgetragen.

Abbildung 7.18 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe der Phase W bei  $I_{W,\text{eff}} = 34 \text{ A}$  und einer Schaltfrequenz von  $f_s = 10,6 \text{ kHz}$ . Bei der Spannungsmessung wurde ein R-C-Filter der Grenzfrequenz  $f_g = 2,1 \text{ kHz}$  eingesetzt. Deutlich ist die dritte Harmonische im Spannungsverlauf zu erkennen; der Strom ist wie gewünscht sinusförmig.

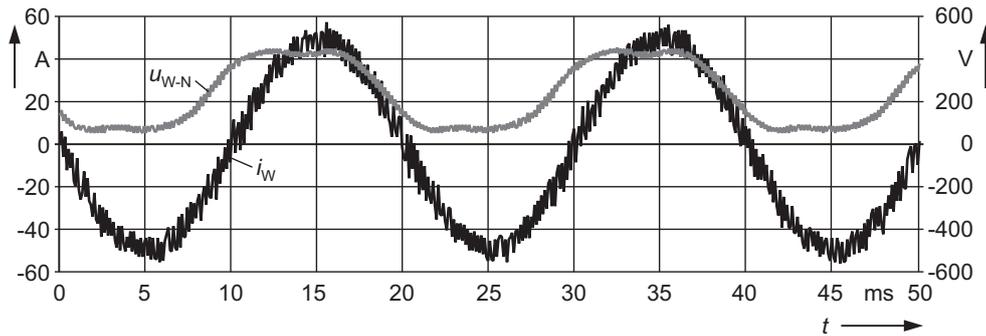


Abbildung 7.18: Phasenstrom und Ausgangsspannung (gemessen mit Filter  $f_g = 2,1 \text{ kHz}$ ) des Phasenmoduls W bei  $f_s = 10,6 \text{ kHz}$ .

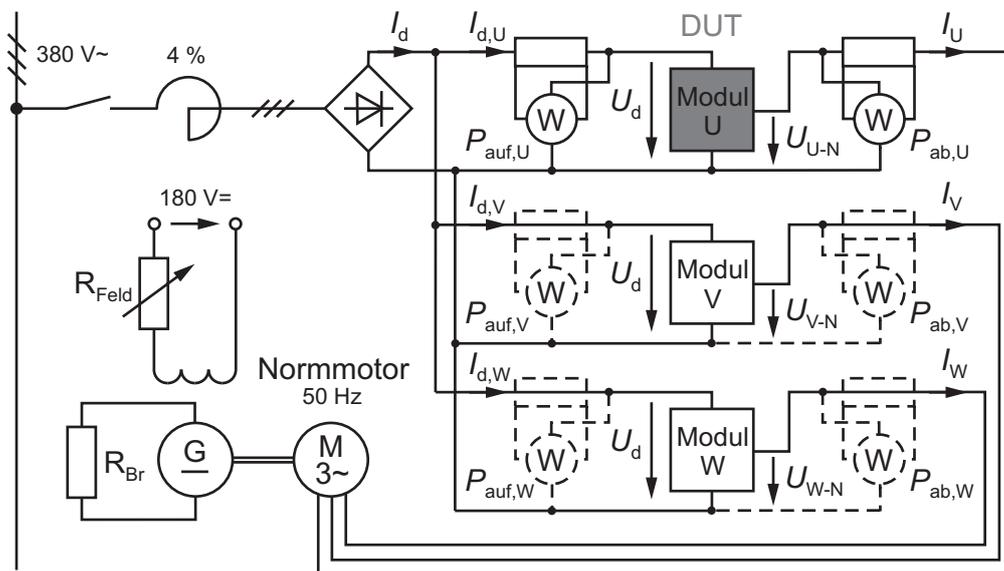


Abbildung 7.19: Übersichtsschaltbild Prüfstand

### 7.3.3 Wirkungsgrad und Verlustleistung

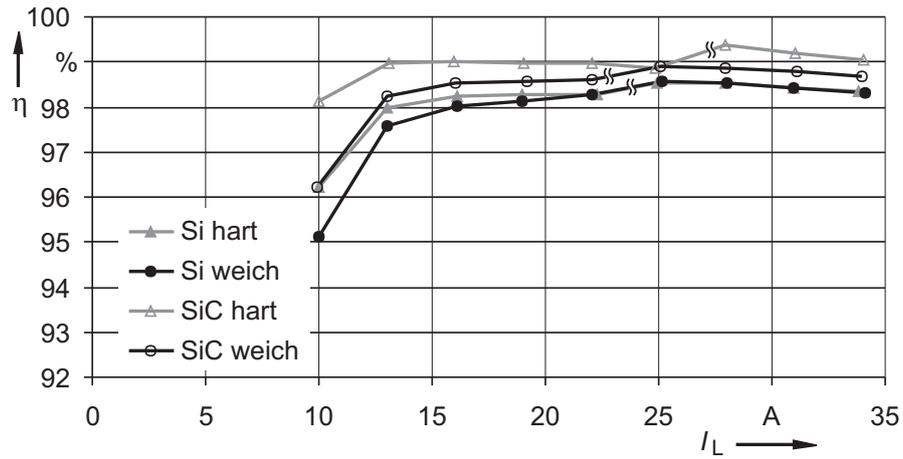
Die Verlustleistungen der vier Modulvarianten – hartschaltend und weichschaltend, mit Silizium- bzw. mit Siliziumkarbidioden – werden in unterschiedlichen Betriebspunkten durch Leistungs- und Temperaturmessungen erfasst.

#### Gesamtverluste

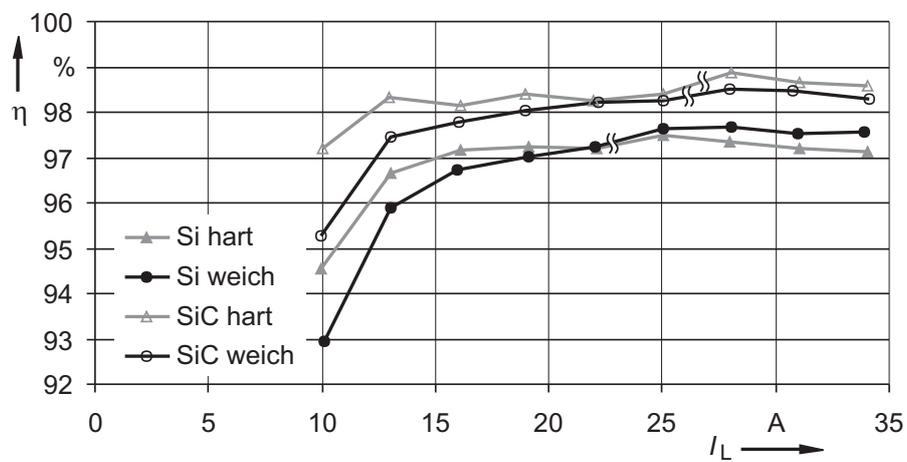
Abbildung 7.19 zeigt ein Übersichtsschaltbild des Prüfstands für die Leistungsmessungen. Da am Leistungsmesser<sup>9</sup> nicht genügend Kanäle zur Verfügung stehen, werden die Phasenmodule nacheinander vermessen. Jedes Modul wird

<sup>9</sup>NORMA Wide Band Power Analyzer D6200

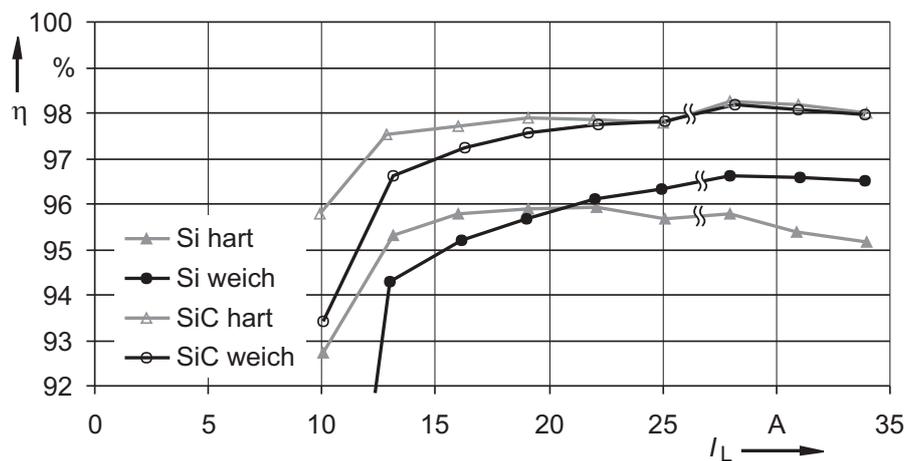
## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis



a:  $f_s = 5,3 \text{ kHz}$



b:  $f_s = 10,6 \text{ kHz}$



c:  $f_s = 15,9 \text{ kHz}$

Abbildung 7.20: Wirkungsgradverläufe bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen

