

Elektrische Energiesysteme

Band 1

Herausgegeben von

Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias,

Kompetenzzentrum für Dezentrale Energieversorgungstechnik

Wechselrichtersysteme mit Stromzwischenkreis zur Netzanbindung von Photovoltaik-Generatoren

Benjamin Sahan

Die vorliegende Arbeit wurde vom Fachbereich Elektrotechnik/Informatik der Universität Kassel als Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) angenommen.

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias

Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Siegfried Heier

Tag der mündlichen Prüfung

12.Februar 2010

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

ISBN print: 978-3-89958-912-2

ISBN online: 978-3-89958-913-9

URN: urn:nbn:de:0002-9135

© 2010, kassel university press GmbH, Kassel
www.upress.uni-kassel.de

Druck und Verarbeitung: Unidruckerei der Universität Kassel
Umschlagsgestaltung: Verena Schlemmer
Printed in Germany

Vorwort

Eine nachhaltige und sichere Energieversorgung auf Basis von erneuerbaren Energien zu gewährleisten ist mehr denn je eine der großen globalen Zukunftsaufgaben. Dazu einen Beitrag zu leisten hat mich stets motiviert. Auch wenn große Veränderungen oft nur langsam voranschreiten, sollte man dabei nie seine Visionen verlieren, frei nach Ernesto Che Guevara *Seien wir realistisch, versuchen wir das Unmögliche!*

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Solare Energieversorgungstechnik e. V. (ISET) (heute Fraunhofer Institut für Windenergie und Energiesystemtechnik, IWES) und am Kompetenzzentrum für Dezentrale Elektrische Energieversorgungstechnik (KDEE) der Universität Kassel. Sie wurde u.a. durch das Projekt PV-MIPS (European Commission Contract No: TREN/04/FP6EN/S07.34959/503123) gefördert.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias, Gründer des KDEE und ehemaliges Mitglied im Vorstand des ISET, danke ich für die Übernahme der Hauptberichterstattung. Durch sein Engagement für leistungselektronische Energieversorgungssysteme auf Basis erneuerbarer Energien hat er diese Arbeit maßgeblich motiviert und gefördert.

Herzlich bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Siegfried Heier, Leiter des Bereichs Windkrafttechnik am Fachgebiet Elektrische Energieversorgungssysteme der Universität Kassel, für die freundliche Übernahme der Mitberichterstattung und das entgegengebrachte Interesse an dieser Arbeit.

Allen aktiven und ehemaligen Kollegen danke ich für die tolle Unterstützung und wertvollen Diskussionen, die sehr zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Besonders erwähnen möchte ich mein ehemaliges „Dream-Team“: Dr.-Ing. Alfred Engler, Dr.-Ing. Antonio Notholt-Vergara, Arno Zimpfer, Jack Liu, Mehmet Kazanbas, Dr.-Ing. Norbert Henze, Samuel Araújo und Thorsten Bülo. Insbesondere Herr Alfred Engler hat mit seinem fachlichen Rat, seiner steten Motivation und seinem großen Optimismus die Arbeit wesentlich beeinflusst. Herrn Dr.-Ing. Philipp Strauß danke ich für das sehr angenehme und

konstruktive Arbeitsumfeld am ISET/FB-A und zahlreiche anspornende Diskussionen. Für gute Diskussionen und Hilfestellungen beim Schaltungsaufbau bedanke ich mich auch bei Herrn Bernd Gruß.

Ebenso möchte ich Christian Nöding, Thomas Kirstein, Fahim Sadiqie und Samuel Araújo danken, die durch ihre Diplomarbeiten einen wichtigen Beitrag für diese Arbeit geleistet haben. Mein Dank gilt auch Markus Horn und Frank Lahme für ihre ideenreiche und zuverlässige Mitarbeit als studentische Hilfskräfte.

Außerdem bedanke ich mich bei der ISET-Betriebssportgruppe Fussball für den sportlichen Ausgleich.

Für die sorgfältige Durchsicht meines Manuskripts gebührt den Herren Sebastian Bergner, Jan Bremer, David Hettche und Dominik Mentz ein herzliches Dankeschön.

Nicht zuletzt danke ich von ganzem Herzen meinen Eltern für die hervorragende Ausbildung, die sie mir ermöglicht haben und ihre Unterstützung während dieser Arbeit.

Kassel, Mai 2010

Benjamin Sahan

Kurzfassung

Leistungselektronische Wandler für die Anpassung der volatilen photovoltaischen DC-Generatoren an die vergleichsweise starren Anforderungen der Verteil- und Übertragungsnetze gewinnen rasant an Bedeutung. Die Wechselrichtertechnik basiert dabei auf zwei Grundkonzepten: Wechselrichter mit Spannungszwischenkreisen und solche mit Stromzwischenkreisen. Obgleich Stromzwischenkreise von der Quellencharakteristik her für die Einspeisung in die niederohmigen Energieversorgungsnetze vorteilhaft erscheinen, haben insbesondere selbstgeführte Topologien bis heute kaum Bedeutung erlangt. Somit stellt sich die Frage, welche grundlegenden Kriterien es gäbe, die ihren Einsatz behindern oder sogar befördern könnten. Ausgehend vom Stand der Technik werden die beiden Grundkonzepte einem systematischen Vergleich unterzogen. Allgemeine Zielstellungen sind neben einem hohen Wirkungsgrad die Reduktion der Kosten, die Minimierung von passiven Bauelementen, sowie die Nutzung neuer systemtechnischer Vorteile.

Systemvorteile ergeben sich u.a. aus der Integration des Wechselrichters in ein PV-Modul. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein dafür geeigneter einstufiger Stromzwischenkreis-Wechselrichter mit sehr hohem Wirkungsgrad präsentiert. Betrachtet werden auch neue Wechselrichterschaltungen mit indirekten (gesteuerten) Stromzwischenkreisen. Mit diesen lassen sich die Vorzüge weniger schneller Schalter auf der Gleichstromseite mit den positiven Eigenschaften von Thyristoren (Kosten, Robustheit) auf der Netzseite kombinieren. Dies eröffnet auf der einen Seite neue Möglichkeiten für den Einsatz moderner Halbleitertechnologien. Besondere Vorteile versprechen hier SiC-JFETs, die jedoch inhärent selbstleitend sind. Dies widerspricht dem heutigen Paradigma nur selbstsperrende Schalter in der Leistungselektronik einzusetzen. Neue Schaltungskonzepte können aber speziell auf den Einsatz von SiC-JFETs zugeschnitten werden. Auf der anderen Seite werden Thyristorschaltungen in die Lage versetzt, gemäß der neuen Netzanschlussrichtlinie, durch Einspeisung auch induktiver Blindleistung zur Stabilisierung des Energieversorgungsnetzes beizutragen. Neben der theoretischen Machbarkeit solcher Systeme wird ebenso die technische Realisierung anhand unterschiedlicher Ausführungsbeispiele beschrieben und durch Messungen dokumentiert.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	5
Kurzfassung	7
Inhaltsverzeichnis	9
1 Einleitung	13
1.1 Überblick	14
1.2 Stand der Technik	15
1.3 Motivation der Arbeit	15
1.4 Aufbau der Arbeit	16
2 Photovoltaische Systemtechnik	19
2.1 Anlagenkonzepte	20
2.2 Wirtschaftliche Anforderungen	24
2.3 Technische Anforderungen	26
3 Eigenschaften aktiver Leistungshalbleiter	33
3.1 Historie der Leistungshalbleiter	33
3.2 Schaltereigenschaften	35
3.3 Zusammenfassung	45
4 Wechselrichterschaltungen	47
4.1 Definitionen	47
4.2 Grundstrukturen	49
4.3 Aktive Schaltertypen	55

4.4	Hoch- und Tiefsetzsteller	56
4.5	Dualitätsbeziehungen	60
4.6	Gesamtübersicht	63
4.7	Zusammenfassung	64
5	Spannungszwischenkreis-Wechselrichter	65
5.1	Grundsaltungen	65
5.2	Modulationsverfahren	77
5.3	Belastungs- und Dimensionierungsfaktoren	83
5.4	Zusammenfassung	88
6	Direkte Stromzwischenkreis-Wechselrichter	89
6.1	Grundsaltungen	90
6.2	Modulationsverfahren	96
6.3	Gleichtaktunterdrückung	100
6.4	Belastungs -und Dimensionierungsfaktoren	103
6.5	Sonderaspekte	112
6.6	Das „PVMIPS“-Projekt	116
6.7	Zusammenfassung	123
7	Indirekte Stromzwischenkreis-Wechselrichter	125
7.1	Grundsaltungen	125
7.2	Blindleistung	136
7.3	Belastungs-und Dimensionierungsfaktoren	139
7.4	Aufbau eines ICSI mit SiC-JFETs	143
7.5	Aufbau eines dreiphasigen ICSI (Minnesota)	145
7.6	Zusammenfassung	153
8	Zusammenfassung	155
	Literaturverzeichnis	157

A	Wichtige Beziehungen	167
B	Raumzeigermodulation	171
	B.1 Spannungszwischenkreis-Wechselrichter	171
	B.2 Stromzwischenkreis-Wechselrichter	173
C	Belastungs- und Dimensionierungsfaktoren	175
	Abkürzungen und Formelzeichen	181
	Abbildungsverzeichnis	185
	Tabellenverzeichnis	191

1 Einleitung

Es besteht heute kein Zweifel mehr, dass eine nachhaltige und sichere Energieversorgung auf einer erneuerbaren, bevorzugt dezentralen Energieerzeugung basieren muss. Die Bedeutung der Wechselrichtertechnik zur Energieaufbereitung und Netzintegration dezentraler Energieerzeuger, wie Photovoltaik-Generatoren, Windkraftanlagen oder Blockheizkraftwerke, nimmt dabei stetig zu. Wechselrichter wandeln nicht nur einen Gleichstrom in netzkonformen Wechselstrom um. Vielmehr zeichnen sich leistungselektronische Stellglieder gegenüber konventionellen Betriebsmitteln durch eine besonders hohe Flexibilität und Dynamik aus. Zur Qualitätssicherung des Energieversorgungsnetzes werden Wechselrichter in Zukunft neben der reinen Wirkleistungseinspeisung auch zusätzliche Netzdienstleistungen übernehmen müssen, wie z.B. die Bereitstellung von Blindleistung, aktive Oberschwingungskompensation, Notstromversorgung u.v.m. .

Für die Wechselrichtertechnik sind der Umwandlungswirkungsgrad und die Kosten zwei sehr wichtige Parameter. Um die mittelfristige Wettbewerbsfähigkeit von erneuerbaren Energien sicherzustellen, sinkt die Einspeisevergütung stetig um einige Prozentpunkte. Dies erhöht neben dem allgemeinen Wettbewerb den Kostendruck auf die Hersteller. Gleichzeitig ist der Anteil des Wechselrichtersystems an den Gesamtkosten einer Photovoltaik- oder Windkraftanlage relativ gering. Da sich Umwandlungsverluste direkt auf den Gesamtenergieertrag bzw. die Investitionskosten umrechnen lassen, ist ein hoher Wechselrichter-Wirkungsgrad von besonders hoher Bedeutung. Um die Betriebskosten niedrig zu halten, sollte das Gerät auch eine möglichst hohe Zuverlässigkeit aufweisen. Die Brauchbarkeitsdauer vieler dezentraler Erzeugungsanlagen erstreckt sich über weit mehr als 10 Jahre. Insofern ist der Wirkungsgrad nicht nur ein wichtiges Verkaufsargument, sondern erhöht durch die Reduktion der internen Temperaturbelastung gleichermaßen die Zuverlässigkeit des Gerätes.

1.1 Überblick

Die Nutzung der netzgekoppelten Photovoltaik ist in den letzten Jahren rasant gestiegen. Dies hat die Entwicklung einer großen Lösungsvielfalt von leistungselektronischen Topologien angetrieben, die auf die Besonderheiten der PV-Applikation zugeschnitten sind. Während die Preise für PV-Module, die elementaren Komponenten des PV-Systems, mehrere Jahre stagnierten, hat die PV-Systemtechnik einen besonders großen Beitrag zum technologischen Fortschritt und zur Kostenreduktion bei der Solarstromerzeugung geleistet. Meinhardt et al. [1] haben gezeigt, dass die spezifischen WR-Kosten seit 1991 um 70% gefallen sind, während gleichzeitig die relativen Verluste alle 5 Jahre halbiert werden konnten. Demnach steht ein WR-Wirkungsgrad von 99% für das Jahr 2010 in Aussicht, der experimentell von einigen Forschungsgruppen bereits realisiert wurde [2]. Bei bereits erreichten Wirkungsgraden von 98-99% ergibt sich naturgemäß wenig Spielraum für wesentliche Verbesserungen. Zukünftige Zielstellungen werden unter Beibehaltung eines hohen Wirkungsgrades die Reduktion der Kosten, die Erhöhung der Schaltfrequenz zur Reduktion von passiven Bauelementen und das Erschließen neuer Systemvorteile beinhalten ([3], Kapitel 11.3).

Unter den Anlagenkonzepten stehen heute Systeme mit Zentral- oder String-Wechselrichtern im Vordergrund. Systemvorteile ergeben sich aus der Integration des Wechselrichters in ein PV-Modul. Dieses produziert so Wechselstrom und speist direkt in das Energieversorgungsnetz ein. Dies könnte zur Minimierung von Modul-Anpassungsverlusten und einer wesentlich flexibleren Anlagenplanung beitragen .

In der Wechselrichtertechnik selbst sind zwei grundlegende Topologien zu unterscheiden: Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis (VSI) und solche mit Stromzwischenkreis (CSI). Letztere bilden den Schwerpunkt dieser Arbeit. Stromzwischenkreis-Wechselrichter haben in der Literatur deutlich weniger Aufmerksamkeit erhalten. Speziell selbstgeführte Stromzwischenkreis-WR haben in der praktischen Nutzung bis heute kaum Bedeutung erlangt. Die Kernfrage lautet, ob es grundlegende Kriterien gäbe, die den Einsatz von Stromzwischenkreis-Architekturen behindern oder sogar befördern würden. Dazu werden verschiedene Stromzwischenkreis-Wechselrichter auch unter Berücksichtigung verschiedenster Halbleitertechnologien analysiert und experimentell untersucht.

1.2 Stand der Technik

Zu Beginn der PV-Wechselrichterentwicklung kamen vorwiegend netzgeführte 6-pulsige Thyristor-Wechselrichter mit Stromzwischenkreis zum Einsatz [4]. Stromzwischenkreis-WR sind bis heute im Höchstleistungsbereich ($>10\text{MW}$) angesiedelt, wo die geforderte hohe Strom- und Spannungsbelastung der Ventile praktisch nur unter Verwendung von Thyristoren erfüllt werden kann [5]. Die Topologie brachte für die PV-Applikation jedoch viele Beschränkungen mit sich. In Folge des sehr eingeschränkten Stellbereichs und der Aufnahme einer beträchtlichen Steuer- und Verzerrungsblindleistung verschwand sie schnell wieder vom Markt und wurde von den immer leistungsfähigeren selbstgeführten Spannungszwischenkreis-Wechselrichtern abgelöst.

Das „Arbeitspferd“ in der Leistungselektronik ist heute die klassische Zweipunkt-Topologie mit Spannungszwischenkreis (VSI). Aufgrund der simplen Struktur und niedriger Durchlassverluste findet sie insbesondere sehr häufig in der elektrischen Antriebstechnik Verwendung. Dieser Entwicklung kam auch der rasante Fortschritt der IGBT-Technologie zu Gute, welche die Vorteile des Bipolartransistors (hohe Spannungsblockierfähigkeit, geringer spezifischer Chip-Widerstand, Robustheit) mit denen des MOSFETs (einfache und nahezu stromlose Ansteuerung) kombiniert.

Dreiphasige VSI sind jedoch grundlegend mit dem Nachteil behaftet, dass zur Netzeinspeisung die MPP-Spannung des PV-Moduls immer über 700V liegen muss. Dies kann bei niedrigen Temperaturen Leerlaufspannungen über der heute zulässigen Systemspannungsgrenze von 1000V zur Folge haben. Für transformatorlose Wechselrichter ist aus diesem Grund ein zusätzlicher Hochsetzsteller erforderlich [6]. Hinzu kommt, dass die Regelung der AC-Ströme in der Regel potenzialfreie Stromsensoren erfordert. Dies erschwert eine einfache und kostengünstige Lösung im kleinen Leistungsbereich.

1.3 Motivation der Arbeit

Ausgehend vom Stand der Technik liefert die Arbeit einen systematischen Vergleich der Grundkonzepte VSI, CSI und analysiert deren Vor- und Nachteile sowohl qualitativ als auch quantitativ. Die Kernfrage lautet, ob man mit Stromzwischenkreis-Architekturen angesichts der besonderen Rahmenbedingungen in der Photovoltaik zu technisch brauchbaren, oder sogar besseren Gesamtsystemlösungen gelangen könnte.

Eine wesentliche Zielstellung der Arbeit ist die Untersuchung und Realisierung von Stromzwischenkreis-Architekturen unter Berücksichtigung verschiedener Halbleitertechnologien. Besonders große Vorteile verspricht man sich dabei vom Einsatz neuartiger SiC-Transistoren, wie den selbstleitenden SiC-JFETs. Dies widerspricht jedoch dem heutigen Paradigma nur selbstsperrende Schalter in der Leistungselektronik einzusetzen, da durch sie eine höhere Betriebssicherheit gewährleistet sei.

In der Arbeit werden neue Wechselrichtertopologien mit Stromzwischenkreis entwickelt und experimentell getestet, die diese Anforderung erfüllen können. Darüber hinaus ergab sich die Fragestellung, ob sich der Leistungsfluss bei Topologien zur *Power Factor Correction* (PFC) umkehren ließe, um daraus geeignete Wechselrichtertopologien zu generieren. Solche Architekturen führen auf sogenannte indirekte Stromzwischenkreis-Wechselrichter, die mit nur relativ wenigen aktiver, hochfrequent getakteten Schaltern auskommen. Dies eröffnet neben der Anwendung von sehr leistungsstarken SiC-Schaltern auch neue Wege für die Nutzung von kostengünstigen und robusten Thyristorschaltungen.

Ein weiteres Innovationspotenzial liegt in der Reduktion der Systemkosten, z.B. durch modulintegrierte Wechselrichter. Nach dem Stand der Technik sind diese für Standard-Module mit niedriger Ausgangsspannung ausgelegt und bestehen daher aus mehreren Leistungsstufen. In dieser Arbeit wird ein neuer Ansatz verfolgt, der auf Dünnschicht-Modulen mit hoher Ausgangsspannung basiert. Dies ermöglicht den Einsatz eines einstufigen Stromzwischenkreis-Wechselrichters, der im Rahmen des „PV-MIPS“ Projektes entwickelt wurde. Die Anwendung des Stromzwischenkreis-WR im kleinen Leistungsbereich (200W) kann dabei als Novum angesehen werden.

1.4 Aufbau der Arbeit

Kapitel 2 gibt einen Überblick zur photovoltaischen Systemtechnik, wobei hier vor allem die Wechselrichtertechnik und die Anlagenkonzepte im Vordergrund stehen. Es werden die grundlegenden technischen und wirtschaftlichen Anforderungen für die Wechselrichterentwicklung definiert, speziell hinsichtlich modulintegrierter Wechselrichter.

Die Wahl und Auslegung der Leistungsbaulemente hat einen wesentlichen Einfluss auf die Wechselrichterparameter Wirkungsgrad, Kosten und Zuverlässigkeit. In Kapitel 3 werden die grundlegenden Eigenschaften von aktiven

Leistungshalbleitern, sprich Transistoren, vorgestellt. Für die Bewertung von Wechselrichtertopologien werden allgemeine Gütekriterien für die Halbleiterbelastung festgelegt, die einen neutralen Vergleich von Stromzwischenkreis- und Spannungszwischenkreis-Wechselrichtern ermöglichen.

Das Kapitel 4 befasst sich mit dem Grundgedanken der Basisschaltungen, den Stromzwischenkreis- und Spannungszwischenkreis-Wechselrichtern. Von hier ausgehend soll das prinzipielle Konzept und die Wirkungsweise des Stromzwischenkreis-Wechselrichters verständlich gemacht werden.

Kapitel 5 befasst sich vornehmlich mit dem Stand der Technik, der Betriebsweise und den Eigenschaften von Spannungszwischenkreis-Wechselrichtern und deren Modulation. Diese Betrachtungen dienen als Basis für den Vergleich mit den Stromzwischenkreis-Wechselrichtern. Für bipolare Spannungszwischenkreise wird auch ein neuartiger transformatorloser DC-DC-Wandler vorgestellt, der eine beliebige Erdung des PV-Generators erlaubt.

Einer der Schwerpunkte der Arbeit, der pulswidenmodulierte Stromzwischenkreis-Wechselrichter, wird in Kapitel 6 vorgestellt. Hier geht es vor allem um die Betriebsweise und die Strom- und Spannungsbelastungen im Vergleich zum Spannungszwischenkreis-Wechselrichter. Schließlich wird als Ausführungsbeispiel ein neuartiger, einstufiger modulintegrierter Wechselrichter vorgestellt, der im Rahmen des integrierten europäischen „PV-MIPS“-Projektes entwickelt wurde.

Die Frage, ob hocheffiziente „Power Factor Correction (PFC)“-Schaltungen reversibel sind und auf geeignete Wechselrichtertopologien führen können, wird in Kapitel 7 beantwortet. Solche Architekturen führen fast immer auf sog. indirekte Stromzwischenkreise, welche durch ein Stellglied moduliert werden. Dies eröffnet die Möglichkeit die Wechselrichterstufe mit niederfrequenten Schaltern, wie etwa kostengünstigen und robusten Thyristoren auszustatten.

2 Photovoltaische Systemtechnik

Unter den Anlagenkonzepten stehen heute Systeme mit Zentral- oder String-Wechselrichtern im Vordergrund. Als möglicher Zukunftstrend werden Wechselrichtersysteme zur mechatronischen Integration in das PV-Modul angesehen, welches Wechselstrom produziert und direkt ins Netz einspeist. So würden zahlreiche Vorteile hinsichtlich der Minimierung von Modul-Anpassungsverlusten und flexibler Anlagenplanung erschlossen.

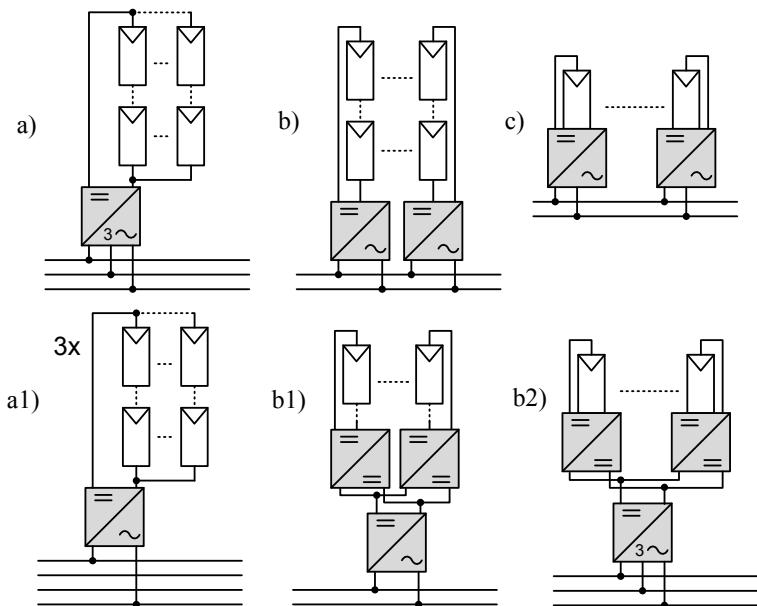


Abbildung 2.1: PV-Anlagenkonzepte mit üblichen AC-Anschlüssen: a) Zentral-WR
a1) Kombiniertes Zentral-WR b) String-WR b1) Multi-String-WR b2)
Modulintegrierte MPP-Tracker [7]
c) Modulintegrierter/Modulorientierter-WR

2.1 Anlagenkonzepte

2.1.1 Systeme mit DC-Sammelschienen

Heutige Systeme basieren auf der Reihenschaltung von PV-Modulen in Serien-Stränge („Strings“). Dadurch kann dem Wechselrichter eine ausreichend hohe DC-Eingangsspannung für die Netzeinspeisung zur Verfügung gestellt werden. Durch die Parameterschwankungen der PV-Modulspannung während des Betriebs (Temperatur, Einstrahlung etc.), sowie technologisch bedingte Unterschiede zwischen den PV-Modultypen, ergeben sich z.T. sehr große Eingangsspannungsbereiche bzw. vielfältige Verschaltungsmöglichkeiten für die Strings. Dies stellt etwa im Vergleich zur Antriebstechnik besondere Anforderungen an die Wechselrichtertechnik dar.

Zentral-Wechselrichter

Bei einer großen Anzahl parallel geschalteter Strings, die ohne Zwischenstufe direkt mit dem Wechselrichter verbunden sind, spricht man von Systemen mit „Zentral-Wechselrichtern (WR)“.

Aus verschiedenen Gründen (Spannungsbereich, Ableitströme, Erdbarkeit, Netzebene) sind solche Einheiten mit einem Netztransformator verbunden. PV-Anlagen höherer Leistung (>200kWp) werden direkt an das Mittelspannungsnetz angeschlossen. Entsprechend gilt für diese Anlagen die neue BDEW-Richtlinie für Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz [8], auf welche später noch ausführlicher eingegangen wird. Zentral-WR zeichnen sich aufgrund von Skalierungseffekten durch sehr niedrige spezifische Kosten aus [4] und haben zur Zeit einen Euro-Wirkungsgrad von 98,4%¹ bei welchem, energetisch betrachtet, allerdings noch die Trafo-Verluste (ca. 1%) berücksichtigt werden müssten. Bei größeren Anlagen mit Zentral-WR lässt sich der Teillastwirkungsgrad der Gesamtanlage durch AC-seitige Parallelschaltung mehrerer Wechselrichter mit kleinerer Nennleistung verbessern ([3], Kapitel 11.3). Im Teillastbereich werden dann nur die erforderlichen Wechselrichtereinheiten aktiviert und ihnen durch entsprechende DC-seitige Verschaltung die gesamte zur Verfügung stehende Leistung zugeführt. Es muss dennoch berücksichtigt werden, dass mit zunehmender Anlagengröße die Komplexität für die Verkabelung und DC-Verteilung steigt. Laut [9] sind hier u.a. die hohen Kosten für aufwändige erd- und kurzschlussichere Leitungsverlegung zu nennen.

¹SMA Sunny Central 630HE, www.sma.de

Ferner sind Zentral-WR sehr anfällig gegenüber Fehlanpassungen („Mismatch“) im PV-Feld. Module unterliegen erstens einer gewissen Fertigungstoleranz und können zweitens unterschiedlich stark bestrahlt bzw. verschattet sein (geometrische Abschattungen, Schmutz-Ablagerungen etc.). Eine teilverschattete Solarzelle verhält sich etwa ähnlich zu einem Knick im Gartenschlauch; sie blockiert u.U. den Stromfluß der ganzen Modulreihe und führt zu teilweise drastischen Einbußen beim Stromertrag. Zusätzlich können nicht betroffene, parallel geschaltete Strings negativ beeinträchtigt werden, da der PV-Generator nur in einem einzigen Arbeitspunkt betrieben werden kann.

Liegen homogene Einstrahlungsverhältnisse vor, eignen sich „Zentral-WR“ auch für den mittleren Leistungsbereich und größere Aufdachanlagen. Hierzu werden nach Abb. 2.1 a1) gewöhnlich drei einphasige „Zentral“-WR so kombiniert, dass jeder auf eine Phase einspeist. Dies bietet neben der verbesserten Modularität und Skalierbarkeit den Vorteil, dass für die einphasige Einspeisung eine niedrigere DC-Spannung benötigt wird. Dies bedeutet, dass der WR einstufig, trafolos und mit technisch vorteilhaften Halbleitern (600V) ausgeführt werden kann. Trafolose WR zeichnen sich durch einen höheren Wirkungsgrad, niedrigere Kosten und geringeres Gewicht aus (siehe auch Abschnitt 2.3.4).

In der Entwicklung befindlich sind modulare Anlagentopologien für PV-Großkraftwerke, bei denen eine Vielzahl kleinerer Zentral-WR (20kW) große 1MW-Stationen mit Zentral-WR ersetzen [10]. Unter Berücksichtigung der Gesamtsystemkosten (*Total Cost of Ownership*) lässt sich ein technisch und wirtschaftlich sinnvoller Aufbau realisieren, etwa eine optimierte DC- und AC-Verkabelungsstruktur.

String-Wechselrichter

Mitte der 90er Jahren wurde die Stringtechnik eingeführt, welche dadurch gekennzeichnet ist, dass jedem String ein Wechselrichter zugeordnet ist. Diese arbeiten somit voneinander entkoppelt. Die Stringtechnik reduziert den Aufwand für die Gleichstromverkabelung drastisch und verringert die oben genannten Nachteile hinsichtlich der Fehlanpassung. So lässt sich der Systemwirkungsgrad deutlich erhöhen².

Da die maximale Spannung pro String begrenzt ist, kann eine Vergrößerung der Nennleistung nur durch die Parallelschaltung mehrerer Strings erreicht

²SMA-Bericht: G.Cramer „Dezentrale Netzeinspeisung mit String-Wechselrichtern für das 1 MWp-PV-Dach der Fortbildungsakademie in Herne“ 1999

werden. Um die technischen Vorzüge der Stringtechnik beizubehalten wurde im Rahmen eines Verbundprojektes Anfang 2000 zwischen der SMA Solar Technology AG und dem ISET ein „Multi-String“-WR entwickelt³. Dieser ist dadurch gekennzeichnet, dass jeder String über einen DC-DC-Wandler gekoppelt ist und somit ein separates MPP-Tracking ermöglicht wird. Gerade für kleinere Aufdachanlagen mit unterschiedlicher Ausrichtung ist dies von großem Vorteil. Die Konfiguration in Abb. 2.1 geht sogar noch einen Schritt weiter. Jedes Modul verfügt über einen eigenen DC-DC Wandler, der das MPP-Tracking übernimmt (sogenannte „Leistungs-Optimierer“) [7]. Somit lassen sich Verschattungs- und Mismatchverluste minimieren. Speisen alle DC-DC-Wandler auf eine gemeinsame DC-Sammelschiene, so ist ein hohes Spannungsübersetzungsverhältnis erforderlich. Es sind auch Konzepte bekannt, bei denen die Module mit integriertem Wandler kaskadiert werden [11].

2.1.2 Systeme mit AC-Modulen

Ein weiteres Anlagenkonzept beschreibt einen Wechselrichter, der in das PV-Modul integriert werden kann, z.B. in die Anschlussdose oder den Rahmen. Ein solches System weist keine von außen zugänglichen DC-Klemmen auf und ist direkt an das öffentliche Wechselstromnetz gekoppelt. Daher findet oft auch der Begriff „AC-Modul“ Verwendung. Abb. 2.1 c) zeigt eine solche Ausführung. Somit ergeben sich mehrere systemtechnische Vorteile gegenüber den Konzepten mit DC-Sammelschiene:

- Verringerter Planungsaufwand dank Parallelschaltung
- Keine DC-spezifischen Betriebsmittel erforderlich (Verkabelung, Steckverbinder, Trennschalter etc.)
- Erhöhter Systemwirkungsgrad dank des modulbasierten MPP-Trackings
- Erhöhte Sicherheit, da keine zugänglichen DC-Kabel vorhanden (Lichtbögen, Feuerfestigkeit)
- Vereinfachtes Monitoring
- Skalierungseffekte bei Massenfertigung („Economy-of-scale“)
- Deutliche Vorteile bei der Brandschutzsicherheit

³Multi-String-Wechselrichter: Entwicklung eines Wechselrichters für die Systemtechnik von netzgekoppelten PV-Anlagen. Förderkennzeichen 0329864B

Ein Hauptargument für Systeme mit modulbasiertem MPP-Tracking ist der erhöhte Systemwirkungsgrad durch die Minimierung von Fehlanpassungen. Neuere Studien haben jedoch unter Berücksichtigung der vorhandenen Bypassdioden gezeigt, dass ein echter Nutzen nur in extremen und häufig auftretenden Verschattungssituationen entsteht [12], [13]. Im jährlichen Mittel dürfte der Mehrtrag aber nicht über 1% liegen [14]. Da stark verschattete Anlagen prinzipiell kaum wirtschaftlich betrieben werden können, dürfte die Zukunft von solchen Systemen eher in Nischen-Applikationen, wie der gebäudeintegrierten PV liegen. Dort kommt es nicht primär auf den reinen Ertrag an.

Deutlicher machen sich die Vorteile beim Thema Brandschutzsicherheit bemerkbar. In der Zeitschrift Photon 8/2009 wurde auf die Probleme beim Brand von PV-Anlagen hingewiesen. Da sich Systeme mit DC-Verkabelung nicht vollständig spannungsfrei schalten lassen und gleichzeitig bei einem Feuer sehr schnell Isolationsschäden auftreten können, besteht ein permanentes Risiko für die Feuerwehr. Lichtbögen würden die Problematik dabei noch erheblich verschärfen. Modulintegrierte WR wären hingegen in der Lage, eine Anlage zum Beispiel im Brandfall oder bei Reparaturarbeiten zuverlässig spannungsfrei zu schalten. Und auch als Diebstahlsicherung sowie zur Ertragskontrolle könnten sie genutzt werden.

An Technologien für derartige modulintegrierte Wechselrichter wird seit Anfang der 90er Jahre international gearbeitet ([3], Kapitel 11.3). Doch ein kommerzieller Erfolg blieb bisher aus. Zu den Gründen dafür zählen prinzipiell hohe spezifische Kosten, ein geringerer Wechselrichter-Wirkungsgrad (hohe spezifische Standby-Verluste) und aufgrund der schwierigen Wartungs- und Umgebungsbedingungen besonders hohe Anforderungen an die Zuverlässigkeit.

An dieser Stelle setzt das europäische Projekt „PV-MIPS“ an, welches einen integrierten Ansatz verfolgt, bei dem alle Systemkomponenten (PV-Modul, Wechselrichter, elektrische Verbindungstechnik, Montage) berücksichtigt und im Hinblick auf hohe technische und wirtschaftliche Effizienz optimiert werden. Ein besonderer Schwerpunkt lag auf der Entwicklung einer einstufigen Wechselrichtertopologie, die möglichst kleine Energiespeicher enthält, was zu einer Netzeinspeisung in das Drehstromsystem führte. Für einen möglichst wartungsfreien Betrieb auch unter rauen Umgebungsbedingungen wurde dabei ein hoch-integriertes Design angestrebt. Es sollte ferner unbedingt auf Temperatur sensitive Bauelemente, wie z.B. Elektrolyt-Kondensatoren oder optoelektronische Schaltungen verzichtet werden. Die vorliegende Arbeit untersucht dafür geeignete Schaltungs- und Regelungskonzepte (siehe Abschnitt 6.6).

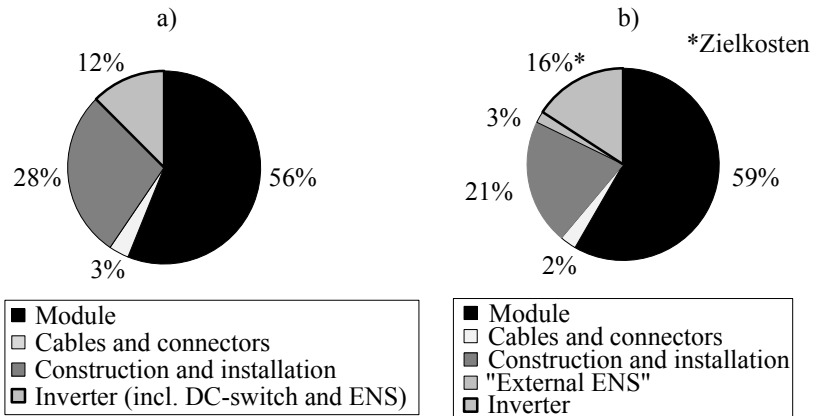


Abbildung 2.2: Kostenverteilung Gesamtsystem mit 2,4 Euro/Wp a) Konventionell b) Abschätzung AC-Modul; Stand 2007 [12]

2.2 Wirtschaftliche Anforderungen

Netzgekoppelte Photovoltaik-Anlagen haben in den letzten Jahren - auf zu nächst niedrigem Niveau - ein rasantes Marktwachstum erreicht. Während die Preise für PV-Module, die den größten Gesamtkostenanteil ausmachen, mehrere Jahre stagnierten, hat die PV-Systemtechnik einen besonders großen Beitrag zum technologischen Fortschritt und zur Kostenreduktion bei der Solarstromerzeugung geleistet [1]. Die Wirtschaftlichkeit von PV-Anlagen hing in der Vergangenheit sehr stark von den Modulpreisen ab. Mit fallenden Modulpreisen, mit denen in den nächsten Jahren aufgrund von Überkapazitäten und verstärktem Wettbewerbsdruck zu rechnen sein wird, rücken die Systemkosten (BOS-Kosten) stärker in den Vordergrund. Bei Dünnschichtmodulen, die aufgrund des geringeren Wirkungsgrades einen hohen Flächenbedarf, d.h. hohe Installationskosten haben, ist dies schon heute der Fall.

Wie Abb. 2.2 zeigt, war der Anteil des Wechselrichters an den Gesamtkosten mit ca. 12% relativ gering. Spezifisch gesehen sind die Kosten jedoch mit ca. 250€/kWp (ohne Garantieverlängerung) bei mittelgroßen Anlagen immer noch hoch [1]. Frequenzumrichter (Back-to-Back) für große Windenergieanlagen (>1MW) kosten laut [15] gerade einmal 40€/kWp, was sich auch mit den Erfahrungswerten des Autors deckt. Modulintegrierte WR verfügen aufgrund

Tabelle 2.1: Akkumulierter Gewinn in 10 Jahren bei Anhebung des Wechselrichter-Wirkungsgrades um 1% (Deutschland, 2009)

	kWh/(kWp·a)	€/kWh	∑ Mehrertrag [€/kWp] ^a
PV	900	0,43	30
Wind Onshore	2200	0,07	12,5
Wind Offshore	4500	0,15	52
Biogas- Mikroturbine	8000	0,22	135

^aDiskontierungssummenfaktor $DSF = \frac{(1+i)^n - 1}{i(1+i)^n}$ mit $n=10a$, $i=5\%$

der geringen Leistung und der hohen *Overhead*-Kosten (Ansteuerung, Kommunikation etc.) über sehr hohe spezifische Kosten, was sich als besondere Markteintrittshürde erweisen dürfte. Dieser Zyklus kann nur durch Massenfertigung („Economy-of-scale) durchbrochen werden, welche aber aufgrund der hohen Anforderungen an die Zuverlässigkeit mit einem hohen technischen und wirtschaftlichen Risiko verbunden wäre.

Zudem scheint die Reduktion der BOS-Kosten (Kabel, Installation) mit Hilfe modulintegrierter Wechselrichter nach heutigem Stand geringer als oft angenommen wird. Abb. 2.2 zeigt eine Abschätzung der einzelnen Systemkomponenten mit konventionellen Systemen und solchen mit modulintegrierten WR [12]. Um gleiche Systemkosten zu erreichen wären die Zielkosten für M-WR etwa 380€/kWp, was deutlich unter dem in dieser Klasse üblichen Marktdurchschnitt läge [4].

Warum der Umwandlungswirkungsgrad von besonderem Interesse für die Wirtschaftlichkeit einer Anlage ist, zeigt Tabelle 2.1. Auf Basis heutiger Einspeisevergütungen wurde für verschiedene Energieerzeugungsanlagen der akkumulierte Gewinn nach 10 Jahren Betriebsdauer berechnet, wenn der Wechselrichter-Wirkungsgrad bei Betriebsbeginn um 1% angehoben würde. Die akkumulierten Gewinne wurden abgezinst (diskontiert), um die zukünftigen Gewinne mit den heutigen Kosten vergleichbar zu machen. Für die Photovoltaik ergibt sich ein zusätzlicher Gewinn von 30€/kWp nach 10 Jahren. Gegenüber den Wechselrichter-Investitionskosten von ca. 250€/kWp ergibt sich dadurch eine Marge von mehr als 10%. Ein hoher Wirkungsgrad war daher gerade zu Beginn der Wechselrichterentwicklung ein enormer Wettbewerbsvorteil.

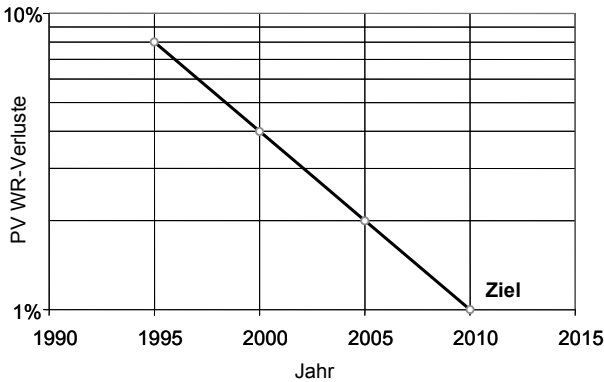


Abbildung 2.3: Benchmark von kommerziellen PV-Wechselrichtern hinsichtlich Verlusten ([1])

2.3 Technische Anforderungen

2.3.1 Wirkungsgrad

Vor diesem Hintergrund wurde der technologische Fortschritt (z.B. trafolose Geräte) der Wechselrichter-Entwicklung maßgeblich vorangetrieben. Meinhardt et al. haben gezeigt, dass die relativen Verluste alle 5 Jahre halbiert werden konnten (s. Abb 2.3). Es steht demnach ein WR-Wirkungsgrad von 99% für das Jahr 2010 in Aussicht, der im Labor von einigen Forschungsgruppen bereits realisiert wurde [2]. Auch der statische MPP-Anpassungsgrad ist in den meisten Datenblättern mit 99,9% angegeben. Bei heute bereits erreichbaren Wirkungsgraden von über 98% ergibt sich hier wenig Spielraum für wesentliche Verbesserungen. Zukünftige Zielstellungen werden unter Beibehaltung eines hohen Wirkungsgrades die Reduktion der Gesamtkosten (*Total Cost of Ownership*), die Erhöhung der Schaltfrequenz zur Minimierung von passiven Bauelementen und die Nutzung neuer Systemvorteile beinhalten.

2.3.2 PV-Spannungsbereich

PV-Module weisen neben der nichtlinearen Spannungscharakteristik je nach Technologie und Umgebungsbedingungen stark schwankende Ausgangsspannungen auf. PV-Zellen haben einen negativen Temperaturkoeffizienten, so dass

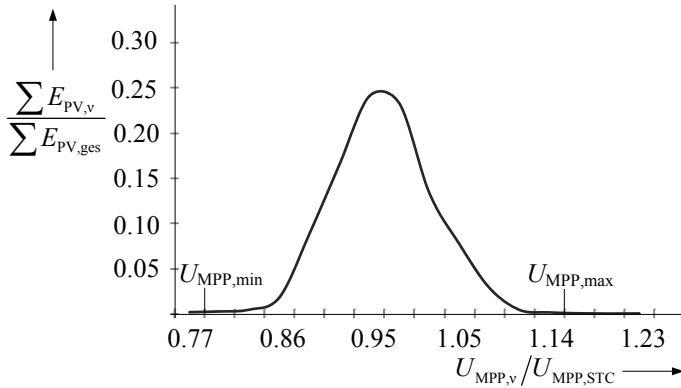


Abbildung 2.4: Energetische Häufigkeitsverteilung im Verhältnis zur normierten MPP-Spannung (Quelle: ISET-PVtestlab 2007, polykristallines Modul, $U_{MPP,STC} = 16V$)

die Spannung bei fallender Temperatur ansteigt. Der Betriebsbereich ergibt sich somit aus der MPP-Spannung bei der oberen Zelltemperatur (ca. 70 °C) und der Leerlaufspannung bei der unteren Zelltemperatur (ca. -10 °C). Die maximale Leerlaufspannung des PV-Generators muss jedoch kleiner/gleich der max. Systemspannung der PV-Module (z.Zt. 1000V) bleiben.

Für den Installateur ist es von Vorteil einen sehr breiten Spannungsbereich zur Verfügung gestellt zu bekommen, um mit unterschiedlichen String-Konfigurationen und unter Abdeckung aller Modultechnologien arbeiten zu können. Aus Sicht des Wechselrichter-Herstellers sind jedoch alle leistungselektronischen Bauelemente auf die niedrigste Spannung bzw. den höchsten Strom auszulegen, so dass ein Kompromiss gefunden werden muss. Laut Herstellerangaben⁴ scheint ein Spannungsbereich von $U_{MPP,min}/U_{MPP,max} = 0,6$ technisch ausreichend, wobei das Verhältnis von maximaler Leerlaufspannung und maximaler MPP-Spannung $U_{OC,max}/U_{MPP,max} = 0,82$ beträgt.

In Abb. 2.4 ist eine gemessene energetische Häufigkeitsverteilung der MPP-Spannungen eines polykristallinen Moduls für den Standort Kassel aufgetragen. Ein modulbezogenes, optimales Spannungsfenster würde demnach bei etwa $U_{MPP,min}/U_{MPP,max} = 0,72$ liegen. Für sonnenreiche Regionen ist zu erwarten, dass sich der Scheitelpunkt zur unteren Spannungsgrenze (hohe Tem-

⁴SMA Sunny Central 630MV, www.sma.de

Tabelle 2.2: Netzanschlussbedingungen für dezentrale Netzeinspeiser

	EN61000-32	VDE0126	IEC61727	BDEW [8]
Harmonische	2,3-0,21A	EN61000	4%-0,6%	$\propto p_v \sqrt{\frac{S_{KV}}{S_A}}$
THD	-	-	5%	-
Leistungsfaktor	1	1	>0,9	1-0,95
DC-Anteil	<0,22A	<1A	<1%	-
Netzspannung	-	0,9-1,15	0,85-1,1	0,8-1,2
Frequenz	-	47,5-50,2	50±1Hz	47,5-51,5
Sonstiges	-	ENS	-	FRT

peratur) verschiebt, so dass der Wechselrichter-Wirkungsgrad für den unteren MPP-Spannungsbereich optimiert sein sollte.

2.3.3 Normen

Mit der Zunahme dezentraler Energieerzeugungseinheiten wurde im Laufe der Zeit ein komplexes Regelwerk für deren Netzanschlussbedingungen geschaffen. Dies betrifft sowohl die Sicherheitsvorschriften, als auch die Anforderungen an die Netzqualität und Netzstabilität. Die Normen haben einen erheblichen Einfluss auf das Design und die Funktionalität des Wechselrichters und sorgen gleichzeitig auch für die Qualitätssicherung der Geräte. Grundsätzlich sind die wesentlichen Anschlussbedingungen für kleinere Stromerzeugungsanlagen (<30kWp) in der Vornorm DIN V VDE V 0126-1-1 erfasst. Insbesondere regelt diese eine automatische Freischaltstelle („ENS“) zur Vermeidung einer unbeabsichtigten Inselsetzbildung. Für größere Anlagen hingegen gilt die BDEW Mittelspannungsrichtlinie [8], welche u.a. bei einem Spannungseinbruch unter 50% die dynamische Netzstützung durch Einspeisung eines „übererregten“ Blindstroms vorschreibt. Außerdem sind die zulässigen Harmonischen in Abhängigkeit von der Kurzschlussleistung definiert und mit einem Proportionalitätsfaktor p_v versehen.

Tabelle 2.2 fasst einen Teil der wichtigsten Normen zusammen.

2.3.4 Transformatorlose Wechselrichter

Gegenüber Geräten mit Transformator zeichnen sich trafolose Wechselrichter durch höhere Wirkungsgrade (3...5 Euro-Eta [16]), geringeres Gewicht sowie ein kleineres Bauvolumen und schließlich niedrigere Kosten aus. Ein Nachteil trafoloser Wechselrichterkonzepte sind jedoch die betriebsbedingt auftretenden DC-seitigen Ableitströme über den Solargenerator gegen Erde. Für die Photovoltaik gilt ein Grenzwert von 300 mA (VDE0126), abweichend von den sonst in der Haustechnik üblichen 24mA (AC) bzw. 7mA (DC). Damit können aus der Haustechnik bekannte Schutzmechanismen nicht angewandt werden, da trafolose Wechselrichter ohne geeignete Zusatzmaßnahmen auch in fehlerlosen Betriebszuständen Ableitströme über 30 mA generieren können. Ableitströme in PV-Anlagen stellen zwar keine direkte Gefährdung bei Berührung von Solarmodulen dar [16] können jedoch bei Modultypen mit großen Ableitkapazitäten wie z.B. Dünnschichtmodulen ein spürbares Kribbeln bei Berühren erzeugen (mit den möglichen Folgen eines Schrecks) [16]. Zudem können sie den Betrieb des Wechselrichters beeinflussen und seine Verfügbarkeit reduzieren. Einige Hersteller empfehlen daher für solche Module ausschließlich den Einsatz von Geräten galvanischer Trennung.

Gleichzeitig gibt es Hinweise, dass bei einigen Dünnschichtmodulen ein negatives Potenzial gegen Erde schädlichen Einfluss auf deren Alterungsverhalten hat [17]. Dennoch wäre es wegen der höheren Wirkungsgrade wünschenswert, transformatorlose Wechselrichter für alle Modultypen einsetzen zu können. Zusammenfassend stehen den genannten Vorteilen trafoloser Wechselrichter folgende Nachteile gegenüber:

- Mögliche kapazitive Ableitströme gegen Erde bzw. Neutralleiter
- Mehraufwand durch Einbau allstromsensitiver Fehlerstromsensoren
- Unterschiedliche Normgebung welt- und europaweit hinsichtlich Anschlussbedingungen (z.B. USA, Spanien)
- Unklarheiten bezüglich des Alterungsverhaltens von Dünnschichtmodulen

Einen vollkommen neuen Lösungsansatz bieten trafolose bzw. galvanisch nicht-getrennte DC-DC-Wandler, welche den Ein- und Ausgangstrompfad induktiv voneinander entkoppeln und somit eine beliebige Erdung des PV-Generators ermöglichen [18],[17]. Ein Ausführungsbeispiel zeigt Abb. 5.7.

2.3.5 Zuverlässigkeit

In [19] wurde der Zusammenhang zwischen der PV-Temperatur und der MTBF („Mean Time Between Failure“) für verschiedene Standorte betrachtet. Die MTBF ist der Kehrwert der jährlichen Ausfallrate, welche in Datenblätter aus statistischen Auswertungen gewöhnlich als FIT-Rate in Ausfällen pro 10^9 h angegeben wird. Das heißt 1000 FIT entsprechen einer MTBF von 114 Jahren. Bei Kondensatoren gilt hier näherungsweise das „Arrhenius“-Gesetz, welches besagt, dass sich die MTBF pro 10°C Temperaturzunahme halbiert. Während der Standort Kassel eine durchschnittliche Betriebstemperatur von ca. 25°C aufweist, liegt diese für sehr sonnenreiche Standorte wie Arizona/USA bereits bei ca. 45°C und ist damit deutlich kritischer [19]. Gerade für Halbleiter und mechanische Bauteile muss zudem das „Coffin-Manson“-Gesetz in Erwägung gezogen werden, welches den Einfluss der Temperaturzyklen auf die MTBF berücksichtigt [20].

Einen ganz wesentlichen Einfluss auf die Lebensdauer von Leistungshalbleitern hat der Effekt der sogenannten „kosmischen Strahlung“ [4], [21]. Als Faustregel für alle Si-Leistungshalbleiter (ab ca. 600V Nennspannung) gilt, dass die Dauerspannung $2/3$ der Nennspannung nicht überschreiten sollte, da über diese Grenze hinaus die FIT Rate des Bauteils stark exponentiell, d.h. um mehrere Größenordnungen, ansteigt [22].

Für PV-Module wird eine Brauchbarkeitsdauer von mehr als 20 Jahren angegeben. Modulintegrierte Wechselrichter müssen ähnlich lange wartungsfrei arbeiten, da Reparatur oder Austausch sehr aufwändig wären. Mit der Zuverlässigkeit des Wechselrichters mit R folgt [12]:

$$R = e^{\frac{-T_B}{MTBF}} \approx \frac{-T_B}{MTBF} + 1 \quad (2.1)$$

Sollen während der Brauchbarkeitsdauer von 20 Jahren nicht mehr als 5% der Wechselrichter ausfallen, muss die Zuverlässigkeitsrate rein linear gerechnet $R = 0,95$ betragen. Dies entspräche einer MTBF von 400 Jahren. Zum Vergleich, die MTBF eines gewöhnlichen Elkos beträgt laut MIL-HDBK-217F Standard gerade einmal 76 Jahre bei einer konstanten Erwärmung auf 40°C im Dauerbetrieb [12].

