



**UNIVERSITÄT PADERBORN**  
*Die Universität der Informationsgesellschaft*

**FAKULTÄT FÜR  
ELEKTROTECHNIK,  
INFORMATIK UND  
MATHEMATIK**

## **Zentralwechselrichter in der Photovoltaik**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik  
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Heiko Bach-Preckwinkel

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Andreas Bünte

Tag der mündlichen Prüfung: 18.01.2018

Paderborn 2018

Diss. EIM-E/334



# Vorwort

Ich möchte mich an dieser Stelle zuallererst bei meiner Frau Mareike bedanken, die mich während des Entstehens meiner Dissertation immer wieder motiviert hat, den manchmal steinigen Weg zwischen Familie, Beruf und Fertigstellung der Dissertation weiterzugehen und diese Arbeit bis zur endgültigen Fertigstellung zu bringen. Auch meinem Sohn Mattis möchte ich danken, dass er während meiner Elternzeit soviel Geduld mit mir hatte und viel geschlafen hat, so dass ich einen großen Teil der Arbeit während dieser Zeit fertigstellen konnte.

Einen großen Dank richte ich an meine Eltern, die mein Interesse an der Elektrotechnik schon im Kindesalter geweckt und damit den Grundstein für meinen beruflichen Werdegang gelegt haben, im gleichen Maße auch für die kontinuierliche Unterstützung, Hilfe und Motivation während Studium, Beruf und Promotion und für die ausgiebige Rechtschreibkorrektur der Arbeit.

Der Grundstein für diese Dissertation ist in einem gemeinsamen Forschungsprojekt der Firmen LTI ReEnergy in Unna und dem Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik der Universität Paderborn gelegt worden. Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker und Dr.-Ing. Norbert Fröhleke für die Möglichkeit, meine Promotion in ihrem Fachgebiet durchzuführen. Gleichmaßen auch für die durchgehende Unterstützung und die Geduld, die bis zur Fertigstellung der Arbeit aufgebracht werden mussten. Zudem möchte ich mich bei meinem Projektpartner Krishna Dora für die gute Zusammenarbeit in dem vorausgegangenem Forschungsprojekt bedanken.

Ein großes Dankeschön geht auch an meinen Arbeitgeber LTI ReEnergy für die Freiheiten an meiner Forschung zu arbeiten und mir auch die freien Zeiträume zu gewähren, um diese Arbeit zu Ende zu bringen. Insbesondere bedanke ich mich dafür bei meinen Bereichsleitern Dr.-Ing. Andreas Bünte und Dr.-Ing. Harald Wertz. Auch bei allen Mitarbeitern der Entwicklungsabteilung, die mir bei dem, aufgrund der großen Leiterquerschnitte, arbeitsintensiven Auf- und Abbau der Versuchsaufbauten sowie mit Denkanstößen und Diskussionen geholfen haben, möchte ich mich hiermit bedanken.

Zu guter Letzt geht ein großer Dank an alle meine Freunde und Arbeitskollegen, welche die Arbeit korrigiert und mir zudem seit Jahren durch kontinuierliche Motivation geholfen haben dieses Projekt fertigzustellen.

## Kurzfassung

Mit weltweit steigendem Anteil der Photovoltaik an der Stromerzeugung nehmen kontinuierlich auch die Anforderungen an Wirtschaftlichkeit, Effizienz und Zuverlässigkeit der Komponenten zu. Um die Wirtschaftlichkeit weiter zu steigern, wird eine Erhöhung der maximalen DC-Systemspannung auf 1500 V angestrebt. Durch die Erhöhung der Systemspannung reduzieren sich die Ströme bei gleicher Leistung und damit der Materialeinsatz und die Verluste der stromführenden Komponenten. Die Arbeit gibt die Antwort auf die Auswirkungen dieses Schrittes für den Wechselrichter: Der gewichtete Wirkungsgrad erhöht sich gegenüber dem Stand der Technik um 1,3 % bei gleichzeitiger Verringerung der Investitionskosten.

Erreicht wird diese Verbesserung durch eine neu vorgestellte Topologie für Zentralwechselrichter: dem Doppelwechselrichter. Dieser erhöht die Ausgangsspannung bei gegebener DC-Spannung und erreicht damit eine deutliche Verringerung der Verluste. In einer Erweiterung der Topologie werden Spitzenwirkungsgrade von 99,2 % erreicht. Der Wirkungsgrad wird trotz des Einsatzes von ausschließlich kommerziell verfügbaren Silizium-Halbleitermodulen erreicht - auf die Verwendung von SiC-Halbleitern wird aus Kostengründen bewusst verzichtet.

Auf dem Weg zur Bewertung des optimalen Wechselrichters werden bekannte Schaltungstopologien, die für den Einsatz als Zentralwechselrichter mit 1500 V in Frage kommen, verglichen, deren Eigenschaften herausgestellt und schließlich vorausgewählt. Nach der Vorauswahl verbleiben 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichter, der weichschaltende „Zero Current Transition“-Wechselrichter („ZCT“) sowie der Doppelwechselrichter.

Es werden Auslegungskriterien für Halbleiter, Kondensatoren und Filterdrosseln erarbeitet und mit den gewählten Auslegungen über Simulationen die Verluste des Gesamtsystems ermittelt. Für die 3-Punkt-Wechselrichter wird zudem ein neues Verfahren der Zwischenkreissymmetrierung vorgestellt, welche eine Symmetrierung in allen Arbeitspunkten gewährleistet. Mit der Lösung dieser Regelungsaufgabe wird ein Beitrag zur Versorgungssicherheit geleistet, da die Zwischenkreissymmetrierung besonders während der Funktion der dynamischen Netzstützung bei Spannungseinbrüchen eine Herausforderung darstellt.

Die Ergebnisse der Arbeit basieren nicht nur auf theoretischen Betrachtungen, es werden zudem die Nachweise an Prototypen im Leistungsbereich von 100 – 432 kVA erbracht. Es werden Prototypen für die vorausgewählten Schaltungstopologien im realen Leistungsbereich ausgelegt, aufgebaut und auf ihre Praxistauglichkeit getestet. Anhand der Prototypen werden die theoretisch ermittelten Ergebnisse mit Messungen belegt.

# Abstract

The growing share of solar energy on the worldwide power generation leads to high demands on the components in terms of economy, efficiency and reliability. For a better economy there is a demand for DC voltages up to 1500 V with the advantage of lower currents at same power. Lower current leads to reduced losses and costs of material of the current conducting components. The impact on the inverter is answered in this work: There is an increase of 1.3 % in weighted efficiency, compared to the state of the art. Additionally, the initial costs of the inverter decrease.

The improvement is reached by a new topology for solar central inverters. The topology is named „double inverter“. At a given input voltage, the inverter increases the output voltage leading to a significant reduction in losses. In a further extension of the inverter, efficiencies up to 99.2 % are reached. The high value of efficiency is reached without using SiC-semiconductors - only commercially available semiconductor modules are used for the new topology.

Before determining the most economic inverter, known topologies for solar central inverters up to 1500 V are compared and features are presented. Finally, the 2-level, 3-level, the soft switching zero current transition inverter („ZCT“) and the „double inverter“ are chosen for further research.

For the chosen topologies, design rules for semiconductors, capacitors and inductors are elaborated. With the designed inverters, loss simulations are carried out to determine the losses of the system. Additionally, a new approach for DC-link balancing of the 3-level inverters is presented. The method allows DC-link balancing at any operational point of the inverter. The solution contributes to security of supplies, because the task of balancing the DC-link in events of short term voltage drops of grid voltage is solved.

The results of this contribution are not only given theoretically, but also proven by measurements on prototypes in the power range of 100 – 432 kVA. For the chosen topologies, prototypes are designed, built up and brought into operation.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Gliederung . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1	Solargenerator . . . . .	5
2.1.1	Solarzelle . . . . .	5
2.1.2	Solarmodul und Solargenerator . . . . .	6
2.2	Zentralwechselrichter . . . . .	7
2.2.1	2-Punkt-Wechselrichter - Stand der Technik . . . . .	8
2.2.2	Spannungen und Leistungen . . . . .	9
2.2.3	Funktion . . . . .	10
2.2.4	Modulation . . . . .	11
2.2.5	Gleichtaktspannung . . . . .	12
2.2.6	Wirkungsgrad . . . . .	13
2.3	Netzanschlussrichtlinien . . . . .	15
2.3.1	Blindleistung . . . . .	15
2.3.2	Dynamische Netzstützung . . . . .	15
2.4	Verbundbetrieb . . . . .	16
<b>3</b>	<b>Topologievorauswahl</b>	<b>19</b>
3.1	Halbleitertechnologie . . . . .	19
3.2	Mehrpunkt-Wechselrichter . . . . .	21
3.2.1	„Diode-Clamped Inverter“ . . . . .	22
3.2.2	„Flying Capacitor“ . . . . .	24
3.2.3	Kaskadierte Wechselrichter . . . . .	25
3.3	Weichschaltende Wechselrichter . . . . .	25
3.3.1	„Auxiliary Resonant Commutated Pole“-Wechselrichter . . . . .	27
3.3.2	„Zero Current Transition“-Wechselrichter . . . . .	28
3.3.3	Vergleich ARCP- und ZCT-Wechselrichter . . . . .	29
3.3.4	Prototyp . . . . .	30
3.3.5	Limitierungen . . . . .	32
3.4	„Z-Source Inverter“ . . . . .	34
3.5	Doppelwechselrichter . . . . .	36
3.6	Ausgewählte Schaltungstopologien . . . . .	38

<b>4</b>	<b>Verlustmodellierung</b>	<b>39</b>
4.1	Durchlassverluste . . . . .	39
4.1.1	Schaltverluste . . . . .	40
4.1.2	Filterdrossel . . . . .	41
4.1.3	Sonstige . . . . .	46
4.2	Komponentenauslegung . . . . .	47
4.2.1	Halbleiter . . . . .	47
4.2.2	Verlustverteilung . . . . .	49
4.2.3	Gewählte Auslegung . . . . .	50
4.2.4	Gatewiderstände . . . . .	59
4.2.5	Netzfilter . . . . .	60
4.2.6	Zwischenkreiskondensator . . . . .	63
<b>5</b>	<b>3-Punkt-Wechselrichter</b>	<b>67</b>
5.1	Modulation . . . . .	67
5.1.1	Eingesetztes Modulationsverfahren . . . . .	68
5.2	Zwischenkreissymmetrierung . . . . .	69
5.2.1	Bekannte Verfahren . . . . .	72
5.2.2	Verfahren im Leerlauf . . . . .	74
5.2.3	Entwickeltes Verfahren im Normalbetrieb . . . . .	77
5.2.4	Steuergesetz . . . . .	81
5.2.5	Regelkreis . . . . .	86
5.2.6	Stabilität . . . . .	89
5.2.7	Fazit Zwischenkreissymmetrierung . . . . .	91
5.3	Verbundbetrieb an einem Transformator . . . . .	91
5.3.1	Synchronisierung . . . . .	92
5.3.2	Auswirkung auf die Zwischenkreissymmetrierung . . . . .	93
5.3.3	Zwischenkreissymmetrierung im Verbundbetrieb . . . . .	94
5.3.4	Wirkungsgrad im Verbundbetrieb . . . . .	98
<b>6</b>	<b>Doppelwechselrichter</b>	<b>101</b>
6.1	Ausgangsspannung . . . . .	101
6.1.1	Transformator in Sternschaltung . . . . .	101
6.1.2	Offene Wicklungen . . . . .	102
6.2	Modulation . . . . .	103
6.3	Kommutierungspfade . . . . .	105
6.4	Zwischenkreissymmetrierung . . . . .	108
6.5	Erweiterung der Topologie . . . . .	110
<b>7</b>	<b>Systemvergleich</b>	<b>113</b>
7.1	Simulierte Wirkungsgrade . . . . .	113
7.1.1	Schaltfrequenz . . . . .	116

## *Inhaltsverzeichnis*

7.2	Wirkungsgradmessungen . . . . .	118
7.2.1	Prototypen . . . . .	118
7.2.2	Versuchsstand . . . . .	120
7.2.3	Messverfahren . . . . .	122
7.2.4	Gemessene Wirkungsgrade . . . . .	125
7.3	Kosten . . . . .	131
7.3.1	Halbleiter . . . . .	131
7.3.2	Filterdrossel . . . . .	132
7.3.3	Kondensatoren . . . . .	133
7.3.4	Gesamtkosten . . . . .	135
7.4	Wirtschaftlichkeit . . . . .	136
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>140</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>142</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>144</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>145</b>
	<b>Abkürzungen und Formelzeichen</b>	<b>151</b>
	Verzeichnis der Abkürzungen . . . . .	151
	Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen . . . . .	152
	Verzeichnis der wichtigsten griechischen Formelzeichen . . . . .	156



# 1 Einleitung

Die Bedeutung der regenerativen Stromerzeugung hat in den letzten Jahren stark zugenommen. Die nur begrenzte Verfügbarkeit und immer größer werdende Knappheit fossiler Rohstoffe muss zwangsläufig dazu führen, dass auch in Zukunft die regenerativen Energien weltweit weiter ausgebaut werden. Auch das steigende globale Bewusstsein für die Folgen der Klimaerwärmung stützen diesen Trend. Deutschland hat sich dabei zum Ziel gesetzt bis 2050 eine nahezu CO<sub>2</sub>-freie Stromversorgung zu erreichen. Neben Wasserkraft, Windkraft und Biomasse spielt dabei die Photovoltaik eine immer größere Rolle. In zehn Jahren hat die global installierte Photovoltaik-Einspeiseleistung von 2,6 GW im Jahr 2003 auf 136,7 GW im Jahr 2013 zugenommen [14].

In Deutschland wurde dieses starke Wachstum durch anfänglich hohe garantierte Einspeisevergütungen von etwa 50 ct/kWh im Jahr 2000 angeregt. Die Vergütung für Solarstrom wurde seitdem schrittweise reduziert und liegt derzeit für Freiflächenanlagen mit einer Leistung kleiner als 10 MW bei 7,41 ct/kWh (Stand April 2016, [70]). Der starke Rückgang der garantierten Vergütung spiegelt dabei die Reduzierung bei den Systemkosten der Photovoltaik-Anlagen wider. Neben den einmaligen Installationskosten ist ein hoher Umwandlungswirkungsgrad des Systems für einen wirtschaftlichen Betrieb – trotz immer weiter sinkenden Einspeisevergütungen – von großer Bedeutung.

Mit steigender Bedeutung der Photovoltaik in der Energieerzeugung entsteht die Notwendigkeit, die Stromgestehungskosten immer weiter denen konventioneller Kraftwerke anzupassen oder sogar zu unterbieten. Der Trend wird durch die stetige Kürzung der Einspeisevergütungen angezeigt. Die Effizienz, Zuverlässigkeit sowie die Kosten für Betrieb und Wartung des Wechselrichters beeinflussen direkt die Wirtschaftlichkeit der photovoltaischen Stromerzeugung.

Der Umwandlungswirkungsgrad des Systems wirkt sich direkt auf die Stromgestehungskosten aus [29]. Geringe Verluste des Wechselrichters sind zudem aus Sicht des Aufwands für Installation und Wartung des Kühlsystems erstrebenswert. Eine weitere Anforderung an den Wechselrichter ist eine lange Lebensdauer und eine hohe Verfügbarkeit. Beides kann durch reduzierte Verluste und somit eine geringere Temperaturbelastung erhöht werden. Heutige marktübliche Wechselrichter erreichen bereits hohe Wirkungsgrade von 97 – 98 % [50]. Dennoch ist eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrades anzustreben, um den größtmöglichen Anteil für eine bezahlbare und zuverlässige Energieversorgung aus erneuerbaren Energien zu erreichen.

Zentralwechselrichter werden bei Großanlagen eingesetzt, weil sie Kostenvorteile gegenüber vielen kleineren verteilten Wechselrichtern bieten. Die Kostenvorteile entstehen durch Skalierungseffekte [53]. Unstrittig ist, dass der 2-Punkt-Wechselrichter als Stand der Technik eine gute und zuverlässige Lösung für Zentralwechselrichter darstellt. Allerdings ergeben

sich neue Anforderungen an Zentralwechselrichter, welche es notwendig machen, neue Schaltungstopologien zu untersuchen und zu entwickeln:

Ein Potential zur Wirkungsgraderhöhung liegt in der Erhöhung der Systemspannungen auf DC-Spannungen von 1500 V. Anfänglich lagen die maximalen DC-Spannungen bei 600 V und wurden im nächsten Schritt auf die heutigen 1000 V erhöht. Die nächste Stufe beinhaltet die volle Ausnutzung des – unter Beachtung der europäischen Niederspannungsrichtlinie [15] – möglichen Bereichs bis 1500 V. Durch die Anhebung der DC-Spannung kann auch die AC-Netzspannung am Anschlusspunkt des Wechselrichters erhöht werden. Folglich erhöht sich die Leistung bei gleichbleibendem Strom. Ebenso verspricht man sich Kostenvorteile durch die reduzierten Querschnitte für die Generator- und Netzverkabelung [18]. Der erwarteten Kostenreduktion stehen die höheren Kosten für Bauteile größerer Spannungsfestigkeit entgegen. Aus einer DC-Spannung von 1500 V ergeben sich für Zentralwechselrichter die folgenden Problemstellungen:

Bei einer DC-Spannung bis 1500 V ist ein 2-Punkt-Wechselrichter mit 1200 V-Halbleitern nicht mehr geeignet. Naheliegende Lösungen sind der 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Halbleitern oder 3-Punkt- und Mehrpunkt- („Multilevel-“) Wechselrichter. 1700 V-Halbleiter haben den Nachteil höherer Verluste, Mehrpunkt-Wechselrichter benötigen eine höhere Anzahl von Bauteilen, versprechen aber hohe Wirkungsgrade [63], [6]. In der Literatur werden weitere Topologien vorgestellt, es findet sich aber oft keine abschließende Bewertung auf Realisierbarkeit, erreichbare Wirkungsgrade und Kosten.

Mit zunehmendem Anteil der Photovoltaik an der Stromerzeugung steigt auch die Bedeutung der Solarkraftwerke im Hinblick auf Netzregelung und -stabilität. Netzanschlussrichtlinien definieren die Anforderung an die Wechselrichter bezüglich des elektrischen Verhaltens auf der Netzseite. In Deutschland gilt seit 2009 die BDEW-Mittelspannungsrichtlinie (**B**undesverband **d**er **E**nergie- und **W**asserwirtschaft) [2], welche Netzstützfunktionen wie Blindleistungseinspeisung und dynamische Netzstützung bei Spannungseinbrüchen fordert. Für den Betrieb von 3-Punkt-Wechselrichtern ergeben diese Anforderungen das Problem, dass gängige Verfahren der Zwischenkreissymmetrierung einen  $\cos(\varphi) \neq 0$  voraussetzen [71], [9], [35]. Im Falle von reiner Blindleistungseinspeisung und auch während der dynamischen Netzstützung bei einem Kurzschluss am Netzanschlusspunkt beträgt  $\cos(\varphi) = 0$ . Um einen stabilen Betrieb zu gewährleisten, muss ein Symmetrierungsverfahren entwickelt werden, welches für alle Betriebszustände des Wechselrichters gültig ist.

Die Aufgabenstellung dieser Arbeit liegt darin Zentralwechselrichter in verschiedenen Schaltungstopologien vergleichend im Hinblick auf Wirkungsgrad und Kosten zu bewerten. Dabei soll auf bekannte Topologien zurückgegriffen werden, aber auch neue Topologien entwickelt werden. Die Analyse zielt dabei auf die DC-Systemspannung von 1500 V für die zukünftige Generation von Wechselrichtern. Ziel ist es, die Wechselrichter auf Eignung als Photovoltaik-Zentralwechselrichter zu überprüfen.

Die Anforderungen aus den Netzanschlussrichtlinien werden berücksichtigt und Verfahren erarbeitet, die einen konformen Betrieb gewährleisten. Insbesondere die Zwischenkreissymmetrierung der 3-Punkt-Wechselrichter ist in diesem Zusammenhang für alle Betriebspunkte zu gewährleisten. Abschließend soll eine Empfehlung für die optimale Schaltungstopologie bei der DC-Systemspannung von 1500 V gegeben werden.

## 1.1 Gliederung

In Kapitel 2 werden die Grundlagen von Photovoltaik-Kraftwerken und Wechselrichtern dargestellt und Anforderungen an die Wechselrichter definiert.

In Kapitel 3 werden die detailliert zu untersuchenden Schaltungstopologien im Hinblick auf die Kriterien Kosten, Effizienz und Realisierbarkeit als Zentralwechselrichter auf Grundlage von qualitativen Bewertungen ausgewählt.

Kapitel 4 stellt die in der Arbeit verwendete Modellierung der Wechselrichterverluste dar und erläutert die Auslegung der elektrischen Komponenten der zu vergleichenden Wechselrichter.

Kapitel 5 untersucht die beiden gängigen 3-Punkt-Wechselrichter in NPC1- und NPC2-Topologie. Es wird die Verlustverteilung zwischen den einzelnen Halbleitern dargestellt. Außerdem wird ein neues Verfahren zur Zwischenkreissymmetrierung vorgestellt und der Betrieb mehrerer parallelgeschalteter 3-Punkt-Wechselrichter an einer Transformatorwicklung analysiert. Darauf basierend wird auch für die Parallelschaltung ein Verfahren zur Zwischenkreissymmetrierung erarbeitet.

Kapitel 6 stellt eine neu entwickelte Topologie für Zentralwechselrichter vor. Diese basiert auf dem Betrieb des Netztransformators mit offenen Wicklungsenden. Durch die Kombination eines 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichters an einem gemeinsamen Zwischenkreis kann die Ausgangsspannung erhöht werden und somit sehr hohe Wirkungsgrade erreicht werden. Funktionsweise und Modulation des Wechselrichter werden vorgestellt.

Kapitel 7 präsentiert schließlich die simulierten und gemessenen Wirkungsgrade der Wechselrichter und ermittelt die spezifischen Kosten pro Topologie. Mit den Ergebnissen wird abschließend eine Wirtschaftlichkeitsrechnung durchgeführt und damit die optimale Topologie für zukünftige Zentralwechselrichter ermittelt.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse.



# 2 Grundlagen

## 2.1 Solargenerator

### 2.1.1 Solarzelle

Die Grundlage der photovoltaischen Energiegewinnung stellt die Solarzelle dar. Eine Solarzelle wird aus dotierten Halbleitern hergestellt. Aufgrund der großen Verfügbarkeit wird dafür meist Silizium benutzt. Bei der Herstellung wird das gereinigte Silizium dotiert und ein pn-Übergang gebildet. Auf die Vorderseite der Solarzelle werden eine Antireflexions-schicht und der gitterförmige Vorderseitenkontakt aufgebracht. Die der Sonne abgewandte Rückseite wird über einen vollflächigen Rückseitenkontakt kontaktiert.

Durch den inneren Photoeffekt werden bei Bestrahlung des pn-Übergangs Elektronen-Lochpaare getrennt und über die Potentialbarriere transportiert. Dies lässt eine elektrische Spannung an den Anschlussklemmen entstehen [51],[29].

Elektrisch lässt sich die Solarzelle durch das in Abbildung 2.1 angegebene vereinfachte Ersatzschaltbild abbilden. Die Diode bildet das Verhalten des pn-Übergangs ab. Mit der Boltzmann-Konstante  $k_B$ , der Elementarladung  $e_0$ , der Temperatur  $T$  und dem Sättigungssperrstrom der Diode  $I_0$  lässt sich über die Shockley-Diodengleichung  $I_D = I_0 \left( e^{\frac{e_0 U}{k_B T}} - 1 \right)$  der folgende Zusammenhang zwischen Strom und Spannung der Solarzelle angeben [29]:

$$I = I_{ph} - I_0 \left( e^{\frac{e_0 U}{k_B T}} - 1 \right). \quad (2.1)$$

Abbildung 2.2 zeigt typische Verläufe der Kennlinie einer Solarzelle in Abhängigkeit von der Einstrahlungsstärke und der Zelltemperatur von 253 °K (-20 °C) und 323 °K (+50 °C). Die blauen Kurven stellen die Leistung  $P$  gegen die Spannung  $U$  dar.

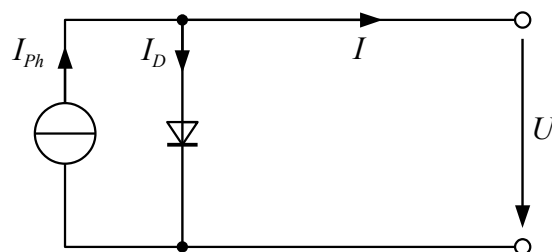


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild einer Solarzelle [51]

## 2.1 Solargenerator

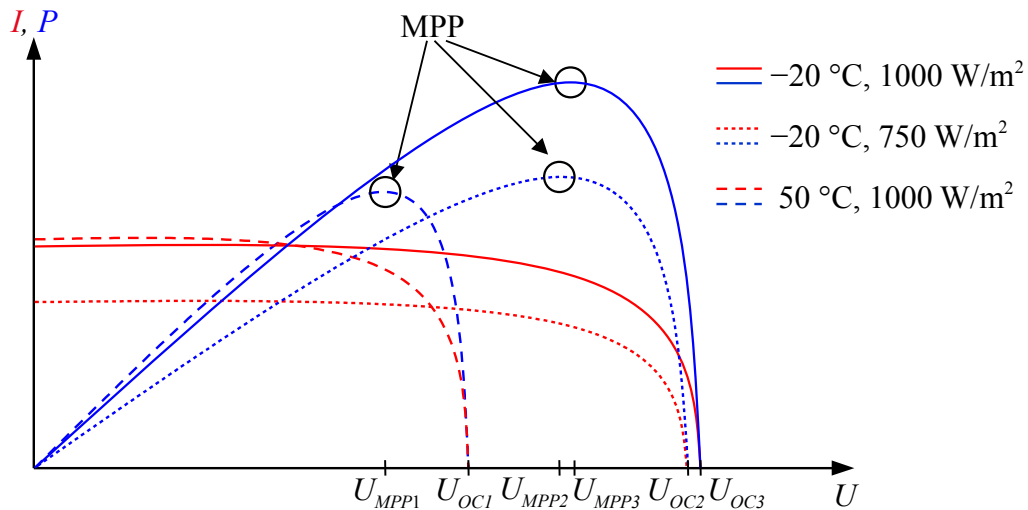


Abbildung 2.2: Kennlinie einer Solarzelle

Die roten Kurven repräsentieren den Strom  $I$  gegen die Spannung  $U$ . Mit steigender Einstrahlung steigt der Photostrom  $I_{Ph}$  und damit der Ausgangsstrom  $I$ . Über die Temperatur der Solarzelle verändert sich die Diodenkennlinie, so dass die Leerlaufspannung  $U_{OC}$  mit steigender Temperatur abnimmt. Die maximale Leerlaufspannung wird bei minimaler Temperatur und größter Einstrahlungsstärke erreicht.

Mit dem MPP (Maximum Power Point) wird der Betriebspunkt bezeichnet, bei dem die Leistung der Solarzelle maximal wird. Die Spannung in diesem Betriebspunkt wird als MPP-Spannung ( $U_{MPP}$ ) bezeichnet. Abbildung 2.2 zeigt, dass eine starke Abhängigkeit der MPP-Spannung von der Zelltemperatur besteht, die Abhängigkeit der MPP-Spannung von der Bestrahlungsstärke hingegen relativ schwach ist. Die verfügbare Leistung der Solarzelle sinkt mit steigender Temperatur.

### 2.1.2 Solarmodul und Solargenerator

Ein Solarmodul wird durch Verschaltung mehrerer Solarzellen gebildet. Diese werden isoliert auf eine Trägerplatte aufgebracht und mit einem Frontglas versehen. Eine übliche Größe einer Solarzelle beträgt  $15\text{ cm} \times 15\text{ cm}$ . Aufgrund der niedrigen Spannung einer einzelnen Solarzelle von einer Diodenschwelle werden mehrere Solarzellen in Reihe verschaltet. Die elektrischen Anschlüsse werden auf der Rückseite herausgeführt.

Ein handelsübliches polykristallines Solarmodul [57] hat Abmessungen von ca.  $1\text{ m} \times 1,6\text{ m}$  und eine elektrische Leistung von  $250\text{ W}$  bei einer Einstrahlungsstärke von  $1000\text{ W/m}^2$ . Innerhalb eines Moduls sind  $60$  Solarzellen in Reihe geschaltet. Bei  $25\text{ °C}$  Zelltemperatur wird eine Leerlaufspannung von  $37\text{ V}$  und eine MPP-Spannung von  $30\text{ V}$  angegeben. Der Kurzschlussstrom beträgt  $8,7\text{ A}$  und die maximale Systemspannung  $1000\text{ V}$ .

In photovoltaischen Großkraftwerken werden mehrere dieser Module zu einem String verschaltet. Mit der Anzahl der in Reihe geschalteten Solarmodule wird die Spannung ausge-



**Abbildung 2.3:** Foto eines 33 MW-Solargenerator (Bildquelle: S.A.G. Solarstrom AG)

legt, so dass die maximale Systemspannung auch bei niedrigen Temperaturen nicht überschritten wird. Bei einer üblichen Auslegung werden 22 oder 24 Zellen in Reihe zu einem String mit einer Leistung von ca. 5 kW verschaltet. Die Solarmodule werden, vorzugsweise in Süd-Ausrichtung, geneigt auf einem Gestell montiert.

Je nach Gesamtleistung des Generators werden eine Vielzahl dieser Strings in String-Combiner-Boxen zu einem Solargenerator großer Leistung zusammengeschaltet. Die Strings müssen zum Leitungsschutz einzeln abgesichert werden. In den String-Combiner-Box werden zudem die Ströme der einzelnen Strings gemessen, um den Ertrag zu erfassen und defekte Strings oder Module zu detektieren. Die Ausgänge mehrerer String-Combiner-Boxen werden zusammengeführt und an der DC-Seite des Zentralwechselrichters angeschlossen. Abbildung 2.3 zeigt die Luftaufnahme des 33 MW-Solargenerators eines Photovoltaik-Kraftwerks in Wymeswold, Großbritannien.

## 2.2 Zentralwechselrichter

Die vom Solargenerator bereitgestellte Gleichspannung wird von dem Zentralwechselrichter in das Wechselspannungsnetz eingespeist. Man spricht von Zentralwechselrichtern, wenn mehrere Strings eines Solargenerators zu einem Generator größerer Leistung zusammengeschaltet werden und die DC-Spannung an einem zentralen Punkt von dem Wechselrichter in AC-Spannung gewandelt wird. Üblicherweise ergeben sich Nennleistungen eines Zentralwechselrichters von 100 kVA – 1000 kVA [64].

Um den maximalen Ertrag zu erreichen, muss der Wechselrichter zu jedem Zeitpunkt die DC-Spannung  $U_{DC}$  auf die Spannung  $U_{MPP}$  regeln, bei der der Solargenerator die momentan größte Leistung abgibt. Das Verfahren zur Bestimmung der MPP-Spannung

## 2.2 Zentralwechselrichter

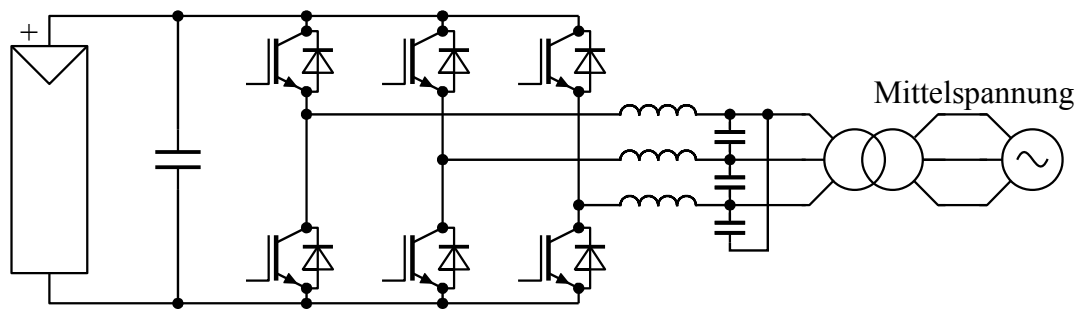


Abbildung 2.4: 2-Punkt-Wechselrichter - Stand der Technik

nennt sich „MPP-Tracking“. Der gängigste MPP-Tracker ist ein Suchverfahren, bei dem die DC-Spannung in kleinen Schritten (z.B. 5 V) variiert wird. Steigt die Leistung nach einer Spannungsänderung, wird die nächste Änderung mit gleichem Vorzeichen ausgeführt. Sinkt die Leistung, wird das Vorzeichen des Spannungssprungs geändert, so dass im Betrieb die DC-Spannung mit kleinen Schrittweiten um die MPP-Spannung schwankt. Einen Überblick über gängige MPP-Tracking Verfahren gibt [68].

### 2.2.1 2-Punkt-Wechselrichter - Stand der Technik

Aufgrund der sehr schnellen Entwicklung des Photovoltaikmarktes in den vergangenen zehn Jahren wurden zunächst aus der Antriebstechnik bekannte und bewährte 3-phasige Wechselrichtertopologien genutzt. Die Grundschaltung ist dabei eine B6-Schaltung mit Silizium-IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor).

Abbildung 2.4 zeigt das Schaltbild des 2-Punkt-Wechselrichters. Das Solarpanel ist auf der DC-Spannungsseite mit dem Gleichspannungszwischenkreis verbunden. Die sechs IGBTs werden getaktet angesteuert und modulieren über eine PWM (Pulsweitenmodulation) die Ausgangsspannung. Die netzseitige LC-Kombination bildet zusammen mit der Streuinduktivität des Netztransformators ein LCL-Filter, welches die schaltfrequenten Stromanteile ausfiltert. Falls erforderlich wird über eine zusätzliche Drossel die netzseitige Induktivität erhöht. Aus Kostengründen bietet es sich aber an, das Netzfilter auf die gegebene Streuinduktivität des Transformators auszuliegen.

Zentralwechselrichter befinden sich meist in separaten Gebäuden, so dass keine besonderen Anforderungen an die Lautstärke der hörbaren Schaltfrequenz gestellt wird. Übliche Schaltfrequenzen liegen im Bereich von 4 bis 8 kHz. Über den Netztransformator ist der Wechselrichter mit dem Versorgungsnetz verbunden. Aufgrund der hohen Leistung werden Zentralwechselrichter üblicherweise an ein Mittelspannungsnetz angebunden, so dass ein Transformator zur Spannungsanpassung immer vorhanden ist.

Aufgrund des Einsatzes der Wechselrichter in warmen Gebieten mit hoher Sonneneinstrahlung beträgt üblicherweise die maximale Umgebungstemperatur, bei der ein Betrieb des Wechselrichters ohne Einschränkungen möglich ist, 45 – 50 °C. Die Wechselrichter in dieser Arbeit werden thermisch auf Umgebungstemperaturen von maximal 50 °C ausgelegt.