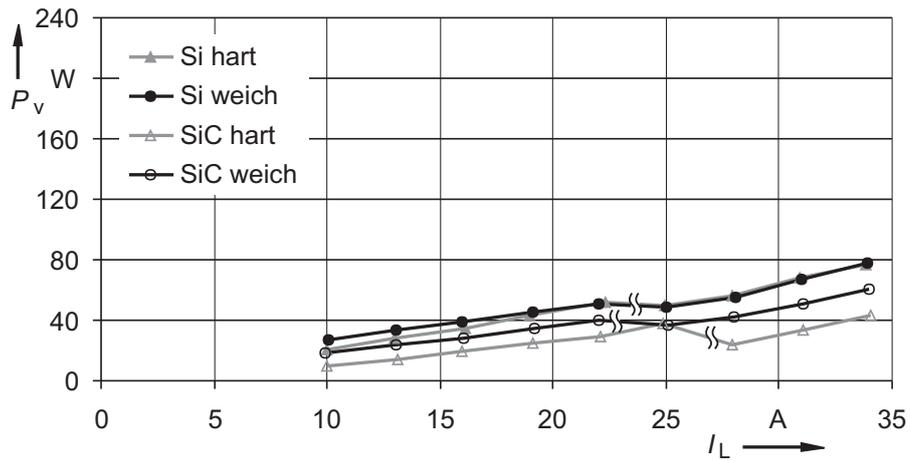
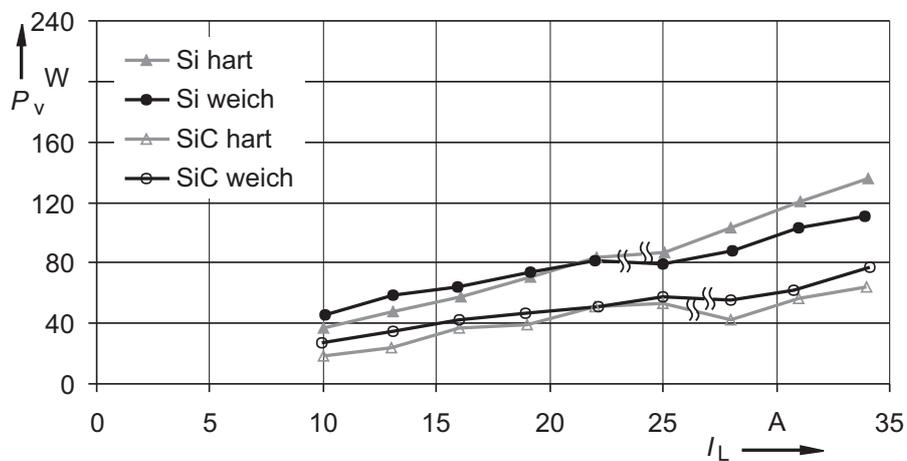
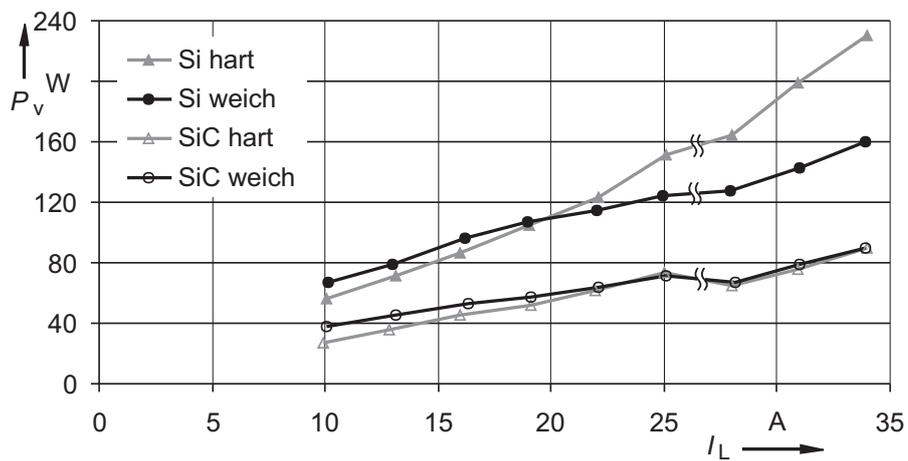
a:  $f_s = 5,3 \text{ kHz}$ b:  $f_s = 10,6 \text{ kHz}$ c:  $f_s = 15,9 \text{ kHz}$ 

Abbildung 7.21: Gesamtverluste bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen

als Dreipol betrachtet, Bezugspunkt der Spannungsmessungen ist das negative Zwischenkreispotential. Die verkettete Ausgangsspannung des Wechselrichters beträgt wieder 260 V/50 Hz. Der Laststrom wird durch Verkleinern des Widerstandes  $R_{\text{Feld}}$  und somit durch Erhöhen der Belastung des Asynchronmotors in Schritten von  $\Delta I_L = 3 \text{ A}$  erhöht. Aus aufgenommener und abgegebener Leistung werden nach den Gleichungen (4.34) der Gesamtwirkungsgrad  $\eta$  und die Verlustleistung  $P_V$  eines Moduls berechnet. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 7.20 und 7.21 zusammengefasst.

Erwartungsgemäß steigt der Einfluss der schaltverlustreduzierenden Maßnahmen mit der Schaltfrequenz. Beim harten Schalten kann der Wirkungsgrad durch Einsatz von SiC-Dioden um bis zu zwei Prozentpunkte gesteigert werden. Selbst bei 15,9 kHz wird noch ein Wirkungsgrad von 98 % erreicht. Durch Verwendung von SiC-Dioden können zwar auch die Verluste im weichschaltenden Fall deutlich verringert werden, trotzdem ist diese Kombination nicht empfehlenswert, da der Gesamtwirkungsgrad hinter dem des hartschaltenden Moduls mit SiC-Dioden zurückbleibt. Die RCTP-Topologie ermöglicht im günstigsten Fall eine Wirkungsgradsteigerung um knapp eineinhalb Prozentpunkte. Unterhalb von 21 A sind die Gesamtverluste jedoch höher.

Die Stellen, an denen innerhalb einer Messreihe eine Messbereichsumschaltung stattgefunden hat, sind gekennzeichnet. Die darauf folgenden Sprünge zeigen, dass die Genauigkeit dieser Methode der Wirkungsgradbestimmung auf jeden Fall unterhalb von einem halben Prozentpunkt liegt. Daher wird die Verlustleistung zusätzlich durch thermische Messungen erfasst.

### Halbleiterverluste

Im Kapitel 7.2.2 wurde bereits erwähnt, dass die drei Module hinsichtlich ihrer Kühlung identisch aufgebaut sind. Diese Eigenschaft wird zur Ermittlung der Verluste der IGBTs und Freilaufdioden genutzt. In jeden der drei Kühlkörper wird ein KTY-Heißleiter eingeklebt (s. Abb. 7.8), ein vierter erfasst die Umgebungstemperatur vor der Lufteintrittsöffnung des Moduls V. Die Sensoren werden mit einem digitalen Auswertegerät verbunden, das mit einer Genauigkeit von  $\pm 1 \text{ K}$  die Temperaturwerte anzeigt. Aus der Temperaturdifferenz und dem Wärmeübergangswiderstand zwischen Kühlkörper und Umgebung  $R_{\text{th,hs-amb}}$  lassen sich die Halbleiterverluste errechnen.

$$P_{V,\text{HL}} = \frac{\vartheta_{\text{hs}} - \vartheta_{\text{amb}}}{R_{\text{th,hs-amb}}} \quad (7.13)$$

Der Wärmeübergangswiderstand seinerseits wird nach der selben Beziehung errechnet. Dazu wird durch Bestromen der Freilaufdioden des hartschaltenden Phasenmoduls mit Gleichstrom dessen Kühlkörper definiert aufgeheizt. Temperaturdifferenz und Leistung werden gemessen. Daraus errechnet sich  $R_{\text{th,hs-amb}}$  zu 0,12 K/W.