2.3.6 Netzanschluss

Die einphasige Einspeisung in das 230V-Netz bietet zwei große Vorteile. Erstens können technisch vorteilhafte (600V) Halbleiter eingesetzt werden. Zwei-

tens ist es möglich, ohne eine weitere Wandlungsstufe ein tiefsetzendes Wechselrichterkonzept zu verwenden. Im Gegensatz dazu, ist für die dreiphasige Einspeisung in das 400V-Netz eine Zwischenkreisspannung erforderlich, die bei tiefsetzenden Konzepten über 700V liegen muss. Dies bedingt Leerlaufspannungen über der heute zulässigen Systemspannungsgrenze von 1000V und macht als Folge einen vorgeschalteten Hochsetzsteller erforderlich. Laut ([3], Kapitel 11.3) dürfte der Einsatz dreiphasiger WR trotz dessen an Bedeutung gewinnen, da hier Vorteile bei der Verringerung der Baugröße und Erhöhung der Zuverlässigkeit bestehen. Aufgrund der geringeren benötigten Zwischenkreiskapazität ließen sich Elektrolytkondensatoren durch Kunststoff-Folienkondensatoren ersetzen. Zudem wird durch dreiphasige Wechselrichter eine gleichmäßige Einspeisung gewährleistet. Dieser Trend wird verstärkt durch die Zunahme der Nennleistung neu installierter Anlagen, da die spezifischen Kosten hier deutlicher geringer sind.

2.3.7 Zusammenfassung

Für die Wechselrichtertechnik sind die Parameter Kosten, Wirkungsgrad und Zuverlässigkeit von größter Bedeutung. Meinhardt et al. haben gezeigt, dass die spezifischen WR-Kosten seit 1991 um 70% gefallen sind, während gleichzeitig die relativen Verluste alle 5 Jahre halbiert werden konnten. Es steht demnach ein WR-Wirkungsgrad von 99% für das Jahr 2010 in Aussicht, der im Labor von einigen Forschungsgruppen bereits realisiert wurde. Aufgrund der hohen Effizianz Anforderungen haben im kleinen und mittleren Leistungsbe- reich transformatorlose Schaltungskonzepte weite Verbreitung gefunden [17]. Eine erst kürzlich losgetretene Weiterentwicklung dieser Technologie stellen tranformatorlose Wandler dar, welche sogar alternativ beidseitig erdbar sind [18].

Im europäischen Projekt „PV-MIPS“ wird ein neuer Ansatz für die Entwicklung modulintegrierter Wechselrichter und AC-Modulen verfolgt. AC-Module könnten zahlreiche Vorteile hinsichtlich der Minimierung von Modul-Anpassungsverlusten und flexibler Anlagenplanung erschließen und so die Systemkosten (BOS) senken. Im PV-MIPS Projekt werden alle Systemkomponenten (PV-Modul, Wechselrichter, elektrische Verbindungstechnik, Montage) berücksichtigt und im Hinblick auf hohe technische und wirtschaftliche Effizienz optimiert.

3 Eigenschaften aktiver Leistungshalbleiter

Wirkungsgrad, Leistungsdichte, Kosten und Zuverlässigkeit sind sehr von der Art und Auslegung der verfügbaren Leistungsbaulemente abhängig.

Fremdgeführte Thyristorschaltungen, die sich im Stromnulldurchgang verlustarm selbst löschen waren die Basis der festkörperbasierten Wechselrichter-technik. Thyristoren werden immer noch bevorzugt im Höchstleistungsbereich >10MW eingesetzt.

Im mittleren bis hohen Leistungsbereich kommen inzwischen fast ausschließlich Transistoren zum Einsatz, die jederzeit abschaltbar sind und mit hoher Frequenz getaktet werden können. Für die netzgekoppelte Wechselrichterentwicklung in Europa sind dabei Spannungsklassen >600V von Interesse, die aus technisch-ökonomischen Gründen von Insulated Gate Bipolartransistoren (IGBT) geprägt sind. IGBTs verbinden die Vorteile des Bipolartransistors (hohe Spannungsblockierfähigkeit, geringer spezifischer Chip-Widerstand, Robustheit) mit denen des MOSFETs (einfache und nahezu stromlose Ansteuerung) und können daher als die „Arbeitspferde“ der modernen Leistungselektronik betrachtet werden.

Power MOSFETs und neuartige ultraschnelle Silizium-Karbid (SiC) Transistoren stellen eine Alternative dar, wenn sehr geringe Verluste bei hohen Schaltfrequenzen gefordert sind. Die Vorteile von SiC-Baulementen werden umso größer, je höher die erforderliche Sperrspannung ist ($\geq 1200\text{V}$). Quasi schaltverlustfreie Schottky-Barrier-Dioden auf SiC-Basis (600V - 1200V) sind bereits Stand der Technik, dagegen stehen erste kommerzielle SiC-Transistoren kurz vor dem Durchbruch.

3.1 Historie der Leistungsschalter

Im späten 19. Jahrhundert war es ausschließlich über mechanisch rotierende Wandler möglich, einen Wechselstrom aus einem Gleichstrom zu erzeugen.

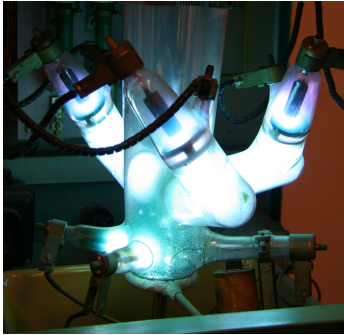


Abbildung 3.1: Hg-Thyratron, ca. 300V,20A,Höhe 1m, Bj. 1958; Quelle: EVS, Uni Kassel

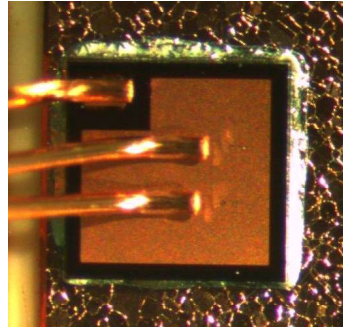


Abbildung 3.2: SiC-JFET Chip, 1200V,15A, Fläche: ca. 6mm², $t_r=20$ ns; Quelle: Infineon

Neben der bekannten Kombination aus Gleichstrommaschine und Wechselstromgenerator mit einer direkten Verbindung über eine mechanische Welle begann die Entwicklung eines Umrichters mit dem "Kontaktwechselrichter". Diese Umrichter polten periodisch Kontakte nach einem bestimmten Schema mechanisch um, so dass aus einer Gleichspannung eine blockförmige Wechselspannung erzeugt werden konnte. Dieses aufwendige und materialverschleißende Verfahren wurde im frühen 20. Jahrhundert durch entsprechend steuerbare Röhren-Wandler, wie etwa dem Thyatron, abgelöst. In diesen Geräten wurde der Stromfluss z.B. über steuerbare Quecksilberventile mit Hilfe von Gasentladungen bestimmt (s. Abb. 3.1). Ab Mitte des 20. Jahrhunderts konnten mit dem Erschließen höherer Leistungsklassen bei Silizium-Halbleitern (unter anderem Dioden, Thyristoren in unterschiedlichen Varianten) die bisherigen Prinzipien der Umwandlung bei höheren Frequenzen und bei weit niedrigeren Verlusten verschleißfrei durchgeführt werden. Neuere abschaltbare Halbleiterschalter (Bipolartransistor, MOSFET) ermöglichten deutlich höhere Schaltfrequenzen. Ohne zusätzliche Netzwerke zur Zwangslöschung konnte statt eines Rechteckstroms ein sinusförmiger Strom durch ein entsprechendes gepulstes Schaltmuster und geeignete Filtermaßnahmen erzeugt werden [23]. Moderne Pulswechselrichter sind heute vornehmlich mit IGBTs ausgestattet, welche, wie bereits erwähnt, die Vorteile aus Bipolartransistor und MOSFET miteinander verbinden.

Transistoren auf Basis von SiC können perspektivisch als nächster Technologiesprung betrachtet werden (s. Abb. 3.2). SiC-Schaltern benötigen nur geringe spezifische Chipflächen. Sie können hohe maximalen Sperrspannungen erreichen, die sonst IGBTs oder Thyristoren vorbehalten waren und dabei ähnlich schnell getaktet werden wie Niederspannungs-MOSFETs. Diese Entwicklung steht jedoch gerade erst am Anfang.

3.2 Schaltereigenschaften

Die Verlustleistung leistungselektronischer Wandler setzt sich im Wesentlichen aus den frequenzunabhängigen Durchlassverlusten und den frequenzabhängigen Schalt- bzw. Kommutierungsverlusten zusammen. Je nach Anwendung kann ein Anteil dominieren. Für die Bewertung von Wechselrichtertopologien wurden in [20] und [24] dimensionslose „Verlustrepräsentanten“ hergeleitet, die in dieser Arbeit weiter verwendet werden sollen. Solche „Belastungsfaktoren“ stellen speziell für den zu erwartenden Wirkungsgrad und Schaltungsaufwand einen wichtigen Indikator dar.

3.2.1 Durchlassverluste

Durchlassverluste entstehen während der Leitendphase eines Halbleiters aus dem Produkt von Durchlassspannung $u_F = f(i)$ und Vorwärtsstrom i_F . Die Durchlassspannung ist eine nichtlineare Funktion des Stroms, lässt sich jedoch in guter Näherung durch eine lineare Funktion 1. Ordnung approximieren.

$$u_F(i) \approx U_{F0} + R_F \cdot i \quad (3.1)$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T i_F \cdot u_F(i) dt = U_{F0} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_F dt + R_F \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_F^2 dt \quad (3.2)$$

$$= U_{F0} \cdot \overline{i_F} + R_F \cdot \tilde{I}_F^2 \quad (3.3)$$

$$\frac{P_C}{P} = \frac{U_{F0}}{U} \cdot \frac{\overline{i_F}}{I} + \frac{R_F}{R} \cdot \frac{\tilde{I}_F^2}{I^2} \quad (3.4)$$

Bei bipolaren Bauelementen, wie IGBTs oder Dioden, entsteht aufgrund des p-n Übergangs eine quasi stromunabhängige Schwellspannung U_{F0} . Unipolare Bauelemente, wie Feldeffekttransistoren haben hingegen im eingeschalteten

Zustand eine rein ohmsche Vorwärtsscharakteristik. Die Durchlassverluste bezogen auf die zu übertragene Leistung P_C/P bestehen somit aus zwei Anteilen. Ein Anteil ergibt sich aus dem Produkt von Schwellspannung und normiertem arithmetischem Strommittelwert $\bar{\xi}$. Der zweite Anteil ist durch den Bahnwiderstand und das Quadrat des normierten Halbleiter-Effektivwerts $\bar{\xi}^2$ bestimmt.

$$\bar{\xi} = \frac{\bar{I}_F}{I} \quad (3.5)$$

$$\tilde{\xi} = \frac{\tilde{I}_F}{I} \quad (3.6)$$

$$\bar{\xi}^2 = p \cdot \sum_{v=1}^n \tilde{\xi}_v^2 \quad (3.7)$$

Als Repräsentant für die gesamten Durchlassverluste einer Schaltung werden die Quadrate der normierten Effektivströme aller n Halbleiter aufsummiert. Für eine feste effektive Chipfläche wird die Summe mit der Anzahl p der parallelen Zweige (z.B. bei *Interleaved*-Topologien) multipliziert. Da der Repräsentant $\bar{\xi}$ nur den ohmschen Anteil abbildet, kann er insofern für bipolare Bauelemente als *worst-case* Abschätzung aufgefasst werden.

Der Vergleich von Schaltungen hat bei einer gemeinsamen Bezugsspannung zu erfolgen. Wird als Bezugspunkt die Ausgangsspannung U_A gewählt, so ist der Verlustrepräsentant mit dem Ausgangsstrom I_A zu normieren. Im umgekehrten Fall ist eine Normierung mit dem Eingangsstrom I_E vorzunehmen. Der Verlustrepräsentant wird dann mit einem dazugehörigen Index versehen.

Der spezifische Chip-Widerstand ρ ist sehr von der Art und Technologie der verfügbaren Schalter abhängig. Untersuchungen in [20] haben eine erhebliche Abhängigkeit von der maximalen bzw. nominalen Sperrspannung $U_{S,max}$ gezeigt (siehe Abb. 3.3).

Vertikal strukturierte Standard Si-MOSFETs weisen eine physikalische Grenzkurve auf, die etwa

$$\rho_{MOS} \propto U_{S,max}^{2,5} \quad (3.8)$$

proportional ist.

Mit dem Superjunction-MOSFET (CoolMOS™) wurde diese Barriere durchbrochen ([3], Kapitel 11.3). Hier liegt eine näherungsweise lineare Charakteristik vor. CoolMOS™ sind jedoch aufgrund der aufwendigen Prozessschritte heute kommerziell nur bis 900V verfügbar.

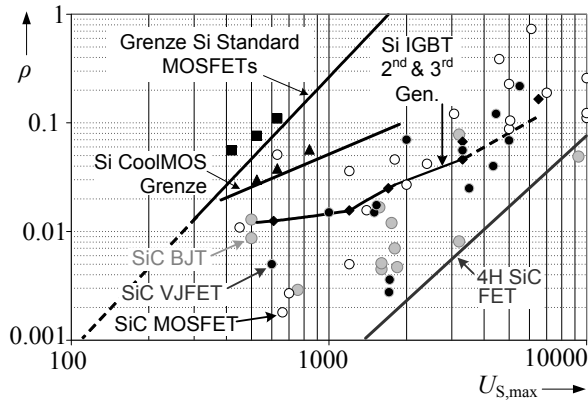


Abbildung 3.3: Spezifischer Chip-Widerstand ρ [Ωcm^2] bei unterschiedlicher Sperrspannung $U_{S,max}$ [V] (Quelle: [20], [25])

IGBTs hingegen decken mit gegenwärtig 300V bis 6500V einen sehr breiten Spannungsbereich ab. Wie bereits erwähnt, weisen IGBTs im eingeschalteten Zustand eine typische Dioden-Kennlinie auf. Als „virtueller“ spezifischer Chip-Widerstand kann der Quotient von Durchlassspannung und Nennstrom zu Grunde gelegt werden. Für die Klassen 600V-1200V ist der effektive Chip-Widerstand relativ niedrig und in Bezug auf die Sperrspannung fast konstant. Ab 1700V steigt er deutlich an [25].

Eine deutliche Reduktion des spezifischen Chip-Widerstands versprechen SiC-Transistoren. Er liegt hier z.T. um mehr als eine Größenordnung unter dem von Si-basierten Bauelementen. Die Vorteile werden umso größer, je höher die erforderliche Sperrspannung ist. Bedingt durch die geringere Chip-Fläche ist bei SiC-Transistoren auch mit einer viel kleineren Ausgangskapazität zu rechnen. Dies wiederum führt zu sehr schnellen Schaltzeiten bzw. geringen Schaltverlusten (siehe Abschnitt 3.2.3). Diese Kombination aus geringen Durchlass- und Schaltverlusten, auch bei hohen erforderlichen Sperrspannungen, treibt die Entwicklung von Topologien voran, die speziell auf solche SiC-Transistoren zugeschnitten sind. Aufgrund der wesentlich aufwendigeren Prozessschritte werden SiC-Transistoren im Vergleich zu konventionellen Schaltern auf absehbare Zeit jedoch nur zu höheren Kosten erhältlich sein ([3], Kapitel 11.3).

Die Abhängigkeit der Durchlasscharakteristik von der nominalen Sperrspannung wird berücksichtigt, indem Gleichung (3.7) mit der normierten maxima-

len Sperrspannung $\hat{\epsilon}^\beta$ gewichtet wird. Der Exponent des Gewichtungsfaktors β richtet sich, wie oben dargestellt, nach der Technologie des Bauelements.

$$\hat{\epsilon} = \frac{U_{S,max}}{U} \quad (3.9)$$

$$\langle \hat{\epsilon} \rangle^* = p \sum_{v=1}^n \hat{\epsilon}_v^\beta \cdot \tilde{\xi}_v^2 \quad (3.10)$$

Je nach Wahl des Bezugspunkts ist der Faktor $\hat{\epsilon}$ vom Spannungsübersetzungsverhältnis $M = U_A/U_E$ abhängig. Ist der gewünschte Spannungsbereich bereits bekannt, so kann es zweckmäßig sein $\hat{\epsilon}^\beta$ anhand des minimalen bzw. maximalen Übersetzungsverhältnisses festzulegen. Lässt man $\hat{\epsilon}$ mit M als Parameter mitlaufen, so lassen sich nur die kritischen Auslegungspunkte (*worst-case*) vergleichen.

Damit stellt sich die Frage nach der optimalen Betriebsspannung in Bezug auf die Durchlassverluste. Dabei muss berücksichtigt werden, dass der spezifische Widerstand zwar mit zunehmender (Sperr-)Spannung steigt, die mittlere Strombelastung prinzipiell jedoch linear abnimmt. Für den einfachsten Fall soll ein Tiefsetzsteller betrachtet werden, dessen Schalter permanent eingeschaltet ist ($D=1$). Aus Gründen der Übersichtlichkeit soll angenommen werden, dass der spezifische IGBT Chip-Widerstand für alle Spannungsklassen gleich sei. Der Spannungsabfall ergibt sich aus dem Produkt von Stromdichte J_T und Chip-Widerstand ρ :

$$\frac{P_C}{P} \sim \frac{\rho \cdot J_T \cdot I}{UI} = \frac{\rho \cdot J_T}{U} \quad (3.11)$$

$$\approx \frac{(k1 \cdot U^{2,5}) \cdot J_T}{U} \quad \text{Si-MOSFET} \quad (3.12)$$

$$\approx \frac{(k2 \cdot U) \cdot J_T}{U} \quad \text{CoolMOS}^{\text{TM}} \quad (3.13)$$

$$\approx \frac{k3 \cdot J_T}{U} \quad \text{IGBT} \quad (3.14)$$

$$(3.15)$$

Diese Zusammenhänge sind qualitativ in Abb. 3.4 aufgetragen. Daraus ist ersichtlich, dass ein Optimum in der Nähe von 600V existiert. Dort zeigt der IGBT erste Vorteile gegenüber MOS-basierten Technologien in Bezug die Durchlassverluste. Dieser Trend nimmt zudem mit steigender Sperrspannung zu.

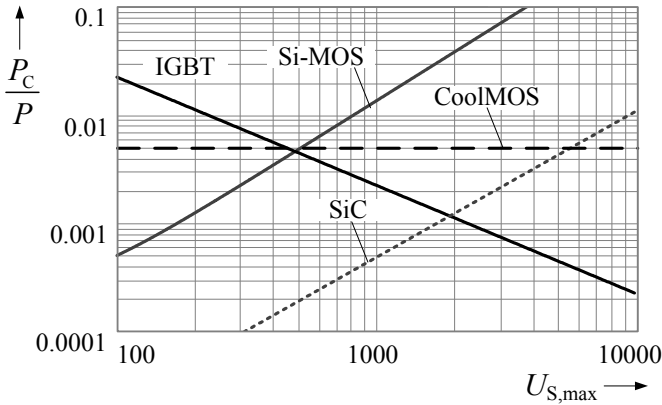


Abbildung 3.4: Qualitativer Verlauf der Durchlassverluste (Tiefsetzsteller) bei unterschiedlichen Chip-Technologien und $J_T = 150\text{A}/\text{cm}^2$ in Abhängigkeit von $U_{S,max}$ bzw. U [V].

3.2.2 Kommutierungsverluste

Der Vergleich von Schalt- bzw. Kommutierungsverlusten P_k beruht auf einer ähnlichen Systematik. In der Regel wird die Schaltverlust-Energie E_k in IGBT-Datenblättern in Abhängigkeit vom Kommutierungsstrom I_k angegeben. Diese Angaben gelten für einen bestimmten Betriebspunkt (Kommutierungsspannung U_k , Sperrschicht-Temperatur, Gatewiderstand), können aber wie im Fall der Kommutierungsspannung in guter Näherung linearisiert werden. Im Bereich des Nennstroms kann ebenso für den Kommutierungsstrom näherungsweise ein linearer Zusammenhang hergestellt werden. Bei einer festen Schaltfrequenz f_s ergibt sich die mittlere Schaltverlustleistung bezogen auf die übertragende Leistung zu:

$$E_k(I, U) \approx E_k(I_{nom}) \cdot \frac{I}{I_{nom}} \frac{U}{U_{nom}} \quad (3.16)$$

$$\frac{P_k}{P} = \frac{f_s \cdot E_k(I, U)}{U \cdot I} = \frac{k_S \cdot I_k \cdot U_k}{U \cdot I} \quad (3.17)$$

In Gleichung 3.17 repräsentiert die Konstante k_S das Produkt aus spezifischer Schaltverlustenergie [Ws/VA] und Schaltfrequenz. Ein Repräsentant für die

Schaltverluste Π_k lässt sich somit folgendermaßen darstellen:

$$\xi = \frac{I_k}{I} \quad (3.18)$$

$$\varepsilon = \frac{U_k}{U} \quad (3.19)$$

$$\Pi_k = \sum_{v=1}^n \xi_v \cdot \varepsilon_v \quad (3.20)$$

$$\Pi_k^* = \sum_{v=1}^n \widehat{\varepsilon}_v^\alpha \cdot \xi_v \cdot \varepsilon_v \quad (3.21)$$

Auch hier hängen die Schaltverluste sehr stark von der nominalen Sperrspannung ab. Die spezifischen Schaltverluste wachsen, insbesondere bei IGBTs, progressiv mit der Sperrspannung $U_{S,max}$. Als Faustformel gilt hier: $k_S \sim U_{S,max}^{1,4}$ [20]. Um diese technologische Komponente zu berücksichtigen wird Π_k mit der relativen Sperrspannung $\widehat{\varepsilon}^\alpha$ gewichtet. Diese ist in den meisten Fällen mit der relativen Kommutierungsspannung ε identisch. Der Exponent α gibt an, wie stark die spezifischen Verluste zunehmen.

Unipolare Bauelemente, die keine Speicherladung generieren, weisen deutlich geringere spezifische Schaltverluste auf. Dies betrifft insbesondere die Ausschaltverluste, da hier kein „Tail-Strom“-Effekt auftritt [2]. Die Schaltverluste unipolarer Bauelemente sind in der Regel nicht in den Datenblättern enthalten. Hier herrscht noch großer Informationsbedarf. Es ist bekannt, dass die Schaltverluste von CoolMOS™ (z.B. SPP20N65C3) um mehr als eine Größenordnung geringer ausfallen können als bei vergleichbaren IGBTs ([3], Kapitel 11.3). Die Verluste hängen theoretisch hauptsächlich von der in der Chipkapazität gespeicherten Energie ab, die etwa proportional mit der Chipfläche A_{chip} zunimmt [26]:

$$E_{DS} = \int C_{chip}(U) \cdot U \, dU \quad (3.22)$$

$$\approx \frac{1}{2} U^2 \cdot C_{chip} \propto A_{chip} \quad (3.23)$$

Sie wären damit stromunabhängig, was jedoch in der Praxis oft nicht zutrifft. Der Widerstand R_{DSon} hingegen nimmt naturgemäß mit größerer Chipfläche ab und ist wie oben beschrieben stark von der maximalen Sperrspannung abhängig.

$$R_{DSon} \propto \frac{1}{A_{chip}} \quad (3.24)$$

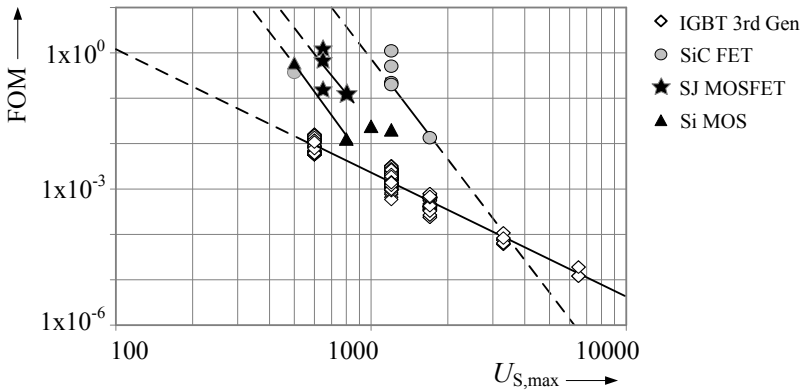


Abbildung 3.5: FOM [$10^{-6}/V^2s$] (*Figure-of-Merit*) in Abhängigkeit von $U_{S,max}$ bei $T_j=100^\circ$ (Quellen: IPOSIM-Datenbank Infineon; Datenblätter Microsemi, Infineon; [27])

In [27] wurde als Gütekriterium für unipolare Bauelemente ein „*Figure-of-Merit*“ (FOM) eingeführt, der die eben genannten Zusammenhänge berücksichtigt. Erhöht man die Chipfläche zur Verringerung des Durchlasswiderstands würden etwa in gleichem Maße die Schaltverluste steigen.

$$FOM_{MOS} = \frac{1}{R_{DSon} \cdot E_{DS}} \quad (3.25)$$

Dazu lässt sich für den IGBT im Nennpunkt ein analoger FOM definieren, obgleich sich die Verlustmechanismen vom MOSFET stark unterscheiden:

$$FOM_{IGBT} = \frac{1}{\frac{V_{CE,sat}}{I_{nom}} \cdot E_{off}} \quad (3.26)$$

Anhand eines einfachen Beispiels soll die Bedeutung des FOM veranschaulicht werden. Ein 600V/100A IGBT weist im Nennpunkt mit $U_{CE,sat}=1,6V$ Ausschaltverluste von $E_{off}=4000\mu J$ auf. Daraus ergibt sich ein $FOM=0,015$. Ein SJ-MOS mit 600V, 70m Ω weist Schaltverluste von $E_{DS}=100\mu J$ auf, was einem FOM von 0,14 entspricht. Dieser ist also etwa um den Faktor 10 besser. Um überschlüssig gleiche Durchlassverluste zu erhalten, wären $70/16=4,3$ SJ-MOS parallel zu schalten ($R_{CE,sat}=16m\Omega$). Die Schaltverluste würden dann auf etwa 430 μJ steigen gegenüber 4000 μJ beim IGBT. Somit lassen sich die Schaltverluste etwa bei gleichen Durchlassbedingungen (im Nennpunkt) miteinander

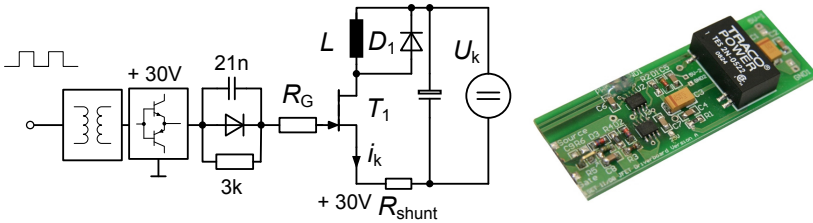


Abbildung 3.6: Gatetreiberschaltung für den SiC-JFET

vergleichen. In Abb. 3.5 sind einige FOM-Werte für verschiedene Schaltertechnologien aufgetragen. Wie bereits erwähnt, deutet der FOM an, dass sich mit unipolaren Bauelementen bei etwa gleichen Durchlassverlusten deutlich geringere Schaltverluste realisieren lassen. Dabei verschlechtert sich der FOM jedoch stark überproportional mit der Sperrspannung. Dies hängt mit der Zunahme der Schaltenergie ($EDS \propto U^2$) und des spezifischen Chipwiderstands ($\rho \propto U^{2.5}$) zusammen.

3.2.3 Vergleich eines SiC-VJFET mit einem Trenchstop-IGBT

SiC bietet ausgezeichnete Materialeigenschaften und ermöglicht die Fertigung hochsperrender Leistungshalbleiter mit sehr guten dynamischen Eigenschaften auch bei hohen Sperrschichttemperaturen.

Man ist bestrebt Lösungen auf Basis des *Junction Field Effect* Transistor (JFET) zu entwickeln aufgrund. Dieser hat eine relativ einfache Struktur und kommt ohne Gate-Oxid aus. Aktuelle Prototypen des vertikal strukturierten SiC-VJFET von der Firma SiCED/Infineon wurden im Rahmen einer Diplomarbeit [28] getestet. Hierbei musste berücksichtigt werden, dass JFETs selbstleitend („Normally-on“) sind. Dies widerspricht dem heutigen Paradigma nur selbstsperrende Schalter (IGBTs, MOSFETs) in der Leistungselektronik einzusetzen, da durch sie eine höhere Betriebssicherheit gewährleistet sei. Ferner wird der JFET durch eine negative Gatespannung („Pinch-off“ Spannung) abgeschaltet, so dass eine spezielle Treiberschaltung entwickelt wurde, die in Abb. 3.6 zu sehen ist. Ein CDR-Netzwerk zwischen dem Ausgang des Treibers und dem Gate des JFETs übernimmt mehrfache Funktionen [29]. Zum einen

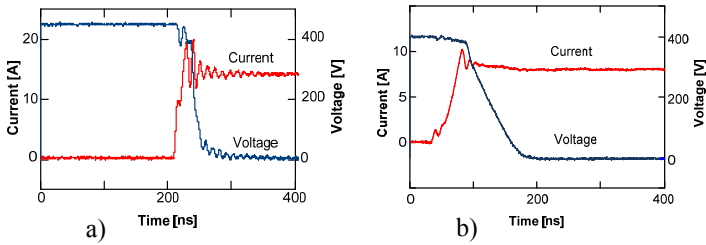


Abbildung 3.7: Einschalten a) Trench-IGBT ($180\mu\text{J}@13.5\text{A}$) b) JFET ($163\mu\text{J}@8\text{A}$)

wird ein unkontrollierter Avalanche-Strom begrenzt, falls aufgrund von Bauteiltoleranzen die maximale Pinch-off Spannung überschritten wird (ca. $>23\text{V}$). Zum Anderen wird das Gate des JFET über eine Vorspannung auf dem Serienskondensator (hier 21nF) mit einer positiven Spannung von $1\text{-}2\text{V}$ eingeschaltet. Durch diese Maßnahme konnte der Einschaltvorgang deutlich beschleunigt werden, was ca. 20% geringere Einschaltverluste zur Folge hatte [28].

Mit Hilfe einer Kommutierungszelle – ein Tiefsetzsteller mit induktiver Last – wurde ein Doppelimpuls-Versuch durchgeführt. Mit dieser wurde das Schaltverhalten unter definierten Bedingungen untersucht. Dazu wurde ein 1200V -JFET mit $R_{D\text{Son}} = 0,13\Omega$ ($\rho = \text{ca. } 6\text{m}\Omega\cdot\text{cm}^2$) eingesetzt und mit einem $1200\text{V}, 25\text{A}$ Trenchstop-IGBT (IKW25N120T2) verglichen. Für beide Konfigurationen diente eine 1200V -SiC Diode als Freilauf.

Wie Abb. 3.7 zu entnehmen ist, waren die spezifischen Einschaltverluste beim JFET sogar höher als die des IGBT. Laut Hersteller hing dies auch damit zusammen, dass die Prototypen einen noch recht hohen internen, räumlich verteilten Gatewiderstand aufwiesen (Größenordnung: 100Ω). Somit konnte sich

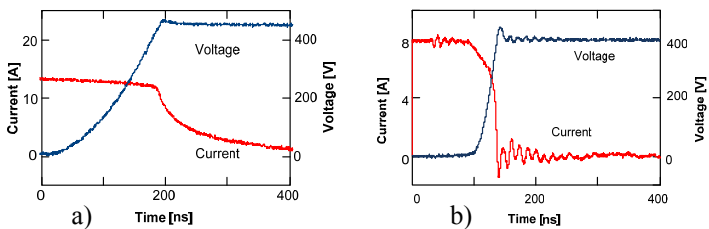


Abbildung 3.8: Ausschalten a) Trench-IGBT ($783\mu\text{J}@13\text{A}$) b) JFET ($30\mu\text{J}@8\text{A}$)

der Stromfluss in der Gatestruktur nicht schnell genug ausbreiten, was zu einer Verzögerung der Spannungsflanke führte. Optimierte Fertigungsprozesse dürften zu einer deutlichen Verbesserung des Einschaltverhaltens führen.

Dagegen sind die spezifischen Ausschaltverluste des JFETs, wie Abb. 3.8 zeigt, um etwa eine Größenordnung geringer als die des Trench-IGBT. Deutlich zu erkennen ist die relativ lange Tailstromphase, die wesentlich zu den Verlusten beitrug. In der Summe waren die spezifischen Schaltverluste des JFET im Vergleich zum Trenchstop-IGBT etwa um den Faktor 3 geringer.

Die Messungen zeigen das hohe Potenzial für die zukünftige Verwendung von SiC-JFETs. Besonders viel versprechend sind Applikationen, wie PV-Wechselrichter, bei denen hohe Anforderungen an Wirkungsgrad, Leistungsdichte oder Zuverlässigkeit gestellt werden. In Abschnitt 7.4 wird als Ausführungsbeispiel ein Wechselrichter mit *Normally-on* SiC-JFETs vorgestellt.

Zukünftige Untersuchungen werden sich neben der technischen Machbarkeit auch mit dem Kosten-Nutzen Verhältnis von SiC-Bauelementen befassen müssen. Darüber hinaus besteht die Frage, welche elektromagnetischen Rückkopplungen inner- und außerhalb der Schaltung entstehen. Hohe Spannungsanstiegszeiten (du/dt) koppeln naturgemäß über die parasitären Kapazitäten unerwünschte Störungen ein.

Eine sehr schnelle Stromanstiegszeit (di/dt) verursacht aufgrund parasitärer Kommutierungsinduktivitäten eine Überspannung auf dem Schalter. Der Stromanstieg di/dt sollte auf Werte von $700A/\mu s$ begrenzt werden, wobei dies stark von der Leistungsklasse und dem Aufbau der Applikation abhängt. In dem Applikationshinweis des CoolMOS^{TM1} wird beispielsweise empfohlen unterhalb von $50kV/\mu s$ zu arbeiten. Für Motor-Applikationen (ohne Sinus-Filter) sollten meist wesentlich niedrigere Werte von $5kV/\mu s$ [30] gewählt werden. Andernfalls könnte die Wicklungsisolation Schaden nehmen oder es könnten unerwünscht hohe Ableitströme fließen. Unter Umständen muss der Schalter, z.B. durch Erhöhung des Gate-Widerstands künstlich verzögert werden.

¹Application Note CoolMOS CP, V1.1, May 2007

3.3 Zusammenfassung

Die Wahl und Auslegung der Leistungsbaulemente hat wesentlichen Einfluss auf die Wechselrichter-Parameter Wirkungsgrad, Kosten und Zuverlässigkeit. IGBTs verbinden die Vorteile des Bipolartransistors mit denen des MOSFETs. Power MOSFET und neuartige ultraschnelle Silizium-Karbid (SiC) Bauelemente stellen eine Alternative dar, wenn sehr geringe Verluste bei hohen Schaltfrequenzen gefordert sind. Die Vorteile von SiC-Bauelementen werden umso größer, je höher die erforderliche Sperrspannung ist ($\geq 1200\text{V}$). SiC-Transistoren weisen spezifische Chip-Widerstände auf, die je nach Sperrspannung um eine Größenordnung oder mehr unter denen von Si-basierten Bauelementen liegen.

Für die Bewertung von Wechselrichtertopologien wurden dimensionslose Belastungsfaktoren definiert, die speziell für den zu erwartenden Wirkungsgrad und Schaltungsaufwand wichtige Indikatoren darstellen.

Aufgrund der relativ einfachen Struktur ist man bestrebt Lösungen auf Basis des vertikalen *Junction Field Effect* Transistor (JFET) zu entwickeln. Allerdings weist der JFET eine *Normally-on* Charakteristik auf und muss mit einer negativen Gatespannung ausgeschaltet werden. Dafür sind spezielle Treiberschaltungen und angepasste Wandler-Topologien erforderlich. Erste Tests anhand einer Kommutierungszelle haben gezeigt, dass die spezifischen Schaltverluste des JFET etwa um den Faktor 3 geringer ausfallen als bei einem vergleichbaren *Trenchstop*-IGBT. Hier besteht also ein sehr hohes Potenzial für den zukünftigen Einsatz in der Wechselrichtertechnik.

4 Wechselrichterschaltungen

Die Hauptaufgabe eines Wechselrichters besteht in der Umwandlung eines gleichförmigen Stroms (DC) in einen wechselförmigen Strom (AC). Der in ein elektrisches Energieversorgungsnetz eingespeiste Strom weist dabei eine feste Frequenz und eine ggfs. variable Phasenlage auf. Die Gleichspannungsseite beinhaltet entweder einen statischen Generator (z.B. Photovoltaik-Modul, Brennstoffzelle, Batterie), oder den Zwischenkreis eines rotierenden Generators (z.B. Windturbine, Blockheizkraftwerk, Schwungmassenspeicher). Dabei kann die Netzspannung als konstant betrachtet werden, während die DC-Generatorspannung je nach Applikation einen breiten Arbeitsbereich umfassen kann. Bei elektrischen Antriebsumrichtern ist die DC-Spannung weitgehend konstant. Zur Regelung der Drehzahl müssen hier insbesondere eine variable Frequenz und Wechselspannungsamplitude erzeugt werden.

Neben der reinen Wirkleistungseinspeisung werden Netzwechselrichter zur Qualitätssicherung des Energieversorgungsnetzes in Zukunft auch zusätzliche Netzdienstleistungen übernehmen müssen, wie z.B. die Bereitstellung von Blindleistung, aktive Oberschwingungskompensation, Notstromversorgung u.v.m. [31].

4.1 Definitionen

Ideale Stromquellen sind in der Praxis so nicht vorzufinden. Die elektrische Energietechnik basiert auf Spannungsquellen, die durch Drehstromgeneratoren gebildet werden. Das elektrische Energieversorgungsnetz stellt somit eine Wechselspannungsquelle dar. Zur Regelung des Energietransfers aus oder in eine solche Spannungsquelle ist naturgemäß ein definierter Stromfluss erforder-



Abbildung 4.1: Dynamische Nachbildung einer Stromquellen-Charakteristik

lich. Dieser erfolgt dadurch, dass eine Stromquellen-Charakteristik geschaffen wird. In der Leistungselektronik kann das dynamische Verhalten einer (spannungsgesteuerten) Stromquelle durch die Reihenschaltung von Speicherdrosseln und Spannungsquellen nachgebildet werden (siehe Abb. 4.1).

Je nachdem, ob eine solche „Quasi-Stromquelle“ auf der DC- oder AC-Seite angeordnet ist, lassen sich prinzipiell zwei Grundsaltungen (auch „Topologien“ genannt) ableiten:

- Stromzwischenkreis-Wechselrichter/I-Umrichter
(engl. Current Source Inverter/Converter (CSI/CSC))
- Spannungszwischenkreis-Wechselrichter/U-Umrichter
(engl. Voltage Source Inverter/Converter (VSI/VSC))

Diese beiden grundlegenden leistungselektronischen Architekturen bilden die Grundlage der Wechselrichtertechnik. Im Englischen hat sich der Begriff „Source“ (Quelle) etabliert. Der deutsche Begriff „Zwischenkreis“ ist jedoch treffender. Da die englischen Abkürzungen (VSI/CSI) in der Literatur sehr gebräuchlich sind, werden diese im Folgenden häufig Verwendung finden.

Der PV-Generator bildet hinsichtlich seiner Quellencharakteristik eine Ausnahme. Die Solarzelle weist als bipolarer Halbleiter eine stark nichtlineare Strom-Spannungscharakteristik auf. Sie kann je nach Arbeitspunkt als stromgesteuerte Spannungsquelle oder spannungsgesteuerte Stromquelle betrachtet werden (siehe Abb. 6.17).

Im Allgemeinen wird der Betrieb als Spannungsquelle bevorzugt. Dies hat zwei Gründe. Zum Einen ist die Spannung im Wesentlichen temperaturabhängig und ist somit relativ träge. Hingegen hängt der PV-Strom von der örtlichen Einstrahlung ab, die stark fluktuieren kann. Zum Anderen ist die Stabilisierung des Arbeitspunktes durch Kondensatoren, vor allem bei größeren Leistungspendelungen zwischen Generator und Netz, der technisch-ökonomisch sinnvollere Weg. Es sei angemerkt, dass die Netto-Energiedichten im magnetischen Feld, beschrieben durch:

$$\rho_m = \frac{B^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} \quad \rho_e = \frac{E^2 \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{2} \quad (4.1)$$

höher sind als im elektrischen Feld [32]. Bei einer Induktion von 1T erhält man im Luftspalt eine Energiedichte von 398kJ/m³. Seltenerdenmagnete erreichen sogar Energiedichten bis zu 450kJ/m³. Dagegen beträgt die Energiedichte des

elektrischen Feldes mit der Durchschlagsfestigkeit von Luft $E_D=30\text{kV/cm}$ nur 40J/m^3 . Bei einer HDK-Keramik mit $\epsilon_r=1000$ und $E_D=30\text{kV/cm}$ lassen sich immerhin 40kJ/m^3 realisieren [32]. Dass die technische Speicherfähigkeit von Kondensatoren in der Praxis deutlich höher ist, liegt daran, dass der Aufwand zur Erzeugung und Aufrechterhaltung des magnetischen Feldes sehr hoch ist (ferromagnetischer Kern, Wickelgüter). Zudem sind die Selbstentladezeitkonstanten von herkömmlichen Speicherdrossel um einige Größenordnungen geringer als die von Kondensatoren.

4.2 Grundstrukturen

Die leistungselektronische Energieaufbereitung erfolgt durch aktive und passive Halbleiterschalter kombiniert mit induktiven Bauelementen für den Energietransfer. Kapazitäten dienen der Spannungsstabilisierung und der Filterung. Die Technik des kapazitiven Energietransfers (z.B. Cuk-Wandler) oder der „geschalteten Kondensatoren“ (z.B. Ladungspumpe) hat in der Leistungselektronik bisher keine besondere Bedeutung erlangt und wird daher nicht näher betrachtet. Die nachfolgenden Grundsaltungen werden zunächst mit idealen Strom- und Spannungsquellen, sowie idealisierten Umschaltern dargestellt.

4.2.1 Stromzwischenkreis-Wechselrichter

Bedingt durch die Spannungsquellen-Charakteristik des Energieversorgungsnetzes wäre die Verwendung eines Wechselrichters naheliegend, der generatorseitig eine ideale, steuerbare Stromquellen-Charakteristik aufweist. Abb. 4.2 zeigt das grundlegende Funktionsprinzip eines solchen Stromzwischenkreis-Wechselrichters. Die Brückenschaltung, dargestellt durch ideale Umschalter, hätte den DC-Strom i_d dann nur noch wechselförmig in das Netz zu leiten und für die richtige Polarität zu sorgen. Die Steuerung hat so zu erfolgen, dass dem eingepprägten DC-Strom stets ein Pfad zur Verfügung steht. Wird die Brücke mit Netzfrequenz getaktet, so wird der konstante DC-Strom in einen blockförmigen AC-Strom umgeformt und in das Netz eingeppräg.

Folgt der DC-Strom dem Verlauf der gleichgerichteten Netzspannung, so kann durch netzfrequentes Takten der Brücke (Polwenden) der gewünschte sinusförmige Strom in ein 1-phasiges Netz eingespeist werden. Zur Einstellung des DC-Stromwertes ist jedoch ein zusätzlich zu implementierender

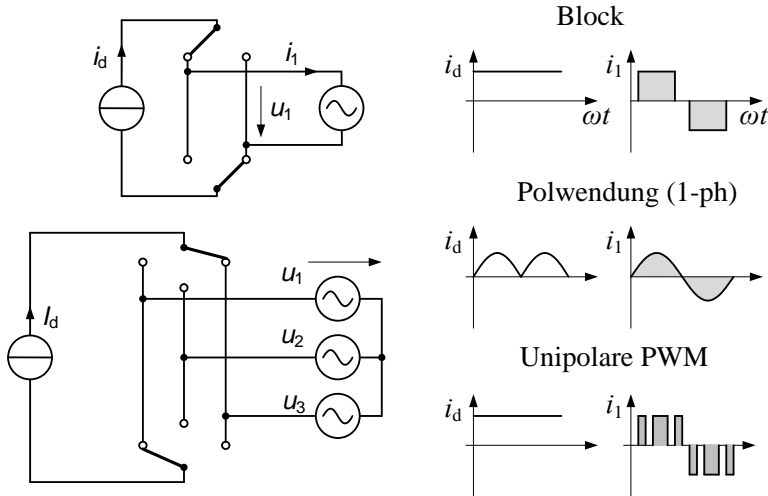


Abbildung 4.2: Grundprinzip von Stromzwischenkreis-Wechselrichtern

DC-DC-Wandler erforderlich. Hier spricht man auch von einem indirekten Stromzwischenkreis-Wechselrichter (ICSI). Bedingt durch das netzsynchrone Schalten fallen in der Brücke praktisch keine Kommutierungsverluste an.

Schließlich lässt sich die Einstellung des gleitenden Mittelwerts des AC-Stroms durch Pulsen des DC-Stroms vornehmen. Ein sehr gängiges Verfahren ist hier die Pulsweitenmodulation (PWM). Der pulswertenmodulierte CSI (PWM-CSI) transferiert, ähnlich einem Hochsetzsteller, Energie von der Seite mit der niedrigeren DC-Spannung auf die Seite mit der höheren Netzspannung (siehe Kapitel 6).

CSI sind in der Praxis, wie später noch erläutert wird, nicht mehr sehr weit verbreitet. Das Haupteinsatzgebiet ist zur Zeit der Höchstleistungsbereich ($>10\text{MW}$), wo die geforderte hohe Strom- und Spannungsbelastung der Ventile praktisch nur unter Verwendung von Thyristoren erfüllt werden kann [5]. Thyristoren sind kostengünstig, robust, effizient und sie lassen sich in relativ einfacher Weise direkt in Reihe schalten. So können auch Anwendungen mit sehr hohen Spannungsanforderungen abgedeckt werden. Hier sind z.B. die Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ) oder industrielle Großantriebe zu nennen. Dort ist jedoch ein Hauptnachteil die begrenzte dynamische Performance aufgrund der großen Zwischenkreis-Drossel. Ferner ermög-

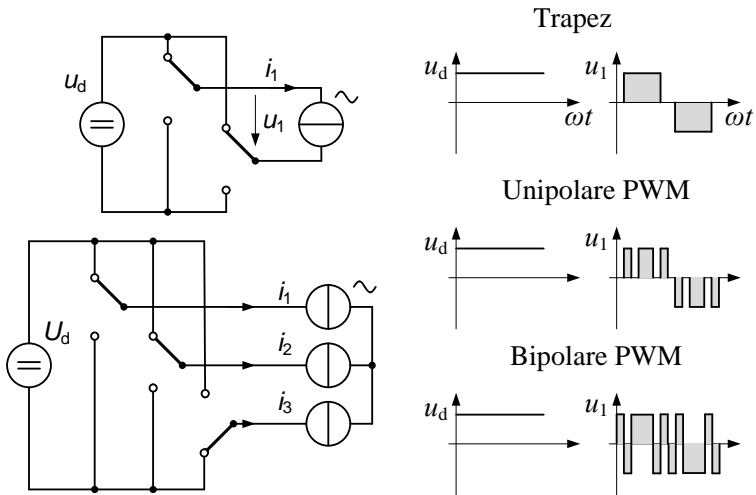


Abbildung 4.3: Grundprinzip des Spannungswellenkreis-Wechselrichters

lichen CSI naturgemäß einen relativ einfachen Überstrom- und Kurzschlusschutz und eine niedrige du/dt Belastung an den Motorwicklungen [33]. In Verbindung mit einem Thyristor-Frontend bieten CSI auch eine natürliche (Brems-) Rückspeisefähigkeit, da die Polarität der Zwischenkreisspannung reversibel ist. Indirekte CSI mit Blocktaktung werden inzwischen z.B. in ultrahochdrehenden Antrieben [34] verwendet. Die blockförmigen Lastströme sind aber überschwingungsbehaftet, was bei Antrieben u.U. die Steuerbarkeit einschränken kann und Pendelmomente hervorruft. Selbstgeführte PWM-CSI mit 6,5kV *Symmetrical Gate commutated Thyristors* (SGCT) werden von der Firma Rockwell Automation als Lösung für Mittelspannungsantriebe entwickelt. Weiterhin von Interesse ist der PWM-CSI als tiefsetzender Gleichrichter, um z.B. Telekom-Applikationen zu versorgen [35]. Auch in Matrix-Umrichtern sind Grundelemente des CSI wiederzufinden [3].

4.2.2 Spannungswellenkreis-Wechselrichter

Abb. 4.3 verdeutlicht das Grundprinzip des VSI. Mit Hilfe einer Brückenschaltung, dargestellt durch ideale Umschalter, wird die Zwischenkreisspannung u_d wechselförmig auf den Wechselrichterausgang geschaltet. Über

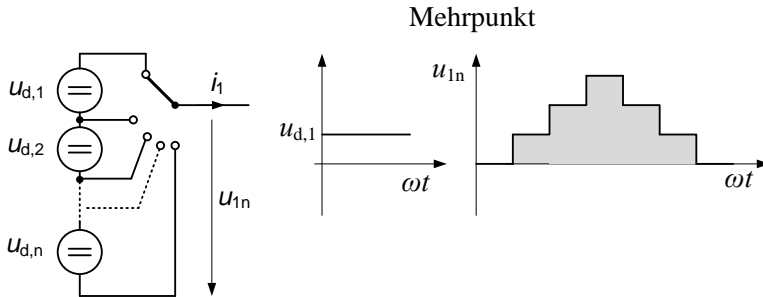


Abbildung 4.4: Grundprinzip Mehrpunkt-VSI

die Pulsbreite lässt sich, ähnlich einem Tiefsetzsteller, der gleitende Mittelwert der Wechselrichter-Ausgangsspannung einstellen. Durch entsprechende Rückkopplung lässt sich der Drosselstrom regeln. Zur Vermeidung eines Brückenkurzschlusses hat die Steuerung des VSI so zu erfolgen, dass zwei Schalter einer Halbbrücke stets komplementär geschaltet werden. Die Eigenschaft des VSI die Ausgangsspannung tief zu setzen hat für die Drehzahlregelung von Maschinen eine hohe Bedeutung. Für konstanten magnetischen Fluss sind Frequenz und Spannung zueinander proportional zu halten. Dies ermöglicht über weite Bereiche eine drehzahlunabhängige Regelung des Drehmoments. Die Ausnutzung der Motorinduktivitäten als Glättungsdrosseln stellt einen weiteren Vorteil von Spannungszwischenkreis-Wechselrichtern dar. Daher dient insbesondere die dreiphasige Brückenschaltung (Abb. 4.3) heute als Basis für den millionenfachen Einsatz in industriellen Standard-Drehstromantrieben. Dieser Entwicklung kam auch der rasante Fortschritt der IGBT-Technologie zu Gute (s.a. Abschnitt 4.3).

4.2.3 Mehrpunkt

In industriellen Mittelspannungsantrieben werden Drehfeldmaschinen mit hoher Nennspannung (2,3 kV - 10 kV) und großer Nennleistung (1 MVA - 10 MVA) eingesetzt. Die Energieumformung zur Steuerung dieser Maschinen erfolgt bevorzugt mittels spannungsgespeisten Mehrpunkt-(oder „Multilevel“) Umrichtern. Diese sind dem Namen nach dadurch gekennzeichnet, dass sie über eine Ausgangsspannung verfügen, die mehr als zwei Stufen hat. Typischerweise wird eine gewünschte Ausgangsspannung mit einer Anordnung

aus mehreren diskreten DC-Spannungsquellen (bzw. kapazitiven Energiespeichern) und getakteten Schaltern treppenförmig angenähert. Abb. 4.4 stellt das Grundprinzip exemplarisch für einen Phasenzweig dar.

Diese Anordnung erlaubt aufgrund der indirekten Reihenschaltung die Erzeugung einer hohen Ausgangsspannung mit niedersperrenden Schaltern. Darüber hinaus kann eine deutliche Verbesserung der Qualität der Ausgangsspannung und damit einhergehend eine Verkleinerung der ma Komponenten erzielt werden (siehe auch Abschnitt 5.1.2).

4.2.4 Multipuls

Anlagen höherer Leistung ($>200\text{kW}$) verfügen zum Anschluss an das Mittelspannungsnetz über einen Netztransformator. Durch Einbringen zusätzlicher Wicklungen kann dieser dazu genutzt werden die Stromkurvenform des dreiphasigen CSI mit Blocktaktung (B6-CSI) signifikant zu verbessern [36]. Diese Technik der mehrpulsigen Schaltungen ist aus der Dioden-Gleichrichtertechnik wohl bekannt.

In Abb. 4.5 sind zwei B6-CSI zu sehen, die jeweils separat mit einem PV-Generator verbunden sind. Mit Hilfe geeigneter Transformator-Schaltgruppen (Dy5, Dd0) entstehen ventilseitig zwei um 30° el phasenverschobene Spannungssysteme. Diese Phasendrehung rührt daher, dass die verkettete Spannung der Netzseite phasengleich als Strangspannung auf der im Stern geschalteten Wicklung der Wechselrichterseite auftritt [37]. Abb. 4.5 veranschaulicht diesen Vorgang und zeigt die Überlagerung der Wechselrichterströme in der Stern- i_A und in der Dreieckswicklung $i_{B\Delta}$. In der Folge entsteht ein feinstufiger Netzstrom, der nur noch geringe Oberschwingungsanteile enthält. Die Oberschwingungen der Ordnungszahlen 5,7,17,19 usw. löschen sich aufgrund ihrer entgegengesetzten Phasenlage aus [37], [38] (Oberschwingungen der Ordnungszahl $n \cdot (p \pm 1)$).

Solche Systeme haben eine Pulszahl von $p = 12$. Technisch realisierbar sind mit entsprechenden Trafo-Schaltgruppen auch noch höhere Pulszahlen. Bei Gleichrichterschaltungen werden die B6-Brücken in Reihe geschaltet, so dass auch die Welligkeit in der Zwischenkreisdrossel sinkt. Alternativ kann bei einer Parallelschaltung im Gerät eine Saugdrossel verwendet, welche die Teilstromrichter voneinander entkoppelt [3].