## 2.2.2 Spannungen und Leistungen

Leerlauf- und MPP-Spannung eines Solargenerators sind stark abhängig von der Zelltemperatur und den eingesetzten Solarmodulen (siehe 2.1). Um den optimalen Betrieb für eine große Auswahl von Solarmodulen und einen weiten Temperaturbereich zu gewährleisten, muss der Wechselrichter einen großen DC-Spannungsbereich abdecken. Dieser wird durch die minimal und maximal unterstützte MPP-Spannung  $U_{MPPmin}$  und  $U_{MPPmax}$  und der Leerlaufspannung  $U_{OC}$  charakterisiert. In [53] wird ein Verhältnis von 0,82 zwischen Leerlaufspannung  $U_{OC}$  und maximaler MPP-Spannung angegeben:

$$\frac{U_{MPPmax}}{U_{OC}} = 0,82. \quad (2.2)$$

Das Verhältnis zwischen minimaler und maximaler MPP-Spannung wird mit

$$\frac{U_{MPPmin}}{U_{MPPmax}} = 0,6 \quad (2.3)$$

angegeben. Der sich daraus ergebende Spannungsbereich wird für die Unterstützung gängiger Solarmodule als technisch ausreichend angesehen [53].

Die untere MPP-Spannung  $U_{MPPmin}$  bestimmt die maximale AC-Spannung, an der der Wechselrichter betrieben werden kann. Bei Wechselrichtern mit Spannungszwischenkreis muss der Spitzenwert der verketteten Netzspannung immer geringer als die minimale DC-Spannung sein. Daraus ergibt sich bei gegebener unterer MPP-Spannung eine theoretische maximale Netzspannung von:

$$U_{ACmax} < \frac{U_{MPPmin}}{\sqrt{2}}. \quad (2.4)$$

Die obere Grenze der Leerlaufspannung wird durch die marktübliche maximale Systemspannung der Solarmodule von 1000 V definiert. Mit  $U_{OC} = 1000$  V ergeben sich nach Gleichung 2.3 und 2.4 die Werte  $U_{MPPmax} = 820$  V,  $U_{MPPmin} = 492$  V und  $U_{AC} < 348$  V. Bei Wahl der Netzspannung müssen noch eine Reserve für Schwankungen der Netzspannung, Sicherheitszeiten der IGBTs und eine Stellgrößenreserve eingerechnet werden. Üblicherweise wird eine Reserve von etwa 10 % vorgehalten, so dass gerundet üblicherweise eine Netzspannung von 320 V gewählt wird. Diese Netzspannung wird über das Übersetzungsverhältnis des Mittelspannungstransformators eingestellt. Aufgrund der DC-Spannungen von 490 – 820 V im Dauerbetrieb werden in heutigen Zentralwechselrichtern 1200 V-IGBTs eingesetzt. Marktübliche Leistungen einer Wechselrichtereinheit sind 250 – 300 kVA Nennleistung. Bei 320 V Netzspannung entspricht dies einem Ausgangsstrom von 450 – 540 A. Seit wenigen Jahren gibt es Solarmodule auf dem Markt, welche eine maximale Systemspannung von 1500 V zulassen. Diese Gleichspannung entspricht der Grenze der maximalen Spannung in der europäischen Niederspannungsrichtlinie [15]. Bei Auslegung der Spannungsbereiche mit der Obergrenze von 1500 V ergeben sich die in Tabelle 2.1 dargestellten Spannungen.

Alle in dieser Arbeit betrachteten Wechselrichter, mit Ausnahme des 2-Punkt-Wechselrichters als Stand der Technik, beziehen sich auf den hohen Spannungsbereich mit den Kenndaten nach Tabelle 2.1.

## 2.2 Zentralwechselrichter

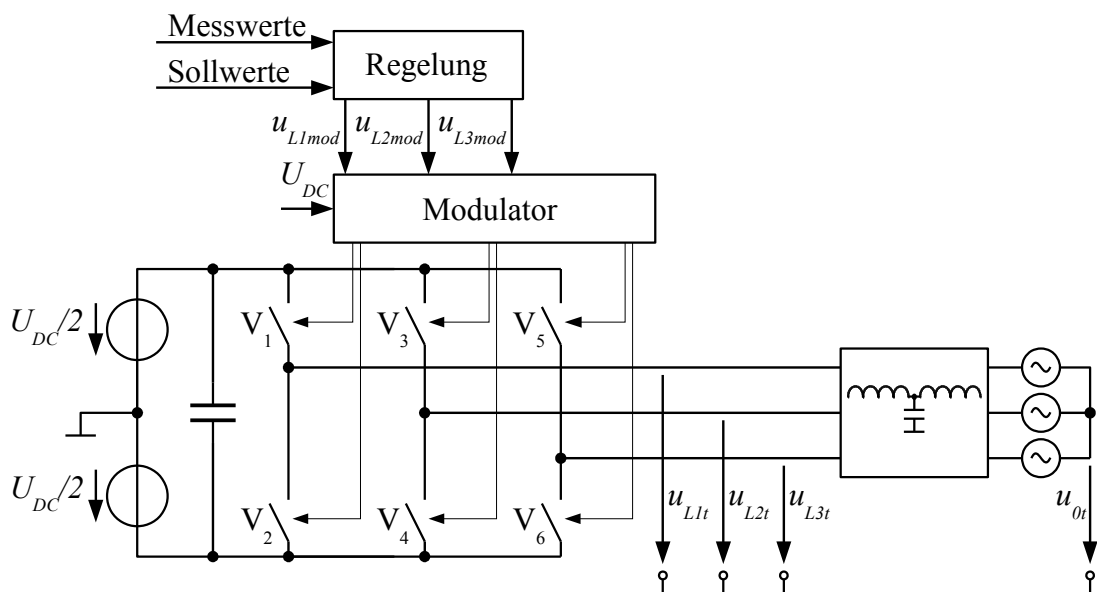
**Tabelle 2.1:** Spannungsbereiche

Berechnung	$U_{OC}$	$U_{MPPmax}$ $= 0,82 U_{OC}$	$U_{MPPmin}$ $= 0,6 U_{MPPmax}$	$U_{ACmax}$ $= \frac{U_{MPPmin}}{\sqrt{2}}$	$U_{AC}$ $\cong \frac{U_{ACmax}}{1,1}$
niedriger Spannungsbereich	1000 V	820 V	490 V	350 V	320 V
hoher Spannungsbereich	1500 V	1230 V	740 V	520 V	480 V

Werte teilweise gerundet.

### 2.2.3 Funktion

Jeder Brückenweig des 2-Punkt-Wechselrichters kann den Ausgang entweder auf das positive (Schaltzustand „+“) oder negative Zwischenkreispotential (Schaltzustand „-“) schalten. Für die Analyse wird die Eingangsquelle des Wechselrichters als Reihenschaltung zweier identischer Spannungsquellen mit einer Spannung von jeweils  $U_{DC}/2$  modelliert. Der Zwischenkreismittelpunkt zwischen diesen Spannungsquellen bildet das Referenzpotential. Gegen dieses gemessen ergibt sich im Schaltzustand „+“ einer Phase die Ausgangsspannung  $U_{DC}/2$ , im Schaltzustand „-“ die Ausgangsspannung  $-U_{DC}/2$ .



**Abbildung 2.5:** Ersatzschaltbild 2-Punkt-Wechselrichter

Abbildung 2.5 zeigt das verwendete Ersatzschaltbild mit den drei taktenden Ausgangsspannungen des Wechselrichters  $u_{L1t}$ ,  $u_{L2t}$  und  $u_{L3t}$ . Das Versorgungsnetz wird durch drei ideale Wechselspannungsquellen nachgebildet. Die taktende Spannung  $u_{0t}$  ist die Gleichtaktspannung der Wechselspannungsseite gegenüber dem Zwischenkreismittelpunkt. Die Halbleiter

werden als ideale Schalter  $V_{1...6}$  angenommen. Die Regelung des Wechselrichters erhält aus der überlagerten Anlagensteuerung Sollwerte für Blindleistung und eine möglicherweise geforderte Begrenzung der Wirkleistung. Diese Sollwerte werden vom Netzbetreiber vorgegeben.

Die Regelung errechnet aus den Sollwerten und den von der Messwerterfassung bereitgestellten Messwerten Spannungssollwerte für die drei Phasen  $u_{L1mod}$ ,  $u_{L2mod}$  und  $u_{L3mod}$  und übergibt diese an den Modulator. Die Messwerterfassung beinhaltet die folgenden relevanten Größen:

- DC-Eingangsstrom  $I_{DC}$
- DC-Spannung  $U_{DC}$
- Spannung und Phasenlage der drei Netzphasen
- Netzströme und Ausgangsströme des Wechselrichters
- Temperaturen

## 2.2.4 Modulation

Der Modulator verarbeitet die Sollspannungen zu den sechs Schaltsignalen der Halbleiterschalter. Bei jeweils nur einem eingeschalteten Schalter pro Phase ergeben sich  $2^3 = 8$  Schaltmöglichkeiten. Bei den Modulationsverfahren unterscheidet man zwischen dem Verfahren der Raumzeigermodulation und trägerbasierten Verfahren.

Bei der Raumzeigermodulation wird das Dreiphasensystem in ein kartesisches Raumzeigersystem transformiert. Jeder der 8 möglichen Schaltzustände bildet einen Raumzeiger. Durch Berechnungen wird die Einschaltdauer der Schaltzustände ermittelt, welche dem Sollwert am nächsten liegen. Die Vektoren werden mit der berechneten Einschaltdauer in zeitlicher Reihenfolge ausgegeben. Im zeitlichen Mittel über eine Taktperiode ergibt sich am Wechselrichterausgang der geforderte Spannungsraumzeiger.

Bei den trägerbasierten Verfahren wird ein Dreieck- oder Sägezahnsignal mit der benötigten Taktfrequenz generiert. Die Spannungssollwerte der Phasen werden auf die DC-Spannung normiert und mit dem Träger verglichen. Die Schnittpunkte ergeben die Umschaltzeitpunkte der Schalter: Ist der Sollwert größer als der Träger, wird der obere Schalter eingeschaltet, liegt der Sollwert unter dem Trägersignal, wird der untere Schalter eingeschaltet.

Zur optimalen Ausnutzung der DC-Spannung wird den Spannungssollwerten ein gleichphasiges sinus- oder dreieckförmiges Signal 3-facher Frequenz aufaddiert. Da das gleiche Signal allen drei Sollwerten zugeführt wird, bildet es sich nicht in den verketteten Ausgangsspannungen ab. Das Verfahren nennt sich Gleichtaktaufschaltung der 3. Harmonischen. Die in dieser Arbeit entwickelten Wechselrichter-Prototypen werden mit einer trägerbasierten Sinus-Dreieck-Modulation betrieben. Die Gleichtaktaufschaltung ist, außer bei den in Kapitel 6 vorgestellten Doppelwechselrichtern, aktiviert.

## 2.2 Zentralwechselrichter

**Tabelle 2.2:** Spannungen der Schaltzustände des 2-Punkt-Wechselrichters

Schaltzustand	$u_{L1t}$	$u_{L2t}$	$u_{L3t}$	$u_{0t}$
1 (+ + +)	$+U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$
2 (+ + -)	$+U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$+U_{DC}/6$
3 (+ - +)	$+U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$+U_{DC}/6$
4 (+ - -)	$+U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/6$
5 (- + +)	$-U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$+U_{DC}/6$
6 (- + -)	$-U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/6$
7 (- - +)	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$+U_{DC}/2$	$-U_{DC}/6$
8 (- - -)	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$

Ausführliche Informationen zu beiden Modulationsverfahren sind z.B. [21] und [55] zu entnehmen. Das Verhältnis des Spitzenwertes der Ausgangsspannung des Wechselrichters zur DC-Spannung wird als Modulationsindex  $M$  bezeichnet:

$$M = \frac{2\sqrt{2}U_{AC}}{\sqrt{3}U_{DC}}. \quad (2.5)$$

Durch die Gleichtaktaufschaltung kann  $M$  Werte bis  $2/\sqrt{3} \cong 1,15$  annehmen [71]. Das Verfahren erhöht bei gegebener DC-Spannung die maximale Ausgangsspannung um 15 %. Dazu wird in der Steuerung ein Signal mit dreifacher Ausgangsfrequenz und  $\frac{1}{6}$  der Amplitude der Ausgangsspannung auf die drei Spannungen addiert [71].

### 2.2.5 Gleichtaktspannung

Je nach aktiver Schalterstellung des Wechselrichters ergibt sich die Gleichtaktspannung  $u_0$ . Nach [55] berechnet sich die Gleichtaktspannung zu:

$$u_0(t) = \frac{u_{L1t}(t) + u_{L2t}(t) + u_{L3t}(t)}{3}. \quad (2.6)$$

Tabelle 2.2 zeigt die Gleichtaktspannung für die acht möglichen Schaltzustände.

Bei jedem Umschalten der Ausgangsspannung einer Phase ändert sich die Gleichtaktspannung um den Betrag  $U_{DC}/3$ . Die Gleichtaktspannung ändert sich somit mit dreifacher Schaltfrequenz. Die Amplitude der Spannung beträgt  $U_{DC}/2$ . Der PV-Generator bildet durch die große Flächenausdehnung eine große Kapazität  $C_{Erd,DC}$  gegenüber Erdpotential. In [41] wird ein Wert von bis zu  $0,21 \mu\text{F}/\text{kW}$  angegeben. Für die hochfrequente Gleichtaktspannung im kHz-Bereich ergibt sich eine sehr niederimpedante Anbindung an das Erdpotential, so dass der Solargenerator für Wechselspannungsanteile gegenüber Erdpotential nicht als potentialfrei angesehen werden kann.

Die durch den Wechselrichter generierte Gleichtaktspannung muss sich daher auf der potentialfreien AC-Seite über der Isolation des Transformators ausbilden. Die Isolierung des

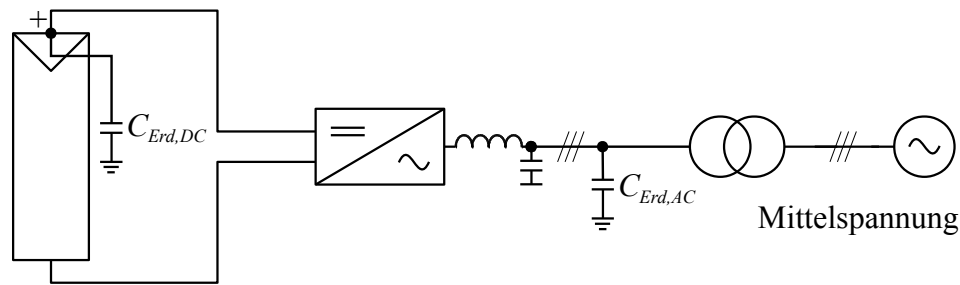


Abbildung 2.6: Schaltbild des Systems mit Erdkapazitäten

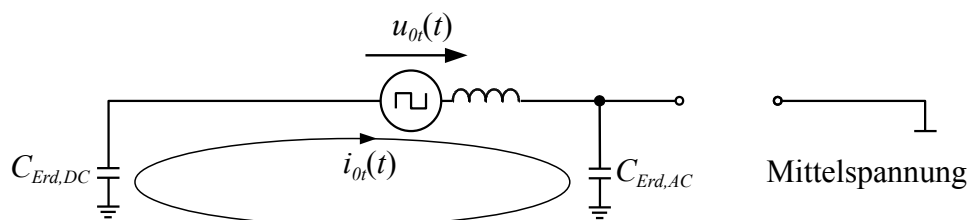


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbild des Systems mit Erdkapazitäten im Nullsystem

Transformators muss für diese Spannungen ausgelegt werden. Die Problemstellung ist vergleichbar mit der Belastung der Motorisolation von elektrischen Maschinen beim Betrieb an Wechselrichtern.

Abbildung 2.6 zeigt das Schaltbild mit den Erdkapazitäten des Solargenerators  $C_{Erd,DC}$  und den AC-seitigen Erdkapazitäten  $C_{Erd,AC}$ . Bei Betrachtung des Nullsystems ergibt sich das in Abbildung 2.7 dargestellte Ersatzschaltbild. Der Wechselrichter wird als Spannungsquelle mit der taktenden Gleichtaktspannung  $u_{0t}$  nach Gleichung 2.6 modelliert. Sobald die Kapazität  $C_{Erd,AC}$  einen Wert größer als 0 F annimmt, bilden sich im System Kreisströme  $i_{0t}(t)$  aus. Beispielsweise bilden Entstörfilter AC-seitige Erdkapazitäten durch die enthaltenen Entstörkondensatoren zwischen den Netzphasen und dem Erdpotential. Parasitär wird eine Kapazität  $C_{Erd,AC}$  durch die Summe aller Erdkapazitäten der AC-seitigen Komponenten gebildet (Anschlussleitungen, Filterdrossel, Transformator). Der Kreisstrom  $i_{0t}(t)$  kann zu Störungen und beschleunigter Alterung der Solarmodule führen. Daher sind die Kreisströme durch eine geringe Erdkapazität  $C_{Erd,AC}$  auf ein Minimum zu begrenzen.

## 2.2.6 Wirkungsgrad

Nach DIN EN 50530 [46] setzt sich der Gesamtwirkungsgrad eines Wechselrichters aus dem Wirkungsgrad der MPP-Nachführung und dem Umwandlungswirkungsgrad des DC/AC-Stromrichters zusammen. Der MPP-Wirkungsgrad bewertet das Verfahren des MPP-Trackings und wird in dieser Arbeit nicht betrachtet. Relevant für diese Arbeit ist

## 2.2 Zentralwechselrichter

der Umwandlungswirkungsgrad  $\eta_{conv}$ , der als Verhältnis der Ausgangsleistung zur Eingangsleistung im Hauptleistungspfad festgelegt wird. Alle in dieser Ausarbeitung mit  $\eta$  bezeichneten Wirkungsgrade beziehen sich auf den Umwandlungswirkungsgrad  $\eta_{conv}$ .

$$\eta_{conv} = \eta = \frac{P_{aus}}{P_{ein}} = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} \quad (2.7)$$

Als Systemgrenze werden die Anschlussklemmen des Wechselrichters definiert. Die Verluste des Netztransformators gehen daher nicht in die Berechnung des Wechselrichterwirkungsgrades ein, sondern werden dem Versorgungsnetz zugeordnet. Zudem wird die Hilfsspannungsversorgung des Wechselrichters für den Betrieb von z.B. der Steuerelektronik, des Kühlsystems, der Überwachungs- und Messeinrichtungen und der Schaltschrankheizungen von der Betrachtung ausgenommen, da deren Optimierung nicht Teil dieser Arbeit ist und für alle betrachteten Wechselrichter als gleich angenommen wird. Der Umwandlungswirkungsgrad  $\eta$  umfasst somit die Verluste der folgenden Komponenten in der Reihenfolge ihres Beitrags zur Gesamtverlustleistung:

- Leistungselektronische Halbleiter
- Filterdrossel
- Interne Leitungsverbindungen
- DC- und AC-Entstörfilter
- DC- und AC-Hauptschalter und Schütze
- Sicherungen
- Kondensatoren

Wichtige Kenngrößen sind der maximale Wirkungsgrad  $\eta_{max}$  sowie der europäische Wirkungsgrad  $\eta_{Euro}$ , welcher gewichtet die Wirkungsgrade bei verschiedenen Teilleistungen mittelt. Der europäische Wirkungsgrad berechnet sich nach [46] zu:

$$\eta_{Euro} = 0,03 \cdot \eta_{5\%} + 0,06 \cdot \eta_{10\%} + 0,13 \cdot \eta_{20\%} + 0,1 \cdot \eta_{30\%} + 0,48 \cdot \eta_{50\%} + 0,2 \cdot \eta_{100\%}. \quad (2.8)$$

Die Gewichtungsfaktoren bilden die Häufigkeit der auftretenden relativen Einstrahlungsstärken ab. Neben der Leistung hat auch die MPP-Spannung einen Einfluss auf den Wirkungsgrad, da sich mit steigender Spannung die Schaltverluste der Halbleiter und der AC-Stromrippel erhöhen. Diese Einflussgröße wird von  $\eta_{Euro}$  nicht erfasst, weshalb für eine Vergleichbarkeit der Wirkungsgrad bei verschiedenen Spannungen innerhalb des MPP-Bereichs ermittelt werden sollte. Daher werden die europäischen Wirkungsgrade in dieser Arbeit bei der minimalen MPP-Spannung  $U_{MPPmin}$  und der maximalen MPP-Spannung  $U_{MPPmax}$  sowie der mittleren MPP-Spannung  $U_{MPPmid} = \frac{U_{MPPmax} + U_{MPPmin}}{2}$  angegeben.

## 2.3 Netzanschlussrichtlinien

Durch den Netzbetreiber des speisenden Mittelspannungsnetzes werden in den Netzanschlussrichtlinien bindende technische Anforderungen an Zentralwechselrichter gestellt. Die Konformität muss bei akkreditierten Zertifizierungsstellen nachgewiesen werden und ist Voraussetzung für die Genehmigung des Netzanschlusses. Mit steigendem Anteil der regenerativen Energieversorgung stieg auch der Anteil dezentraler Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz, so dass es für die Netzstabilität notwendig wurde, die Erzeugungseinheiten an der Netzstützung zu beteiligen. In Deutschland wurde die Technische Richtlinie - Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz des BDEW ab 2009 verbindlich.

Die Netzanschlussrichtlinien variieren in Abhängigkeit des Landes und auch des Netzbetreibers. Weltweit werden aber in vielen Netzanschlussrichtlinien Anforderungen aus der BDEW-Netzanschlussrichtlinie und der italienischen Mittelspannungsrichtlinie „CEI 0-16“ (Comitato Elettrotecnico Italiano) [11] übernommen. Daher werden die Anforderungen aus diesen beiden Richtlinien für diese Arbeit herangezogen. Relevant für die Auslegung von Zentralwechselrichtern sind die Anforderungen bezüglich der statischen Spannungshaltung durch Blindleistungsbereitstellung sowie der dynamischen Netzstützung bei Netzfehlern. Auf diese Aspekte wird in den folgenden Abschnitten eingegangen.

### 2.3.1 Blindleistung

Durch die BDEW-Netzanschlussrichtlinie wird für die statische Spannungshaltung verbindlich ein Betrieb bei  $\cos(\varphi) = 1$  bis  $\cos(\varphi) = 0,95$  über- oder untererregt gefordert. Darüber hinaus können Werte mit dem Netzbetreiber vertraglich vereinbart werden. Die italienische Netzanschlussrichtlinie „CEI 0-16“ fordert einen Betrieb bis  $\cos(\varphi) = 0$ . Daher können bei der Auslegung und Implementierung des Wechselrichters keine Einschränkungen bezüglich des Betriebs bei beliebigen Leistungsfaktoren  $\cos(\varphi) = 0 \dots 1$  gemacht werden.

### 2.3.2 Dynamische Netzstützung

Für die dynamische Netzstützung muss eine Erzeugungsanlage bei kurzzeitigen Spannungseinbrüchen in Betrieb bleiben und in den Fehler einen Blindstrom einspeisen. Dieses ist notwendig, da ansonsten kurzzeitige Netzfehler eine Abschaltung großer Einspeiseleistungen zur Folge haben könnten. Dadurch wäre die Netzstabilität gefährdet. Die BDEW-Netzanschlussrichtlinie definiert eine Grenzkurve der Netzspannung, oberhalb derer sich die Erzeugungsanlage nicht vom Netz trennen darf. Die für den Wechselrichter am schwierigsten zu beherrschende Anforderung ist, bei einem Einbruch der Netzspannung auf 0 % Restspannung für 150 ms Blindstrom in den Fehler einzuspeisen. Dies entspricht einem Kurzschluss an dem Netzanschlusspunkt des Wechselrichters. Nach Klärung des Fehlers muss der Betrieb unterbrechungsfrei fortgeführt werden. Die Höhe der Blindstromeinspeisung im Fehlerfall wird vom Netzbetreiber festgelegt. Üblich ist eine Abhängigkeit der Blindstromeinspeisung von der Tiefe des Spannungseinbruches.

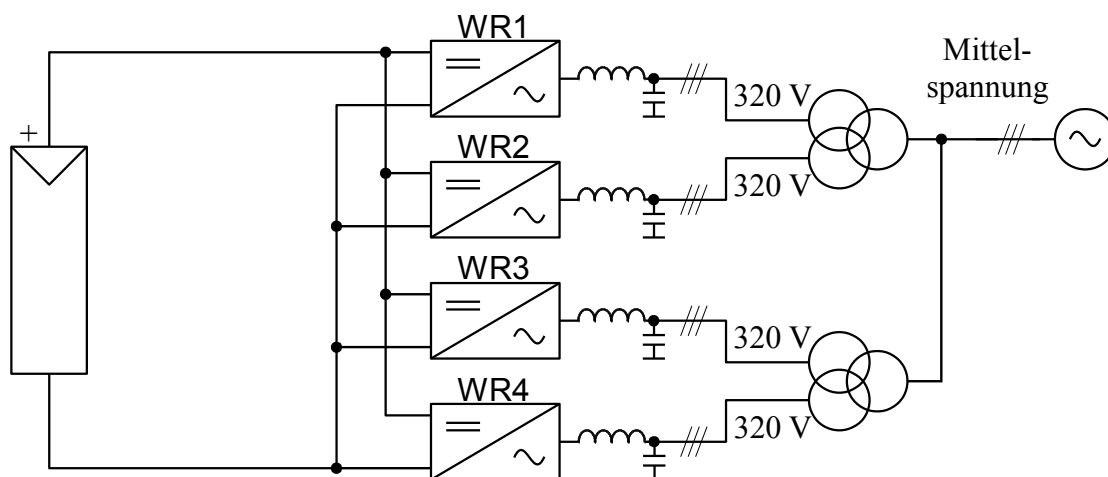
## 2.4 Verbundbetrieb

Ein Kurzschluss am Netzanschlusspunkt entspricht einem Betrieb mit  $\cos(\varphi) = 0$  und sehr kleiner Ausgangsspannung, da die Filterinduktivität und die Streuinduktivität des Transformators als induktive Last wirken. Dies beeinflusst signifikant die Verlustverteilung zwischen den Halbleitern der Wechselrichter und muss daher bei der Auslegung beachtet werden. Auch die Regelung der Zwischenkreissymmetrie bei 3-Punkt-Wechselrichtern stellt für diesen Betriebspunkt eine Herausforderung dar, weil viele Verfahren für trägerbasierte Modulation eine starke Abhängigkeit vom  $\cos(\varphi)$  und der Ausgangsspannung aufweisen. Bei Eintritt des Fehlers und Spannungswiederkehr kommt es zudem auf eine dynamische Messwerterfassung und Regelung an.

Laut Mittelspannungsrichtlinie müssen außerdem Netzfehler mit variablem Wert des Spannungseinbruches beherrscht werden, was die in 2.3.1 aufgestellte Forderung nach einer Implementierung des Wechselrichters für beliebige  $\cos(\varphi)$  untermauert. Der Betriebszustand der dynamischen Netzstützung wird üblicherweise als FRT (**F**ault **R**ide-**T**hrough) oder LVRT (**L**ow **V**oltage **R**ide-**T**hrough) bezeichnet. In dieser Arbeit wird die Bezeichnung LVRT verwendet.

## 2.4 Verbundbetrieb

Große Photovoltaik-Kraftwerke mit Leistungen im MW-Bereich speisen üblicherweise über mehrere parallel geschaltete Wechselrichter mit je einer Nennleistung von ca. 250 – 500 kVA in das Versorgungsnetz ein. Durch dieses Konzept ist zum einen eine Skalierbarkeit der Nennleistung des Wechselrichterverbunds realisiert, zum anderen werden die Verfügbarkeit und der Umwandlungswirkungsgrad erhöht. Bei Wartung oder Ausfall eines Wechselrichters muss nur ein Teil der Gesamtanlage abgeschaltet werden.



**Abbildung 2.8:** Verbundbetrieb von Wechselrichtern mit separaten Transformatorwicklungen



Ohne weitere Maßnahmen im unsynchronisierten Betrieb ist, bei DC-seitiger Parallelschaltung der Wechselrichter, eine Potentialtrennung auf der AC-Seite notwendig, da in diesem Fall unterschiedliche Gleichtaktspannungen generiert werden. Durch diese Spannung würden sich hohe Kreisströme zwischen den Wechselrichtern ausbilden. Es bietet sich an, die Potentialtrennung durch Mehrwicklungstransformatoren zu realisieren.

Bei einem Mittelspannungstransformator sind mehr als zwei Unterspannungswicklungen aufgrund der hohen Anzahl von Anschlüssen nur sehr aufwendig realisierbar, weshalb maximal zwei Wechselrichtereinheiten an einem Mittelspannungstransformator mit zwei Unterspannungswicklungen betrieben werden. Ein weiterer Vorteil dieses Konzepts besteht in der Möglichkeit, einzelne Einheiten im Teillastbetrieb abzuschalten und somit die verbleibenden Einheiten in einem Arbeitspunkt besseren Wirkungsgrades zu betreiben.

Abbildung 2.8 zeigt exemplarisch den Aufbau eines 1,2 MVA-Solarkraftwerkes, welches durch vier 300 kVA-Wechselrichtereinheiten gebildet wird. Die Wechselrichter speisen über zwei Dreiwicklungs-Mittelspannungstransformatoren in das Mittelspannungsnetz ein. Der Vorteil liegt in der Skalierbarkeit des Wechselrichters und somit einer Kostenreduktion durch höhere Stückzahlen identischer Einheiten.



## 3 Topologievorauswahl

In diesem Kapitel werden geeignete Schaltungstopologien vorausgewählt. Dazu wird zunächst aus Aspekten der Wirtschaftlichkeit und Realisierbarkeit die Halbleitertechnologie ausgewählt. Im nächsten Schritt werden aus der Literatur bekannte Topologien vorgestellt. Die Topologien werden nach Kriterien der Realisierbarkeit, Wirtschaftlichkeit und dem Potential für Wirkungsgradverbesserungen im Einsatz als Zentralwechselrichter qualitativ bewertet.

Bei einem 2-Punkt-Wechselrichter als Stand der Technik ist jeweils ein Halbleiter pro Phase stromführend. Unter Beibehaltung der Halbleitertechnologie und der Spannungsbereiche sind somit die Durchlassverluste bei diesem Wechselrichter minimal. Das größte Potential für eine Verlustreduzierung bietet daher die Verringerung der relativ hohen Schaltverluste des 2-Punkt-Wechselrichters. Eine Reduzierung der Schaltverluste kann entweder durch den Einsatz von Mehrpunkt-Wechselrichtern, durch weichschaltende Wechselrichter oder durch Erhöhung der Ausgangsspannung, bei gleichbleibendem DC-Eingangsspannungsbereich, erreicht werden.

### 3.1 Halbleitertechnologie

Aufgrund des hohen Ströme von bis zu 520 A der betrachteten Wechselrichter kommen als Gehäuse für die Halbleiter nur Module in Frage, die einen direkten Anschluss von Stromschienen über Schraubanschlüsse gewährleisten. Ein Aufbau der Wechselrichter aus diskreten Bauelementen wird durch die nicht ausreichende Stromtragfähigkeit von Leiterkarten ausgeschlossen. 520 A ist der Nennstrom des 2-Punkt-Wechselrichters als Referenzsystem mit einer Nennleistung von 288 kVA.

Für Wechselrichter im betrachteten Spannungs- und Leistungsbereich kommen als aktive Silizium-Halbleiterventile Thyristoren, IGBTs oder MOSFETs (**M**etal **O**xide **F**ield **E**ffect **T**ransistor) in Frage. Das Anwendungsgebiet von Thyristoren beschränkt sich auf Wechselrichter mit Schaltfrequenzen bis maximal 1 kHz und Hochspannungswechselrichter mit mehreren kV Arbeitsspannung [66]. Aufgrund der hohen dynamischen Anforderungen an Zentralwechselrichter bei der dynamischen Netzstützung und den niedrigen Arbeitsspannungen für Thyristoren werden diese als Halbleiter ausgeschlossen.

Der ideale Einsatzbereich von MOSFETs liegt bei Wechselrichtern mit Schaltfrequenzen größer als 8 kHz, dem Spannungsbereich bis 1 kV und einer Leistung bis ca. 10 kVA [66]. Vor allem die hohe Leistung der betrachteten Wechselrichter schließt den Einsatz von MOSFETs aus, da ansonsten viele Halbleiter parallel geschaltet werden müssten. Dies würde zu einer unwirtschaftlichen und technisch schwer kontrollierbaren Lösung führen.

### 3.1 Halbleitertechnologie

Neben Silizium-Halbleitern käme der Einsatz neuer Halbleitertechnologien wie Siliziumkarbid (SiC) oder Galliumnitrit (GaN) in Frage. Aufgrund der relativ jungen Technologie sind GaN-Halbleiter bisher nur als Muster in diskreter Bauform mit einer Sperrspannung von 600 V und geringen Strömen verfügbar (vgl. [62]) und kommen daher in dieser Arbeit nicht in Frage.

Mit SiC-Transistoren und Dioden wurde bereits anhand von Demonstratoren gezeigt, dass Wirkungsgrade von größer als 99 % realisierbar sind [5] und damit eine Amortisierung der höheren Kosten durch einen größeren Ertrag möglich ist. Die Untersuchungen beschränken sich bisher auf Wechselrichter kleinerer Leistung. Gegen den Einsatz in Zentralwechselrichtern sprechen allerdings die folgenden Punkte:

- Die Auswahl der verfügbaren Bauelemente beschränkt sich auf diskrete Bauelemente oder Chips mit einem Stromrating von kleiner als 100 A. Dies ist damit zu begründen, dass die Anzahl von Defektstellen auf einem SiC-Wafer deutlich größer als die auf einem Silizium-Wafer ist. Mit steigender Chipgröße steigt die Wahrscheinlichkeit einer Defektstelle auf dem Bauelement und damit auch die Größe der verworfenen Chipfläche [67]. Dies lässt die Kosten für Chips mit einem höheren Nennstrom überproportional ansteigen.
- Die dadurch notwendige Parallelschaltung mehrerer kleiner Chips innerhalb eines Leistungsmoduls verursacht weitere Kosten für Bondverbindungen und verringert die Ausnutzung der Modulfläche. Die Parallelschaltung mehrerer Chips fordert zudem ein sehr ähnliches elektrisches Verhalten der Einzelchips. Um dies zu gewährleisten, ist ein hoher Aufwand für die Selektion der Chips notwendig [67].
- IGBT-Module höheren Stroms weisen aufgrund ihrer Größe eine erhöhte Streuinduktivität zwischen Zwischenkreiskondensator und Halbleiterchip auf. Die niedrigen Verluste von SiC-Halbleiterschaltern basieren auf hohen Schaltgeschwindigkeiten, welche in Verbindung mit Streuinduktivitäten Oszillationen und Überspannungen beim Abschalten zur Folge haben. Um diese auf ein akzeptables Maß zu begrenzen, muss die Schaltgeschwindigkeit reduziert werden. Somit reduziert sich auch der Wirkungsgradgewinn.