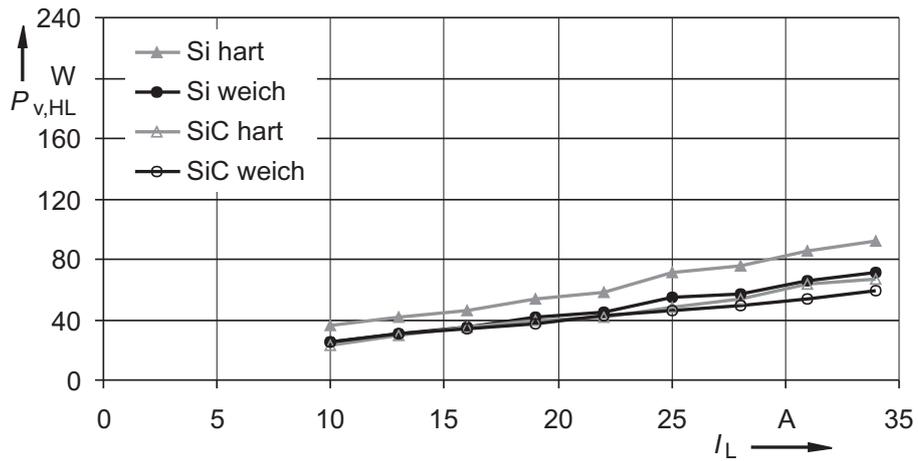
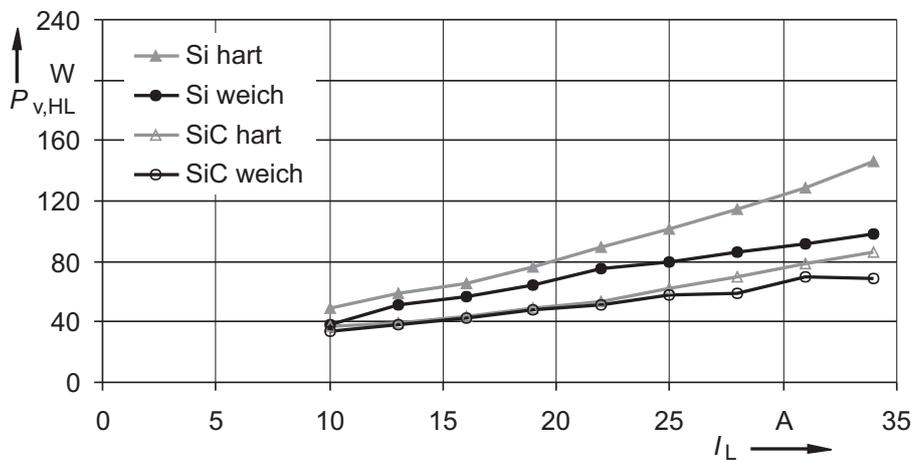
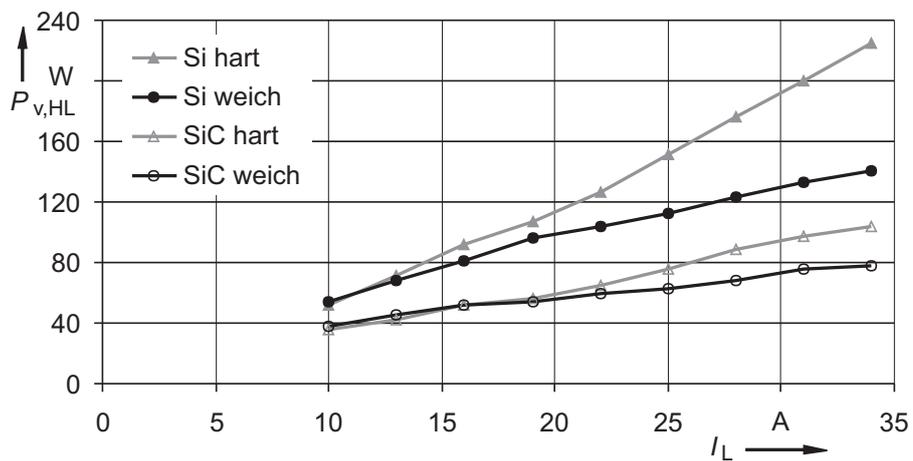
a:  $f_s = 5,3 \text{ kHz}$ b:  $f_s = 10,6 \text{ kHz}$ c:  $f_s = 15,9 \text{ kHz}$ 

Abbildung 7.22: Halbleiterverluste bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen



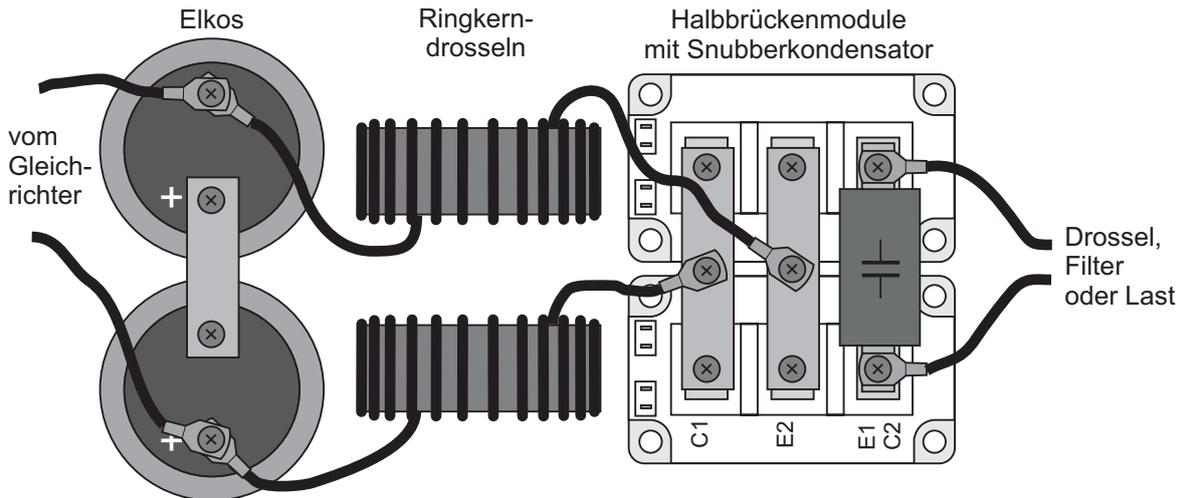


Abbildung 7.24: Vorschlag zum einfachen Aufbau eines Phasenmoduls

schaltenden Variante erreicht würde.

Eine Möglichkeit, die Zusatzverluste zu verringern, besteht darin, auf die Symmetrierdrosseln zu verzichten, wodurch gleichzeitig ein relativ teures und voluminöses Bauteil eingespart werden kann. Die Voraussetzung dafür ist, dass die Stromteilerfunktion von einer anderen, ohnehin vorhandenen Komponente übernommen wird. In Fällen, in denen ein Sinusfilter am Wechselrichterausgang benötigt wird, z. B. in EMV-sensiblen Bereichen, in der chemischen Industrie oder bei langen Motorzuleitungen, kann das Sinusfilter entsprechend der Skizze in Abb. 7.23a modifiziert werden. Einphasig wurde diese Lösung bereits erfolgreich getestet.

Eine andere Option bestünde darin, einen angepassten Motor mit geteilter Wicklung zu verwenden, beispielsweise mit einer Drehstrom-Einschichtwicklung mit gerader Polpaarzahl ( $p = 2, 4, 6, \dots$ ), in der parallele Spulengruppen getrennt gespeist würden (Abb. 7.23b). Besonders gut wären aufgrund der geringen Kopplung ihrer Elementarmaschinen *Polyphasige Permanentmagneterregte Synchronmaschinen* (PPSM) mit Einzelzahnwicklung geeignet, wie sie in [97] vorgestellt werden.