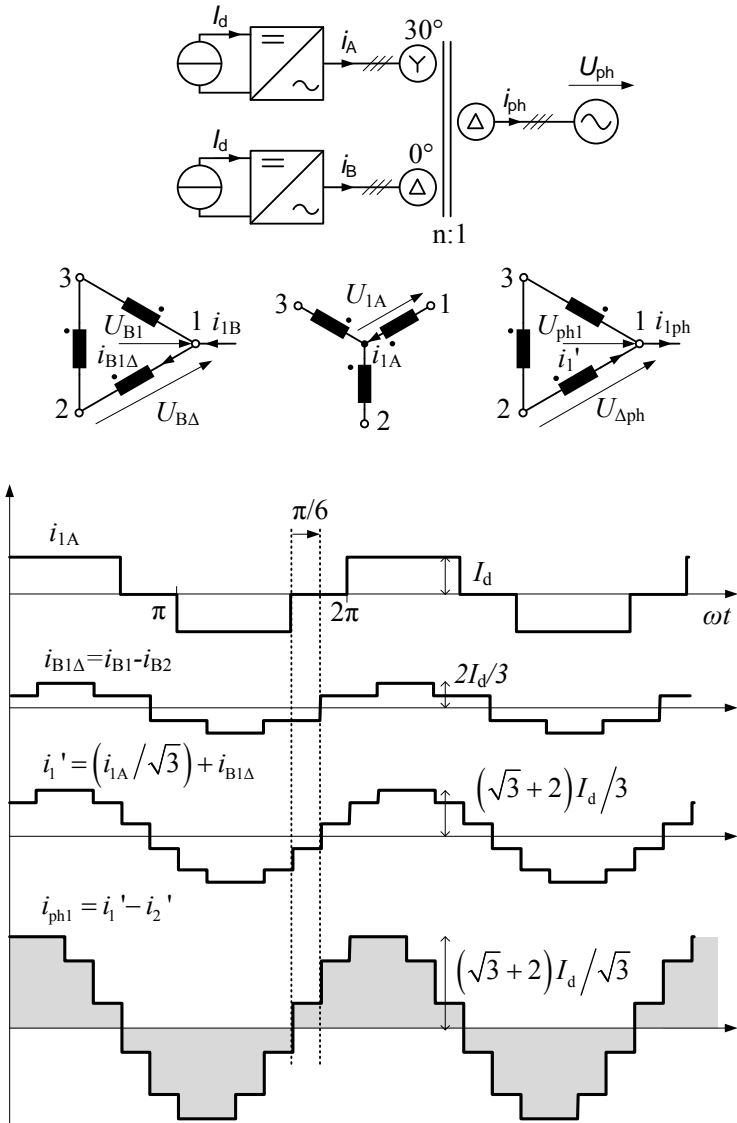


Abbildung 4.5: Prinzipschaltbild und Stromverläufe eines mehrpoligen CSI und einer Dyd- Transformatorschaltung

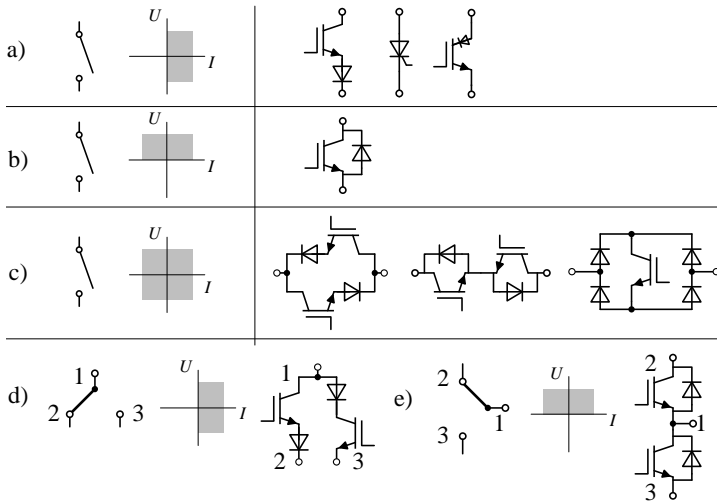


Abbildung 4.6: Prinzipielle leistungselektronische Schalter a) Rückwärts-sperrend
 b) Rückwärts-leitend c) Bipolar d) Rückwärts-sperrender Umschalter
 e) Rückwärts-leitender Umschalter

4.3 Aktive Schaltertypen

Die Wechselrichterschaltungen in den vorherigen Abbildungen wurden durch ideale Umschalter abstrahiert. Reale leistungselektronische Schalter umfassen zunächst solche mit bipolarer Blockierspannung (Rückwärts-sperrend) und unipolarer Stromleitfähigkeit. Diese sind für Stromzwischenkreis-Wechselrichter erforderlich. Zu den bekannten Vertretern gehören Thyristoren und IGBT mit Seriendiode, sowie rückwärtssperrende IGBT (siehe Abb. 4.6a).

Dual dazu existieren Schalter mit bipolarer Stromleitfähigkeit und unipolarer Blockierspannung (Rückwärts-leitend). Dazu gehören entsprechend Abb. 4.6b IGBT mit antiparalleler Freilaufdiode, sowie MOSFETs, Bipolartransistoren (BJT), JFETs, IGCT u.v.m, die hier der Übersichtlichkeit halber nicht mit dargestellt sind. Mit dieser Gruppe von Schaltern werden Spannnzwischenkreis-Wechselrichter aufgebaut. Sowohl Schalter als auch Topologie sind, wie bereits erwähnt, heute in verschiedensten Anwendungsbereichen stark verbreitet.

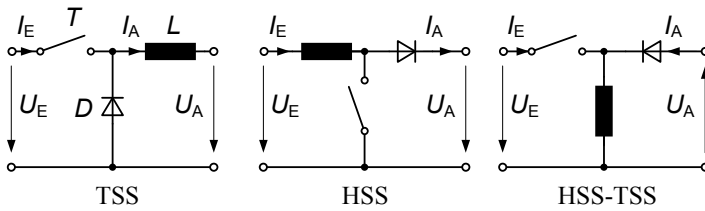


Abbildung 4.7: Schaltbilder der grundlegenden DC-DC-Wandler

Aus den genannten Gruppen lassen sich auch bipolare 4-Quadrant-Schalter (Abb. 4.6c) und allgemeine dreipolige Umschalter bilden (Abb. 4.6d), wie sie bereits für die allgemeine Darstellung der Wechselrichter genutzt wurden.

Schließlich lassen sich Stromrichter in zwei allgemeine Gruppen unterteilen, die sehr von der Art der verwendeten Schalter abhängen [37]:

- Fremdgeführte Stromrichter: Hier wird die Umschaltung durch eine äußere Quelle vorgegeben (Netzspannung, EMK). Der niederfrequente Wandlungsprozess wird i.A. durch Thyristoren realisiert.
- Selbstgeführte Stromrichter: Die Umschaltzeitpunkte erfolgen unabhängig von der Last und können durch eine einfache, verlustarme Hilfsschaltung (Gate-Treiber) vorgegeben werden. Die Taktrate der Umwandlung liegt je nach Leistungsklasse heute zwischen 1kHz bis 200kHz. Die Takt-rate richtet sich nach der zulässigen Höhe der Umwandlungsverluste, der Größe der passiven Bauelemente und den zulässigen Störaussendungen.

4.4 Hoch- und Tiefsetzsteller

Die bekannten Wechselrichter-Grundsaltungen lassen sich oftmals aus Kombinationen von Hoch- und/oder Tiefsetzstellern zusammensetzen [39]. So kann der VSI in Abb. 4.10a als Parallelschaltung zweier bidirektionaler Tiefsetzsteller aufgefasst werden. Der CSI in 4.10a hingegen besteht aus zwei in Serie geschalteten bzw. kaskadierten bidirektionalen Hochsetzstellern.

Anhand der in Kapitel 3 vorgestellten Belastungsfaktoren werden die drei Grundsaltungen Hochsetzsteller (HSS), Tiefsetzsteller (TSS) und Hoch-Tiefsetzsteller (HSS-TSS) bzw. Inverswandler nun kurz gegenüber gestellt. In

Tabelle 4.1: Übersicht DC-DC Grundsaltungen

Parameter	TSS	HSS	HSS-TSS
Übersetzung $ M $	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$
Tastgrad D	M	$\frac{M-1}{M}$	$\frac{M}{M+1}$
Max. Strom $\widehat{\xi}_{k_A}$	1	M	$M+1$
Max. Spannung $\widehat{\varepsilon}_{k_A}$	$\frac{1}{M}$	1	$\frac{M+1}{M}$
RMS-Strom Trans. $\widetilde{\xi}_{T,A}$	\sqrt{M}	$\sqrt{M(M-1)}$	$\sqrt{M(M+1)}$
RMS-Strom Diode $\widetilde{\xi}_{D,A}$	$\sqrt{1-M}$	\sqrt{M}	$\sqrt{M+1}$
Komm.-Faktor gew. $\Pi_{k_A}^*$	$\frac{2}{M^2}$	$2 \cdot M$	$2 \frac{(M+1)^3}{M^2}$
RMS-Faktor gew. $\widetilde{\Xi}_A^*$	$\frac{1}{M}$	M^2	$\frac{(M+1)^3}{M}$
Drossel-Faktor ρ_L	$\frac{1}{1-M} r_L$	$\frac{M}{M-1} r_L$	r_L

Tabelle 4.1 sind die dazugehörigen Faktoren aufgelistet. Die Gewichtung mit der maximalen Sperrspannung erfolgt dabei jeweils mit dem Exponenten 1.

In der folgenden Betrachtung dienen die Ausgangsgrößen U_A , I_A als Bezug, was durch den Index „A“ gekennzeichnet ist. Die Faktoren gelten zunächst jeweils nur für den nicht-lückenden Betrieb.

Durch die Reihenschaltung von PV-Modulen lässt sich die maximale Betriebsspannung ($U_{MPP,max}$) über weite Bereichen gut skalieren. Die aufgrund der Variabilität der Generatorspannung notwendige Spannungsanpassung kann somit einerseits durch Hochsetzen der Eingangsspannung auf eine feste Ausgangsspannung erreicht werden (z.B. 300V auf 600V, $M=2$). Andererseits lässt sich dies prinzipiell auch durch Tiefsetzen der Eingangsspannung erreichen (z.B. 1200V auf 600V, $M=0.5$). Dies ist jedoch zur Zeit durch eine obere Grenze bei der Systemspannung von 1000V limitiert.

4.4.1 Speicherdrosseln

Die in der Drossel gespeicherte Energie W_L ist bekanntlich in etwa proportional zu dessen Bauvolumen (5.3.3., [26], [40]). Daraus folgt der sogenannte

„Drossel-Faktor“ ρ_L als Leistungsdichte einer Drossel, normiert auf die Schaltfrequenz f_S :

$$\rho_L \propto \frac{P}{L \cdot \hat{I}^2} \cdot \frac{1}{f_S} \quad (4.2)$$

$$L_{HSS} = \frac{U_E \cdot D}{\Delta I_E \cdot f_S} = \frac{U_E \cdot \frac{M-1}{M}}{r_L \cdot I_E \cdot f_S} \quad (4.3)$$

$$\rho_{L_{HSS}} = \frac{U_E \cdot I_E}{f_S \cdot L_{HSS} \cdot (I_E(1 + r_L/2))^2} = \frac{M}{(M-1) \left(\frac{1}{r_L} + \frac{r_L}{4} + 1 \right)} \quad (4.4)$$

$$\approx \frac{M}{M-1} \cdot r_L \quad (4.5)$$

mit $r_L = \frac{\Delta I}{I}$ als Rippel-Faktor (Spitze-Spitze), wobei der Übersichtlichkeit halber gelten soll $r_L \ll 1$. Mit einer Faustformel in [41] kann sogar das Netto-Bauvolumen bestimmter Drosseln grob abgeschätzt werden (E-Kern $A_w/A_c=1,37$):

$$V_L = 438 \text{cm}^3 \cdot \left(\frac{L \cdot \hat{I}_L \cdot \tilde{I}_L}{1W_S} \right)^{3/4} \quad (4.6)$$

$$\approx 438 \text{cm}^3 \cdot \frac{P}{\rho_L} \cdot \frac{1}{f_S} \quad (4.7)$$

4.4.2 Vergleich

Die wesentlichen Zusammenhänge sind in Abb. 4.8 dargestellt. Der Tiefsetzsteller weist speziell bei sehr niedrigen Übersetzungsverhältnissen deutlich geringere Durchlassverluste auf als der HSS bei sehr hohen Übersetzungsverhältnissen. Der Ausgangsstrom und damit die Durchlassverluste sind prinzipiell von der Eingangsspannung unabhängig. Beim Hochsetzsteller sind die Schalterströme umgekehrt proportional zur Spannung. Je höher das Übersetzungsverhältnis, desto höher ist der Eingangsstrom, den der Wandler führen muss. Die Zunahme der Durchlassverluste des TSS ist lediglich auf die Gewichtung mit der maximalen Spannung zurückzuführen, welche die zur Spannung proportionale Verschlechterung der Schaltereigenschaften ausdrückt. Beim HSS ist die maximale Spannung hingegen konstant bzw. auf die Ausgangsspannung

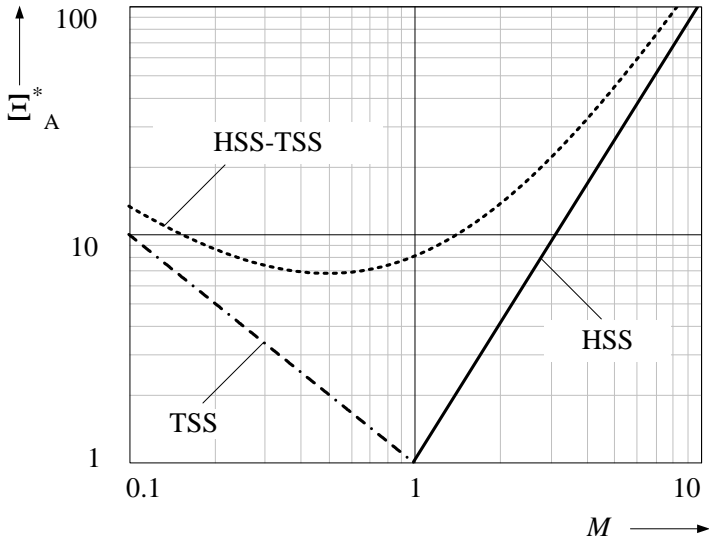
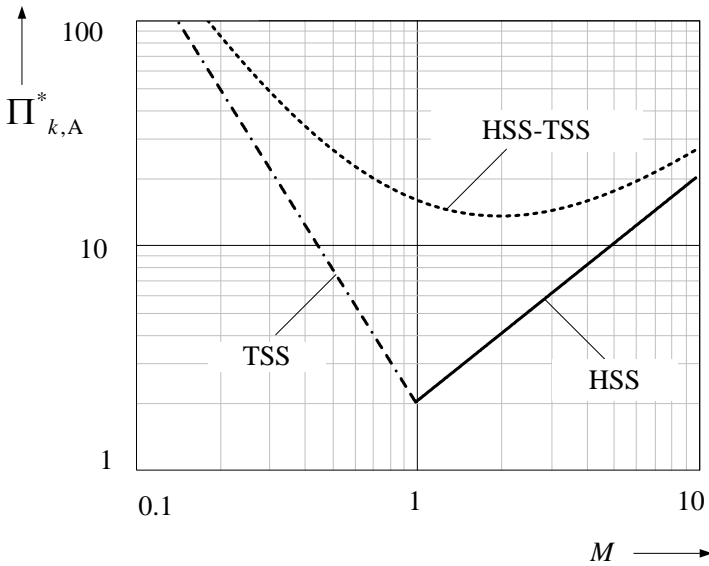
(a) Gewichteter RMS-Faktor $\tilde{\epsilon}^*$ ($\beta = 1$)(b) Gewichteter Schaltverlust-Faktor Π_k^* ($\alpha = 1$)

Abbildung 4.8: RMS- und Schaltverlustfaktoren grundlegender DC-DC-Wandler

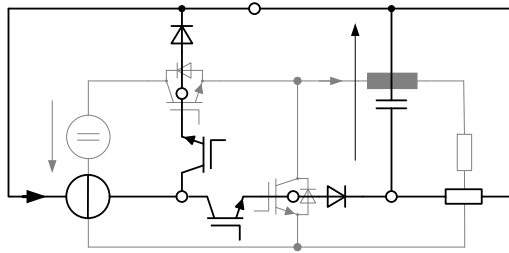


Abbildung 4.9: Überführung von Tief- und Hochsetzsteller durch grafische Inversion

begrenzt. Somit schneidet der HSS bei den Schaltverlusten deutlich besser ab. Der Hoch-Tiefsetzsteller muss die gesamte zu übertragene Energie in der Drossel während der Einschaltphase zwischenspeichern. In der Folge steigt der zu schaltende Strom und die Drossel-Baugröße. Sehr nachteilig ist weiterhin, dass die Sperrspannung die Summe aus Eingangs- und Ausgangsspannung beträgt. Der HSS-TSS verfügt jedoch über hoch- und tiefsetzende Eigenschaften, wobei er die Eingangsspannung invertiert. Wie Abb. 4.8 verdeutlicht, nähern sich die Eigenschaften des HSS-TSS den beiden anderen Topologien bei extremen Übersetzungsverhältnissen asymptotisch an.

4.5 Dualitätsbeziehungen

Das Konzept der Dualität von elektrischen Bauelementen bezüglich Strom und Spannung ist aus der linearen Netzwerktheorie wohl bekannt. Der Austausch von Knoten und Maschen kombiniert mit dem Ersetzen der Bauelemente durch ihre dualen Elemente gewährleistet die Einhaltung des Kirchhoffschen Gesetzes. Daher sind Spannungsquellen bzw. Kapazitäten durch Stromquellen bzw. Induktivitäten zu ersetzen. Widerstände werden durch Leitwerte ersetzt. Dioden bleiben aufgrund ihrer I-U-Kennlinie erhalten. Ferner werden rückwärtsleitende Schalter durch rückwärts-sperrende Schalter ausgetauscht. Zur Transformation der Schaltung existieren verschiedene grafische und analytische Methoden [39], [42], [43]. Spannungszwischenkreis-WR enthalten grundlegende Elemente des Tiefsetzstellers, während Stromzwischenkreis-WR Elemente eines Hochsetzsteller aufweisen. Anhand eines einfachen Beispiels soll die Dualität zwischen den beiden Schaltungen erläutert werden. Abb. 4.9 zeigt die grafische Inversion eines bidirektionalen Tiefsetzstellers in einen Hochsetzsteller.

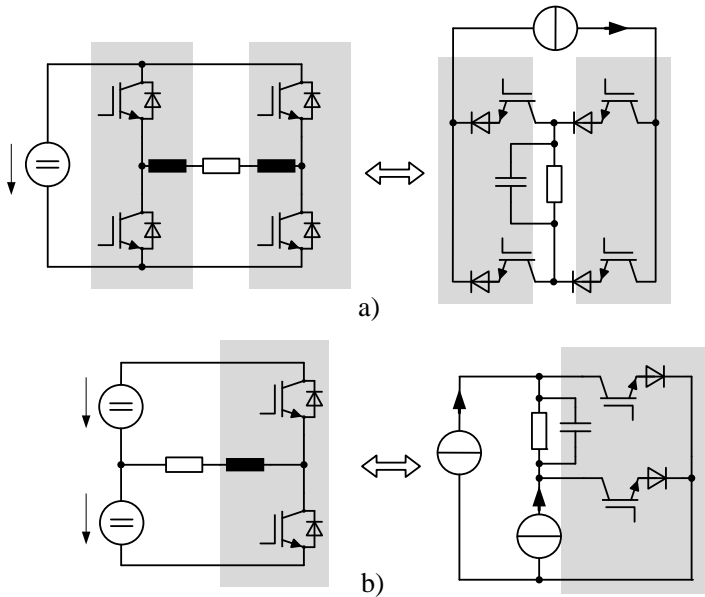


Abbildung 4.10: Duale a) Brückenschaltung b) Halbbrückenschaltung

Zunächst werden in jede Masche des ursprünglichen Netzwerks Knoten platziert. Ein zusätzlicher Knoten wird außerhalb des Netzwerks gelegt. Nun werden senkrecht die dualen Netzwerkelemente eingezeichnet. Die Knoten und dualen Netzwerkelemente werden nun so miteinander verbunden, dass jeder Zweig des ursprünglichen Netzwerks sich mit exakt einem Zweig des dualen Netzwerkes kreuzt. Gegebenenfalls ist nun noch die Orientierung der Bauelemente anzupassen. Wie in Abb. 4.10a zu sehen, bleiben Brückenschaltungen bei der dualen Umwandlung in ihrer Struktur erhalten. Für Halbbrückenschaltungen gilt dies hingegen nicht. In Abb. 4.10 sind die jeweiligen Kommutierungszellen grau hinterlegt. In Tabelle 4.2 sind einige der grundlegenden dualen Beziehungen zwischen VSI und CSI zusammengefasst.

Für die Photovoltaik von besonderer Bedeutung ist die generatorseitige DC-Spannung. Während der VSI für einen positiven generatorischen Leistungsfluss DC-seitig ein höheres Potenzial benötigt, kehren sich beim CSI die Verhältnisse um. Diese Eigenschaften sind vergleichbar mit der Dualität zwischen Tief- und Hochsetzsteller. Zunächst erscheint der CSI hier im Nach-

Tabelle 4.2: Dualitätsbeziehungen

	VSI	CSI
DC-Zwischenkreis	Spannung	Strom
DC-Speicher	kapazitiv	induktiv
AC-Speicher	induktiv (LC)	kapazitiv (CL)
DC-Verschienung	niederinduktiv	egal
AC-Verschienung	egal	niederinduktiv
Schalter	Unipolare Sperrspannung bipolarer Strom	Unipolarer Strom, bipolare Sperrspannung
Kurzschlusschutz	komplex	einfach
Leerlaufschutz	einfach	komplex
DC-Spannung	> AC-Spannung	< AC-Spannung
Erdpotenzial	fest (mit N-Leiter)	fliegend
Regelung	AC-Ströme	DC-Strom
Topologische Beziehungen	Knoten Parallel Dreieck	Masche Serie Stern

teil, denn die Forderung nach einem weiten DC-Spannungsbereich (überlicherweise $<1:2$) erhöht die Strombelastung der Schaltelemente. Eine niedrige DC-Spannung führt zu einem erhöhten Strom und damit zu erhöhten Durchlassverlusten. Während sich Schaltverluste durch resonante Strukturen oder schnelle Schalter und Dioden stark minimieren lassen, ist bei den Durchlassverlusten meist eine natürliche Grenze gegeben. Bei bipolaren Bauelementen, wie Dioden und IGBTs, herrscht aufgrund des pn-Übergangs stets eine Schwellspannung von ca. 1V vor. Beim VSI hängt die Strombelastung vom Ausgangsstrom ab, der bei konstanter Leistung unabhängig von der Zwischenkreisspannung ist. Die DC-Spannung unterliegt jedoch den Grenzen der Systemspannung und der maximalen Sperrspannungsbelastung. Somit kann die Forderung nach einem weiten DC-Spannungsbereich u.U. nur durch eine zusätzliche Spannungsanpassung erfüllt werden (Hochsetzsteller oder Netztrafo). Dies kommt wiederum dem CSI zugute, da dieser im PWM-Betrieb hochsetzend arbeitet und somit ohne Anpasstufe auskommt (siehe auch Kapitel 6).

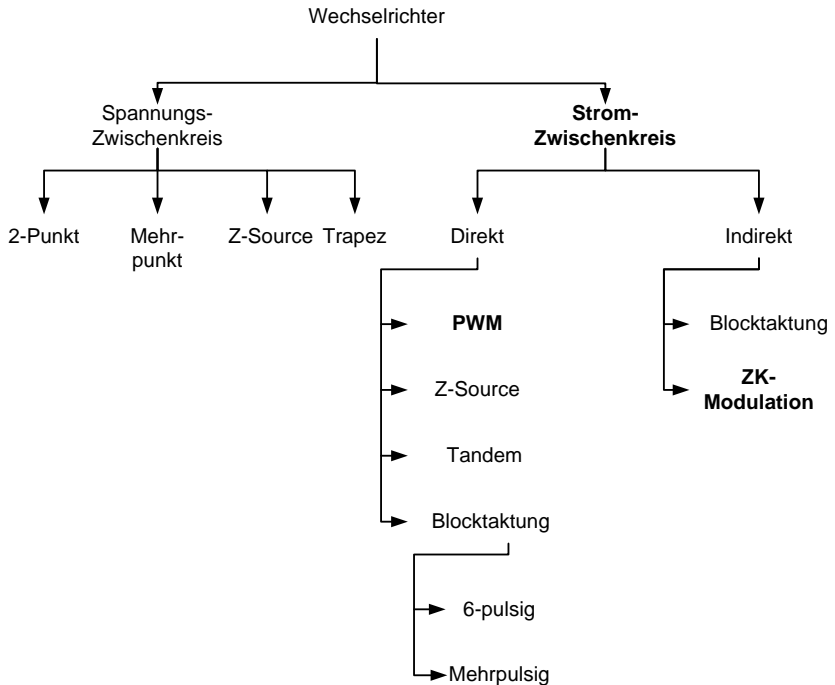


Abbildung 4.11: Übersicht hart geschaltete Wechselrichtertopologien

4.6 Gesamtübersicht

Vor einigen Jahren wurde von F.Z. Peng der so genannte Z-Source-Inverter (ZSI) eingeführt [44]. Dieser Ansatz kombiniert Vorteile aber auch Nachteile beider Grundvarianten. Der ZSI kann als VSI - mit variabler Zwischenkreisspannung - oder CSI - mit variablem Zwischenkreisstrom - ausgeführt werden. Im Allgemeinen wird die Variante mit Spannungszwischenkreis bevorzugt, da hier auf Standard-Komponenten zurückgegriffen werden kann. In Abschnitt 5.1.3 wird diese Topologie näher betrachtet.

Weitere Wechselrichterschaltungen sind in Abb. 4.11 zusammengefasst, die der Übersicht auf die folgenden Kapitel dient. Die einzelnen Varianten, speziell die fett markierten werden nachfolgend detaillierter dargestellt und analysiert. Dies betrifft zum einen den dreiphasigen, direkten CSI mit Pulsweitenmodula-

tion (PWM-CSI) und zum anderen den dreiphasigen, indirekten CSI (ICSI). Letzterer ist dadurch charakterisiert, dass auf die DC-Zwischenkreisströme durch ein zusätzliches Stellglied gesteuert werden und die Brücke dafür nur mit Netzfrequenz arbeiten muss. Es ist noch anzumerken, dass in dieser Arbeit nur hart geschaltete Topologien berücksichtigt werden. Für weichschaltende Strom- und Spannungszwischenkreis-WR sei auf [42] verwiesen.

4.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden neben den aktiven Schalbertypen die allgemeinen Eigenschaften von Wechselrichter-Topologien und ihren Grundbausteinen, den Hoch- und Tiefsetzstellern erläutert. In der Leistungselektronik kann das dynamische Verhalten einer Stromquelle durch die Reihenschaltung von Speicherdrosseln und Spannungsquellen nachgebildet werden. Je nachdem, ob eine solche Stromquelle auf der DC- oder AC-Seite angeordnet ist, lassen sich prinzipiell zwei grundlegende Topologien ableiten: Stromzwischenkreis-Wechselrichter (CSI) und Spannungszwischenkreis-Wechselrichter (VSI). Die aus der linearen Netzwerktheorie bekannte Dualität von elektrischen Elementen bezüglich Strom und Spannung kann auch auf CSI und VSI übertragen werden.

VSI sind heute in Verbindung mit der Pulsweitenmodulation und rückwärtsleitenden IGBT-Schaltern sehr weit verbreitet. Für elektrische Antriebe ist die Ausnutzung der Motorinduktivitäten und die tiefsetzende Spannungsübertragung von besonderem Interesse. Weitere wichtige Aspekte sind auch die Stabilisierung der DC-Leistung durch Kondensatoren und die Möglichkeit zur Erweiterung durch Mehrpunkt-Topologien.

CSI werden heute fast nur noch, verbunden mit der Nutzung von Thyristoren, im Höchstleistungsbereich eingesetzt. CSI mit Pulsweitenmodulation könnten speziell dann von Interesse sein, wenn mit niedrigeren DC-Spannungen gearbeitet werden muss. Aufgrund der hochsetzenden Spannungscharakteristik erlauben sie den Energietransfer von der Seite mit der niedrigeren (DC)-Spannung auf die Seite mit der höheren (Netz)-Spannung. Beim indirekten Stromzwischenkreis-WR (ICSI) lassen sich die ZK-Ströme durch ein zusätzliches Stellglied steuern und mittels einer niederfrequent getakteten Brücke in das Netz einspeisen. Das dazu erforderliche Netzfilter ist relativ klein und es fallen praktisch keine Schaltverluste in der Brücke an.

5 Spannungszwischenkreis-Wechselrichter

Als „Arbeitspferd“ der Leistungselektronik kann heutzutage die klassische Zweipunkt-Topologie mit Spannungszwischenkreis (VSI) betrachtet werden. In Kapitel 4 wurden bereits einige Gründe dafür genannt. Im nun folgenden Kapitel werden die Topologien basierend auf dem Spannungszwischenkreis im Detail vorgestellt und speziell im Hinblick auf die Anwendung in der Photovoltaik untersucht. Einen guten Überblick einphasiger Topologien vermitteln die Literaturstellen [20] und [45]. Der Fokus liegt hier auf dreiphasigen Wechselrichterschaltungen. Neben der Zweipunkt-Topologie haben sich im Zuge der Entwicklung von Mittelspannungsumrichtern spannungsgespeiste Mehrpunkt-Topologien etabliert. Diese können ausgangsseitig mehrere diskrete Spannungsniveaus erzeugen. Durch eine indirekte Reihenschaltung von Halbleitern wird die Verwendung von Halbleiter-Technologien mit einer niedrigeren und technisch günstigeren Sperrspannung ermöglicht. Auch diese Topologien werden hier in kompakter Form vorgestellt.

Die nachfolgenden Betrachtungen sind zum Teil allgemein bekannt und sollen auch als Referenz für die weiterführenden Kapitel dienen.

5.1 Grundsaltungen

5.1.1 Zweipunkt

Die Zweipunkt-Brückenschaltung wurde in idealisierter Form bereits in Kapitel 4 behandelt. Sie besteht aus drei Zweipunkt-Halbbrücken, die dem Namen nach dadurch gekennzeichnet sind, dass sie jeweils zwei Spannungspegel gegenüber dem Mittelpunkt des Zwischenkreises (0) erzeugen, nämlich $\pm U_d/2$, wenn $U_d/2 = U_{d1} = U_{d2}$ (s. auch Abb. 5.1). Somit existieren pro Brückenweig je zwei gültige, d.h. insgesamt $2^3 = 8$ Schaltzustände. Die Schaltungsstruktur besteht aus rückwärts-leitenden Schaltern, die meist als IGBTs mit schnellen antiparallelen Freilaufdioden ausgeführt sind.

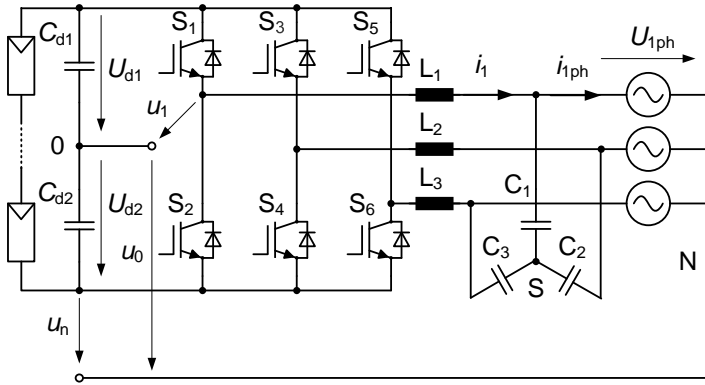


Abbildung 5.1: Zweipunkt-VSI mit IGBTs

Die Einstellung des gleitenden Mittelwerts der Wechselrichter-Ausgangsspannung u_1 erfolgt üblicherweise durch Pulsweitenmodulation (PWM). Zur Regelung des Wechselrichter-Ausgangsstroms i_1 sind verschiedene Methoden bekannt, die in [46] zusammenfassend vorgestellt wurden. Gängige Methoden sind die Toleranzband-Regelung oder die phasenweise Rückkopplung von i_1 mit dem Sollwert von u_1 über einen P-Regler. Häufig wird auch die Vektor-Regelung in einem mit Netzfrequenz umlaufenden Koordinatensystem (d-q-Koordinaten) verwendet (siehe auch Anhang A).

Im Normalbetrieb werden die Halbbrücken komplementär getaktet. So ist es im symmetrischen Drehstromnetz für eine Berechnung der Strom-Spannungsbelastungen ausreichend, nur einen Phasenweig zu betrachten (siehe Abschnitt 5.3). Ausgehend von ideal sinusförmigen Spannungen und Strömen lässt sich der zeitliche Verlauf des Schalter-Tastverhältnisses $D(t)$ folgendermaßen ausdrücken:

$$D(t) = \frac{1}{2} + \frac{u_1(t)}{U_d} = \frac{1}{2} + \frac{M_i \sin(\omega_1 t)}{2} \quad 1 \geq D > 0,5 \quad (5.1)$$

Die Leitdauer der Freilaufdiode ergibt sich dann aus der Differenz $1 - D(t)$. Der Term $\frac{u_1(t)}{U_d}$ beschreibt analog zum klassischen Tiefsetzsteller das Spannungsübersetzungsverhältnis pro Taktperiode, wobei $u_1(t)$ hier dessen Kurzzeitmittelwert darstellt. Der Modulationsindex (oder Aussteuergrad) M_i definiert das Verhältnis zwischen der Amplitude der (gleitenden) Ausgangsspannung und der halben Zwischenkreisspannung $U_d/2$. Der Modulationsindex

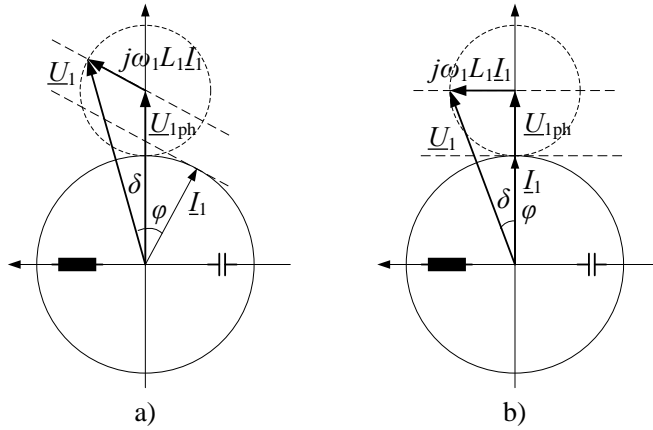


Abbildung 5.2: Zeigerdiagramm des VSI (im EZS) a) "überreggt"
b) reine Wirkleistung

reicht von 0 bis 1 und lässt sich durch das Verfahren der Übermodulation bis auf 1,15 erweitern. Im Folgenden bezeichnet U_1 allgemein den Effektivwert der Wechselrichter-Ausgangsspannung. U_{1ph} bzw. U_{ph} bezeichnet den Effektivwert der Netz-Phasenspannung. Die Grundfrequenz, auf die der Wechselrichter speist, wird mit ω_1 bezeichnet.

$$i_1(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega_1 t - \varphi) \quad (5.2)$$

$$u_1(t) = M_i \frac{U_d}{2} \sin(\omega_1 t + \delta) \quad (5.3)$$

$$M_i = \frac{2\sqrt{2}U_1}{U_d} \quad 1,15 \geq M_i > 0 \quad (5.4)$$

Bei nicht angeschlossenem N-Leiter tritt eine Gleichtaktspannung u_0 auf, die sich zu jedem Zeitpunkt aus den diskreten Werten der Wechselrichterausgangsspannung ergibt [5]:

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_1 + u_2 + u_3) \quad u_0 \in 1(\pm U_d/2; \pm U_d/6) \quad (5.5)$$

Bei transformatorlosen Photovoltaik-Anwendungen empfiehlt es sich den N-Leiter oder den Filter-Sternpunkt (S) mit ZK-Mittelpunkt (O) zu verbinden, um so ein ruhendes Generator-Potenzial zu erhalten (siehe auch Abschnitt 2.3.4).

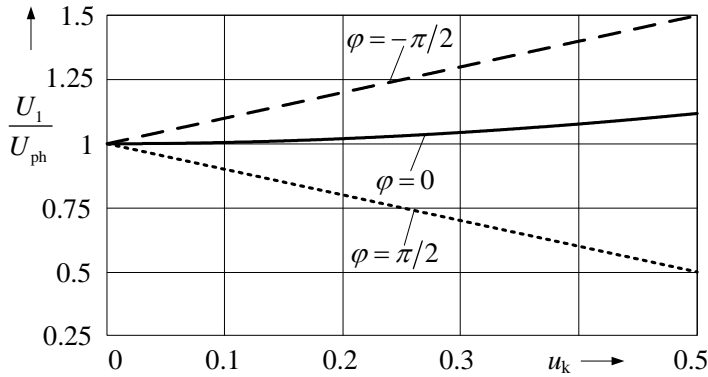


Abbildung 5.3: Normierte Wechselrichterspannung $\frac{U_1}{U_{ph}}$ über u_k

Betrachtet werden soll nun der AC-seitige Spannungsabfall (Ausgangsfiler, Netzimpedanz), wobei der Einfachheit halber nur der induktive Anteil berücksichtigt wird. Das Zeigerdiagramm ist in allgemeiner Form in Abb. 5.2 aufgetragen. Der Phasenstrom des Wechselrichters eilt in Abb. 5.2a nach und verhält sich somit am Netz wie ein Kondensator [47]. Hier spricht man auch in Anlehnung an den Synchrongenerator vom „übererregten“ Betrieb, d.h. der WR gibt induktive Blindleistung ab. Die Zeiger \underline{U}_1 und \underline{U}_{ph} sind von unterschiedlicher Amplitude und nicht in Phase. Sie sind um den Phasenwinkel δ versetzt, der wiederum auch Polradwinkel genannt wird. Bei reiner Wirkleistungsabgabe (s. Abb. 5.2b) vergrößert sich der „Polradwinkel“, während der Betrag von \underline{U}_1 abnimmt. Der Spannungszeiger \underline{U}_1 wandert im generatorischen Betrieb auf der linken Halbebene des oberen Kreises. Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass der „Polradwinkel“ δ in wesentlichem Maße den Wirkleistungsfluss steuert, während der Betrag U_1 den Blindstromanteil einstellt.

$$U_1 = \sqrt{(U_{ph} - I_1 \sin \varphi \cdot \omega_1 L_1)^2 + (I_1 \cos \varphi \cdot \omega_1 L_1)^2} \quad (5.6)$$

$$\delta = \arctan \frac{I_1 \cos \varphi \cdot \omega_1 L_1}{U_{ph} - I_1 \sin \varphi \cdot \omega_1 L_1} \quad (5.7)$$

Für den Betrieb als Phasenschieber muss der Wechselrichter mit einer ausreichend großen Spannungsreserve ausgestattet werden, die vom Wechselspannungsabfall über der Koppel-Induktivität L_1 abhängt. Der Spannungsabfall lässt sich in normierter Form als relative Kurzschlussspannung u_k ausdrücken.

So hängt die Beziehung zwischen der Wechselrichter-Ausgangsspannung U_1 und der Netzspannung U_{ph} bei Nennbedingungen nur noch von u_k und dem Phasenverschiebungswinkel φ ab (siehe Abb. 5.3).

$$u_k = \frac{\omega_1 L_1 I_{1N}}{U_{phN}} \quad (5.8)$$

$$\frac{U_1}{U_{ph}} = \sqrt{(1 - \sin \varphi \cdot u_k)^2 + (\cos \varphi \cdot u_k)^2} \quad (5.9)$$

Die Koppel-Induktivität setzt sich im Wesentlichen aus der Sinus-Filterdrossel, sowie der Trafo- und Netzimpedanz (üblicherweise $u_k=0,05\dots 0,1$) zusammen. Bei kleinen Anlagen ist u_k i.d.R. vernachlässigbar. Bei großen Anlagen und kleiner Schaltfrequenz kann die Filterimpedanz in Addition mit der Trafo- und Netzanschlussimpedanz jedoch beträchtliche Werte annehmen. Wie Abb. 5.3 zeigt, führt dies bei hohen u_k -Werten dazu, dass die Wechselrichter-Spannung bei vollem Blindleistungsstellbereich deutlich über der Netz-Phasenspannung liegen muss. In Folge dessen sinkt der Modulationsindex bzw. der maximale Aussteuerbereich. Dies ließe sich entweder durch eine höhere DC-Spannung kompensieren oder durch die Herabsetzung der Phasenspannung mit einem Netztrafo. Beide Maßnahmen wären mit erhöhten Wechselrichterverlusten verbunden.

Wahl der Schalter

Es soll ergänzt werden, dass VSI nicht unbedingt für den Einsatz von Feldeffekt-Transistoren geeignet sind. MOSFETs mit höheren Sperrspannungen (>600V) weisen eine intrinsische Body-Diode auf, die sehr langsam ist. Abhilfe kann das Einfügen einer Seriediode und einer schnellen antiparallelen Freilaufdiode schaffen [48]. Nachteilig sind hier die deutlich erhöhten Durchlassverluste. Alternativ gestatten weich geschaltete Topologien niedrige Schaltverluste trotz schlechter Body-Dioden [49]. In der Regel ist dafür jedoch ein nicht unerheblicher schaltungstechnischer Zusatzaufwand notwendig. Oder es muss ein schlechter Teillastwirkungsgrad in Kauf genommen werden.

SiC-JFETs hingegen verfügen über relativ schnelle Body-Dioden. Diese weisen aber eine hohe Flussspannung von einigen Volt auf. Daraus ergibt sich wiederum die Möglichkeit eine schnelle externe Freilaufdiode (z.B. SiC) direkt parallel zu schalten. Bei einer Flussspannung von etwa 1V leitet diese und blockiert so die interne Body-Diode.

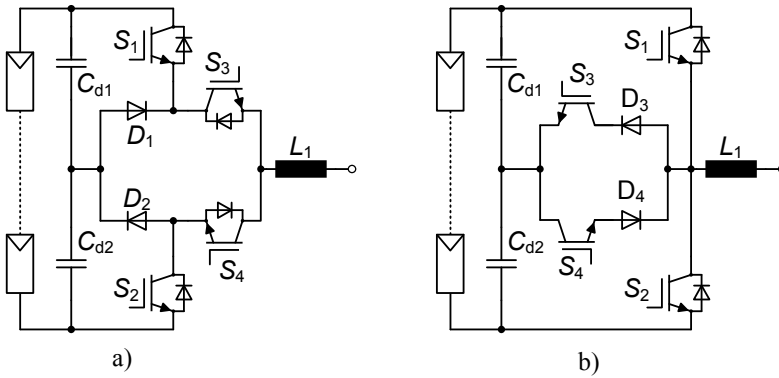


Abbildung 5.4: Phasenmodul eines Dreipunkt-Umrichters: a) NPC b) BS-NPC

5.1.2 Mehrpunkt

In Abschnitt 4.2.3 wurde das Grundprinzip von Mehrpunkt-Wechselrichtern erläutert. Dieses gewinnt auch in der Photovoltaik zunehmend an Bedeutung [50]. Da sich mit der maximalen PV-Systemspannung von z.Zt. 1000V [51] (teilweise 600V in USA) nur Geräte nach Niederspannungsnorm realisieren lassen, beschränken sich die weiteren Betrachtungen auf Dreipunkt-Wechselrichter mit 600V oder 1200V Halbleitern. Darüber hinaus existieren Mehrpunkt-Topologien, die speziell für netzferne Anwendungen mit Ausgangstransformator geeignet sind [52].

Bereits Anfang der 80er Jahre wurde von Nabae et al. [53] das Konzept des „Neutral-Point-Clamped PWM Inverter (NPC)“ eingeführt (s. Abb. 5.4). Die Ausgangsspannung des Dreipunkt-Wechselrichters enthält zusätzlich ein Nullpotenzial. Das Nullpotenzial wird entweder durch zwei mit dem Mittelpunkt verbundene Dioden (Abb. 5.4 a)) oder durch aktive bipolare Schalter (Abb. 5.4 b)) eingepreßt. Im reinen Wirkleistungsbetrieb werden S1 und S2 hochfrequent getakelt, während S3 und S4 mit Grundfrequenz schalten. Daraus ergibt sich folgende Beziehung für das Schalter-Tastverhältnis:

$$D_{S1}(t) = \frac{2 \cdot u_1(t)}{U_d} \quad 1 \geq D > 0 \quad (5.10)$$

Da im Betrieb nur die halbe Kommutierungsspannung auftritt, weisen Dreipunkt-Topologien bei $\cos\phi=1$ somit gegenüber der klassischen

Tabelle 5.1: Relative Schaltverluste bei gleicher Induktivität (normiert auf 2-Punkt)

	2-Punkt	BS-NPC	NPC
Schaltverluste Π_k	1	0,25	0,25
Gew. Schaltverluste Π_k^* ($\alpha=1,4$)	1	0,25	0,09

Zweipunkt-Topologie etwa um die Hälfte reduzierte Schaltverluste auf [20]. Eine weitere Reduktion ergibt sich beim NPC aufgrund der Tatsache, dass die maximale Sperrspannung der Halbleiter auf die halbe Zwischenkreisspannung geklemmt ist. Somit können Halbleiter mit einer niedrigeren Sperrspannung eingesetzt werden. Die spezifischen Schaltverluste steigen bekanntlich exponentiell mit der nominalen Sperrspannung an (siehe Abschnitt 3.2). Bedingt durch die kleinere Spannungs-Zeitfläche halbiert sich bei gleicher effektiver Schaltfrequenz auch der maximale Stromrippel der Filterdrossel L_1 . Um bei gleich bleibender Induktivität denselben Stromrippel zu erhalten, müsste ein Zweipunkt-WR folglich mit doppelter Schaltfrequenz getaktet werden. Damit ergeben sich entsprechend Tabelle 5.1 für die Schaltverlustfaktoren Werte, die um den Faktor 4 bis 10 niedriger sind.

Nachteilig sind jedoch die erhöhten Durchlassverluste. Dies trifft insbesondere auf den NPC zu, bei dem pro Brückenweig immer zwei Halbleiter im Strompfad liegen. Ein weiterer Unterschied liegt in der Auslegung der Zwischenkreis-Kondensatoren C_d . Der Strom in den Zwischenkreis-Kondensatoren besteht aus einem niederfrequenten und einem hochfrequenten Anteil. Im symmetrischen Netz ist die niederfrequente Komponente von Zweipunkt-WR in der Regel gering. Hingegen fließt beim Dreipunkt-WR ein niederfrequenter Strom mit dreifacher Netzfrequenz durch den Mittelpunkt. Daraus folgt, dass die Kondensatoren deutlich größer auszuliegen sind.

5.1.3 Impedanz-Zwischenkreis als Strukturelement (Z-Source Inverter)

Der von F.Z. Peng eingeführte Z-Source Inverter (ZSI) [44] stellt aus akademischer Sicht sicherlich ein Meilenstein in der Leistungselektronik dar. Der netzseitige Wechselrichter ist wie ein gewöhnlicher Spannungszwischenkreis-WR aufgebaut, dessen Zwischenkreis jedoch um ein Impedanznetzwerk erweitert

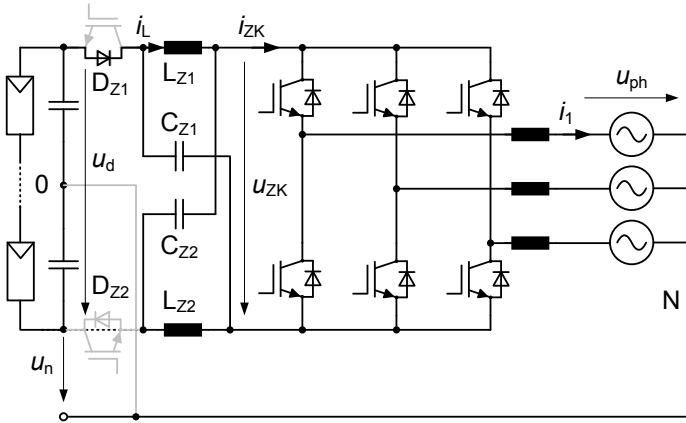


Abbildung 5.5: Schaltbild des spannungsgespeisten Z-Source Inverters

wurde (siehe Abb. Abb. 5.5). Der Impedanz-Zwischenkreis ist als Strukturelement sowohl bei ein- [54] als auch bei mehrphasigen Wechselrichtern anwendbar. Die Steuerung und Regelung der netzseitigen Größen ist vom Prinzip her identisch mit den Verfahren, die auch beim klassischen VSI genutzt werden.

Der ZSI enthält jedoch zusätzliche Schaltzustände („Shoot-through states“ oder „Boost-Modes“). Das gleichzeitige Einschalten zweier gegenüberliegender Schalter und der damit verbundene Brückenkurzschluss bewirkt einen Aufladevorgang des Impedanznetzwerkes. In Folge dessen erhöht sich die Spannung an den ZK-Kondensatoren C_{Z1} und C_{Z2} gegenüber der Eingangsspannung U_d . Dadurch ist die Schaltung in der Lage mit der Dauer des „Brückenkurzschlusses“ das Spannungsübersetzungsverhältnis zu steuern. Die Funktionsweise ähnelt hier dem Prinzip eines Hochsetzstellers. Daraus ergibt sich insgesamt eine hoch- und tiefsetzende Charakteristik, die für Applikationen mit weitem DC-Spannungsbereich genutzt werden kann (siehe Abschnitt 2.3.2). Allerdings geht durch solche „Shoot-through states“ einerseits Spannungszeitfläche verloren, die durch eine „virtuelle Erhöhung von u_{ZK} “ kompensiert werden muss. Desweiteren erhöht sich je nach Steuerverfahren die effektive Anzahl von Schalthandlungen unter Umständen massiv [24].

Die hoch-tiefsetzenden Eigenschaften machen den ZSI besonders für den Einsatz in der Photovoltaik attraktiv, da bei traflosen Anwendungen somit auf eine vorgeschaltete hochsetzende Wandlerstufe verzichtet werden könnte. Dies

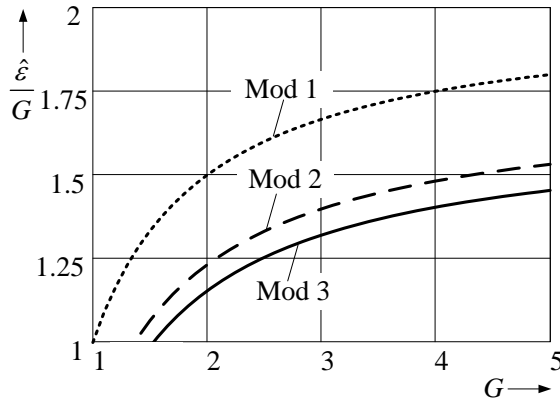


Abbildung 5.6: Normierte max. Spannungsbelastung $\hat{\epsilon}$ über die effektive Spannungsübersetzung G bei unterschiedlichen Modulationsverfahren nach [55]

ermöglicht gegenüber einer Kombination aus Hochsetzsteller mit Zweipunkt-WR die Einsparung eines Schalters. Doch steht dem ein erhöhter Aufwand an passiven Komponenten entgegen. In [54] wurde außerdem gezeigt, dass eine zweite Diode D_{Z2} in den DC-Stromkreis eingefügt werden muss, um ein ruhendes Generator-Potenzial u_n zum N-Leiter hin zu erhalten. Eine zusätzliche Diode, die voll im Strompfad liegt, bewirkt jedoch höhere und mit kleinerer DC-Spannung steigende Durchlassverluste. Ein weiterer Nachteil gegenüber der diskreten Hochsetzsteller-Variante ergibt sich schließlich aus der erhöhten Sperrspannungsbelastung der Schalter. Diese liegt vor allem bei kleinen Spannungs-Übersetzungsverhältnissen deutlich über der üblichen Zwischenkreis-Spannung von 650-700V im 400V-Netz. In Abb. 5.6 ist die normierte maximale Spannungsbelastung $\hat{\epsilon}$ über die effektive Spannungsübersetzung G für unterschiedliche Modulationsverfahren aufgetragen. Der Parameter G (engl. „Gain“) entspricht hier dem klassischen Modulationsindex M_i (5.4) für Werte kleiner als 1 (bzw. 1,15).

$$G = \frac{2\sqrt{2}U_{ph}}{U_d} \quad G \geq 1(1,15) \quad (5.11)$$

$$\hat{\epsilon} = \frac{\hat{U}_S}{U_d} \quad (5.12)$$

Der Stellbereich des ZSI ist durch diese Problematik stark eingeschränkt. Es sind jedoch geeignete Modulationsverfahren bekannt [55], die das Problem teilweise entschärfen, wie Abb. 5.6 zeigt. In typischen PV-Wechselrichtern mit einem Spannungsbereich von $U_d = 400\text{--}800\text{V}$ wäre demnach eine theoretisch maximale Spannung bei $G_{max} \approx 1,8$ von $U_S \approx 850\text{V}$ zu blockieren. Diese Spannung wäre für den Einsatz von konventionellen 1200V-Halbleitern aus Gründen der Zuverlässigkeit bereits grenzwertig (siehe auch Abschnitt 2.3.5). Hinzu kommt, dass der ZSI im „Tiefsetz-Modus“ ($G < 1$) entgegen früheren Annahmen in vielen Betriebspunkten nicht wie ein normaler VSI arbeitet. Stattdessen verursacht der sogenannte „Self-Boost“-Effekt einen unkontrollierten Brückenkurzschluss über die Freilaufdioden und erzwingt somit unter anderem eine Anhebung der Zwischenkreis-Spannung [56],[57]. Dieser Effekt lässt sich grob über eine Leistungsbilanz erklären, unter der Randbedingung, dass die DC-Diode(n) D_Z nur in eine Richtung Strom führen kann:

$$\bar{I}_L = \frac{3M_i I_1 \cos \varphi}{2\sqrt{2}} \quad (5.13)$$

$$i_{ZK} = 2\bar{I}_L - \underbrace{I_{DZ1}}_{\geq 0} \leq \sqrt{2}I_1 \quad (5.14)$$

$$\Rightarrow M_i \cos \varphi \leq \frac{2}{3} \quad (5.15)$$

$$(5.16)$$

Da der DC-Drosselstrom i_L vom Modulationsgrad und vom Leistungsfaktor abhängt, gibt es offensichtlich Betriebspunkte, in denen der Wert des Zwischenkreis-Stroms i_{ZK} den Laststrom unterschreitet. In den aktiven Schaltzuständen können dann zwei Freilaufdioden leitend werden, wodurch die Zwischenkreis-Drosseln L_{Z1}, L_{Z2} aufgeladen werden. In der Folge kommt es zu einer Anhebung der ZK-Spannung. Wie in [57] beschrieben, kann diese Problematik vollständig umgangen werden, indem zwei bidirektionale Schalter - wie in Abb. 5.5 grau hinterlegt - in den Zwischenkreis eingefügt werden. Die Schalter werden nur im „Tiefsetz-Modus“ dauerhaft eingeschaltet und sind prinzipbedingt in der Lage, den Zwischenkreis-Strom in beide Richtungen zu führen. Dies verhindert somit den Kurzschluss über die Freilauf-Dioden.