Zur Kostenabschätzung werden die Dioden eines 2-Punkt-Zentralwechselrichter mit 1200 V-Bauelementen und 520 A Ausgangsstrom durch SiC-Dioden ersetzt. Neben der möglichen Verringerung der Diodenverluste ergibt sich eine Entlastung der IGBTs beim Einschalten durch die geringere Rückstromspitze der SiC-Dioden.

Nach [7] können die Kosten pro Chipfläche für eine 1200 V-SiC-Diode mit 86,47 €/cm<sup>2</sup> angenommen werden. Zum Vergleich werden die Kosten einer 1200 V-Silizium-Diode mit 4,46 €/cm<sup>2</sup> angesetzt. Die Preise basieren auf Angeboten in hohen Stückzahlen [7]. Als Bauteil wird die 1200 V-SiC-Chipdiode mit einem Nennstrom von 7,5 A von Infineon Technologies GmbH mit der Bezeichnung IDC08S120E angenommen. Diese weist eine Chipfläche von 4,05 mm<sup>2</sup> auf.

Mit der Annahme desselben Diodennennstroms von 1200 A (vgl. Auslegung aus Tabelle 4.4) ergeben sich Kosten für die SiC-Dioden von 3360 € (160 Chips pro Diode, sechs Dioden pro Wechselrichter) gegenüber Kosten von 169 € (zwölf 600 A-Dioden pro Wechselrichter, 14,05 € pro Diode aus Tabelle 7.3) für die Si-Dioden. Aufgrund der thermischen Vorteile der SiC-Dioden wäre eine Auslegung auf niedrigere Diodennennströme denkbar, allerdings erhöht sich in dem Fall die Vorwärtsspannung der Dioden, was den Gewinn an Wirkungsgrad aufzehrt. Es ergeben sich somit Mehrkosten von mindestens 3191 €. Die Kosten für den höheren Aufwand der Bondverbindungen und Chipselktion sind dabei nicht bewertet. Diese Abschätzung zeigt die sehr hohen Mehrkosten, verglichen mit den Gesamtkosten der bewerteten Bauelemente aus Tabelle 7.7, obwohl nur die Dioden durch SiC-Bauelemente ersetzt wurden. Bei Einsatz von Halbleiterventilen in SiC-Technologie, mit denen Wirkungsgrade im Bereich von 99 % zu erwarten sind, erhöhen sich die Kosten noch einmal deutlich.

Ein wirtschaftlicher Einsatz dieser Bauelemente in Zentralwechselrichtern ist daher zum jetzigen Zeitpunkt nicht denkbar, weshalb sich diese Arbeit auf Silizium-Halbleiter beschränkt.

Bei den eingesetzten 1200 V- und 1700 V-Silizium-Halbleitern ist der „Trench-Fieldstop“-IGBT und die „PiN“-Diode als Stand der Technik anzusehen. Bei der Fieldstop-Technologie wird der IGBT-Struktur eine zusätzliche n-dotierte Schicht hinzugefügt, welche bewirkt, dass der Tail-Strom des IGBTs beim Ausschalten minimiert und somit die Schaltverluste reduziert werden [66]. Bei der Trench-Technologie wird die Gatestruktur gegenüber einer planaren Struktur in eine Grabenform verändert, so dass sich die Durchlassverluste des IGBTs infolge der höher dotierten n-Zone verringern [69].

Bei der PiN-Diode handelt es sich um eine „Fast-Recovery-Diode“-Leistungdiode, welche eine intrinsische, schwach n- -dotierte Zone in der Mitte des PN-Übergangs aufweist, deren Breite und Dotierung die maximale Sperrspannung bestimmen [66],[69].

## 3.2 Mehrpunkt-Wechselrichter

Bei Mehrpunkt-Wechselrichtern werden die schaltenden Halbleiterventile im Gegensatz zum 2-Punkt-Wechselrichter nur mit einem Teil der DC-Spannung beaufschlagt. Durch die Abhängigkeit der Schaltverluste von der Kommutierungsspannung ergibt sich eine Reduzierung der Schaltverluste. Zudem können Halbleiter einer niedrigeren Spannungsklasse eingesetzt werden, wodurch die Schaltverluste weiter verringert werden können [63]. Des Weiteren bieten Mehrpunkt-Wechselrichter den Vorteil, dass die Spannungszeitfläche des taktfrequenten Anteils am Wechselrichterausgang verringert wird. Folglich kann auch die Induktivität der Filterdrossel am Wechselrichterausgang reduziert werden [63], [6]. Somit können Verluste und auch Kosten der Filterdrossel gesenkt werden.

Nachteilig im Vergleich zu einem 2-Punkt-Wechselrichter ist die erhöhte Anzahl von Halbleitern. Zudem steigt der Aufwand für den Spannungszwischenkreis, da dieser, je nach Topologie, aus mindestens zwei Kondensatoren gebildet werden muss.

### 3.2.1 „Diode-Clamped Inverter“

Am bekanntesten sind zwei 3-Punkt-Wechselrichter, welche als erstes 1981 von Nabae et al. ([45]) vorgestellt wurden. Die beiden Wechselrichter gehören der Familie der „Diode-Clamped Inverter“ an. Im Falle von 3 Spannungsstufen werden diese Wechselrichter als „Neutral-Point-Clamped Inverter“ bezeichnet.

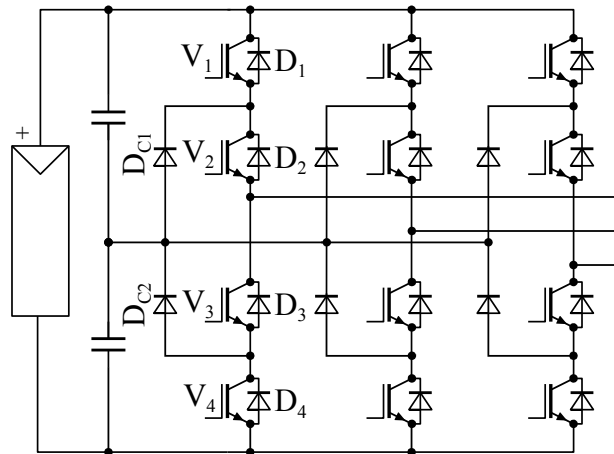


Abbildung 3.1: Schaltbild des NPC1-Wechselrichters

Abbildung 3.1 zeigt die erste, als NPC1 bezeichnete Topologie. Die Wechselrichter bestehen aus einem geteilten Zwischenkreis, welcher eine dritte Spannungsstufe, den Zwischenkreismittelpunkt („Neutral Point“), bilden. Über die inneren Halbleiter kann, zusätzlich zu den Schaltzuständen „+“ und „-“, dieser Mittelpunkt auf den Ausgang geschaltet werden. Dazu sind gegenüber dem 2-Punkt-Wechselrichter pro Phase zwei zusätzliche IGBTs inklusive der antiparallelen Dioden sowie zwei separate Dioden notwendig. Für einen Wechselrichter im hohen Spannungsbereich bis 1500 V müssen Halbleiter der 1200 V-Klasse gewählt werden. Durch die Regelung des Wechselrichters muss sichergestellt werden, dass der Zwischenkreismittelpunkt stabil auf der halben Zwischenkreisspannung gehalten wird.

Abbildung 3.2 zeigt die zweite, als NPC2 bezeichnete Topologie. Gegenüber dem NPC1-Wechselrichter sind die inneren IGBTs nicht in Reihe zu den äußeren IGBTs angeordnet, sondern bilden einen bidirektionalen Schalter, welcher die Ausgangsphase auf den Zwischenkreismittelpunkt schalten kann. In 3.2 b) wird eine Variante aus [31] gezeigt, welche diesen bidirektionalen Schalter aus zwei, mit dem Kollektor zusammengeschalteten, IGBTs bildet. Dadurch können gegenüber a) die antiparallelen Dioden der inneren IGBTs mitgenutzt werden und zwei Dioden eingespart werden.

Vorteilhaft gegenüber dem NPC1-Wechselrichter ist, dass sich in den Schaltzuständen „+“ und „-“ nur ein Halbleiter im Strompfad befindet und somit geringere Durchlassverluste zu erwarten sind. Nachteilig ist, dass die Sperrspannung der äußeren IGBTs für die volle Zwischenkreisspannung ausgelegt werden muss. Für die Auslegung im hohen Spannungsbereich müssen somit für die äußeren Halbleiter ( $V_1, D_1, V_4$  und  $D_4$ ) Bauelemente der

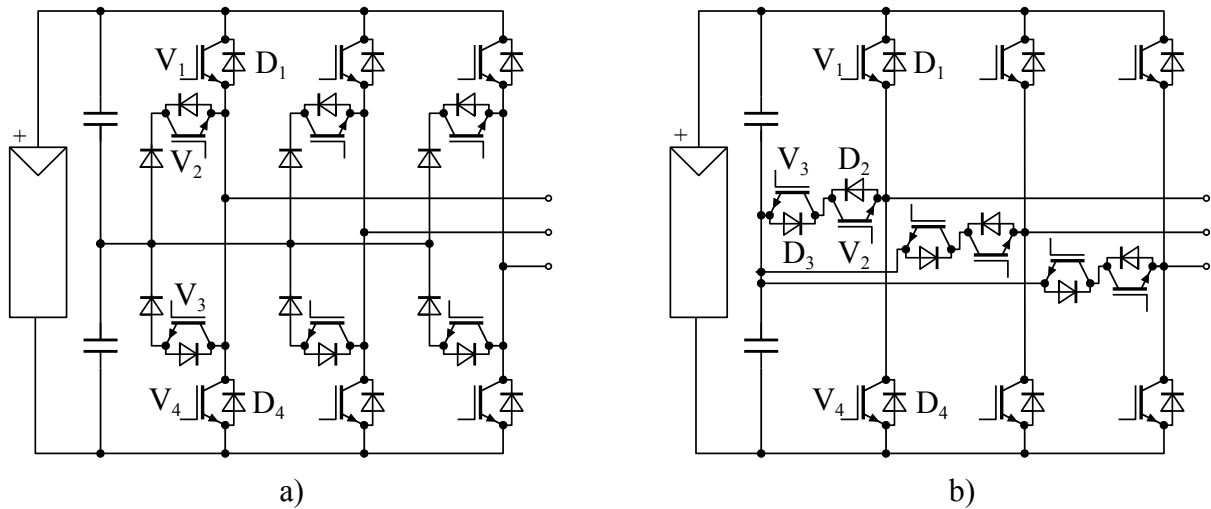


Abbildung 3.2: Schaltbild des NPC2-Wechselrichters

1700 V-Klasse gewählt werden. Für die inneren Halbleiter ( $V_2$ ,  $D_2$ ,  $V_3$  und  $D_3$ ) können Bauelemente der 1200 V-Klasse gewählt werden.

Alle drei Wechselrichter verhalten sich bei Ansteuerung mit dem gleichen Pulsmuster und Zuordnung der IGBTs nach den Bezeichnungen in Abbildungen 3.1 und 3.2 nach außen elektrisch gleich.

In der Familie der „Diode-Clamped Inverter“ ist es möglich, Mehrpunkt-Wechselrichter mit mehr als 3 Spannungsstufen aufzubauen. Sinha und Lipo stellen einen 4-Punkt-Wechselrichter in [59] vor, die analoge Struktur als 5-Punkt-Wechselrichter ist z.B. in [20] zu finden. Nachteilig ist die hohe Anzahl von Halbleiterkomponenten und Kondensatoren im Zwischenkreis. Zudem steigt mit der Anzahl der Spannungsstufen die Anzahl der Halbleiter im Strompfad.

Tabelle 3.1: Vergleich  $U_{CE}$  und  $U_f$  bei  $I=600$  A, Quelle Infineon: [25],[26],[27]

IGBT-Modul	Spannungsklasse	$U_{CE}$ -IGBT bei 125 °C	$U_F$ -Diode bei 125 °C
FF600R07ME4	650 V	1,7 V	1,5 V
FF600R12ME4	1200 V	2 V	1,65 V
FF600R17ME4	1700 V	2,35 V	1,9 V

Bei dem 4-Punkt-Wechselrichter aus [59] sind drei Halbleiter in Reihe stromführend. Tabelle 3.1 vergleicht die Durchlassspannung von IGBT und Diode eines 600 A-IGBT-Moduls der gleichen IGBT-Generation in den Spannungsklassen 650 V, 1200 V, 1700 V. Ein 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-IGBTs könnte durch einen 4-Punkt-Wechselrichter mit 650 V-IGBTs ersetzt werden. Die Vorwärtsspannung der drei in Reihe geschalteten 650 V-IGBTs beträgt bei einem Strom von 600 A 5,1 V. Im Vergleich zu der Vorwärtsspannung von 2,35 V eines 1700 V-IGBTs ergibt sich eine Erhöhung der Durchlassverluste um

### 3.2 Mehrpunkt-Wechselrichter

den Faktor 2,17. Bei dieser Betrachtung wird das Verhältnis zwischen den Vorwärtsspannungen der Halbleiter verschiedener Spannungsklassen bei allen Stromwerten als konstant angenommen.

Aus Abbildung 7.2 lassen sich die Durchlassverluste eines 2-Punkt-Wechselrichters mit 1700 V-Bauelementen und einem Ausgangsstrom von 520 A zu 2400 W ablesen. Für den 4-Punkt-Wechselrichter lassen sich damit die Durchlassverluste mit 5200 W abschätzen. Diese bereits sehr hohen Durchlassverluste zusammen mit der hohen Anzahl der Bauelemente und den damit erwarteten höheren Kosten erscheinen „Diode-Clamped Inverter“ mit mehr als drei Spannungsstufen für den Einsatz als Zentralwechselrichter ungeeignet und werden daher in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Die reduzierten Schaltverluste des NPC1- und NPC2-Wechselrichters stellen einen hohen Wirkungsgrad dieser Wechselrichter in Aussicht, so dass beide Schaltungstopologien für eine detaillierte Analyse vorausgewählt werden. Verglichen mit einem 2-Punkt Wechselrichter versprechen zudem die halbierten Spannungszeitflächen am Wechselrichterausgang einen Vorteil bei Kosten und Verlusten der Filterdrossel. Bei dem NPC2-Wechselrichter wird die Variante aus Abbildung 3.2b) zur weiteren Analyse ausgewählt. Gegenüber Variante a) ergibt sich ein Kostenvorteil durch die geringere Anzahl von Dioden.

#### 3.2.2 „Flying Capacitor“

Eine weitere Klasse von Mehrpunkt-Wechselrichtern stellen die sogenannten „Flying Capacitor“-Wechselrichter dar. Die zusätzlichen Spannungsstufen werden bei dieser Wechselrichterfamilie durch zusätzliche separate Kondensatoren pro Ausgangsphase gebildet. Der Hauptzwischenkreis wird in diesem Fall durch nur einen Kondensator gebildet und gegenüber den „Diode-Clamped Inverter“ können die Dioden zum Zwischenkreismittelpunkt eingespart werden. Vorgestellt wurde diese Topologie zum ersten Mal von Meynard und Foch [43].

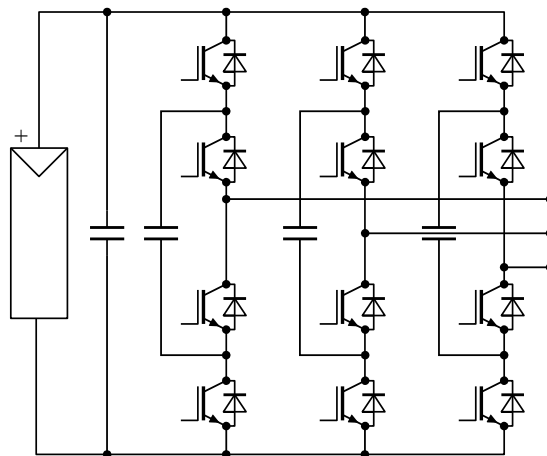


Abbildung 3.3: Schaltbild des „Flying Capacitor“-Wechselrichters



Abbildung 3.3 zeigt die Topologie als 3-Punkt-Wechselrichter. Nachteilig bei dieser Topologie ist die hohe Anzahl von zusätzlichen Kondensatoren, welche in jeder Phase für den vollen Betriebsstrom ausgelegt werden müssen. Die Anforderung, dass die Spannung der Kondensatoren konstant gehalten werden muss, führt zudem zu einer großen Kapazität. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Spannungen der Kondensatoren separat erfasst und geregelt werden müssen [47]. Aufgrund dieser Nachteile wird auch diese Topologie für den Einsatz in Zentralwechselrichtern ausgeschlossen.

### 3.2.3 Kaskadierte Wechselrichter

Kaskadierte Wechselrichter basieren auf einer Idee aus einem Patent von R. Bakers aus dem Jahr 1975 [1]. Die Grundidee besteht darin, durch Reihenschaltung mehrerer Wechselrichterzellen mit potentialgetrennter DC-Spannungsquelle eine mehrstufige Ausgangsspannung zu erzeugen. Vorteilhaft ist dabei der modulare Aufbau aus einfachen Wechselrichterzellen, welche aus Standard-Bauelementen gebildet werden. Das Konzept wird in einigen Veröffentlichungen für die Anwendung als PV-Wechselrichter aufgegriffen [8], [58].

Bei Unterteilung eines großen Photovoltaik-Generators sind die Teilgeneratoren über die Modul-Erdkapazitäten kapazitiv gekoppelt und können somit nicht als separate Quellen innerhalb von kaskadierten Wechselrichtern angesehen werden. Beim Schalten der Halbleiter müssen diese Kapazitäten umgeladen werden. Durch die hohe Spannungssteilheit der Schaltflanken der Halbleiter bilden sich Umladeströme aus. Diese verursachen Störaussendungen, die Halbleiter werden zusätzlich thermisch belastet und je nach Technologie der Solarzellen kann dies zu einer schnellen Alterung des Generators beitragen.

Daher werden sämtliche Topologien, welche von potentialgetrennten Solargeneratoren ausgehen und durch Schaltvorgänge Spannungen zwischen diesen hervorrufen, in dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt.

## 3.3 Weichschaltende Wechselrichter

Die Grundidee von weichschaltenden Wechselrichtern besteht darin, durch LC-Schwingkreise und zusätzliche Hilfsschalter die Hauptschalter während des Schaltvorgangs zu entlasten, so dass diese entweder stromlos (**Z**ero **C**urrent **S**witching) oder spannungslos (**Z**ero **V**oltage **S**witching) schalten. Durch das weiche Schalten können die Schaltverluste reduziert und hohe Wirkungsgrade erreicht werden. Weichschaltende 3-phasige Wechselrichter können in drei Klassen unterteilt werden [3]:

- Last-resonante Wechselrichter [3]

In Reihe oder parallel zu der Last werden LC-Schwingkreise hinzugefügt, welche durch das Schalten des Wechselrichters angeregt werden. Nach einem Schwingvorgang wird wieder ein Zustand erreicht, in dem der Schalter entweder strom- oder spannungslos geschaltet werden kann.

### 3.3 Weichschaltende Wechselrichter

Für die Anwendung als Zentralwechselrichter eignen sich diese Topologien nicht, da das Versorgungsnetz Teil des Ausgangsschwingkreises wäre und somit eine exakte Abstimmung des Schwingkreises auf das Netz notwendig wäre. Zudem bestimmt der Schwingkreis die möglichen Schaltzeitpunkte, was die Freiheit der Modulation einschränkt. Dies macht eine Implementierung für Versorgungsnetze mit variablen Parametern und für alle notwendigen Betriebsfälle, unter Einhaltung der Netzanschlussbedingungen, des Wechselrichters unmöglich.

- Resonanter Zwischenkreis [52] [3]

Bei dieser Wechselrichterklasse werden auf der DC-Seite Schwingkreiselemente hinzugefügt, welche bei jedem Schalten der Hauptschalter die Spannung über den Schaltern zu null erzwingt. Dies wird durch zusätzliche Halbleiter erreicht, welche gezielt vor einem Schaltvorgang des Hauptschalters den Schwingkreis anregen.

Nachteilig ist, dass die resonanten Elemente im Hauptleistungspfad liegen. Somit muss bei jedem Schalten der Halbbrücke ein Schwingkreis, der für die volle Leistung des Wechselrichters ausgelegt werden muss, angeregt werden. Zudem erhöhen sich die Spannungsanforderungen an die Halbleiter, da durch den Schwingkreis auf der DC-Seite die Spannungen um den Faktor  $1,3 - 2$  [52] erhöht werden.

Da bei zukünftigen Solarwechselrichtern die maximale Spannung der Niederspannungsrichtlinie voll ausgenutzt werden soll, ergibt dies eine starke Einschränkung. Daher kommt auch diese Klasse von Wechselrichtern für den Einsatz in der Photovoltaik nicht in Frage.

- Resonante Transition [52] [3]

Bei dieser Klasse von Wechselrichtern wird jeder Halbbrücke des Wechselrichters separat ein zusätzliches Schwingkreiselement inklusive Hilfsschaltern hinzugefügt, um bei jeder Schalthandlung eine ZVS- (**Z**ero **V**oltage **S**witching) oder ZCS- (**Z**ero **C**urrent **S**witching) Bedingung zu erschaffen. Der Schwingkreis wird vor dem Schalten durch die Hilfsschalter angeregt. Vorteilhaft gegenüber den beiden vorherigen Klassen ist, dass das Schalten der Halbleiter verschiedener Phasen unabhängig voneinander geschehen kann und die Schwingkreise nicht im Hauptleistungspfad des Wechselrichters angeordnet sind. Somit reduziert sich die Energie, welche im Schwingkreis gespeichert wird, und damit die zusätzlichen Verluste der Schwingkreiselemente. Da die Schwingkreise nur bei einer Schalthandlung gezielt angeregt werden und keine Abhängigkeiten zwischen den Phasen bestehen, können die Hauptschalter frei moduliert werden. Daher ist ein Einsatz als Photovoltaik-Wechselrichter prinzipiell möglich. Im Folgenden wird auf die zwei bekanntesten Wechselrichtertopologien dieser Klasse, den ARPC- (**A**uxiliary **R**esonant **C**ommutated **P**ole) und ZCT- (**Z**ero **C**urrent **T**ransition) Topologien genauer eingegangen.

Beide zeigen starke Ähnlichkeiten zu Thyristor basierten Wechselrichtertopologien, bei denen zur Kommutierung Stromnulldurchgänge durch Hilfsbeschaltungen erzeugt werden müssen.

### 3.3.1 „Auxiliary Resonant Commutated Pole“-Wechselrichter

Die ARCP-Topologie basiert auf einem Vorschlag eines resonanten Snubbertnetzwerkes von McMurray [40] für Wechselrichter mit GTO-Thyristoren. Abbildung 3.4 zeigt die Topologie mit IGBTs als Halbleiter. Der Wechselrichter besteht aus einem 2-Punkt-Wechselrichter für die Haupt-IGBTs und pro Phase aus jeweils zwei Kondensatoren mit den Kapazitäten  $C_{r1}$  und  $C_{r2}$  und einer Drossel mit der Induktivität  $L_r$ . Der Spannungszwischenkreis wird aus zwei Kondensatoren gebildet, welche einen Mittelpunkt bereitstellen. Über jeweils zwei Hilfsschalter pro Phase, welche als bidirektionaler Schalter angeordnet sind, kann dieser Mittelpunkt mit der Induktivität  $L_r$  verbunden werden. Die Induktivität  $L_r$  bildet zusammen mit  $C_{r1}$  und  $C_{r2}$  den Schwingkreis.

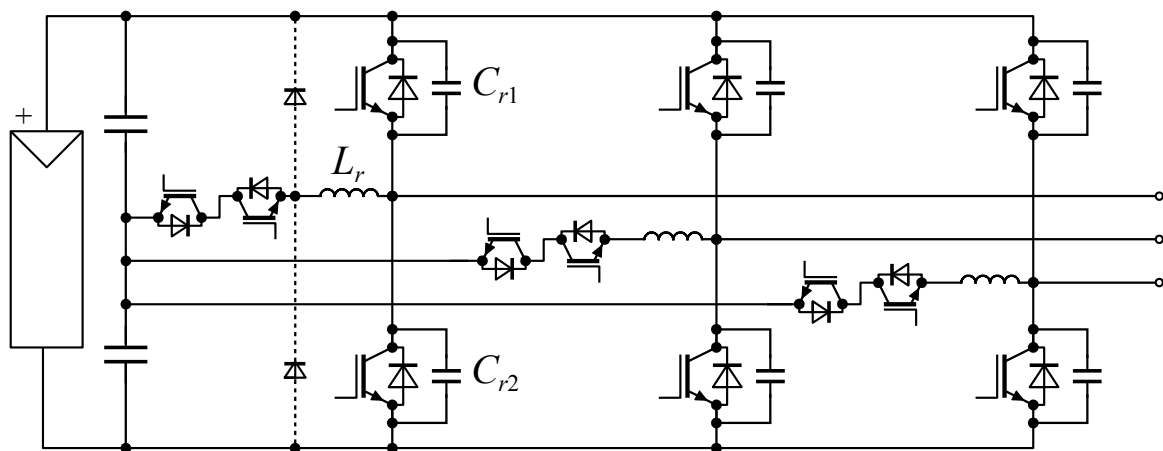


Abbildung 3.4: Schaltbild des ARCP-Wechselrichters

Zum Umschalten von einer Diode auf den gegenüberliegenden Hauptschalter wird zuerst ein Hilfsschalter eingeschaltet, welcher in der Induktivität  $L_r$  einen Strom aufbaut. Sobald dieser den aktuellen Betriebsstrom überschreitet, beginnt die Spannung am Wechselrichterausgang umzuschwingen.

Beim Ausschaltvorgang eines IGBTs reduzieren die parallel geschalteten Kondensatoren die Spannungssteilheit  $du/dt$ . Somit können die Ausschaltverluste verringert werden. Bei kleinen Ausgangsströmen kann es vorkommen, dass der Strom zum Umladen der Kondensatoren nicht ausreichend ist oder der Umschwingvorgang einen zu langen Zeitraum in Anspruch nimmt. In diesem Fall wird zur Unterstützung des Umschwingvorgangs über den Resonanzkreis ein zusätzlicher Strom eingeprägt.

Die detaillierte Funktionsweise ist in [40] und [13] nachzulesen. Der Originalvorschlag von McMurray hat den Nachteil, dass die im Resonanzkreis anfallenden Verluste von der im Schwingkreis gespeicherten Energie abgehen. Somit erreicht die Ausgangsspannung bei Kommutierung von einer Diode nie das gegenüberliegende Zwischenkreispotential. Die verbleibende Restspannung über dem einschaltenden Hauptschalter und dem parallelen Kondensator verursacht Einschaltverluste.

Um dies zu verhindern, wurde die Topologie von De Doncker und Lyons [13] aufgegriffen

### 3.3 Weichschaltende Wechselrichter

und das Schaltmuster verbessert, so dass ein vollständiges Umschwingen der Spannung in allen Betriebspunkten erreicht wird. Somit kann für alle Schalter ein weichschaltender Betrieb gewährleistet werden.

Bei Betrachtung der ARCP-Schaltung fällt auf, dass für die Induktivität  $L_r$  kein Freilaufpfad bei Abschalten des bidirektionalen Schalters zur Verfügung steht. Es besteht somit die Gefahr der Zerstörung der Schaltelemente bei ungewolltem Ausschalten des IGBTs, z.B. einem Wegfall der Versorgungsspannung des Wechselrichters. Dieses Problem tritt bei der Implementierung mit GTO-Thyristoren, wie in der Originalschaltung vorgeschlagen, nicht auf. Um einen sicheren Betrieb mit IGBTs zu gewährleisten, benötigt der Wechselrichter pro Phase zwei zusätzliche Freilaufdioden, wie für die erste Phase in 3.4 skizziert.

#### 3.3.2 „Zero Current Transition“-Wechselrichter

Die Grundschaltung und Funktion der ZCT-Kommutierung wurde als erstes 1993 von Hua et al. [22], angewendet auf DC-DC Wandler, vorgestellt. Topologie und Funktionsweise sind dem „McMurray-Wechselrichter“ [39] angelehnt, welcher auf Thyristoren basiert. Da diese nicht aktiv ausschaltbar sind, werden zur Kommutierung durch die resonante Zusatzbeschaltung Stromnulldurchgänge in den Hauptschaltern erzeugt. Bei Anwendung mit IGBTs als Halbleiter können mit Hilfe der Zusatzbeschaltung die Schalter unter ZCS- oder ZVS-Bedingungen geschaltet werden. Im Gegensatz zu Thyristoren sind IGBTs mit antiparalleler Diode rückwärtsleitend. Daher sind Ansteuerung und Funktionsweise von ZCT-Wechselrichtern gegenüber dem McMurray-Wechselrichter – trotz gleichem topologischen Aufbau – verschieden.

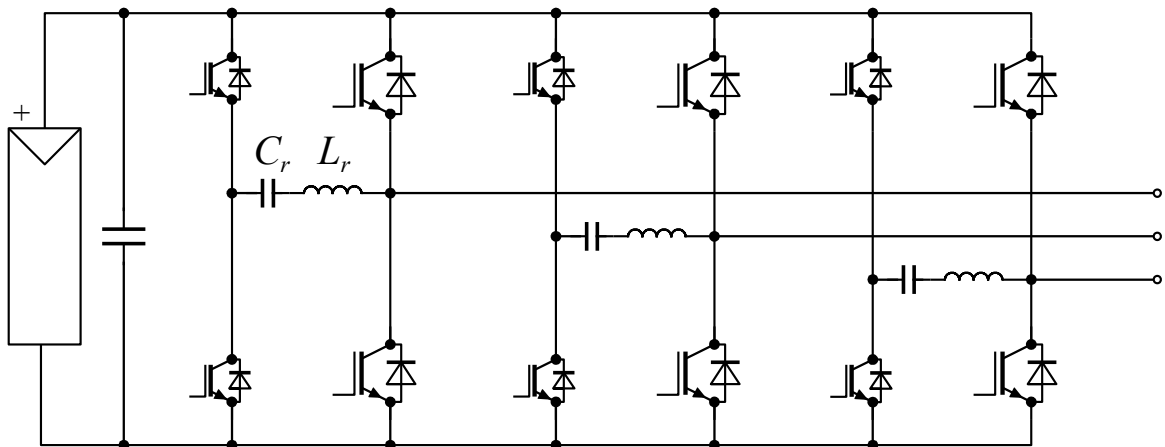


Abbildung 3.5: Schaltbild des ZCT-Wechselrichters

Abbildung 3.5 zeigt den dreiphasigen ZCT-Wechselrichter. Die Attraktivität der Schaltung liegt darin, dass das Grundgerüst aus einem 2-Punkt-Wechselrichter besteht. Es werden lediglich pro Phase der LC-Resonanzkreis ( $L_r$  und  $C_r$ ) sowie zwei Hilfs-IGBTs ergänzt. Die Hilfs-IGBTs sind in Halbbrückenkonfiguration angeordnet, was den Einsatz von Standard-Bauelementen ermöglicht.

Das in der ersten Veröffentlichung von Hua et al. [22] vorgestellte Schaltschema ermöglicht ein stromloses Ausschalten der Haupt-IGBTs. Unter hartschaltenden Bedingungen werden die Haupt-IGBTs ein- und die Hilfs-IGBTs ausgeschaltet, so dass nur eine Verlagerung der Verluste auf mehrere Bauteile zu erwarten ist [37].

Ein überarbeitetes Schaltschema stellen Mao et al. in [37] vor und wenden dies auf dreiphasige Wechselrichter an. In diesem Schaltschema wird auch vor dem Einschaltvorgang der Haupt-IGBTs mit Hilfe des Resonanzkreises weichschaltende Bedingungen für IGBT und Diode erreicht. Allerdings wird bei der Analyse des Schaltschemas von einem verlustlosen Resonanzkreis ausgegangen. Die real vorhandenen Verluste in der Resonanzdrossel und Hilfs-IGBTs führen dazu, dass bei dem Einschaltvorgang des Haupt-IGBTs der Strom im Resonanzkreis nicht ausreichend groß ist, um weichschaltende Schaltbedingungen zu erreichen [36].

Das von Li in [36] vorgestellte Schaltschema eliminiert diesen Nachteil durch ein neues Schaltschema, welches die im Resonanzkondensator gespeicherte Energie nach einem Ausschaltvorgang erhöht und somit ein weiches Einschalten beim nächsten Einschaltvorgang ermöglicht.

### 3.3.3 Vergleich ARCP- und ZCT-Wechselrichter

Der Spitzenstrom im Resonanzkreis muss bei beiden Wechselrichtern ZCT und ARCP so ausgelegt sein, dass der maximale Betriebsstrom im Wechselrichter überschritten wird. Falls diese Bedingung nicht erreicht wird, beispielsweise bei kurzzeitigen Überströmen, erhöhen sich die Verluste in den Halbleitern signifikant. Bei dem ARCP-Wechselrichter wird zusätzlich die Energie aus den parallelgeschalteten Kondensatoren als Verlustenergie im IGBT umgesetzt. Die Auslegung des ARCP-Wechselrichter erfordert aber für eine deutliche Reduzierung der Ausschaltverluste eine große Kapazität der parallelen Kondensatoren. Ein nicht weichschaltender Betrieb des ARCP-Wechselrichters erhöht somit die Verluste in den IGBTs sehr stark und ist somit unbedingt zu vermeiden.

Im Gegensatz dazu ermöglicht der ZCT-Wechselrichter einen hartschaltenden Betrieb ohne Benutzung der Hilfs-IGBTs. Somit reicht es aus, den Resonanzkreis auf den maximalen Dauerstrom des Wechselrichters auszulegen und bei kurzzeitigen Überströmen in den hartschaltenden Betrieb überzugehen. Auch bei niedrigen Ausgangsströmen, wenn die Verluste im Resonanzkreis die Reduzierung der Schaltverluste in den Halbleitern überschreiten, bringt ein hartschaltender Betrieb Vorteile.

Bei der praktischen Realisierung ist bei beiden Wechselrichtern eine sehr eng vorgegebene Toleranz der Werte der Schwingkreiselemente notwendig. Werteabweichungen aufgrund von Produktionsabweichungen, Temperaturabhängigkeiten oder Alterung können zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz führen. Bei dem ZCT-Wechselrichter führt dies ohne Anpassung der Ansteuerung zu einem Übergang in den hartschaltenden Betrieb, welcher über die Auswertung der Kühler- bzw. Modultemperaturen detektiert werden könnte. Beim ARCP-Wechselrichter erhöht sich in diesem Fall die Spitzenverlustleistung im Einschaltmoment des IGBTs signifikant, so dass die Spezifikationen überschritten werden können und als Folge das Bauteil zerstört werden könnte.