Problematisch sind die Überspannungen, die einerseits durch die Rückwärts-erholvorgänge der Dioden, andererseits durch das Nullstrom-Ausschalten der IGBTs hervorgerufen werden. Als Abhilfe wurde die Methode des Active Clamping gewählt. Auch bedämpfte Reihenschwingkreise (Saugkreise) über den inneren H-Brücken können die Überspannungen verringern. Gerade hinsichtlich der EMV wäre dieser Maßnahme der Vorzug zu geben. Jedoch sind die Verluste im Dämpfungswiderstand zu berücksichtigen, weil sie auch bei Schaltvorgängen auftreten, die gar keine Überspannung verursachen. Die beste Lösung bestünde

## 7 Der RCTPI mit Spannungszwischenkreis

darin, eine Kombination aus Halbleitern und Resonanzinduktivitäten zu finden, bei der Überspannungen in kritischer Höhe gar nicht erst entstehen.

Mit dem Resonant Commutated Twin Pole Stromrichter am Spannungszwischenkreis steht eine Topologie zur Verfügung, die sowohl eine einfache Steuerung ohne stromabhängige Schaltzeiten, als auch einen einfachen Aufbau des Leistungsteils ermöglicht. Dieser lässt sich sehr gut mit den am Markt verfügbaren IGBT-Modulen realisieren. Aufgrund der H-Brücken-Anordnung ihrer Schalter und der Tatsache, dass diese rückwärtsleitend und vom selben Typ sein müssen, können Einzelschalter, Halbbrücken, Vollbrücken aber auch Drehstrombrücken verwendet werden, sofern die Kollektoranschlüsse der Oberschalter und die Emitteranschlüsse der Unterschalter nicht schon intern verbunden sind. Ein kompletter RCTPI ließe sich dann z. B. aus zwei Drehstrombrückenmodulen aufbauen.

In Abbildung 7.24 ist am Beispiel von Halbbrückenmodulen skizziert, wie die Verschaltung einer Phase ausgeführt werden könnte. Aufgrund der Resonanzinduktivitäten, die in Reihe zum Zwischenkreis liegen, ist eine aufwändige Verschaltung mit Flachleitern nicht notwendig. Die Verbindungen können flexibel mit kurzen Litzenleitungen ausgeführt werden. Die zum Klammern der Zwischenkreisspannung von verschiedenen Herstellern angebotenen IGBT-Snubberkondensatoren eignen sich gut als Resonanzkondensatoren und können direkt mit den Modulen verschraubt werden.

## 8 Zusammenfassung

Die Gründe dafür, durch resonant entlastete Schaltvorgänge Verlustenergie einsparen zu wollen, sind vielfältig: je nach Anwendung besteht der Wunsch nach Verringerung des Aufwands zur Kühlung der Leistungshalbleiter, nach Erhöhung der Schaltfrequenz oder nach Steigerung des Gesamtwirkungsgrades. Das letztgenannte Ziel ist am schwierigsten zu erreichen. Es bedarf einer sorgfältigen Auswahl des Umrichterkonzepts und der Halbleitertypen. Deshalb wird zu Beginn der Arbeit in einem kleinen Exkurs auf die Technologie moderner IGBTs und Dioden eingegangen. Dabei wird auch das neue Halbleitermaterial Siliziumkarbid berücksichtigt. Im darauf folgenden Kapitel wird ein Überblick über den Stand der Technik der resonant entlasteten Stromrichter gegeben und eine neue Systematik zur deren Klassifizierung vorgestellt. Der Schwerpunkt liegt dabei auf den dreiphasigen Zwei-Level-Umrichtern.

In den folgenden Kapiteln werden vier Resonant Pole Kommutierungszellen für den Einsatz in Spannungs- und Stromzwischenkreisumrichtern zunächst theoretisch betrachtet und danach anhand der Messergebnisse aus unterschiedlichen Versuchsaufbauten mit IGBTs beurteilt.

Das erste dieser Kapitel beschreibt den Aufbau und die Optimierung eines ARCP-Moduls mit einer Scheinleistung von 1 MVA für einen dreiphasigen Motorgenerator in einem Schwungmassen-Speichersystem. Zahlreiche Vorteile wie die PWM-Fähigkeit und die geringe Ausgangsspannungsteilheit waren die Gründe für die Auswahl dieser Topologie. Im Nennpunkt betragen die Gesamtverluste nur ca. zwei Drittel der Verluste eines vergleichbaren hartschaltenden Stromrichters. Es sind jedoch auch Nachteile zu verzeichnen gewesen: die Gesamtverluste bei Teillast lagen nicht wesentlich unter denen bei Vollast. Um den geteilten Zwischenkreis auch bei niedrigen Grundfrequenzen auf einfache Art stabilisieren zu können, musste auf drei 4Q-Steller anstelle einer Drehstrombrücke ausgewichen werden. Auch die digitale Steuerung des ARCPIs gestaltete sich noch als relativ komplex, da mit stromabhängigen Schaltzeiten gearbeitet werden musste. Dies wurde zum Anlass genommen, auch verwandte Topologien zu betrachten.

Zunächst wurde der Current Source ARCPI Neutral Voltage Driven untersucht. Die einfache Stabilisierung des kapazitiven Teilers durch eine Verbindung mit dem Sternpunkt der Last und die geringe Zahl von nur zwei gegenüber sechs Hilfsschaltern für eine Drehstrombrücke sprechen für dieses Konzept. Mit Hilfe einer speziellen Boostvariante gelang die Steuerung des 10 kVA-

Versuchswechselrichters mit nur zwei statt drei Kommutierungsmodi bei festen Schaltzeiten. Bezüglich der Gesamtverluste ergab sich jedoch ein ähnliches Bild wie beim ARCPI mit Spannungszwischenkreis.

Auf der Grundlage von Dualitätsbetrachtungen wurde aus der ARCP-Kommutierungszelle eine neuartige Kommutierungszelle, die so genannte Resonant Commutated Twin Pole Zelle (RCTP-Zelle) entwickelt. Der Name soll die Symmetrie der Topologie betonen, in der die Schalter in Form einer H-Brücke angeordnet sind, so dass die physikalische Trennung in Haupt- und Hilfsschalter entfällt. Durch abwechselndes Ansteuern der Schalter als Haupt- bzw. Hilfsschalter wird ein schnelles Symmetrieren des jetzt induktiven Teilers mit jeder zweiten PWM-Periode möglich. In einem einfachen Versuchsaufbau wurde die Funktionsfähigkeit der RCTP-Zelle am Stromzwischenkreis bewiesen. Die Steuerung glich der des Voltage Source ARCPIs. Die Zahl der Schalter für eine Phase beträgt hier ebenfalls vier wie beim ARCPI am Spannungszwischenkreis. Im stationären Zustand führen jedoch entweder zwei Ober- oder zwei Unterschalter gemeinsam den Strom, so dass sich eine gleichmäßige Ausnutzung der Halbleiterfläche ergibt.

Das letzte Kapitel widmet sich der RCTP-Zelle am Spannungszwischenkreis. Es wurde ein Versuchsumrichter mit 40-A-IGBTs am Niederspannungsnetz realisiert und vermessen. Überspannungen, die in dieser Topologie durch Rückwärtserholvorgänge im induktiven Kreis entstanden, wurden durch die Methode des Active-Clamping begrenzt. Um das Ergebnis besser beurteilen zu können, wurden die Phasenmodule unterschiedlich aufgebaut, nämlich hart- und weichschaltend und zwar jeweils mit Silizium- und mit Siliziumkarbid-Freilaufdioden. Analog zum CS ARCPI konnte auf eine Steuerung der Schaltzeiten in Abhängigkeit von der momentanen Ausgangsgröße verzichtet werden. Darüber hinaus ergab sich die Möglichkeit, bei kleinen Lastströmen hart auszuschalten, was die Gesamtverluste im Teillastbetrieb reduzierte und die Halbleiterverluste denen eines hartschaltenden Umrichters anglich.

Die Wirkungsgrade der Phasenmodule mit Siliziumkarbidioden lagen deutlich über denen mit Siliziumdioden. Die resonante Schaltentlastung brachte dort lediglich eine Verringerung der Halbleiterverluste, nicht aber der Gesamtverluste, so dass der Einsatz resonanter Schaltentlastungen in Umrichtern mit SiC-Dioden als nicht lohnenswert erscheint.

Am Spannungszwischenkreis kommen die Vorteile der neuen Zelle besser zur Geltung, da hier, bedingt durch die H-Brückenstruktur, fast das ganze Spektrum an IGBT-Modulen für einen kompakten, wirtschaftlichen Aufbau zur Verfügung steht. Die Funktion des Stromteilers kann unter Umständen von einem angeschlossenen Sinusfilter oder der Maschine übernommen werden, so dass Platz und Kosten gespart werden können.