Abschließend lässt sich feststellen, dass der ZSI angesichts der erhöhten Spannungsbelastung eine interessante Anwendung für SiC-Bauelemente sein könnte. Dennoch kann bezweifelt werden, dass die Vorteile des ZSI gegenüber einer Lösung mit Hochsetzsteller in der Praxis tatsächlich deutlich überwiegen.

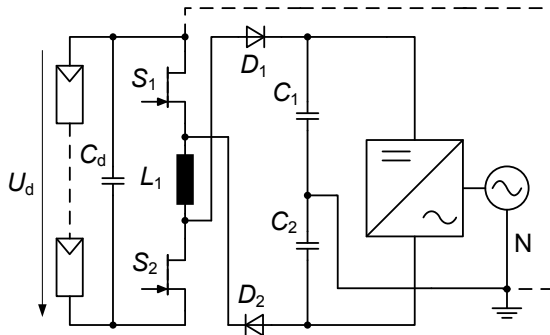


Abbildung 5.7: Trafoloser Hoch-Tiefsetzsteller mit beliebiger Erdung des PV-Generators (hier: Pluspol) und nachgeschaltetem VSI im 4-Leitersystem

5.1.4 Anpasstufen

In der Photovoltaik variiert zum Einen die Ausgangsspannung eines einzelnen Moduls. Zum Anderen können sich, bedingt durch die Kombinationsmöglichkeiten bei der String-Verschaltung, auch sehr weite PV-Spannungsbereiche ergeben (s. auch Abschnitt 2.3.2). Zur geforderten Spannungsanpassung werden in vielen Fällen, insbesondere in traflosen Geräten DC-DC-Wandler benötigt. Im Gegensatz zum ZSI entkoppeln diese spannungsmäßig den PV-Generator von der Wechselrichterschaltung. So ist die größere Anzahl von Schaltern vor zu hohen Spannungen geschützt und der WR kann im optimalen Arbeitspunkt betrieben werden ($M_i = 1$). Die Entkopplung durch DC-DC-Wandler ermöglicht ebenso, dass einzelne Strings unabhängig voneinander geregelt werden können (siehe Abschnitt 2.1.1). Nachteilig an zusätzlichen Anpasstufen sind die naturgemäß erhöhten Durchlassverluste. Hier geht überschlägig etwa 1%-3% Wirkungsgrad verloren.

Aufgrund der maximalen Systemspannung, die zur Zeit 1000V beträgt, kommen zumeist Hochsetzsteller zum Einsatz. Aber auch Tiefsetzsteller wären prinzipiell geeignet, falls eine ausreichend hohe PV-Spannung zur Verfügung stünde. Wie in Abschnitt 4.4 dargelegt wurde, weisen die beiden Grundsaltungen bei moderaten Übersetzungsverhältnissen von ca. 0,5...2 das höchste Wirkungsgradpotenzial bei geringstem Schaltungsaufwand auf.

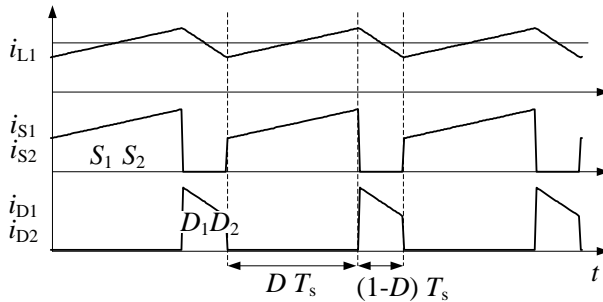


Abbildung 5.8: Stromkurvenformen des Hoch-Tiefsetzstellers

Einen vollkommen neuen Lösungsansatz stellen trafolose DC-DC-Wandler dar, die eine beliebige Erdung des PV-Generators ermöglichen. Wie in Abschnitt 2.3.4 erläutert wurde, lassen sich so zahlreiche Systemvorteile realisieren (siehe auch [17]). Abb. 5.7 zeigt das Ergebnis einer geeigneten Schaltungsentwicklung [18], [58]. Dem DC-DC-Wandler ist auf der rechten Seite ein bipolarer Spannungszwischenkreis eines Wechselrichters nachgeschaltet, dessen Mittelpunkt geerdet ist.

In Bezug auf die Energieübertragung ähnelt die Funktionsweise der Schaltung der eines Inverswandlers (Hoch-Tiefsetzstellers). Beim synchronen Einschalten von S1 und S2 wird die Wicklung L1 auf die Ausgangsspannung des PV-Generators U_d geschaltet, der Strom in L1, und damit der in dem magnetischen Bauelement gespeicherte Energieinhalt, steigt an (siehe Abb. 5.8). Beim Ausschalten von S1 und S2 speist der Zweig L1+D1+D2 Strom auf die Serienschaltung von C1 und C2, die den Spannungszwischenkreis des nachgeschalteten Wechselrichters bilden. Bei stationärer symmetrischer Belastung sind die Spannungen an C1 und C2 im Mittel gleich groß. Während der Ladephase des Speichers L1 ist dieser über die Schalter S1 und S2 nur mit dem PV-Generator leitend verbunden, da D1 und D2 sperren. In der Blockierphase der beiden Schalter hingegen sind D1 und D2 leitend und L1 ist nur mit dem übrigen Schaltungsteil leitend verbunden. Dadurch ist es möglich, sowohl den positiven Generatoranschluss als auch den negativen oder einen beliebigen anderen Punkt des Generators mit dem Erdpotenzial zu verbinden. Die Verbindung der Erdpunkte des Wechselrichters und des PV-Generators wird betriebsmäßig nicht von Strom durchflossen, somit wird auch die Forderung nach einer Überwachung des Erdstroms erfüllt. Die Schaltung weist bezüglich der an den

Zwischenkreis übertragenen Spannung ein hoch-/tiefsetzendes Übersetzungsverhältnis M auf. Dieses ist vom Betrag her identisch mit dem des Inverswandlers bzw. HSS-TSS (siehe Abschnitt 4.4).

$$M = \frac{D}{1-D} \quad (5.17)$$

$$U_{S1} = \frac{U_{ZK}}{2} \quad (5.18)$$

$$U_{S2} = U_d + \frac{U_{ZK}}{2} \quad (5.19)$$

Die vielfältigen Systemvorteile werden mitunter durch die negativen Eigenschaften des Inverswandlers erkauft (siehe Abschnitt 4.4). Hierzu zählt insbesondere die erhöhte Spannungsbelastung eines der eingangseitigen Schalter. Bei positiver Erdung ergibt sich U_{S2} als Summe aus Eingangsspannung und halber Zwischenkreis-Spannung. Die Spannungsbelastung an S1 wird durch die Diode D2 auf die halbe Zwischenkreis-Spannung begrenzt. Als Lösungsansatz würde sich hier der Einsatz von SiC-Schaltern empfehlen. Diese im Schaltverhalten sehr schnellen Bauelemente könnten auch bei größeren Sperrspannungen sehr hohe Schaltfrequenzen erreichen. Somit ließe sich die im Vergleich zum HSS deutlich größere Speicherdrossel reduzieren ohne den Wirkungsgrad dabei maßgeblich zu beeinträchtigen. Die Schaltung in Abb. 5.7 enthält eingangsseitig zwei SiC-JFETs, die in Abschnitt 3.2.3 vorgestellt wurden. Aufgrund der strombegrenzenden Eigenschaft des PV-Generators könnten bei dieser Topologie sogar *Normally-on* Schalter eingesetzt werden. Zu beachten ist aber, dass im Fehlerfall die HF-Eingangskapazität C_d über die Schalter entladen wird. Darauf wird in Abschnitt 7.1.1 noch näher eingegangen.

5.2 Modulationsverfahren

Modulationsverfahren können vielfältige und sich teils widersprechende Optimierungsziele aufweisen. Generelle Zielstellungen resultieren in der Verbesserung der Stromqualität (THD), der Verringerung der Halbleiterverluste (insbesondere Schaltverluste) oder der Minimierung von Störaussendungen (EMV). Daneben können applikationsspezifisch auch die Verringerung der Kondensatorbelastungen, die Erhöhung der DC-Spannungsausnutzung, sowie das Erreichen einer hohen Dynamik von Bedeutung sein.

Neben der klassischen Pulsweitenmodulation (PWM) mit Trägerverfahren (z.B. Sinus-Dreieck-Modulation) ist ebenso die Raumzeiger- oder Drehzeigermodulation (SVPWM) sehr verbreitet. Bei diesem Verfahren werden die drei Halbbrücken nicht getrennt voneinander gesteuert, sondern als eine Einheit betrachtet, die $2^3 = 8$ Schaltzustände beinhaltet (s. Anhang B). Träger- und raumzeigerbasierte PWM-Verfahren sind ineinander überführbar und damit in ihrer Wirkung gleich [59], [5]. Für komplexere PWM-Verfahren ist die Generierung der Sollwertsignale mit Trägerverfahren jedoch aufwendiger als bei der SVPWM [5]. Weiterhin zu nennen sind die Sigma-Delta Modulation und die vorausgerechneten bzw. optimierten Pulsmuster [5]. Zu den bekannten Verfahren zählt auch die Hysterese- bzw. Toleranzbandregelung. Hier wird der Phasenstrom direkt über einen Zweipunkt-Regler eingestellt. Nachteilig ist, dass dabei eine variable Taktfrequenz entsteht, welche die Auslegung und die Dämpfung von Schwingungen erheblich erschwert. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf PWM-Verfahren mit fester Frequenz, bei denen die Frequenz des Trägersignals wesentlich größer als die des Referenzsignals ist. Diese PWM-Verfahren gelten zwar zunächst nur für den Zweipunkt-Wechselrichter, können aber prinzipiell auch auf Mehrpunkt- und andere Topologien übertragen werden [20].

Allen Modulationsverfahren mit Zweipunkt-Wechselrichtern gemein ist die Tatsache, dass es mit Ausnahme des ZSI grundsätzlich immer sechs aktive (spannungsbildende Zustände) und zwei passive Schaltzustände (Nullzustände) gibt. Die Wahl und die Aufteilung der Nullzustände kann als fundamentaler Freiheitsgrad zur Optimierung der Modulationsverfahren verstanden werden. Es lässt sich zeigen, dass auf diese Weise eine gleichgetaktete Sternpunktspannung u_0 aufgeprägt werden kann. Die niedrigerfrequenten Anteile \bar{u}_0 müssen laut [5] nach wie vor symmetrisch bleiben, so dass \bar{u}_0 aus einer Gleichspannung oder beliebigen Vielfachen der 3. Harmonischen bestehen kann. Da der Strom in einem 3-Leiter-Drehstromsystem von der verketteten Spannung getrieben wird, führt u_0 zu keiner wesentlichen Beeinflussung der Grundwelle des Phasenstroms. Im Gegenzug verschlechtert sich jedoch das Spektrum von Wechselrichter-Spannung und Strom.

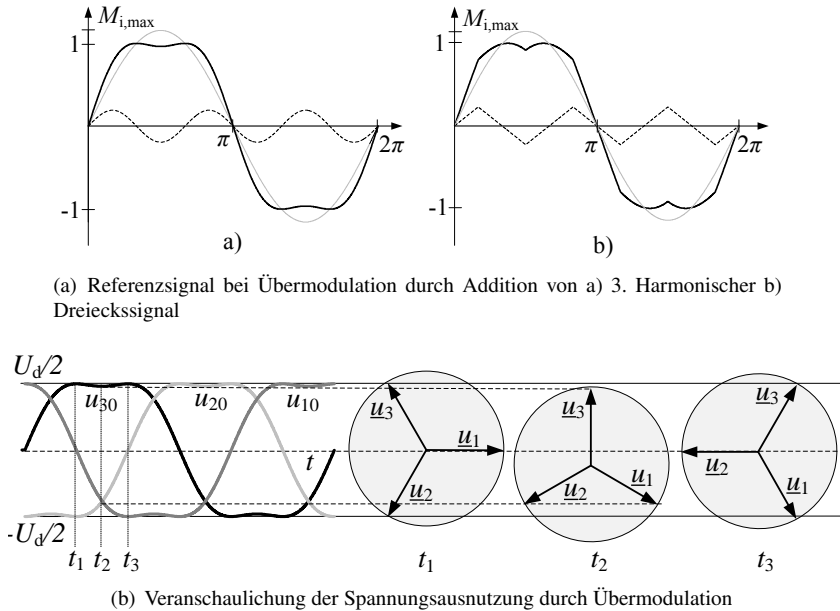


Abbildung 5.9: Grundprinzip Übermodulation

5.2.1 Übermodulation

Durch Addition eines Gleichtaktsignals dreifacher Frequenz, das \bar{u}_0 proportional ist, kann der Spannungsbereich über den linearen Betrieb hinaus erweitert werden. Abb. 5.9(b) veranschaulicht, wie sich durch Verschiebung des Nullpunktes die DC-Spannung besser ausnutzen lässt. In Abb. 5.9(a) ist das Grundprinzip für eine analoge Erzeugung des Sollwertsignals zu sehen, welches mit (5.1) und (5.4) auf folgende Funktion des Tastgrades führt:

$$D(t) = \frac{1}{2} + \frac{M_i}{2} (\sin(\omega_1 t + \delta) + M_3 \sin(3\omega_1 t + 3\delta)) \quad 1 \geq D > 0 \quad (5.20)$$

Die Amplitude M_3 wird üblicherweise so optimiert, dass der zulässige Modulationsindex maximal wird. Diese Forderung ist bei $M_3 = 1/6$ bzw. $M_3 = 1/5$ (bei Dreieckssignal) erfüllt und resultiert in einer ca. 15% höheren Ausnutzung der DC-Spannung. Zu dem gleichen Ergebnis gelangt man in der Raumzeigermodulation, wenn die Dauer der beiden Nullzustände gleich ist: $t_7 = t_8$ [5]. Das

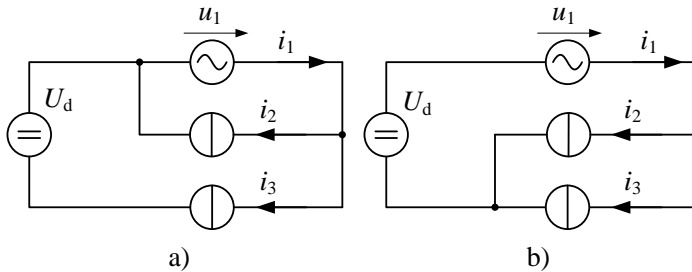


Abbildung 5.10: Schematisierte Schaltzustände a) (110) b) (100) bei unsymmetrischer Modulation

resultierende Referenzsignal entspricht jedoch hier, wie in Abb. 5.9(a) dargestellt, der Überlagerung eines Dreiecksignals dreifacher Frequenz.

5.2.2 Unsymmetrische Modulation

In einem 3-Leiter-Drehstromsystem ergänzt sich die Summe der Phasenströme zu Null, so dass grundsätzlich nur zwei der drei Ströme geregelt werden müssen. Eine solche Ersatzschaltung stellt Abb 5.10 schematisch dar. In jeder Sechstelperiode wird eine Phase auf $U_d/2$ oder $-U_d/2$ geklemmt, wobei der jeweilige Brückenweig nicht taktet. Durch diese Maßnahme sinkt die effektive Schaltfrequenz um $2/3$. Wird der Wechselrichter zusätzlich im Bereich des Strommaximums nicht getaktet, können die Schaltverluste am stärksten reduziert werden [5]. Abb. 5.11a skizziert das Prinzip eines solchen Schaltmusters, bei dem für Modulationsintervalle von 60° el eine Phase nicht moduliert wird. Aus diesem Grund wird dieses Verfahren auch 60° el-(Flattop) Modulation genannt. In der praktischen Umsetzung erhält man die Sollwertsignale, wie Abb. 5.11 zeigt, durch Addition einer entsprechenden Gleichtaktspannung u_0 . Alternativ wählt man in der Raumzeigermodulation nur einen Nullzustand pro Abtastperiode, d.h. $t_7 = 0$ oder $t_8 = 0$. Aus der Aufteilung der Nullzustände über eine Netzperiode ergeben sich zu diesem Ansatz mehrere verwandte Konzepte. Diese betreffen z.B. die Optimierung der Verzerrungströme und die Form der Sternpunktspannung [5]. In der Photovoltaik muss besonders berücksichtigt werden, dass die Sternpunktspannung über das *LCL*-Filter und die Erdkapazitäten des Generators ein schwingfähiges System anregen kann. Die Kurvenform von u_0 in Abb. 5.11a weist bei der 60° -Modulation Sprünge auf

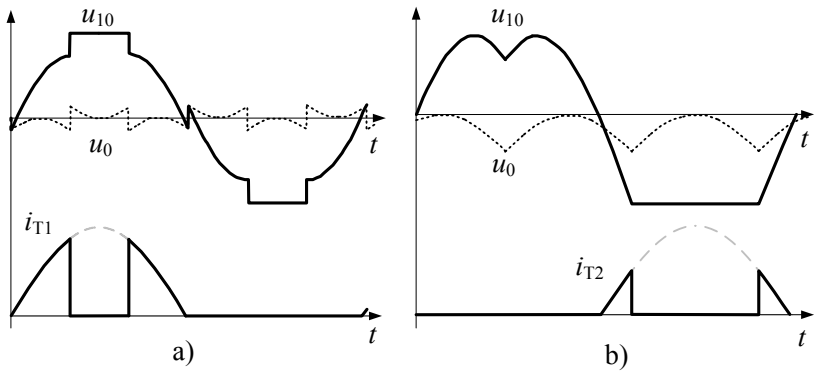


Abbildung 5.11: Exemplarische Spannungsformen und mittlere geschaltete Transistorströme für a) 60°-Modulation b) 120°-Modulation

und ist daher nicht geeignet. Deshalb wird die 120°el-(Flattop) Modulation bevorzugt (Abb. 5.11b), die jedoch hohe Anforderungen an die Regelung stellt [49]. Der mittlere Kommutierungsstrom bei unsymmetrischer 60°-Modulation beträgt stellvertretend für Transistor T1:

$$\frac{\overline{I_{T1}}}{I_{ph}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi/3} \sin(\omega_1 t) d\omega_1 t = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \quad \text{mit } \cos \varphi = 1 \quad (5.21)$$

Bei $\cos \varphi = 1$ ergibt sich offensichtlich der größte Vorteil. Der mittlere geschaltete Strom bezogen auf den Effektivwert des Phasenstroms ist um den Faktor 2 kleiner als bei symmetrischer Modulation (siehe Gleichung 5.33). Es kann jedoch in der vorliegenden Arbeit nicht abgeschätzt werden, welche negativen Folgen hinsichtlich Verzerrungsstrom und Drosselstrom-Rippel dafür in Kauf genommen werden müssen. Dies sollte Gegenstand zukünftiger Arbeiten sein. Intervalle von 60°el haben die geringsten Verluste und eine im Mittel gleichmäßige Verteilung der Verluste auf alle Schalter zur Folge.

Bei einer gleichartigen Modulation mit 120°el-Intervallen [49], [60] entfallen bei reiner Wirkleistungseinspeisung überschlägig ebenso die Hälfte der Schaltverluste aus der Verlustbilanz (siehe Abb. 5.11b). Ein weiterer technischer Vorteil ließe sich dadurch erzielen, dass die unteren (oder oberen) Schalter der Halbbrückenarme relativ selten takteten und dabei auch noch relativ kleine Ströme zu schalten haben. Die jeweils häufig taktenden Schalter könnte man

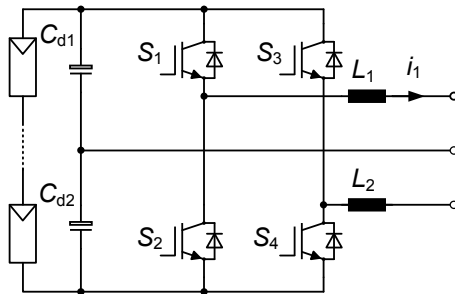


Abbildung 5.12: Prinzipschaltbild des B4(Zweipunkt)-Wechselrichters

dann als schnelle Bauelemente (z.B. MOSFET, JFET) ausführen, während die selten taktenden Schalter auf minimale Durchlassverluste zu optimieren wären (z.B. Trench-IGBT).

5.2.3 B4-Wechselrichter

Aufgrund der Tatsache, dass sich in einem 3-Leiter-Drehstromsystem die Summe der Phasenströme zu Null ergänzt, ist eine weitere Ausführung des VSI mit nur zwei aktiven Phasenzweigen möglich (siehe Abb. 5.12). Die dritte Phase wird aus dem geteilten Zwischenkreiskondensator gespeist. Dies führt zum sog. B4-Wechselrichter [61],[62], der bevorzugt in Kleinantrieben eingesetzt wird. Die Vorteile dieser Schaltung liegen auf der Hand [61]:

- Geringere Kosten aufgrund reduzierter Schalteranzahl
- Theoretisch geringere Verluste, da nur vier aktive Schalter

Die Nachteile sind jedoch gravierend:

- Reduzierte Spannungsübersetzung, daher bei gleicher Leistung höhere Strombelastung der Schalter
- Höhere maximale Spannungsbelastung, daher höhere Spannungsklasse bei gleicher Ausgangsspannung
- Sehr große ZK-Kondensatoren erforderlich, um niederfrequenten Rippel zwischenspeichern

Die reduzierte Spannungsübersetzung ist besonders für netzgekoppelte Anwendungen kritisch, weil hier die Netzspannung fix ist. Die Spannung einer ZK-Hälfte U_{Cd1} muss größer sein als die verkettete Netzspannung. D.h. die gesamte ZK-Spannung muss demnach mindestens um den Faktor $\sqrt{3}$ größer sein als bei einer vergleichbaren B6-Schaltung. In der PV ist die Eingangsspannung jedoch mit 1000V durch die maximal zulässige Systemspannung begrenzt. Darüber hinaus wird der Stellbereich der B4-Schaltung noch weiter eingeschränkt, da keine Übermodulation möglich ist. Ferner entspricht die Größenordnung der erforderlichen Kapazität etwa der eines einphasigen Wechselrichters [62], was einen weiteren Nachteil darstellt. Positiv ist allerdings, dass das Erdpotenzial am PV-Generator mit der Netzspannung schwingt, also niederfrequent ist.

5.3 Belastungs- und Dimensionierungsfaktoren

Für die Bewertung von Wechselrichtertopologien wurden in Kapitel 3 bereits dimensionslose „Verlustrepräsentanten“ vorgestellt. Die Berechnungen basieren der Übersichtlichkeit halber auf der symmetrischen Modulation mit $M_i = 1$. Der Rippelstrom sei für die Berechnung der Halbleiterverluste vernachlässigbar. Aus Symmetriegründen ist es ausreichend nur die positive Halbwelle des Phasenstroms $i_1(t) = i_1$ des ersten Brückenzeuges zu analysieren.

5.3.1 Halbleiter-Durchlassverluste

Für die Beurteilung der Durchlassverluste werden zunächst die arithmetischen Mittel- und Effektivwerte der Halbleiterströme berechnet (siehe auch [20], [24], [63]). Mit D entsprechend (5.1) gilt:

$$\bar{I}_T = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} i_1 \cdot D \cdot d\omega_1 t \quad (5.22)$$

$$\tilde{I}_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} i_1^2 \cdot D \cdot d\omega_1 t} \quad (5.23)$$

$$\overline{I_D} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} i_1 \cdot (1-D) \cdot d\omega_1 t \quad (5.24)$$

$$\widetilde{I_D} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} i_1^2 \cdot (1-D) \cdot d\omega_1 t} \quad (5.25)$$

Die berechneten Werte werden unter Annahme konstanter Netzspannung auf den ausgangsseitigen Effektivstrom, d.h. den Phasenstrom bezogen:

$$\overline{\xi_T} = \frac{\overline{I_T}}{I_{ph}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(1 + \frac{M_i \cos \varphi \pi}{4} \right) \quad (5.26)$$

$$\widetilde{\xi_T} = \frac{\widetilde{I_T}}{I_{ph}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{2M_i \cos \varphi}{3} \right)} \quad (5.27)$$

$$\overline{\xi_D} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(1 - \frac{M_i \cos \varphi \pi}{4} \right) \quad (5.28)$$

$$\widetilde{\xi_D} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{2M_i \cos \varphi}{3} \right)} \quad (5.29)$$

$$\widehat{\varepsilon} = \frac{U_{S,max}}{U_{ph}} = 2\sqrt{2 \cdot M_i} \quad (5.30)$$

$$\widetilde{\varepsilon}^* = 6 \cdot \widehat{\varepsilon}^\beta \cdot \left(\widetilde{\xi_T}^2 + \widetilde{\xi_D}^2 \right) \quad (5.31)$$

5.3.2 Halbleiter-Schaltverluste

Unter linearen Bedingungen entspricht der mittlere Kommutierungsstrom \bar{I}_k dem Mittelwert der umhüllenden Kurve des Schalterstroms. Dieser ist für Schalter und Diode identisch. Daraus folgt für den Repräsentanten der Kommutierungsverluste:

$$\bar{I}_k = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} i_1 \cdot d\omega_1 t = \frac{\sqrt{2}I_{ph}}{\pi} \quad (5.32)$$

$$\bar{\xi}_k = \frac{\bar{I}_k}{I_{ph}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \quad (5.33)$$

$$\bar{\varepsilon}_k = \frac{\bar{U}_k}{U_{ph}} = \frac{2\sqrt{2}}{M_i} \quad (5.34)$$

$$\Pi_k = 2 \sum_{v=1}^6 \bar{\xi}_{k,v} \cdot \bar{\varepsilon}_{k,v} = 12 \cdot \frac{4}{\pi M_i} \quad (5.35)$$

$$\Pi_k^* = \hat{\varepsilon}^\alpha \cdot 12 \cdot \frac{4}{\pi M_i} \quad (5.36)$$

$$\Pi_{k_{60^\circ}} = \frac{1}{2} \Pi_k \quad \text{für } \cos \varphi = 1 \quad (5.37)$$

$$\Pi_{k_{120^\circ}} = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{4}\right) \Pi_k \quad \text{für } \cos \varphi = 1 \quad (5.38)$$

Festzuhalten ist, dass der Schaltverlust-Faktor des Zweipunkt-VSI bei symmetrischer Modulation unabhängig vom Phasenverschiebungswinkel ist. Die Verluste verlagern sich bei $\cos \varphi < 1$ von den Schaltern auf die Dioden.

Wie in 5.2.2 erläutert, beträgt der Schaltverlust-Faktor bei unsymmetrischer Modulation etwa die Hälfte. Die Vorteile sinken jedoch mit zunehmendem Phasenverschiebungswinkel.

5.3.3 Netzdrossel

Im Ausgangsfilter des VSIs trägt die Netzdrossel bezüglich Gewicht und Verlusten den wesentlichen Anteil. Die Baugröße einer kernbehafteten Speicherdrossel lässt sich mit der maximal zu speichernden Energie abschätzen [26]:

$$W_L = \frac{1}{2} L I^2 \quad (5.39)$$

$$= \frac{1}{2} N \cdot I \cdot \Phi \quad (5.40)$$

$$= \frac{1}{2} \underbrace{N A_{CU}}_{A_w} J A_{FE} B \quad (5.41)$$

Eine Erhöhung der Energie W_L geht somit bei gegebener Flussdichte B und effektiver magnetischer Weglänge in etwa linear mit der Vergrößerung des Kernquerschnitts A_{FE} einher. Alternativ führte die Erhöhung der Durchflutung $N \cdot I$ bei konstanter Stromdichte J und reduzierter Weglänge zu einer linearen Zunahme des Kupferquerschnitts A_{cu} bzw. in gleichem Maße vergrößertem Wickelfenster A_w [40].

Der Drossel-Stromrippel ΔI_L (Spitze-Spitze) ist lastunabhängig und kann zum Einschaltzeitpunkt des oberen Halbbrückenschalters mit (5.1) bzw. (5.10) und (5.4) folgendermaßen berechnet werden:

$$\Delta I_L(t) = \frac{\Delta U \cdot \Delta T}{L f_s} \quad (5.42)$$

$$= \frac{(U_d/2 - u_{1ph}(t) - u_0(t)) \cdot D(t)}{L} \quad (5.43)$$

$$\Delta I_{L,max2} = U_d/2 \frac{(2D-1)D}{L f_s} \quad \text{2-Punkt mit } u_0 = 0 \quad (5.44)$$

$$I_{L,max3} = U_d/2 \frac{(1-D)D}{L f_s} \quad \text{3-Punkt mit } u_0 = 0 \quad (5.45)$$

$$L_{12L} = \frac{U_d}{4 \Delta I_{L,max2} f_s} \quad (5.46)$$

$$L_{13L} = \frac{U_d}{8 \Delta I_{L,max3} f_s} \quad (5.47)$$

$$(5.48)$$

Es existieren mehrere Auslegungskriterien für den Stromrippel bzw. die erforderliche Induktivität:

- Minimale Drosselenergie $W_{L,min}$
- Dämpfung bestimmter Stromüberschwingungen
- Begrenzung der frequenzabhängigen Verluste (Ummagnetisierung, Skin- und Proximity-Effekt, Wirbelströme etc.)
- Begrenzung der ohmschen Verluste durch Minimierung des Effektivstroms

Der Rippel wird maximal, wenn das zeitabhängige Produkt $\Delta U(t) \cdot D(t)$ am größten ist. Für $u_0=0$ gilt, dass ΔI_L bei $D = 1/2$ maximal ist. Eine Auslegung nach dem maximalen Rippel, üblicherweise 10-40% der Nennstromamplitude, führt mit (5.44) auf die erforderliche Induktivität (5.46). Diese ist bei 3-Punkt-Wechselrichtern etwa um den Faktor 2 geringer. Für den Zweipunkt-WR beträgt die akkumulierte, zum Bauvolumen proportionale, maximal zu speichernde Energie:

$$W_{L,VS} \approx 3 \cdot \left(\frac{U_d}{4 \cdot r_L \hat{I}_{ph} f_s} \cdot \hat{I}_{ph}^2 \right) \quad (5.49)$$

Mit 5.4 beträgt der Drosselfaktor für die Leistungsdichte:

$$\rho_{L,2L} = \frac{3U_{ph}I_{ph}}{W_{L,VS}f_s} \approx M_i \cdot r_L \quad (5.50)$$

5.3.4 DC-Kondensator

Die Berechnung und Auslegung der erforderlichen Zwischenkreiskapazität ist komplexer Natur, da sich hoch- und niederfrequente Anteile überlagern. Hauptaufgabe des Kondensators ist es, den Spannungsrippel am PV-Generator klein zu halten, damit es nicht zu unerwünschten MPP-Anpassungsverlusten kommt. Die Lebensdauer, Baugröße und Verluste richten sich dabei nach dem verwendeten Dielektrikum und der internen Temperaturüberhöhung. Letztere ist ein häufiges Auslegungskriterium, welches vom Kondensator-Effektivstrom \tilde{I}_C abhängt. Die analytische Beschreibung des schaltfrequenten Anteils $\tilde{I}_{C,HF}$ ist in

[64] angegeben:

$$\tilde{I}_C = \sqrt{(\tilde{I}_{C,NF})^2 + (\tilde{I}_{C,HF})^2} \quad (5.51)$$

$$\frac{\tilde{I}_{C,HF}}{I_1} = \sqrt{2M_i \left(\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos \varphi^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9M_i}{16} \right) \right)} \quad (5.52)$$

$$\frac{\tilde{I}_{C,HF}}{I_1} \approx \frac{1}{2} \quad \text{mit } M_i = 1, \cos \varphi = 1 \quad (5.53)$$

Weiterhin muss der Kondensator, gerade bei kleinen Schaltfrequenzen, so bemessen sein, dass durch die im Netz vorhandenen Oberschwingungsanteile keine Resonanz mit der netzseitigen Filterdrossel L_1 angeregt wird.

5.4 Zusammenfassung

Das „Arbeitspferd“ in der Leistungselektronik ist die klassische Zweipunkt-Topologie mit Spannungszwischenkreis. Diese kann zwar als Stand der Technik und somit als allgemein bekannt angesehen werden. Neben grundlegenden Funktionsweisen bekannter Topologien wurden in diesem Kapitel jedoch auch neue bzw. innovative Lösungsansätze vorgestellt. Zum Einen wurde auf Mehrpunkt-Topologien verwiesen, die sich in der PV immer weiter etablieren. Zum Anderen wurden Vor- und Nachteile eines spannungsgespeisten Wechselrichters mit Impedanz-Zwischenkreis analysiert. Ein weiteres allgemeines Verbesserungspotenzial für VSI bieten unsymmetrische Modulationsverfahren, die im Rahmen dieser Arbeit dargestellt wurden.

Für DC-DC-Wandler wurde ein ganz neuer Ansatz entwickelt. In Kombination mit einem geteilten Spannungszwischenkreis ermöglichen solche Wandler eine beliebige Erdung des PV-Generators, ohne den Einsatz eines aufwendigen und teuren Transformators. Hier würde sich insbesondere der Einsatz von selbstleitenden SiC-JFETs anbieten. Schließlich wurden dimensionslose Belastungsfaktoren für den Zweipunkt-Wechselrichter berechnet. Mit Hilfe dieser Faktoren lässt sich ein systematischer und quantitativer Vergleich mit Stromzwischenkreis-Topologien durchführen, die in den folgenden Kapiteln thematisiert werden.

6 Direkte Stromzwischenkreis-Wechselrichter

Dreiphasige Stromzwischenkreis-Wechselrichter zur Netzanbindung von PV-Generatoren bilden einen der Schwerpunkte dieser Arbeit. Kapitel 6 befasst sich dabei mit Wechselrichtern, deren Stromzwischenkreis in Form einer Speicherdrossel direkt mit dem Generator verbunden ist.

Eine bekannte und erprobte Lösung ist die Drehstrom-Brückenschaltung (B6-CSI). Diese Topologie hat jedoch erheblich an Bedeutung verloren. Dies ist vor allem auf den eingeschränkten Stellbereich, große magnetische Bauelemente und hohe Netzurückwirkungen zurückzuführen. Der B6-CSI wird heute vornehmlich im Höchstleistungsbereich eingesetzt. Dort kann die geforderte hohe Strom- und Spannungsbelastung der Ventile oft nur unter Verwendung von Thyristoren erfüllt werden.

Selbstgeführte Stromzwischenkreis-WR haben in der praktischen Nutzung bis heute kaum Bedeutung erlangt. Die Frage war nun, ob es zusätzlich zu den positiven Grundeigenschaften für die Netzeinspeisung grundlegende Kriterien geben würde, die deren Einsatz behindern oder sogar befördern könnten. Dieses Kapitel liefert in der Folge einen systematischen Vergleich zwischen PWM-CSI und VSI. Es werden einige sehr vorteilhafte Eigenschaften von Stromzwischenkreis-Wechselrichtern aufgezeigt. Dreiphasige Stromzwischenkreis-Wechselrichter mit Pulsweitenmodulation (PWM-CSI) beseitigen nicht nur die genannten Probleme. Darüber hinaus lässt sich mit dem PWM-CSI – ähnlich einem Hochsetzsteller – Energie von der Seite mit der niedrigeren DC-Spannung auf die Seite mit der höheren Netzspannung transferieren. Im Gegensatz zum VSI ermöglicht dies den Betrieb bei niedrigeren DC-Spannungen ohne eine zusätzliche Wandlerstufe.

Als Ausführungsbeispiel wird ein Wechselrichter zur Integration in PV-Module vorgestellt, der im europäischen Projekt „PV-MIPS“ entwickelt wurde. Dieser zeichnet sich u.a. durch einen in dieser Leistungsklasse bisher nicht erreichten Wirkungsgrad von über 97% aus.

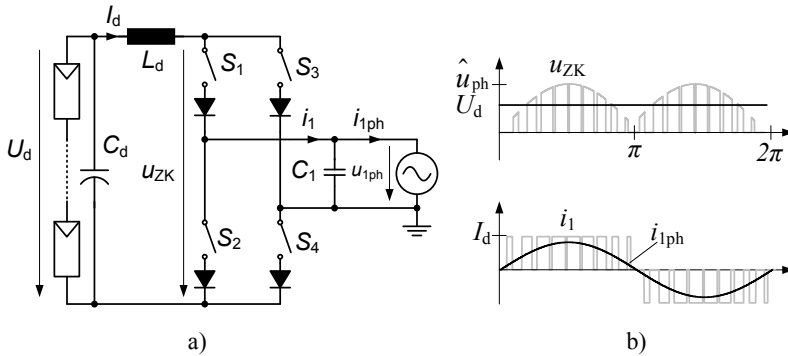


Abbildung 6.1: Einphasiger PWM Stromzwischenkreis-Wechselrichter a) Schaltung b) Strom-Spannungskurvenformen

6.1 Grundschaltungen

6.1.1 Einphasige PWM

Die Literaturstellen [65] und [66] enthalten Patentanmeldungen zum 1-phasigen Stromzwischenkreis-Wechselrichter mit Pulsweitenmodulation.

Wie Abb. 6.1a zeigt, ist der einphasige CSI dual zur bekannten Vollbrücke mit Spannungszwischenkreis aufgebaut und wird durch unipolare PWM moduliert (Abb. 6.1b). Durch synchrones Einschalten der Schalterpaare S_1/S_2 oder S_3/S_4 erfolgt ein Brückenkurzschluss. Dies wird auch als „Nullzustand“ bezeichnet, da kein Strom ins Netz abgegeben wird. Der Nullzustand bewirkt, dass der Strom, durch die Generatorspannung U_d getrieben, ansteigt und damit den Energiegehalt der Induktivität L_d erhöht [67]. Genauso entlädt sich L_d durch Schließen der diagonalen Schalter S_1/S_2 oder S_2/S_3 , so dass ein positiver oder negativer Strom in das Netz fließt. Über die Einschaltdauer kann so die Strom-Zeitfläche bzw. der Kurzzeit-Mittelwert des Netzstroms gesteuert werden. Der gepulste Ausgangsstrom muss mit Hilfe eines kapazitiven Filters geglättet werden. Reicht die Netzimpedanz nicht aus, so wird der Wechselrichter mit Hilfe einer kleinen Netzinduktivität vom Netz entkoppelt. Diese ist der Übersichtlichkeit halber in Abb. 6.1 nicht mit dargestellt.

Wie bei einem Hochsetzsteller wird Energie von der Seite mit der niedrigeren Spannung (U_d) auf die Seite mit der höheren Spannung (U_{ph}) trans-

feriert. Das funktioniert aber nur dann, wenn sich die Spannungszeitfläche über der Zwischenkreis-Drossel nach jedem Taktzyklus zu Null ergibt. Andernfalls würde der Strom rasant ansteigen. Wie Abb. 6.1b zeigt, ist U_d für weite Bereiche zwangsläufig größer als die Zwischenkreisspannung u_{zk} . Ein konstanter Zwischenkreisstrom wäre also nur auf Kosten einer extrem hohen Zwischenkreis-Induktivität erreichbar. Dieser Effekt ist unabhängig von der Taktrate der HF-Schalter. Im einphasigen Netz schwingt die Augenblicksleistung mit doppelter Netzfrequenz um den Mittelwert, welcher der AC-Wirkleistung entspricht [68]. Bei 1-phasigen Schaltungen muss der Zwischenkreisspeicher die Differenz zwischen der möglichst konstanten (MPP) Leistung des PV-Generators und der pulsierenden, ins Netz eingespeisten Leistung aufnehmen [67]. Dual dazu benötigen Spannungszwischenkreis-Wechselrichter große Speicherkondensatoren. Hier werden in der Regel Aluminium-Elektrolytkondensatoren verwendet. Diese haben zwar im Gegensatz zur Speicherdrossel eine geringere Brauchbarkeitsdauer, dafür weisen sie jedoch eine wesentlich höhere Energiedichte auf und können bei richtiger Auslegung als quasi verlustlos betrachtet werden.

Weiterhin soll erwähnt werden, dass die Schalter $S_1 - S_4$ rückwärts-sperrend ausgeführt sein müssen. Während des Brückenkurzschlusses würde andernfalls ein Rückstrom aus dem Netz fließen. Aufgrund der Tatsache, dass schnelle rückwärtssperrfähige Schalter heute nicht verfügbar sind, ist eine zusätzliche Seriendiode pro Brückenweig vorzusehen.

Aufgrund des niedrigen DC-Spannungsniveaus und der zusätzlichen Seriendiode werden auch die Durchlassverluste bei dieser Schaltung sehr hoch sein. Die maximale Eingangsspannung beträgt:

$$U_{d,max} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_{ph} |\sin(\omega_1 t)| d\omega t \quad (6.1)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}U_{ph}}{\pi} \quad (6.2)$$

In einem 230V-Netz ergibt dies überschlägig $U_{d,max}=200V$. In der Regel wird jedoch ein Bereich der PV-Spannung von 1:2 gefordert, woraus eine minimale Spannung von $U_{d,min}=100V$ folgt. Der DC-Strom fließt zu jedem Zeitpunkt durch vier Halbleiter. Legt man je Halbleiter eine Vorwärtsspannung von $U_F = 1,5V$ zugrunde, so erhält man bei einer Eingangsspannung 100V bereits einen Wirkungsgrad, der unter 94% liegt. Moderne einphasige Wechselrichter können jedoch bereits Gesamtwirkungsgrade von über 97% erreichen.

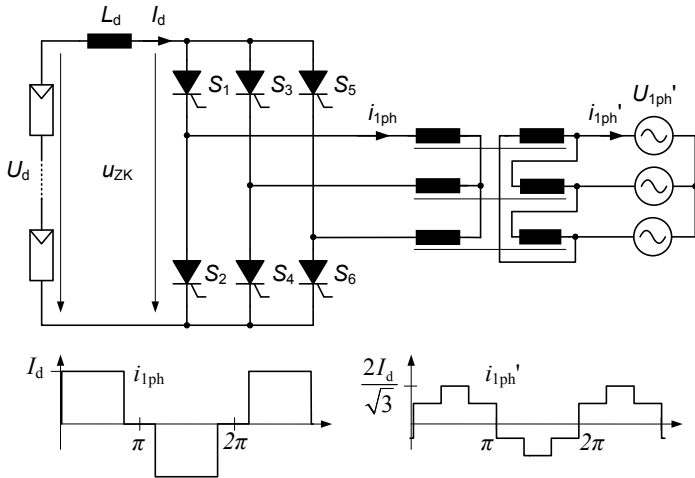


Abbildung 6.2: Dreiphasiger Thyristor-CSI mit Blocktaktung

Zusammenfassend bleibt festzustellen, dass der direkte 1-phasige CSI aufgrund der großen Speicherdrossel und der potenziell hohen Durchlassverluste keinen praktischen Nutzen zu haben scheint.

6.1.2 Dreiphasige Blocktaktung

Zu Beginn der Entwicklung von PV-Wechselrichtern setzte man weitgehend netzgeführte Thyristor-Stromrichter ein [4]. Abb. 6.2 zeigt einen dreiphasigen Thyristor-Wechselrichter mit Blocktaktung (B6-CSI), der über einen Stromzwischenkreis direkt mit dem PV-Generator verbunden ist. Die Funktionsweise dieser Standard-Schaltung kann als bekannt vorausgesetzt werden.

Solche Stromzwischenkreis-WR sind bis heute üblicherweise im Höchstleistungsbereich (>10MW) angesiedelt, wo die geforderte hohe Strom- und Spannungsbelastung der Ventile praktisch nur unter Verwendung von Thyristoren erfüllt werden kann [5]. Thyristoren lassen sich darüber hinaus relativ einfach direkt in Reihe schalten, sind robust, kostengünstig und effizient.

In der Photovoltaik wird diese Schaltung schon seit geraumer Zeit nicht mehr verwendet. Wesentliche Gründe dafür sind neben der großen Zwischenkreisinduktivität die Aufnahme von Steuerblindleistung. Damit verbunden ist die Ge-

fahr des „Wechselrichterkippens“. Bei der Kommutierung entsteht temporär ein Kurzschluss zwischen zwei Phasen. Dieser kann nicht mehr gelöscht werden, wenn das Potenzial der ablösenden Phase niedriger als das der aktuell stromführenden ist. Aus diesem Grund darf im Wechselrichterbetrieb ein Zündwinkel α größer π nicht überschritten werden. Es ist daher ein ausreichender „Sicherheitsabstand“ (Löschwinkel $>10^\circ$) einzuhalten, der zwangsweise zur Aufnahme induktiver Blindleistung führt. Die Steuerblindleistung ist mit dem Mittelwert der Zwischenkreisspannung U_{di} über die Beziehung

$$\cos \alpha = \cos \varphi \quad (6.3)$$

$$\bar{U}_{ZK} = U_{di} \cdot \cos \alpha \quad (6.4)$$

$$U_{di} = U_{ph} \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} \approx 2,34 \cdot U_{ph} \quad (6.5)$$

verknüpft. Daraus ergibt sich ein stark eingeschränkter Stellbereich. Darüber hinaus verursacht der nicht sinusförmige Netzstrom eine hohe Verzerrungsblindleistung und entsprechende Netzrückwirkungen. Ein Netztransformator in Dy-Schaltgruppe unterdrückt die Harmonischen mit durch drei teilbarer Ordnungszahl und führt so zu einem verbesserten Netzstrom ([3], Kapitel 11.3). Dieses Prinzip kann auch auf höherpulsige Schaltungen übertragen werden [69]. Das Problem der Steuerblindleistung lässt sich umgehen, indem man abschaltbare Transistoren verwendet. Das netzsynchrone Schalten verursacht dabei praktisch keine Schaltverluste. Außerdem wäre es denkbar, die Drehstrombrücke ohne Zwischenkreis-Drossel mit dem PV-Generator zu verbinden [36] und so dessen Stromquellencharakteristik auszunutzen. Sofern der Betrieb auf $\cos \varphi = 1$ beschränkt bliebe, könnten hochintegrierte dreiphasige IGBT-Leistungsmodule aus der Antriebstechnik genutzt werden. Eine solche Schaltungsanordnung würde eine äußerst kosteneffektive Lösung mit sehr geringen Umwandlungsverlusten und minimalem Filteraufwand darstellen. Nachteilig sind jedoch die hohen Anpassungsverluste. Abb. 6.3 zeigt beispielhaft die normierte Leistungskennlinie eines PV-Generators in Abhängigkeit von der Spannung. Durch die vom Netz eingeprägte, wellige Zwischenkreisspannung u_{ZK} kann der PV-Generator nicht permanent den maximal möglichen Energieertrag liefern. Moderne Puls-Wechselrichter besitzen hingegen einen statischen Anpassungswirkungsgrad von 99,9%. Aufgrund des stark eingeschränkten Stellbereichs kann auch der MPP praktisch nicht nachgeführt werden. Wie in Abschnitt 2.2 hergeleitet, würde bereits ein Umwandlungsverlust von 1% einen deutlichen Wettbewerbsnachteil zur Folge haben. Abhilfe könnte hier ein vor-

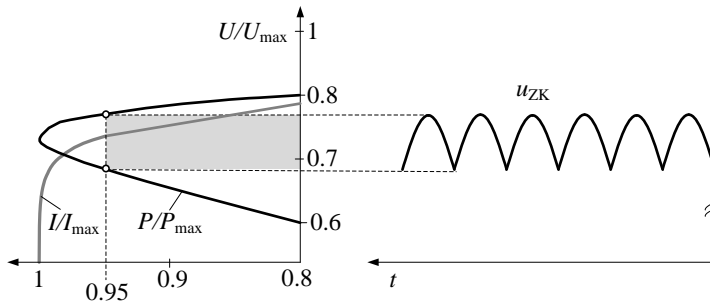


Abbildung 6.3: Links: Normierte Strom- und Leistungskennlinie eines PV-Generators. Rechts: Zwischenkreisspannung

geschalteter DC-DC-Wandler schaffen, der den Zwischenkreisstrom moduliert und ein MPP-Tracking erlaubt (siehe Abschnitt 7.1.2).

6.1.3 Dreiphasige PWM

Der dreiphasige CSI mit Pulsweitenmodulation (PWM-CSI) beseitigt die wesentlichen, im vorherigen Abschnitt genannten, Nachteile. Dafür werden jedoch schnelle rückwärts-sperrfähige Leistungshalbleiter benötigt. Aufgrund der Tatsache, dass solche Schalter heute noch nicht verfügbar sind, ist pro Zweig eine zusätzliche Seriendiode erforderlich. Dies erhöht zwar naturgemäß die Durchlassverluste, hat aber auch einen positiven Nebeneffekt. Feldeffekttransistoren verfügen in der Regel über eine intrinsische Body-Diode mit schlechten dynamischen Eigenschaften. Dies gilt insbesondere für höhere Sperrspannungen ab 600V. Die Seriendiode sorgt dafür, dass die interne Diode nicht bestromt wird und somit inaktiv ist. Abb. 6.4 zeigt eine solche Ausführung.

Die Steuerung des CSI hat so zu erfolgen, dass dem eingepprägten DC-Strom stets ein Pfad zur Verfügung steht. Zu jedem Zeitpunkt ist also je ein Schalter der oberen (positiven) und unteren (negativen) Brückenhälfte leitend zu halten. Das Funktionsprinzip entspricht prinzipiell dem der einphasigen Brückenschaltung (Abb. 6.1). Die Einstellung des gleitenden Mittelwerts des Ausgangsstroms, der durch CL Filter geglättet wird, erfolgt über die Einschaltdauer der Brückenkurzschlüsse (Nullzustände).

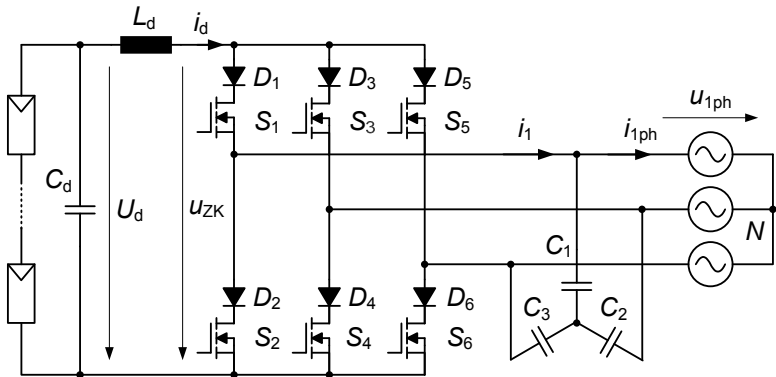


Abbildung 6.4: Schaltbild des direkten PWM Stromzwischenkreis-Wechselrichters (CSI), beispielhaft mit MOSFETs bestückt

Wesentlicher Vorteil des dreiphasigen PWM-CSI ist die verhältnismäßig kleine Zwischenkreisdrossel aufgrund des gleichmäßigen Leistungsflusses. Unter Berücksichtigung des kapazitiven Filterstroms I_C , lässt sich die Leistungsbilanz zwischen DC- und AC-Seite aufstellen:

$$U_d \cdot I_d = 3 \cdot U_{1ph} \cdot I_1 \cos(\varphi + \delta_c) = 3 \cdot U_{1ph} \cdot I_{1ph} \cos \varphi \quad (6.6)$$

$$\varphi + \delta_c = \arcsin\left(\frac{I_1 \sin \varphi + \omega_1 C_1 U_{ph}}{I_1}\right) \quad (6.7)$$

$$I_1 = \sqrt{(I_{1ph} \cos \varphi)^2 + (I_{1ph} \sin \varphi - \omega_1 C_1 U_{ph})^2} \quad (6.8)$$

Mit dem Modulationsindex M_I als Verhältnis zwischen der Amplitude des Wechselrichterausgangsstroms I_1 und dem Zwischenkreisstrom I_d ergibt sich:

$$M_I = \frac{\sqrt{2} I_1}{I_d} \quad 1 \geq M_I > 0 \quad (6.9)$$

$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot U_{1ph} \cdot M_I \cdot \cos(\varphi + \delta_c) \quad (6.10)$$

In Abb. 6.5 sind die dazugehörigen Zeigerdiagramme dargestellt. Auch hier führt, ähnlich wie beim VSI in Kapitel 5, die Vergrößerung des (kapazitiven)

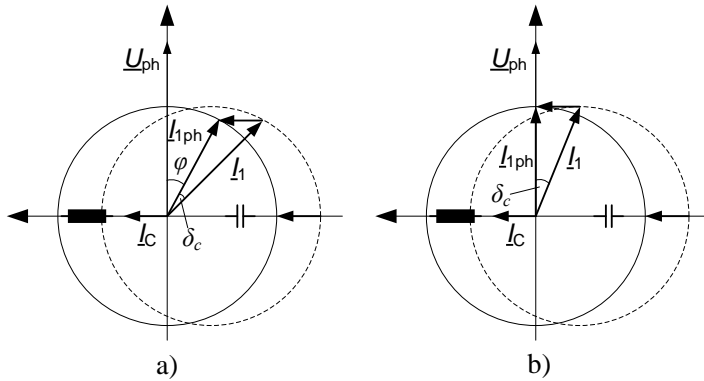


Abbildung 6.5: Zeigerdiagramm des PWM CSI (im EZS) a) "übererregt"
 b) reine Wirkleistung

Filters zu einer internen Phasenverschiebung, die nach (6.10) mit einer verringerten Aussteuerung einhergeht. Die maximale Spannung bei reiner Wirkleistungseinspeisung beträgt demnach $U_{d,max} = 3U_{1ph}/\sqrt{2}$ und wird bei einer Phasenverschiebung entsprechend (6.10) geringer.