### 3.3 Weichschaltende Wechselrichter

Auch bei der Auswahl der Bauelemente bietet der ZCT-Wechselrichter Vorteile gegenüber dem ARCP-Wechselrichter. Die Anordnung der Hilfs-IGBTs als Halbbrücke ermöglicht den Einsatz von Standard IGBT-Modulen. Zudem sind beim ARCP-Wechselrichter zwei zusätzliche Freilaufdioden (gestrichelt skizziert in Abbildung 3.4) für einen sicheren Betrieb notwendig. Die Aufteilung des Zwischenkreiskondensators inklusive separater Spannungserfassung für eine Regelung der Kondensatorspannungen erfordert zusätzlichen Aufwand beim ARCP.

Beim Vergleich der Wirkungsgrade der beiden Wechselrichter ist nach [38] in einer Anwendung als UPS-Wechselrichter (**U**ninterruptible **P**ower **S**upply) mit 1200 V-, 300 A-IGBTs und [36] in einer Anwendung als Antriebsumrichter mit 600 V-, 300 A-IGBTs der ZCT-Wechselrichter dem ARCP-Wechselrichter überlegen. Aus diesen Gründen wird in dieser Arbeit der ZCT-Wechselrichter für eine Implementierung als Funktionsmuster ausgewählt.

#### 3.3.4 Prototyp

Für die Erprobung der ZCT-Topologie als Zentralwechselrichter wird ein Prototyp mit einem AC-Nennstrom von 150 A ausgelegt und aufgebaut. Er wird für den hohen MPP-Spannungsbereich nach Tabelle 2.1 ausgelegt. Die Zwischenkreisspannung im Betrieb kann somit Werte zwischen 740 und 1230 V annehmen. Die Auslegung der Komponenten für den Resonanzkreis folgt der Auslegung aus [36], Kapitel 2.4. Als Schaltschema wird das „New Six-Switch ZV/ZCT Scheme“ bezeichnete Schaltschema aus [36] implementiert, welches ein weiches Schalten aller IGBTs verspricht.

Als Halbleiter werden IGBTs der 1700 V-Klasse verwendet. Für die Haupt-IGBTs kommen Module des Herstellers Infineon mit der Bezeichnung FF300R17ME3 [24] zum Einsatz. Die IGBTs weisen einen nominellen Strom von 300 A auf. Für die Hilfs-IGBTs wird der Typ FF150R17ME3G [23] verwendet. Dieser weist einen nominellen Strom von 150 A auf.

Nach Gleichung 2.10 aus [36] wird die Kennimpedanz des Resonanzkreises  $Z_0$  mit der maximalen DC-Spannung von 1230 V, der Amplitude des Stroms von  $150 \text{ A} \cdot \sqrt{2} = 212 \text{ A}$  und dem empfohlenen Wert von 1,5 für den Designparameter  $k$  ausgelegt. Der Parameter  $k$  beschreibt das Verhältnis zwischen dem Spitzenwert des Resonanzstroms und dem Spitzenwert des Laststroms.

$$Z_0 = \frac{U_{DC}}{(k+1)\hat{I}_{AC}} \cong 2,3 \Omega \quad (3.1)$$

Der Spitzenwert des Stroms im Resonanzkreis ist direkt abhängig von der DC-Spannung. Die Auslegung des Resonanzkreises mit der höchsten auftretenden DC-Spannung hat den Effekt, dass bei niedrigeren DC-Spannungen und hohen Strömen die Bedingungen für ein weiches Schalten der Halbleiter nicht mehr erreicht werden, da der Strom im Resonanzkreis den Betriebsstrom nicht überschreitet. Dennoch schalten die Halbleiter bei reduzierten Strömen, so dass eine Reduzierung der Schaltverluste erreicht wird. Bei Auslegung mit der niedrigsten Zwischenkreisspannung würde der Effekt eintreten, dass sich der Strom im Resonanzkreis bei höheren Zwischenkreisspannungen erhöht. Bei hohen DC-Spannungen

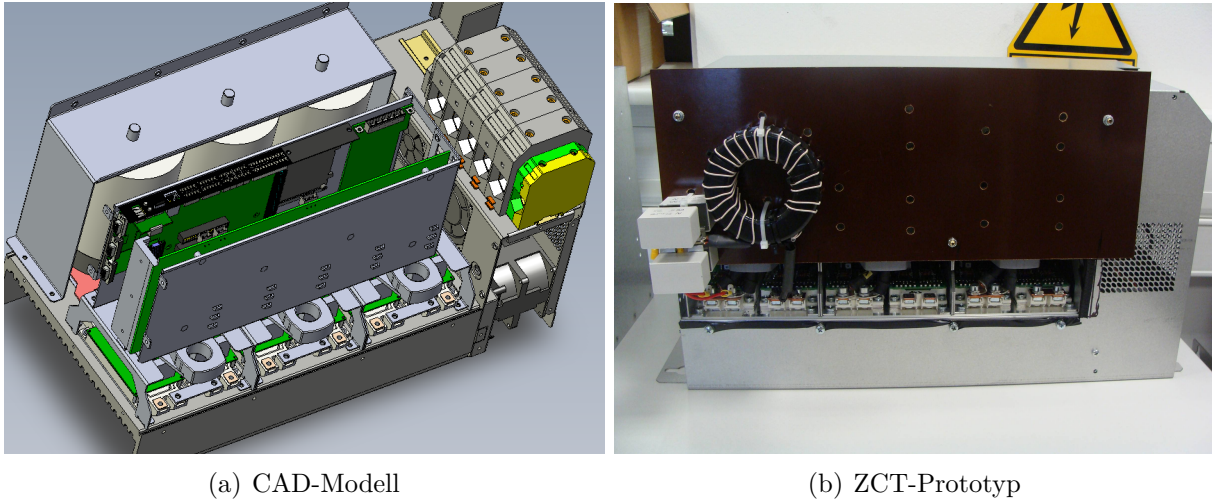


Abbildung 3.6: Aufbau des ZCT-Prototyps

würden sich daher die Verluste im Resonanzkreis erhöhen. Durch den großen Resonanzstrom müsste zudem der nominelle Strom der Hilfs-IGBTs erhöht werden, da der sichere Arbeitsbereich üblicherweise auf den doppelten nominellen Nennstrom begrenzt ist.

Ein weiterer Designparameter stellt die Periode des Resonanzkreises  $T_0$  dar. Die Zeit  $T_0$  sollte minimal so gewählt werden, dass die Ladungsträger in den Sperrschichten der Halbleiter rekombinieren können. Zudem bestimmt  $T_0$  die Stromsteilheit  $di/dt$  im Abschaltvorgang der Dioden und sollte unter diesem Aspekt möglichst groß gewählt werden. Demgegenüber bestimmt  $T_0$  die Dauer des Resonanzprozesses und schränkt dadurch das maximale Tastverhältnis ein [36]. Als Kompromiss wird die Periode  $T_0$  des Resonanzkreises zu  $6 \mu\text{s}$  ausgewählt. Bei der Schaltfrequenz von  $4 \text{ kHz}$  ergibt sich damit eine Einschränkung des maximalen Tastverhältnisses um  $5 \%$ .

Über Gleichung 2.11 und 2.12 aus [36] errechnen sich die Schwingkreis-Induktivität  $L_r$  und die Kapazität  $C_r$  zu:

$$L_r = Z_0 \frac{T_0}{2\pi} \cong 2,2 \mu\text{H} \quad (3.2)$$

und

$$C_r = \frac{L_r}{Z_0^2} \cong 415 \text{ nF}. \quad (3.3)$$

Für die Resonanzdrossel wird ein Eisenpulverkern mit der Bezeichnung T400-2 der Firma Micrometals (technische Daten siehe [44]) genutzt. Bei einem Al-Wert von  $18 \text{ nH}$  ergibt sich bei elf Windungen die gewünschte Induktivität von  $2,2 \mu\text{H}$ . Die Wicklung wird per Hochfrequenzlitze ausgeführt, um Verlust erhöhungen durch Skin-Effekte zu minimieren. Die Kapazität wird durch  $4 \times 100 \text{ nF}$  Folienkondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von  $2 \text{ kV}$  realisiert. Abbildung 3.6 zeigt das CAD-Modell und eine Aufnahme des Wechselrichters. Am Wechselrichter sind die Schwingkreiskomponenten einer Phase installiert. Aus Platzgründen werden diese Komponenten außerhalb angeordnet.

### 3.3.5 Limitierungen

Während der Inbetriebnahme des Wechselrichters ergab sich ein Problem, dass auf die große Sperrverzugsladung von 1700 V-Silizium-Dioden zurückzuführen ist. Abbildung 3.7 definiert die Messsignale und Bauteilbezeichner für die in Abbildung 3.8 gezeigte Messung eines Kommutierungsvorgangs bei einer DC-Spannung von 600 V und einem Laststrom von 50 A.

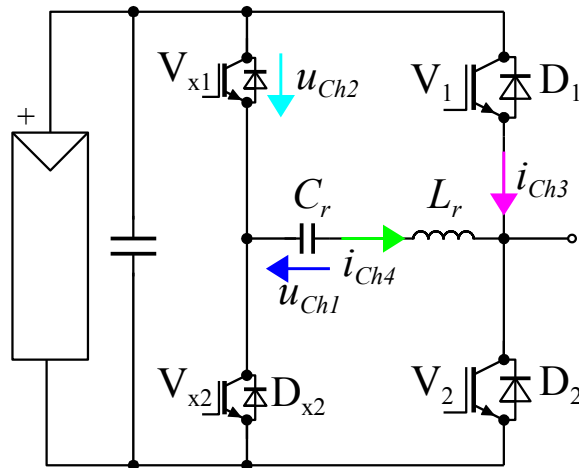


Abbildung 3.7: Signale der ZCT-Messung

Zu Beginn der Messung fließt der positive Laststrom durch die Haupt-Diode  $D_2$ . Der Strom soll unter Zuhilfenahme des ZCT-Schemas auf IGBT  $V_1$  kommutiert werden. Dazu wird nach dem Ansteuerschema aus [36] zunächst der Hilfs-IGBT  $V_{x2}$  zum Zeitpunkt  $t_0$  angesteuert. Der Resonanzkondensator ist aus der vorherigen Kommutierung auf eine Spannung von 200 V aufgeladen ( $u_{Ch1}$ ). Durch den Schwingkreis baut sich ein Strom  $i_{Ch4}$  auf, erreicht zum Zeitpunkt  $t_1$  den Nulldurchgang und wird positiv,  $D_{x2}$  leitet den Strom und  $V_{x2}$  wird stromlos abgeschaltet. Zum Zeitpunkt  $t_2$  entspricht der Resonanzstrom dem Laststrom von 50 A. Zum Zeitpunkt  $t_3$  wird  $V_1$  eingeschaltet, die Spannung über der Schwingkreisinduktivität ändert die Polarität und der Resonanzstrom nimmt ab. Der Strom durch  $V_1$  ( $i_{Ch3}$ ) steigt mit dem selben  $di/dt$  an wie der Resonanzstrom abnimmt.

Zum Zeitpunkt  $t_4$  erreicht der Resonanzstrom den Nulldurchgang. Bei idealem Abschaltverhalten von  $D_{x2}$  würde der Strom bei null verbleiben. Die idealen Stromverläufe von  $i_{Ch3}$  und  $i_{Ch4}$  nach  $t_4$  sind gestrichelt angedeutet. Aufgrund der verbliebenen Sperrverzugsladung in der Diode  $D_{x2}$  verbleibt der Strom nicht bei Null, sondern wird negativ, bis die Ladung in der Diode abgebaut ist. Zum Ausschaltzeitpunkt von  $D_{x2}$  hat sich ein Rückstrom von 50 A aufgebaut. Nach dem Abschalten von  $D_{x2}$  ( $t_5$ ) kommutiert dieser Strom in die obere Diode  $D_{x1}$ , welche wiederum aufgrund ihrer Sperrverzugsladung den Strom positiv werden lässt und nach dem Abschalten ( $t_6$ ) der Strom auf  $D_{x2}$  kommutiert.

Durch die Rückstromspitzen der Dioden ist eine Schwingung entstanden, welche durch  $D_{x1}$  und  $D_{x2}$  in ihrer Spannungsamplitude begrenzt wird. Erst zum Zeitpunkt  $t_7$  ist die



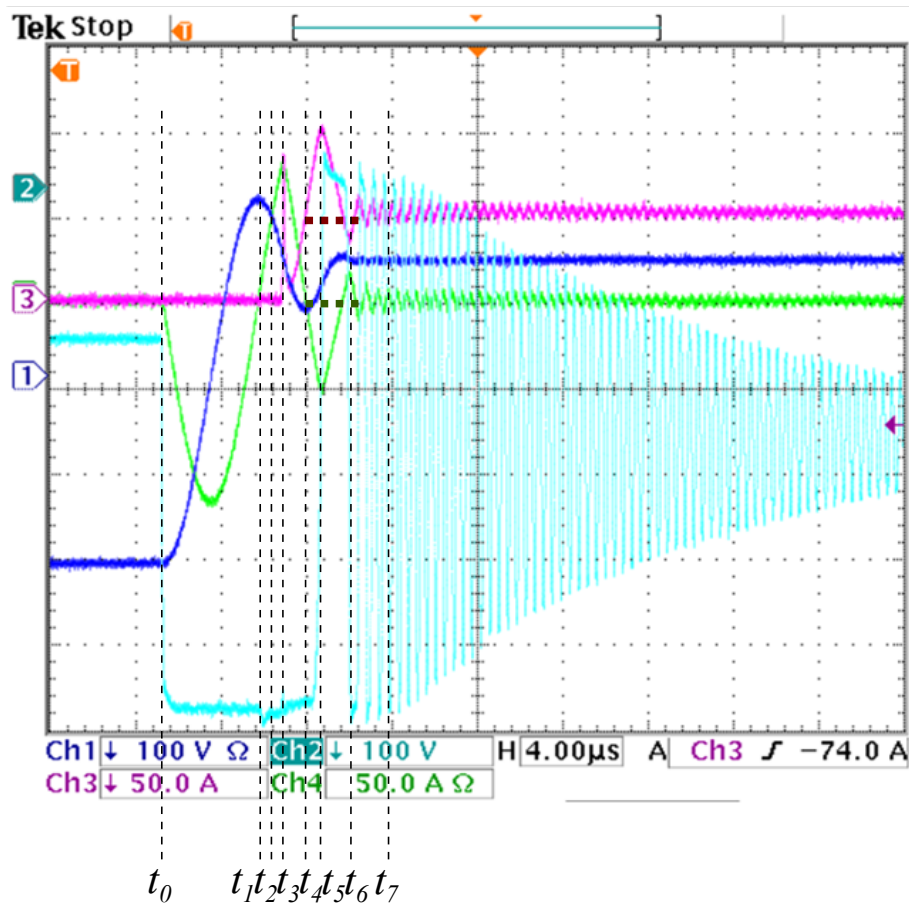


Abbildung 3.8: Messung der ZCT-Kommutierung

Schwingung soweit gedämpft, dass die Hilfs-Dioden nicht mehr leiten. Es folgt eine gedämpfte Schwingung mit einer Frequenz von etwa 2 MHz zwischen der Induktivität der Resonanzdrossel und den parasitären Kapazitäten der Hilfs-IGBTs und Dioden.

Abbildung 3.9 (Figure 2.14 aus [36]) zeigt den Ein- und Ausschaltvorgang des ZCT-Prototyps aus [36]. Es werden in der Arbeit 600 V-IGBTs mit 50 A nominellem Strom für die Hilfs- und 100 A für die Haupt-IGBTs genutzt. Auch bei diesen IGBTs zeigt sich an der in der Abbildung markierten Stelle bereits der nachteilige Effekt durch die Rückstromspitzen der Hilfs-Dioden. Durch die geringere Rückstromspitze der Dioden der 600 V-Klasse im Vergleich zu Dioden der 1700 V-Klasse ist die Ausprägung aber deutlich schwächer.

Das beschriebene Verhalten wirkt sich stark nachteilig im Hinblick auf die Gesamtverluste des Systems aus, da die in der Schwingung enthaltene Energie als Verlustleistung abgeführt wird. Zudem schalten die Halbleiter nicht unter weichschaltenden Bedingungen. Die hochfrequente Schwingung verursacht zudem Störungen im Wechselrichter, so dass kein stabiler Betrieb gewährleistet ist. Hinzu kommt, dass eine optimale Auslegung der Schwingkreiscomponenten nur bei einer festen DC-Spannung möglich ist. Durch den großen abzudeckenden DC-Spannungsbereich in der Photovoltaik ist eine Optimierung des

### 3.4 „Z-Source Inverter“

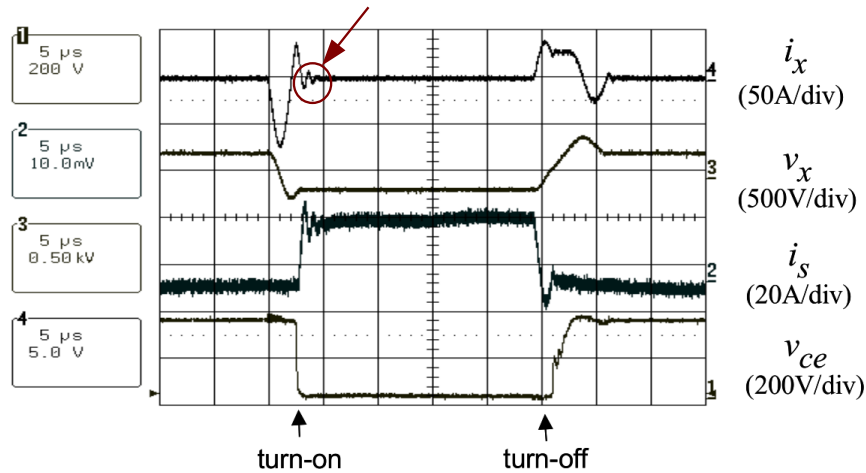


Abbildung 3.9: ZCT-Kommutierung aus [36]

ZCT-Wechselrichters nicht möglich. Aufgrund der beschriebenen Nachteile ist die ZCT-Topologie für den Einsatz als Photovoltaik-Zentralwechselrichter mit 1700 V-IGBTs nicht geeignet und wird daher nicht weiter betrachtet.

### 3.4 „Z-Source Inverter“

Der „Z-Source Inverter“ greift die Idee auf, die Ausgangsspannung unter Beibehaltung des DC-Eingangsspannungsbereichs zu erhöhen und somit eine Reduzierung der Ströme zu realisieren. Der „Z-Source Inverter“ [48] beschreibt einen Wechselrichter, welcher über ein LCLC-Impedanznetzwerk im DC-Zwischenkreis die DC-Spannung hochsetzen kann. Dazu sind gegenüber einem 3-phasigen 2-Punkt-Wechselrichter keine zusätzlichen Halbleiter notwendig. In der Modulation des „Z-Source Inverter“ wird ein zusätzlicher Schaltzustand erlaubt, der alle sechs Halbleiter des Wechselrichters einschaltet. Durch diesen Schaltzustand wird über das LCLC-Netzwerk im Zwischenkreis eine Hochsetzfunktionalität erreicht, welche die Ausgangsspannung erhöht. Abbildung 3.10 zeigt die Topologie aus [48] mit einem Solargenerator als DC-Quelle.

Ein Nachteil beim Einsatz des Wechselrichters für den hohen Spannungsbereich ist die hohe Spannungsbelastung der Halbleiter. Bei einer Auslegung für den hohen MPP-Spannungsbereich würde für die maximale Reduzierung der Ausgangsströme eine AC-Spannung von  $U_{AC} = \frac{1230}{1,1\sqrt{2}}$  V = 790 V gewählt werden (vgl. Abschnitt 2.2.2). Bei der minimalen DC-Spannung von 740 V aus Tabelle 2.1 ergäbe sich eine theoretische Spannungsbelastung nach Formel (34) in [16] der Halbleiter von:

$$U_{max} = \frac{U_{MPPmin}}{\sqrt{3} \frac{2\sqrt{2/3}U_{AC}}{2\sqrt{2}U_{AC}-U_{MPPmin}} - 1} = 1494 \text{ V.} \quad (3.4)$$

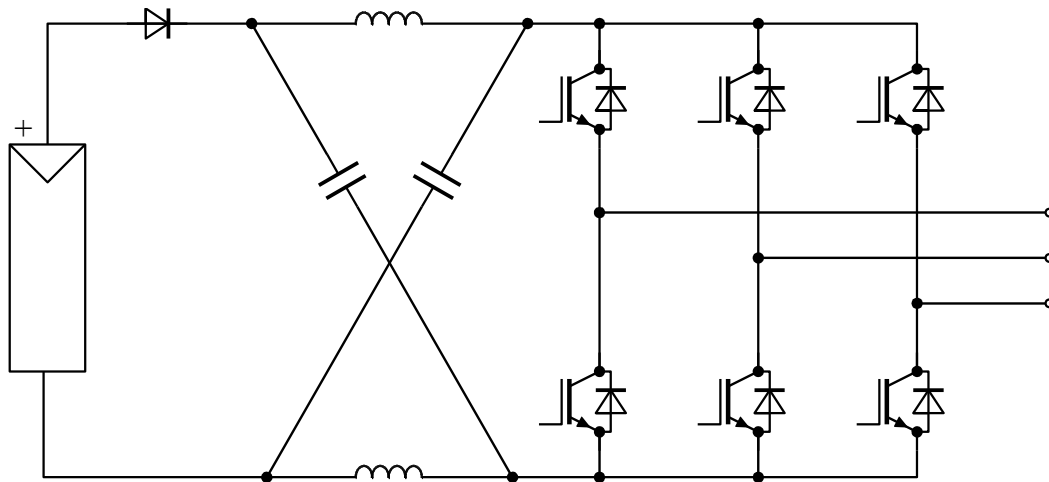


Abbildung 3.10: Schaltbild des „Z-Source Inverter“

Abschaltüberspannungen in Folge von Streuinduktivitäten sind dabei noch nicht berücksichtigt [16]. Ein Einsatz von 1700 V-Bauelementen wäre in diesem Falle nicht möglich, da die Betriebssicherheit des Wechselrichters nicht gewährleistet werden kann. Die nächsthöhere Spannungsklasse von IGBTs und Dioden beträgt 3300 V. Diese Halbleiter sind aber aufgrund von hohen Anforderungen an Isolation und mechanischen Aufbau aus wirtschaftlichen Aspekten für den Einsatz in Photovoltaik-Zentralwechselrichtern nicht geeignet. Analysen des Wirkungsgrades des „Z-Source Inverter“ mit 1700 V-Bauelementen für den Einsatz in Windkraftanlagen [16] ergeben, dass der Wirkungsgrad bei niedrigen Eingangsspannungen auf Werte von 92 – 95 % sinkt. Diese Angabe bezieht sich auf einen Wechselrichter mit einer Ausgangsspannung von 400 V. Der Wirkungsgrad sinkt umso stärker, je höher die Eingangsspannung hochgesetzt werden muss. Die Angabe bezieht sich auf ein Verhältnis zwischen DC-Eingangsspannung und hochgesetzter Spannung von  $\frac{1}{0,6}$ , um den gesamten MPP-Bereich abzudecken.

Durch die nahezu doppelte Ausgangsspannung von 790 V würde sich der Wirkungsgrad verbessern. Demgegenüber stehen erhöhte Schaltverluste durch die hohe Schaltspannung der Halbleiter und der möglicherweise notwendige Einsatz von 3300 V-Halbleitern. Somit ist nicht zu erwarten, dass mit diesem Wechselrichter Wirkungsgrade von über 98 % zu erreichen sind, wie sie schon durch den heutigen Stand der Technik erreicht werden. Die Topologie wird somit für den Einsatz in Photovoltaik-Zentralwechselrichtern als nicht geeignet angesehen und wird in dieser Arbeit ausgeschlossen.

## 3.5 Doppelwechselrichter

Als neue Topologie für Zentralwechselrichter wird der Doppelwechselrichter vorgeschlagen. Abbildung 3.11 zeigt den Wechselrichter in der Variante mit einem NPC1-3-Punkt-Wechselrichter. Abbildung 3.12 zeigt den Wechselrichter in der Variante mit einem NPC2-3-Punkt-Wechselrichter.

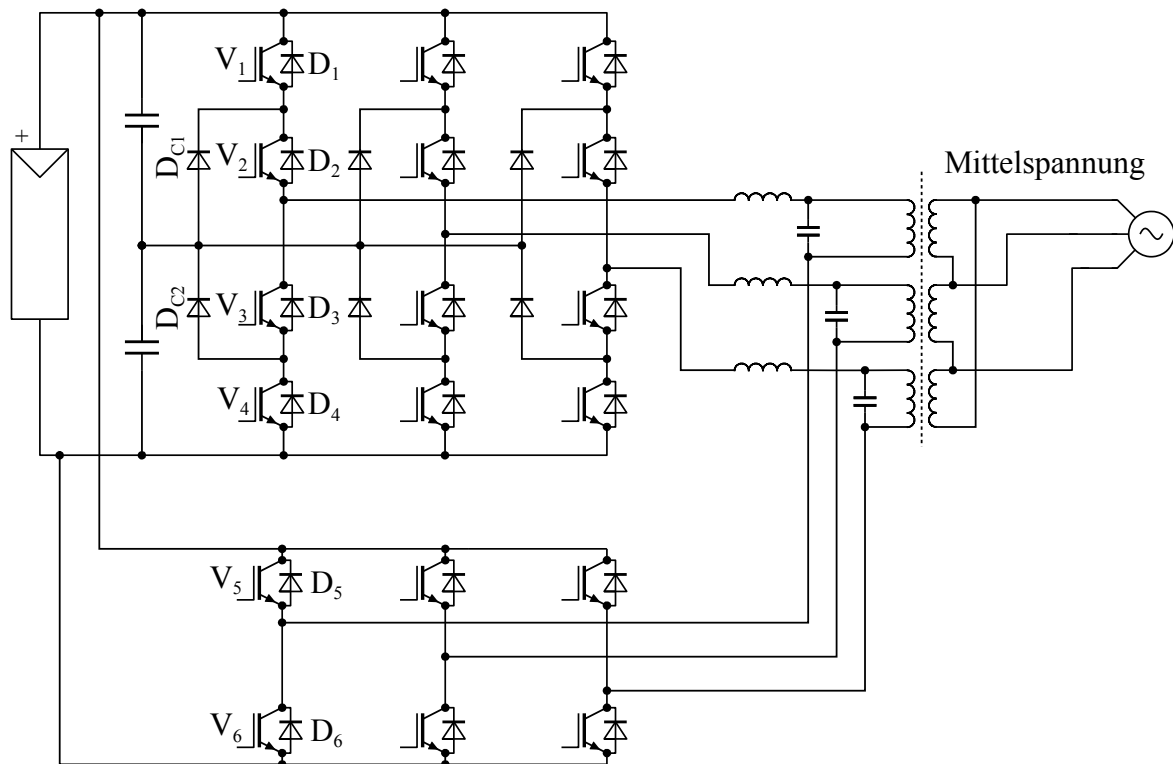


Abbildung 3.11: Schaltbild des NPC1-Doppelwechselrichters

Das Hauptmerkmal dieses Wechselrichters ist der Transformator, welcher auf der Wechselrichterseite mit offenen Wicklungsenden betrieben wird. Je ein Wicklungsanschluss jeder Phase wird über einen LC-Filter an einen 3-Punkt-Wechselrichter angeschlossen. Der verbleibende Anschluss wird auf einen 2-Punkt-Wechselrichter geführt, welcher auf der DC-Seite mit dem 3-Punkt-Wechselrichter verbunden ist [49]. Das Grundkonzept dieser Topologie basiert auf einer Veröffentlichung von Stemmler und Guggenbach [61] aus dem Jahr 1993, in der ein Motor mit offenen Wicklungsenden an zwei Wechselrichtern betrieben wird. Kawabata et al. [30] stellen 1997 das Doppelwechselrichterkonzept netzgekoppelt als Blindleistungskompensator vor. Beide Veröffentlichungen konzentrieren sich auf Wechselrichter mit GTO-Thyristoren im MVA-Bereich und verfolgen mit dem Wechselrichter eine Verbesserung der Spannungsqualität und der maximalen Ausgangsfrequenz des Wechselrichters.

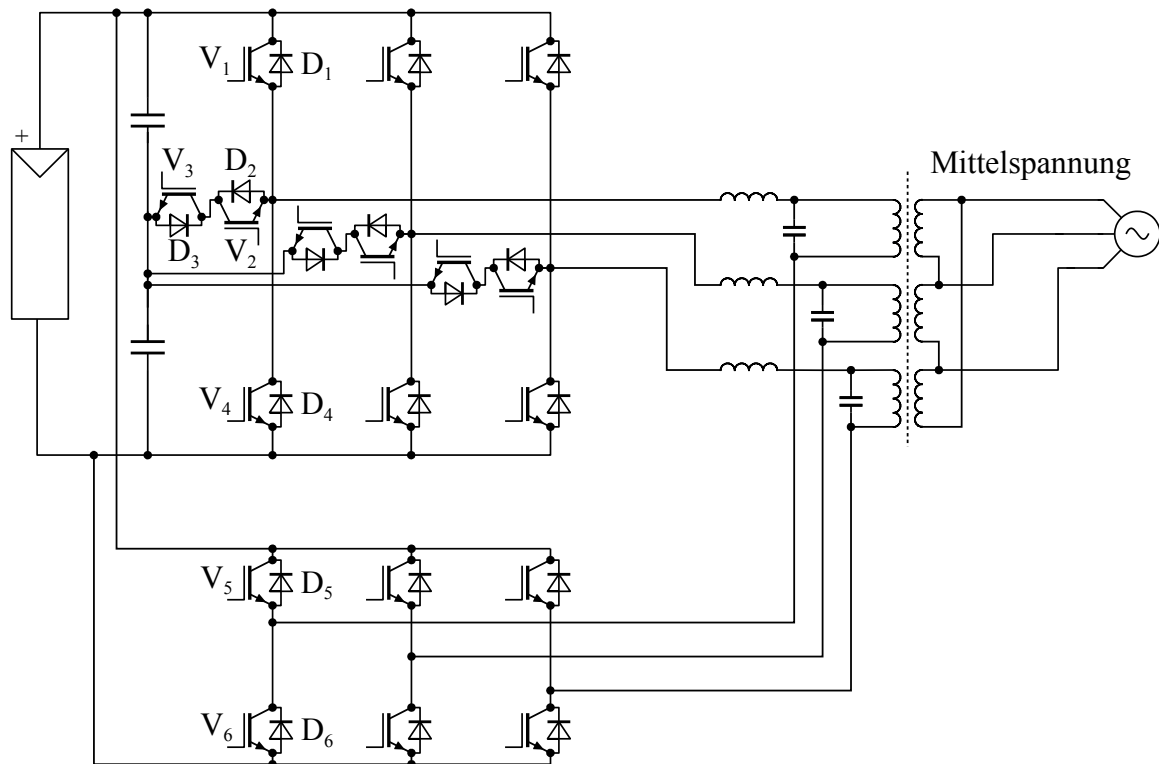


Abbildung 3.12: Schaltbild des NPC2-Doppelwechselrichters

Grandi et al. [19] stellen zwei 2-Punkt-Wechselrichter an einem Transformator mit offenen Wicklungen 2007 erstmals für die Anwendung in der Photovoltaik vor. Hauptmotivation ist die Leistungserhöhung eines 2-Punkt-Wechselrichters und Implementierung eines zweiten MPP-Trackers, weshalb mit zwei getrennten Solargeneratoren als Quelle für die beiden Wechselrichter gearbeitet wird. Es wird von einer Potentialtrennung zwischen den Solargeneratoren ausgegangen. Die kapazitive Kopplung zwischen den Solarmodulen über die Modul-Erd-Kapazität wird nicht behandelt, da die Arbeit auf kleinere Systeme mit 1 – 2 kVA Nennleistung zielt.

Bei großen Solargeneratoren für Zentralwechselrichter würden die großen Ableitkapazitäten (siehe Kapitel 2.2.5) zu sehr hohen Ableitströmen führen, da über die taktfrequente Modulation der beiden Wechselrichter bei unterschiedlichen DC-Spannungen hochfrequente Potentialsprünge generiert werden. Die in [19] vorgestellte Topologie ist somit für Zentralwechselrichter nicht realisierbar.

Bei der in dieser Arbeit vorgeschlagenen Topologie wird daher mit einer DC-Quelle gearbeitet, was im Hinblick auf Kosten und Baugröße auch den Vorteil hat, dass sich beide Wechselrichter den selben Zwischenkreis teilen. Im Betrieb wird über den 2-Punkt-Wechselrichter die Polarität der Ausgangsspannung vorgegeben. Dieser muss daher nur mit Netzfrequenz getaktet werden. Der 3-Punkt-Wechselrichter formt die Ausgangsspannung per Pulsweitenmodulation. Die Amplitude der Ausgangsspannung kann damit maximal die gesamte Zwischenkreisspannung annehmen [49].

### 3.6 Ausgewählte Schaltungstopologien

Gegenüber einem einzelnen Wechselrichter ergibt sich eine Erhöhung der maximalen Ausgangsspannung um den Faktor  $\sqrt{3}$  bei gleichem DC-Spannungsbereich. Folglich ergibt sich bei Vergleich mit einem einzelnen 3-Punkt-Wechselrichter gleicher Leistung eine Reduzierung der Verluste. Demgegenüber stehen die Verluste in dem zusätzlichen 2-Punkt-Wechselrichter. Aufgrund der Taktung mit Netzfrequenz fallen in diesem aber fast ausschließlich Durchlassverluste an.

Somit ist zu erwarten, dass der Wirkungsgrad der Doppelwechselrichter oberhalb dem der 3-Punkt-Wechselrichter angeordnet ist. Daher werden beide Topologien zur detaillierten Analyse vorausgewählt.

## 3.6 Ausgewählte Schaltungstopologien

Zusammengefasst werden die folgenden Wechselrichter zur weiteren Analyse ausgewählt:

- Der 2-Punkt-Wechselrichter mit 1200 V-Bauelementen als Stand der Technik
- Der 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen als die Lösung mit der geringsten Halbleiteranzahl für einen Wechselrichter im hohen MPP-Spannungsbereich
- Die beiden 3-Punkt Wechselrichter in NPC1- und NPC2-Topologie
- Die beiden Doppelwechselrichter in NPC1- und NPC2-Topologie

# 4 Verlustmodellierung

Den größten Anteil an den Gesamtverlusten eines Wechselrichters verursachen die Halbleiterbauelemente, gefolgt von der Verlustleistung in der Filterdrossel. Die Halbleiterverluste lassen sich in Durchlass- und Schaltverluste unterteilen, während Sperr- und Ansteuerverluste vernachlässigbar sind [69]. Die Verluste der Filterdrossel setzen sich aus den Kern- und den Wicklungsverlusten zusammen. Für die Bewertung der Wechselrichter werden die anfallenden Verluste mit Hilfe von Simulationen ermittelt.

## 4.1 Durchlassverluste

Einen großen Anteil der Verluste machen die Durchlassverluste der Halbleiter aus. Unter der Durchlassverlustleistung  $P_D$  versteht man die Leistung, welche sich aus dem Produkt des Spannungsabfalls an dem Halbleiter mit dem Strom durch den Halbleiter ergibt. Der Spannungsabfall eines IGBTs oder einer Diode hängt nichtlinear von dem Strom durch den Halbleiter ab. Zudem besteht eine Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur [69]. Abbildung 4.1 zeigt die Kollektor-Emitter Spannung  $U_{CE}(I)$  eines IGBTs des Moduls FF600R12ME4 bei 25 °C und 125 °C.