# Literaturverzeichnis

- [1] J. Lutz: *Halbleiter-Leistungsbaulemente – Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*, Springer Verlag, Berlin/Heidelberg, 2006
- [2] A. Lindemann: *A New IGBT with Reverse Blocking Capability*, Proceedings of the 9<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, 27–29 August 2001
- [3] G. Majumdar: *Future of Power Semiconductors*, Proceedings of the 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '04), Aachen, Germany, Vol. 1, 20–25 June 2004, pp. 10–15
- [4] K. Satoh et al.: *A new 3A/600V transfer mold IPM with RC(Reverse Conducting)-IGBT*, Proceedings of the International Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality (PCIM Europe), Nuremberg, Germany, 30 May–1 June 2006
- [5] R. Bürkel, T. Schneider: *Fast Recovery Epitaxial Diodes (FRED), Characteristics – Applications – Examples*, IXYS Application Notes and Info, 25 May 1999, <http://www.ixys.com/powerproducts.html>, Stand 04.06.07
- [6] J. Lutz: *Stand und Entwicklungstendenzen bei schnellen Dioden*, Tagungsband zur Fachtagung Elektrische Energiewandlungssysteme, Magdeburg, 13.–14. März 2002, S. 87–92
- [7] T. Laska, L. Lorenz, A. Mauder: *The Field Stop IGBT Concept with an Optimized Diode*, Proceedings of the 41<sup>st</sup> International Power Conversion Conference (PCIM Europe), Nuremberg, Germany, 6–8 June 2000, pp. 15–21
- [8] Infineon Technologies: *Halbleiter – Technische Erläuterungen, Technologien und Kenndaten*, Publicis Corporate Publishing, Erlangen, 2004
- [9] F. Pfirsch, R. Bayerer: *MOS-gesteuerte Leistungsschalter: Konzepte und Schaltverhalten*, ETG-Fachbericht 105, Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen, VDE Verlag, 2006, S. 27

- [10] IXYS Semiconductor GmbH: Datenblatt zum IXRH40N120, Lampertheim, 2005, <http://www.ixys.com/powerproducts.html>, Stand 04.06.07
- [11] K. Heumann: *Grundlagen der Leistungselektronik*, 6. Auflage, Teubner, Stuttgart, 1996, S. 101 ff
- [12] J. Meins, F. Turki, R. Czainki: *Phase Control of Resonant Power Supply Inverters*, Proceedings of the 11<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '05), Dresden, Germany, 11–14 Sept. 2005
- [13] T. Reimann: *Verhalten abschaltbarer Leistungshalbleiterbauelemente im ZVS-Mode*, Dissertation, Technische Universität Ilmenau, Berichte aus der Elektrotechnik, Shaker Verlag, Aachen, 1994
- [14] S. Bernet: *Leistungshalbleiter als Nullstromschalter in Stromrichtern mit weichen Schaltvorgängen*, Dissertation, Technische Universität Ilmenau, Berichte aus der Elektrotechnik, Shaker Verlag, Aachen, 1995
- [15] K. Göpfrich, A. Hoge: *Pulsumrichter für Industrieantriebe*, ETG-Fachbericht 105, Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen, VDE Verlag, 2006, S. 139–142
- [16] Infineon Technologies, Power Semiconductors: Datenblatt *IKW40T120*, Rev. 2, Jan. 2005, S. 4, <http://www.infineon.com>, Stand April '06
- [17] SIEMENS Semiconductor Group: *Datenblatt zum BUP 314D*, 30. Juli 1996, S. 6, <http://www.alldatasheet.com>, Stand 04.06.07
- [18] M. D. Bellar, T.-S. Wu, A. Tchamdjou, J. Mahdavi, M. Ehsani: *A Review of Soft-Switched DC-AC Converters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 4, July/Aug. 1998, pp. 847–860
- [19] V. Vlatcović, D. Borojević, F. C. Lee: *Soft-Transition Three-Phase PWM Conversion Technology*, Conference Record of the 25<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '94), Taipei, Taiwan, Vol. 1, 20–25 June 1994, pp. 79–84
- [20] T. A. Lipo: *Recent Progress in the Development of Solid-state AC Motor Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, April 1988, pp. 105–117
- [21] Y. Murai, T. A. Lipo: *High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion*, Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, Vol. 1, 2–7 Oct. 1988, pp. 772–779

- [22] K. W. Marschke, P. P. A. Caldeira, T. A. Lipo: *Utilization of the Series Resonant DC Link Converter as a Conditioning System for SMES*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 3, July 1992, pp. 506–513
- [23] P. K. Sood, T. A. Lipo: *Power Conversion Distribution System Using a High-Frequency AC Link*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 2, March/April 1988, pp. 288–300
- [24] D. M. Divan: *The Resonant DC Link Converter—A New Concept in Static Power Conversion*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, March/April 1989, pp. 317–325
- [25] S. G. Abeyratne, J. Horikawa, Y. Murai, T. A. Lipo: *Current-Clamped, Modified Series Resonant DC-Link Power Converter for a General Purpose Induction Motor Drive*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 2, March 1997, pp. 201–212
- [26] E. R. C. da Silva, S. G. Abeyratne, Y. Murai: *PWM Series Resonant DC-Link Converter with Current Clamping by the Use of Saturable Core*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, Jan. 1999, pp. 82–89
- [27] Y. Konishi, M. Ishibashi, M. Nakaoka: *Three-Phase Current-Fed Soft Switching PWM Converter with Switched Capacitor Type Resonant DC Link*, Proceedings of the 30<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '99), Charleston, South Carolina, USA, Vol. 2, 27 June–1 July 1999, pp. 653–658
- [28] B. M. Han, S. I. Moon: *Static Reactive-Power Compensator Using Soft-Switching Current-Source Inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 6, Dec. 2001, pp. 1158–1165
- [29] F. Leonardi, L. Rossetto, A. Scandellari, R. Speranza, P. Tomasin, P. Tenti, D. M. Divan: *Soft-switched PWM Converter with Inductive DC Filter*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, Issue 2, March/April 1995, pp. 293–298
- [30] B. J. Cardoso Filho, T. A. Lipo: *High Power Converters with Active Snubbers for Variable Speed Drive Applications*, Proceedings of the 5<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP '99), Foz do Iguaçu, Paraná, Brazil, 19–23 Sept. 1999, pp. 816–824
- [31] B. J. Cardoso Filho, S. Bernet, T. A. Lipo: *A New Control Strategy for the PWM Current Stiff Converter with Resonant Snubbers*, Conference

- Record of the 28<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '97), St. Louis, Missouri, USA, 22–27 June 1997, Vol. 1, pp. 573–579
- [32] B. J. Cardoso Filho, S. Bernet, T. A. Lipo: *Current Stiff Converter Topologies with Resonant Snubbers*, Conference Record of the 32<sup>nd</sup> IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS '97), New Orleans, Louisiana, USA, 5–9 Oct. 1997, Vol. 2, pp. 1322–1329
- [33] P. Tomasin: *A Novel Topology of Zero-Current-Switching Voltage-Source PWM Inverter for High-Power Applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, Jan. 1998, pp. 186–193
- [34] E. Hiraki, T. Tanaka, M. Nakaoka: *Zero-Voltage and Zero Current Soft-Switching PWM Inverter*, Proceedings of the 11<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '05), Dresden, Germany, 11–14 Sept. 2005
- [35] D. M. Divan, G. Skibinski: *Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Applications*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 4, July–Aug. 1989, pp. 634–643
- [36] T.-H. Liu, H.-P. Chen: *Design and Analysis of a Resonant DC-Link Inverter Driving an AC Motor and Efficiency Study*, Electric Machines and Power Systems, Taylor & Francis, Philadelphia, Pennsylvania, USA, 1997, Vol. 25, pp. 41–55
- [37] J. He, N. Mohan: *Parallel Resonant DC Link Circuit—A Novel Zero Switching Loss Topology with Minimum Voltage Stresses*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, Oct. 1991, pp. 687–694
- [38] J.-W. Choi, S.-K. Sul: *Resonant Link Bidirectional Power Converter: Part I—Resonant Circuit*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 4, July 1995, pp. 479–484
- [39] R. W. De Doncker, J. P. Lyons: *The Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Inverter*, Conference Record of the 22<sup>nd</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '91), Cambridge, Massachusetts, USA, 24–27 June 1991, pp. 248–253
- [40] M. Ehsani, T. S. Wu: *Soft Switched Capacitively Coupled DC-AC Converter for High Power*, Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, Ontario, Canada, Vol. 2, 2–8 Oct. 1993, pp. 800–804