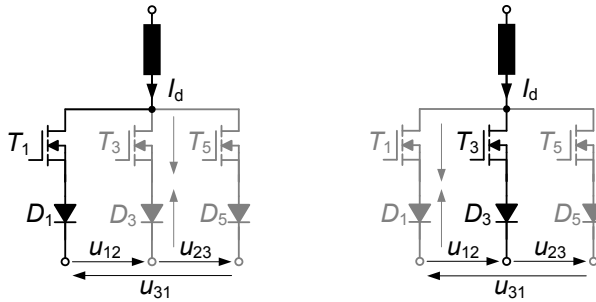
Wie bei einem Hochsetzsteller wird Energie von der Seite mit der niedrigeren Spannung (U_d) auf die Seite mit der höheren Spannung (U_{ph}) transferiert. Dies kann von großem Vorteil sein, wenn mit niedrigen Eingangsspannungen gearbeitet werden muss.

6.2 Modulationsverfahren

Die nachfolgenden Abschnitte beziehen sich auf den dreiphasigen CSI mit PWM.

6.2.1 Kommutierung

Innerhalb einer Kommutierungszelle – der oberen oder unteren Brückenhälfte – sind zwei Kommutierungsarten zu unterscheiden: die Zwangskommutierung und die natürliche Kommutierung (wie bei fremdgeführten Schaltungen). Bei

Abbildung 6.6: Kommutierung des Zwischenkreisstroms I_d von Phase 1 auf 2

natürlicher Kommutierung erfolgt der Stromübergang bei positiver Kommutierungsspannung, d.h. das Potenzial des ablösenden Pfades ist höher als das des gerade stromführenden. Dabei kann der Transistor des abzulösenden Pfades sogar eingeschaltet bleiben. Im Gegensatz dazu muss der Transistor der stromführenden Phase bei der Zwangskommutierung aktiv abgeschaltet werden, während der Transistor im ablösenden Pfad eingeschaltet wird. Diese beiden Fällen treten auch beim CSI auf, wie Abbildung 6.6 in Ablehnung an [3] verdeutlicht. In Abb. 6.6 ist beispielhaft die Kommutierung von Phase 1 (T1) auf Phase 2 (T3) dargestellt. Der Kommutierungsstrom ist, unter Vernachlässigung des Stromrippels, über die gesamte Netzperiode gleich I_d . Die Kommutierungsspannung über dem Schalter (T3+D3) ist u_{12} . Je nach Polarität von u_{12} sperrt der Transistor oder die Diode die gesamte Spannung. Für $u_{12} > 0$ liegt die Sperrspannung über T3, d.h. $U_{D3}=0$ und $U_{T3}=u_{12}$. Beim Einschalten von T3 übernimmt Phase 2 den Strom, unabhängig davon, ob T1 ausgeschaltet wird, da das Kathodenpotenzial von D3 kleiner ist als das von D1 (natürliche Kommutierung). Die Sperrspannung fällt nun an D1 ab, d.h. $U_{D1}=-u_{12}$ und $U_{T1}=0$. Bei negativer Kommutierungsspannung kehren sich, wie in Tabelle 6.1 dargestellt, die Verhältnisse um. Für die mittleren Kommutierungsverluste ist der Mittel-

Tabelle 6.1: Kommutierungsspannung nach Abb. 6.6

u_k	T1	D1	T3	D3
$u_{12} > 0$	0	u_{12}	u_{12}	0
$u_{12} < 0$	u_{12}	0	0	u_{12}

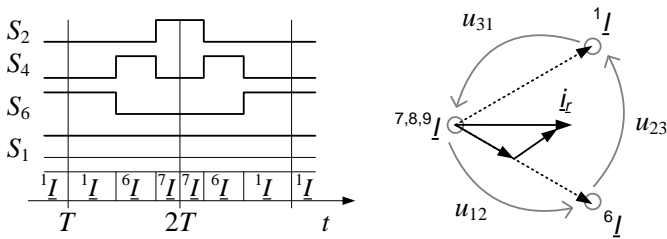


Abbildung 6.7: Pulsmuster und Raumzeigermodulation des CSI

wert der geschalteten Kommutierungsspannung maßgebend. Dieser wird im folgenden Abschnitt hergeleitet.

6.2.2 Modulation

Das Grundprinzip der Modulation besteht darin, den Gleichstrom I_d in einen pulsweitenmodulierten Ausgangs-Wechselstrom I_1 umzuformen. Für Stromzwischenkreis-Wechselrichter sollte die Raumzeigermodulation (SVPWM), wie in Anhang B dargestellt, verwendet werden. Daneben existieren trägerbasierte Sinus-Dreieck Verfahren [70], welche jedoch den Nachteil haben, dass die exakte Synchronisierung beim Sektorübergang schwierig zu bewerkstelligen ist.

Bei der SVPWM bildet die Kombination von zwei (benachbarten) aktiven Schaltzuständen mit ein oder mehr passiven (Null)-Zuständen eine Schaltsequenz innerhalb eines Sektors. Mit Hilfe der SVPWM werden die Einschalt-dauern der Schaltzustände in Abhängigkeit von der Länge und Position des Referenz- bzw. Sollwertvektors \vec{i}_r^* in der Raumzeigerebene berechnet. Das naheliegendste Modulationsverfahren ist so gestaltet, dass durch entsprechende Wahl der Nullzustände immer ein Schalter der unteren oder oberen Kommutierungsgruppe dauerhaft eingeschaltet bleibt. Das betragsmäßig größte AC-Potenzial wird so auf die positive bzw. negative DC-Seite gezogen. Somit sind zu jedem Zeitpunkt nur drei Schalter hochfrequent taktend. Ein Beispiel dafür mit der Schaltsequenz $1I, 6I, 7I$ ist in Abb. 6.7 dargestellt. Optimierte Modulationsverfahren für den CSI zielen auf die Minimierung der effektiven Schaltfrequenz und das Schalten mit der minimalen Kommutierungsspannung ab. In [71] wird dies durch zyklisches Vertauschen der Schaltsequenz erreicht (siehe auch Abb. 6.7). In [72] wurde ferner ein Modulationsverfahren vorgestellt,

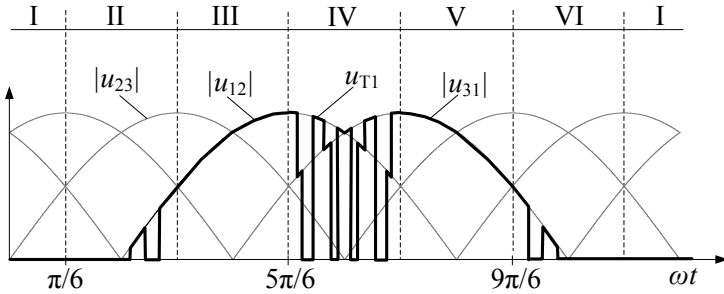


Abbildung 6.8: Prinzipieller Verlauf Kommutierungsspannung T1 (cos-System)

welches die Kommutierungsspannung unsymmetrisch auf die obere und untere Kommutierungsgruppe aufteilt. So ließe sich unter linearen Bedingungen ein Großteil der rechnerischen Schaltverluste auf schnelle Schalter konzentrieren. Das Modulationsverfahren lässt sich auch so optimieren, dass am PV-Generator eine minimale Gleichtaktspannung entsteht. Dies wird im nächsten Abschnitt näher erläutert. Für die Berechnung der Schaltverluste ist die mittlere Kommutierungsspannung eines Schalters relevant. Wie bereits erläutert, ist die Kommutierungsspannung zwischen zwei Schaltern gleich der dazugehörigen verketteten Netzspannung:

$$\sum \bar{U}_k = \frac{6}{2\pi} \int_0^{2\pi/6} |u_{12}(\omega_1 t)| + |u_{23}(\omega_1 t)| + |u_{31}(\omega_1 t)| d\omega_1 t \quad (6.11)$$

$$= \frac{6 \cdot \sqrt{6}}{\pi} U_{ph} \quad (6.12)$$

$$\bar{U}_{k,T1} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} U_{ph} \quad (6.13)$$

Wie Abb. 6.7 zeigt, sind pro Sektor nur drei Schalter, aber alle drei verketteten Netzspannungen an der Kommutierung beteiligt. Schalter und Spannungen wechseln zwar von Sektor zu Sektor, doch aus Symmetriegründen genügt es nur einen Sektor zu betrachten. Über eine Periode von 60° el addiert man die arithmetischen Mittelwerte der drei absoluten verketteten Netzspannungen auf und erhält die Gesamtsumme der mittleren Kommutierungsspannungen $\sum \bar{U}_k$ [73]. Im dreiphasigen System treten zu jedem Zeitpunkt zwei Spannungen gleicher Polarität auf, wobei die positive Spannung vom Transistor und die negati-

ve von der Diode blockiert wird. Um die mittlere Kommutierungsspannung pro Halbleiter zu erhalten, wird die Gesamtsumme demnach durch 12 dividiert.

In Abb. 6.8 ist der prinzipielle zeitliche Verlauf der Sperrspannung von Transistor T1 dargestellt. Dabei gilt es zwischen Ein- und Ausschaltverlusten zu unterscheiden. Im Bereich $2\pi/6$ bis $3\pi/6$ treten nur Ausschaltverluste auf, da die Spannung beim Einschalten Null ist. Die Kommutierungsspannung ist in diesem Bereich proportional zum Verlauf von $|u_{12}|$. Im Bereich $9\pi/6$ bis $10\pi/6$ hingegen gibt es nur Einschaltverluste. Diese sind proportional zu $|u_{31}|$. Zwischen $5\pi/6$ bis $7\pi/6$ wechselt die Kommutierungsspannung zwischen zwei verketteten Spannungen. In diesem Bereich treten nun Ein- und Ausschaltverluste auf.

6.3 Gleichtaktunterdrückung

Bei transformatorlosen Schaltungen gilt es grundsätzlich hochfrequente Potenzialsprünge an der Gleichstromquelle zu unterdrücken. Diese führen zu ggfs. nicht tolerierbaren AC-Ableitströmen i_E aus den Gleichstromgeneratoren in die Umgebung über die unvermeidbaren parasitären Kapazitäten dieser Generatoren gegenüber Erde [17],[74]. Ableitströme führen zu Problemen mit der Betriebssicherheit, der elektromagnetischen Verträglichkeit und generieren zusätzliche RMS-Verluste. Die Erdkapazitäten hängen stark von Umwelteinflüssen und Montagebedingungen ab. Sie können für kristalline Module im Bereich 50nF-150nF/kWp liegen, bei Dünnschicht-Modulen aufgrund des höheren Flächenbedarfs sogar bis zu 1000nF/kWp. Ein Lösungsansatz besteht darin diese Ableitströme durch geeignete Schaltungsmaßnahmen drastisch zu senken. Beispiele für solche Konzepte sind die „H5-Topologie“ [75] oder die „Heric-Topologie“ [76]. Maßnahmen dieser Art können beim PMW-CSI nicht getroffen werden, da hier das DC-Potenzial des Wechselrichters immer einen Netzbezug hat. Mit Hilfe eines zusätzlichen DC-seitigen EMV-Filters und einer optimierten Pulsmustererzeugung zur Gleichtaktunterdrückung lassen sich die Ableitströme dennoch deutlich verringern. Zu dieser Problematik wurde in den späten 90er Jahren von Mike Meinhardt [77] Pionierarbeit geleistet. Einige Ansätze wurden in dieser Arbeit übernommen und weiter entwickelt.

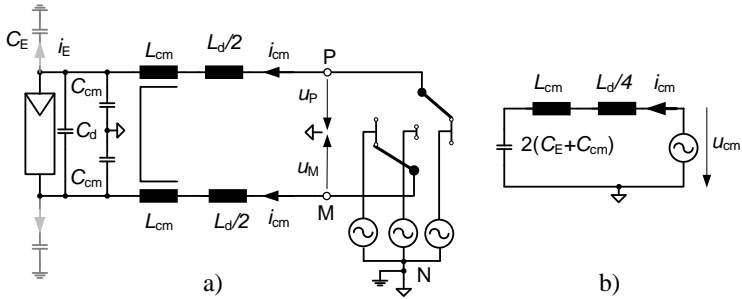


Abbildung 6.9: Modifizierte Schaltungsanordnung a) Vollständiges Gleichtakt-ESB
b) Vereinfachtes Gleichtakt-ESB

6.3.1 Erweitertes ESB

Zur Beschreibung des Gleichtaktverhaltens wird das vereinfachte Ersatzschaltbild in Abb. 6.9 verwendet (siehe auch [6], [78], [77]). Dabei wird die Impedanz des Ausgangsfilters vernachlässigt. Das ESB enthält neben der, zweckmäßigerweise aufgeteilten, DC-Speicherdrossel L_d die zusätzlichen parasitären Kapazitäten C_E , ein Gleichtaktfilter bestehend aus der stromkompensierten Drossel L_{cm} und den Kondensatoren C_{cm} . Wird C_{cm} direkt an PE angeschlossen muss dieser als Y-Kondensator ausgeführt sein. Andernfalls genügt beim Anschluss des N-Leiters ein X-Kondensator. Zur Grundidee gehört, dass sich der Gleichtaktstrom, von der Gleichtaktspannung u_{cm} getrieben ,

$$u_{cm}(t) = \frac{u_P(t) + u_M(t)}{2} \quad (6.14)$$

über den kapazitiven Stromteiler ($C_{cm} \gg C_E$) aufteilt. Somit fließt nur ein geringer Teil gegen Erde. Der Großteil des Gleichtaktstroms zirkuliert innerhalb des Wechselrichters. Je größer die effektive Induktivität von L_{cm} , desto größer die Dämpfung des Gleichtaktstroms. Aus dem Verlauf der Gleichtaktimpedanz $Z_{cm}(2\pi f)$, der in Abb. 6.10

$$|Z_{cm}| = \frac{\omega L_{dc}}{4} + \omega L_{cm} - \frac{1}{2\omega(C_E + C_{cm})} \quad (6.15)$$

aufgetragen ist, wird deutlich, dass bei einer realistischen Wahl der Bauelementeparameter die Schaltfrequenz deutlich über 10kHz liegen sollte. In Abhängigkeit von der parasitären Kapazität C_E variiert die Resonanzfrequenz im Bereich 100Hz-10kHz.

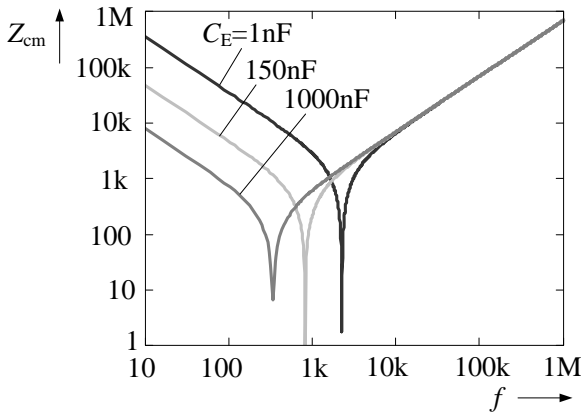


Abbildung 6.10: Verlauf der Impedanz Z_{cm} [Ω] über die Frequenz [Hz] mit C_E als Parameter, $L_d=40\text{mH}$, $L_{cm}=100\text{mH}$ und $C_{cm}=22\text{nF}$

6.3.2 Optimiertes Modulationsverfahren

Zur weiteren Verbesserung der Gleichtaktunterdrückung wurde ein dafür optimiertes Modulationsverfahren entwickelt. Es gestattet die Amplitude der Gleichtaktspannung zu halbieren und vermeidet niederfrequente Anteile im Spannungsspektrum. Aus jedem Schaltzustand resultiert ein Augenblickswert der Gleichtaktspannung u_{cm} , die sich aus den Momentanwerten der Phasenspannungen zusammensetzt (s. Anhang B). In Abb. 6.11a sind die umhüllenden Kurven von u_{cm} aufgetragen, die sich aus den Schaltzuständen ergeben. Während die aktiven bzw. strombildenden Zustände in jedem Sektor praktisch durch die Modulation vorgegeben sind, ist die Wahl der Nullzustände grundsätzlich frei. Hier setzt das optimierte Modulationsverfahren an. Die Nullzustände werden alle 60° el zyklisch vertauscht, so dass sich die Gleichtaktspannung stets im inneren Spannungsband von Abb. 6.11a bewegt. Die Verteilung der Nullzustände in der Raumzeigerebene stellt Abb. 6.11b dar. Auf diese Weise erhält man eine minimale und homogene Gleichtaktspannung. Da die Nullzustände einmal pro Sektor vertauscht werden, treten bei diesem Modulationsverfahren um etwa $1/3$ mehr Schalthandlungen auf. Im Gegenzug vermindert sich jedoch die effektive Kommutierungsspannung \bar{U}_k , so dass die Schaltverluste in etwa gleich bleiben.

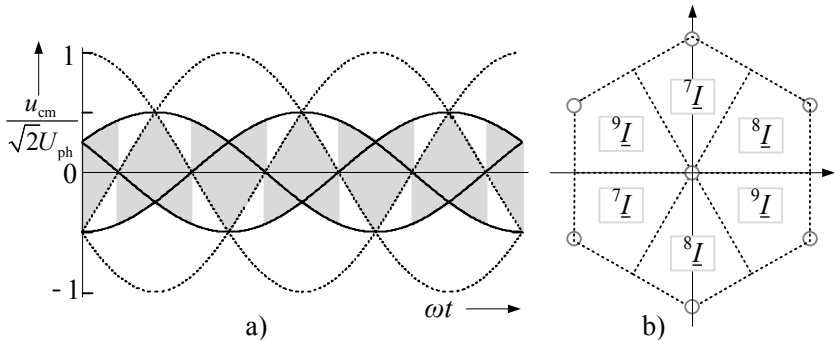


Abbildung 6.11: a) Schwarze Line: u_{cm} Aktive Zustände, gepunktete Line: u_{cm} Nullzustände b) Verteilung der Nullzustände in der Raumzeigerebene

Abb. 6.12 zeigt eine Simplerer™-Simulation des optimierten und des nicht optimierten, konventionellen Modulationsverfahrens. Neben den Gleichtaktspannungen ist auch der Gleichtaktstrom i_{cm} und der Ableitstrom gegen Erde i_E aufgetragen, wobei eine Erdkapazität von $C_E=10\text{nF}$ zugrunde gelegt wurde. Wie hier zu sehen ist, kann der Gleichtaktstrom effektiv unterdrückt werden. In der Folge fließt nur ein kleiner Teilstrom von einigen mA tatsächlich gegen Erde.

In der Photovoltaik ist ein Grenzwert von 300 mA (VDE0126) vorgegeben. Linear hoch skaliert folgt daraus, dass sich grob geschätzt etwa 20-30 modulintegrierte WR über einen Fehlerstromsensor parallel betreiben ließen. Hierzu laufen gerade im Rahmen des „PV-MIPS“ Projektes umfangreiche Feldtests.

6.4 Belastungs -und Dimensionierungsfaktoren

Im Laufe der Arbeit hat sich gezeigt, dass der quantitative Vergleich zwischen VSI und CSI nicht trivial ist und vielfach noch ein großes Informationsdefizit herrscht. Erste Untersuchungen wurden anhand von IGBT-Datenblattinformationen in [63] durchgeführt. Bülo et al. lieferte in [24] einen verallgemeinerten Ansatz. Dieser wird im Folgenden weitergeführt und auf die speziellen Anforderungen der Applikation zugeschnitten. Da Transistor und Diode in Reihe liegen, sind die Werte jeweils identisch.

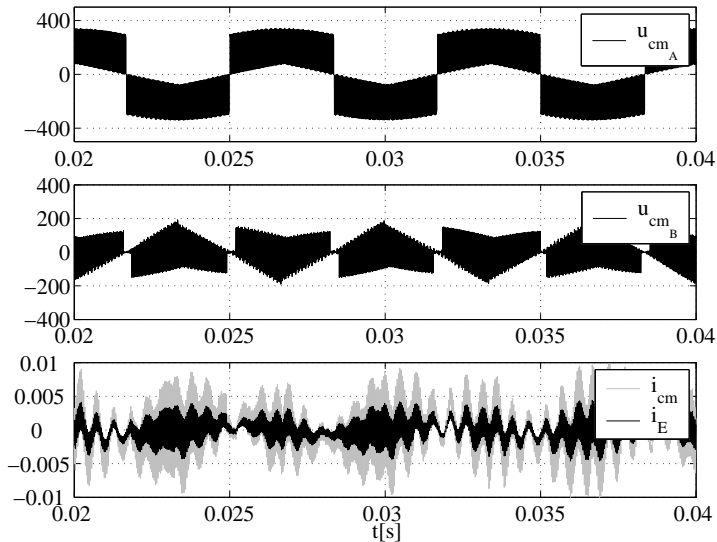


Abbildung 6.12: Simulation von u_{cm} [V] mit verschiedenen Modulationsverfahren. Simulation von i_{cm} [A] und i_E [A] bei $f_s=25\text{kHz}$, $L_{cm}=100\text{mH}$ and $C_{cm}=22\text{nF}$, $C_E=10\text{nF}$ mit optimiertem Modulationsverfahren

6.4.1 Halbleiter-Durchlassverluste

Da zu jedem Zeitpunkt zwei Schalter leitend sind, folgt mit (6.9) für die Mittel- und Effektivströme pro Schalter:

$$\bar{\xi}_T = \bar{\xi}_D = \frac{2}{6} \frac{I_d}{I_{ph}} \tag{6.16}$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{3 \cdot M_I} \tag{6.17}$$

$$\widetilde{\xi}_T = \widetilde{\xi}_D = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{I_d}{I_{ph}} \tag{6.18}$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot M_I} \tag{6.19}$$

$$\hat{\varepsilon} = \frac{U_{S,max}}{U_{ph}} = \sqrt{6} \tag{6.20}$$

$$\widetilde{\varepsilon}^* = 12 \cdot \hat{\varepsilon}^\beta \cdot \widetilde{\xi}_T^2 \tag{6.21}$$

6.4.2 Halbleiter-Schaltverluste

Beim CSI ist der mittlere Kommutierungsstrom $\bar{I}_k = I_d$ nur vom Modulationsindex abhängig und somit innerhalb einer Netzperiode konstant. Dagegen ist die Kommutierungsspannung, welche in Abschnitt 6.2.2 hergeleitet wurde, vom Netzwinkel abhängig. Sie kann jedoch unter linearen Bedingungen gemittelt werden und daraus folgt:

$$\bar{I}_k = I_d \quad (6.22)$$

$$\bar{\xi}_k = \frac{\bar{I}_k}{I_{ph}} = \frac{\sqrt{2}}{M_I} \quad (6.23)$$

$$\bar{\varepsilon}_k = \frac{\bar{U}_k}{U_{ph}} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \quad (6.24)$$

$$\Pi_k = 12 \cdot \frac{\sqrt{2}}{M_I} \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \quad (6.25)$$

$$\Pi_k^* = \hat{\varepsilon}^\alpha \cdot \Pi_k \quad (6.26)$$

6.4.3 DC-Speicherdrossel

Die Dimensionierung der Zwischenkreisinduktivität erfolgt im Wesentlichen analog zur Auslegung eines Hochsetzstellers. Es soll eine Gesamtinduktivität L_d berechnet werden, durch die der maximale Ripple des Zwischenkreis-Stroms $\Delta I_{d,max}$ festgelegt wird. Die Dauer des Brückenkurzschlusses ergibt sich aus der relativen Einschaltdauer d_z des Nullvektors. Über die Spannungszeitfläche der Drossel berechnet sich der Stromripple folgendermaßen:

$$L_d = \frac{\Delta U \cdot \Delta T}{\Delta I_d} \quad (6.27)$$

$$\Delta I_d = \frac{U_d \cdot d_z \cdot T_s}{L_d} \quad (6.28)$$

Im stationären Zustand kann ferner nachgewiesen werden, dass bei jedem Sektorübergang folgender Zusammenhang gilt [6]:

$$U_d = U_{ZK,max} \cdot (1 - d_z) \quad U_{ZK,max} > U_d \quad (6.29)$$

wobei der maximale Wert der Zwischenkreisspannung der maximalen Netzspannungsamplitude entspricht: $U_{ZK,max} = \sqrt{6}U_{ph}$. Mit (6.29) eingesetzt in

(6.28) folgt, dass ΔI_d bei $d_z=1/2$ maximal wird. Die erforderliche Induktivität beträgt:

$$L_d = \frac{\sqrt{6}U_{ph}}{4 \cdot \Delta I_{L,max} \cdot f_s} \quad (6.30)$$

$$= \frac{\sqrt{6}U_{ph}}{4 \cdot r_L I_d \cdot f_s} = \frac{\sqrt{6}U_{ph} \cdot M_I}{4 \cdot r_L \sqrt{2} I_{ph} \cdot f_s} \quad (6.31)$$

Der Rippel wird allgemein üblich auf $r_L = 10\% - 40\%$ des Spitzenstroms limitiert. Für die maximal zu speichernde Energie bzw. das Bauvolumen ergibt sich überschlägig:

$$W_{Ld} = L_d \cdot \tilde{i}_d^2 = L_d \cdot \left(\frac{\sqrt{2} I_{ph}}{M_I} \left(1 + \frac{r_L}{2} \right) \right)^2 \quad \text{mit } r_L \ll 1 \quad (6.32)$$

$$\rho_{Ld} \approx \frac{6 \cdot M_I}{\sqrt{3}} \cdot r_L \quad (6.33)$$

6.4.4 Filter

DC-Filterkondensator

Parallel zum PV-Generator ist der DC-Filterkondensator C_d angeordnet, um die Spannungswelligkeit zu minimieren. C_d ist bei Stromzwischenkreis-Wechselrichtern relativ klein, da der Kondensator nur den Rippelstrom der Zwischenkreisdrossel aufnehmen muss. Bei Spannungszwischenkreis-Wechselrichtern hingegen fließt der gepulste Laststrom durch den Kondensator (siehe Abschnitt 5.3.4). Für den RMS-Strom im Kondensator ergibt sich somit überschlägig:

$$\frac{\tilde{I}_{C,HF}}{I_{ph}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\Delta I_{L,max}}{2} = \frac{r_L \cdot \sqrt{2}}{2\sqrt{3} \cdot M_I} \quad (6.34)$$

AC-Filter

Das Ausgangsfilter des CSI ist hauptsächlich kapazitiv. Lediglich zur Entkopplung von Wechselrichter und Netz ist eine kleine Netzdrossel vorzusehen. Zur

Filterung der gepulsten Ausgangsströme müssen im Vergleich zum VSI deutlich größere AC-Kondensatoren eingesetzt werden. Hier kehren sich die Verhältnisse bei der Auslegung des DC-Filterkondensators um. Hinsichtlich des Bauvolumens wäre grundsätzlich ein kapazitives Filter zur primären Filterung des AC-Stroms zu bevorzugen. Kondensatoren verfügen über eine wesentlich höhere Energiedichte als magnetische Bauelemente und sind in ihrer Herstellung weitestgehend automatisiert. Dagegen liegen C-Filter immer zunächst zwischen L-N und verursachen somit dauerhaft Blindleistung. Als problematisch könnte sich ein stark kapazitives Netzfilter auch bei einem stark gestörten Netz erweisen. Bedingt durch Kommutierungseinbrüche o.ä. Störungen entstehen Oszillationen der Filterströme, die sich dem Netzstrom überlagern.

Letztlich müssen genannte Vor- und Nachteile im konkreten Anwendungsfall gegeneinander abgewogen werden.

6.4.5 Vergleich

In Kapitel 3 und 5 wurden verschiedene dimensionslose Belastungsfaktoren bzw. Verlustrepräsentanten hergeleitet, die einen quantitativen Vergleich von Topologien gestatten. Im Folgenden wird eine Analyse für den 2-Punkt-VSI mit symmetrischer Modulation ($M_{i,max}=1$) und dem (PWM-)CSI vorgenommen. Da der VSI als Grundstruktur nur tiefsetzende Eigenschaften hat, wird auch eine Kombination aus VSI und Hochsetzsteller (HSS) in den Vergleich mit einbezogen. In der PV ist eine obere Grenze bei der Systemspannung vorgegeben (1000V), die auch bei tiefen Temperaturen und im Leerlauf nicht überschritten werden darf. Daraus ergibt sich bei einer Einspeisung in das Drehstromnetz die Forderung nach Topologien, die die Eingangsspannung gegenüber der Netzspannung hochsetzen. Der PWM-CSI erfüllt diese Anforderung ebenso wie der VSI+HSS. Letztere Variante hat darüber hinaus den Vorteil, dass der HSS, z.B. über eine Bypass-Diode überbrückt werden kann. Somit hat diese Variante sogar hoch- und tiefsetzende Eigenschaften. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird für den HSS nur der hochsetzende Betriebsbereich betrachtet. Weiterhin beschränken sich die Untersuchungen des VSI hier auf den Betrieb mit konventioneller, symmetrischer Modulation.

Als weitere Randbedingung wird als gemeinsamer Bezugspunkt eine feste Netzspannung vorausgesetzt, d.h. $U_{ph} = konst.$ Ausgehend von einem beliebig konfigurierbaren Generator dient das Verhältnis zwischen minimaler und maximaler (PV-)Eingangsspannung $v = \frac{U_{dmin}}{U_{dmax}}$ als Parameter für die nachfolgenden

Darstellungen. So können die Topologien in demselben relativen Spannungsfenster verglichen werden. Beim VSI ist aufgrund der tiefsetzenden Spannungsübertragung eine untere Grenze vorgegeben ($v_{VSI} = M_i^{VSI}$), während CSI ($v_{CSI} = M_i^{CSI}$) ebenso wie VSI+HSS eine obere Grenze aufweisen. Das Spannungsübertragungsverhältnis des HSS wäre somit umgekehrt proportional zum VSI ohne Vorstufe:

$$M_{HSS} \hat{=} \frac{1}{M_i^{VSI}} = \frac{1}{v} \quad (6.35)$$

Für die Konfiguration aus Spannungszwischenkreis-Wechselrichter und Hochsetzsteller gilt, dass der VSI stets im optimalen Arbeitspunkt, d.h. bei $M_i=1$ betrieben wird.

Bei der Berechnung der Belastungsfaktoren für die Kombination von Hochsetzsteller und VSI ist zu berücksichtigen, dass die Halbleiter-Ströme, als auch die Drosselströme (siehe Abschnitt 4.4) auf den Phasenstrom zu normieren sind. Das Verhältnis zwischen dem Ausgangsstrom des Hochsetzstellers und dem Phasenstrom des Wechselrichters ergibt sich aus einer einfachen Leistungsbilanz:

$$\frac{\bar{I}_{A,HSS}}{I_{ph}} = \frac{3}{2\sqrt{2}} \quad \text{für } M_i^{VSI} = 1 \quad (6.36)$$

$$\tilde{\Xi}_{HSS+VSI}^* = 3 \cdot \left(\frac{2\sqrt{2}}{1} \right)^\beta + \left(\frac{2\sqrt{2}}{1} \right)^\beta \left(\frac{3}{2\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{v^2} \quad (6.37)$$

Aus „historischen“ Gründen wurde der Schaltverlustfaktor Π_k^* für die Wechselrichter nur auf die Phasenleistung ($U_{ph}I_{ph}$) bezogen. Daher muss der Faktor des HSS mit drei multipliziert werden. Daraus folgt für den vorliegenden Fall:

$$\Pi_{k,HSS+VSI}^* = 12 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(\frac{2\sqrt{2}}{1} \right)^{1+\alpha} + 3 \cdot 2 \left(\frac{2\sqrt{2}}{1} \right)^\alpha \frac{1}{v} \quad (6.38)$$

In Abb. 6.13 sind die Summen der quadrierten Halbleiter-Effektivströme als Indikator für die Durchlassverluste dargestellt. Es zeigt sich zunächst ein eindeutiger Trend. Der RMS-Faktor $\tilde{\Xi}^*$ des CSI ist im Vergleich zum VSI je nach Auslegung um den Faktor 2-3 höher. Stromzwischenkreis-Wechselrichter sind dadurch gekennzeichnet, dass der Zwischenkreis-Strom stets zwei Schalter durchfließt. Im Gegensatz zum VSI ist der Halbleiterstrom von der DC-Eingangsspannung abhängig und steigt somit mit sinkender Eingangsspannung. Die Durchlassverluste nehmen in der Folge überproportional zu. Durch

rückwärts-sperrfähige Schalter, wie z.B. RB-IGBT oder Thyristoren, ließe sich etwa die Hälfte der Durchlassverluste einsparen. Solche Schalter haben jedoch den Nachteil, dass sie gewöhnlich relativ große Schaltverluste verursachen. Somit bleibt oft nur die Kombination aus Transistor und Seriendiode.

Betrachtet man Abb.6.14, so kehrt sich der oben beschriebene Trend um. Dargestellt sind die Belastungsfaktoren hinsichtlich der Schalt- bzw. Kommutierungsverluste. Der Schaltverlust-Faktor ist hier im Vergleich zum VSI je nach Auslegung um den Faktor 2-3 geringer. Dafür können zwei wesentliche Aspekte als Ursache betrachtet werden. Zum Einen werden im PWM-CSI nur 3 Transistoren pro Taktperiode hochfrequent geschaltet. Zum Anderen ist die mittlere Kommutierungsspannung pro Schalter äußerst gering (siehe Abschnitt 6.2.2). Eine Möglichkeit die Schaltverluste des VSI jedoch drastisch zu reduzieren, ist die Applikation unsymmetrischer Modulationsverfahren (siehe Abschnitt 5.2). Das Reduktionspotenzial beträgt hier überschlägig bis zu 50%.

Deutliche Vorteile bietet die Stromzwischenkreis-Topologie hinsichtlich des Drosselfaktors ρ_L , d.h. der Leistungsdichte der Speicherdrossel. Für $v = 0,5$ und $r_L = 1$ beträgt $\rho_{Ld} = 1,73$. Im Vergleich dazu liegt die Kombination aus 2-Punkt-VSI und HSS mit

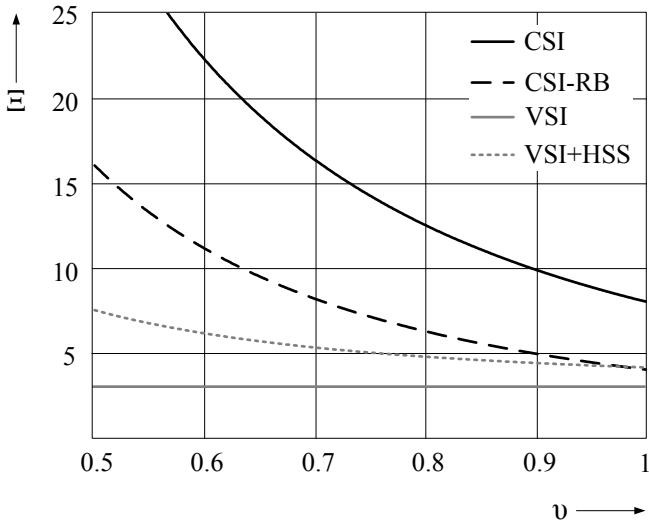
$$\rho_{2L+HSS} = \frac{1}{\frac{1}{\rho_{2L}} + \frac{1}{\rho_{HSS}}} = 0,67 \quad (6.39)$$

bei deutlich weniger als die Hälfte. In Applikationen, die mit mittlerer bis hoher Schaltfrequenz (10...100kHz) betrieben werden, dominiert erfahrungsgemäß der schaltfrequenzabhängige Verlustanteil. Aufgrund der im Vergleich zum VSI geringen Kommutierungsverluste und Drosselbaugröße verspricht der CSI hier ein sehr vorteilhafter Lösungsansatz zu sein.

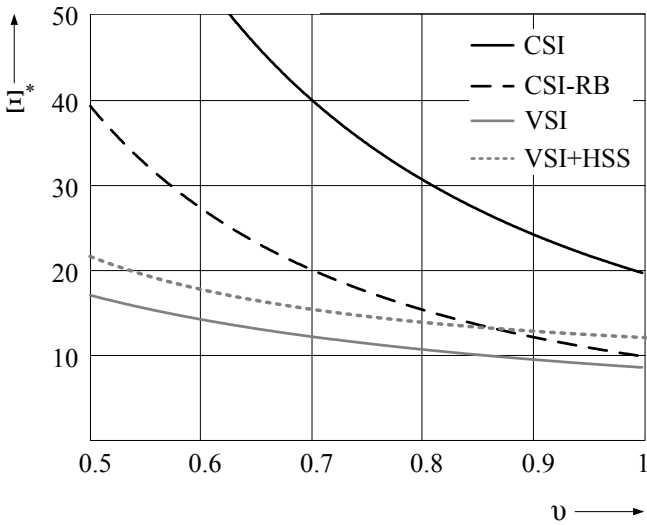
Während sich Schaltverluste auch durch modifizierte Modulationsverfahren oder die Wahl eines technisch günstigen Halbleiters minimieren lassen, können Durchlassverluste jedoch nur sehr begrenzt optimiert werden. Aus diesem Grund sollte der CSI nur in einem sehr engen Spannungsbereich arbeiten. Typische Applikationen könnten, wie später noch diskutiert wird, spezielle modulintegrierte Wechselrichter sein, sowie kleine Zentralwechselrichter. Letztere haben laut Datenblatt des Herstellers SMA einen MPP-Spannungsbereich¹ von etwa 0,67...1.

Tabelle 6.3 fasst die diskutierten Ergebnisse bei $v = 0,5...1$ am Ende des Kapitels noch einmal zusammen.

¹SMA Solar Technology AG: SMC 11000TL-10, MPPT-Spannung: 333V...500V

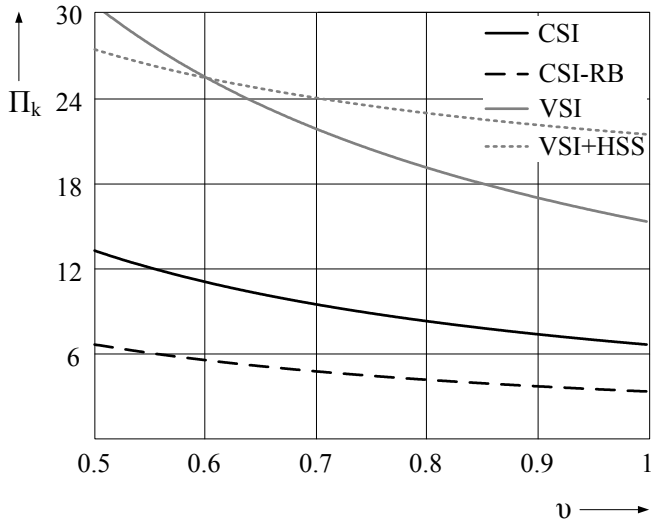
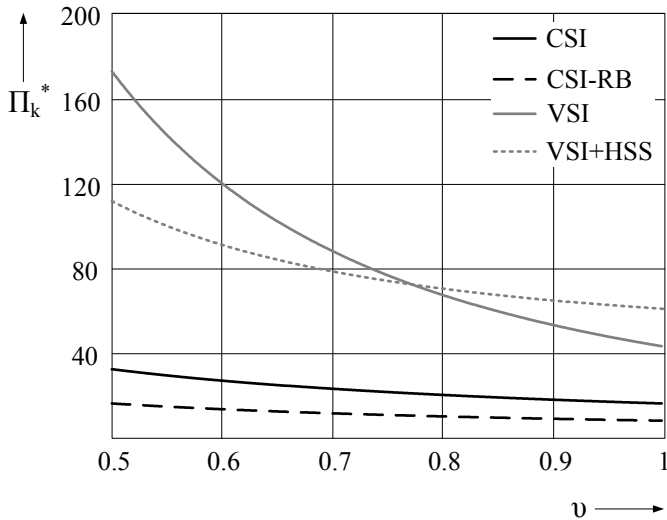


(a) Ungewichteter RMS-Faktor \tilde{f} ($\beta = 0$)



(b) Gewichteter RMS-Faktor \tilde{f}^* ($\beta = 1$)

Abbildung 6.13: Belastungsfaktoren Durchlassverluste $f(v = U_{dmin}/U_{dmax})$; $U_{ph} = konst.$

(a) Schaltverlust-Faktor Π_k (ungewichtet, $\alpha = 0$)(b) Schaltverlust-Faktor Π_k^* ($\alpha = 1$)Abbildung 6.14: Belastungsfaktoren Schaltverluste $f(v = U_{dmin}/U_{dmax})$; $U_{ph} = konst.$

6.5 Sonderaspekte

6.5.1 Überspannungs- und Leerlaufschutz

Stromzwischenkreis-Wechselrichter müssen systematisch gegen Stromunterbrechungen geschützt werden. Dem eingepprägten DC-Strom ist stets ein Pfad zur Verfügung zu stellen. Fällt z.B. die Hilfsstromversorgung aus, gehen selbst-sperrende Schalter naturgemäß sehr schnell in den nichtleitenden Zustand über. Eine nahe liegende Lösung wäre der Einsatz von selbstleitenden Schaltern, wie z.B. den SiC-JFETs (siehe Abschnitt 3.2.3, [79]). Problematisch wäre ist hier jedoch, dass die Brücke als Netzgleichrichter agieren und somit eine negative DC-Spannung einprägen würde.




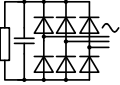


Tabelle 6.2 beschreibt einige Lösungsmöglichkeiten für den Leerlaufschutz, um im Fehlerfall einen alternativen Freilaufpfad auf der DC-Seite bereitzustellen. Die Schutzelemente müssen im Normalbetrieb inaktiv sein und sollten einen geringen Innenwiderstand aufweisen, so dass im Fehlerfall keine signifikanten Überspannungen auftreten. Wichtig ist auch eine hohe Ansprechgeschwindigkeit (AG). Für kleine bis mittlere Leistungen haben sich Varistoren und Suppressor-Diode bewährt. Im höheren Leistungsbereich geht man zu aktiven Freilaufschaltungen über, z.B. auf Basis von Thyristoren. Zur Erhöhung der Ansprechgeschwindigkeit wurde in [80] eine Kombination aus in Reihe geschalteten MOSFET, die im *Avalanche Breakdown* betrieben werden, mit rückwärts-sperrenden IGBTs vorgeschlagen. Damit verbunden ist jedoch ein signifikanter Zusatzaufwand.

Das duale Problem beim VSI ist die Gefahr des Brückenkurzschlusses. Dies kann jedoch durch Einfügen einer Totzeit steuerungstechnisch relativ einfach gelöst werden.

Spezielle Schutzmaßnahmen sind bei CSI auch gegen schnelle Netztransienten (*Bursts, Surges*) zu treffen, um an den Schaltern Überspannungen zu verhindern. Im Gegensatz dazu können Spannungszwischenkreis-WR erhebliche Energieimpulse absorbieren, bevor an den Schaltern kritische Überspannungen auftreten. Die Schalterspannung ist zunächst auf die durch den DC-Kondensator stabilisierte Zwischenkreisspannung begrenzt ([3], Kapitel 11.3).

Beim CSI „schwimmt“ die Schalterspannung praktisch mit dem Netzpotenzial. Als klassischer Überspannungsschutz kommen vorwiegend Varistoren und Suppressor-Dioden in Frage. Besonders effektiv wäre die Kombination aus

Tabelle 6.2: Überspannungs- und Leerlaufschutz für den CSI

Typ	Einsatz	Vorteile	Nachteile
Varistor 	DC, AC	Kleiner R_i Gutes AV Hohe AG	Alterung
Suppressor-Diode 	DC, AC	Kleiner R_i Sehr hohe AG	Geringes AV Kosten
Gasableiter 	DC, AC	Hohes AV	Geringe AG Netz-Kurzschluss
Gleichrichter 	AC	Gutes AV Hohe AG	Aufwand Kosten
Selbstleitender MOSFET 	DC	Hohe AG	Kosten Geringes AV nicht eigensicher
Aktiver Freilauf (Crowbar) 	DC	Kleiner R_i selbstlöschend	Geringe AV (Zünd- verzug) Aufwand

den genannten Bauelementen (Grob- und Feinschutz) [20]. Varistoren unterliegen jedoch einer beschleunigten Alterung bei häufig auftretenden Stromstößen. Tabelle 6.2 zeigt weiteren Lösungsansatz. Durch die Schaffung eines „künstlichen“ Spannungszwischenkreises wird die Spannung über einen Diodengleichrichter wirkungsvoll und mit relativ geringem Aufwand begrenzt [20].

Abschließend muss festgestellt werden, dass CSI verglichen mit VSI einen deutlich höheren Schutzaufwand benötigen.

6.5.2 Blindleistung

Die installierte Leistung von dezentralen Erzeugungsanlagen nimmt stetig zu. Darauf haben die Energieversorger und Verteilnetzbetreiber reagiert, indem sie zunächst von größeren Anlagen einen aktiven Beitrag zur Netzstabilisierung und zur Frequenz- und Spannungshaltung fordern [8]. Leistungselektronische Energiewandler sind für diese Aufgabe besonders geeignet, da sie im Hinblick auf Steuerbarkeit und Dynamik gegenüber herkömmlichen Betriebsmitteln deutlich vorteilhafter sind. Zu den geforderten Eigenschaften gehören u.a.:

1. Minimale Netzurückwirkungen im Normalbetrieb
2. Statische Blindleistungsbereitstellung zur Spannungsregelung ($\cos \varphi = 0,95$ in beide Richtungen)
3. (Unsymmetrische) Blindstromeinspeisung im Fehlerfall in Abhängigkeit von der Höhe der Netzspannung (z.B. $\cos \varphi = 0$ „übererregt“²)
4. Kurzschlussstrombeiträge

Diese neuen Anforderungen haben erheblichen Einfluss auf das Wechselrichterdesign und können als Paradigmenwechsel betrachtet werden. Erstmals müssen Netzwechselrichter mit Mittelspannungsanschluss neben der reinen Wirkleistungseinspeisung Zusatzaufgaben übernehmen. Zunächst ist es zwingend erforderlich, dass der Wechselrichter in der Lage ist Blindströme einzuspeisen. Die statische Blindstromeinspeisung ist z.T. jedoch auf einen minimalen Leistungsfaktor von $\cos \varphi = 0,95$ begrenzt. Auf kurzzeitige Spannungseinbrüche, die unter der halben nominalen Netzspannung liegen, muss durch

²siehe auch VDN TransmissionCode 2007, Seite 30

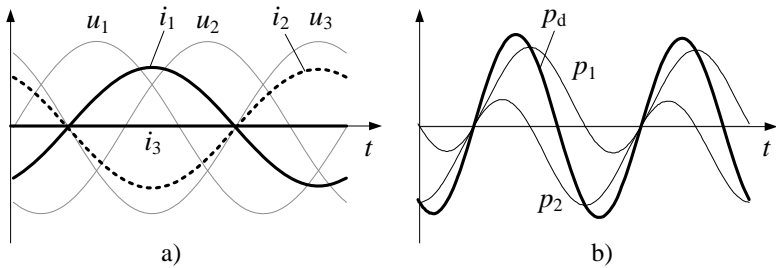


Abbildung 6.15: Zweipoliger Kurzschluss Synchrongenerator a) Netzspannungen und Ströme b) Leistungspendelungen

Einspeisung reinen Blindstroms mit Nennamplitude reagiert werden („dynamische Netzstützung“). Dies gilt sowohl für symmetrische, dreipolige als auch für unsymmetrische, zweipolige Fehler. Bei einem zweipoligen Fehler sollte die nicht betroffene Phase nicht bestromt werden, um eine Spannungsüberhöhung zu vermeiden. Das Verhalten bei Netzfehlern entspricht im Kern dem eines Synchrongenerators. Abb. 6.15a zeigt die grundsätzlichen Stromverläufe eines Synchrongenerators im Falle eines zweipoligen Kurzschlusses ohne Erdschluss. Dargestellt sind ferner die daraus resultierenden Augenblicksleistungen (Abb. 6.15b).

In einem symmetrischen Netz ist der PWM-CSI in der Lage Blindströme bis $\cos \varphi = 0$ einzuspeisen. Der Wechselrichter kann sich in diesem Fall an der Spannungsregelung und Netzstützung beteiligen. Die maximale Amplitude des Phasenstroms entspricht dem DC-Strom des CSI. Im Gegensatz zum VSI ist der Phasenstrom bzw. die Scheinleistung des CSI daher durch Kurzschlussstrom des PV-Generators begrenzt.

Bei unsymmetrischen Fehlern entsteht eine Leistungspendelung im DC-Zwischenkreis entsprechend Abb. 6.15b). Da der Zwischenkreisstrom nur in eine Richtung fließen kann, folgt daraus eine niederfrequente Pendelung der gepulsten Zwischenkreisspannung. Über eine Taktperiode würde sich die Spannungszeitfläche nun nicht mehr zu Null ergeben. Dies würde wiederum zu einem massiven Anstieg des Drosselstroms führen, dem nur durch eine sehr große Induktivität entgegen gewirkt werden könnte. Für diese Anwendung ist der VSI deutlich besser geeignet [81]. Zwar wäre auch hier eine deutlich größere Zwischenkreiskapazität C_d erforderlich, doch weisen kapazitive Speicher eine wesentlich höhere Energiedichte als magnetische Bauelemente auf.

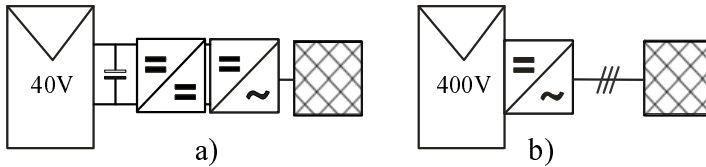


Abbildung 6.16: Prinzip modulintegrierter Wechselrichter: a) 1-phasig, mehrstufig mit Eingangskondensator b) Neuer Ansatz: 3-phasig, 1-stufig

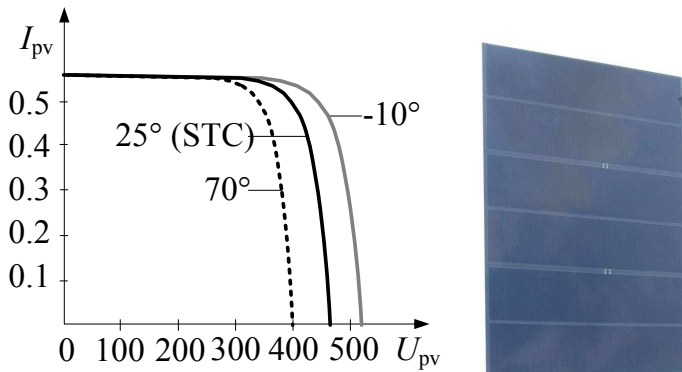
6.6 Das „PVMIPS“-Projekt

6.6.1 Übersicht

An Technologien für modulintegrierte Wechselrichter wird international seit Anfang der 90er Jahre gearbeitet. Zu den vielfältigen Vorteilen dieses Konzepts zählen z.B. der Wegfall DC-spezifischer Betriebsmittel, welche mit erhöhten Sicherheitsanforderungen verbunden sind. Durch ein vereinfachtes Anlagen- und Planungskonzept und die Verringerung von Mismatch-Verlusten erschließen sich weitere Systemvorteile (siehe Abschnitt 2.1.2). Dem entgegen stehen jedoch prinzipiell hohe spezifische Kosten und ein geringerer Wechselrichter-Wirkungsgrad. Besonders hohe Anforderungen bestehen hinsichtlich Zuverlässigkeit und Lebensdauer von modulintegrierten WR. Einerseits sind hier die ungünstigen Umgebungsbedingungen zu nennen (Temperatur, Temperaturzyklen) und andererseits die äußerst aufwendigen Wartungsbedingungen.