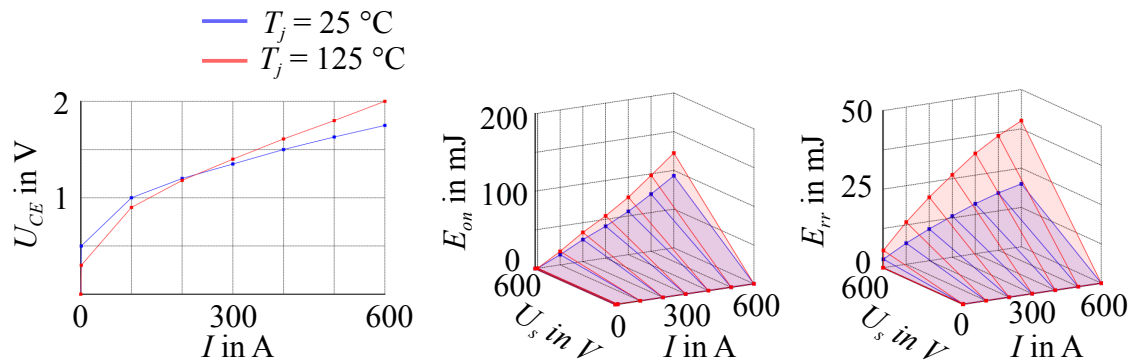


Abbildung 4.1: Kennlinien zur Bestimmung der Halbleiterverluste

Ein verbreiteter Ansatz zur Berechnung der Durchlassverluste eines 2-Punkt-Wechselrichters ist die Modellierung der Durchlasskennlinie der IGBTs und Dioden durch eine konstante Vorwärtsspannung und einen Ohmschen Anteil. Durch Multiplikation mit dem momentanen Ausgangsstrom und dem mittleren Tastverhältnis und zeitlicher Mittelung können für jeden Halbleiter geschlossene analytische Ausdrücke zur Verlustberechnung hergeleitet werden. Für einen 2-Punkt-Wechselrichter sind die Formeln in [69] und für die

## 4.1 Durchlassverluste

beiden Varianten des 3-Punkt-Wechselrichters in [56] zu finden. Nachteilig ist, dass die Formeln für jede neue Topologie oder auch für Änderungen im Modulationsverfahren für jeden Halbleiter einzeln hergeleitet werden müssen. Zudem ergibt sich ein Fehler durch die Nachbildung der Durchgangskennlinie des IGBTs durch eine Geradengleichung. Auch Abhängigkeiten der Durchlassspannung von der aktuellen Chiptemperatur werden nicht abgebildet.

Aufgrund dieser Nachteile wird für die Ermittlung der erwarteten Wirkungsgrade der Ansatz gewählt, die Verluste durch simulative Nachbildung zu ermitteln. Für diesen Zweck wurde die Matlab-Toolbox „Plecs“ gewählt. Mit Hilfe dieser Toolbox können leistungselektronische Systeme inklusive Regelung und Modulation und thermischer Modellierung auf Systemebene nachgebildet werden.

Für die Durchlassverluste werden Kennlinien der Durchlassspannung in Abhängigkeit des Stroms und der Chiptemperatur in der Simulation hinterlegt. In jedem Simulationsschritt werden nun die aktuellen Durchlassverluste bestimmt und ausgegeben. Einflüsse von Systemparametern wie z.B. der Ausgangsinduktivität, der Kühlkörpertemperatur oder des Modulationsverfahrens können somit direkt analysiert werden.

Es wird ein thermisches Modell des Systems nach den Werten aus Abschnitt 4.2.1 hinterlegt, so dass der Einfluss der aktuellen Sperrschichttemperatur in der Simulation berücksichtigt wird.

### 4.1.1 Schaltverluste

Die Halbleiterschaltverluste machen einen signifikanten Anteil an den Gesamtverlusten des Systems aus [50]. Bei jedem Schaltvorgang eines Halbleiters wird durch die Transition von Strom und Spannung im Schaltmoment eine Energiemenge in Wärme umgesetzt. Man unterscheidet bei IGBTs zwischen den Ein- und Ausschaltenergien  $E_{on}$  und  $E_{off}$  sowie der Ausschaltenergie bei Dioden  $E_{rr}$ . Der Index „rr“ ergibt sich aus „Reverse Recovery“, da während des Ausschaltvorgangs Löcher und Elektronen im PN-Übergang der Diode rekombinieren [69]. Einschaltverluste der Dioden sind bei Einsatz von schnellen Dioden in Wechselrichtern zu vernachlässigen [69].

Ein Ansatz zur Bestimmung der Schaltverluste ist die Simulation des Schaltvorgangs im ns-Bereich. Dies setzt eine exakte physikalische Modellierung der Halbleiter voraus. Die dafür notwendigen Parameter werden von den Herstellern der Halbleiter nicht oder nur teilweise zur Verfügung gestellt. Zudem ist es aufgrund von Begrenzungen der Rechenleistung nicht möglich, gleichzeitig das Systemverhalten und das transiente Schaltverhalten in einer Simulation abzubilden [50]. Daher wird dieser Ansatz folglich für diese Arbeit als nicht zielführend verworfen.

In der „Plecs“-Toolbox werden Kennlinien für die Ein- und Ausschaltverluste der IGBTs und die Ausschaltverluste der Dioden hinterlegt. Exemplarisch ist in Abbildung 4.1 das in der Simulation hinterlegte Kennfeld für die Einschaltverluste des IGBTs und die Ausschaltverluste der Diode in Abhängigkeit von dem Laststrom, der Sperrspannung nach dem Schalten  $U_s$  und der Sperrschichttemperatur hinterlegt. Die Daten wurden dem Datenblatt des IGBT-Modul FF600R12ME4 des Herstellers Infineon entnommen [26]. Während



der Simulation werden bei jedem Schaltvorgang die aktuelle Temperatur, der geschaltete Strom und die Spannung über dem Halbleiter ermittelt. Auf Basis dieser Werte werden die Schaltenergien aus den Kennlinien bei jedem Schalten ermittelt. Durch Addition der Schaltenergien über eine Netzperiode und Division durch die Periodendauer wird daraus die zeitlich gemittelte Schaltverlustleistung ermittelt. Die nichtlineare Abhängigkeit der Schaltverluste der Halbleiter von dem Laststrom kann durch dieses Verfahren in der Simulation abgebildet werden und somit eine hohe Genauigkeit bei der Bestimmung der Schaltverluste erreicht werden [50].

### 4.1.2 Filterdrossel

Nach den Halbleiterverlusten machen die Verluste in der Filterdrossel den nächstgrößeren Anteil der Systemverluste aus. Vor allem im Teillastbetrieb steigt die Bedeutung der Kernverluste in Relation zu den anderen Verlustkomponenten stark an, so dass eine adäquate Modellierung notwendig wird [50].

#### Modellierung

Mit gegebener Induktivität  $L_{WR}$  und dem Spitzenstrom  $\hat{I}_{AC}$  lässt sich die in der Drossel gespeicherte Energie mit  $W = \frac{1}{2}L_{WR}\hat{I}_{AC}^2$  berechnen. Die Energie  $W_{Lsp}$  im Luftspalt einer Speicherdrossel berechnet sich zu  $W_{Lsp} = \frac{V_{Lsp}B^2}{2\mu_0}$  mit dem Luftspaltvolumen  $V_{Lsp}$  und der magnetischen Flussdichte  $B$ . Mit der Annahme, dass die gesamte Energie im Luftspalt gespeichert ist und eine homogene Feldverteilung ohne Krümmung im Luftspalt vorliegt, ergibt sich das notwendige Luftspaltvolumen bei maximaler Flussdichte  $B_{max}$  zu:

$$V_{Lsp} = \frac{L_{WR}\hat{I}_{AC}^2\mu_0}{B_{max}^2}. \quad (4.1)$$

Die maximale Flussdichte  $B_{max}$  wird durch das verwendete Kernmaterial vorgegeben. Mit

$$V_{Lsp} = A_{Kern}l_{Lsp} \quad (4.2)$$

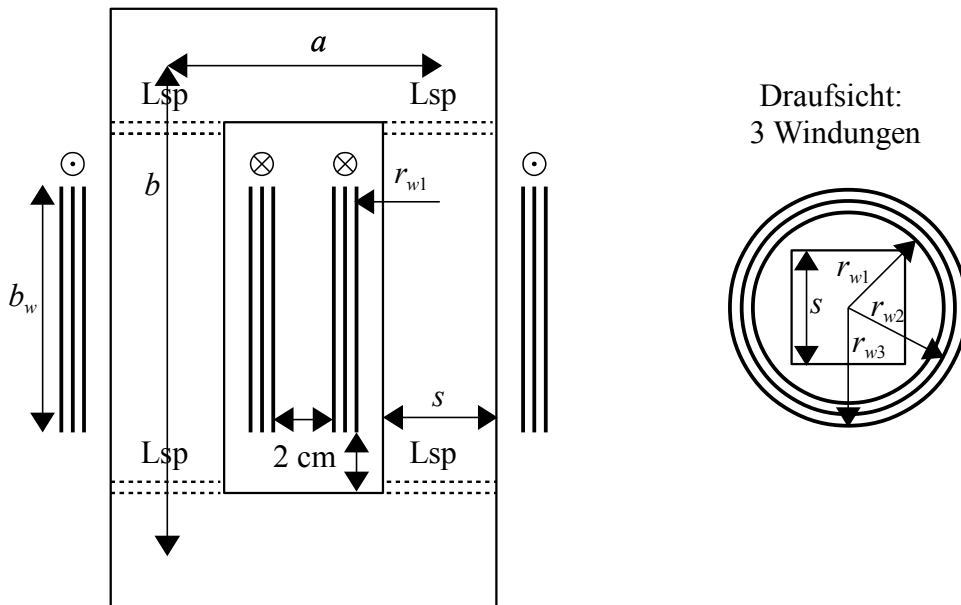
ergibt sich ein Freiheitsgrad für den Entwurf der Filterdrossel. Die Querschnittsfläche des Kerns wird durch  $A_{Kern}$  beschrieben,  $l_{Lsp}$  beschreibt die Länge des Luftspaltes. Unter der Annahme einer homogenen Flussverteilung innerhalb des Kerns ergibt sich für den magnetischen Fluss  $\Phi$ :

$$\Phi = \int B \, dA = BA_{Kern}. \quad (4.3)$$

Mit  $L_{WR} = \frac{N\Phi}{I} = \frac{NB_{max}A_{Kern}}{\hat{I}_{AC}}$  berechnet sich die Windungszahl  $N$  zu:

$$N = \frac{L_{WR}\hat{I}_{AC}}{B_{max}A_{Kern}}. \quad (4.4)$$

#### 4.1 Durchlassverluste



**Abbildung 4.2:** Mechanischer Aufbau der Filterdrossel

Über geometrische Betrachtungen lassen sich nun die Abmessungen der Filterdrossel bestimmen. Der Leiter wird als Bandwicklung aus Kupfer ausgeführt, welche kreisförmig um den Kern angesetzt wird. Der Radius der inneren Wicklung wird so gewählt, dass 1 cm Abstand zwischen Innenseite der Wicklung und den Kanten des Kerns eingehalten wird. In dem Zwischenraum ist der Spulenkörper angeordnet. Der Leiterquerschnitt wird auf eine Stromdichte von  $3 \text{ A/mm}^2$  ausgelegt. Die Blechstärke wird auf 1,5 mm festgelegt. 1,5 mm entsprechen der doppelten Eindringtiefe in Kupfer bei einer Frequenz des Stroms von 8 kHz. Die betrachteten Wechselrichter in dieser Arbeit werden mit einer Schaltfrequenz von 4 kHz betrieben. Der Strom durch die Filterdrossel beinhaltet neben der 50 Hz-Komponente der Grundschwingung signifikante Anteile bei Frequenzen der einfachen und doppelten Schaltfrequenz. Mit der gewählten Blechstärke kann der Skineffekt bei diesen Frequenzen vernachlässigt werden.

Zwischen den Wicklungslagen wird eine Isolierfolie mit einer Stärke von 1 mm angesetzt. Das Maß  $x$  bezeichnet den Abstand zwischen zwei Lagen als Summe von Blechstärke und Dicke der Isolierfolie:

$$x = 2,5 \text{ mm.} \quad (4.5)$$

Mit dem Effektivwert des Ausgangsstroms  $I_{AC}$  errechnet sich die Querschnittsfläche des Leiters  $A_w$  und die Leiterbreite  $b_w$  zu:

$$A_w = \frac{I_{AC}}{3 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}} \quad (4.6)$$

und

$$b_w = \frac{A_w}{0,0015 \text{ m}}. \quad (4.7)$$

Der Kern wird aus vier I-Kernen mit quadratischer Querschnittsfläche mit Kantenlänge  $s$  gebildet. Die Wicklungen werden in Reihenschaltung auf die beiden Schenkel des Kerns verteilt. Die Bandleiter werden als Kreis um den Kern mit dem Radius vom Kernmittelpunkt  $r_{wn}$  modelliert. Mit dem Index  $n$  werden die Wicklungen von innen nach außen nummeriert. Die Länge der Drosselschenkel wird mit  $a$  und  $b$  bezeichnet. Zwischen den Wicklungen in der Öffnung des Kerns und dem vertikalen Abstand zwischen Wicklung und Kern wird ein Abstand von 2 cm angesetzt. Abbildung 4.2 zeigt die geometrische Anordnung mit sechs Windungen (drei pro Schenkel) und den relevanten Maßen.

Aus der geometrischen Anordnung ergeben sich:

$$a = \sqrt{2}s + Nx + 0,04 \text{ m} \quad (4.8)$$

$$b = b_w + s + 0,04 \text{ m} \quad (4.9)$$

und somit für die gesamte mittlere Kernlänge  $l_{Kern}$  und dem Kernvolumen  $V_{Kern}$ :

$$l_{Kern} = 2(a + b) = (2 + 2\sqrt{2})s + 2Nx + 2b_w + 0,16 \text{ m} \quad (4.10)$$

$$V_{Kern} = l_{Kern}A_{Kern} = (2 + 2\sqrt{2})sA_{Kern} + (2Nx + 2b_w + 0,16 \text{ m})A_{Kern}. \quad (4.11)$$

Durch Umstellen von Gleichung 4.4 ergibt sich  $A_{Kern} = \frac{L_{WR}\hat{I}_{AC}}{B_{max}N}$ . Es gilt zudem  $s = \sqrt{A_{Kern}}$ . Durch Einsetzen in Gleichung 4.11 ergibt sich das Kernvolumen der Drossel in Abhängigkeit der Windungszahl:

$$V_{Kern} = (2 + 2\sqrt{2}) \left( \frac{L_{WR}\hat{I}_{AC}}{B_{max}N} \right)^{\frac{3}{2}} + (2Nx + 2b_w + 0,16 \text{ m}) \frac{L_{WR}\hat{I}_{AC}}{B_{max}N}. \quad (4.12)$$

Zur Berechnung der Wicklungslänge  $l_w$  wird der mittlere Radius  $r_{wn}$  der  $n$ -ten Wicklungslage durch

$$r_{wn} = \frac{s}{\sqrt{2}} + 0,01075 \text{ m} + (n - 1)x \quad (4.13)$$

#### 4.1 Durchlassverluste

berechnet. Für die gesamte Drahtlänge der Windung  $l_w$  ergibt sich

$$\begin{aligned}
 l_w &= 2 \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} 2\pi r_{wn} = 2 \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} 2\pi \left( \frac{s}{\sqrt{2}} + 0,01075 \text{ m} + (n-1)x \right) \\
 &= 4\pi \left( \frac{N}{2} \frac{s}{\sqrt{2}} + \frac{N}{2} 0,01075 \text{ m} + x \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} (n-1) \right) \\
 &= 4\pi \left( \frac{N}{2} \frac{s}{\sqrt{2}} + \frac{N}{2} 0,01075 \text{ m} + x \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}-1} n \right) \tag{4.14} \\
 &= 4\pi \left( \frac{N}{2} \frac{s}{\sqrt{2}} + \frac{N}{2} 0,01075 \text{ m} + x \left( \frac{N^2}{8} - \frac{N}{4} \right) \right) \\
 &= 2\pi N \left( \frac{s}{\sqrt{2}} + 0,01075 \text{ m} + x \left( \frac{N}{4} - \frac{1}{2} \right) \right).
 \end{aligned}$$

Mit Hilfe der Formeln 4.12 und 4.14 lässt sich nun die Drossel in Abhängigkeit des einzigen variablen Parameters  $N$  auslegen. Bei festgelegtem, konstanten  $L_{WR}$ ,  $\hat{I}_{AC}$ ,  $B_{max}$  ergibt sich bei jedem  $N$  der selbe Verlauf der Flussdichte  $B$  im Kern. Somit ist das Kernvolumen nach 4.12 proportional zu den Kernverlusten der Drossel. Äquivalent bestimmt die Wicklungslänge nach 4.14 den Ohmschen Widerstand und somit die Verluste der Wicklung.

Bei der Wahl einer kleinen Windungszahl  $N$  ergibt sich ein großer Kernquerschnitt mit kleinem Luftspalt. Das relativ hohe Kernvolumen ergibt hohe Kernverluste, aber geringe Wicklungsverluste durch die geringe Wicklungslänge. Bei Auslegung mit einer größeren Windungszahl  $N$  verringert sich das Kernvolumen und damit die Kernverluste, die höhere Wicklungslänge führt aber zu höheren Wicklungsverlusten.

#### Berechnung

Mit bekannter mittlerer Verlustleistungsdichte des Kerns  $\bar{p}_v$  in  $\text{W}/\text{m}^3$  ergeben sich die Kernverluste der Drossel zu:

$$P_{Kern} = \bar{p}_v V_{Kern}. \tag{4.15}$$

Zur Bestimmung der Verlustleistungsdichte des Kernmaterials werden in der Literatur viele Methoden vorgestellt. Die Herausforderung ergibt sich dabei vor allem durch den nicht sinusförmigen Stromverlauf: Die 50 Hz-Komponente des Stroms wird mit höherfrequenten Anteilen bei Vielfachen der Schaltfrequenz und deren Seitenbändern überlagert, welche durch die rechteckförmige Ausgangsspannung des Wechselrichters hervorgerufen werden. Jeder Schaltzyklus des Wechselrichters verursacht dabei eine Unterschleife der Hysterese. Die in der Literatur vorgestellten Methoden lassen sich in drei Gruppen einteilen [34], [50]:

- **Mathematische Hysteresemodelle**  
Basierend auf den physikalischen Parametern können die im Kernmaterial auftretenden Verluste berechnet werden. Beispielfhaft sei hier das Jiles Atherton-Hysteresemodell [28] genannt. Problematisch ist die Bestimmung bzw. Beschaffung der Parameter der eingesetzten Materialien, da die Datenblätter der eingesetzten Kernmaterialien die meisten notwendigen Materialparameter nicht bereitstellen.
- **Trennung der Verlustkomponenten**  
Basierend auf Messungen am Kernmaterial werden die Verluste in Wirbelstrom- und Hystereseverluste unterteilt. Um dies zu realisieren, müssen aufwendige Messungen mit Spezialequipment durchgeführt werden.
- **Basierend auf Steinmetz-Parametern**  
Hierbei handelt es sich um numerische Verfahren, die alle auf die drei Steinmetz-Parameter  $k$ ,  $\alpha$  und  $\beta$ , welche Materialkonstanten sind, zurückgreifen, um Eisenverluste bei verschiedenen Signalformen zu berechnen. Diese Parameter werden von Kernherstellern geliefert, bzw. können aus Verlustkurven bei verschiedenen Frequenzen bestimmt werden. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit diese Methode verwendet.

Die über eine Periode gemittelten Eisenverluste eines Kernmaterials können bei sinusförmiger magnetischer Flussdichte mit Hilfe der Formel

$$\bar{p}_v = k f^\alpha \hat{B}^\beta \quad (4.16)$$

bestimmt werden. Diese Formel wird in vielen Veröffentlichungen auf nichtsinusförmige Signalverläufe erweitert, wodurch es möglich wird, auch bei PWM-Signalverläufen die Verluste zu bestimmen. Besonders die sogenannte iGSE (**i**mproved **G**eneric **S**teinmetz **E**quation [65] ist hervorzuheben, da diese als einzige die schaltfrequenten Hystereseschleifen („minor loops“) berücksichtigt. Da diese einen signifikanten Anteil an den Gesamtverlusten der Kernverluste haben, wird die iGSE für die Berechnung der Kernverluste ausgewählt. Die Signalform der Flussdichte  $B$  wird in die einzelnen Hystereseschleifen zerlegt und für jede Hystereseschleife die Verluste mit

$$\bar{p}_{vi} = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} k_i \left| \frac{dB}{dt} \frac{1 \text{ s}}{1 \text{ T}} \right|^\alpha \left( \frac{\Delta B}{1 \text{ T}} \right)^{\beta-\alpha} dt \quad (4.17)$$

und dem Parameter

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (4.18)$$

berechnet und mit

$$\bar{p}_v = \sum_i \bar{p}_{vi} \frac{T_i}{T} \quad (4.19)$$

## 4.1 Durchlassverluste

über den Betrachtungszeitraum einer Netzperiode  $T$  zeitlich gemittelt [65]. Die Periode einer Hystereseschleife wird durch  $T_i$  beschrieben. Venkatachalam et al. [65] beschreiben zudem den Algorithmus zur Unterteilung einer Signalform der Flussdichte  $B$  in die einzelnen Hystereseschleifen. In [50] wird dieser Algorithmus für die Bestimmung der Kernverluste der Filterdrossel eines Photovoltaik-Wechselrichters angewendet.

Die Wicklungsverluste der Drossel ergeben sich mit dem spezifischen Widerstand  $\rho$  von Kupfer zu:

$$P_W = \rho \frac{l_w}{A_w} I_{AC}^2. \quad (4.20)$$

Der Skineneffekt wird aufgrund des Einsatzes von flachen Bandleitern vernachlässigt. Zur Auslegung der Drossel und Bestimmung der Verluste bei festgelegter Induktivität  $L_{WR}$  wird für jeden Wechselrichter wie folgt vorgegangen:

1. Festlegung der Induktivität der Filterdrossel  $L_{WR}$  nach Gleichungen 4.22 - 4.24
2. Ermittlung des Verlaufs des Ausgangsstrom  $i(t)$  bei maximalem Ausgangsstrom für eine Netzperiode per Simulation in Matlab
3. Berechnung von  $B(t) = \frac{i(t)L_{WR}}{NA_{Kern}}$ . Dabei ist  $NA_{Kern} = \frac{\dot{I}_{AC}L_{WR}}{B_{max}} = \text{const.}$ , da immer so ausgelegt wird, dass die maximale Flussdichte bei maximalem Strom erreicht wird.
4. Zerlegung von  $B(t)$  in die einzelnen Hystereseschleifen mit dem in [65] angebotenen Skript
5. Bestimmung der Verlustleistungsdichte  $\bar{p}_v$  über Gleichungen 4.17, 4.18 und 4.19
6. Bestimmung der gesamten Kernverluste über Gleichungen 4.12 und 4.15 sowie der Wicklungsverluste über Gleichungen 4.14 und 4.20 in Abhängigkeit des Auslegungsparameters der Windungszahl  $N$
7. Auswahl und Festlegung der Windungszahl  $N$ , bei der sich die geringsten Gesamtverluste einstellen

### 4.1.3 Sonstige

Die Bauteile mit der nächstrelevanten Verlustleistung innerhalb eines Zentralwechselrichters sind die Zuleitungen und Verbindungen auf der AC- und DC-Seite. Die Länge der Leitungen wurde an einem bestehenden Zentralwechselrichter abgemessen und wird mit 3 m Zuleitung auf der AC-Seite und 2 m Zuleitung auf der DC-Seite berechnet. Die Zuleitungen werden auf eine Stromdichte von  $2 \text{ A/mm}^2$  ausgelegt. Mit diesen Annahmen werden die Verlustleistungen in den Zuleitungen berechnet.

Die Verlustleistungen in übrigen Bauelementen wie Entstörfiltern, Sicherungen, Schützen und Folienkondensatoren werden als gering angenommen und vernachlässigt.




## 4.2 Komponentenauslegung

Dieser Abschnitt erläutert die Auslegung der Halbleiter, der Induktivität der Filterdrossel sowie der Kapazität, Spannungsfestigkeit und Strombelastung der Zwischenkreis- und Filterkondensatoren. Für die Halbleiterauslegung werden zunächst der Arbeitspunkt und das Bauelement mit der höchsten Verlustleistung sowie die gesamte Verlustleistung ermittelt. Darauf basierend werden die maximal auftretenden Sperrschichttemperaturen berechnet und auf Einhaltung der Grenzwerte überprüft. Die Netzfilterkomponenten werden anhand von Auslegungsempfehlungen aus der Literatur gewählt. Auch die Strom- und Spannungsbelastungen der Zwischenkreiskondensatoren werden auf Grundlage von aus der Literatur verfügbaren Berechnungen ermittelt.

### 4.2.1 Halbleiter

Die Kosten für die Halbleiter eines Wechselrichters machen den größten Anteil an den Gesamtkosten aus. Die Verteilung der Kosten auf die bewerteten Bauelemente Halbleiter, Zwischenkreiskondensatoren, Filterdrossel und Filterkondensatoren sind in Kapitel 7.3 nachzulesen. Um einen wettbewerbsfähigen Wechselrichter zu entwerfen, sollte daher auf Halbleitermodule zurückgegriffen werden, welche in Massenware kommerziell verfügbar sind und möglichst ein standardisiertes Modulgehäuse aufweisen. In der betrachteten Leistungsklasse stehen am Markt die in Tabelle 4.1 aufgeführten Modulgehäuse zur Verfügung.

**Tabelle 4.1:** Verfügbare Halbleitermodule

Bild Quelle: www.infineon.de			
Bezeichnung Infineon Technologies	„EconoDUAL 3“	„PrimePACK“	„IHM“
Verfügbarkeit Danfoss Silicon Power	X	X	
Verfügbarkeit Fuji Electric	X	X	X
Verfügbarkeit Semikron	X		
Verfügbarkeit Mitsubishi Electric	X		X
Nennströme	300 – 600 A	450 – 1400 A	800 – 3600 A
IGBT-Spannungsklassen	600 – 1700 V	1200 – 1700 V	1200 – 4500 V

## 4.2 Komponentenauslegung

Die höchste Verfügbarkeit weist das „EconoDUAL 3“-Gehäuse auf, welches von allen großen Halbleitermodulherstellern angeboten wird. In Frage kämen noch das „PrimePACK“ und „IHM“-Modul. Die Bezeichnungen entsprechen dem Namen der Modulgehäuse der Firma „Infineon AG“. Beide Module sind darauf optimiert, bei häufigen Temperaturzyklen und mechanischen Belastungen eine hohe Lebensdauer zu gewährleisten. Diese Eigenschaften werden für Photovoltaik-Zentralwechselrichter nicht zwingend benötigt und erhöhen die Kosten der Halbleitermodule. Daher werden in dieser Arbeit die „EconoDUAL 3“-Module als Basis ausgewählt. In einem Modulgehäuse sind 2 IGBTs mit den jeweils antiparallelen Dioden untergebracht. Im Standard bildet ein Modul eine Wechselrichter-Halbbrücke. Für den Aufbau des NPC2-Wechselrichters ist zusätzlich ein Modul notwendig, bei dem die beiden IGBTs innerhalb eines Moduls mit den Kollektoren verbunden sind. Dieses Modul bildet den bidirektionalen Schalter (IGBT 2 und 3 in Abbildung 3.2b).

Die Halbleitermodule sind auf einem Wasserkühler montiert. Dieser weist einen thermischen Widerstand zwischen Vorlauftemperatur und maximaler Temperatur unterhalb der IGBT-Module von  $5,5 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$  bei einer Kühlmittel-Durchflussmenge von 8 l/min auf. Der Luft-Wasser-Gegenkühler ist außerhalb des Wechselrichters an der Umgebungsluft montiert und weist einen thermischen Widerstand zwischen Temperatur der Umgebungsluft und Wasservorlauftemperatur von  $2,9 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$  auf. Der thermische Gesamtwiderstand zwischen Umgebungstemperatur und Kühlkörperoberfläche beträgt somit  $R_{thUK} = 8,4 \frac{\text{K}}{\text{kW}}$ .

**Tabelle 4.2:** Thermische Widerstände der Halbleiter

Halbleiter	$R_{thJC}$ in $\frac{\text{K}}{\text{W}}$	$R_{thCH}$ in $\frac{\text{K}}{\text{W}}$	$R_{thJH}$ in $\frac{\text{K}}{\text{W}}$
IGBT: 1200 V, 600 A	0,037	0,035	0,072
Diode: 1200 V, 600 A	0,065	0,039	0,104
IGBT: 1700 V, 600 A	0,037	0,033	0,07
Diode: 1700 V, 600 A	0,073	0,038	0,111

In den Datenblättern der Halbleitermodule werden die thermischen Widerstände aufgeteilt in  $R_{thJC}$  (zwischen Sperrschicht- und Gehäusetemperatur) und  $R_{thCH}$  (zwischen Gehäuse- und Kühlkörpertemperatur) angegeben. Der thermische Widerstand zwischen Sperrschicht- und Kühlkörpertemperatur  $R_{thJH}$  berechnet sich als Summe der beiden vorherigen Widerstände. Tabelle 4.2 stellt die aus den Datenblättern der Halbleitermodule FF600R12ME4 [26] und FF600R17ME4 [27] entnommenen thermischen Widerstände für einen 600 A Halbleiter dar.

Mit Kenntnis der Verlustleistung aller Halbleiter  $P_{Vges}$  und den Verlustleistungen  $P_{Vx}$  der einzelnen Halbleiter wird die im Betrieb maximal auftretende Sperrschichttemperatur  $T_{Jmax}$  mit

$$T_{Jmax} = T_U + R_{thUK}P_{Vges} + R_{thJH}P_{Vx} \quad (4.21)$$

berechnet. Die Umgebungstemperatur wird mit  $T_U$  bezeichnet. Der Betrieb des Wechselrichters soll bis  $T_U = 50 \text{ °C}$  gewährleistet sein. Die Temperatur  $T_{Jmax}$  darf die in den



Datenblättern angegebene maximale Sperrschichttemperatur von 150 °C in keinem Betriebspunkt überschreiten.

In dieser Arbeit werden die Wechselrichter so ausgelegt, dass rechnerisch eine Sperrschichttemperatur von 130 °C nicht überschritten wird, um Reserven in der Auslegung aufgrund der folgenden Unsicherheiten zu haben:

- Ungleiche Stromaufteilung bei der Parallelschaltung von Halbleitermodulen
- Abweichungen zwischen verschiedenen Chargen von Modulen
- Verschmutzung des Gegenkühlers durch angesaugten Staub im Außenbereich
- Abweichungen der IGBT-Treiber im Gatewiderstand und den Ansteuerspannungen

### 4.2.2 Verlustverteilung

Die Analyse der Verlustverteilung zwischen den Halbleitern in Abhängigkeit des  $\cos(\varphi)$  und des Modulationsindex  $M$  ist Grundlage für die thermische Auslegung der Halbleiter. Anhand der ermittelten Kennfelder kann für jeden Halbleiter der Betriebspunkt mit der maximalen Verlustleistung ermittelt werden. Aufgrund der hohen Anzahl von möglichen Betriebspunkten und Topologien ist eine simulative Ermittlung sehr zeitaufwendig und damit unpraktikabel, so dass die Verlustverteilung anhand eines Matlab-Skriptes berechnet wird. Dazu wird die Durchgangskennlinie der Halbleiter durch eine Geradengleichung approximiert.

Die Verluste werden iterativ für jeden Betriebspunkt und Halbleiter über folgende Methodik ermittelt:

- Festlegung des Modulationsindex  $M$  und des  $\cos(\varphi)$  für den aktuellen Durchlauf
- Erstellung des Strom- und Spannungsverlaufs für eine Netzperiode
- Zeitliche Unterteilung der Netzperiode nach den im jeweiligen Zeitabschnitt auftretenden Kommutierungen. Als Beispiel sind für die Doppelwechselrichter alle 8 möglichen Kommutierungen in Abbildungen 6.4 und 6.5 dargestellt.
- In jedem Zeitabschnitt Bestimmung der Halbleiter, in denen Schalt- und Durchlassverluste anfallen. Diese sind in Abbildungen 6.4 und 6.5 farblich markiert.
- Berechnung der Durchlassverluste jedes Halbleiters anhand von:  
 $P_d(t) = (U_{CE0}i(t) + R_{CE}i^2(t))D(t)$ . Die Durchlasskennlinie der Halbleiter wird dabei mit der Vorwärtsspannung  $U_{CE0}$  und dem Widerstand  $R_{CE}$  als Gerade approximiert. Die relative Dauer der Stromführung des Bauelements in einer Taktperiode  $T_s$  wird durch  $D(t) = \frac{t_{on}}{T_s}$  repräsentiert. Dies stellt das übliche Verfahren zur rechnerischen Ermittlung von Durchlassverlusten für PWM-modulierte Wechselrichter dar (vgl. [69]).

## 4.2 Komponentenauslegung

- Berechnung der Schaltverluste über  $P_s(t) = E_s f_s \frac{i(t)}{I_{ref}} (\frac{U_s}{U_{ref}})^{1,4}$  [69] mit der Schaltenergie  $E_s$  des Halbleiters, angegeben bei dem Strom  $I_{ref}$  und der Spannung  $U_{ref}$ . Die Spannung  $U_s$  stellt die Schaltspannung des Halbleiters dar. Diese beträgt beim 3-Punkt-Wechselrichter unter der Annahme von ideal symmetrierten Zwischenkreishälften  $U_{DC}/2$ . Beim 2-Punkt-Wechselrichter entspricht  $U_s$  immer der vollen Zwischenkreisspannung.
- Zeitliche Mittelung von  $P_d(t)$  und  $P_s(t)$  und Addition der Verluste aus den einzelnen Zeitabschnitten für jeden Halbleiter

Die Berechnung wird mit einem Matlab Skript implementiert. Die Verluste für jeden Halbleiter werden für je 20 Stützstellen des Modulationsindex  $M$  und des  $\cos(\varphi)$  ermittelt und graphisch in Kennfeldern ausgegeben.