- [41] D. M. Divan, G. Venkataramanan, R. W. De Doncker: *Design Methodologies for Soft Switched Inverters*, Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, 2–7 Oct. 1988, Vol. 1, pp. 758–766
- [42] A. Cheriti, K. Al-Haddad, L. A. Dessaint, T. A. Meynard, D. Mukhedkar: *A rugged soft commutated PWM inverter for AC drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 2, April 1992, pp. 385–392
- [43] X. Zhang, Y. Zou, J. Zhang, J. Hu: *Investigation of Auxiliary Diode Resonant Pole Inverter*, Conference Record of the 4<sup>th</sup> IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 22–25 Oct. 2001, Denpasar, Bali, Indonesia, Vol. 2, pp. 643–646
- [44] W. McMurray: *Resonant Snubbers with Auxiliary Switches*, Conference Record of the 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, California, USA, Vol. 1, 1–5 Oct. 1989, pp. 289–834
- [45] W. McMurray: *Resonant Snubbers with Auxiliary Switches*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, March/April 1993, pp. 355–362
- [46] R. Teichmann, S. Bernet: *Investigation and Comparison of Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter Topologies*, Conference Record of the 29<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '98), Fukuoka, Japan, 17–22 May 1998, pp. 15–23
- [47] W.-R. Candors, N. Lescow, F. Hinrichsen: *Three Phase Current Source Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter Using IGBTs*, Proceedings of the 12<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '07), 2–5 Sept. 2007, Aalborg, Denmark
- [48] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, F. C. Lee: *Novel Zero-Current-Transition PWM Converters*, Conference Record of the 24<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '93), Seattle, Washington, USA, 20–24 June 1993, pp. 538–544
- [49] H. Mao, F. C. Lee, X. Zhou, D. Boroyevich: *Improved Zero-Current Transition Converters for High Power Applications*, Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, San Diego, California, USA, 6–10 Oct. 1996, Vol. 2, pp. 1145–1152
- [50] Y. Li, F. C. Lee, D. Boroyevich: *A Three-Phase Soft-Transition Inverter with a Novel Control Strategy for Zero-Current and Near Zero-Voltage*

*Switching*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 5, Sept. 2001, pp. 710–723

- [51] Y. P. Li, F. C. Lee, D. Boroyevich: *A Simplified Three-Phase Zero-Current-Transition Inverter With Three Auxiliary Switches*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 3, May 2003, pp. 802–813
- [52] Y. Li: *Unified Zero-Current-Transition Techniques for High-Power Three-Phase PWM Inverters*, Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, 2002
- [53] W. Dong, J.-Y. Choi, F. C. Lee, D. Boroyevich, J. Lai: *Comprehensive Evaluation of Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter for Electric Vehicle Applications*, 32<sup>nd</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '01), Vancouver, Canada, 17–21 June 2001, Vol. 2, pp. 625–630
- [54] M.-H. Kim, Y.-H. Lee, D.-S. Hyun: *A novel Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter Topology with Zero Current Turn-off Switching*, Conference Record of the 28<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '97), St. Louis, Missouri, USA, 22–27 June 1997, Vol. 2, pp. 1219–1224
- [55] J. Yao, T. A. Lipo: *A Novel Soft-Switching Inverter with ZCS-ZVS Features*, Conference Record of the 32<sup>nd</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '01), Vancouver, Canada, 17–21 June 2001, Vol. 2, pp. 1141–1146
- [56] R. W. De Doncker, J. P. Lyons: *The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter*, Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Seattle, Washington, USA, 7–12 Oct. 1990, Vol. 2, pp. 1228–1235
- [57] G. Tareilus, F. Hinrichsen, W.-R. Canders: *Simple Design and Control of ARCP-Inverter for Universal Power Range*, Proceedings of the Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion (SPEEDAM), Ravello, Italy, 11–14 June 2002, pp. A2-7–A2-11
- [58] A. Radan, D. Schröder: *Study of Three-Phase AC-Side Soft Commutated Resonant Pole PWM Converters*, Proceedings of the 37<sup>th</sup> International Conference on Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM Europe), Nuremberg, Germany, 6–8 June 2000, pp. 249–256

- [59] A. Toba, T. Shimizu, G. Kimura, M. Shioya, S. Sano: *Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter Using Two Internal Voltage-Points of DC-Source*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 2, April 1998, pp. 200–206
- [60] X. Yuan, I. Barbi: *Analysis, Designing and Experimentation of a Transformer-Assisted PWM Zero-Voltage Switching Pole Inverter*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 1, Jan. 2000, pp. 72–82; Correction in Vol. 15, No. 5, Sept. 2000, p. 950
- [61] Z. Y. Pan, F. L. Luo: *Novel Resonant Pole Inverter for Brushless DC Motor Drive System*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 1, Jan. 2005, pp. 173–181
- [62] V. Vlatković, D. Borojević, F. C. Lee, C. Cuadros, S. Gatarić: *A New Zero-Voltage Transition, Three-Phase PWM Rectifier/Inverter Circuit*, Conference Record of the 24<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '93), Seattle, Washington, USA, 20–24 June 1993, pp. 868–873
- [63] A. Péres, I. Barbi: *A New Soft Commutation PWM Voltage Source Inverter*, Proceedings of the 5<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Foz do Iguaçu, Paraná, Brazil, 19–23 Sept. 1999, Vol. 2, pp. 602–607
- [64] T. M. Undeland, F. Jensen, S. Steinbek, T. Rogne, M. Hermes: *A Snubber Configuration for both Power Transistor and GTO PWM Inverters*, Conference Record of the 15<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '84), Gaithersburg, Maryland, USA, 18–21 June 1984, pp. 42–54
- [65] R. Lappe: *Handbuch Leistungselektronik – Grundlagen, Stromversorgung, Antriebe*, 5., stark bearb. Aufl., Verlag Technik, Berlin/München, 1994, S. 119–127
- [66] C. M. de O. Stein, H. L. Hey, J. R. Pinheiro, H. Pinheiro, H. A. Gründling: *A New ZCZVT Commutation Cell for PWM DC-AC Converters*, Revista Controle & Automação, Vol. 15, No. 2, April–June 2004, pp. 162–171
- [67] J. S. Lai, R. W. Young Sr., G. W. Ott Jr., C. P. White, J. W. McKeever, D. Chen: *A Novel Resonant Snubber Based Soft-Switching Inverter*, Conference Proceedings of the 10<sup>th</sup> Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '95), Dallas, Texas, USA, Issue 0, Part 2, Vol. 2, 5–9 March 1995, pp. 797–803

- [68] J. S. Lai, R. W. Young Sr., G. W. Ott Jr., J. W. McKeever, F. Z. Peng: *A Delta Configured Auxiliary Resonant Snubber Inverter*, Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference (IAS), Orlando, Florida, USA, Vol. 3, 8–12 Oct. 1995, pp. 2618–2624
- [69] J. E. Baggio, J. R. Pinheiro: *A Novel Auxiliary Commutation Circuit for Three-Level Inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 6, Dec. 2001, pp. 1166–1173
- [70] G. H. Tareilus: *Der Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter im Umfeld schaltverlustreduzierter IGBT-Pulswechselrichter*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, Gemeinsame Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik, Papierflieger, Clausthal-Zellerfeld, 2002
- [71] F. Hinrichsen, G. Tareilus, W.-R. Canders: *1 MVA-ARCPI with High Voltage IGBT-Modules – Design and Practical Experience*, Proceedings of the 10<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '03), Toulouse, France, 2–4 Sept. 2003
- [72] J. Lang: *Kinetische Speicherung von Elektrizität*, BINE projektinfo 11/03, BINE Informationsdienst, Fachinformationszentrum Karlsruhe, Karlsruhe, Nov. 2003, ISSN 0937-8367
- [73] W.-R. Canders, H. May, J. Hoffmann, P. Hoffmann, F. Hinrichsen, I. Koch, D. Röstermundt: *Flywheel Mass Energy Storage with HTS Bearing – Development Status*, Presentation, WCRE/Eurosolar, International Conference on Renewable Energy Storage (IRES I), Gelsenkirchen, Germany, 30–31 Oct. 2006
- [74] W.-R. Canders, F. Hinrichsen, J. Hoffmann, P. Hoffmann, I. Koch, H. May, G. Tareilus: *„DynaStore“ – Energiesparender Schwungmassenspeicher mit HTSL Lagerung für den dezentralen Einsatz*, Abschlussbericht zum gleichnamigen Leitprojekt des BMWi, Fkz: 0327305 I, Braunschweig, April 2007
- [75] W.-R. Canders, H. May, J. Hoffmann: *Contactless Magnetic Bearings for Flywheel Energy Storage Systems*, 8<sup>th</sup> International Symposium on Magnetic Suspension Technology (ISMST '05), Dresden, 26–28 Sept. 2005
- [76] S. O. Siems: *Konstruktion von Magnetlagern mit Hochtemperatursupraleitern*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, Gemeinsame Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik, congress compact verlag, Berlin, 2003, S. 125 ff