All dies hat einer erfolgreichen Kommerzialisierung von Systemen mit modulintegrierten WR bisher entgegen gestanden. Zielstellung des integrierten europäischen Projektes „PV-MIPS“³ ist es daher, alle Systemkomponenten (PV-Modul, Wechselrichter, elektrische Verbindungstechnik, Montage) im Hinblick auf hohe technische und wirtschaftliche Effizienz zu optimieren. Zum Teil stehen Optimierungsziele, wie hoher Wirkungsgrad, niedrige Kosten und lange Lebensdauer im Widerspruch zu einander. Hier gilt es geeignete Kompromisslösungen zu finden. Modulintegrierte Wechselrichter nach dem Stand der Technik sind fast ausschließlich für Standard-Module mit niedriger Ausgangsspannung (<40V) [82] ausgelegt. Der einphasige Netzanschluss führt zu einer

³Photovoltaic Module with Integrated Power Conversion and Interconnection System. Förderkennzeichen: TREN/04/FP6EN/S07.34959/503123, www.pvmips.org



(a) Spezifizierte Kennlinie des Hochvolt-Moduls bei 1000 W/m^2 (b) Photovoltaisches HV-Dünnschichtmodul

Abbildung 6.17: CIS Hochvolt-Module im PV-MIPS Projekt

niederfrequenten Leistungspulsation, die auf der DC-Seite durch Kondensatoren großer Kapazität ausgeglichen werden muss. Hierfür kommen, speziell auf der Niederspannungsseite nur Elkos in Frage. Diese gelten jedoch laut [68] unter allen leistungselektronischen Bauelementen als diejenigen mit der geringsten Lebensdauer.

Wie in Abb. 6.16 dargestellt, wird im Rahmen des PV-MIPS Projektes ein neuer Ansatz auf Basis von CIS PV-Modulen mit hoher Ausgangsspannung verfolgt. Ein großer Vorteil der CIS Technologie gegenüber kristallinen Modulen ist die Möglichkeit durch Serienschaltung neanderförmiger Zellstreifen Module mit Gleichspannungen von einigen hundert Volt realisieren zu können (siehe auch Abb. 6.17(b)). Somit lässt sich das Modul gezielt auf den Wechselrichter zuschneiden. Dieser nutzt die hohe Gleichspannung, um eine zusätzliche Anpassstufe zu vermeiden. Daraus ergibt sich die Möglichkeit mit nur einer Leistungsstufe in das Drehstromnetz einzuspeisen. Ein Drehstromanschluss ist in vielen Haushalten ohnehin verfügbar und ist ab einer Einspeiseleistung von $4,6 \text{ kWp}$ hierzulande obligatorisch. Durch den damit verbundenen quasi konstanten Leistungsfluss kann auf große Speicher im Zwischenkreis des Wechselrichters verzichtet werden.

Die PWM-CSI Topologie wurde aus folgenden Gründen zur Realisierung des Wechselrichters gewählt: Die Forderung nach einer einstufigen, dreiphasigen Wechselrichtertopologie wird von dieser Schaltung erfüllt. Dagegen setzt der

VSI als tiefsetzender Energiewandler voraus, dass die MPP-Spannung des PV-Moduls stets über ca. 700V liegt. Dies führt jedoch zu Leerlaufspannungen über der heute zulässigen Systemspannungsgrenze von 1000V. Als Folge ist ein vorgeschalteter Hochsetzsteller erforderlich, der zusätzliche Komponenten benötigt und Verluste verursacht [6]. Die spezifizierte Kennlinie des PV-Moduls für einen CSI-Wechselrichter ist in Abb. 6.17(a) aufgetragen. Wie hier zu sehen ist, liegt die maximale Spannung unter allen Bedingungen unterhalb der Systemspannungsgrenze.

Ein weiteres Entscheidungskriterium zu Gunsten des CSI waren die potenziell geringfügigen Schaltverluste, die in Abschnitt 6.4 hergeleitet wurden. Außerdem kommt der geringen Baugröße der Speicherdrossel im Hinblick auf die mechatronische Integration eine hohe Bedeutung zu. Die potenziell höheren Durchlassverluste relativierten sich u.a. dadurch, dass in der Spannungsklasse 1200V keine Halbleiterchips unterhalb von ca. 2-5A Nennstrom verfügbar waren. Schließlich war auch die Messung und Regelung des DC-Stroms deutlich einfacher und kostengünstiger realisierbar, da keine potenzialfreien Stromsensoren benötigt wurden. Unter dem Gesichtspunkt, dass CSI gewöhnlich nur im Hochleistungsbereich eingesetzt werden, stellt die Implementierung für diese Anwendung „Neuland“ dar.

6.6.2 Wechselrichtersystem

Das realisierte Wechselrichtersystem wurde mit einem vereinfachten digitalen Regelungsverfahren ausgestattet, welches in Abb. 6.18 illustriert ist. Der Grundgedanke dieses Verfahrens, welches von Notholt-Vergara et al. entwickelt wurde, beruht darauf, dass die Stellgröße des CSI, der Modulationsindex M_I , im stationären Zustand proportional zur PV-Spannung U_d ist (siehe auch Gleichung (6.10)). Folglich genügt es den DC-Strom zu messen und mit dem vorherigen Wert des Modulationsindex $m_{i,k-1}$ zu multiplizieren. Daraus ergibt sich ein zur Wirkleistung proportionaler Wert, welcher hinreichend genau für einen klassischen „Perturb&Observe“ MPP-Trackingalgorithmus ist. Dieses Verfahren benötigt nur die Änderung von Wirkleistung und Spannung. MPP-Messungen in einem Testlabor des Projektpartners „Austrian Institute of Technology“ (AIT) haben gezeigt, dass die MPP-Performance des ersten Prototyps bereits über 99% lag.

Schließlich ergeben sich in der praktischen Umsetzung zwei wichtige Nutzen: Erstens kann die Strommessung ohne Signaltrennung über einen einfachen Shunt-Widerstand erfolgen. Dies verspricht wesentliche Vorteile hinsichtlich

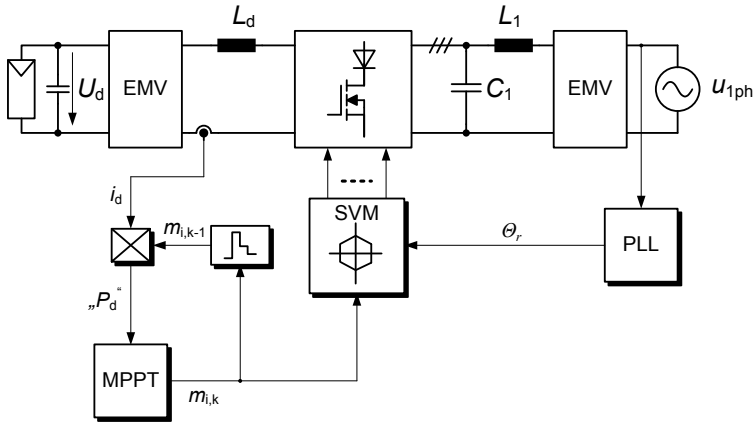


Abbildung 6.18: Übersicht des Gesamtsystems des im PV-MIPS Projekt implementierten Wechselrichters, $P_N=250\text{W}$, $U_d=380\text{V}$ (STC)

Kosten und Lebensdauer. Zweitens konnte mit dem Wegfall der Eingangsspannungsmessung die äußerst empfindliche Differenzspannungsmessung von U_d umgangen werden.

6.6.3 Messergebnisse

Eine besondere Herausforderung beim Design des Prototypen, den Abb. 6.19 zeigt, lag in der Realisierung der äußerst kompakten Abmessungen von $210 \times 185 \times 30$ mm. Die maximale Bauhöhe von 30mm als Richtwert erlaubt mit gängigen Dachkonstruktionen kompatibel zu sein.

Der Prototyp wurde zunächst an einem PV-Simulator mit passiver Diodenkette getestet, welcher die Kennlinie des CIS-Moduls hinreichend nachbilden konnte [78]. Die MPP-Spannung betrug bei allen Messungen ca. 380V. Die eingespeisten Phasenströme sind Abb. 6.20(a) zu entnehmen. Wechselrichter haben eine Reihe von Normen einzuhalten, welche u.a. die Versorgungsqualität (engl. „Power Quality“) betreffen (siehe auch Abschnitt 2.3.3). Dazu zählen insbesondere das Oberschwingungsgehalt und bei transformatorlosen Schaltung auch die Einspeisung eines DC-Stromanteils. In [78] wurde gezeigt, dass der Wechselrichter einen geringen Oberschwingungsgehalt aufweist. Der THD lag etwas unterhalb von 5%.

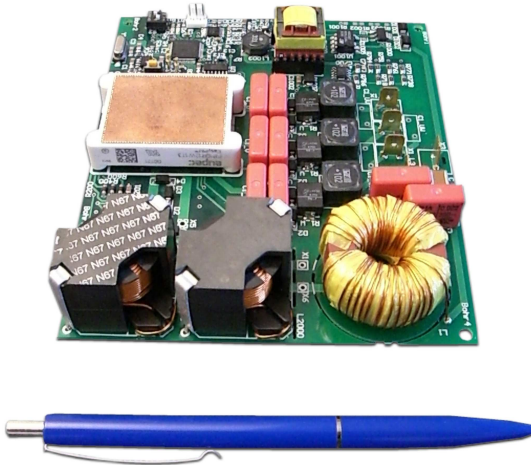
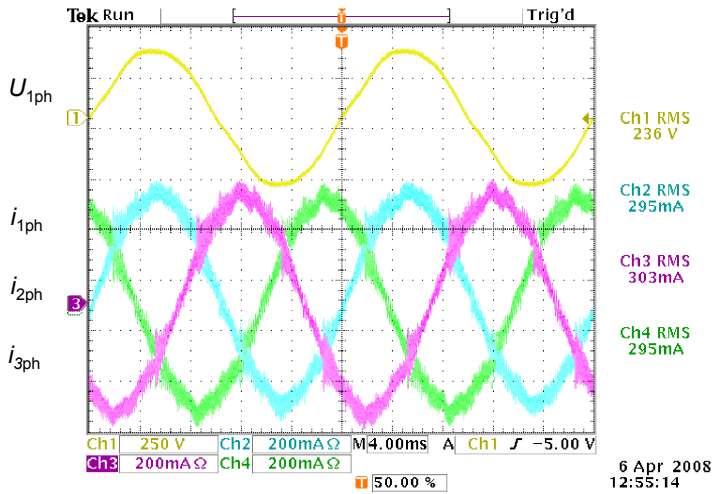


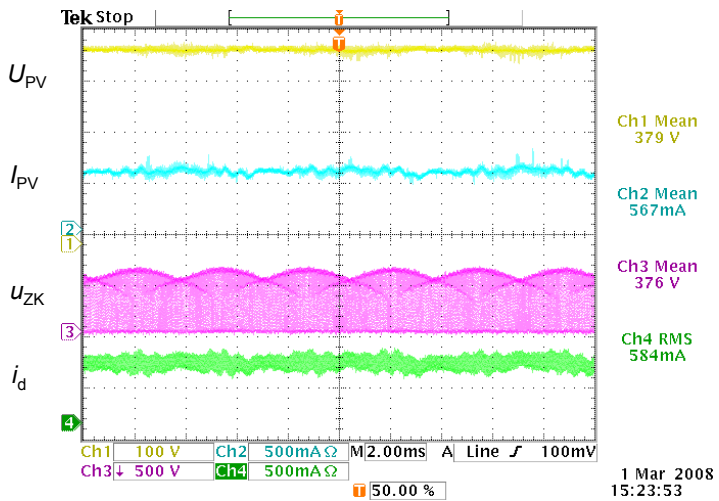
Abbildung 6.19: Erster Prototyp eines PWM-CSI aus dem Projekt „PVMIPS“, $P_N=250\text{W}$, $U_d=380\text{V}$, $f_S=25\text{kHz}$

Was den Grenzwert der DC-Injektion betrifft, so sind die Normen länderspezifisch und reichen von 20 mA (U.K., ER G83/1) bis 1000 mA (Deutschland, DIN VDE126) und 0.5% vom Nennstrom in den USA (IEEE 1547). In verschiedenen Messungen konnte kein nennenswerter DC-Strom oberhalb von 3mA festgestellt werden [78]. Es soll darauf hingewiesen werden, dass eine Rückkopplung bzw. Regelung des DC-Stromanteils sehr aufwändig und bei sehr niedrigen Werten kaum erfolgversprechend wäre. Ein Lösungsansatz wäre der Einsatz eines NF-Netztrafos, was aus technisch-wirtschaftlichen Gründen auszuschließen ist. Die im PV-MIPS Projekt erreichten Werte sprechen also für eine sehr präzise digitale Steuerung.

Im Rahmen des Projektes wurden auch verschiedene Halbleiter-Kombinationen zur Optimierung des Wirkungsgrads getestet. Die Wirkungsgradkurven sind in Abb. 6.22 zu sehen. Hier wurden Vorserienprodukte der neuen CoolMOS 900V-Reihe und 1200V-SiC Dioden eingesetzt. Wie Abb. 6.21(b) zeigt, beträgt die maximale, dauerhafte Sperrspannung ca. 600V. Somit konnten unter Berücksichtigung eines „Derating-Faktors“ von 2/3 900V-Halbleiter verwendet werden. Mit dem 900V-CoolMOS ($R_{DSon} = 1,2\Omega$) und einer 1200V SiC-Diode (5A) konnte ein maximaler Wirkungsgrad von über 97% erzielt werden. Hierin eingerechnet ist bereits der Verbrauch

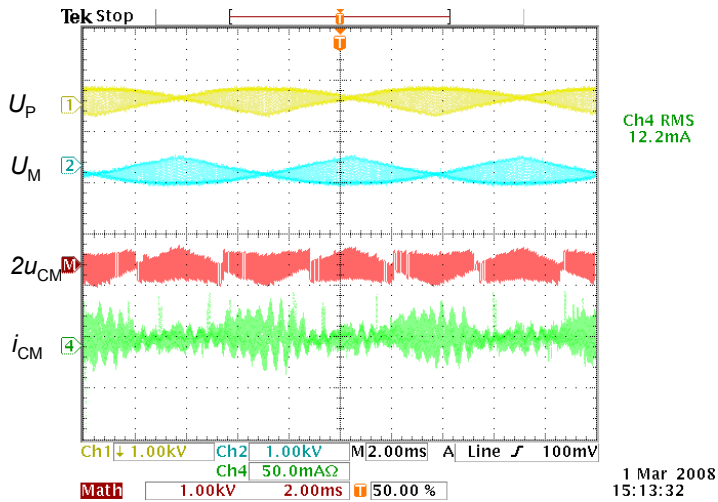


(a) AC-seitige Strömeverläufe

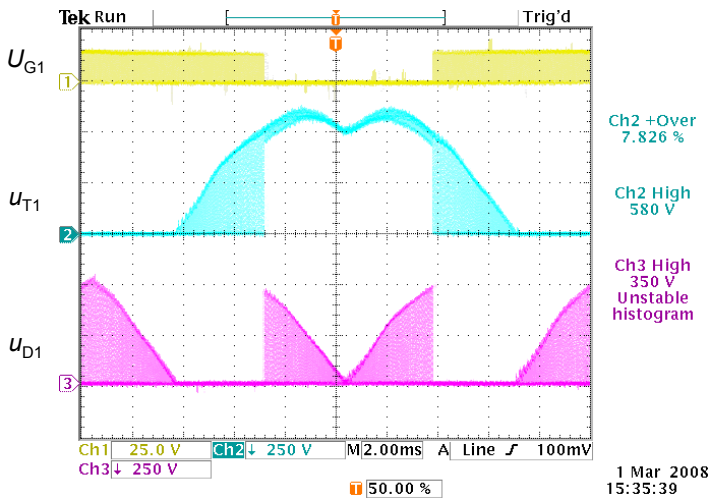


(b) DC-seitige Strom-Spannungsverläufe

Abbildung 6.20: Messungen am PV-MIPS CSI Prototyp



(a) Gleichtaktspannung- und Ströme



(b) Gatesignal, Sperrspannung T1 und D1

Abbildung 6.21: Messungen am PV-MIPS CSI Prototyp

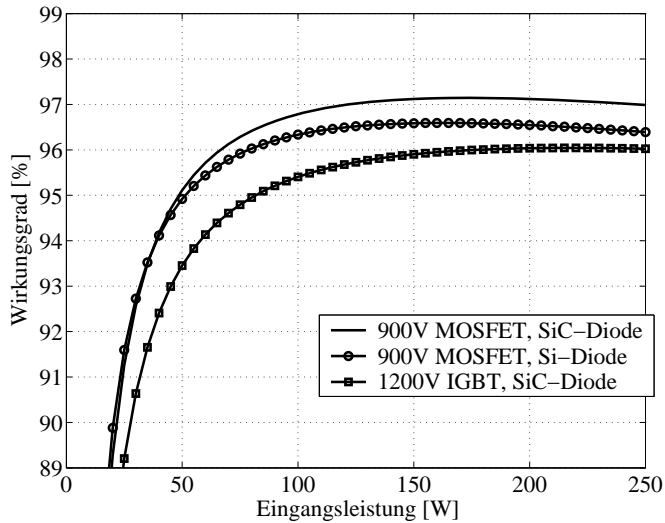


Abbildung 6.22: Wirkungsgradmessung (inkl. Hilfsstromversorgung, ca. 1W) mit unterschiedlichen Halbleitertechnologien, $U_d=380V, f_s=25kHz$

der internen Hilfsstromversorgung von ca. 1W. Im Vergleich zu anderen modulintegrierten Wechselrichtern, die bei üblicherweise 90-93% liegen [83], wurde hier eine neue Bestmarke erreicht. Ein hoher Wirkungsgrad ist nicht nur wichtiges Verkaufsargument, wie in Abschnitt 2.2 dargelegt, sondern hat auch einen positiven Effekt auf die Lebensdauer, da der Stress („Hot Spot“) durch Temperaturdifferenzen reduziert wird. Der Prototyp durchläuft in Kombination mit realen Dünnschicht-Modulen zur Zeit in einem Feldtest diverse Freifeldversuche.

6.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde zunächst der Frage nachgegangen, ob es grundlegende Kriterien geben würde, die den Einsatz von Stromzwischenkreis-Wechselrichtern behindern oder sogar befördern könnten. Es musste festgestellt werden, dass der einphasige PWM-CSI aufgrund der hohen Welligkeit im ZK keine praktische Relevanz hat. In Folge des sehr eingeschränkten Stellbereichs, einer beträchtlichen Steuer- und Verzerrungsblindleistung wird ebenso

Tabelle 6.3: Gegenüberstellung (PWM-)CSI, VSI, VSI+HSS $v = 0,5...1$
(Werte teilweise gerundet)

	CSI	VSI	VSI+HSS
Durchlassverluste Ξ^*	78...20	17...9	21... 12
Schaltverluste Π_k^*	32...16	172...43	111...60
Drossel-Faktor ρ_L	1,7...3,5	0,5...1	0,67...1
DC-Kondensator	+	-	--
AC-Kondensator	-	+	+
Strommessung	+	-	--
Schutz	-	+	+
Blindleistung/ Unsymmetrie	-	+	+
DC-Potenzial	-	+	+

die klassische Thyristor-Drehstrombrücke heute in der PV nicht mehr eingesetzt. Der dreiphasige PWM-CSI stellt hingegen einen sehr interessanten alternativen Lösungsansatz dar. Speziell wenn es erforderlich ist die Eingangsspannung gegenüber der Netzspannung hochzusetzen. In diesem Fall konkurriert der CSI mit einer Kombination aus VSI und Hochsetzsteller. Die grundlegenden Vor- und Nachteile stellt Tabelle 6.3 anhand von „Belastungsfaktoren“ auch quantitativ zusammen. Der CSI weist deutliche Vorzüge hinsichtlich der Schaltverluste und der Leistungsdichte der Speicherdrosseln auf. Für Anwendungen im kleinen Leistungsbereich ist ferner die einfache und kostengünstige Strommessung von großem Vorteil. Dagegen stehen als Nachteile insbesondere die höheren Durchlassverluste, Limitierungen bezüglich Blindstromeinspeisung, sowie das springende DC-Potenzial. Dieses lässt sich jedoch durch geeignete Filtermaßnahmen in gewissen Grenzen gut unterdrücken. Ebenso existieren Gegenmaßnahmen, die das Problem der transienten Netzüberspannungen entschärfen. Diese bringen jedoch einen gewissen Zusatzaufwand mit sich. Letztlich müssen die Vor- und Nachteile müssen also im konkreten Anwendungsfall gegeneinander abgewogen werden.

Schließlich wurde ein Ausführungsbeispiel vorgestellt, welches im Projekt PV-MIPS entwickelt wurde. Aufgrund der genannten Randbedingungen wurde der CSI als für dieses System am besten geeignete Topologie ausgewählt. Die Anwendung des CSI im Bereich sehr kleiner Leistungen stellt ein Novum dar. Als besonderes Merkmal ist u.a. der mit über 97% exzellente Wirkungsgrad zu nennen.

7 Indirekte Stromzwischenkreis-Wechselrichter

Gleichrichter werden mit Schaltungen zur Leistungsfaktorkorrektur (Power Factor Correction (PFC)) kombiniert, um dem Netz sinusförmige Wirkströme zu entnehmen. PFCs sind heute in Schaltnetzteilen und Antrieben kleiner bis mittlerer Leistung weit verbreitet. Somit ergab sich die Fragestellung, ob und wie sich der Leistungsfluss der PFC-Schaltungen [84],[69] umkehren ließe, um daraus geeignete Wechselrichtertopologien abzuleiten. Aus dieser Überlegung resultierende Architekturen enthalten in der Regel Stromzwischenkreise. Im einfachsten Fall wird der Hochsetzsteller durch einen Tiefsetzsteller und die Diodenbrücke durch aktive Schalter bzw. Thyristoren ersetzt. Diese „indirekten Stromzwischenkreis-Wechselrichter“ (ICSI) sind insbesondere dadurch gekennzeichnet, dass der stationäre ZK-Strom durch einen zusätzlich implementierten Wandler eingestellt wird. Durch die Kombination von Tiefsetzsteller-Schaltungen, die nur wenige hochfrequent getaktete Schalter enthalten mit niederfrequent geschalteten Wechselrichter-Stufen lassen sich so sehr effiziente und kostengünstige Lösungen generieren.

7.1 Grundsaltungen

7.1.1 Einphasige ICSI

Zur Vermeidung von AC-Ableitströmen gilt es bei transformatorlosen Schaltungen grundsätzlich hochfrequente Potenzialsprünge an der Gleichstromquelle zu unterdrücken (siehe Abschnitt 2.3.4). Ein Lösungsansatz besteht darin, durch geeignete Schaltungsmaßnahmen, diese Ableitströme drastisch zu senken. Beispiele für solche Konzepte sind die bekannte „H5-Topologie“ [75] oder die „Heric-Topologie“ [76]. Nachteilig an den genannten Schaltungskonzepten ist jedoch, dass bei reiner Wirkungsleistungseinspeisung entweder eine größere Anzahl von HF- oder NF-Schaltern erforderlich sind. Ferner sind Schaltungskonzepte bekannt, die eine hohe Anzahl gleichzeitig stromdurchflossener

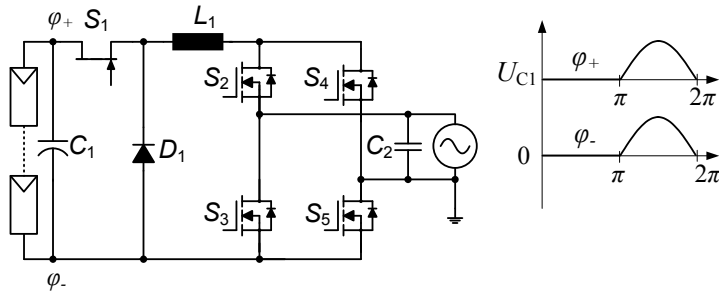


Abbildung 7.1: Einphasiger ICSI(a) mit 1 HF-Schalter und 4 NF-Schaltern

Schalter benötigen und somit höhere Durchlassverluste aufweisen. Im Folgenden werden zwei neue Lösungsansätze vorgestellt.

Durch Umkehrung des Leistungsflusses der bekannten einphasigen PFC-Grundschialtung ergibt sich der Wechselrichter nach Abb. 7.1 [2]. Ein vorgeschalteter unipolarer Tiefsetzsteller moduliert den Zwischenkreisstrom i_{L1} so, dass dieser dem Verlauf der gleichgerichteten Netzspannung folgt. Mit Hilfe eines sog. „Polwenders“, der aus den niederfrequenten Schaltern S2...S5 besteht, wird der Zwischenkreisstrom invertiert (siehe auch Abschnitt 4.2.1). Aufgrund dieser simplen Struktur wurde die Schaltung sehr häufig in einphasigen modulintegrierten Wechselrichtern verwendet [85], [86]. Der große Vorteil einer solchen Schaltungsstruktur besteht darin, dass nur ein hochfrequentes Schaltelement und eine Zwischenkreis-Drossel benötigt wird. Die Spannungsdifferenz über der Zwischenkreis-Drossel ist aufgrund des Freilaufs über D1 etwa halb so groß wie im Fall einer bipolar modulierten H-Brücke. Daraus folgt, dass bei gleichem maximalen Stromrippel überschlägig nur die halbe Induktivität benötigt wird.

Auch kapazitive Ableitströme werden bei dieser Topologie weitestgehend vermieden, da das Potential des PV-Generators keine hochfrequenten Sprünge aufweist. Abb. 7.1 entsprechend ist das negative Potenzial gegen Erde φ_- für eine Halbperiode auf Null und für die andere Halbperiode auf die Netzspannung geklemmt. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit S1, wie in Abb. 7.1 dargestellt, als *Normally-on* SiC-JFET auszuführen[2]. Unter der Voraussetzung, dass der Polwender aus konventionellen, selbstsperrenden Schaltern besteht, ist auch die Eigensicherheit der Schaltung gewährleistet. In Abschnitt 7.4 wird anhand eines Ausführungsbeispiels noch detaillierter auf diese Modifikation eingegangen.

Zusammengefasst sind als Merkmale dieser Schaltung (ICSIa) folgende Vorteile zu nennen:

- Nur ein HF-Schaltelement und eine ZK-Drossel
- Dauerhafte Sperrspannung des Polwenders geringer als Eingangsspannung
- Potenzial des PV-Generators niederfrequent
- Geeignet für *Normally-on* HF-Schalter

Als Nachteile sind dagegen folgende Punkte anzusehen:

- Schalter des Polwenders direkt mit dem Netz verbunden. Daher Mehraufwand für Schutz gegen transiente Netzspannungen (siehe Abschnitt 6.5)
- Umschaltung des Polwenders hat exakt im Nulldurchgang zu erfolgen, sonst Gefahr des Netzkurzschlusses, oder alternativ rückwärts-sperrfähige Schalter erforderlich [86]
- Drei gleichzeitig stromdurchflossene Halbleiter
- Keine Blindleistungsabgabe möglich

Die Problematik hinsichtlich erhöhter Durchlassverluste löst die Schaltung in Abb. 7.2, welche erstmals von Araujo et al. vorgestellt wurde [45]. Bei diesem Schaltungskonzept sind zwei Tiefsetzsteller so miteinander verschaltet, dass nur zwei Halbleiter gleichzeitig aktiv sind. Das Funktionsprinzip ähnelt stark dem der vorher beschriebenen Schaltung. Ein weiterer Vorteil ergibt sich daraus, dass die maximale Sperrspannung der direkt mit dem Netz verbundenen Schalter S3, S4 durch zwei zusätzliche Schutzdioden D3 und D4 auf die Eingangsspannung geklemmt wird. Der im Eingang befindliche Kondensator kann erhebliche Energieimpulse absorbieren, bevor die Sperrspannung merklich ansteigt. Somit lassen sich ohne größeren Zusatzaufwand die Probleme hinsichtlich Überspannungsschutz (s. Abschnitt 6.5) minimieren.

Weiterhin lässt sich die Schaltung so modifizieren, dass sie auch in der Lage ist Blindleistung abzugeben [87]. Mit den zwei zusätzlichen IGBTs S_a und S_b kann die Schaltung bei Bedarf wie eine H-Brücke mit Spannungszwischenkreis und bipolarer Ansteuerung betrieben werden. Dieser Betriebsmodus ist zwar nicht sonderlich effizient, wird aber in der Regel auch nur kurzzeitig, etwa zur

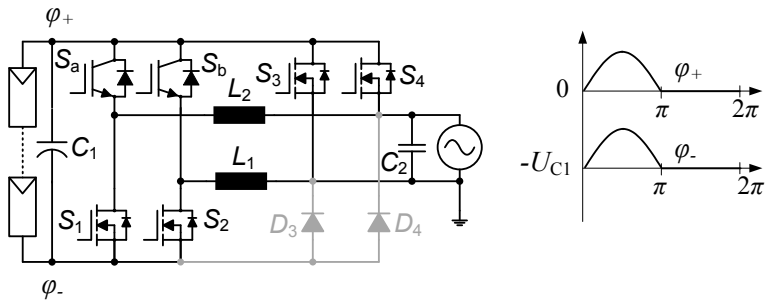


Abbildung 7.2: Einphasiger ICSI(b) mit 2 HF-Schaltern und 2 NF-Schaltern

dynamischen Netzstützung benötigt. Im (gewünschten) reinen Wirkleistungsbetrieb sind S_a und S_b inaktiv und haben keinen Einfluss auf die Schaltung.

Abschließend werden die Lösungen auf Basis des ICSI den bekannten einphasigen Lösungen mit Spannungswellenkreis qualitativ gegenüber gestellt. Wie aus Tabelle 7.1 hervorgeht, weisen die Topologien ICSI (a) und (b) bei $\cos \varphi = 1$ mehrere Vorzüge auf. In Topologie ICSI(a) sind die Schaltverluste auf nur ein einziges HF-Schaltelement konzentriert. Aufgrund der hohen Chip-Ausnutzung sollten hier Halbleiter mit sehr guten Schalteigenschaften eingesetzt werden (z.B. SiC), auch wenn diese nur zu höheren Kosten verfügbar sind. Die Variante ICSI(b) stellt einen sehr guten Kompromiss aus den erwähnten Topologien dar. Hier sind nur zwei HF-Schalter erforderlich. Zudem werden stets nur zwei Schalter gleichzeitig von Strom durchflossen. Wie in [45] gezeigt wurde, sind daher sehr hohe Wirkungsgrade realisierbar.

Tabelle 7.1: Gegenüberstellung mit bekannten Lösungen bei $\cos \varphi = 1$

	Heric [76]	H5 [75]	H6 [88]	ICSI a	ICSI b
HF-Schalter	4	3	2	1	2
NF-Schalter	2	2	4	4	2
Σ Schalter	6	5	6	5	4
Σ Halbleiter	2(2)	3(2)	6(2)	3(3)	2(2)
Strompfad (Freilauf)					

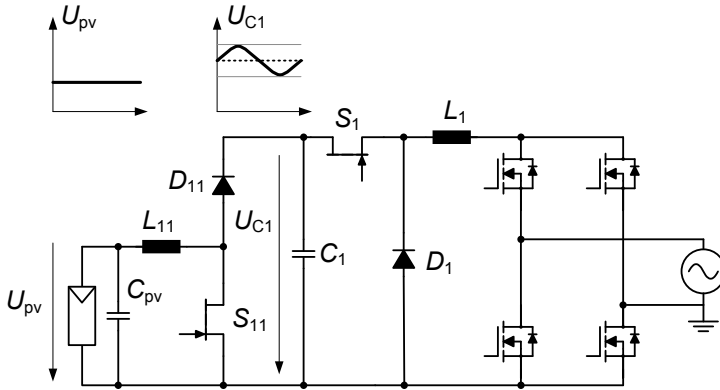


Abbildung 7.3: Wandlersystem zur Verringerung der ZK-Kapazität (ICSI mit HSS)

Da bei Schaltungen mit indirektem Stromzwischenkreis nur wenige hochfrequente Schalter benötigt werden, bietet sich der Einsatz von SiC-Bauelementen an. Die Vorteile von SiC-Bauelementen werden jedoch umso größer, je höher die geforderte Sperrspannung ist. Zur einphasigen Netzeinspeisung wird das volle Potenzial von Bauelementen $>1200\text{V}$ gewöhnlich gar nicht voll ausgenutzt. Deshalb soll an dieser Stelle noch auf eine weitere interessante Schaltungsvariante geblickt werden. Zur Spannungsstabilisierung erfordern speziell einphasige WR einen sehr großen Energiespeicher im Zwischenkreis. Dieser hat die niederfrequente (100Hz) netzseitige Leistungspulsation auszugleichen, so dass der MPP konstant bleibt und dem Generator somit die maximal mögliche Energie entzogen werden kann. Die Zwischenkreis-Kapazität hängt nach [20] im Wesentlichen von zwei Parametern ab: Dem Spannungsrippel ε und dem Mittelwert der ZK-Spannung:

$$C_1 = \frac{P}{\omega_{\text{Netz}} \cdot \varepsilon \cdot \bar{U}_d^2} \quad (7.1)$$

Ein dem Wechselrichter vorgeschalteter DC-DC Wandler entkoppelt den PV-Generator vom Netz. Zur Minimierung der ZK-Kapazität könnte nach Gleichung (7.1) das Spannungsniveau angehoben werden und/oder der Spannungsrippel vergrößert werden [86]. So ließen sich Elektrolyt- durch Kunststoff-Folienkondensatoren ersetzen, was i.A. eine deutliche Erhöhung der Zuverlässigkeit zur Folge hätte.

Es ist zu berücksichtigen, dass bei einem tiefsetzenden Wechselrichter, das untere Niveau der ZK-Spannung U_{C1} immer größer als die maximale Netzspannungsamplitude sein muss. So schwingt die Zwischenkreisspannung beispielsweise von $U_{C1} = 400\text{V}$ bis 800V . Dies erhöht die Schaltbelastung des DC-DC-Wandlers und des Wechselrichters massiv, so dass eine solche Variante nur mit SiC-(JFETs) sinnvoll erscheint. Diese verfügen auch bei hoher nominaler Sperrspannung über geringe Schaltverluste. Abb. 7.3 zeigt eine zweckmäßige Schaltungsanordnung auf Grundlage des ICSI mit einer minimalen Anzahl von HF-Schaltern. Da der stationäre Kurzschlussstrom durch die Quellencharakteristik des PV-Generators begrenzt wird, lässt sich der Hochsetzsteller grundsätzlich mit einem *Normally-on* Schalter ausstatten. Zu beachten ist aber, dass im Fehlerfall die HF-Eingangskapazität C_{pv} über den Schalter entladen werden muss. Der SiC-JFET selbst verfügt über eine strombegrenzende Eigenschaft, die bei ca. 2-3 facher Überlastung einsetzt. Aufgrund seiner sehr guten thermischen Leitfähigkeit kann der JFET laut [89] für max. 4ms eine Verlustleistung von ca. 15kW aufnehmen.

7.1.2 Dreiphasige ICSI

Block-Wechselrichter

Das oben beschriebene Prinzip des „Polwendens“ ist auf dreiphasige Wechselrichter nicht direkt übertragbar. Eine Möglichkeit ist die Verwendung einer Drehstrombrücke mit einem vorgeschalteten Tiefsetzsteller [36], [34]. Der TSS übernimmt das MPP-Tracking und stellt einen geregelten, konstanten Zwischenkreisstrom ein. Die Topologie ist durch eine simple und effiziente Schaltungsstruktur gekennzeichnet, bei der nur ein Schalter hochfrequent taktend ist. Es werden jedoch zunächst blockförmige Ströme in das Netz induziert.

Abhilfe könnte hier der Einsatz von „phasendrehenden Stromrichter-Trafos schaffen. Wie in Abschnitt 4.2.4 beschrieben, lässt sich die Kurvenform des Netzstroms mit solchen „Multipuls“-Wechselrichtern deutlich verbessern.

Eine weitere Möglichkeit stellen sogenannte „Tandem-Inverter“ [90] dar. Hierbei werden die Vorteile des CSI und VSI miteinander kombiniert. Wie in Abb. 7.4 zu sehen, fungiert ein ausgangsseitig angeordneter VSI als aktives Filter. Dieser kompensiert die Oberschwingungen der blockförmigen Ausgangsströme des CSI. Dafür ist der VSI nur für einen Teil der Nennleistung des Gesamtsystems auszulegen. Unter der Annahme linearer Schaltverluste ließen sich diese, bezogen auf die volle Nennleistung der Zweipunkt-Brücke, um ca. 50%

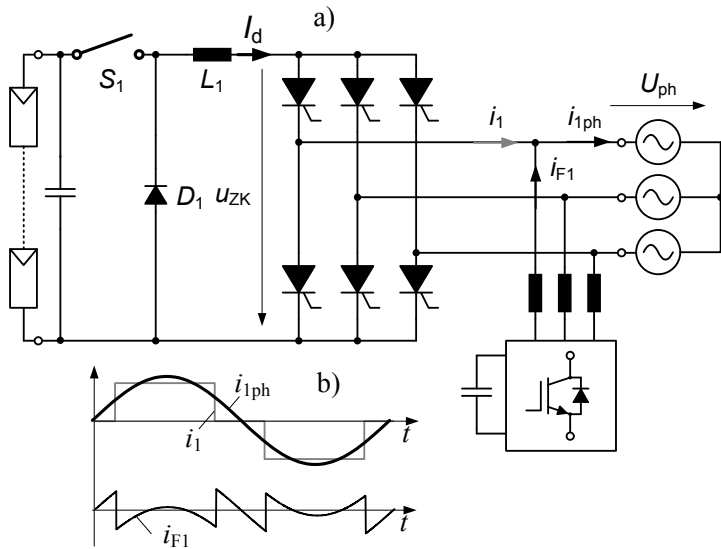


Abbildung 7.4: a) Dreiphasiger ICSI in Tandem-Struktur b) Stromkurvenformen

reduzieren [90]. Diesem Vorteil stehen der hohe Zusatzaufwand, sowie die Anforderung nach einer präzisen und dynamischen Regelung der Filterströme als Nachteile entgegen. Eine weitere Problematik der Schaltung nach Abb. 7.4 besteht darin, dass die Umschaltung in der Drehstrombrücke überlappend und im Spannungsnulldurchgang zu erfolgen hat. Dieser Umstand erfordert, speziell bei $\cos\varphi < 1$, den Einsatz von rückwärts sperrfähigen Schaltern, wie RB-IGBTs (Reverse-Blocking), SGCT (Symmetrical Gate-Commutated Thyristors) oder Standard-Thyristoren. Letztere wären aus technisch-ökonomischer Sicht die mit Abstand beste Lösung.

Es besteht jedoch bei netzgeführten Thyristorschaltungen die Gefahr des „Wechselrichterkippens“. Bei der Kommutierung entsteht temporär ein Kurzschluss zwischen zwei Phasen. Dieser kann nicht mehr gelöscht werden, wenn das Potenzial der ablösenden Phase niedriger als das der aktuell stromführenden ist. Aus diesem Grund darf der Zündwinkel auch nicht größer als π sein. Abhilfe würde ein „Auto-sequentially commutated current-source inverter“ (ASCI) schaffen [3]. Dieser benötigt jedoch in jedem Zweig eine Serieneiode, was zusätzliche Verluste verursacht. Eine weitere Möglichkeit bestünde darin die Thyristorströme durch den vorgeschalteten Tiefsetzsteller aktiv zu

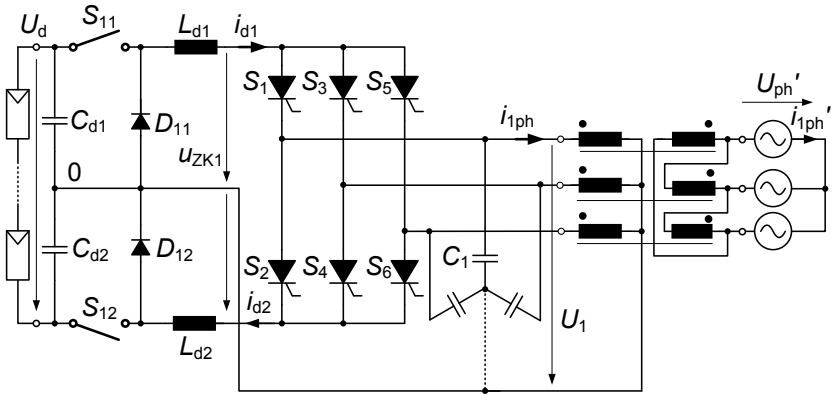


Abbildung 7.5: Indirekter Stromzwischenkreis-Wechselrichter (Minnesota)

löschen, indem der Schalter S1 deaktiviert würde. Bei dieser Anordnung können die Anoden- und Kathodengruppe jedoch nicht unabhängig voneinander angesteuert werden.

Minnesota-Wechselrichter

Auf den vorangegangenen Prinzip baut auch der von Mohan et al. vorgeschlagene sog. „Minnesota Rectifier/Inverter“ auf [91]. Wie in Abb. 7.5 zu sehen, besteht die Schaltungsanordnung aus einem bipolarem Tiefsetzsteller, einer Drehstrom-Brücke und einem kapazitiven Filternetzwerk.

Das ventileitige Ausgangsfilter als Einspeisenetzwerk kann auch aus LC-Gliedern bestehen [91], was aber nicht zwingend erforderlich ist, falls der Wechselrichter über einen Transformator in Y- Δ -Schaltgruppe an das Netz angeschlossen ist. Größere Anlagen verfügen bereits über einen solchen Netztransformator. Sie müssen Mittelspannungsnetz einspeisen, wenn die Einspeiseleistung mehr als 2%-10% der Netzkurzschlussleistung am Verknüpfungspunkt beträgt [38] (üblicherweise Anlagen >200kWp).

Das Nullpotenzial des DC-Mittelpunkts kann direkt mit dem Sternpunkt des Trafos verbunden werden. Das Filternetzwerk besteht in diesem Fall aus AC-Kondensatoren, die den ventileitigen Ausgangsstrom glätten. Die Tiefsetzsteller modulieren für Anoden- und Kathodengruppe jeweils um 180° el versetzt, Zwischenkreis-Ströme, die von Vielfachen der 3.Harmonischen überlagert sind. In Folge der Y- Δ -Schaltgruppe löschen sich die Anteile der 3.Harmonischen aus. Wie Abb. 7.6 zeigt, ist es so möglich einen annähernd sinusförmigen

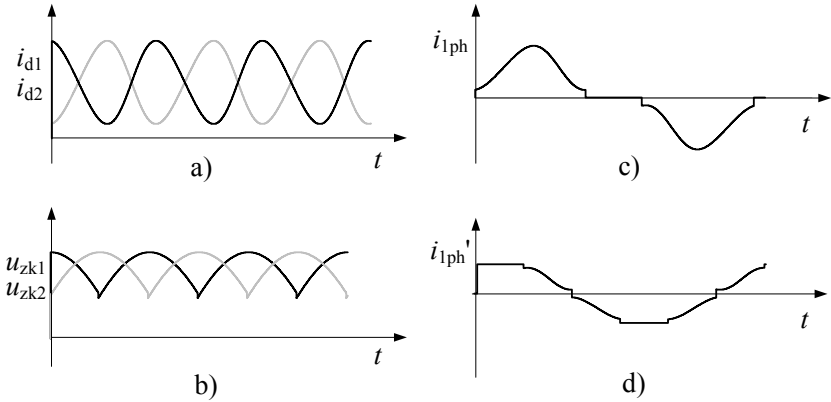


Abbildung 7.6: Strom-Spannungsverläufe des Minnesota-WR mit bipolarem TSS, a) DC-Ströme b) DC-Gegenspannungen c) Eingespeister Phasenstrom d) Phasenstrom nach Y-Δ- Transformation

gen Strom in das Netz abzugeben. Hier sind der ideale Verlauf des ventileseitigen (I_{1ph} (c)) und des netzseitigen (I'_{1ph} (d)) Phasenstroms zu sehen. Mit Hilfe einer optimierten Kurvenform des Zwischenkreisstroms lässt sich die Qualität des Ausgangsstroms noch verbessern. In [92] wird durch Optimierung der zu erwartenden Oberschwingungen folgender Zusammenhang zwischen dem Mittelwert des DC-Stroms I_d und der Amplitude der überlagerten dritten \hat{I}_3 und sechsten Harmonischen \hat{I}_6 vorgeschlagen:

$$i_{d1}(t) = I_d + i_3(t) + i_6(t) \quad (7.2)$$

$$i_{d2}(t) = I_d - i_3(t) + i_6(t) \quad (7.3)$$

$$i_3(t) = \hat{I}_3 \cos(3\omega t + 3(5\pi/6 - \alpha_K)) \quad (7.4)$$

$$i_6(t) = \hat{I}_6 \cos(6\omega t + 6(\pi - \alpha_K)) \quad (7.5)$$

$$\frac{\hat{I}_3}{I_d} = \sqrt{2} \cdot 0,52 \quad (7.6)$$

$$\frac{\hat{I}_6}{I_d} = \sqrt{2} \cdot 0,035 \quad (7.7)$$

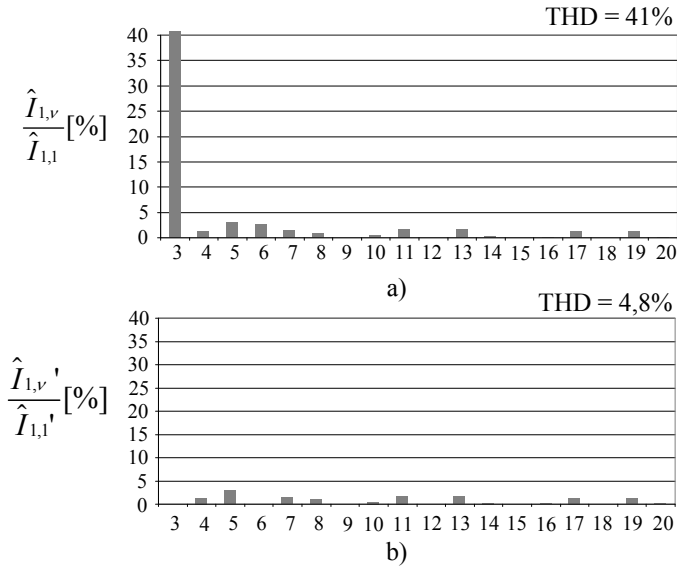


Abbildung 7.7: Spektrum des simulierten Ausgangsstroms a) ventileseitig i_{1ph}
 b) netzseitig i'_{1ph}

Für die transformierten netzseitigen Phasenströme gilt:

$$\begin{pmatrix} I'_{1ph} \\ I'_{2ph} \\ I'_{3ph} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{1ph} \\ I_{2ph} \\ I_{3ph} \end{pmatrix} \quad (7.8)$$

Abb. 7.7 zeigt das mit Simplorer™ simulierte Spektrum der Phasenströme unter idealen Bedingungen. Deutlich zu erkennen ist die massive Reduktion der 3. Harmonischen. Ein solcher Strom würde einen THD von unter 5% aufweisen. In [92] beträgt der theoretisch mögliche THD sogar nur 3,1%. Dabei muss aber auch die BDEW-Richtlinie [8] berücksichtigt werden, welche die zulässigen Harmonischen in Abhängigkeit von der Kurzschlussleistung und der Netzspannungsebene angibt.

Als ein Nachteil dieser Schaltung kann die hohe niederfrequente Welligkeit des DC-Stroms angesehen werden (siehe Abb. 7.6a). Dies erfordert entsprechend große DC-Kondensatoren. Der große Vorteil der Schaltung liegt in des-

sen sehr einfachen Struktur. Es werden nur zwei hochfrequent taktende Schalter benötigt, die gegenüber der Eingangsspannung U_d lediglich die halbe Sperrspannung aufweisen. Ähnlich wie beim einphasigen ICSI (Abb. 7.1) können aufgrund der hohen Chip-Ausnutzung Halbleiter mit sehr guten Schalteigenschaften eingesetzt werden (z.B. SiC), auch wenn diese nur zu höheren Kosten verfügbar sind. Ein weiteres Optimierungspotenzial lässt sich erschließen, indem Standard-Thyristoren eingesetzt werden, die besonders effizient (z. B. T358N18 (358A, 1800V) $U_{F0}=0,85\text{V}$, $R_F=0,9\text{m}\Omega$) und robust sind.

Mit einer solchen Konfiguration wären mittels Reihenschaltung auf recht einfache Weise auch sehr hohe Betriebsspannungen realisierbar. Multi-MW Windkraftanlagen wären hier als sehr interessantes Anwendungsgebiet zu nennen.

Bis in den hohen einstelligen MW-Leistungsbereich kommen sowohl in der PV als auch in der Windkraft gewöhnlich klassische VSI in Niederspannungstechnik zum Einsatz. Unter Wirkungsgradgesichtspunkten empfiehlt es sich bei 2-Punkt-Wechselrichtern Betriebsspannungen über 800V zu vermeiden. Dies ermöglicht den Einsatz von verlustarmen 1200V Halbleitern. Durch Vorschaltung eines Tiefsetzstellers lässt sich die DC-Spannung herunter setzen [88],[93], so dass im Zwischenkreis keine hohen Spannung auftreten. Die spezifischen Schaltverluste steigen überproportional mit der max. Sperrspannung. Bei IGBTs der 2.Generation gilt nach [20] etwa der Zusammenhang (siehe auch Kapitel 3):

$$P'_S = (\hat{U}_{S,max}/U_{nom})^{1,4} \quad (7.9)$$

Höhere Nennspannungen können durch die Kaskadierung von 2-Punkt-Wechselrichtern in Kombination mit Mehrwicklungstrafos erreicht werden [94]. Diese Variante kommt aber kaum zum Einsatz. Vor allem bei elektrischen Mittelspannungsantrieben haben sich Mehrpunkt-Wechselrichter [95], [96] etabliert (siehe auch Abschnitt 4.2.3) Dafür gibt es eine große Vielfalt an Lösungsansätzen. Mit Abstand am weitesten verbreitet ist jedoch der Neutral-Point-Clamped (NPC)-Umrichter [53].

Tabelle 7.2 zeigt eine Gegenüberstellung der bekannten Lösungen mit dem Minnesota-ICSI, der in vielen Punkten deutliche Vorteile bietet. Der ICSI verfügt nicht nur über die geringste Anzahl von HF-Schaltern. Darüber hinaus weisen diese als Spannungsbelastung nur jeweils die halbe Eingangsspannung auf. Es werden weiterhin nur zwei Zwischenkreisdrosseln benötigt, die dank des Freilaufs über D11 und D12 relativ klein ausfallen (in der Summe vergleichbar mit 3-Level Wechselrichtern). Nachteilig ist die Tatsache, dass zu

Tabelle 7.2: Gegenüberstellung mit bekannten 3-phasigen Lösungen bei $\cos \varphi = 1$

	B6	NPC [95]	ANPC [96]	Minnesota
HF-Schalter	6	12	12	2
NF-Schalter	0	0	6	6
Σ Schalter	6	12	18	8
Spannungsbelastung $\hat{\epsilon}_{HF}$	1	0,5	0,5	0,5
$\Sigma \rho_L$ Drosseln	1	0,5	0,5	$\approx 0,5$
Halbleiter im Strompfad $\Sigma \bar{\xi}$	3	6	6	$4 \cdot \frac{1}{0,85}$ $\approx 4,68$

jedem Zeitpunkt vier Halbleiter gleichzeitig den ZK-Strom führen. Das Verhältnis des Mittelwertes $\bar{I}_d = I_d$ zum Effektivwert der Grundschiwingung des ventileitigen Phasenstroms $I_{ph,1}$ kann (per Simulation) über eine Fourieranalyse ermittelt, oder [92] entnommen werden:

$$I_{ph,1} = 0,85 \cdot I_d \quad (7.10)$$

Damit sind die Durchlassverluste vergleichbar mit denen des NPC. Hier führen immer zwei Halbleiter gleichzeitig den Phasenstrom. Solche Nachteile ließen sich jedoch teilweise durch Verwendung von Thyristoren kompensieren, die relativ geringe Spannungsabfälle aufweisen.

Detaillierte Belastungs- und Dimensionierungsfaktoren sind in Abschnitt 7.3 zu finden.

7.2 Blindleistung

Wie bereits in Abschnitt 6.5.2 dargelegt, fordert die BDEW-Mittelspannungsrichtlinie [8] für größere Anlagen einen Beitrag u.a. zur Spannungsregelung durch Blindleistungseinspeisung.