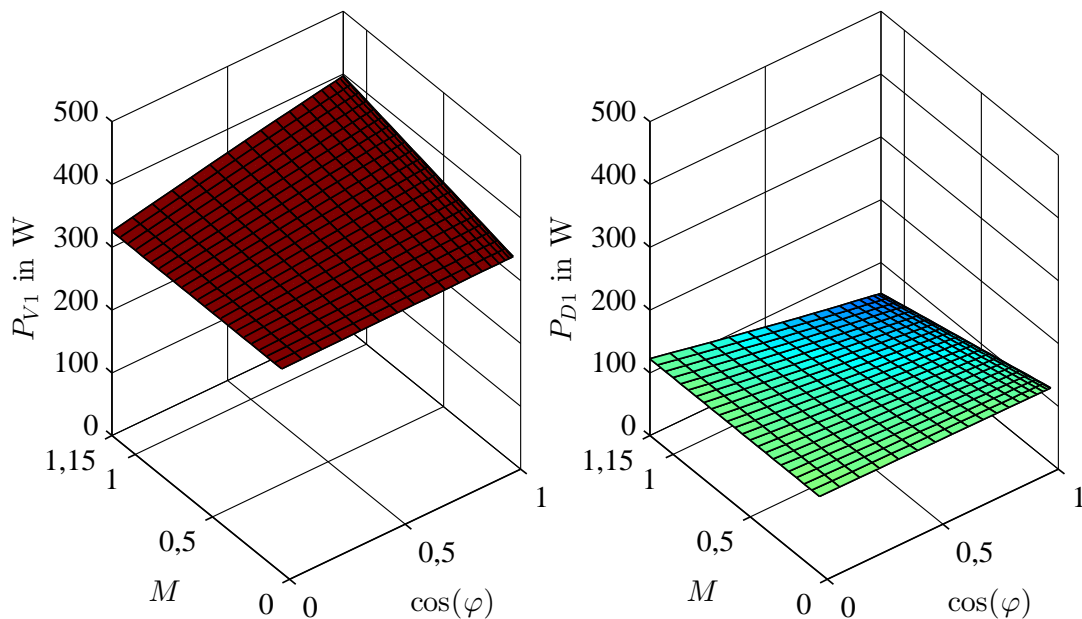
Die aus den Datenblättern [26] und [27] ermittelten Parameter für die Berechnung sind Tabelle 4.3 zu entnehmen. Die Daten wurden für eine Sperrschichttemperatur  $T_j=125\text{ °C}$  und einem Gatewiderstand von  $3,3\ \Omega$  für die 1200 V-IGBTs sowie  $2,2\ \Omega$  für die 1700 V-IGBTs ermittelt.

**Tabelle 4.3:** Berechnungsparameter Verlustverteilung

Halbleiter	$U_{CE0}$	$R_{CE}$	$E_s$ IGBT	$E_s$ Diode	$U_{ref}$
1200 V, 600 A	0,75 V	2 m $\Omega$	205 mJ	37 mJ	600 V
1700 V, 600 A	0,85 V	2,4 m $\Omega$	450 mJ	127 mJ	900 V

### 4.2.3 Gewählte Auslegung

Als Referenzsystem steht ein 2-Punkt-Zentralwechselrichter mit einem Nennstrom von 520 A zur Verfügung. Der MPP-Spannungsbereich beträgt 490 – 820 V. Bei 320 V Netzspannung besitzt der Wechselrichter eine Nennleistung von 288 kVA. Die Schaltfrequenz beträgt 4 kHz. Als Halbleitermodule wird eine Parallelschaltung von  $2 \times$  Infineon „EconoDUAL 3“ FF600R12ME4 eingesetzt. Abbildung 4.3 bildet die Verteilung der Verlustleistung in Abhängigkeit des Modulationsindex und des  $\cos(\varphi)$  bei der maximalen DC-Spannung von 820 V ab. Die Verlustverteilung wurde, angepasst für den 2-Punkt-Wechselrichter, nach der Methodik und den Berechnungsparametern aus Abschnitt 4.2.2 ermittelt. Die angegebene Verlustleistung bezieht sich auf einen Halbleiter der parallel geschalteten Module. Die höchste Verlustleistung des IGBTs entsteht im Arbeitspunkt  $M = 1,15$  und  $\cos(\varphi) = 1$  mit  $P_{V1} = 390\text{ W}$ . Die Diode ist an den Rändern des Kennfeldes bei  $M = 0$  oder  $\cos(\varphi) = 0$  mit  $P_{D1} = 122\text{ W}$  am stärksten belastet. Die maximale Gesamtverlustleistung aller Halbleiter beträgt 5370 W. Die maximale Sperrschichttemperatur ergibt sich nach Gleichung 4.21 zu  $T_{Jmax} = 123\text{ °C}$  für die IGBTs und zu  $T_{Jmax} = 107\text{ °C}$  für die Dioden.



**Abbildung 4.3:** Verlustverteilung des 2-Punkt-Wechselrichters, 1200 V-Halbleiter

Für den 3-Punkt- und Doppelwechselrichter werden Module mit dem selben Nennstrom wie für den 2-Punkt-Wechselrichter verwendet. Aufgrund der hohen Verlustleistung werden bei dem 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen drei 600 A-Module parallel geschaltet. Bei den beiden 3-Punkt-Wechselrichtern werden zwei 600 A-Halbleitermodule parallel geschaltet. Bei den beiden Doppelwechselrichtern werden 3-Punkt- und 2-Punkt-Wechselrichter jeweils aus 600 A-Halbleitern ohne Parallelschaltung aufgebaut.

Die Halbleiter des NPC1-Wechselrichters werden in der 1200 V-Klasse ausgeführt. Bei dem NPC2-Wechselrichter werden die äußeren Halbleiter 1 und 4 mit 1700 V-Bauelementen und die inneren Halbleiter 2 und 3 mit 1200 V-Bauelementen ausgeführt.

Der maximale Ausgangsstrom der 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichter beträgt 520 A. Der Ausgangsstrom der Doppelwechselrichter beträgt 300 A. Alle Wechselrichter, außer des 1200 V-2-Punkt-Wechselrichters als Referenzsystem, sind im hohen MPP-Spannungsbereich nach Tabelle 2.1 ausgelegt. Die Nennleistung dieser Wechselrichter beträgt 432 kVA.

Tabelle 4.4 fasst die Auslegung der Halbleiter und die Nenndaten der Ströme und Spannungen für die untersuchten Wechselrichter zusammen. Alle Simulations- und Messergebnisse in dieser Arbeit beziehen sich, soweit nicht anders angegeben, auf die Auslegung aus dieser Tabelle.

Da bei den Doppelwechselrichtern die drei Phasen entkoppelt werden, kann die Netzspannung als verkettete Spannung zwischen zwei Phasen an keiner Stelle gemessen werden. Die angegebene Netzspannung von  $480 \cdot \sqrt{3} = 831$  V stellt lediglich eine virtuelle verkettete Netzspannung als Rechengröße dar.

## 4.2 Komponentenauslegung

**Tabelle 4.4:** Auslegung der Halbleiter und Nenndaten

Wechselrichter	Halbleiter-Spannungsklasse	Halbleiter-Nennstrom	$I_{AC}$	$U_{MPP}$	Netzspannung	$S_{nom}$
2-Punkt 1200 V	1200 V	2×600 A	520 A	490 – 820 V	320 V	288 kVA
2-Punkt 1700 V	1700 V	3×600 A	520 A	740 – 1230 V	480 V	432 kVA
3-Punkt- NPC1	V1,2,3,4: 1200 V D <sub>C1</sub> ,D <sub>C2</sub> : 1200 V	2×600 A	520 A	740 – 1230 V	480 V	432 kVA
3-Punkt- NPC2	V1,4: 1700 V V2,3: 1200 V	2×600 A	520 A	740 – 1230 V	480 V	432 kVA
NPC1- Doppel-WR	V1,2,3,4: 1200 V V5,6: 1700 V	600 A	300 A	740 – 1230 V	480√3 V*	432 kVA
NPC2- Doppel-WR	V1,4,5,6: 1200 V V2,3: 1700 V	600 A	300 A	740 – 1230 V	480√3 V*	432 kVA

\* virtuelle verkettete Netzspannung

Mit der Auslegung aus Tabelle 4.4 werden mit Hilfe der Verlustverteilungen aus den Abbildungen 4.3 bis 4.8 die maximal auftretenden Sperrschichttemperaturen in den Betriebspunkten der höchsten Belastung ermittelt und in Tabelle 4.5 dargestellt. Für die Betriebspunkte mit den höchsten Verlustleistungen wird die Berechnung bei der maximalen DC-Spannung von 1230 V ausgeführt. Die Schaltfrequenz beträgt bei allen Wechselrichtern 4 kHz. Die Spalten „Bezeichner“ geben das Bauelement an, in dem die höchste Temperatur auftritt.

Bei dem 2-Punkt Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen (siehe Verlustverteilung in Abbildung 4.4) tritt die höchste Verlustleistung der IGBTs im Arbeitspunkt  $M = 1,15$  und  $\cos(\varphi) = 1$  mit  $P_{V1} = 447$  W auf. Die Diode ist an den Rändern des Kennfeldes bei  $M = 0$  oder  $\cos(\varphi) = 0$  mit  $P_{D1} = 148$  W am stärksten belastet.

Bei dem NPC1-Wechselrichter (siehe Verlustverteilung in Abbildung 4.5) treten die höchsten Verluste bei  $\cos(\varphi) = 1$  und Modulationsindex  $M = 1,15$  mit  $P_{V1} = 305$  W auf. Dieser Arbeitspunkt wird im normalen Dauerbetrieb angefahren. Die höchste Verlustleistung bei den Dioden tritt bei der Diode D<sub>C1</sub> im Betriebspunkt  $M = 0$  mit  $P_{DC1} = 178$  W auf und ist bei  $M = 0$  nahezu unabhängig von  $\cos(\varphi)$ . Dieser Betriebspunkt entspricht einem LVRT-Fall.

Bei dem NPC2-Wechselrichter (siehe Verlustverteilung in Abbildung 4.6) tritt die höchste Verlustleistung auch in den äußeren IGBTs auf. Die maximale Verlustleistung beträgt  $P_{V1} = 365$  W. Bei den Dioden sind die inneren Dioden mit  $P_{D2} = 178$  W am stärksten belastet. Der Betriebspunkt der höchsten Diodenbelastung ist mit  $M = 0$  identisch zum NPC1-Wechselrichter.

**Tabelle 4.5:** Maximale Sperrschichttemperaturen und Verlustleistungen

Wechselrichter	$P_{V_{ges}}$	IGBT $P_{V_{max}}$	IGBT Bezeichner	IGBT $T_{J_{max}}$	Diode $P_{V_{max}}$	Diode Bezeichner	Diode $T_{J_{max}}$
2-Punkt 1200 V	5,4 kW	390 W	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	123 °C	122 W	D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	107 °C
2-Punkt 1700 V	9,8 kW	447 W	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	163 °C	148 W	D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	148 °C
3-Punkt- NPC1	6 kW	305 W	V <sub>1</sub> , V <sub>4</sub>	122 °C	178 W	D <sub>c1</sub> , D <sub>c2</sub>	118 °C
3-Punkt- NPC2	6,5 kW	365 W	V <sub>1</sub> , V <sub>4</sub>	130 °C	178 W	D <sub>2</sub> , D <sub>3</sub>	123 °C
NPC1- Doppel-WR	4,9 kW	340 W	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	115 °C	209 W	D <sub>1</sub> , D <sub>4</sub>	112 °C
NPC2- Doppel-WR	5 kW	346 W	V <sub>1</sub> , V <sub>4</sub>	117 °C	268 W	D <sub>1</sub> , D <sub>4</sub>	121 °C

Bei dem NPC1-Doppelwechselrichter (siehe Verlustverteilung in Abbildung 4.7) tritt die höchste Verlustleistung in den inneren IGBTs mit  $P_{V_2} = 340$  W im Arbeitspunkt  $M = 0,5$  und  $\cos(\varphi) = 1$  auf. Von den Dioden ist D<sub>1</sub> mit  $P_{D_1} = 209$  W im Arbeitspunkt  $M = 0$  und  $\cos(\varphi) = 0$  am stärksten belastet. Die Charakteristik für Diode D<sub>5</sub> wird nicht dargestellt. Diese ist identisch mit der Charakteristik von D<sub>5</sub> des NPC2-Doppelwechselrichters. Im Vergleich zu dem einzelnen 3-Punkt-Wechselrichter in NPC1-Topologie ist die maximale Verlustleistung in einem IGBT um ca. 10 % höher. Es ergeben sich bei der gewählten Auslegung durch den NPC1-Doppelwechselrichter keine Vorteile hinsichtlich der maximalen Verlustleistung in einem IGBT gegenüber einem einzelnen 3-Punkt-Wechselrichter gleicher Leistung. Die thermischen Nachteile durch die höhere Verlustleistung in einem IGBT werden aber, bei gleichem Kühlsystem, durch die geringeren Gesamtverluste kompensiert. Somit ergibt sich für die gewählte Auslegung eine etwas geringere maximale Chiptemperatur für den NPC1-Doppelwechselrichter (vgl. Tabelle 4.5).

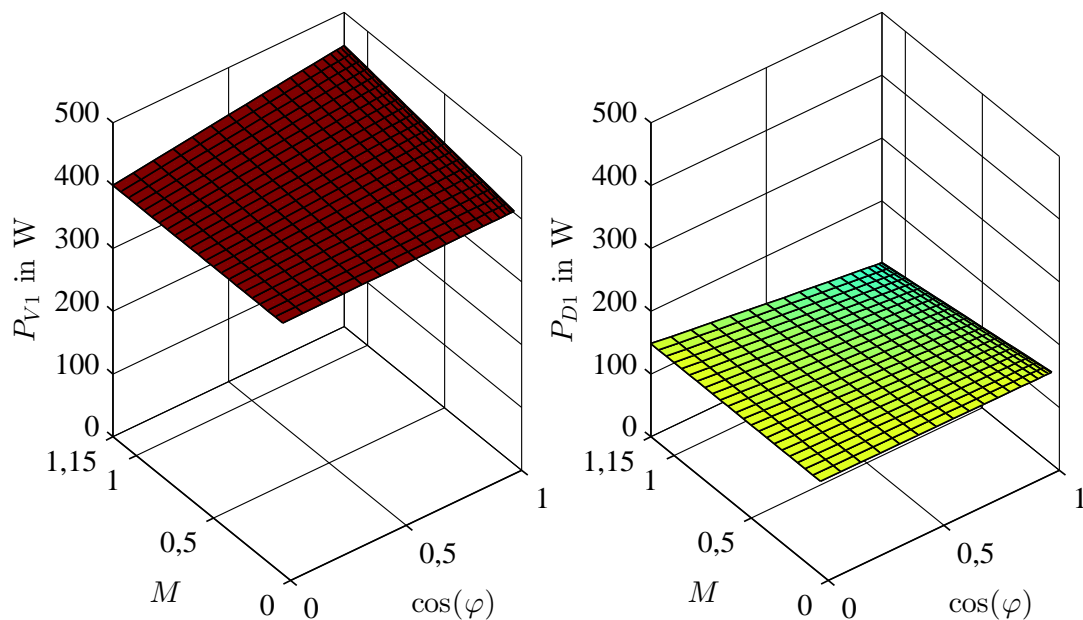
Auffällig ist, dass die Verlustleistung von V<sub>1</sub> bei Werten von  $M < 0,5$  und  $\cos(\varphi) = 1$  auf 0 W abfällt. Das ist damit zu erklären, dass der Spitzenwert der AC-Spannung in diesem Fall kleiner als die halbe DC-Spannung ist und somit die Kommutierungen 1, 3, 6 und 8 aus Abbildungen 6.4 und 6.5 nicht vorkommen.

Bei dem NPC2-Doppelwechselrichter (siehe Verlustverteilung in Abbildung 4.8) tritt die höchste Verlustleistung in den äußeren IGBTs (V<sub>1</sub>) mit 346 W auf. Von den Dioden ist D<sub>1</sub> mit 268 W am stärksten belastet. Die höheren Verluste dieser Bauteile gegenüber dem NPC1-Doppelwechselrichter resultieren aus den größeren Verlusten der 1700 V-Halbleiter. Es zeigt sich, dass bei allen Auslegungen, mit Ausnahme des 2-Punkt-Wechselrichters mit

## 4.2 Komponentenauslegung

1700 V-Bauelementen, die maximale Sperrschichttemperatur 130 °C nicht überschritten wird. Bei dem 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen müsste zur Einhaltung der Temperaturgrenzen der Ausgangsstrom verringert oder die Kühlleistung des Wasserkühlers und des Gegenkühlers verbessert werden. Schon an dieser Stelle erkennt man aufgrund der großen Anzahl der IGBT-Module, der Notwendigkeit eines stärkeren Kühlsystems und der hohen Gesamtverlustleistung, dass dieser Wechselrichter keine Vorteile gegenüber dem Referenzsystem bietet.

Für die 3-Punkt- und Doppelwechselrichter zeigt sich, dass die gewählte Auslegung vergleichbare Ergebnisse der maximal auftretenden Sperrschichttemperaturen bietet und somit eine gute Grundlage für eine vergleichende Analyse der Wechselrichter darstellt.



**Abbildung 4.4:** Verlustverteilung des 2-Punkt-Wechselrichters, 1700 V-Halbleiter

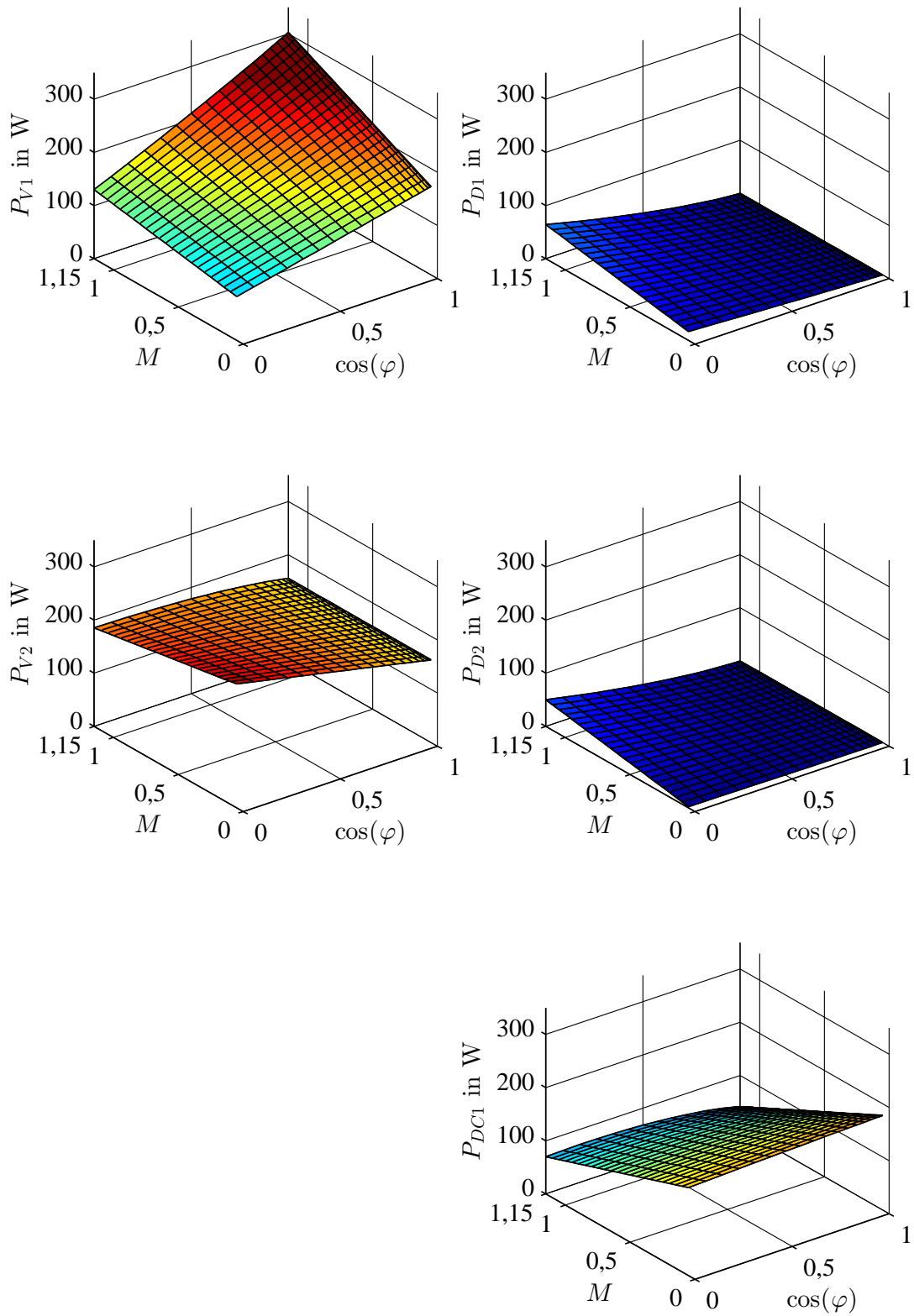
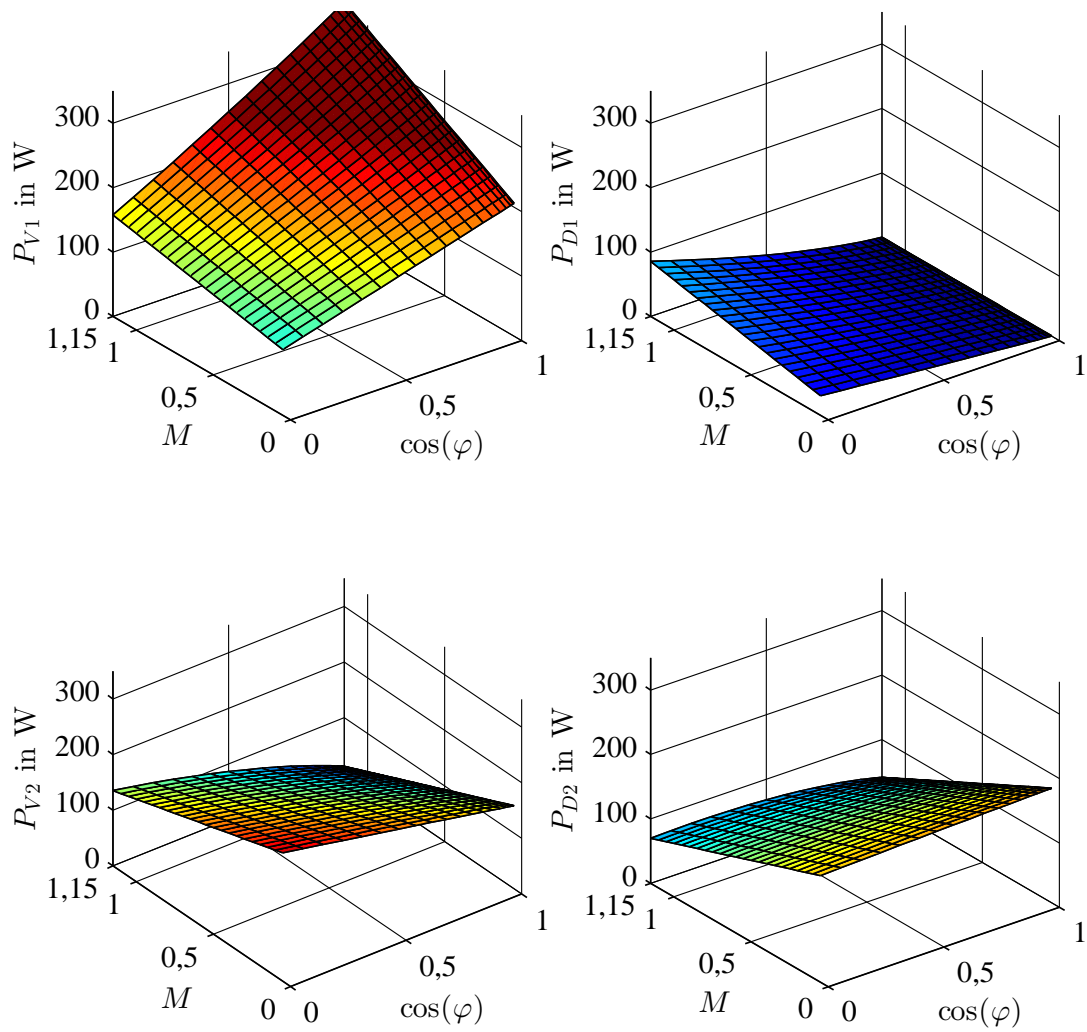


Abbildung 4.5: Verlustverteilung des NPC1-Wechselrichters

## 4.2 Komponentenauslegung



**Abbildung 4.6:** Verlustverteilung des NPC2-Wechselrichters



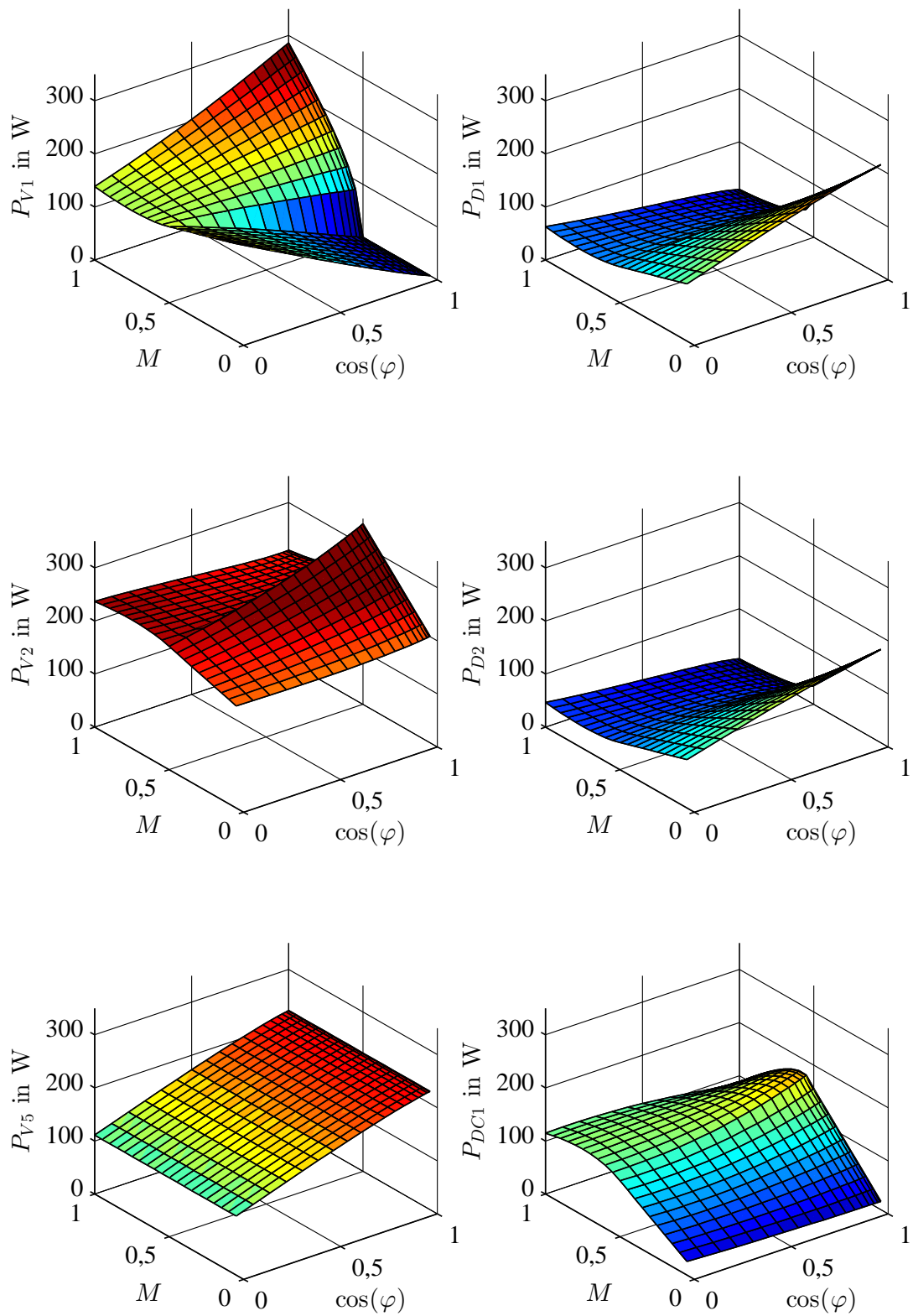


Abbildung 4.7: Verlustverteilung des NPC1-Doppelwechselrichters

## 4.2 Komponentenauslegung

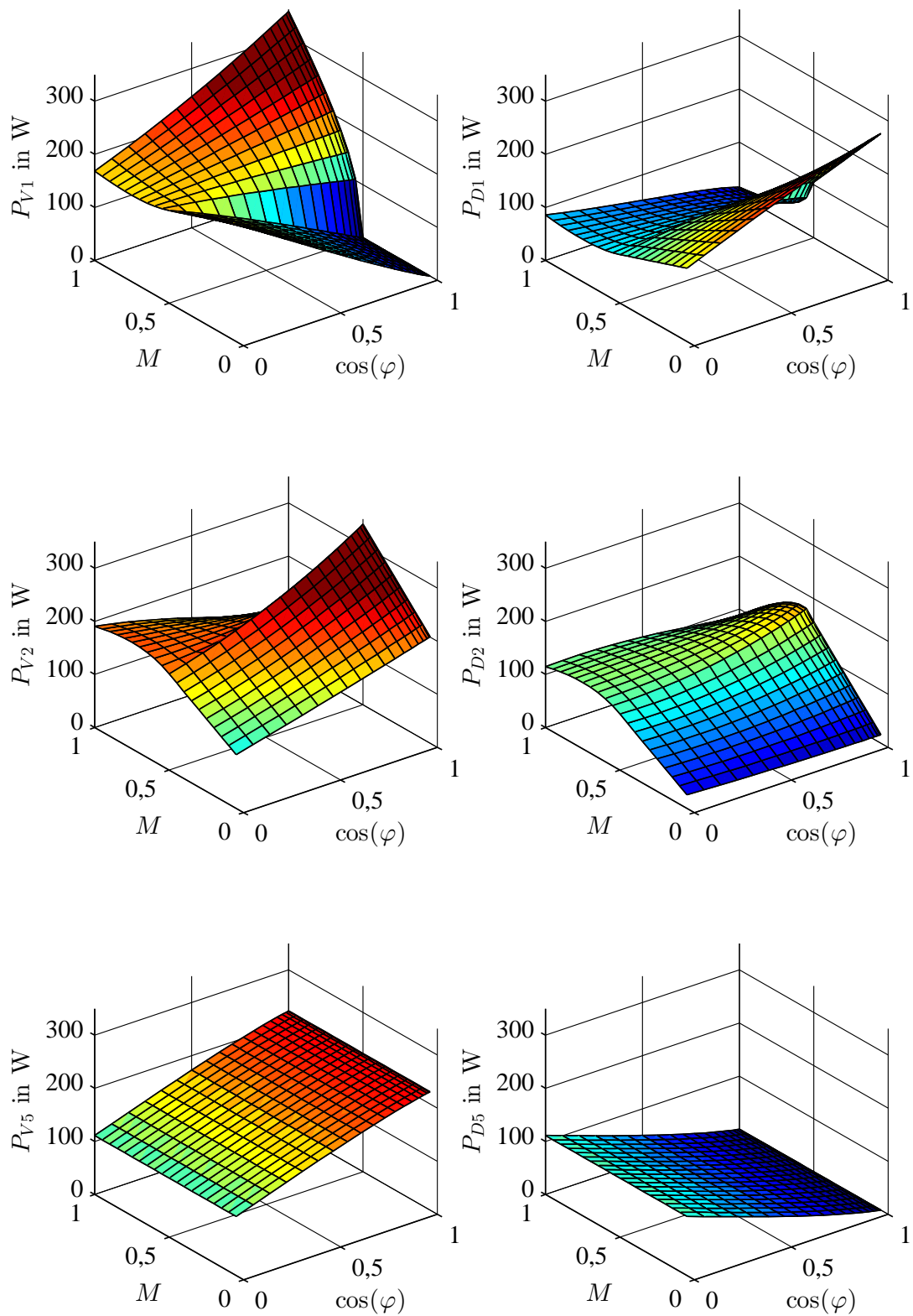


Abbildung 4.8: Verlustverteilung des NPC2-Doppelwechselrichters

#### 4.2.4 Gatewiderstände

Die Wahl der Gatewiderstände in der Ansteuerung des IGBTs beeinflusst signifikant die Einschaltverluste des Trench-IGBTs sowie die Ausschaltverluste der Diode. Bei Trench-IGBTs sind das Ausschaltverhalten und die Ausschaltverluste nahezu unabhängig von der Wahl des Gatewiderstands [69]. Daher orientiert sich die Wahl des Gatewiderstands an dem Einschaltvorgang des IGBTs. Ein kleiner Gatewiderstand resultiert in einer hohen Schaltgeschwindigkeit und geringen Einschaltverlusten des IGBTs. Gleichzeitig erhöhen sich durch die hohe Stromanstiegsgeschwindigkeit die Ausschaltverluste in der Diode. Bei der Wahl eines zu geringen Gatewiderstands kommt es als Folge zu Oszillationen, Überspannungen und unsauberem Schaltverhalten [69]. Ein zu großer Gatewiderstand führt zu hohen Schaltverlusten im IGBT. Daher sollte für den Gatewiderstand ein möglichst kleiner Wert gewählt werden, unter der Randbedingung, dass ein sauberes Schaltverhalten unter allen Betriebsbedingungen gewährleistet ist.

Einen signifikanten Einfluss auf das Schaltverhalten hat die Induktivität der Kommutierungsschleife [69]. Da diese vor allem von dem mechanischen Aufbau der Anbindung der Halbleiter an den Spannungszwischenkreis abhängt, kann der des Gatewiderstands nur am konkreten Aufbau ausgewählt werden.

Zur Festlegung des Gatewiderstands werden Voruntersuchungen ausgeführt. Dazu wird eine Phase mit den Zwischenkreiskondensatoren und Halbleitermodulen des Prototypen-Wechselrichters aus Abschnitt 7.2.1 aufgebaut und ein Doppelpuls-Test implementiert. Abbildung 4.9 zeigt das Schaltbild des Versuchsaufbaus für den NPC2-Wechselrichter.

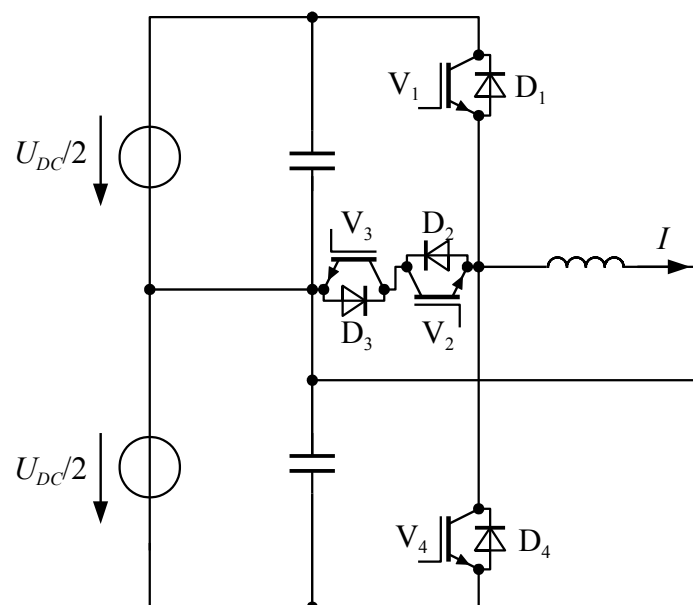


Abbildung 4.9: Schaltbild des Versuchsaufbaus des Doppelpulstests

## 4.2 Komponentenauslegung

Beide Zwischenkreishälften werden über je ein Netzteil mit konstanter, einstellbarer Ausgangsspannung  $U_{DC}/2$  gespeist. Der Phasenausgang wird mit einer Drosselspule verbunden. Der zweite Anschluss der Drosselspule wird an den Zwischenkreismittelpunkt angeschlossen. Der Kühlkörper kann über einen Heizwiderstand auf hohe Temperaturen aufgeheizt werden.