- [77] K. Iida, H. Matsuo, T. Sakuma, H. Ochiai: *A Novel Firing Control and Overcurrent Protection of the Main Power Switches in the ARCP Three Phase Inverter*, Conference Record of the 29<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '98), Fukuoka, Japan, Vol. 1, 17–22 May 1998, pp. 594–599
- [78] F.-F. Protiwa, J. Koß: *A 20kVA Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter - Design and Practical Experiences -*, Proceedings of the 6<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '95), Sevilla, Spain, 19–21 Sept. 1995, pp. 2.111–2.116
- [79] H.-G. Eckel, L. Sack, K. Rascher: *FPGA Based Control of an ARCP-Inverter without Additional Sensors*, Proceedings of the 7<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '97), Trondheim, Norway, 8–10 Sept. 1997, pp. 4.385–4.390
- [80] V. Pickert, C. M. Johnson: *DSP Controlled Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter without Switch Status Sensors*, 7<sup>th</sup> IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, 21–23 Sept. 1998, Conf. Publ. No. 456, pp. 650–655
- [81] CT-Concept Technology Ltd.: *Scale High Voltage IGBT Driver 1SD418FI-FZ1200R33KF2*, Data Sheet, Version from 06 Sept. 2002, <http://www.igbt-driver.com/english/news/1SD418FI/1SD418FI-FZ1200R33KF2.pdf>, Stand 19.03.07
- [82] H. Rüedli, P. Köhli: *„SCALE“ Driver for High Voltage IGBTs*, Official Proceedings of the 39<sup>th</sup> International Power Conversion Conference (PCIM Europe), Nuremberg, Germany, 22–24 June 1999, pp. 357–363
- [83] H.-J. Pfisterer: *Der Auxiliary-Resonant-Commutated-Pole-Stromrichter, ein Resonanzstromrichter mit Spannungszwischenkreis, am Niederspannungsnetz*, Dissertation, Universität Karlsruhe, Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 21, Nr. 309, VDI Verlag, Düsseldorf, 2001, S. 93–94
- [84] WIMA: *Kondensatoren für die Elektronik*, Katalog 2000, Deutschland, Nov. 1999, S. 78 f
- [85] eupec: *Technische Information IGBT-Module FZ 1200 R 33 KL2*, Revision 3, Prepared by J. Biermann, Approved by C. Lübke, 23.04.2002, S. 2
- [86] LEM NORMA GmbH: *Wide Band Power Analyzer System NORMA D 6000*, Publication A 98462 D (06.98 · 5 · GD), Gedruckt in Österreich, Juni 1998, <http://www.calplus.de/downloads/pdf/LEMNorma6000.pdf>, Stand 04.06.07

- [87] W. Rogowski, W. Steinhaus: *Die Messung der magnetischen Spannung. (Messung des Linienintegrals der magnetischen Feldstärke.)*, Mitteilung aus der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt, Archiv für Elektrotechnik, 1. Band, 4. Heft, Springer, Berlin, 1912
- [88] W. F. Ray, C. R. Hewson: *High Frequency Improvements in Wide Bandwidth Rogowski Current Transducers*, Proceedings of the 8<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '99), Lausanne, Switzerland, 7–9 Sept. 1999
- [89] F.-F. Protiwa: *Vergleich dreiphasiger Resonanzwechselrichter in Simulation und Messung*, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Fakultät für Elektrotechnik, Aachener Beiträge des ISEA, Verlag der Augustinus-Buchhandlung, Aachen, 1997, S. 79 ff
- [90] U. Schwarzer: *IGBT versus GCT in der Mittelspannungsanwendung – ein experimenteller und simulativer Vergleich*, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Aachener Beiträge des ISEA, Shaker Verlag, Aachen, 2005, S. 123
- [91] R. Teichmann: *Auxiliary Resonant Commutated Pole Soft Switching Converters*, Dissertation, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Dresden, 2002
- [92] B. J. Cardoso Filho, T. A. Lipo: *A Reduced Parts Count Realization of the Resonant Snubbers for High Power Current Stiff Converters*, Conference Proceedings of the 13<sup>th</sup> Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition 1998 (APEC '98), Anaheim, California, USA, 15–19 Feb. 1998, Vol. 2, pp. 558–564
- [93] B. J. Cardoso Filho, T. A. Lipo: *Application of MTO-thyristors in Current Stiff Converters with Resonant Snubbers*, Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 34<sup>th</sup> IAS Annual Meeting (IAS '99), Phoenix, Arizona, USA, 3–7 Oct. 1999, Vol. 3, pp. 1871–1878
- [94] D. Schröder: *Elektrische Antriebe 4 – Leistungselektronische Schaltungen*, Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1998
- [95] F. Jenni, D. Wüest: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*, vdf Hochschulverlag, Zürich; Teubner, Stuttgart, 1995, S. 278 ff

- [96] U. Nicolai, T. Reimann, J. Petzoldt, J. Lutz: *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule/SEMIKRON International*, ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik GmbH, Ilmenau, 1998, S. 210 ff
- [97] W.-R. Candors, F. Laube, H. Mosebach: *PM Excited Polyphase Synchronous Machines with Single Phase Segments featuring Simple Tooth Coils*, 15<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines (ICEM '02), Bruges, Belgium, 25–28 Aug. 2002



# Anhang



# A Verzeichnis der Abkürzungen

## A.1 Formelzeichen und Indices

### Formelzeichen

$A$	Querschnittsfläche
$\mathbf{A}$	Knotenmatrix
$a, b, c$	Phasenachsen in der komplexen $\alpha\beta$ -Ebene
$b$	mech.: Breite
$C$	Kapazität
$d$	Durchmesser
$E$	Energie
$F$	Fehlerzustand; relative Fehlergrenze
$f$	Frequenz
$f(x)$	Funktion von $x$
$G$	Leitwert
$G$	Netzwerkgraph
$h$	Höhe
$I$	Stromstärke stationär
$i$	Stromstärkeverlauf
$\mathbf{i}$	Zweigstromvektor
$k$	Laufvariable
$L$	Induktivität
$l$	Länge
$\mathbf{M}$	Maschenmatrix
$m$	el.: Modulationsfaktor; mech.: Masse
$N$	Netzwerk
$n$	Zahl, Anzahl
$P$	Leistung
$p$	Polpaarzahl
$Q$	Ladung
$R$	Widerstand
$r$	Radius
$s$	Schaltzustand
$T$	Zeitdauer
$t$	Zeit, Zeitpunkt

## A Verzeichnis der Abkürzungen

$U$	Spannung stationär
$u$	Spannungsverlauf
$\mathbf{u}$	Zweigspannungsvektor
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis
$V$	Volumen
$w$	el.: Windungszahl; mech.: spezifischer Energieinhalt
$Z$	Impedanz
$z$	alternative Laufvariable
$\alpha, \beta$	Imaginär- und Realachse der komplexen $\alpha\beta$ -Ebene
$\delta$	Verlustwinkel
$\eta$	Wirkungsgrad
$\mu$	Permeabilität
$\varphi$	Phasenwinkel
$\varrho$	el.: spez. Widerstand; mech.: Dichte
$\sigma$	Zugfestigkeit
$\Theta$	Trägheitsmoment
$\vartheta$	Temperatur
$\Omega$	Winkelgeschwindigkeit
$\omega$	Kreisfrequenz