7.2.1 Statische Blindleistungsabgabe

Die Forderung nach einer statischen Blindleistungsabgabe bedeutet, dass Blindleistung über einen längeren Zeitraum zur Verfügung gestellt werden

muss. Zur Zeit gilt hier ein Leistungsfaktor von mindestens $\cos \varphi = 0,95$ sowohl für induktive als auch für kapazitive Blindleistung. Zur Blindleistungsbereitstellung müssen die Schaltsignale für die Drehstrombrücke um den gewünschten Zündwinkel α_K verschoben werden. Dies gilt auch für die Sollwertsignale der DC-Ströme i_{d1} , i_{d2} , wie den Formeln (7.2 ff.) entnommen werden kann. Dabei beträgt der ventilseitige Phasenverschiebungswinkel φ_1 im EZS:

$$\varphi_1 = \pi - \alpha_K \quad (7.11)$$

Dies bedeutet, ein Zündwinkel größer π führt zu einem „überregten“ Phasenschieberbetrieb und umgekehrt. Das Problem des „Wechselrichter-Kippens“ lässt sich dadurch beheben, dass der Thyristorstrom durch die vorgeschalteten TSS aktiv gelöscht wird [23], [91]. Anoden- und Kathodengruppe können bei dieser Schaltung unabhängig voneinander gelöscht werden, wobei der Sollwert des DC-Stroms kurz vor jedem Kommutierungszeitpunkt auf Null gesetzt wird. Die ausgangsseitigen AC-Kondensatoren sorgen dafür, dass dabei entstehende Stromlücken gepuffert werden. Dabei ist jedoch darauf zu achten, dass die Freiwerdezeit und die maximalen Strom- und Spannungsanstiegszeiten des gewählten Thyristors eingehalten werden. Im Gegensatz zu gewöhnlichen Thyristor-Stromrichtern kann die Schaltung folglich über den Punkt der natürlichen Kommutierung (π) hinaus betrieben werden. Wie im nachfolgenden Abschnitt erläutert wird, ist die Topologie ohne weitere Schaltungsmaßnahmen jedoch zunächst auf Werte bis etwa $\cos \varphi = 0,86$ begrenzt.

7.2.2 Blindleistungsabgabe zur dynamischen Netzstützung

Im Fehlerfall darf sich der Wechselrichter nicht sofort vom Netz trennen und soll sich für einige Netzperioden ähnlich einem Synchrongenerator verhalten (*Fault-Ride-Through*) [81]. In Abhängigkeit vom Einbruch der Netzspannung soll durch Einspeisung eines reinen induktiven Blindstroms („überregt“) dem Kurzschlussstrom entgegen gewirkt werden. Bei Synchrongeneratoren richtet sich die Höhe des Kurzschlussstroms im Wesentlichen nach der transienten Kurzschlussreaktanz x''_d [81]. Bei Wechselrichtern ist es zulässig den Kurzschlussstrom auf den Betrag des Nennstroms zu begrenzen (siehe Abb. 7.8). Es soll erwähnt werden, dass die große Mehrzahl aller Kurzschlussfehler einpolige Erdschlüsse darstellen (ca. 70%) [97], die im Mittelspannungsnetz bei entsprechender Sternpunktbehandlung i.d.R. unkritisch sind. Die Richtlinie zielt daher auf dreipolige, symmetrische, aber auch auf zweipolige, unsymmetrische Fehler.

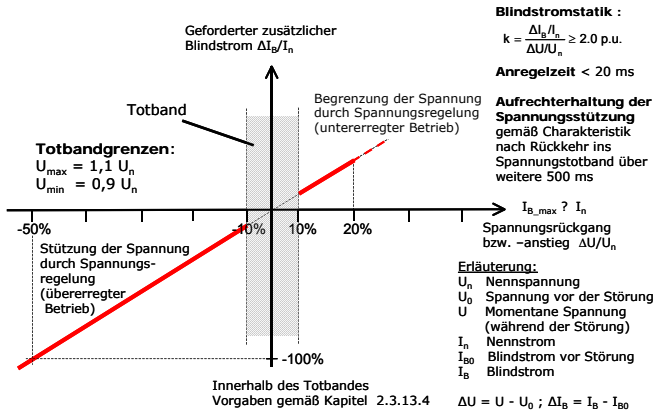


Abbildung 7.8: Prinzip der Spannungsstützung bei Netzfehlern bei Erzeugungsanlagen (Quelle: VDN Transmission Code 2007)

Eine notwendige Bedingung für die Einhaltung der Richtlinie ist demnach die Einspeisung eines reinen Blindstroms. Für diesen Schaltungstyp ergibt sich bei $\cos \varphi = 0$ somit die Forderung nach einem Zündwinkel von $\alpha_K = 90^\circ$ el. Indirekte Stromzwischenkreis-WR sind für diesen Betriebsmodus ohne schaltungstechnische Zusatzmaßnahmen nicht geeignet. Abschnittsweise ändert sich die Polarität des Augenblickswerts der Zwischenkreisspannung und damit die Richtung des Energieflusses. In Abb. 7.9 ist die Zwischenkreisspannung u_{ZK1} der Anodengruppe in Abhängigkeit vom Zündwinkel α_K aufgetragen. Bei $\alpha_K = 90^\circ$ el, der Grenze zum Gleichrichterbetrieb, ist der negative Anteil genauso groß, wie der positive Spannungsanteil, d.h. der Mittelwert ist Null.

$$\bar{U}_{ZK1} = \frac{U_{di}}{2} \cdot \cos \alpha_K \tag{7.12}$$

$$U_{di1} = U_{ph} \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} \approx 1,17 \cdot U_{ph} \tag{7.13}$$

Die Zwischenkreisspannung erscheint als Ausgangsspannung an den beiden Tiefsetzstellern. Ist diese über mehrere Taktperioden negativ, so ist die Bilanz der Spannungs-Zeitflächen der ZK-Drosseln ungleich Null und der Wandler wird instabil. Der maximal zulässige Zündwinkel für diese Schaltung beträgt demnach $\alpha_K = 150^\circ$ el (siehe auch Abb. 7.9). Weiterhin können mit Blocktaktung keine in der Phasenlage unsymmetrischen Ströme eingespeist werden. Da-

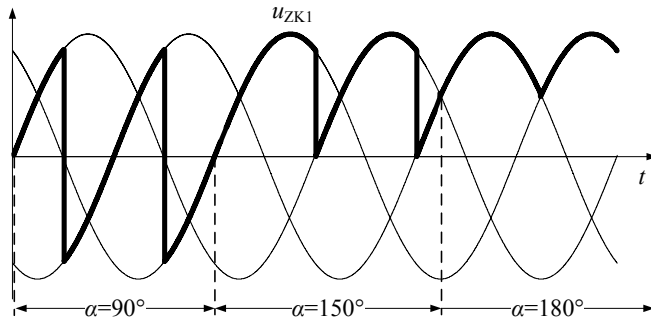


Abbildung 7.9: Zwischenkreisspannung u_{ZK1} in Abhängigkeit vom Zündwinkel α_K

für müssten zwei Ventile der selben Schaltgruppe gleichzeitig leitend sein. Dies ist jedoch mit Ausnahme des Kommutierungsintervalls nicht möglich, da sich die Thyristoren einer Schaltgruppe gegenseitig sperren. Ferner ist die Kommutierung bei sehr kleiner Netzspannung $<1V$ problematisch. Es ist jedoch in Diskussion, ob die Richtlinie bei Spannungseinbrüchen unterhalb von 15% Netzspannung sinnvoll sei.

An modifizierten Schaltungsanordnungen zur Blindleistungsbereitstellung auf Basis des ICSI wird zur Zeit gearbeitet. Als Kompromisslösung wäre aber auch den Einsatz einer externen, schnellen Kompensationseinheit (Statcom) vorstellbar, die heute z.T. schon in großen Windparks Verwendung findet. Diese Einheit wäre nur sehr selten in Gebrauch und die Leistungselektronik müsste nur für sehr kurze Zeitintervalle auslegt werden. Die Hauptarbeit würde von effizienten und kostengünstigen ICSI-Wechselrichtern verrichtet.

7.3 Belastungs- und Dimensionierungsfaktoren

Die Strom-Spannungsverläufe des einphasigen ICSI (Abb. 7.11) wurden bereits in [2] berechnet. Die nachfolgenden Betrachtungen beziehen sich auf den Minnesota-ICSI nach Mohan et al. (siehe Abb. 7.5).

7.3.1 Stromrichtertransformator

Infolge der nicht ideal sinusförmigen ventilseitigen Wicklungsströme erhöht sich die Bauleistung S_T des Stromrichtertransformators. Der Effektivwert des

Phasenstroms im Verhältnis zum ZK-Strom kann der Simulation oder [92] entnommen werden:

$$I_{ph} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sqrt{I_d^2 + \hat{I}_3^2/2 + \hat{I}_6^2/2} \approx 0,92 \cdot I_d \quad (7.14)$$

$$I_{ph,1} = 0,92 \cdot I_{ph} \quad (7.15)$$

$$I_{ph,1} = 0,85 \cdot I_d \quad (7.16)$$

Die Bauleistung geht aus dem Mittelwert zwischen primärer und sekundärer Scheinleistung bezogen auf die ideelle Gleichstromleistung hervor [98]:

$$\frac{S_T}{P_d} = \frac{3I_{ph}U_{ph} + 3I'_{ph}U'_{ph}}{2 \cdot P_d} \quad (7.17)$$

$$= \frac{3I_{ph}U_{ph} + P_d}{2P_d} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,92}{0,92} + 1 \approx 1,04 \quad (7.18)$$

Die netzseitige Scheinleistung S'_{ph} entspricht etwa der Gleichstromleistung P_d , da die Netzströme annähernd sinusförmig sind. Daraus folgt, dass die gesamte Bauleistung um etwa 4% höher als für einen Transformator mit rein sinusförmigen Strömen ausfallen würde.

7.3.2 Wechselrichter

Zur Berechnung der Belastung und Dimensionierung von Halbleitern und passiven Komponenten sind zunächst die Mittel- und Effektivströme der Bauelemente zu ermitteln. Diese werden über die ZK-Ströme $i_{d1,2}$ berechnet. Aufgrund der Symmetrie ist die Berechnung für den oberen TSS ($i_{d1} = i_d$) ausreichend. Mit (7.2) folgt:

$$\tilde{I}_d = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\omega t)^2 d\omega t} = 1,13 I_d \quad (7.19)$$

$$\hat{I}_d = (1 + \sqrt{2} \cdot 0,52) \cdot I_d = 1,73 I_d \quad (7.20)$$

Mit dem sektorweise definierten Tastgrad D_{sek} gilt für die Ströme in den Schaltern und Dioden:

$$D_{sek} = \underbrace{\left| \frac{2\sqrt{2} \cdot U_{ph}}{U_d} \sin(\omega t) \right|}_{M_i} \quad (7.21)$$

$$\bar{I}_{S11} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_d(\omega t) \cdot D_{sek}(\omega t) \cdot d\omega t \quad (7.22)$$

$$\approx 0,83 \cdot M_i \cdot I_d \quad (7.23)$$

$$\frac{\bar{I}_{S11}}{I_{ph,1}} = 0,83 \cdot \frac{1}{0,85} M_i = 0,98 \cdot M_i \quad (7.24)$$

Mit der Funktion des Tastgrades und den gegebenen Randbedingungen sind die folgenden Gleichungen für den Mittelwert der Dioden \bar{I}_{D11} , Effektivwert der Schalter \tilde{I}_{S11} und Dioden \tilde{I}_{D11} analog zu den Gleichungen 5.22 folgendermaßen zu ermitteln:

$$\frac{\bar{I}_{D11}}{I_{ph,1}} = \frac{1 - 0,83 \cdot M_i}{0,85} \quad (7.25)$$

$$\tilde{I}_{S11} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_d(\omega t)^2 \cdot D_{sek}(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (7.26)$$

$$\frac{\tilde{I}_{S11}}{I_{ph,1}} = \frac{1,03\sqrt{M_i}}{0,85} \quad (7.27)$$

$$\frac{\tilde{I}_{D11}}{I_{ph,1}} = \frac{1,12\sqrt{1 - 0,83 \cdot M_i}}{0,85} \quad (7.28)$$

Schließlich gilt für die Ströme der Drehstrombrücke aus grundlegenden Symmetrieüberlegungen:

$$\bar{I}_{S1} = \frac{I_d}{3} \quad \frac{\bar{I}_{S1}}{I_{ph,1}} = 0,39 \quad (7.29)$$

$$\tilde{I}_{S1} = \frac{\tilde{I}_d}{\sqrt{3}} = \frac{1,13 \cdot I_d}{\sqrt{3}} \quad \frac{\tilde{I}_{S1}}{I_{ph,1}} = 0,77 \quad (7.30)$$

Für die Berechnung von IGBT-Schaltverlusten ist die Abhängigkeit der Verlustenergie vom Kommutierungsstrom $i_d(\omega t)$ ein wichtiger Parameter. In [20] wurde ein Verfahren vorgestellt, welches mit drei Datenblatt-Stützstellen eine Funktion, $E(\frac{I_c}{I_{nom}})$, dritter Ordnung approximiert. In linearer Näherung ergibt sich: Für die Berechnung von IGBT-Schaltverlusten ist die Abhängigkeit der Verlustenergie vom Kommutierungsstrom $i_d(\omega t)$ ein wichtiger Parameter. In [20] wurde ein Verfahren vorgestellt, welches mit drei Datenblatt-Stützstellen eine Funktion, $E(\frac{I_c}{I_{nom}})$, dritter Ordnung approximiert.

In linearer Näherung ergibt sich:

$$P_S = f_s \cdot \frac{U_d}{2U_{nom}} \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} E\left(\frac{i_{d1}(\omega t)}{I_{nom}}\right) \cdot d\omega t \quad (7.31)$$

$$\approx k_S \cdot \frac{U_d}{2U_{nom}} \frac{I_d}{I_{nom}} \quad (7.32)$$

$$\Rightarrow \Pi_k = \frac{\sum I_k \cdot U_k}{U_{ph} I_{ph,1}} = 4 \cdot \frac{\sqrt{2}}{M_i} \cdot \frac{1}{0,85} = \frac{6,65}{M_i} \quad (7.33)$$

$$\Pi_k^* = \frac{2,52}{M_i} \quad \text{mit } \hat{\epsilon}^\alpha \stackrel{!}{=} 0,5^{1,4} = 0,38 \quad (7.34)$$

Der Schaltverlust-Faktor Π_k , bezogen auf Phasenstrom und Phasenspannung, ist im Vergleich zum 2-Punkt-VSI (Glg. 5.32) bereits um mehr als den Faktor 2 geringer. Noch gravierender ist der Vorteil, wenn die Gewichtung bezüglich der maximalen Sperrspannung ($\hat{\epsilon}$) berücksichtigt wird.

Die erforderliche Induktivität ergibt sich aus einfachen Überlegungen zum klassischen Tiefsetzsteller im nicht lückenden Betrieb. Problematisch ist dabei, dass der Strom während der Leitendphase der Thyristoren nicht lücken sollte. Ideal wäre somit eine nichtlineare Induktivität. Überlicherweise sollte der maximale Ripple $\Delta I_{L,max}$ (Spitze-Spitze) nicht mehr als 20% des Spitzesstroms \hat{I}_d betragen.

$$\Delta I_L = \frac{(U_d/2 - D(\omega t) U_d/2) \cdot D(\omega t)}{L f_s} \quad (7.35)$$

$$\Delta I_{L,max} = \frac{U_d}{8 \cdot L_d f_s} \quad \text{mit } D=0,5 \quad (7.36)$$

$$L_d = \frac{U_d}{8 \cdot r_L \cdot 1,73 I_d f_s} \quad (7.37)$$

Für die in der Drossel maximal zu speichernde Energie folgt:

$$W_{L_{ICSI}} \approx 2 \cdot \left(\frac{U_d}{8 \cdot r_L \cdot 1,73 \cdot \frac{I_{ph1}}{0,85} \cdot f_s} \left(1,73 \cdot \frac{I_{ph1}}{0,85} \right)^2 \right) \quad (7.38)$$

$$= 0,5 \cdot \left(\frac{U_d \cdot I_{ph1}}{f_s} \right) = 0,5 \cdot \left(\frac{2\sqrt{2}U_{ph} \cdot I_{ph1}}{M_i f_s} \right) \quad (7.39)$$

$$\rho_{L_{ICSI}} = \frac{\sqrt{2}}{3M_i} r_L \quad (7.40)$$

Somit ist die Leistungsdichte der Drosseln bei gleichem Rippel etwa um den Faktor 2 größer als beim 2-Punkt-VSI.

7.4 Aufbau eines einphasigen ICSI mit SiC-JFETs

Wie bereits in Kapitel 3 diskutiert wurde, kann der Einsatz von Leistungstransistoren auf Basis von Silizium-Karbid (SiC) als möglicher Zukunftstrend in der Wechselrichtertechnik angesehen werden [2]. Aufgrund der relativ einfachen Struktur ist man bestrebt eine Lösung auf Basis des Junction Field Effect Transistors (JFET) zu entwickeln. Erste Schaltungstests mit neuesten Prototypen des SiC-VJFET zeigen das viel versprechende Potenzial des Bauelements auf (siehe Abschnitt 3.2.3). Eine notwendige Bedingung ist, dass die Schaltung trotz der *Normally-on* Eigenschaft des JFETs eigensicher betrieben werden kann. Während konventionelle Brückenschaltungen meist symmetrisch aufgebaut sind wird man ferner bestrebt sein müssen, beim Einsatz von SiC nur sehr wenige hochfrequente Bauelemente einzusetzen. Diese beiden Aspekte würden geradezu einen Paradigmenwechsel im Aufbau von leistungselektronischen Wandlern bedeuten.

In [2] wurden eine Reihe spezieller Topologien vorgestellt, welche diesen Anforderungen genügen. Dazu gehört auch der in Abb. 7.1a dargestellte einphasige ICSI mit nur einem HF-Schalter. Die Messungen in Abb. 7.11 zeigen erste Tests mit ohmscher Last unter Nennbedingungen. Beim Betrieb des Polwenders ist darauf zu achten, dass das Umschalten der nicht-diagonalen NF-Schalter genau im Nulldurchgang zu erfolgen hat. Andernfalls würde bei einer

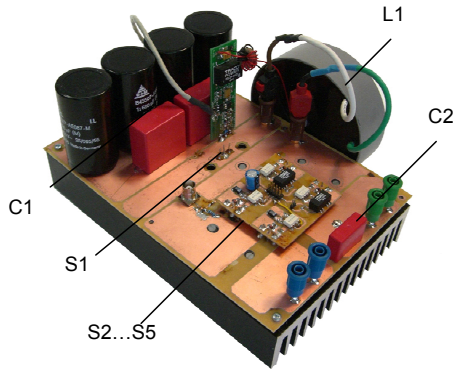


Abbildung 7.10: Labormuster eines einphasigen ICSI mit SiC-JFET

negativen Spannung von ca. 0,7-1V über die Body-Dioden ein Kurzschlussstrom fließen. Die Ausgangsspannung an der ohmschen Last hängt von der Zeitkonstanten des Ausgangskondensators und der Last R ab. Somit wurde eine sehr großzügig bemessene Stromlücke eingefügt, um zu gewährleisten, dass die Ausgangsspannung beim Umschalten immer auf Null abgeklungen ist. Die grundlegende Funktionalität der Schaltung wurde dadurch nicht beeinträchtigt, lediglich der Modulationsindex verschlechterte sich.

Der maximale Wirkungsgrad (ohne Hilfsstromversorgung) betrug bei der Messung mit dem Yokogawa WT3000 und MCTS 200 Stromwandlern 98.6% bei Vollast (1kW) und 98.9% bei halber Nennleistung. Mit Hilfe einer Verlustabschätzung auf Grundlage der Berechnungen in [2] konnte eine Aufteilung der Verluste angenommen werden. Die Schaltverluste machen bei Vollast demnach nur 20% aus, während die Schaltfrequenz 16kHz betrug. Die Durchlassverluste von S1 und D1 (TSS) sind 40% und dem Polwender 16%. Hinsichtlich der Verluste in der ZK-Drossel L1 entfallen etwa 16% auf den ohmschen Anteil und 9% auf die Ummagnetisierungsverluste.

Damit wird deutlich, dass sich eine Steigerung der Schaltfrequenz etwa zur Erhöhung der Leistungsdichte mit diesem JFET Prototyp nicht lohnen würde. Wie in Abschnitt 3.2.3 beschrieben, ist zu erwarten, dass die nächste Generation von JFETs deutlich geringere Einschaltverluste aufweisen, d.h. hier wäre ein nicht unerhebliches Potential zur Erhöhung der Schaltfrequenz gegeben.

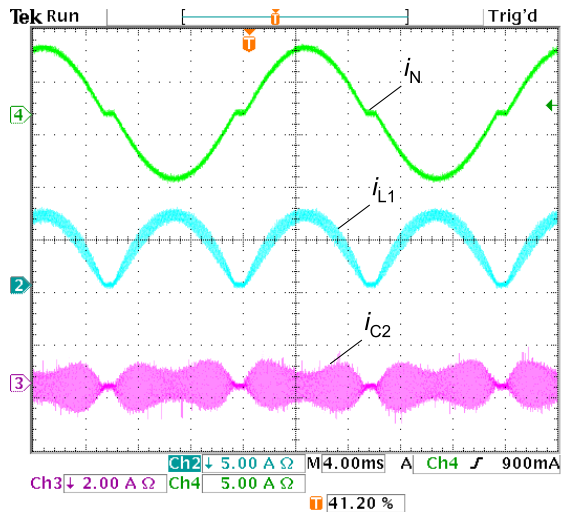


Abbildung 7.11: Betrieb des ICSI mit SiC-JFET, $P=1\text{kW}$; $U_1=400\text{V}$, $U_N=230\text{V}$

7.5 Aufbau eines dreiphasigen ICSI (Minnesota)

Im Rahmen einer Diplomarbeit [23] wurde ein Labormuster des Minnesota-ICSI entwickelt. Der Aufbau ist in Abb. 7.5 zu sehen. Die Nennleistung betrug exemplarisch $P_N=5\text{kW}$ bei 400V Netzspannung. Da ein Y- Δ Netztransformator ist in dieser Leistungsklasse nicht zur Verfügung stand wurden die Netzströme aus der Differenz der Phasenströme (7.8) rechnerisch ermittelt. Für den Versuchsaufbau wurden Komponenten verwendet, die Tabelle 7.3 zu entnehmen sind.

7.5.1 Steuerung und Regelung

Eine digitale Steuerung und Regelung des ICSI wurde mit Hilfe des Digital Signal Controller TI C2000 TMS320F28335 realisiert [23]. Anhand eines durch eine PLL generierten synchronen Netzwinkels wurden die Schalter der Drehstrombrücke S1 bis S6 angesteuert. Dabei kommutiert jeweils alle 60° el entweder die obere oder untere Schaltgruppe den ZK-Strom. Die Tiefsetzsteller zur Regelung des ZK-Stroms können, wie in [99],[23] gezeigt, durch eine

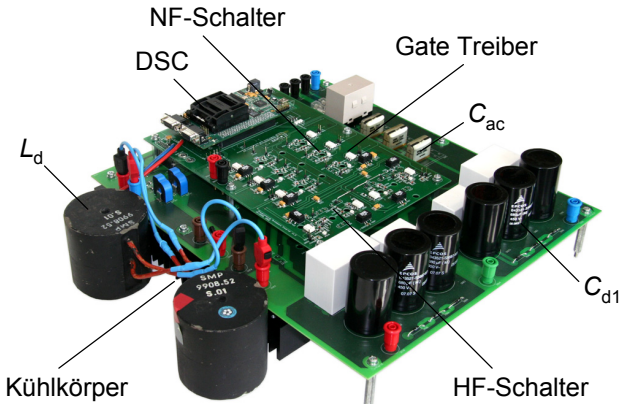


Abbildung 7.12: Labormuster eines dreiphasigen ICSI

normierte zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion angenähert werden („State Space Averaging“):

$$\frac{\underbrace{U_{d1} \cdot D}_{\bar{u}_{D11}}}{U_{nom}} - \frac{u_{zk1}}{U_{nom}} = \frac{I_{nom} \cdot L_{d1}}{U_{nom}} \cdot \frac{s \cdot i_{d1}}{I_{nom}} \quad (7.41)$$

$$F_S(s) = \frac{\bar{u}'_{D11} - u'_{zk1}}{i} = \frac{1}{T_L \cdot s} \quad (7.42)$$

Abb. 7.13 stellt die komplette Struktur des geschlossenen Regelkreises dar. Mit einer Spannungsvorsteuerung durch u'_{zk1} , die ebenfalls in [23] erprobt wurde, lässt sich das dynamische Verhalten weiter verbessern.

Tabelle 7.3: Komponenten für den Versuchsaufbau des dreiphasigen ICSI

Bezeichnung	Komponente	Wert
S_{11}	Trenchstop-IGBT IKW30N60T	600V, 30A
D_{11}	SiC-Diode CSD20060	600V, 2x10A
S_1	RB-IGBT IXRH40N120	1200V, 40A
S_1	SCR CLA50E1200HB	1200V, 50A
L_{d1}	ZK-Drossel	2.8mH, 70mΩ
C_{ac}	AC-Kondensator	40μF

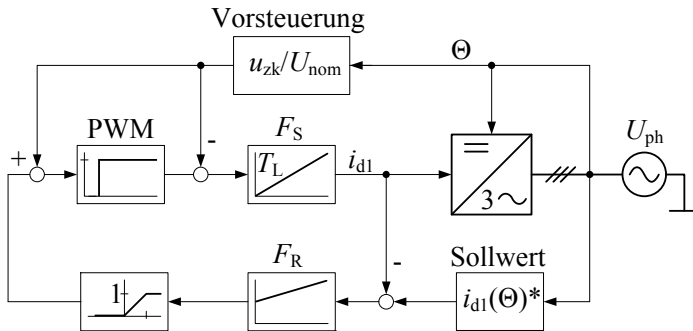


Abbildung 7.13: Prinzipielles Blockschaltbild für die Regelung des ICSI

7.5.2 Messungen mit ohmscher Last

Zunächst wurden Messungen bei ohmscher Last und im unregulierten Betrieb („Open-Loop“) durchgeführt. Im ersten Schritt wurden für die Drehstrombrücke rückwärtssperrfähige IGBTs (RB-IGBT) Schalter verwendet. Die Strom- und Spannungskurven sind in Abb. 7.15(a) dargestellt. Die verkettete Spannung u_{12} hatte einen fast ideal sinusförmigen Verlauf. Bei ohmscher Last wäre die verkettete Spannung proportional zum theoretischen Netzstrom nach der Stern-Dreieck Transformation.

Im nächsten Schritt wurden die RB-IGBT durch Thyristoren ausgetauscht. Die damit verbundenen Strom- und Spannungskurven sind in Abb. 7.15(b) zu sehen. Anhand des Stromverlaufs von i_{d2} ist zu erkennen, wie die Thyristoren durch die Tiefsetzsteller aktiv gelöscht wurden. Somit konnte auch ein Betrieb mit ohmscher Last bewerkstelligt werden, der sonst mit Thyristoren nicht möglich wäre.

Schließlich wurde eine Wirkungsgradmessung (Yokogawa WT3000, MCTS 200 Stromwandlern) mit RB-IGBTs und ohmscher Last bis zur Nennleistung $P_N=5\text{kW}$ durchgeführt. Wie Abb. 7.14 zeigt, konnte ein sehr guter Wirkungsgrad von über 98% erzielt werden. Eine ebenso durchgeführte Berechnung auf Grundlage der Gleichungen in Abschnitt 7.3 zeigt im Teillastbereich deutliche Abweichungen (siehe Abb. 7.14). Dies lässt sich u.a. dadurch erklären, dass die Kernverluste der ZK-Drosseln nicht berücksichtigt wurden, da keine verlässlichen Daten über das Kernmaterial vorlagen. Zudem lag der Berechnung eine sinusförmige Netzspannung von 230V zu Grunde. Mit ohmscher Last hin-

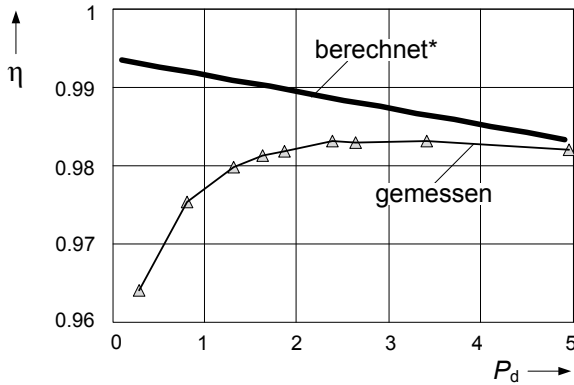


Abbildung 7.14: Wirkungsgradmessung bei ohmscher Last bei $U_d=800V$ über P_d [kW], $U_{1ph}=215V$, *Berechnung bei $U_{1ph}=230V$ Netzbetrieb, ohne frequenzabhängige Drossel-Verluste

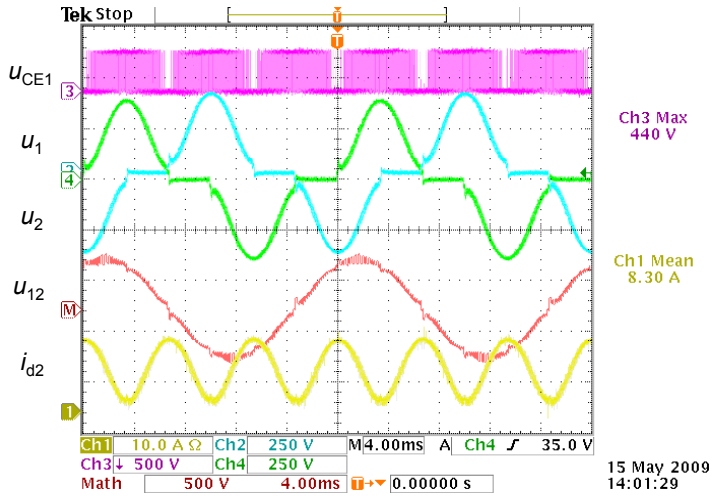
gegen weisen Strom und Spannung die gleiche Kurvenform auf. Aufgrund des schlechten Formfaktors war in diesem Fall die maximale Aussteuerung wesentlich geringer.

7.5.3 Messungen bei Netzeinspeisung

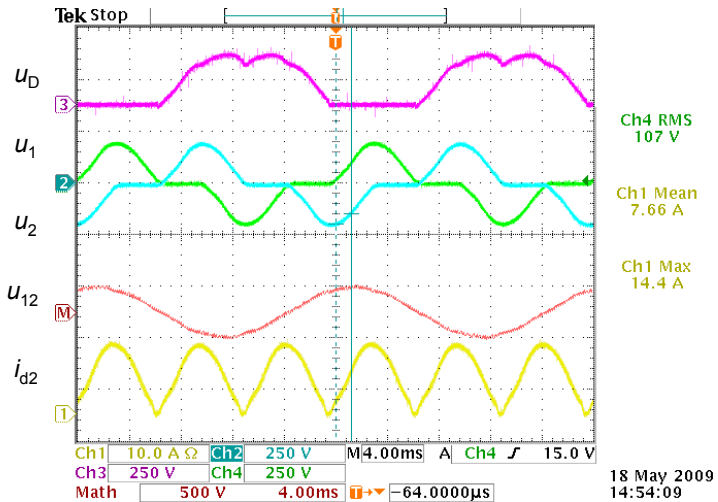
Bei der Netzeinspeisung des Wechselrichters stand die Verifizierung des Funktionskonzepts („Proof-of-concept“) im Vordergrund. Daher wurden die Messungen bei verminderter AC-Spannung durchgeführt, welche über einen Stelltrafo herunter gesetzt wurde.

In Abb. 7.16 sind zunächst die Verläufe der Strom- und Spannungsgrößen bei einem Zündwinkel von $\alpha_K = 150^\circ$ zu sehen. Damit lag hier noch ein Betrieb mit natürlicher Kommutierung vor. Abb. 7.16(a) zeigt die um 180° el versetzten Zwischenkreis-Ströme i_{d1} und i_{d2} , sowie die gesamte Zwischenkreisspannung u_{ZK} und die Eingangsspannung U_d . Abb. 7.16(b) zeigt die Phasenströme i_{1ph} , i_{2ph} und den daraus ermittelten Differenzstrom i'_{1ph} . Dieser wies einen annähernd sinusförmigen Verlauf auf. Weiterhin dargestellt ist die Phasenspannung u_{ph} und das Gate-Zündsignal des Thyristors T1 u_{ThG} .

In Abb. 7.17 war das Zündsignal um 30° el verschoben. Der Zündwinkel betrug nun 180° . Der resultierende Differenzstrom i'_{1ph} eilte der Phasenspannung um

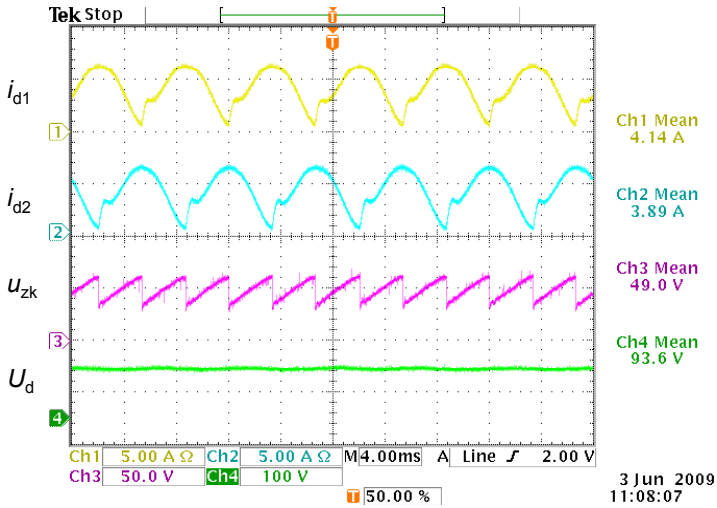


(a) RB-IGBT, $U_d=800\text{V}$, Ohmsche Last

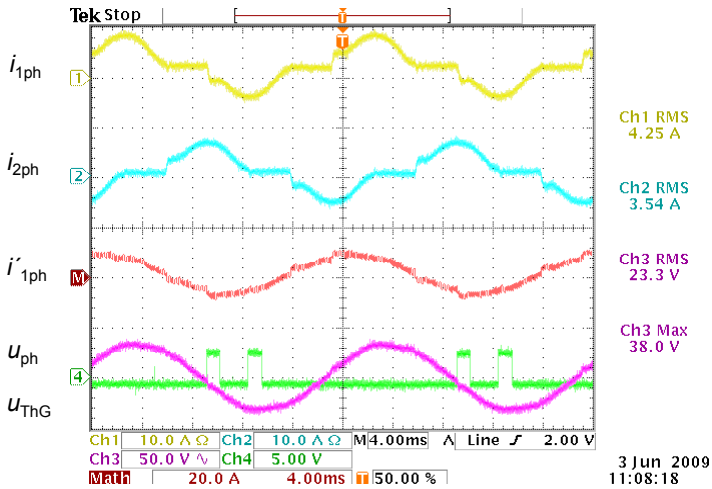


(b) Thyristoren, $U_d=400\text{V}$, Ohmsche Last

Abbildung 7.15: Messungen am ICSI mit ohmscher Last

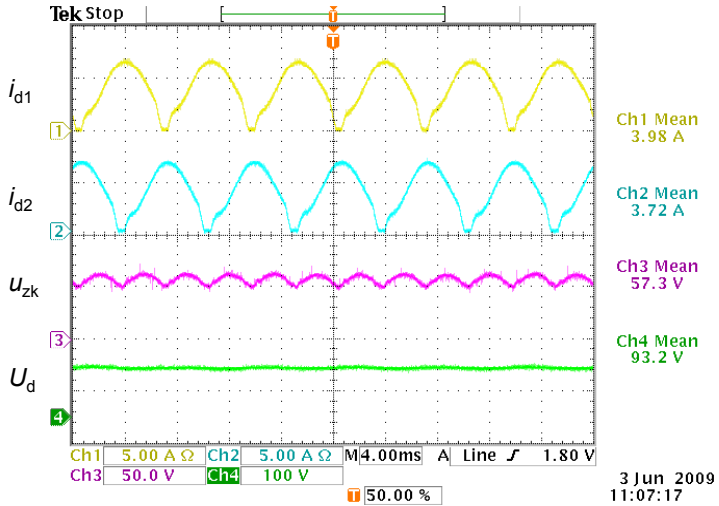


(a) DC-seitige Strom-Spannungsverläufe

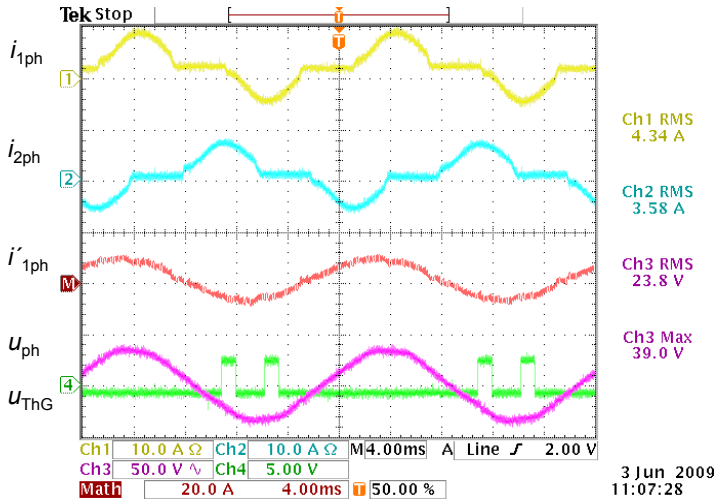


(b) AC-seitige Strom-Spannungsverläufe

Abbildung 7.16: Netzeinspeisung mit Thyristoren, Zündwinkel $\alpha_K=150^\circ$

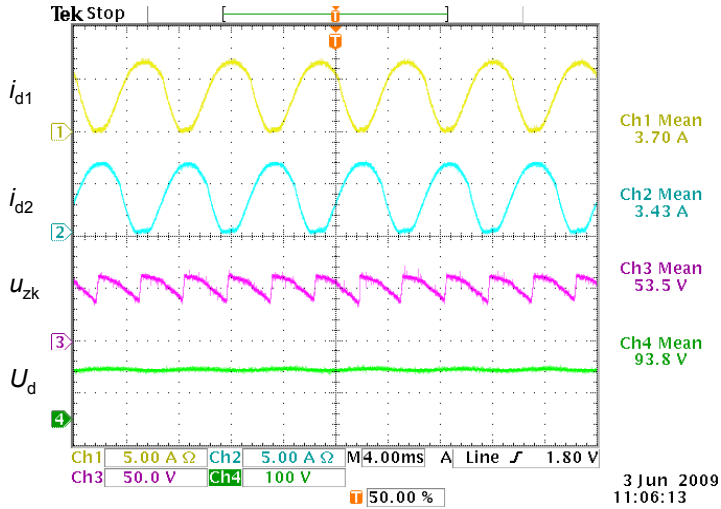


(a) DC-seitige Strom-Spannungsverläufe

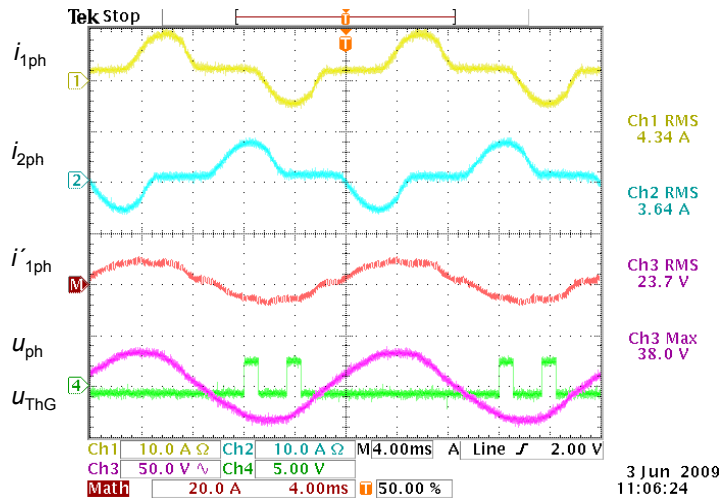


(b) AC-seitige Strom-Spannungsverläufe

Abbildung 7.17: Netzeinspeisung mit Thyristoren, Zündwinkel $\alpha_K=180^\circ$



(a) DC-seitige Strom-Spannungsverläufe



(b) AC-seitige Strom-Spannungsverläufe

Abbildung 7.18: Netzeinspeisung mit Thyristoren, Zündwinkel $\alpha_K=200^\circ$

30°el vor. Der Differenzstrom war folglich in Phase mit der verketteten Spannung. Dies bedeutet, dass der WR reine Wirkleistung einspeiste. Wie in 7.17(a) zu sehen wurden die Zwischenkreisströme kurz vor den Kommutierungszeitpunkten aktiv auf Null geregelt. Es entstand dabei eine kurze Strömlücke, die jedoch in den Ausgangsströmen nicht sichtbar war aufgrund der Ausgangskondensatoren.

In Abb. 7.18 betrug der Zündwinkel $\alpha_K = 200^\circ$. Der Wechselrichter befand sich im „übererregten Betrieb“ und speiste neben Wirkleistung auch induktive Blindleistung ein. Somit konnte der Nachweis erbracht werden, dass ein mit Thyristoren ausgestatteter Wechselrichter auch über den Punkt der natürlichen Kommutierung hinaus stabil betrieben werden konnte. Dieser ist somit in der Lage, in gewissen Grenzen, Blindleistung in beide Richtungen einzuspeisen.

7.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden neue Wechselrichtertopologien vorgestellt, die auf der Umkehrung des Prinzips von PFC-Stufen basieren. Daraus ergeben sich Wechselrichter mit indirektem Stromzwischenkreis (ICSI). Die Stromquellen-Charakteristik des Zwischenkreises wird dabei durch einen zusätzlich zu implementierendes Stellglied eingepreßt. Durch die Kombination von Tiefsetzsteller-Schaltungen, die die Stromkurvenform modulieren und niederfrequent getakteten Brückenschaltungen, die den DC-Strom auf die Phasen verteilen, lassen sich mit relativ geringem Aufwand hocheffiziente Schaltungen realisieren.

In der vorliegenden Arbeit wurde ein einphasiger ICSI mit nur einem HF-Schalter aufgebaut. Die Schaltung ist auch für neuartige selbstleitende SiC-JFETs geeignet. Dies widerspricht dem heutigen Paradigma nur selbstsperrende Schalter in der Leistungselektronik einzusetzen, da durch sie eine höhere Betriebssicherheit gewährleistet sei. Unter Verwendung von SiC-JFETs konnte mit dieser Schaltung unter Laborbedingungen ein sehr hoher Spitzenwirkungsgrad von 98.9% erzielt werden.

Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt auf der Verwendung eines dreiphasigen Wechselrichters, der nur zwei hochfrequente Schalter benötigt (Minnesota-ICSI). Die grundlegende Aufbau dieses WR besteht aus einem bipolaren Tiefsetzsteller, einer Thyristor-Drehstrombrücke und einem ausgangsseitigen Y- Δ -Transformators. Dem durch den TSS modulierten DC-Strom werden Vielfache

der 3. Harmonischen überlagert. In Folge der Y- Δ -Transformation löschen sich diese Anteile wieder heraus, so dass annähernd sinusförmige Ströme eingespeist werden können. Über den TSS lassen sich die Thyristoren mit Hilfe eines aktiven Löschverfahrens indirekt abschalten. Wie in den neuen Netzanschlussrichtlinien gefordert, wurde dadurch auch die Einspeisung induktiver Blindleistung ermöglicht („übererregter“ Betrieb). Mit einem Labormuster konnte schließlich ein sehr guter Wirkungsgrad von 98,3% erzielt werden.

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden Wechselrichtersysteme zur Netzanbindung von Photovoltaik-Generatoren basierend auf dem Prinzip des Stromzwischenkreises untersucht. Neben der theoretischen Machbarkeit solcher Systeme wurde auch die technische Realisierung anhand unterschiedlicher Ausführungsbeispiele beschrieben und durch Messungen dokumentiert. Leistungselektronische Wandler für die Anpassung der volatilen photovoltaischen DC-Generatoren an die vergleichsweise starren Anforderungen der Verteil- und Übertragungsnetze gewinnen rasant an Bedeutung. Die Wechselrichtertechnik basiert dabei auf zwei Grundkonzepten: Wechselrichter mit Spannungszwischenkreisen und solche mit Stromzwischenkreisen. Ausgehend vom Stand der Technik wurden die beiden Grundkonzepte einem systematischen Vergleich unterzogen. Dazu wurden dimensionslose Belastungsfaktoren vorgestellt, die wichtige Aufschlüsse über die Verluste und Dimensionierung der Bauelemente geben können. Bei heute bereits erreichbaren Wirkungsgraden von über 98% ergibt sich hier wenig Spielraum für wesentliche Verbesserungen. Zukünftige Zielstellungen werden unter Beibehaltung eines hohen Wirkungsgrades die Reduktion der Kosten, die Minimierung von passiven Bauelementen und die Nutzung neuer systemtechnischer Vorteile beinhalten.

Spannungszwischenkreis-Wechselrichter mit Pulsweitenmodulation sind heutzutage sehr weit verbreitet und können als Stand der Technik betrachtet werden. Sie sind besonders für elektrische Antriebe geeignet. Dies betrifft insbesondere die Drehzahlregelung und die Ausnutzung der Motorinduktivitäten. Weitere positive Eigenschaften sind die Stabilisierung der DC-Leistung durch Kondensatoren und die Erweiterungsmöglichkeiten mittels Mehrpunkt-Topologien. Schließlich trug ebenso der rasante Fortschritt bei der IGBT-Technologie zur Realisierung von rückwärts-leitenden Schaltern zu dieser Entwicklung bei. Neben der Analyse der grundsätzlichen Eigenschaften von VSI wurde ein neuer Ansatz für trafolose DC-DC-Wandler vorgestellt, welche eine beliebige Erdung des PV-Generators ermöglichen.

Speziell (direkte) pulswertenmodulierte Stromzwischenkreis-WR haben in der praktischen Nutzung bis heute kaum Bedeutung erlangt. Daraus ergab sich die Frage, ob es grundlegende Kriterien gäbe, die ihren Einsatz behindern

oder sogar befördern könnten. Viel versprechende Anwendungspotenziale zeigen vor allem Photovoltaiksysteme auf, da hier einerseits ein relativ weiter DC-Spannungsbereich gefordert ist und andererseits sehr hohe Anforderungen an den Wirkungsgrad und die Qualität des Netzstromes bestehen. Wie bei einem Hochsetzsteller wird bei pulsweitenmodulierten Stromzwischenkreis-WR Energie von der Seite mit der niedrigeren Spannung auf die Seite mit der höheren Spannung transferiert. Dies kann von großem Vorteil sein, wenn der Spannungsbereich nach oben hin beschränkt ist. Darüber hinaus verspricht man sich Systemvorteile aus der Integration des Wechselrichters in das PV-Modul. Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein dafür geeigneter einstufiger Stromzwischenkreis-Wechselrichter präsentiert, der im europäischen Projekt „PV-MIPS“ entwickelt wurde. Die Anwendung des CSI in diesem Leistungsbereich (250W) kann als Novum angesehen werden. Als besondere Merkmale sind die geringe Baugröße ($210 \times 185 \times 30$ mm) und der mit über 97% sehr gute Wirkungsgrad zu nennen. Es wurden auch neue Wechselrichter mit indirekten (gesteuerten) Stromzwischenkreisen (ICSI) vorgestellt. Diese kommen mit nur sehr wenigen hochfrequenten Schaltern aus und eröffnen so neue Möglichkeiten für den Einsatz moderner Halbleitertechnologien. Besondere Vorteile boten hier selbstleitende SiC-JFETs. Diese widersprachen jedoch dem heutigen Paradigma nur selbstsperrende Schalter in der Leistungselektronik einzusetzen, da durch sie eine höhere Betriebssicherheit gewährleistet wäre. Neue Schaltungskonzepte mussten somit speziell auf diese Technologie zugeschnitten werden. Mit indirekten Stromzwischenkreis-Wechselrichtern lassen sich die Vorzüge weniger schneller Schalter auf der Gleichstromseite mit den positiven Eigenschaften von Thyristoren (Kosten, Robustheit, einfache Ansteuerung) auf der Netzseite kombinieren. Als Labormuster wurde ein dreiphasiger Wechselrichter aufgebaut, der mit nur zwei hochfrequent taktenden Schaltern auskam. Dabei konnte nicht nur ein sehr guter Wirkungsgrad von 98,3% erzielt werden. Vielmehr ließen sich die Thyristoren über die HF-Schalter aktiv löschen, so dass der Betrieb über den Punkt der natürlichen Kommutierung hinaus erweitert werden konnte. Die Schaltung wurde somit in die Lage versetzt entsprechend den neuen Netzanschlussrichtlinien durch Einspeisung auch induktiver Blindleistung zur Stabilisierung des Energieversorgungsnetzes beizutragen.

Schließlich bleibt festzuhalten, dass Spannungszwischenkreis-WR aus den genannten Gründen auch in Zukunft dominierend bleiben. Wechselrichter mit Stromzwischenkreisen können jedoch für die Netzeinspeisung von PV-Generatoren auch durch geschickte Kombination von Leistungshalbleitern sehr interessante alternative Lösungsansätze bieten.

Literaturverzeichnis

- [1] MEINHARDT, M. : Kostenreduktion der photovoltaischen Stromerzeugung durch Innovationen bei PV-Wechselrichtern. In: *ETG-Fachtagung München*, 2008
- [2] SAHAN, B. ; ARAUJO, S. V. ; MENEZES, L. ; KIRSTEIN, T. ; ZACHARIAS, P. : Photovoltaic converter topologies suitable for SiC-JFETs. In: *PCIM Europe Nürnberg, 2009*, 2009
- [3] SCHRÖDER, D. : *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Bd. 2. Springer, 2008
- [4] ZACHARIAS, P. ; BURGER, B. : Overview of recent Inverter developments for grid-connected PV systems. In: *Proc. 21st European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Dresden, Germany*, 2006
- [5] JENNI, F. ; WÜEST, D. : *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Vieweg+Teubner, 1995
- [6] SAHAN, B. ; NOTHOLT-VERGARA, A. ; ENGLER, A. ; ZACHARIAS, P. : Development of a single-stage three-phase PV module integrated converter. In: *Proc. 12th European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Aalborg, Denmark*, 2007
- [7] XIAO, W. ; OZOG, N. ; DUNFORD, W. : Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 54 (2007), Nr. 3, S. 1696–1704. – ISSN 0278–0046
- [8] BDEW: *Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz - Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*. Juni 2008
- [9] GREIZER, F. : Entwicklung der Stromrichtertechnik zur Netzanbindung von PV- Anlagen. In: *4. Kasseler Symposium Energie-Systemtechnik, Kassel*, 1999

- [10] REEKERS, J. ; ENGEL, B. : Multi-Megawatt PV-Großkraftwerke mit modularer Anlagentopologie. In: *25. Symposium Photovoltaische Solarenergie Bad Staffelstein*, 2010
- [11] ROMAN, E. ; ALONSO, R. ; IBANEZ, P. ; ELORDUIZAPATARIETXE, S. ; GOITIA, D. : Intelligent PV Module for Grid-Connected PV Systems. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 53 (2006), Nr. 4, S. 1066–1073. – ISSN 0278–0046
- [12] HENZE, N. ; SAHAN, B. ; BURGER, R. ; BELSCHNER, W. : A NOVEL AC MODULE WITH HIGH-VOLTAGE PANELS IN CIS TECHNOLOGY. In: *23rd European PV Solar Energy Conference and Exhibition, Valencia, Spain*, 2008
- [13] KOIRALA, B. ; SAHAN, B. ; HENZE, N. : Study on MPP Mismatch Losses in Photovoltaic Applications. In: *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition Hamburg, Germany*, 2009
- [14] ROGALLA, S. ; BURGER, B. : Licht und Schatten – wann lohnt sich MPP-Tracking auf Modulebene? In: *25. Symposium Photovoltaische Solarenergie Bad Staffelstein*, 2010
- [15] POLINDER, H. ; PIJL, F. van d. ; VILDER, G. de ; TAVNER, P. : Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. In: *Energy conversion, IEEE transactions on* 21 (2006), Nr. 3, S. 725–733. – ISSN 0885–8969
- [16] SCHMIDT, H. ; BURGER, B. ; SIEDLE, C. : Gefährdungspotenzial transformatorloser Wechselrichter – Fakten und Gerüchte. In: *Tagungsband, 18. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein*, 2003
- [17] ARAUJO, S. ; ZACHARIAS, P. ; SAHAN, B. : Novel grid-connected non-isolated converters for photovoltaic systems with grounded generator. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008. – ISSN 0275–9306, S. 58–65
- [18] Schutzrecht DE 10 2007 028 079 A1 (2008). ZACHARIAS, P. ; SAHAN, B. (Erfinder).
- [19] B.SAHAN ; HENZE, N. ; ENGLER, A. ; ZACHARIAS, P. ; LICHT, T. : System Design of Compact Low-Power Inverters for the Application in Photovoltaic AC-Modules. In: *5th International Conference on Integration of Power Electronics, CIPS, Nuernberg, Germany*, 2008

-
- [20] ZACHARIAS, P. (Hrsg.): *Use of Electronic-Based Power Conversion for Distributed and Renewable Energy Sources*. Bd. 1. ISET, 2008
- [21] ZACHARIAS, P. : Zuverlässigkeit Elektrischer und Elektronischer Komponenten in PV-Anlagen. In: *25. Symposium Photovoltaische Solarenergie Bad Staffelstein*, 2010
- [22] DODGE, J. : Reduce Circuit Zapping from Cosmic Radiation. In: *Power Electronics Technology*, 2007
- [23] NÖDING, C. : *Untersuchung eines 3-phasigen Wechselrichters mit nur zwei Hochfrequenz-Transistoren*, Universität Kassel, Diplomarbeit, 2009
- [24] BÜLO, T. ; B.SAHAN ; NÖDING, C. ; ZACHARIAS, P. : Comparison of three-phase inverter topologies for grid-connected photovoltaic systems. In: *Proc. 22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Milan, Italy, 2007*
- [25] ARAÚJO, S. V. ; ZACHARIAS, P. : Analysis on the potential of Silicon Carbide MOSFETs and other innovative semiconductor technologies in the photovoltaic branch. In: *Proc. 13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Barcelona, Spain, 2009*
- [26] KOLAR, J. ; BIELA, J. ; MINIBOECK, J. : Exploring the Pareto Front of Multi-Objective Single-Phase PFC Rectifier Design Optimization - 99.2 In: *Proceedings of the 2009 IEEE International Power Electronics and Motion (IPEMC 2009), Wuhan, China, May 17-20, 2009.*, 2009
- [27] BIELA, J. ; SCHWEIZER, M. ; WAFFLER, S. ; WRZECIONKO, B. ; KOLAR, J. : SiC vs. Si - Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Power Electronics Converter Systems by SiC Power Semiconductors. In: *Proceedings of the 13th International Conference on Silicon Carbide and Related Materials. Nürnberg, Germany, October 11 - 16, 2009.*, 2009
- [28] KIRSTEIN, T. : *Untersuchung ultraschneller SiC-JFETs für den Einsatz in Wechselrichtern*, Universität Kassel, Diplomarbeit, 2009
- [29] ROUND, S. ; HELDWEIN, M. ; KOLAR, J. ; HOFSAJER, I. ; FRIEDRICHS, P. : A SiC JFET driver for a 5 kW, 150 kHz three-phase PWM converter.