Im Mikrokontroller wird ein Pulsmuster hinterlegt, das eine Kommutierung mit Ein- und Ausschaltvorgang eines bestimmten IGBTs bei einstellbarem Strom realisiert. Zum Testen des Schaltverhaltens von  $V_1$  und  $D_3$  wird zunächst  $V_1$  für eine bestimmte Zeit eingeschaltet. Es baut sich ein positiver Strom in der Ausgangsdrossel auf.  $V_2$  ist während des gesamten Versuchs eingeschaltet. Sobald der gewünschte Strom erreicht wird, wird  $V_1$  ausgeschaltet und Ströme und Spannungen des Ausschaltvorgangs gemessen. Der Strom kommutiert in den Mittelzweig und durchfließt  $V_2$  und  $D_3$ . Die Spannung über der Ausgangsinduktivität entspricht in diesem Moment nur der Summe der Durchlassspannungen von  $V_2$  und  $D_3$ . Bei genügend großer Induktivität kann der Strom somit als konstant angenommen werden. Nach Ablauf von  $10\ \mu\text{s}$  wird  $V_1$  wieder eingeschaltet und der Strom kommutiert von Diode  $D_3$  in IGBT  $V_1$ . Ströme und Spannungen des Einschaltvorgangs werden gemessen. Zum Testen des Einschaltverhaltens von  $V_3$  bei Kommutierung von  $D_1$  wird zunächst  $V_4$  für eine Weile eingeschaltet. Es baut sich ein negativer Strom im Ausgang auf.  $V_3$  ist eingeschaltet. Sobald  $V_4$  ausgeschaltet wird, durchfließt der Strom  $D_2$  und  $V_3$ .  $V_3$  wird ausgeschaltet und das Ausschaltverhalten gemessen. Der Strom kommutiert in  $D_1$ . Nach Ablauf von  $10\ \mu\text{s}$  wird  $V_3$  wieder eingeschaltet und das Einschaltverhalten gemessen.

Als Startwert für den Gatewiderstand wird der Datenblattwert von  $1,5\ \Omega$  für die 1200 V-, 600 A-IGBTs (siehe [26]) und  $1,0\ \Omega$  für die 1700 V-, 600 A-IGBTs (siehe [27]) genommen. Die Gatewiderstände werden schrittweise erhöht, bis ein sauberes Schaltverhalten unter allen Randbedingungen des IGBTs erreicht wird. Bewertungskriterien sind vor allem, dass die Abschaltüberspannung der Diode den Wert der maximalen Sperrspannung nicht überschreitet. Zudem wird das Schaltverhalten qualitativ bewertet. Bei starken Oszillationen wird der Wert weiter erhöht. Die kritischsten Schaltbedingungen für das Ausschaltverhalten der Diode liegen bei höchster DC-Spannung, einer hohen Betriebstemperatur und einem geringen Laststrom [69].

Als Ergebnis wurden die Gatewiderstände von  $3,3\ \Omega$  für die 1200 V-, 600 A-Halbleiter und  $2,2\ \Omega$  für die 1700 V-, 600 A-Halbleiter ermittelt. Alle Messungen, Simulationen und Berechnungen in dieser Arbeit beziehen sich auf diese Gatewiderstände.

### 4.2.5 Netzfilter

Alle Wechselrichter werden mit einer LC-Kombination am Wechselrichterausgang ausgelegt. Auf der Netzseite wird aus Kostengründen auf eine Filterdrossel verzichtet. Stattdessen wird die Längsinduktivität  $L_T$  des Netztransformators zusammen mit der Netzinduktivität  $L_N$  genutzt. Es ergibt sich somit eine LCL-Filterstruktur zur Filterung des Ausgangsstroms des Wechselrichters. Abbildung 4.10 zeigt das verwendete Filtermodell im einphasigen Ersatzschaltbild. Die Induktivität  $L_{WR}$  der Filterdrossel auf der Wechselrichterseite wird durch Vorgabe des maximalen Stromrippels  $\Delta I$  als Spitze-Spitze Wert

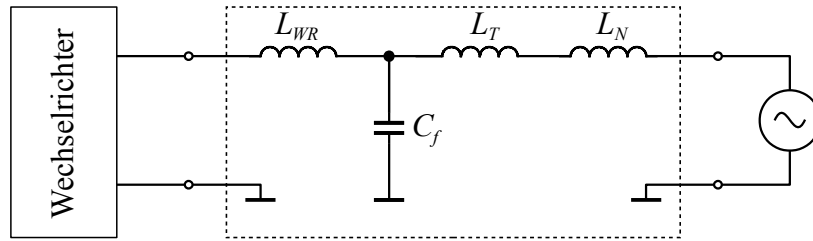


Abbildung 4.10: Modell des LCL-Filters

ausgelegt. Dieser wird auf einen Wert von maximal 25 % des Spitzenwerts des Nennstroms festgelegt:  $\Delta I = 0,25\sqrt{2}I_{AC}$ . Der maximale Stromrippel tritt bei Betrieb mit der maximalen DC-Spannung  $U_{MPPmax}$  auf. Die minimal notwendige Filterinduktivität  $L_{WR,2-Punkt}$  zur Begrenzung des Stromrippels unter den vorgegebenen Wert berechnet sich mit der Schaltfrequenz  $f_s$  für 2-Punkt-Wechselrichter nach Gleichung 4.22 [42].

$$L_{WR,2-Punkt} = \frac{U_{MPPmax}}{6f_s\Delta I} \quad (4.22)$$

Analog ergibt sich für einen 3-Punkt-Wechselrichter aufgrund der halben Stufenhöhe der Ausgangsspannung [42] die Induktivität  $L_{WR,3-Punkt}$  nach Gleichung 4.23:

$$L_{WR,3-Punkt} = \frac{\frac{U_{MPPmax}}{2}}{6f_s\Delta I} = \frac{U_{MPPmax}}{12f_s\Delta I}. \quad (4.23)$$

Für den Doppelwechselrichter kann die Formel für die Berechnung des Stromrippels eines Wechselrichter-Zweigs aus [42] herangezogen werden, da die Phasen des Doppelwechselrichters entkoppelt sind. Mit der Stufenhöhe der Ausgangsspannung von  $\frac{U_{MPPmax}}{2}$  ergibt sich die notwendige Induktivität  $L_{WRDoppel}$  nach Gleichung 4.24:

$$L_{WR,Doppel} = \frac{\frac{U_{MPPmax}}{2}}{4f_s\Delta I} = \frac{U_{MPPmax}}{8f_s\Delta I}. \quad (4.24)$$

Als Kernmaterial wird kornorientiertes Elektroband der Sorte M140-27s mit einer Dicke von 0,27 mm pro Lage gewählt. Kornorientiertes Elektroband bietet die geringsten spezifischen Kosten der in [7] verglichenen Kernmaterialien (Ferrite, Amorphe, Nanokristalline Kerne, Stahl mit hohem Siliziumanteil). Aus Herstellerdaten werden die Steinmetz-Parameter zu:

- $\alpha = 1,57$
- $\beta = 2,26$
- $k = 6,9 \cdot 10^{-4} \frac{W}{kg}$

## 4.2 Komponentenauslegung

ermittelt. Die maximale Flussdichte, mit der die Filterdrossel ausgelegt wird, wird zu  $B_{max} = 1,5 \text{ T}$  gewählt. Alle Berechnungen der Kernverluste in dieser Arbeit werden mit diesen Parametern für das Verfahren aus Abschnitt 4.1.2 verwendet. Zudem wird mit einer Dichte von Eisen als Kernmaterial von  $7874 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$  und einem spezifischen Widerstand von Kupfer von  $\rho = 0,017 \frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}}$  gerechnet.

Die Kapazität der drei Filterkondensatoren wird nun so ausgelegt, dass die Resonanzfrequenz  $f_0$  des LCL-Filters bei einer Kurzschlussspannung  $u_k = 6 \%$  des Netzanschlusses 1 kHz beträgt. Damit wird ein vergleichbares dynamisches Verhalten der Wechselrichter am Netzanschluss erreicht. Die Resonanzfrequenz sollte einen möglichst großen Abstand von der Schaltfrequenz  $f_s$  aufweisen, damit das Filter eine hohe Dämpfung für die schaltfrequenten Frequenzanteile aufweist. Demgegenüber darf die Resonanzfrequenz des Filters nicht zu niedrig gewählt werden, da dominante Netzberechnungen der 5., 7., 11. und 13. Ordnung die Resonanz des Filters anregen könnten. Mit der Wahl der Resonanzfrequenz von 1 kHz können beide Anforderungen erfüllt werden. Die angenommene Kurzschlussspannung von  $u_k = 6 \%$  ergibt sich aus einer typischen angenommenen Kurzschlussspannung des Transformators von 4 % und 2 % des Versorgungsnetzes.

Die Resonanzfrequenz  $f_0$  des LCL-Filters berechnet sich mit der Netzinduktivität  $L_N$  und der Längsinduktivität des Transformators  $L_T$  nach Gleichung 4.25 [42].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{WR} + L_N + L_T}{L_{WR} \cdot (L_N + L_T) \cdot C_f}} \quad (4.25)$$

Die Summe der Induktivitäten  $L_N + L_T$  berechnet sich mit der Netzfrequenz  $f$  zu:

$$L_N + L_T = \frac{1}{2\pi f} \frac{U_{AC}}{\sqrt{3} I_{AC}} u_k. \quad (4.26)$$

Tabelle 4.6 fasst die gewählte Auslegung der Filterelemente zusammen. Die Werte sind teilweise gerundet. Da der Betrieb des Wechselrichters an Netzanschlüssen und Transformatoren mit unterschiedlicher Kurzschlussspannung  $u_k$  gewährleistet werden muss, wird die Resonanzfrequenz zusätzlich für eine harte Netzanbindung mit  $u_k = 4 \%$  und eine weiche Netzanbindung mit  $u_k = 10 \%$  berechnet. Es zeigt sich, dass die Variation der Kurzschlussspannung die Resonanzfrequenz auf maximal 1170 Hz und minimal 840 Hz verschiebt und somit bei allen Wechselrichtern die Resonanzfrequenz oberhalb der 13. Oberschwingung der Netzfrequenz als auch einen ausreichenden Abstand zur Schaltfrequenz aufweist.

Für die Filterkondensatoren werden Folienkondensatoren eingesetzt. Die Nennspannung  $U_{Cf}$  wird so gewählt, dass diese dem Spitzenwert der Netzspannung bei 20 % Überspannung standhalten:

$$U_{Cf} = 1,2 \cdot U_{AC} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}. \quad (4.27)$$

Der angegebene Kapazitätswert bezieht sich auf  $C_f$  im einphasigen Ersatzschaltbild. Bei den 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichtern entspricht dies einer Sternschaltung. Bei den 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichtern ergibt sich die Möglichkeit die Filterkondensatoren im Dreieck zu verschalten. Dadurch kann die Kapazität auf ein Drittel reduziert werden. Die Spannung der Kondensatoren muss in dem Fall um den Faktor  $\sqrt{3}$  erhöht werden.

**Tabelle 4.6:** Auslegung der Netzfilter

Wechselrichter	$I_{AC}$	$\Delta I$	$L_{WR}$	$C_f$	$f_0$ $u_k = 4\%$	$f_0$ $u_k = 6\%$	$f_0$ $u_k = 10\%$
2-Punkt 1200 V	520 A	184 A	185 $\mu\text{H}$	510 $\mu\text{F}$	1170 Hz	1000 Hz	840 Hz
2-Punkt 1700 V	520 A	184 A	280 $\mu\text{H}$	340 $\mu\text{F}$	1170 Hz	1000 Hz	840 Hz
3-Punkt- NPC1	520 A	184 A	140 $\mu\text{H}$	430 $\mu\text{F}$	1135 Hz	1000 Hz	875 Hz
3-Punkt- NPC2	520 A	184 A	140 $\mu\text{H}$	430 $\mu\text{F}$	1135 Hz	1000 Hz	875 Hz
NPC1- Doppel-WR	300 A	106 A	360 $\mu\text{H}$	150 $\mu\text{F}$	1125 Hz	1000 Hz	885 Hz
NPC2- Doppel-WR	300 A	106 A	360 $\mu\text{H}$	150 $\mu\text{F}$	1170 Hz	1000 Hz	885 Hz

#### 4.2.6 Zwischenkreiskondensator

Der Zwischenkreiskondensators eines Wechselrichters mit Spannungszwischenkreis wird nach den folgenden Kriterien ausgelegt:

- Spannungsfestigkeit
- Strombelastung
- Maximale Spannungsschwankungen

Es stehen Elektrolytkondensatoren oder Folienkondensatoren zur Auswahl. Elektrolytkondensatoren bieten eine hohe Kapazität pro Volumeneinheit. Im Vergleich zum Folienkondensator ist die Strombelastbarkeit bezogen auf das Volumen gering. Die maximale Spannung marktüblicher Elektrolytkondensatoren beträgt 450 V. Für die Realisierung von Wechselrichtern mit einer DC-Spannung über 900 V ist somit eine Reihenschaltung von mindestens drei Kondensatoren notwendig. Für einen 3-Punkt-Wechselrichter müssten bereits mindestens vier Kondensatoren in Reihe geschaltet werden. Dies erhöht die parasitäre Reiheninduktivität und den Reihenwiderstand des Kondensators und erfordert eine aufwendige Zwischenkreisverschiebung.

Die geringe Strombelastbarkeit von Elektrolytkondensatoren erfordert zudem eine Parallelschaltung, was den mechanischen Aufbau weiter erschwert und folglich Volumen und Kosten erhöht. Aus diesen Gründen werden für den Aufbau der Prototypen in dieser Arbeit Filmkondensatoren verwendet.

## 4.2 Komponentenauslegung

Diese weisen eine höhere Strombelastbarkeit pro Volumen auf und sind ohne externe Reihenschaltung für den gesamten notwendigen Spannungsbereich verfügbar. Nachteilig ist die geringere Kapazität pro Volumen. Die notwendige Zwischenkreiskapazität wird über die maximal zulässigen Spannungsschwankungen definiert.

Bei einem 3-Punkt-Wechselrichter werden die Zwischenkreiskondensatoren mit Strömen bei Vielfachen der Schaltfrequenz und ihren Seitenbändern sowie einer dominanten Komponente mit der dreifachen Netzfrequenz belastet. Diese Komponente verursacht eine Verschiebung des Mittelpunktpotentials. [71] leitet den Strom in Abhängigkeit des Modulationsindex  $M$  und dem Phasenwinkel  $\varphi$  her und gibt die Amplitude des Spannungsrippels bei dreifacher Netzfrequenz  $\hat{u}_{c1}$  einer Zwischenkreishälfte mit

$$\hat{u}_{c1} = \frac{M\hat{I}_{AC}}{15\pi C\omega} \sqrt{9 - 5 \cos^2(\varphi)} \quad (4.28)$$

an. Die Winkelgeschwindigkeit des Netzes wird mit  $\omega = 2\pi f$  angegeben. Anmerkung: Gleichung 4.28 ist im Errata [72] von [71] korrigiert worden.

$\hat{I}_{AC}$  entspricht der Amplitude des Ausgangsstroms. Die Kapazität  $C$  entspricht der Gesamtkapazität der Reihenschaltung der beiden Zwischenkreiskapazitäten  $C_1$  und  $C_2$ , so dass bei identischen Zwischenkreiskondensatoren gilt:  $C_1 = C_2 = 2C$ . Mit  $\hat{I}_{AC} = \sqrt{2}I_{AC}$  ergibt sich:

$$\hat{u}_{c1} = \frac{2\sqrt{2}MI_{AC}}{15\pi C_1\omega} \sqrt{9 - 5 \cos^2(\varphi)}. \quad (4.29)$$

Der maximale Spannungsrippel wird bei  $M = 1$  und  $\cos(\varphi) = 0$  erreicht [72]. Bei festgelegter maximal zulässiger Spannungsänderung  $\hat{u}_{c1}$  lässt sich durch Einsetzen von  $M = 1$  und  $\cos(\varphi) = 0$  in Gleichung 4.29 und Umstellen die minimal benötigte Kapazität eines Zwischenkreiskondensators berechnen:

$$C_1 > \frac{\sqrt{2}}{5\pi^2 f} \frac{I_{AC}}{\hat{u}_{c1}}. \quad (4.30)$$

Die 3-Punkt-Wechselrichter in dieser Arbeit werden für eine maximale Leerlaufspannung von 1500 V ausgelegt. Die Spannung  $\hat{u}_{c1}$  wird auf 50 V festgelegt. Die Zwischenkreiskondensatoren müssen daher für eine maximale Arbeitsspannung von 800 V ( $1500 \text{ V}/2 + 50 \text{ V}$ ) ausgelegt werden. Die Netzfrequenz beträgt  $f = 50 \text{ Hz}$ . Somit ergibt sich:

$$C_1 > \frac{\sqrt{2}}{12500\pi^2} \frac{\text{s}}{\text{V}} I_{AC}. \quad (4.31)$$

Bezüglich der Stromtragfähigkeit des Zwischenkreiskondensators wird der Effektivwert des Kondensatorstroms  $I_C$  für einen 2-Punkt-Wechselrichter nach [32] ermittelt:

$$I_C = I_{AC} \sqrt{2M \left( \frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2(\varphi) \left( \frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9M}{16} \right) \right)}. \quad (4.32)$$



**Tabelle 4.7:** Formeln zur Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren

Wechselrichter	$C_1$	$C_2$	$U_C$	$I_C$
3-Punkt-WR	$\frac{\sqrt{2}}{12500\pi^2} \frac{s}{V} I_{AC}$	$\frac{\sqrt{2}}{12500\pi^2} \frac{s}{V} I_{AC}$	$\frac{U_{OC}}{2} + 50 \text{ V}$	$\frac{5}{\sqrt{6}\pi} I_{AC}$
2-Punkt-WR	$\frac{1}{2} \frac{\sqrt{2}}{12500\pi^2} \frac{s}{V} I_{AC}$	—	$U_{OC}$	$\frac{5}{\sqrt{6}\pi} I_{AC}$

Der maximale Effektivwert des Kondensatorstroms  $I_{Cmax}$  ergibt sich bei  $\cos(\varphi) = 1$  und einem Modulationsindex  $M = \frac{10\sqrt{3}}{9\pi} \approx 0,6$  [32] zu:

$$I_{Cmax} = I_{AC} \frac{5}{\sqrt{6}\pi} \approx 0,65 I_{AC}. \quad (4.33)$$

Für die Strombelastung der Zwischenkreiskondensatoren zeigen eigene Simulationen und die gleiche Beobachtung in [17], dass Gleichung 4.32 mit guter Näherung auch für die Berechnung des Zwischenkreisstroms eines 3-Punkt-Wechselrichter herangezogen werden kann.

Die Zwischenkreiskapazität der 2-Punkt-Wechselrichter in dieser Arbeit wird der Kapazität der Reihenschaltung der beiden Kondensatoren der 3-Punkt-Wechselrichter gleichgesetzt, um ein gleiches elektrisches Verhalten des Wechselrichters an den Anschlussklemmen zu gewährleisten.

Tabelle 4.7 fasst die verwendeten Formeln für die Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren zusammen. In Tabelle 4.8 werden die errechneten Werte für die Wechselrichter dargestellt. Die Werte sind teilweise gerundet.

**Tabelle 4.8:** Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren

Wechselrichter	$C_1$	$C_2$	$U_C$	$I_C$
2-Punkt 1200 V	3000 $\mu\text{F}$	—	1000 V	338 A
2-Punkt 1700 V	3000 $\mu\text{F}$	—	1500 V	338 A
3-Punkt- NPC1	6000 $\mu\text{F}$	6000 $\mu\text{F}$	800 V	338 A
3-Punkt- NPC2	6000 $\mu\text{F}$	6000 $\mu\text{F}$	800 V	338 A
NPC1- Doppel-WR	3400 $\mu\text{F}$	3400 $\mu\text{F}$	800 V	195 A
NPC2- Doppel-WR	3400 $\mu\text{F}$	3400 $\mu\text{F}$	800 V	195 A



# 5 3-Punkt-Wechselrichter

## 5.1 Modulation

Bei der trägerbasierten Modulation eines 3-Punkt-Wechselrichters wird die geforderte Ausgangsspannung für jede Phase mit zwei dreiecksförmigen Trägersignalen verglichen. Die beiden Trägersignale bilden die beiden Zwischenkreishälften ab und sind übereinander angeordnet. Der Vergleich der Modulationsspannung mit dem unteren Trägersignal bestimmt die Schaltsignale für die IGBTs 2 und 4, der Vergleich mit dem oberen Träger die Schaltsignale für IGBT 1 und 3. Die Schnittpunkte der Phasenspannung mit den Trägersignalen definieren die Umschaltzeitpunkte der IGBTs. IGBT 2 wird komplementär zu IGBT 4 angesteuert, IGBT 1 komplementär zu IGBT 3. Die Nummerierung der IGBTs bezieht sich auf die Abbildungen 3.1 und 3.2 für die beiden 3-Punkt-Topologien. Beide Wechselrichter verhalten sich bei gleicher Ansteuerung mit der angegebenen Nummerierung der IGBTs nach außen gleich.

Durch das Modulationsverfahren ergeben sich nach Tabelle 5.1 drei gültige Schaltzustände, bei denen der Ausgang entweder mit dem positiven Zwischenkreispotential („+“), dem negativen („-“) oder dem Mittelpunkt verbunden wird („0“). Mit  $S_{1..4}$  wird der Schaltzustand der IGBTs 1 bis 4 bezeichnet. Es sind jeweils 2 IGBTs pro Schaltzustand eingeschaltet. Alle anderen möglichen Schaltzustände führen entweder zu einem Kurzschluss einer Zwischenkreishälfte (bei mehr als 2 eingeschalteten IGBTs) oder die Ausgangsspannung des Wechselrichters ist nicht eindeutig definiert (bei weniger als 2 eingeschalteten IGBTs).

Die beiden Trägersignale der Zwischenkreishälften können entweder phasengleich oder mit umgekehrter Polarität erzeugt werden. Die beiden Verfahren nennen sich PD (**P**hase **D**isposition) oder POD (**P**hase **O**pposition **D**isposition). PD weist die geringste harmonische Verzerrung in der Ausgangsspannung auf [55] und wird daher in dieser Arbeit benutzt.

**Tabelle 5.1:** Schaltzustände des 3-Punkt-Wechselrichters

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	Ausgang
1	1	0	0	+
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-

## 5.1 Modulation

### 5.1.1 Eingesetztes Modulationsverfahren

Die meisten in der Literatur beschriebenen Modulationsverfahren gehen von konstanten und gleichen Spannungen der beiden Zwischenkreishälften (siehe z.B. [55]) und somit ideal geregelter Zwischenkreissymmetrie aus. Aus Abschnitt 4.2.6 ist bekannt, dass das Mittelpunktpotential mit der dreifachen Netzfrequenz variiert. Bei einer „schlanken“ Auslegung des Zwischenkreises mit Folienkondensatoren muss ein signifikanter Spannungsunterschied zwischen den Zwischenkreishälften zugelassen werden.

Ohne Berücksichtigung der Spannungsunterschiede der Zwischenkreishälften ergeben sich niederfrequente Harmonische in den Ausgangsspannungen des Wechselrichters, dominant sind dabei die 3. und 5. Harmonische [71]. Zur Vermeidung dieses Effekts müssen die einzelnen Spannungen der beiden Zwischenkreishälften  $u_{C1}$  und  $u_{C2}$  in das Modulationsverfahren mit einbezogen werden.

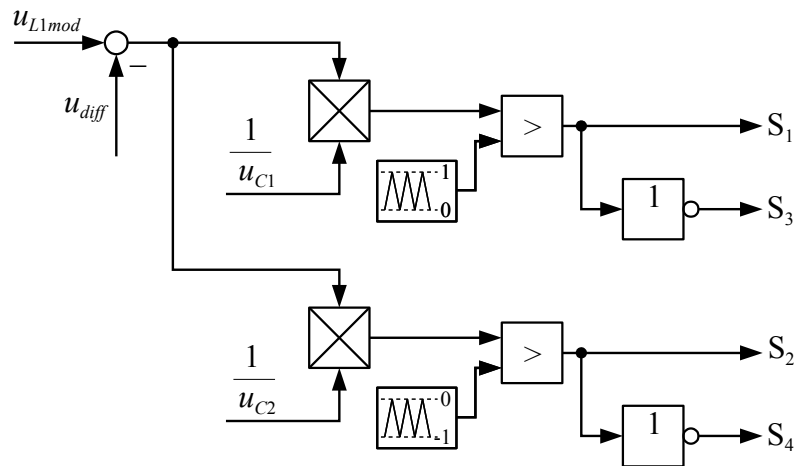


Abbildung 5.1: Blockschaltbild des Modulators

Abbildung 5.1 zeigt das Blockschaltbild des eingesetzten Modulators für die Phase L1. Die Spannung  $u_{diff}$  beschreibt die Abweichung des Zwischenkreismittelpunktpotentials vom idealen Mittelpunkt:

$$u_{diff} = \frac{(u_{C2} - u_{C1})}{2}. \quad (5.1)$$

Die Spannung  $u_{L1mod}$  ist die von der überlagerten Regelung übergebene Spannung und beinhaltet die Gleichtaktaufschaltung der 3. Harmonischen zur Erhöhung der maximalen Ausgangsspannung. Im Falle von  $u_{L1mod} > u_{diff}$  wird zwischen den Zuständen „+“ und „0“ umgeschaltet, bei  $u_{L1mod} < u_{diff}$  zwischen den Zuständen „-“ und „0“. Das obere Trägersignal wird durch einen Dreiecksgenerator zwischen den Werten 0 und 1 gebildet, das untere Trägersignal durch einen phasengleichen Dreiecksgenerator zwischen -1 und 0. Damit die Ausgangsspannung in Relation zu dem idealen Zwischenkreismittelpunkt gestellt wird, wird die reale existierende Abweichung  $u_{diff}$  von der Modulationsspannung

abgezogen. Die zu stellende Spannung wird für den oberen Zweig auf die obere Zwischenkreisspannung  $u_{C1}$  normiert, in dem unteren Modulationszweig entsprechend auf  $u_{C2}$ .

Durch dieses Modulationsverfahren wird auch bei unsymmetrischen Zwischenkreishälften die von der Regelung vorgegebene Spannung am Wechselrichterausgang gestellt. Ein identisches Verfahren wird in [9] vorgestellt und die Auswirkungen auf die Regelung des Zwischenkreismittelpunktes analysiert.

Kouro et al. [33] wenden ein ähnliches Verfahren auf Mehrpunkt- und kaskadierte Wechselrichter an und zeigen die deutliche Reduzierung niederfrequenter Oberschwingungen im Ausgangsstrom.

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

Das Potential des Zwischenkreismittelpunktes eines 3-Punkt-Wechselrichters muss aktiv geregelt werden, so dass im zeitlichen Mittel  $\bar{u}_{C1} = \bar{u}_{C2}$  gilt. Das Potential des Zwischenkreismittelpunktes wird über den Strom  $i_{mp}$  beeinflusst. Der Strompfad zwischen Halbleitern und Zwischenkreismittelpunkt ist in jeder Phase während des Schaltzustandes „0“ aktiviert. Aus  $i_{mp} = i_{C1} - i_{C2}$  und der Annahme  $C_1 = C_2 = C$  folgt [71]:

$$\frac{d}{dt}(u_{C1} - u_{C2}) = -2 \frac{du_{diff}}{dt} = \frac{1}{C} i_{mp}(t). \quad (5.2)$$

Abbildung 5.2 stellt die Ströme und Spannungen an dem NPC2-Wechselrichter dar. Die Änderung der Differenz der beiden Kondensatorspannungen ist somit proportional zu dem Strom  $i_{mp}$ . Der Strom  $i_{mp}$  ergibt sich aus der Summe der Ströme der drei Phasen, gewichtet mit der jeweiligen relative Einschaltdauer des Schaltzustandes „0“  $d_{mpi}$ . Mit  $i = 1...3$  für die drei Phasen ergibt sich:

$$i_{mp}(t) = d_{mp1}(t)i_{L1}(t) + d_{mp2}(t)i_{L2}(t) + d_{mp3}(t)i_{L3}(t). \quad (5.3)$$

Mit den drei Modulationssignalen  $m_i(t)$  ergibt sich bei symmetrierten Zwischenkreishälften  $d_{mpi}(t) = 1 - |m_i(t)|$  und somit:

$$i_{mp}(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) - (i_{L1}(t)|m_1(t)| + i_{L2}(t)|m_2(t)| + i_{L3}(t)|m_3(t)|). \quad (5.4)$$

Da im Einzelbetrieb des Wechselrichters  $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) = 0$  gilt, reduziert sich Gleichung 5.4 zu:

$$i_{mp}(t) = -(i_{L1}(t)|m_1(t)| + i_{L2}(t)|m_2(t)| + i_{L3}(t)|m_3(t)|). \quad (5.5)$$

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

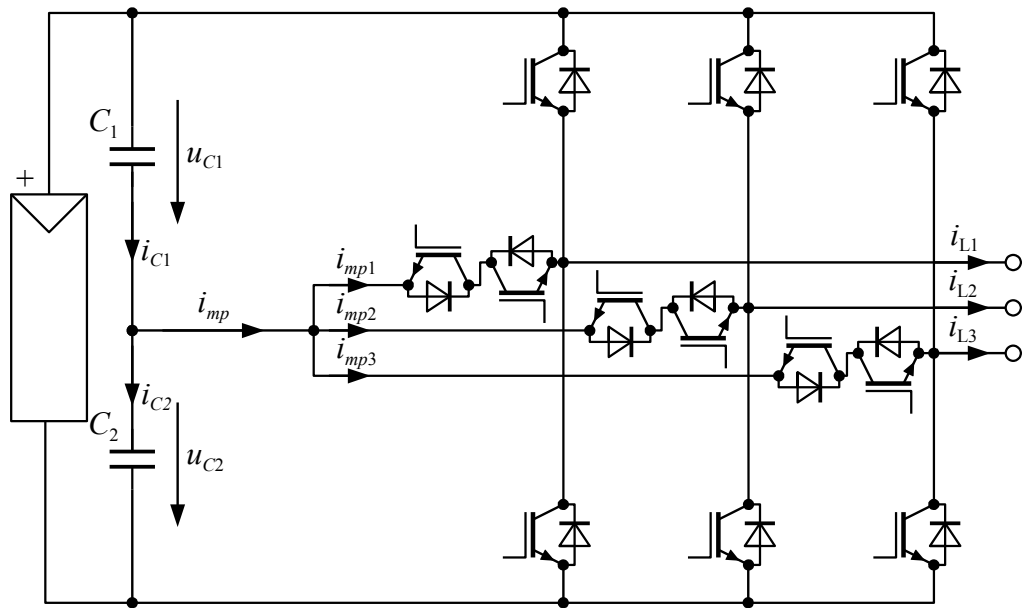


Abbildung 5.2: Signaldefinition Zwischenkreissymmetrierung

Die drei Modulationssignale sind unter der Annahme einer rein sinusförmigen Modulationsspannung ohne Oberschwingungen, dem Modulationsindex  $M$  und einem Offset  $M_0$  ( $M_0 = \frac{2u_0}{U_{DC}}$ ):

$$m_1(t) = M_0 + M \cos(\omega t) \quad (5.6)$$

$$m_2(t) = M_0 + M \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.7)$$

$$m_3(t) = M_0 + M \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (5.8)$$

Bei einem symmetrischen 3-Phasen System ohne Oberschwingungen ergeben sich die Ströme mit dem Winkel  $\varphi$  zwischen Strom und Spannung und der Amplitude der Grundschwingung  $\hat{I}$  zu:

$$i_{L1}(t) = \hat{I} \cos(\omega t - \varphi) \quad (5.9)$$

$$i_{L2}(t) = \hat{I} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \quad (5.10)$$

$$i_{L3}(t) = \hat{I} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right). \quad (5.11)$$

Mit Hilfe einer Fourierreihenentwicklung der Terme  $|m_1(t)|$  kann nun der Strom  $i_{mp}$  in Abhängigkeit des Modulationsindex  $M$ , der Amplitude des Ausgangsstroms  $\hat{I}$  und dem

Phasenwinkel  $\varphi$  bei  $M_0 = 0$  ermittelt werden. Die detaillierte Berechnung ist [71] zu entnehmen. Das Resultat ist, dass  $i_{mp}$  keine Gleichkomponente beinhaltet, aber Komponenten bei ungeraden dreifachen Vielfachen der Netzfrequenz (3, 9, 15, ...). Dominant ist die Komponente mit dreifacher Netzfrequenz und einer Amplitude von minimal  $0,51M\hat{I}_{AC}$  bei  $\cos(\varphi) = 1$  und maximal  $0,76M\hat{I}_{AC}$  bei  $\cos(\varphi) = 0$  [71]. Die Amplitude und Phasenlage der Schwingung ist somit abhängig von dem Phasenwinkel  $\varphi$  und dem Modulationsindex  $M$ .

Bei aktivierter Gleichtaktaufschaltung der 3. Harmonischen reduziert sich die Komponente des Mittelpunktstroms bei dreifacher Netzfrequenz auf minimale Werte von  $0,18M\hat{I}_{AC}$  bei  $\cos(\varphi) = 1$  und maximale Werte von  $0,71M\hat{I}_{AC}$  bei  $\cos(\varphi) = 0$  [71]. Die Gleichtaktaufschaltung reduziert somit im Normalbetrieb mit  $\cos(\varphi) = 1$  den auftretenden Strom mit dreifacher Netzfrequenz deutlich. Bei  $\cos(\varphi) = 0$  fällt die Reduzierung deutlich geringer aus.