## Indices

0	Grund-, Anfangs-
0a, 0b, 0c	Phasengrößen in der komplexen $\alpha\beta$ -Ebene
A	Ende der Anstiegsphase
a	el.: auxiliary = Hilfs-; mech.: Außen-
ab	Abgabe-
ab, bc, ca	verkettete Größen im der komplexen $\alpha\beta$ -Ebene
amb	ambient = Umgebung
auf	Aufnahme-
B	Ende der Resonanzphase
b	Boost-
Br	Brems-
C	Kollektor-
c	case = Gehäuse
CE	Kollektor-Emitter-
cl	clamp = Klammer-
cond	conduction = Durchlass-
Cr	Resonanzkondensator-
Cu	Kupfer-
D	Dioden-

d	Zwischenkreis-
DC	Gleich-
Dr	Drossel-
e	End-
eff	Effektiv-
F	forward = Vorwärts-
f	Filter-
G	Gate-
g	Grenz-
ges	Gesamt-
H <sub>2</sub> O	Wasser-
hs	heatsink = Kühlkörper
I	Strom-
i	Innen-
id	idealisiert
j	junction
K	Kommutierungs-
k	Knoten-
kin	kinetisch
L	Last-
LL	Leiter-Leiter-
Lr	Resonanzdrossel-
M	Motor
Mx	Modus x
m	Maschen-
max	Maximal-
min	Minimal-
n	Nenn-
nat	natürliche Konvektion
off	Ausschalt-
on	Einschalt-
OS	Oberschalter
P	Leistungs-
p	parallel
pol	polar
pri	Primär-
PWM	Puls-Weiten-Modulation
R	Widerstands-
r	Resonanz-
RB	reverse blocking = rückwärtssperrend
RC	reverse conducting = rückwärtsleitend
rf	Rückstromfall-

## A Verzeichnis der Abkürzungen

rr	reverse recovery = Rückwärtserhol-
rs	Spannungsnachlauf-
S	Schalter-
s	Schalt-
Schw	Schwellen-
sa	sampling = Abtast-
SB	self blocking = selbstsperrend
SC	self conducting = selbstleitend
sec	Sekundär-
SS	Spitze-Spitze-
T	Transistor-
th	thermisch
U	Spannungs-
U, V, W	Phasengrößen
U0, V0, W0	Leiter-Mittelpunktsgrößen
US	Unterschalter
UV, VW, WU	verkettete Größen
v	Verlust-
Z	Zener-
z	Zweig-
$\varphi$	Winkel-
$\sigma$	Streu-

## A.2 Bezeichnungen in Schaltbildern

### Bauelemente und Betriebsmittel

C	Kondensator
D	Diode
F	Sicherung
G	Generator
GS	Synchrongenerator
L	Induktivität, Drossel
M	Motor
R	Widerstand
S	Schalter, Halbleiterschalter
T	Transistor, Thyristor
Tr	Transformator

**Anschlüsse und Klemmen**

A	Anode
C	Kollektor
E	Emitter
G	Gate
GND	Ground = Masse
K	Kathode
Mp	Mittelpunkt
P, N	Gleichstrom: positiver Pol, negativer Pol
R, S, T	Netz-Drehstrom Phase 1, 2, 3
U, V, W	Drehstrommotor Phase 1, 2, 3
VDC	Gleichspannungsversorgung

**A.3 Abkürzungen****Stromrichtertopologien**

AACC	Active Auxiliary Commutation Circuit
AC	Alternating Current = Wechselstrom
ACRDCLI	Actively Clamped Resonant DC-Link Inverter
AQRDCLI	Auxiliary Quasi-Resonant DC-Link Inverter
ARCP(I)	Auxiliary Resonant Commutated Pole (Inverter)
ARCPC	Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter
ARDCLI	Auxiliary Resonant DC-Link Inverter
ARDPI	Auxiliary Diode Resonant Pole Inverter
AVD	Average Voltage Driven
CS	Current-Source = Stromzwischenkreis-
DC	Direct Current = Gleichstrom
I-	Stromzwischenkreis-
LVD	Line Voltage Driven
NVD	Neutral Voltage Driven
PRACLC	Parallel Resonant AC-Link Converter
PRDCLC	Parallel Resonant DC-Link Converter
PWM-	PWM Series Resonant DC-Link with a
SRDCLSC	Saturable Core
QR-ZCS	Quasi Resonant Zero Current Switch
QR-ZVS	Quasi Resonant Zero Voltage Switch
QW-ARCP	Quarter-Wave Auxiliary Resonant Commutated Pole
RCTP(I)	Resonant Commutated Twin Pole Inverter
RDCL(I)	Resonant DC-Link (Inverter)

## A Verzeichnis der Abkürzungen

RLI	Resonant Link Inverter
RPI	Resonant Pole Inverter
RSI	Resonant Snubber Inverter
SRACLC	Series Resonant AC-Link Converter
SRDCLC	Series Resonant DC-Link Converter
SRDCLI	Series Resonant DC-Link Inverter
U-	Spannungszwischenkreis-
VS	Voltage-Source = Spannungszwischenkreis-
ZCT(I)	Zero Current Transition (Inverter)
ZVS-PWM- VSI-AVC	Zero-Voltage-Switching Pulse-With Modulation Voltage- Source Inverter with Active Voltage Clamping
ZVT	Zero Voltage Transition

### Weitere Abkürzungen

1 ~	einphasig
3 ~	dreiphasig
4Q-	Vier-Quadranten-
A/D-	Analog-Digital-
ASM	Asynchronmaschine
CAL	Controlled Axial Lifetime
CFK	kohlenstofffaserverstärkter Kunststoff
CPLD	Complex Programmable Logic Device = = komplexer programmierbarer Logikbaustein
DUT	Device Under Test
EmCon	Emitter Controlled
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EPROM	Erasable Programmable Read-Only-Memory = = löschbarer, programmierbarer Nur-Lese-Speicher
ESB	Ersatzschaltbild
Fkz.	Förderkennzeichen
FOL	Fiber Optic Line = Glasfaserkabel
FPGA	Field Programmable Gate Array, ein mit Configware programmierbarer Halbleiterbaustein
FRED	Fast Recovery Epitaxial Diode
FU	Frequenzumrichter
GAL	Generic Array Logic, ein programmierbarer Logikbaustein
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HiPerFRED	High Performance Fast Recovery Epitaxial Diode
HTSL	Hochtemperatur-Supraleiter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor

IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
LED	Light Emitting Diode = Leuchtdiode
MCT	MOS Controlled Thyristor
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NPT	Non-Punch-Through
PC	Personal Computer
PPSM	Polyphasige Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PT	Punch-Through
PWM	Pulsweitenmodulation
RB-IGBT	Reverse Blocking IGBT
RC-IGBT	Reverse Conducting IGBT
SiC	Silicon Carbide = Siliziumkarbid
SM	Synchronmaschine
SPT	Soft-Punch-Through
USV	Unterbrechungsfreie Stromversorgung
ZCS	Zero Current Switch = Nullstromschalter
ZCZVS	Zero Current Zero Voltage Switch = = Nullstrom- und Nullspannungsschalter
ZK	Zwischenkreis
ZVS	Zero Voltage Switch = Nullspannungsschalter
$\mu$ C	Mikrocontroller



# Lebenslauf

## Personalien

Name: Frank Hinrichsen  
Geburtstag: 24. Februar 1973  
Geburtsort: Flensburg  
Familienstand: ledig  
Eltern: Christian Hinrichsen  
Renate Hinrichsen, geb. Langfeldt

## Schule

1979–1983 Grundschule: Zentralschule Harrislee  
1983–1992 Gymnasium: Auguste-Viktoria-Schule, Flensburg  
05.06.1992 Abitur

## Studium

1992–1999 Studium der Elektrotechnik an der  
Technischen Universität Braunschweig,  
Fachrichtung: Elektrische Energietechnik  
Praktika: Krones Zierk GmbH, Flensburg  
Linke Hofmann Busch GmbH, Salzgitter  
29.03.1999 Diplom

## Berufstätigkeit

1999–2007 Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der TU Braunschweig,  
Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen  
seit Okt. 2007 Entwicklungsingenieur bei der Converteam GmbH, Berlin