- In: *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005* Bd. 1, 2005. – ISSN 0197–2618, S. 410–416 Vol. 1
- [30] KOCH, I. ; CANDERS, W.-R. : Comparison of SiC-JFET and Si-IGBT inverter losses. In: *European Conference on Silicon Carbide and Related Materials ECSCRM, Barcelona, Spain, 2008*
- [31] GEIBEL, D. ; JAHN, J. ; JUCHEM, R. : Simulation model based control development of a multifunctional PV-inverter. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007*, S. 1–10
- [32] ZACHARIAS, P. : Vorlesungsskript Werkstoffe der Elektrotechnik. In: *Universität Kassel, 2009*
- [33] WU, B. ; PONTT, J. ; RODRIGUEZ, J. ; BERNET, S. ; KOURO, S. : Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 55 (2008), Nr. 7, S. 2786–2797. – ISSN 0278–0046
- [34] ZWYSSIG, C. ; ROUND, S. ; KOLAR, J. : An Ultrahigh-Speed, Low Power Electrical Drive System. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 55 (2008), Nr. 2, S. 577–585. – ISSN 0278–0046
- [35] NUSSBAUMER, T. ; BAUMANN, M. ; KOLAR, J. : Comprehensive Design of a Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22 (2007), Nr. 2, S. 551–562. – ISSN 0885–8993
- [36] Schutzrecht DE 20 2006 001 063 U1 (2006). ZACHARIAS, P. ; NOTHOLT-VERGARA, A. ; ENGLER, A. (Erfinder).
- [37] MERTENS, A. : Skript Vorlesung Leistungselektronik I. In: *Universität Hannover, 2006*
- [38] HEIER, S. (Hrsg.): *Windkraftanlagen: Systemauslegung, Netzintegration und Regelung*. Vieweg+Teubner, 2005
- [39] MYRZIK, J. : *Topologische Untersuchungen zur Anwendung von tief-, hochsetzenden Stellern für Wechselrichter*, Universität Kassel, Dissertation, 2001

-
- [40] WEIS, B. : *Kompakter 690V-Umrichter mit SiC-Schottkydioden für sinusförmige Ausgangsspannung*, Universität Erlangen-Nürnberg, Dissertation, 2008
- [41] WAFFLER, S. ; PREINDL, M. ; KOLAR, J. : Multi-objective Optimization and Comparative Evaluation of Si Soft-switched and SiC Hard-switched Automotive DC-DC Converters. In: *Proceedings of the 35th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society, (IECON 2009), Porto, Portugal, p3850-3857, November 3-5 2009.*, 2009
- [42] HINRICHSSEN, F. : *Untersuchungen zu Resonant Commutated Pole Kommutierungszellen in Spannungs- und Stromzwischenkreis-Umrichtern*, TU Braunschweig, Dissertation, 2008
- [43] ZACHARIAS, P. : Vorlesungsskript Leistungselektronik. In: *Universität Kassel*, 2009
- [44] PENG, F. Z.: Z-source inverter. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 39 (2003), Nr. 2, S. 504–510. – ISSN 0093–9994
- [45] ARAUJO, S. ; P.ZACHARIAS ; MALLWITZ, R. : Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics, Accepted for publication* 1 (2009), S. 1
- [46] KAZMIERKOWSKI, M. ; MALESANI, L. : Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 45 (1998), Nr. 5, S. 691–703. – ISSN 0278–0046
- [47] PHILIPPE MAIBACH, P. J. Jonas Wernli W. Jonas Wernli: STATCOM Technology for Wind Parks to Meet Grid Code Requirements. In: *European Wind Energy Conference & Exhibition EWEC*, 2007
- [48] GONG, G. ; HELDWEIN, M. ; DROFENIK, U. ; MINO, K. ; KOLAR, J. : Comparative evaluation of three-phase high power factor AC-DC converter concepts for application in future more electric aircrafts. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE* Bd. 2, 2004, S. 1152–1159 vol.2
- [49] ENGEL, S. ; RIGBERS, K. ; DONCKER, R. D.: Digital Repetitive Control of a Three-Phase Flat-Top-Modulated Grid Tie Solar Inverter. In: *European Power Electronics Conference, EPE, Barcelona, Spain*, 2009

- [50] HINZ, H. : *Spannungseinprägender, einphasiger Dreipunkt-Wechselrichter für den transformatorlosen Netzparallelbetrieb von Photovoltaik-Anlagen*, TU Darmstadt, Dissertation, 2000
- [51] BRUNO, B. ; LAUKAMP, H. ; SCHMIDT, H. : Höhere Systemwirkungsgrade in dreiphasigen Anlagen durch Systemspannungen größer als 1000 V. In: *23. Symposiums Photovoltaische Solarenergie Bad Staffelstein*, 2009
- [52] DAHER, S. ; SCHMID, J. ; ANTUNES, F. : Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 55 (2008), Nr. 7, S. 2703–2712. – ISSN 0278–0046
- [53] NABAE, A. ; TAKAHASHI, I. ; AKAGI, H. : A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* IA-17 (1981), Nr. 5, S. 518–523. – ISSN 0093–9994
- [54] ZACHARIAS, P. ; MENEZES, L. ; FRIEBE, J. : 2 New Topologies for Transformerless Grid Connected PV-Systems with Minimum Switch Number. In: *PCIM Nuremberg*, 2008
- [55] SHEN, M. ; WANG, J. ; JOSEPH, A. ; PENG, F. Z. ; TOLBERT, L. ; ADAMS, D. : Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 42 (2006), Nr. 3, S. 770–778. – ISSN 0093–9994
- [56] NÖDING, C. : *Analyse, Aufbau und Inbetriebnahme eines 3-phasigen Z-Source-Wechselrichters*, Universität Kassel, Diplomarbeit, 2008
- [57] SHEN, M. ; PENG, F. Z.: Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter With Small Inductance or Low Power Factor. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 55 (2008), Nr. 1, S. 89–96. – ISSN 0278–0046
- [58] ARAÚJO, S. V.: *Grid-connected transformerless converter for photovoltaic systems with grounded generator*, Universität Kassel, Diplomarbeit, 2007
- [59] ZHOU, K. ; WANG, D. : Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49 (2002), Nr. 1, S. 186–196. – ISSN 0278–0046

-
- [60] SUN, J. ; GROSTOLLEN, H. : Optimized space vector modulation and regular-sampled PWM: A Reexamination. In: *Industry Applications Conference, IAS*, 1996
- [61] BLAABJERG, F. ; NEACSU, D. ; PEDERSEN, J. : Adaptive SVM to compensate DC-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 14 (1999), Nr. 4, S. 743–752. – ISSN 0885–8993
- [62] VAN DER BROECK, H. W. ; VAN WYK, J. D.: A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Options. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* IA-20 (1984), Nr. 2, S. 309–320. – ISSN 0093–9994
- [63] MOHR, M. ; FUCHS, F. : Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with DC to DC boost converters for fuel cell generation systems. In: *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Dresden, Germany, 2005*
- [64] KOLAR, J. ; ROUND, S. : Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings -* 153 (2006), Nr. 4, S. 535–543. – ISSN 1350–2352
- [65] Schutzrecht DE 10 2006 039 974 A1 (2008). SCHREIBER, D. (Erfinder).
- [66] Schutzrecht US 2008/0123373 A1 (2008). ROESNER, R. ; EL-BARBARI, S. F. S. ; KROKOSZINSKI, H.-J. ; ROOIJ, M. A. (Erfinder).
- [67] MUTSCHLER, P. : Wechselrichter für Photovoltaikanlagen. In: *Ringvorlesung Regenerative Energien im Sommer-Semester HEAG Hess. Elektrizitäts AG, Energie-Verlag Heidelberg. S. 35 - 53, 1994*
- [68] MOHAN, N. ; UNDELAND, T. ; ROBBIN, W. P.: *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Wiley, 2003
- [69] SINGH, B. ; SINGH, B. ; CHANDRA, A. ; AL-HADDAD, K. ; PANDEY, A. ; KOTHARI, D. : A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 51 (2004), Nr. 3, S. 641–660. – ISSN 0278–0046

- [70] RIVAS, C. ; RUFER, A. : PWM Current converter for electric energy production systems from fuel-cells. In: *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Graz, Austria, 2001*
- [71] BERGAUER, J. ; SCHINDELE, L. ; BRAUN, M. : Optimised Space Vector Control Reducing Switching Losses in Current Source Inverters. In: *EPE-PEMC, Kosice, Slowakei, 2000*
- [72] KLUMPNER, C. : A New Single-Stage Current Source Inverter for Photovoltaic and Fuel Cell Applications using Reverse Blocking IGBTs. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, 2007. – ISSN 0275–9306, S. 1683–1689*
- [73] BIERHOFF, M. ; FUCHS, F. : Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual Bd. 4, 2004. – ISSN 0275–9306, S. 2836–2842 Vol.4*
- [74] LOPEZ, P. ; TEODORESCU, R. ; FREIJEDO, F. ; DOVAL-GANDOY, J. : Leakage current evaluation of a single-phase transformerless PV inverter connected to the grid. In: *Proc. Applied Power Electronics Conference APEC, Anaheim, USA, 2007*
- [75] Schutzrecht DE 10 2004 030912 B3 (2004). VICTOR, M. (Erfinder).
- [76] Schutzrecht DE 10221592 A1 (2005). SCHMIDT, H. ; BURGER, B. (Erfinder).
- [77] MEINHARDT, M. : *Stromeinprägender, transformatorloser Photovoltaik-Wechselrichter mit konkurrierenden Schaltreglern für gleich- und wechselstromseitige Zustandsgrößen*, TU-Darmstadt, Dissertation, 1997
- [78] SAHAN, B. ; VERGARA, A. ; HENZE, N. ; ENGLER, A. ; ZACHARIAS, P. : A Single-Stage PV Module Integrated Converter Based on a Low-Power Current-Source Inverter. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on 55 (2008), Nr. 7, S. 2602–2609. – ISSN 0278–0046*
- [79] KOCH, I. ; HINRICHSSEN, F. ; CANDERS, W.-R. : Application of SiC-JFETs in current source inverter topologies. In: *European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Dresden Germany, 2005*

-
- [80] HABERBERGER, M. ; FUCHS, F. : Novel protection strategy for current interruptions in IGBT current source inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual Bd. 1, 2004.* – ISSN 0275–9306, S. 558–564 Vol.1
- [81] NOTHOLT-VERGARA, A. : *Fault Ride Through Capabilities of Inverter-based Distributed Generation Connected to Low and Medium Voltage Distribution Networks*, Universität Kassel, Dissertation, 2009
- [82] ARAÚJO, S. V. ; B.SAHAN ; ANTUNES, F. ; BASCOPE, R. ; ZACHARIAS, P. : Analysis and Proposition of a PV Module Integrated Converter with High Voltage Gain Capability in a non-isolated Topology. In: *7th International Conference on Power Electronics, Daegu, Korea, 2007*
- [83] HENZE, N. ; ENGLER, A. ; B.SAHAN: Performance of a novel three-phase photovoltaic inverter for module integration. In: *Proc. 22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Milan, Italy, 2007*
- [84] HUBER, L. ; JANG, Y. ; JOVANOVIC, M. : Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on 23 (2008), Nr. 3, S. 1381–1390.* – ISSN 0885–8993
- [85] LI, Q. ; WOLFS, P. : Recent Development in the Topologies for Photovoltaic Module Integrated Converters. In: *Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, Orlando, USA, 2006.* – ISSN 0275–9306
- [86] RODRIGUEZ, C. ; AMARATUNGA, G. : Long-Lifetime Power Inverter for Photovoltaic AC Modules. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on 55 (2008), Nr. 7, S. 2593–2601.* – ISSN 0278–0046
- [87] Schutzrecht EP 09172672 (2009). ARAUJO, S. ; MALLWITZ, R. ; SAHAN, B. ; ZACHARIAS, P. (Erfinder).
- [88] Schutzrecht DE 10 2005 047 373 A1 (2005). SCHEKULIN, D. (Erfinder).
- [89] TOURNIER, D. ; BERGOGNE, D. ; HAMOUD, A. ; PLANSON, D. ; MOUSA, R. ; MOREL, H. ; ALLARD, B. ; BREVET, O. : Current limiting with SiC JFET structures. In: *5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems CIPS, 2008*

- [90] TRZNADLOWSKI, A. ; BLAABJERG, F. ; PEDERSEN, J. ; PATRICIU, N. : The tandem inverter: combining the advantages of voltage-source and current-source inverters. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual* Bd. 1, 1998, S. 315–320 vol.1
- [91] NAIK, R. ; MOHAN, N. : A novel grid interface for photovoltaic, wind-electric, and fuel-cell systems with a controllable power factor of operation. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, 1995, S. 995–998 vol.2
- [92] NAIK, R. ; MOHAN, N. ; ROGERS, M. ; BULAWKA, A. : A novel grid interface, optimized for utility-scale applications of photovoltaic, wind-electric, and fuel-cell systems. In: *Power Delivery, IEEE Transactions on* 10 (1995), Nr. 4, S. 1920–1926. – ISSN 0885–8977
- [93] Schutzrecht DE 102009052461.4 (2009). ZACHARIAS, P. ; ARAUJO, S. ; FALK, A. ; KAZANBAS, M. ; SAHAN, B. (Erfinder).
- [94] Schutzrecht DE 19845903A1 (2000). WOBGEN, A. (Erfinder).
- [95] Schutzrecht US 4443841 (1984). MIKAMI, W. (Erfinder).
- [96] Schutzrecht DE 000010140747A1 (2001). BERNET, S. ; BRÜCKNER, T. (Erfinder).
- [97] BAKON, T. P.: *Einsatz von Stromrichtern in der Energieversorgung zur Netzstützung und Fehlerstromlöschung*, Universität Bochum, Dissertation, 2008
- [98] GIERSCH, H.-U. ; HARTHUS, H. : *Elektrische Maschinen*. Vogelsang, 2003
- [99] ROTH-STIELOW, J. : Gleichstrom-Tiefsetzsteller als Prozessstromquelle mit begrenzter Stromänderungsgeschwindigkeit; [www.uni-stuttgart.de/ilr/dateien/rt2 /ueb/Aufgabe4.pdf](http://www.uni-stuttgart.de/ilr/dateien/rt2_ueb/Aufgabe4.pdf) / Universität Stuttgart. 2009. – Forschungsbericht
- [100] SALO, M. ; TUUSA, H. : A vector controlled current-source PWM rectifier with a novel current damping method. In: *IEEE Trans. on Power Electronics* 15 (2000), Nr. 3, S. 464–470. – ISSN 0885–8993

A Wichtige Beziehungen

Die Darstellung und Analyse eines Drehstromsystems wird durch die Koordinaten-Transformation der dreiphasigen Zeitgrößen in zweidimensionale Raumzeiger erheblich vereinfacht. Für ein um 120° elektrisch und räumlich versetztes dreiphasiges System

$$i_1(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_1 t) \quad (\text{A.1})$$

$$i_2(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \quad (\text{A.2})$$

$$i_3(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_1 t - 240^\circ) \quad (\text{A.3})$$

wird der entsprechende Raumzeiger \underline{i} durch Drehung und Addition der drei Phasen ermittelt.

$$\underline{i} = \frac{2}{3}(i_1(t) + \underline{a}i_2(t) + \underline{a}^2i_3(t)) \quad (\text{A.4})$$

$$= \hat{i}e^{j\omega_1 t} \quad (\text{A.5})$$

$$\underline{a} = e^{j120^\circ} \quad (\text{A.6})$$

Man erhält einen mit konstanter Amplitude rotierenden räumlich angeordneten Zeiger. Die Transformation stammt ursprünglich aus der physikalischen Interpretation der Flussdichte B in elektrischen Maschinen, lässt sich aber auch auf die anderen Größen des Drehstromsystems, wie Fluss Ψ , Strom \underline{i} und Spannung \underline{u} übertragen, was bei Stromrichtern eine entkoppelte Regelung von Wirk- und Blindgrößen erlaubt. Die allgemeine Definitionsgleichung lautet folgendermaßen:

$$\underline{x} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{bmatrix}}_{\underline{a}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix}}_{\underline{x}} \quad (\text{A.7})$$

Die Größen des Drehstromsystems lassen sich somit auch in ein orthogonales und stationäres Koordinatensystem transformieren, welches als $\alpha\beta$ -Ebene

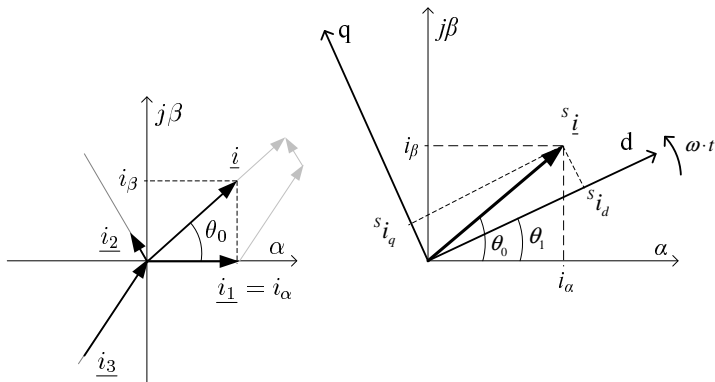


Abbildung A.1: $\alpha\beta$ -Ebene mit a) Clarke Transformation und b) Park Transformation

bekannt ist (Clarke Transformation): Die allgemeine Transformationsmatrix lautet:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Handelt es sich um symmetrische Größen und ist der Sternpunkt nicht geerdet, dann entfällt das Nullsystem der Ströme und Strangspannungen. Es werden nur zwei verkettete Größen benötigt. Das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem (Abb. A.1 a)) war bei der bisherigen Betrachtung genauso wie das 123-Koordinatensystem raumfest, so dass die α -Achse mit der 1-Achse zusammenfällt. Es bietet sich nun an, rotierende Koordinatensysteme (z.B. $d-q$ System) in Bezug auf das raumfeste System einzuführen (siehe Abb. A.1 b)). Die Umwandlung von stationären $\alpha-\beta$ in das synchron rotierende Koordinatensystem ($d-q$, Index S) führt auf die Park Transformation:

$$\begin{pmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\underline{i}^S = i_d + j \cdot i_q \quad (\text{A.10})$$

$$\underline{i} = \underline{i}^S e^{j\theta_1} \quad (\text{A.11})$$

$$= i_\alpha + j \cdot i_\beta \quad (\text{A.12})$$

Der Winkel θ_1 bezeichnet den Winkel zwischen der d-Achse des mit ω rotierenden Systems und der stationären α -Achse. Schließlich folgt für die Wirk- und Blindleistung, unter der Voraussetzung, dass die Spannungszeiger \underline{u} auf der d-Achse liegt ($u_q = 0$):

$$P = \Re(S) = \frac{3}{2} \Re(\underline{u}^S \cdot \underline{i}^{S*}) = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q) \quad (\text{A.13})$$

$$= \frac{3}{2} u_d \cdot i_d \quad (\text{A.14})$$

$$Q = \Im(S) = \frac{3}{2} \Im(\underline{u}^S \cdot \underline{i}^{S*}) = \frac{3}{2} (u_q i_d - u_d i_q) \quad (\text{A.15})$$

$$= -\frac{3}{2} u_d \cdot i_q \quad (\text{A.16})$$

Angenommen der Spannungszeiger \underline{u} sei quasi-konstant und symmetrisch, so ließe sich die Wirk- und Blindleistung getrennt voneinander über die d-q Komponenten des Ausgangsstromes regeln.

B Raumzeigermodulation

B.1 Spannungszwischenkreis-Wechselrichter

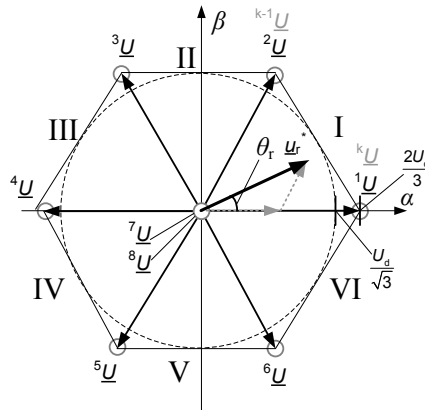


Abbildung B.1: Diagramm Raumzeigermodulation (SVPWM) des Spannungszwischenkreis-Wechselrichters Erzeugung eines Referenzvektors \underline{u}_r durch lineare Zerlegung in die direkt benachbarten Schaltvektoren ${}^{k+1}\underline{U}$ und ${}^k\underline{U}$. Die Schaltvektoren werden anhand ihrer relativen Einschaltdauer t_k/T_s gewichtet.

$$\underline{u}_r = \frac{1}{T_s} \left(t_{k+1} \cdot {}^{k+1}\underline{U} + t_k \cdot {}^k\underline{U} \right) \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{t_k}{T_s} = \frac{\sqrt{3}}{2} M_i \cos(\Theta_1 + \pi/6) \quad (\text{B.2})$$

$$\frac{t_{k+1}}{T_s} = \frac{\sqrt{3}}{2} M_i \cos(\Theta_1 + 3\pi/2) \quad (\text{B.3})$$

$$\frac{t_7 + t_8}{T_s} = 1 - \left(\frac{t_k}{T_s} + \frac{t_{k+1}}{T_s} \right) \quad (\text{B.4})$$

Tabelle B.1: Raumzeigermodulation Spannungszwischenkreis-Wechselrichter

Zustandsvektor ${}^v\underline{U}$	Aktive Schalter	$2/3 \cdot {}^v\underline{U}/U_d$	U_0/U_d
${}^1\underline{U}$	S1,S4,S6 (100)	e^{j0}	$-1/6$
${}^2\underline{U}$	S1,S3,S6 (110)	$e^{j\pi/3}$	$1/6$
${}^3\underline{U}$	S2,S3,S6 (010)	$e^{j2\pi/3}$	$-1/6$
${}^4\underline{U}$	S2,S3,S5 (011)	$e^{j\pi}$	$1/6$
${}^5\underline{U}$	S2,S4,S5 (001)	$e^{j4\pi/3}$	$-1/6$
${}^6\underline{U}$	S1,S4,S5(101)	$e^{j5\pi/3}$	$1/6$
${}^7\underline{U}$	S1, S3, S5(111)	0	$1/2$
${}^8\underline{U}$	S2, S4,S6 (000)	0	$-1/2$

Mit dem Modulationsindex

$$M_i = \frac{2|u_r|}{U_d} \quad 1, 15 \geq M_i > 0 \quad (\text{B.5})$$

Der Referenzwinkel θ_1 wird sektorweise „zurückgesetzt“, somit sind die obigen Gleichungen für jeden Sektor Sek_v gültig.

$$\Theta_1 = \theta_1 - \frac{\pi}{3}(v - 1) \quad (\text{B.6})$$

Die Gleichtaktspannung zwischen Sternpunkt und WR-Mittelpunkt U_0 beträgt ein Drittel der Summe der WR-Ausgangsspannungen.

B.2 Stromzwischenkreis-Wechselrichter

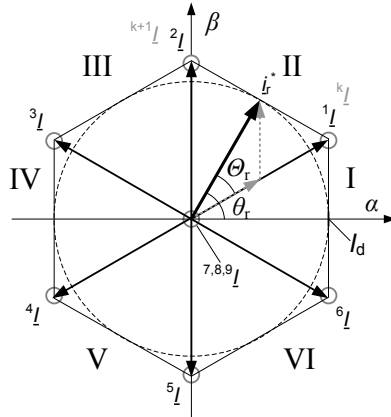


Abbildung B.2: Diagramm Raumzeigermodulation (SVPWM) des Stromzwischenkreis-Wechselrichters
Aus [100]:

$$\dot{i}_r = \frac{1}{T_s} \left(t_{k+1} \cdot {}^{k+1}I + t_k \cdot {}^kI \right) \quad (\text{B.7})$$

$$\frac{t_k}{T_s} = M_i \sin(\pi/3 - \Theta_1) \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{t_{k+1}}{T_s} = M_i \sin(\Theta_1) \quad (\text{B.9})$$

$$\frac{t_7 + t_8 + t_9}{T_s} = 1 - \left(\frac{t_k}{T_s} + \frac{t_{k+1}}{T_s} \right) \quad (\text{B.10})$$

Mit dem Modulationsindex

$$M_i = \frac{|\dot{i}_r^*|}{I_d} \quad 1 \geq M_i > 0 \quad (\text{B.11})$$

Der Referenzwinkel θ_r wird sektorweise „zurückgesetzt“, somit sind die obigen Gleichungen für jeden Sektor Sek_v gültig.

$$\Theta_r = \theta_r + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3}(v-1) \quad (\text{B.12})$$

Tabelle B.2: Raumzeigermodulation Stromzwischenkreis-Wechselrichter

Zustandsvektor \underline{v}_I	Aktive Schalter	$2/\sqrt{3} \cdot \underline{v}_{I_r}^*/I_d$	u_P	u_M
$\underline{1}_I$	S1,S6 [ac]	$e^{j\pi/6}$	u_a	u_c
$\underline{2}_I$	S6,S3 [bc]	$e^{j\pi/2}$	u_b	u_c
$\underline{3}_I$	S3,S2 [ba]	$e^{j5\pi/6}$	u_b	u_a
$\underline{4}_I$	S2,S5 [ca]	$e^{j7\pi/6}$	u_c	u_a
$\underline{5}_I$	S5,S4 [cb]	$e^{j9\pi/6}$	u_c	u_b
$\underline{6}_I$	S4,S1 [ab]	$e^{j11\pi/6}$	u_a	u_b
$\underline{7}_I$	S1, S2 [aa]	0	u_a	u_a
$\underline{8}_I$	S3, S4 [bb]	0	u_b	u_b
$\underline{9}_I$	S5 ,S6 [cc]	0	u_c	u_c

C Belastungs- und Dimensionierungsfaktoren

Parameter	Formel
Übersetzung $ M $	$\frac{U_A}{U_E} = \frac{I_E}{I_A}$
Umrechnungsfaktor $\frac{I_A}{I_{ph}}$	$= \frac{3}{2\sqrt{2}}$
Modulationsindex VSI $ M_i $	$\frac{2\sqrt{2}U_{ph}}{U_d}$ $1, 15 \geq M_i > 0$
Modulationsindex CSI $ M_I $	$\frac{\sqrt{2}I_{ph}}{I_d}$ $1 \geq M_I > 0$
Sperrspannung Gewichtungsfaktor $\hat{\varepsilon}$	$\frac{U_{S,max}}{U}$
Norm. Strom-Mittelwert $\bar{\xi}$	$\frac{I_E}{I}$
Norm. Strom-Effektivwert (RMS) $\tilde{\xi}$	$\frac{I_E}{I}$
Norm. Strom-Spitzenwert (Peak) $\hat{\xi}$	$\frac{I_E}{I}$
Strom-Mittelwert Faktor $\bar{\Xi}$	$\sum_{v=1}^n \bar{\xi}_v$
Strom-Effektivwert Faktor $\tilde{\Xi}$	$p \cdot \sum_{v=1}^n \tilde{\xi}_v^2$
Gewichteter Strom-Mittelwert Faktor $\bar{\Xi}^*$	$\sum_{v=1}^n \hat{\varepsilon}_v^\beta \cdot \bar{\xi}_v$
Gewichteter Strom-Effektivwert Faktor $\tilde{\Xi}^*$	$p \cdot \sum_{v=1}^n \hat{\varepsilon}_v^\beta \cdot \tilde{\xi}_v^2$
Norm. Kommutierungsstrom ξ	$\frac{I_k}{I}$
Norm. Kommutierungsspannung ε	$\frac{U_k}{U}$
Schaltverlust-Faktor Π_k	$\sum_{v=1}^n \xi_v \cdot \varepsilon_v$
Gewichteter Schaltverlust-Faktor Π_k^*	$\sum_{v=1}^n \hat{\varepsilon}_v^\alpha \cdot \xi_v \cdot \varepsilon_v$
Norm. Drossel-Leistungsdichte ρ_L	$\frac{P}{L \cdot I^2} \cdot \frac{1}{f_s}$

mit p Anzahl der parallelen Zweige

n Anzahl der Schalter

α Spezifischer Schaltverluste Exponent

β Spezifischer Chip-Widerstand Exponent

DC-DC-Wandler

Bezug auf DC-Ausgangsgrößen

Faktoren	TSS	HSS	HSS-TSS	SCR (ü=1)
$ M $	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	1
D	M	$\frac{M-1}{M}$	$\frac{M}{M+1}$	0,5
$\widehat{\xi}$	1	M	$M+1$	$\frac{\pi}{2}$
$\overline{\xi}_T$	M	$M-1$	M	0,5
$\overline{\xi}_D$	$1-M$	1	1	0,5
$\widetilde{\xi}_T^2$	M	$M(M-1)$	$M(M+1)$	$(\frac{\pi}{4})^2$
$\widetilde{\xi}_D^2$	$1-M$	M	$M+1$	$(\frac{\pi}{4})^2$
$\widehat{\varepsilon}$	$\frac{1}{M}$	1	$\frac{M+1}{M}$	1
$\overline{\varepsilon}$	1	M	$M+1$	4
$\widetilde{\varepsilon}^*$	$(\frac{1}{M})^\beta$	M^2	$\frac{(M+1)^2(M+1)^\beta}{M^\beta}$	$(\frac{\pi^2}{2})$
Π_k^*	$\frac{1}{M}(\frac{1}{M})^\alpha$	$2 \cdot M$	$2 \frac{(M+1)^{2+\alpha}}{M^{1+\alpha}}$	–
ρ_L	$(1-M)\frac{1}{r_L}$	$(\frac{M-1}{M})\frac{1}{r_L}$	r_L	–

DC-AC-Wandler 1-phasig

Bezug auf Ausgangsgrößen (Effektivwerte)

Faktoren	H4 Bipolar	H4 Unipolar	ICSIa
$M(t) = \frac{u_{ph}(t)}{U_d}$	$2D - 1$	D	D
$D(t)$	$\frac{1}{2} + \frac{M \sin(\omega t)}{2}$	$M \sin(\omega t) $	$M \sin(\omega t) $
$\hat{\xi}$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$
$\overline{\xi}_T$	$\frac{1}{\sqrt{2}\pi} \left(1 + \frac{\pi M_i \cos \varphi}{4} \right)$	S1/3: $\frac{M}{2\sqrt{2}}$ S2/4: $\frac{\sqrt{2}}{\pi}$	S1: $\frac{M}{\sqrt{2}}$ S2: $\frac{\sqrt{2}}{\pi}$
$\overline{\xi}_D$	$\frac{1}{\sqrt{2}\pi} \left(1 - \frac{\pi M_i \cos \varphi}{4} \right)$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} - \frac{M}{2\sqrt{2}}$	$\frac{4 - M\pi}{\sqrt{2}\pi}$
$\overline{\xi}_T^2$	$\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{2M_i \cos \varphi}{3} \right)$	S1/3: $\frac{4M}{3\pi}$ S2/4: $\frac{1}{2}$	S1: $\frac{8M}{3\pi}$ S2: $\frac{1}{2}$
$\overline{\xi}_D^2$	$\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{2M_i \cos \varphi}{3} \right)$	$0,5 - \frac{4M}{3\pi}$	$1 - \frac{8M}{3\pi}$
$\hat{\varepsilon}$	$\frac{\sqrt{2}}{M}$	$\frac{\sqrt{2}}{M}$	S1: $\frac{\sqrt{2}}{M}$ S2: 1
$\overline{\varepsilon}$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{4\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{M}{\sqrt{2}} + \frac{4 - M\pi}{\sqrt{2}\pi} + 4 \frac{\sqrt{2}}{\pi}$
$\overline{\varepsilon}^*$	$1 \left(\frac{\sqrt{2}}{M} \right)^\beta$	$1 \left(\frac{\sqrt{2}}{M} \right)^\beta$	$\left(\frac{\sqrt{2}}{M} \right)^\beta + 2$
Π_k^*	$8 \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}}{M} \right)^{1+\alpha} \right)$	$4 \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}}{M} \right)^{1+\alpha} \right)$	$2 \left(\frac{\sqrt{2}}{M} \right)^{1+\alpha} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$
ρ_L	$M \cdot r_L$	$2M \cdot r_L$	$2M \cdot r_L$

DC-AC-Wandler 3-phasig

Bezug auf Ausgangsgrößen (Effektivwerte)

Faktoren	B6	NPC
$D(t)$	$\frac{1}{2} + \frac{M_i \sin(\omega t)}{2}$	$M_i \sin(\omega t) $
$\widehat{\xi}$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$
$\overline{\xi_T}$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(1 + \frac{\pi M_i \cos \varphi}{4} \right)$	S1: $\frac{M_i \sqrt{2}}{4\pi} (\sin \varphi + (\pi - \varphi) \cos \varphi)$ S3: $\frac{\sqrt{2}}{\pi} - \frac{M_i \sqrt{2}}{4\pi} (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)$
$\overline{\xi_D}$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(1 - \frac{\pi M_i \cos \varphi}{4} \right)$	D1: $\frac{\sqrt{2}}{\pi} - \frac{M_i \sqrt{2}}{4\pi} ((\pi - 2 \varphi) \cos \varphi + 2 \sin \varphi)$ DS1/3: $\frac{M_i \sqrt{2}}{4\pi} (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)$
$\widetilde{\xi_T}^2$	$\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{2M_i \cos \varphi}{3} \right)$	S1: $\frac{M_i}{2\pi} \left(1 + \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)$ S3: $\frac{1}{2} - \frac{M_i}{2\pi} \left(1 - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)$
$\widetilde{\xi_D}^2$	$\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{2M_i \cos \varphi}{3} \right)$	D1: $\frac{1}{2} - \frac{M_i}{\pi} \left(1 + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)$ DS1/3: $\frac{M_i}{2\pi} \left(1 - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)$
$\widehat{\varepsilon}$	$\frac{2\sqrt{2}}{M_i}$	$\frac{\sqrt{2}}{M_i}$
$\overline{\varepsilon}$	$6 \frac{2}{\sqrt{2\pi}}$	$6 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 12 \frac{2}{\sqrt{2\pi}}$
$\widetilde{\varepsilon}^*$	$3 \cdot \left(\frac{2\sqrt{2}}{M_i} \right)^\beta$	$6 \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{M_i} \right)^\beta$
Π_k^*	$12 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(\frac{2\sqrt{2}}{M_i} \right)^{1+\alpha}$	$12 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{3 - \cos \varphi}{2} \right) \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{M_i} \right)^{1+\alpha}$
ρ_L	$M_i \cdot r_L$	$2M_i \cdot r_L$

Faktoren	PWM-CSI	Minnesota
$D(t)$	–	$M_i \sin(\omega t) $
$\widehat{\xi}$	$\frac{\sqrt{2}}{M_I}$	2,03
$\overline{\xi}_T$	$\frac{\sqrt{2}}{3 \cdot M_I}$	S11: $0,98 \cdot M_i$ S1: 0,39
$\overline{\xi}_D$	$\frac{\sqrt{2}}{3 \cdot M_I}$	$\frac{1-0,83 \cdot M_i}{0,85}$
$\widetilde{\xi}_T^2$	$\frac{2}{3M_I^2}$	S11: $1,47 \cdot M_i$ S1: 0,59
$\widetilde{\xi}_D^2$	$\frac{2}{3M_I^2}$	$1,74(1 - 0,83 \cdot M_i)$
$\widehat{\varepsilon}$	$\sqrt{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{M_i}$
$\overline{\varepsilon}$	$\frac{12\sqrt{2}}{3 \cdot M_I}$	4,7
$\widetilde{\varepsilon}^*$	$\frac{12 \cdot 2}{3M_I^2} \sqrt{6}^\beta$	$3,46 \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{M_i}\right)^\beta + 3,55$
Π_k^*	$\frac{12 \cdot \sqrt{12}}{2\pi M_I} \sqrt{6}^\alpha$	$\frac{6,65}{M_i} \left(\frac{\sqrt{2}}{M_i}\right)^\alpha$
ρ_L	$\frac{6 \cdot M_I}{\sqrt{3}} \cdot r_L$	$\frac{\sqrt{2}}{3M_i} r_L$

Abkürzungen und Formelzeichen

α	Exponent relative Schaltverluste
α_K	Zündwinkel
β	Exponent Spannungskoeffizient rel. Chip-Widerstand
ΔI_L	Stromripple (Spitze-Spitze)
δ	Polradwinkel oder Lastwinkel
η	Wirkungsgrad
$\hat{\varepsilon}$	Normierte maximale Sperrspannung
ω	Netzkreisfrequenz
ω_1	Netzkreisfrequenz
$\bar{\xi}$	Normierter Halbleiter-Mittelwert
\bar{I}_F	Halbleiter-Mittelwert
\bar{U}_k	Mittlere Kommutierungsspannung
Π_k	Schaltverlust-Faktor
Π_k^*	Gewichteter Schaltverlust-Faktor
ρ	Spezifischer Chip-Widerstand
ρ_L	Leistungsdichtefaktor Speicherdrossel
$\bar{\xi}_D$	Durchlassverlust-Faktor
$\bar{\xi}_D$	Normierter Halbleiter-Effektivwert
$\bar{\xi}_D^*$	Gewichteter Durchlass-Faktor
v	Verhältnis min. zu max. Generatorspannung
φ	Phasenverschiebungswinkel
\bar{I}_F	Halbleiter-Effektivwert
B	Max. Flussdichte
D	Tastverhältnis oder Tastgrad
$D(t)$	Gleitendes Tastverhältnis
E_{PV}	Energieertrag der PV-Anlage
i	Augenblickswert Strom oder Zinssatz
i_0	Gleichtaktstrom
I_1	Phasenstrom ventiltseitig
I_d	Mittelwert des Zwischenkreisstroms
i_d	Zwischenkreis-Drosselstrom
I_k	Kommutierungsstrom

$I_{ph,1}$	Effektivwert der Grundschiwingung des AC-Phasenstroms
I_{ph}	Effektivwert AC-Phasenstrom netzseitig
I'_{ph}	Sekundärseitiger Effektivwert AC-Phasenstrom
J_T	Stromdichte
L_1	Netzseitige Filterinduktivität
M	Spannungs-Übersetzungsverhältnis
M_I	Modulationsindex oder Aussteuergrad CSI
M_i	Modulationsindex oder Aussteuergrad VSI
n	Anzahl der Schalter oder Laufzeit in Jahre
p	Anzahl der parallelen Zweige
P_C	Durchlassverluste
P_k	Schalt- bzw. Kommutierungsverluste
R_F	Bahnwiderstand
r_L	Relativer Stromripple (Spitze-Spitze)
u_0	Gleichtaktspannung
U_1	Phasenspannung ventiltseitig
U_d	Zwischenkreis- bzw. DC-Spannung
U_k	Kommutierungsspannung
u_{1ph}	Wechselrichter-Gegenspannung Phase 1 (AC)
U_{F0}	Schwellspannung
U_{MPP}	Maximum Power Point Spannung
U_{OC}	Leerlaufspannung
U_{ph}	Effektivwert AC-Phasenspannung netzseitig
$U_{S,max}$	Maximale Sperrspannung/Nennspannung
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung
W_L	Energie Speicherdrossel
.....	Trafo-Übersetzungsverhältnis
B6-CSI	3-phasiger Stromzwischenkreis-Wechselrichter mit Blocktak- tung
BOS	Balance-of-System
CIS	Copper Indium Diselenide
CSI	Allgemeiner Stromzwischenkreis-Wechselrichter/Current Source Inverter
DSF	Diskontierungssummenfaktor
EMK	Elektromotorische Kraft
ENS	Einrichtung zur Netzüberwachung mit zugeordneten Schaltor- ganen
EZS	Erzeuger-Zählpfeil-System
FIT	Failure in Time

FOM	Figure-of-merit
FRT	Fault Ride Through
FRT	Fault-Ride-Through
HF	Hochfrequent
HSS	Hochsetzsteller
ICSI	Indirekter Stromzwischenkreis-Wechselrichter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
JFET	Junction-Field Effect Transistor/Sperrschicht-Feldeffekttransistor
kW _p	Installierte Leistung
M-WR	Modulintegrierter Wechselrichter
MOSFET	...	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MPP	Maximum Power Point
MTBF	Mean Time Between Failure
NF	Niederfrequent
PV	Photovoltaik oder Fotovoltaik
PV-MIPS	...	Photovoltaic Module with Integrated Power Conversion and Interconnection System
PWM	Pulsweitenmodulation
PWM-CSI	..	Pulsweitenmodulierter Stromzwischenkreis-Wechselrichter, i.A. 3-phasig
SiC	Silizium-Karbid
STC	Standard Test Conditions
SVPWM	...	PWM Space Vector Modulation/ Raumzeigermodulation
THD	Total Harmonic Distortion
TSS	Tiefsetzsteller
VSI	Spannungszwischenkreis-Wechselrichter/Voltage Source Inverter
VZS	Verbraucher-Zählpfeil-System
WR	Wechselrichter
WR	Wechselrichter
ZSI	Z-Source Inverter

Abbildungsverzeichnis

2.1	PV-Anlagenkonzepte mit üblichen AC-Anschlüssen: a) Zentral-WR a1) Kombiniertes Zentral-WR b) String-WR b1) Multi-String-WR b2) Modulintegrierte MPP-Tracker [7] c) Modulintegrierter/Modulorientierter-WR	19
2.2	Kostenverteilung Gesamtsystem mit 2,4 Euro/Wp a) Konventionell b) Abschätzung AC-Modul; Stand 2007 [12]	24
2.3	Benchmark von kommerziellen PV-Wechselrichtern hinsichtlich Verlusten ([1])	26
2.4	Energetische Häufigkeitsverteilung im Verhältnis zur normierten MPP-Spannung (Quelle: ISET-PVtestlab 2007, polykristallines Modul, $U_{MPP,STC} = 16V$)	27
3.1	Hg-Thyratron, ca. 300V,20A,Höhe 1m, Bj. 1958; Quelle: EVS, Uni Kassel	34
3.2	SiC-JFET Chip, 1200V,15A, Fläche: ca. 6mm ² , $t_r=20ns$; Quelle: Infineon	34
3.3	Spezifischer Chip-Widerstand ρ [Ωcm^2] bei unterschiedlicher Sperrspannung $U_{S,max}$ [V] (Quelle: [20], [25])	37
3.4	Qualitativer Verlauf der Durchlassverluste (Tiefsetzsteller) bei unterschiedlichen Chip-Technologien und $J_T = 150A/cm^2$ in Abhängigkeit von $U_{S,max}$ bzw. U [V].	39
3.5	FOM [$10^{-6}/V^2s$] (<i>Figure-of-Merit</i>) in Abhängigkeit von $U_{S,max}$ bei $T_j=100^\circ$ (Quellen: IPOSIM-Datenbank Infineon; Datenblätter Microsemi, Infineon; [27])	41
3.6	Gatetreiberschaltung für den SiC-JFET	42
3.7	Einschalten a) Trench-IGBT (180 μ J@13.5A) b) JFET (163 μ J @8A)	43

3.8	Ausschalten a) Trench-IGBT (783 μ J@13A) b) JFET (30 μ J@8A)	43
4.1	Dynamische Nachbildung einer Stromquellen-Charakteristik	47
4.2	Grundprinzip von Stromzwischenkreis-Wechselrichtern	50
4.3	Grundprinzip des Spannungszwischenkreis-Wechselrichters	51
4.4	Grundprinzip Mehrpunkt-VSI	52
4.5	Prinzipschaltbild und Stromverläufe eines mehrpulsigen CSI und einer Dyd- Transformatorschaltung	54
4.6	Prinzipielle leistungselektronische Schalter a) Rückwärts-sperrend b) Rückwärts-leitend c) Bipolar d) Rückwärts-sperrender Umschalter e) Rückwärts-leitender Umschalter	55
4.7	Schaltbilder der grundlegenden DC-DC-Wandler	56
4.8	RMS- und Schaltverlustfaktoren grundlegender DC-DC-Wandler	59
4.9	Überführung von Tief- und Hochsetzsteller durch grafische Inversion	60
4.10	Duale a) Brückenschaltung b) Halbbrückenschaltung	61
4.11	Übersicht hart geschaltete Wechselrichtertopologien	63
5.1	Zweipunkt-VSI mit IGBTs	66
5.2	Zeigerdiagramm des VSI (im EZS) a) “übererregt“ b) reine Wirkleistung	67
5.3	Normierte Wechselrichterspannung $\frac{U_1}{U_{ph}}$ über u_k	68
5.4	Phasenmodul eines Dreipunkt-Umrichters: a) NPC b) BS-NPC	70
5.5	Schaltbild des spannungsgespeisten Z-Source Inverters	72
5.6	Normierte max. Spannungsbelastung $\hat{\epsilon}$ über die effektive Spannungsübersetzung G bei unterschiedlichen Modulationsverfahren nach [55]	73
5.7	Trafoloser Hoch-Tiefsetzsteller mit beliebiger Erdung des PV-Generators (hier: Pluspol) und nachgeschaltetem VSI im 4-Leitersystem	75

5.8	Stromkurvenformen des Hoch-Tiefsetzstellers	76
5.9	Grundprinzip Übermodulation	79
5.10	Schematisierte Schaltzustände a) (110) b) (100) bei unsymmetrischer Modulation	80
5.11	Exemplarische Spannungsformen und mittlere geschaltete Transistorströme für a) 60°-Modulation b) 120°-Modulation	81
5.12	Prinzipaltbild des B4(Zweipunkt)-Wechselrichters	82
6.1	Einphasiger PWM Stromzwischenkreis-Wechselrichter a) Schaltung b) Strom-Spannungskurvenformen	90
6.2	Dreiphasiger Thyristor-CSI mit Blocktaktung	92
6.3	Links: Normierte Strom- und Leistungskennlinie eines PV-Generators. Rechts: Zwischenkreisspannung	94
6.4	Schaltbild des direkten PWM Stromzwischenkreis-Wechselrichters (CSI), beispielhaft mit MOSFETs bestückt	95
6.5	Zeigerdiagramm des PWM CSI (im EZS) a) "übererregt" b) reine Wirkleistung	96
6.6	Kommutierung des Zwischenkreisstroms I_d von Phase 1 auf 2	97
6.7	Pulsmuster und Raumzeigermodulation des CSI	98
6.8	Prinzipieller Verlauf Kommutierungsspannung T1 (cos-System)	99
6.9	Modifizierte Schaltungsanordnung a) Vollständiges Gleichtakt-ESB b) Vereinfachtes Gleichtakt-ESB	101
6.10	Verlauf der Impedanz Z_{cm} [Ω] über die Frequenz [Hz] mit C_E als Parameter, $L_d=40\text{mH}$, $L_{cm}=100\text{mH}$ und $C_{cm}=22\text{nF}$	102
6.11	a) Schwarze Line: u_{cm} Aktive Zustände, gepunktete Line: u_{cm} Nullzustände b) Verteilung der Nullzustände in der Raumzeigerebene	103
6.12	Simulation von u_{cm} [V] mit verschiedenen Modulationsverfahren. Simulation von i_{cm} [A] und i_E [A] bei $f_s=25\text{kHz}$, $L_{cm}=100\text{mH}$ and $C_{cm}=22\text{nF}$, $C_E=10\text{nF}$ mit optimiertem Modulationsverfahren	104
6.13	Belastungsfaktoren Durchlassverluste $f(v = U_{dmin}/U_{dmax})$; $U_{ph} = konst.$	110

6.14	Belastungsfaktoren Schaltverluste $f(v = U_{dmin}/U_{dmax}); U_{ph} = konst.$	111
6.15	Zweipoliger Kurzschluss Synchrongenerator a) Netzspannungen und Ströme b) Leistungspendelungen	115
6.16	Prinzip modulintegrierter Wechselrichter: a) 1-phasig, mehrstufig mit Eingangskondensator b) Neuer Ansatz: 3-phasig, 1-stufig	116
6.17	CIS Hochvolt-Module im PV-MIPS Projekt	117
6.18	Übersicht des Gesamtsystems des im PV-MIPS Projekt implementierten Wechselrichters, $P_N=250W, U_d=380V$ (STC) . . .	119
6.19	Erster Prototyp eines PWM-CSI aus dem Projekt „PVMIPS“, $P_N=250W, U_d=380V, f_s=25kHz$	120
6.20	Messungen am PV-MIPS CSI Prototyp	121
6.21	Messungen am PV-MIPS CSI Prototyp	122
6.22	Wirkungsgradmessung (inkl. Hilfsstromversorgung, ca. 1W) mit unterschiedlichen Halbleitertechnologien, $U_d=380V, f_s=25kHz$	123
7.1	Einphasiger ICSI(a) mit 1 HF-Schalter und 4 NF-Schaltern . .	126
7.2	Einphasiger ICSI(b) mit 2 HF-Schaltern und 2 NF-Schaltern .	128
7.3	Wandlersystem zur Verringerung der ZK-Kapazität (ICSI mit HSS)	129
7.4	a) Dreiphasiger ICSI in Tandem-Struktur b) Stromkurvenformen	131
7.5	Indirekter Stromzwischenkreis-Wechselrichter (Minnesota) . .	132
7.6	Strom-Spannungsverläufe des Minnesota-WR mit bipolarem TSS, a) DC-Ströme b) DC-Gegenspannungen c) Eingespeister Phasenstrom d) Phasenstrom nach Y- Δ - Transformation	133
7.7	Spektrum des simulierten Ausgangsstroms a) ventileseitig i_{1ph} b) netzseitig i'_{1ph}	134
7.8	Prinzip der Spannungsstützung bei Netzfehlern bei Erzeugungsanlagen (Quelle: VDN Transmission Code 2007)	138
7.9	Zwischenkreisspannung u_{ZK1} in Abhängigkeit vom Zündwinkel α_K	139

7.10	Labormuster eines einphasigen ICSI mit SiC-JFET	144
7.11	Betrieb des ICSI mit SiC-JFET, $P=1\text{kW}$; $U_1=400\text{V}$; $U_N=230\text{V}$	145
7.12	Labormuster eines dreiphasigen ICSI	146
7.13	Prinzipielles Blockschaltbild für die Regelung des ICSI	147
7.14	Wirkungsgradmessung bei ohmscher Last bei $U_d=800\text{V}$ über P_d [kW], $U_{1ph}=215\text{V}$, *Berechnung bei $U_{1ph}=230\text{V}$ Netzbetrieb, ohne frequenzabhängige Drossel-Verluste	148
7.15	Messungen am ICSI mit ohmscher Last	149
7.16	Netzeinspeisung mit Thyristoren, Zündwinkel $\alpha_K=150^\circ$	150
7.17	Netzeinspeisung mit Thyristoren, Zündwinkel $\alpha_K=180^\circ$	151
7.18	Netzeinspeisung mit Thyristoren, Zündwinkel $\alpha_K=200^\circ$	152
A.1	$\alpha\beta$ -Ebene mit a) Clarke Transformation und b) Park Transformation	168
B.1	Diagramm Raumzeigermodulation (SVPWM) des Spannungszwischenkreis-Wechselrichters	171
B.2	Diagramm Raumzeigermodulation (SVPWM) des Stromzwischenkreis-Wechselrichters	173

Tabellenverzeichnis

2.1	Akkumulierter Gewinn in 10 Jahren bei Anhebung des Wechselrichter-Wirkungsgrades um 1% (Deutschland, 2009) .	25
2.2	Netzanschlussbedingungen für dezentrale Netzeinspeiser . . .	28
4.1	Übersicht DC-DC Grundsaltungen	57
4.2	Dualitätsbeziehungen	62
5.1	Relative Schaltverluste bei gleicher Induktivität (normiert auf 2-Punkt)	71
6.1	Kommutierungsspannung nach Abb. 6.6	97
6.2	Überspannungs- und Leerlaufschutz für den CSI	113
6.3	Gegenüberstellung (PWM-)CSI, VSI, VSI+HSS $\nu = 0,5 \dots 1$ (Werte teilweise gerundet)	124
7.1	Gegenüberstellung mit bekannten Lösungen bei $\cos \varphi = 1$. .	128
7.2	Gegenüberstellung mit bekannten 3-phasigen Lösungen bei $\cos \varphi = 1$	136
7.3	Komponenten für den Versuchsaufbau des dreiphasigen ICSI .	146
B.1	Raumzeigermodulation Spannungszwischenkreis-Wechselrichter	172
B.2	Raumzeigermodulation Stromzwischenkreis-Wechselrichter .	174