Die Amplitude von maximal 76 % des Ausgangsstroms verursacht nach Gleichung 5.2 eine deutliche Schwingung des Mittelpunktpotentials mit dreifacher Netzfrequenz, deren Amplitude durch die Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren beeinflusst wird. Im idealen System ergibt sich aber im zeitlichen Mittel über eine Netzperiode keine Verschiebung des Mittelpunktpotentials. Im realen System treten allerdings die folgenden Faktoren auf, welche eine DC-Verschiebung des Mittelpunktpotentials verursachen:

- Abweichungen der Bauteile  
Durch Abweichungen in den Kapazitäten der Zwischenkreiskondensatoren kann eine Unsymmetrie vor Einschalten des Wechselrichters vorliegen, da die Zwischenkreishälften unsymmetrisch vorgeladen werden. Auch Abweichungen im Schaltverhalten der Halbleiter können durch unterschiedliche Schaltverzögerungen zu Unsymmetrien führen [35].
- geradzahlige Oberschwingungen  
Geradzahlige Oberschwingungen in den Modulationssignalen oder den Ausgangsströmen verursachen eine statische Unsymmetrie. Dies kann durch gezielte Injektion von Oberschwingungen in die Modulationssignale zur Kompensation von Netzoberschwingungen oder durch Oberschwingungen in der Netzspannung verursacht werden [35].
- Wechsel des Betriebspunktes  
Bei einem Wechsel des Betriebspunktes ändern sich Phase und Amplitude der Schwingung des Zwischenkreismittelpunktes mit der dreifachen Netzfrequenz. Im stationären Betriebspunkt ist die Schwingung mittelwertfrei. Im Übergang zwischen zwei Betriebspunkten ist dies nicht mehr gegeben, da sich Phase und Amplitude zu beliebigen Zeitpunkten ändern können. Beispielhaft kommt es bei einem LVRT-Fall zu einem abrupten Übergang zwischen Normalbetrieb mit  $\cos(\varphi) = 1$  zu einem Betrieb mit  $\cos(\varphi) = 0$  während des LVRTs.

### 5.2.1 Bekannte Verfahren

Bei trägerbasierter Modulation des 3-Punkt-Wechselrichters kann der Strom in den Zwischenkreismittelpunkt  $i_{mp}$  über die Nullkomponente der Modulationsspannungen  $u_0$  beeinflusst werden, ohne die verketteten Ausgangsspannungen des Wechselrichters im Mittelwertmodell zu beeinflussen. Daher wird  $u_0$  bei den meisten Verfahren als Stellgröße benutzt. Der Zusammenhang zwischen einem konstanten Offset in den Modulationssignalen  $M_0$  und dem resultierenden Mittelwert des Mittelpunktstrom  $\bar{i}_{mp}$  ist über

$$\bar{i}_{mp} = -\frac{6}{\pi} \hat{I} \cos(\varphi) M_0 \quad (5.12)$$

gegeben [71], [9], [35]. Solange der Wechselrichter in einem Betriebspunkt mit einem  $\cos(\varphi)$  und einem Strom ungleich null betrieben wird, ist das Mittelpunktpotential direkt über  $M_0$  regelbar. Dies ist das gängigste Symmetrierungsverfahren. Probleme treten auf, sobald der Wechselrichter mit sehr wenig Strom betrieben wird, da durch Rauschen die Bestimmung des aktuellen  $\cos(\varphi)$  erschwert wird. Außerdem kann bei Betrieb mit reiner Blindleistung nicht mehr geregelt werden, da  $\cos(\varphi) = 0$  und somit  $\bar{i}_{mp}(M_0) = 0$  A gilt.

In den folgenden Betriebspunkten kann folglich mit dem beschriebenen Verfahren nicht geregelt werden:

- Leerlauf

Bei Sonnenaufgang und Sonnenuntergang wird der Wechselrichter bei  $P \approx 0$  W betrieben. Bei Regelung anhand des Zusammenhangs aus Gleichung 5.12 muss  $\cos(\varphi)$  eindeutig bestimmbar sein. Aufgrund von Messungenauigkeiten ist dieses bei sehr kleiner Leistung nicht exakt zu bestimmen. Zudem führt  $I_{AC} \approx 0$  A zu  $\bar{i}_{mp}(M_0) \approx 0$  A und verhindert eine Regelung über  $M_0$ .

- LVRT

Im LVRT-Fall kann die Netzspannung auf bis zu 0 % Restspannung zusammenbrechen. Je nach Netzanschlussrichtlinie muss in Abhängigkeit der Einbruchtiefe Wirk- und/oder Blindstrom in Höhe des Nennstroms vom Wechselrichter eingespeist werden. Im Falle eines Kurzschlusses im Einspeisepunkt des Wechselrichters fällt die Netzspannung auf 0 V zusammen. Der Wechselrichter muss in diesem Fall mit Nennstrom weiterbetrieben werden. Die Ausgangsspannung entspricht in diesem Fall dem Spannungsabfall über der Induktivität des Netzfilters und der Transformatorstreuinduktivität. Bei einer üblichen Auslegung entspricht dies einer verketteten Ausgangsspannung von ca. 50 V. Gleichzeitig steigt die Ausgangsspannung des Solargenerators, so dass der Wechselrichter bei sehr kleinem Modulationsindex und  $\cos(\varphi) = 0$  betrieben wird.

Im Moment der Netzwiederkehr führen transiente Vorgänge, wie das Aufmagnetisieren der Transformatorkerne, zu starken Spannungsverzerrungen. Daher kann nicht von rein sinusförmigen Strömen und Spannungen ausgegangen werden.



- Blindleistung

Einige Netzanschlussrichtlinien fordern den Dauerbetrieb des Wechselrichters mit einer vorgegebenen Blindleistung zur Spannungshaltung des Netzes. Somit muss ein Betrieb bei beliebiger Blindleistung  $Q$  unter der Randbedingung  $P^2 + Q^2 \leq S_{nom}^2$  unterstützt werden.

Um auch bei  $\cos(\varphi) = 0$  eine Regelung zu gewährleisten, werden die folgenden Verfahren vorgestellt:

- Injektion einer 6. Harmonischen

Aus [10] und [35] ist bekannt, dass geradzahlige Harmonische in der Ausgangsspannung des Wechselrichters einen Gleichanteil des Mittelpunktstroms hervorrufen. Die 6. Harmonische ist die niedrigste geradzahlige Harmonische, welche sich nicht in den verketteten Ausgangsspannungen des Wechselrichters abbildet und somit keine Verzerrungen des Ausgangsstroms zur Folge hat. [10] weist nach, dass bei einem Betrieb des Wechselrichters mit  $\cos(\varphi) = 0$  über die Injektion einer 6. harmonischen Spannung in die Modulationsspannungen eine Regelung des Mittelpunktspotentials möglich ist. Bis zu einer bestimmten Amplitude der injizierten Spannung in Relation zu der 50 Hz Grundschwingung kann von einem nahezu linearen Verhältnis zwischen injizierter Spannung und Gleichanteil des Mittelpunktstroms ausgegangen werden.

Oberhalb eines bestimmten Verhältnisses zwischen injizierter Spannung und Grundschwingung wechselt das Vorzeichen der Wirkung, so dass eine weitere Erhöhung der injizierten Spannung zu einer Reduzierung des Mittelpunktstroms führt. Je nach Modulationsart und Betriebspunkt kann dies bis zu einem Vorzeichenwechsel des Mittelpunktstroms führen, was den Regelkreis in die Instabilität führen würde.

Ein weiterer Nachteil ist, dass nur ein relativ kleiner Gleichanteil des Mittelpunktstroms mit dem Verfahren erreicht werden kann. In [10] wird zudem die Injektion eines Rechtecksignals mit 6-facher Grundfrequenz vorgeschlagen. Im Gegensatz zur sinusförmigen Injektion wird der lineare Bereich und der maximal erreichbare Mittelpunktstrom etwas erhöht. Aber auch bei diesem Verfahren ändert sich das Vorzeichen der Stromänderung ab einer bestimmten Schwelle.

Der Betriebsfall  $\cos(\varphi) = 0$  tritt bei einem Zentralwechselrichter vor allem im LVRT-Fall ohne verbleibende Netzspannung auf. Aufgrund der hochdynamischen Übergänge bei Fehlereintritt ist eine Unsymmetrie des Zwischenkreismittelpunktes unvermeidbar. Die Amplitude der Grundschwingung der Ausgangsspannung nimmt in diesem Fall sehr kleine Werte an. Somit wird die zur Verfügung stehende Stellgröße für die Injektion einer 6. Harmonischen im linearen Bereich auf sehr kleine Werte eingeschränkt, was die Anwendung dieses Verfahrens für Zentralwechselrichter ausschließt.

- Injektion einer 2. Harmonischen

Durch Addition einer Spannung der doppelten Grundfrequenz auf die Modulationsspannungen wird ein Gleichanteil des Mittelpunktstroms hervorgerufen. Die Höhe des Stroms und der lineare Bereich sind deutlich größer als bei Injektion einer 6. Harmonischen [10]. Nachteilig ist, dass sich die Injektion einer 2. Harmonischen in

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

den verketteten Ausgangsspannungen abbildet. Als Folge wird ein Strom mit der doppelten Netzfrequenz in das Netz injiziert.

Eine statische Unsymmetrie (z.B. durch Bauteilabweichungen) würde folglich zu einem dauerhaften Strom doppelter Netzfrequenz führen. Die Höhe einer statischen Störung ist proportional zu dem Betriebsstrom. Bei größerem Betriebsstrom muss somit auch der durch die Regelung hervorgerufene Mittelpunktstrom ansteigen, um die Störung zu kompensieren. Die Folge wäre, dass auch der Strom bei der doppelten Netzfrequenz ansteigt und bei großen Betriebsströmen ein deutlicher Anteil doppelter Netzfrequenz gestellt werden muss. Da Oberschwingungen gerader Ordnung in der BDEW-Netzanschlussrichtlinie nur mit sehr geringer Amplitude zugelassen sind, kann dieses Verfahren nicht für die Symmetrierung eines 3-Punkt-Zentralwechselrichters unter Last genutzt werden. Es kann an dieser Stelle kein exakter Grenzwert aus der BDEW-Netzanschlussrichtlinie genannt werden, da die Oberschwingungen anhand der Spannungsverzerrung auf Mittelspannungsseite eines gesamten Solarparks bewertet werden.

Mit den beschriebenen Verfahren kann die Symmetrie der Zwischenkreishälften eines 3-Punkt-Wechselrichters nur in einem Teil des Betriebsbereiches gewährleistet werden. Dazu müsste in Abhängigkeit der Parameter  $\cos(\varphi)$  und dem Modulationsindex  $M$  zwischen verschiedenen Verfahren umgeschaltet werden. In der Praxis müssen aufwendige Algorithmen für die Umschaltung implementiert werden, da diese sehr dynamisch durchgeführt werden muss, gleichzeitig aber in Grenzbetriebspunkten ein stabiler Betrieb mit einem Verfahren gewährleistet werden muss. Bei einer Umschaltung zwischen verschiedenen, teilweise nichtlinearen, Verfahren ist es zudem schwierig eine Aussage über die Stabilität des Regelkreises in allen Betriebspunkten zu treffen. Somit besteht die Notwendigkeit neue Verfahren für die Zwischenkreissymmetrierung von 3-Punkt-Wechselrichter in der Photovoltaik zu entwerfen.

### 5.2.2 Verfahren im Leerlauf

Um eine Regelbarkeit bei  $\hat{I} \approx 0$  A zu gewährleisten, muss eine Stellgröße geschaffen werden, welche einen Strom  $\bar{i}_{mp}$  unabhängig von den Ausgangsströmen hervorruft. Da bei  $\hat{I} \approx 0$  A nur sehr kleine statischen Störungen auftreten können, kann in diesem Fall das Verfahren der Injektion einer 2. Harmonischen aufgegriffen werden, da nur sehr kleine Ströme bei doppelter Netzfrequenz zum Regeln nötig sind. Die Bewertung der Oberschwingungen in der BDEW-Netzanschlussrichtlinie ist auf die Kurzschlussleistung am Netzanschlusspunkt bezogen. Daher fallen die im Leerlauf zum Symmetrieren benötigten Ströme doppelter Netzfrequenz kaum ins Gewicht. Zudem ist es bei dem vorgestellten Verfahren möglich, die Einhaltung der Grenzwerte durch Stellgrößenbegrenzungen sicherzustellen.

Es sei  $M_2$  der Modulationsindex einer Spannungskomponente doppelter Netzfrequenz mit der Phase  $\theta_2$  in dem Modulationssignal einer Phase  $m_i(t)$ .

$$m_i(t) = M \cos(\omega t) + M_2 \cos(2\omega t - \theta_2) \quad (5.13)$$

Durch die zusätzliche Spannungskomponente wird ein Strom mit doppelter Netzfrequenz und Amplitude  $\hat{I}_2$  und Phase  $\varphi_2$  hervorgerufen, so dass sich der Ausgangsstrom der Phase zu:

$$i_i(t) = \hat{I} \cos(\omega t - \varphi) + \hat{I}_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) \quad (5.14)$$

ergibt. Mit  $M \gg M_2$  ergibt sich durch Einsetzen in Gleichung 5.5 für eine Phase:

$$i_{mpi}(t) = |M \cos(\omega t)| i_i(t) = |M \cos(\omega t)| [\hat{I} \cos(\omega t - \varphi) + \hat{I}_2 \cos(2\omega t - \varphi_2)]. \quad (5.15)$$

Der Strom  $\bar{i}_{mpi}$  als Mittelwert des Mittelpunktstroms über eine Netzperiode berechnet sich zu:

$$\bar{i}_{mpi} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{mpi}(\omega t) d\omega t. \quad (5.16)$$

Es gilt:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |M \cos(\omega t)| \hat{I} \cos(\omega t - \varphi) d\omega t = 0. \quad (5.17)$$

Folglich:

$$\bar{i}_{mpi} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |M \cos(\omega t)| \hat{I}_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) d\omega t. \quad (5.18)$$

Auflösen des Betrages ergibt:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{mpi} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M \cos(\omega t) \hat{I}_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) d\omega t \\ &\quad - \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} M \cos(\omega t) \hat{I}_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) d\omega t \\ &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} M \cos(\omega t) \hat{I}_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) d\omega t. \end{aligned} \quad (5.19)$$

Und daraus:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{mpi} &= \frac{1}{4\pi} M \hat{I}_2 \left( \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(-\omega t + \varphi_2) + \cos(3\omega t - \varphi_2) d\omega t \right. \\ &\quad \left. - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \cos(-\omega t + \varphi_2) + \cos(3\omega t - \varphi_2) d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} \cos(-\omega t + \varphi_2) + \cos(3\omega t - \varphi_2) d\omega t \right). \end{aligned} \quad (5.20)$$

Lösen des Integrals führt zu

$$\begin{aligned} \bar{i}_{mpi} &= \frac{1}{4\pi} M \hat{I}_2 \left( -[\sin(-\omega t + \varphi_2)]_0^{\frac{\pi}{2}} + \frac{1}{3} [\sin(3\omega t - \varphi_2)]_0^{\frac{\pi}{2}} \right. \\ &\quad \left. + [\sin(-\omega t + \varphi_2)]_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} - \frac{1}{3} [\sin(3\omega t - \varphi_2)]_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \right. \\ &\quad \left. - [\sin(-\omega t + \varphi_2)]_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} + \frac{1}{3} [\sin(3\omega t - \varphi_2)]_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} \right). \end{aligned} \quad (5.21)$$

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

Einsetzen der Integrationsgrenzen und Zusammenfassen führt schließlich zu:

$$\bar{i}_{mpi} = \frac{1}{4\pi} M \hat{I}_2 \left( 4 \cos(\varphi_2) - \frac{4}{3} \cos(\varphi_2) \right) = \frac{2}{3\pi} M \hat{I}_2 \cos(\varphi_2). \quad (5.22)$$

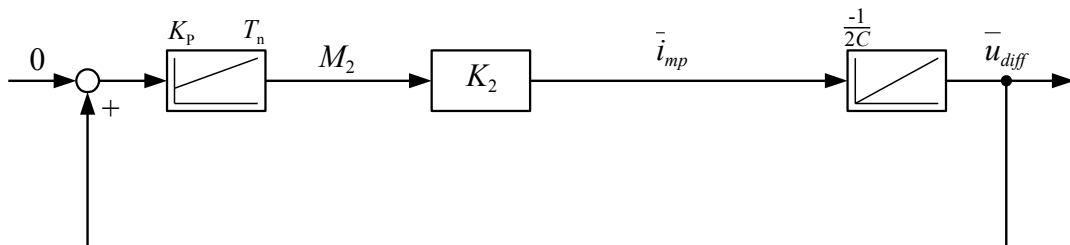
Aus der Summe des Beitrags der drei Phasen resultiert:

$$\bar{i}_{mp} = \frac{2}{\pi} M \hat{I}_2 \cos(\varphi_2). \quad (5.23)$$

Aus Gleichung 5.23 lässt sich entnehmen, dass der Mittelwert des Mittelpunktstroms proportional zu  $\hat{I}_2$ ,  $M$  und  $\cos(\varphi_2)$  ist. Es sollte  $\theta_2$  so gewählt werden, dass sich ein Strom mit  $\varphi_2 = 0$  und somit  $\cos(\varphi_2) = 1$  einstellt. Bei Annahme einer rein induktiven Last am Wechselrichterausgang muss dafür  $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$  gewählt werden. Der Strom  $\hat{I}_2$  ist direkt proportional zu  $M_0$ . Der Proportionalfaktor entspricht dem Betrag der Impedanz des Netzfilters und des Netzes bei  $2\omega$ . Innerhalb eines Arbeitspunktes mit konstantem  $M$ , ist mit einer konstanten, positiven Verstärkung  $K_2$  der Zusammenhang

$$\bar{i}_{mp} = K_2 M_2 \quad (5.24)$$

gegeben. Somit lässt sich über die Stellgröße  $M_2$  ein Strom  $\bar{i}_{mp}$  hervorrufen und über einen überlagerten Regelkreis die Zwischenkreisunsymmetrie  $u_{diff}$  regeln. Damit die vorherige Rechnung ihre Gültigkeit behält, wird die Annahme getroffen, dass  $\hat{I}_2$  im Berechnungszeitraum einer Netzperiode nahezu konstant ist. Diese Annahme kann getroffen werden, da im Leerlauf des Wechselrichters nicht damit zu rechnen ist, dass dynamische Störungen ausgeglet werden müssen und somit eine geringe Dynamik des Reglers ausreicht.



**Abbildung 5.3:** Regelkreis der Zwischenkreissymmetrierung im Leerlauf

Abbildung 5.3 zeigt das Strukturbild des Regelkreises mit einem PI-Regler. Sobald der Wechselrichter nicht im Leerlauf betrieben wird, sollte das beschriebene Verfahren nicht benutzt werden, da mit zunehmendem Ausgangsstrom auch die zum Symmetrieren benötigte Stromkomponente bei der doppelten Netzfrequenz zunimmt. Die Einhaltung der Netzanschlussrichtlinien wird dadurch gefährdet. In der Praxis muss ein niedriger Schwellwert des Ausgangsstroms gefunden werden, ab dem das Verfahren für den Normalbetrieb aus dem nächsten Abschnitt angewendet werden kann. Bei den betrachteten Wechselrichtern mit 520 A Nennstrom hat sich aus praktischen Versuchen ein Schwellwert von 10 A bewährt.

### 5.2.3 Entwickeltes Verfahren im Normalbetrieb

Es wird das Ziel verfolgt, ein Verfahren zur Zwischenkreissymmetrierung der 3-Punkt Wechselrichter zu entwickeln, dessen Eingangsgrößen ausschließlich die Augenblickswerte der Ströme und Spannungen sind, um auch bei unsymmetrischen und verzerrten Netzbedingungen eine Symmetrierung erreichen zu können. Bei Verfahren, die berechnete Größen wie  $\cos(\varphi)$  oder den Modulationsindex  $M$  als Eingangsgröße voraussetzen, ist deren Bestimmung und Interpretation im Hinblick auf die Zwischenkreissymmetrierung problematisch, da bei Entwurf und Analyse von idealen Netzbedingungen ausgegangen wird.

Unsymmetrische und verzerrte Netzbedingungen kommen vor allem während und nach einem LVRT-Fall vor, da die Netzspannungen durch Regelvorgänge der Einspeiser am Netz, Aufmagnetisieren von Transformatorkernen und transiente Vorgänge verzerrt werden. Daher ist eine stabile Zwischenkreissymmetrierung der 3-Punkt-Wechselrichter Voraussetzung für die Funktion der dynamischen Netzstützung.

Bei der angewendeten trägerbasierten Modulation steht als einzige Stellgröße zur Zwischenkreissymmetrierung die Nullkomponente  $u_0$  der Ausgangsspannung zur Verfügung, wenn die verketteten Ausgangsspannungen nicht verändert werden sollen. Die Grundidee des entwickelten Verfahrens besteht darin, nicht eine vorausbestimmte Signalform von  $u_0$  zu addieren, sondern in jedem Abtastschritt der Regelung eine passende Spannung  $u_0$  zu ermitteln, so dass sich ein Mittelpunktstrom einstellt, dessen Vorzeichen der Anforderung des überlagerten Reglers entspricht. Basierend auf Gleichung 5.3 ergibt sich bei Modulation nach Abschnitt 5.1.1 der folgende Ausdruck für die relative Einschaltdauer des Schaltzustandes „0“ unter Einbeziehung der aktuellen Unsymmetrie  $u_{diff}$ , der Nullkomponente  $u_0$  und der Spannung der Phase  $u_{Li}$ :

$$d_{mpi}(t) = \begin{cases} 1 - \frac{u_{Li} + u_0 - u_{diff}}{u_{C1}}, & u_{Li} + u_0 \geq u_{diff} \\ 1 + \frac{u_{Li} + u_0 - u_{diff}}{u_{C2}}, & u_{Li} + u_0 < u_{diff}. \end{cases} \quad (5.25)$$

Einsetzen in Gleichung 5.3 ergibt:

$$i_{mp}(u_0) = \sum_{i=1}^3 i_{Li} d_{mpi}. \quad (5.26)$$

Mit Gleichung 5.26 lässt sich zu jedem Zeitpunkt der Mittelpunktstrom  $i_{mp}$  in Abhängigkeit der Nullkomponente  $u_0$  errechnen. Mit Definition der Funktion  $f_i(u_0)$ :

$$f_i(u_0) = \begin{cases} \frac{-i_{Li}}{u_{C1}}, & u_{Li} + u_0 \geq u_{diff} \\ \frac{+i_{Li}}{u_{C2}}, & u_{Li} + u_0 < u_{diff} \end{cases} \quad (5.27)$$

und  $i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} = 0$  reduziert sich Gleichung 5.26 zu:

$$i_{mp}(u_0) = (u_{L1} + u_0 - u_{diff})f_1(u_0) + (u_{L2} + u_0 - u_{diff})f_2(u_0) + (u_{L3} + u_0 - u_{diff})f_3(u_0). \quad (5.28)$$

Gleichung 5.28 beschreibt eine abschnittsweise Geradengleichung, welche jeweils an den Punkten  $u_{Li} + u_0 = u_{diff}$  ihre Steigung ändert. Durch die drei Schnittpunkte werden

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

vier Geradenabschnitte definiert. Einen Sonderfall ergeben die beiden äußeren Geradenabschnitte. Sobald  $u_0$  so groß gewählt wird, so dass gilt:  $u_0 > u_{diff} - \min(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3})$ , ergibt sich aus Gleichung 5.28:

$$i_{mp} = -\frac{1}{u_{C1}} (u_{L1}i_{L1} + u_{L2}i_{L2} + u_{L3}i_{L3}). \quad (5.29)$$

Äquivalent folgt für große negative  $u_0$ , sobald  $u_0 < u_{diff} - \max(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3})$ :

$$i_{mp} = \frac{1}{u_{C2}} (u_{L1}i_{L1} + u_{L2}i_{L2} + u_{L3}i_{L3}). \quad (5.30)$$

Gleichungen 5.29 und 5.30 sind unabhängig von  $u_0$ . Größere bzw. kleinere Spannungen  $u_0$  haben keine weitere Änderung des Mittelpunktstroms zu Folge. Anschaulich bedeutet dies, dass  $u_0$  so groß bzw. klein gewählt wurde, dass alle drei Ausgangsspannungen oberhalb bzw. unterhalb der aktuellen Unsymmetrie  $u_{diff}$  liegen.

Mit Gleichung 5.28 lässt sich zu jedem Zeitpunkt der Mittelpunktstrom in Abhängigkeit der zusätzlichen Nullkomponente  $u_0$  ermitteln. Es wird eine neue Größe  $\Delta i_{mp}(u_0)$  definiert, welche die Abweichung des Mittelpunktstroms von dem Strom ohne zusätzlichen Eingriff  $i_{mp}(u_0 = 0)$  beschreibt:

$$\Delta i_{mp}(u_0) = i_{mp}(u_0) - i_{mp}(u_0 = 0). \quad (5.31)$$

Abbildungen 5.4, 5.5 und 5.6 zeigen die Kurvenscharen  $\Delta i_{mp}(u_0)$  bei  $\cos(\varphi) = 0, 0,5$  und  $1$  bei  $U_{DC} = 985$  V (mittlere MPP-Spannung),  $u_{AC} = 480$  V ( $M \cong 0,8$ ) und einem effektiven Ausgangsstrom von  $I = 520$  A und  $u_{C1} = u_{C2}$ . Es wird mit Gleichtaktaufschaltung der 3. Harmonischen moduliert.

Im symmetrischen Drehstromnetz wiederholt sich der Verlauf von  $\Delta i_{mp}(u_0)$  nach  $\omega t = \frac{2}{3}\pi$ . Zur besseren Darstellbarkeit der Charakteristik bei verschiedenen Betriebspunkten werden die Kurvenscharen von  $\omega t = 0$  bis  $\omega t = \frac{1}{3}\pi$  dargestellt.

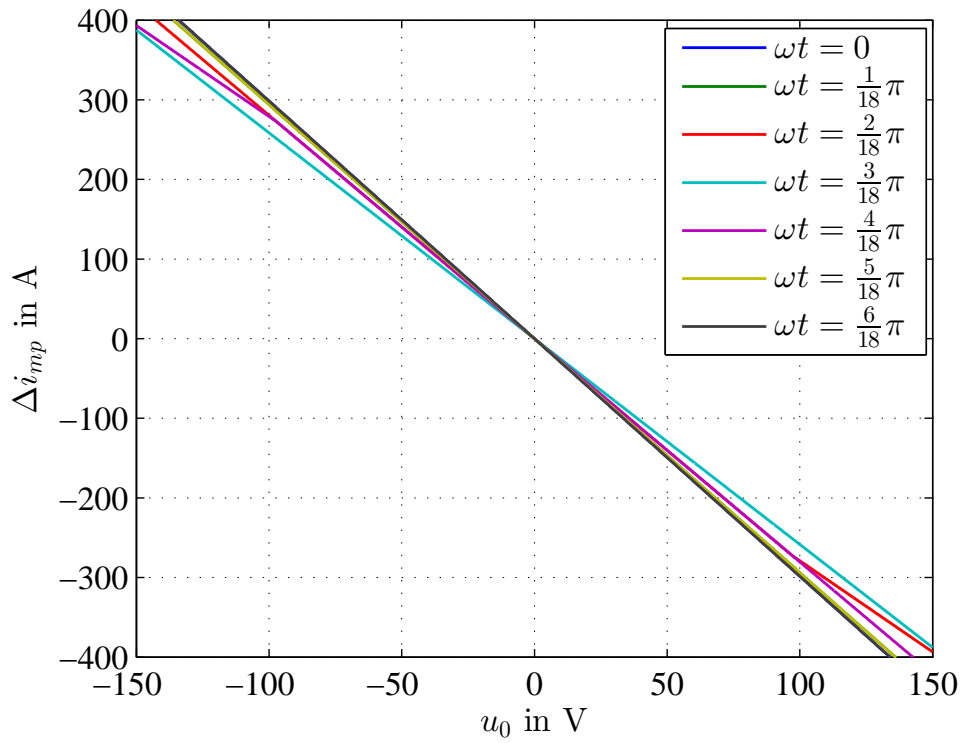


Abbildung 5.4:  $\Delta i_{mp}(u_0)$  bei  $\cos(\varphi) = 1$ ,  $M = 0,8$  und  $I = 520$  A

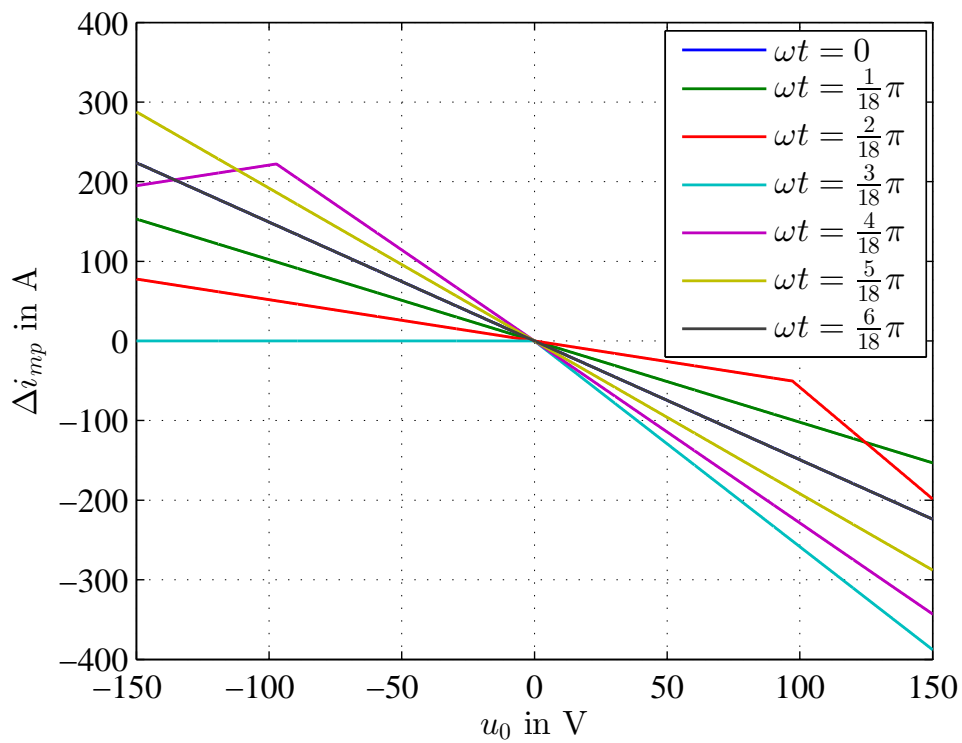
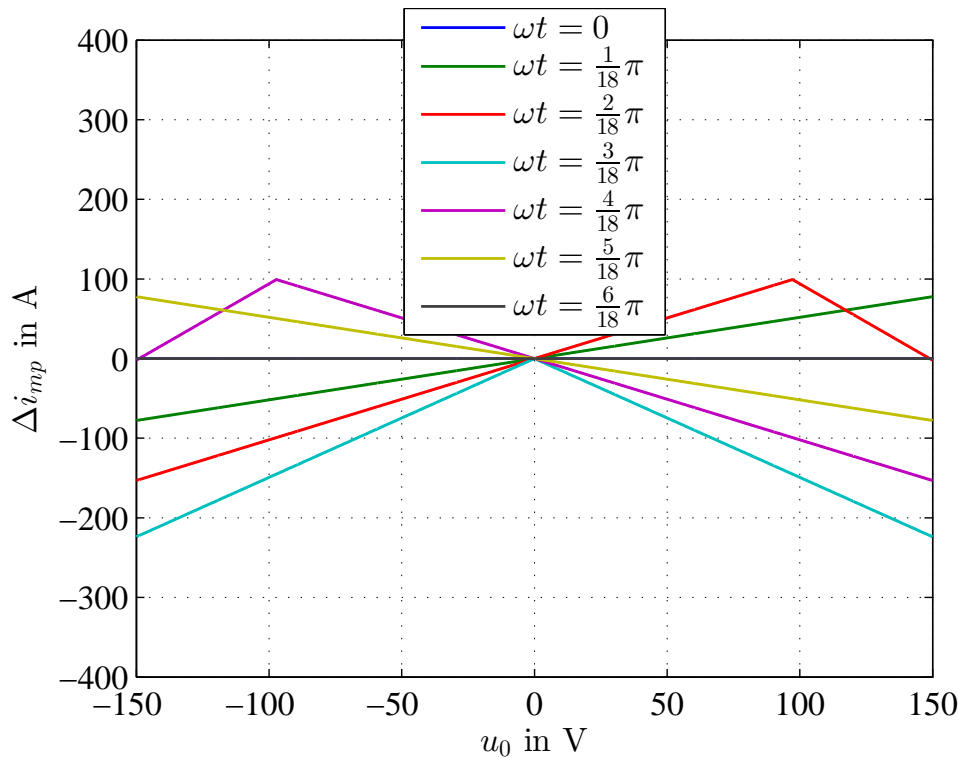


Abbildung 5.5:  $\Delta i_{mp}(u_0)$  bei  $\cos(\varphi) = 0,5$ ,  $M = 0,8$  und  $I = 520$  A

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung



**Abbildung 5.6:**  $\Delta i_{mp}(u_0)$  bei  $\cos(\varphi) = 0$ ,  $M = 0,8$  und  $I = 520$  A

Für den Fall  $\cos(\varphi) = 1$  in Abbildung 5.4 ist die Steigung von  $\Delta i_{mp}(u_0)$  zu allen Zeiten negativ. Im zeitlichen Mittel entspricht die Steigung mit  $M_0 = \frac{2u_0}{U_{DC}}$  dem Wert aus Gleichung 5.12. Durch den linearen Zusammenhang ließe sich in diesem Fall die Symmetrie der Zwischenkreishälften direkt über  $u_0$  regeln.

Abbildung 5.5 zeigt die Kurvenscharen bei  $\cos(\varphi) = 0,5$ . Die Kurve zum Zeitpunkt  $\omega t = \frac{4}{18}\pi$  wechselt bei  $u_0 \approx -100$  V den Geradenabschnitt. Dabei ändert sich das Vorzeichen der Steigung, so dass mit größerem negativen  $u_0$  der Mittelpunktstrom abnimmt. Der Verlauf zum Zeitpunkt  $\omega t = \frac{3}{18}\pi$  weist bei  $u_0 = 0$  V einen Wechsel des Geradenabschnitts auf. Für negative  $u_0$  ist die Steigung null.

Abbildung 5.6 zeigt die Kurvenscharen bei  $\cos(\varphi) = 0$ , d.h. Betrieb mit  $P = 0$ . In diesem Fall ändert sich die Charakteristik der Kurvenscharen so, dass im Darstellungsbereich  $u_0 = -150 \dots 150$  V alleinig der Verlauf bei  $\omega t = \frac{5}{18}\pi$  stetig eine negative Steigung aufweist. Zu den Zeitpunkten  $\omega t = 0$  und  $\omega t = \frac{6}{18}\pi$  gilt:  $\Delta i_{mp}(u_0) = 0$ .

Zum Zeitpunkt  $\omega t = \frac{3}{18}\pi$  bilden die beiden Geradenabschnitte eine Funktion, bei der  $\Delta i_{mp}(u_0) = \Delta i_{mp}(-u_0)$  gilt. Somit wird sowohl mit einem positiven, als auch mit einem negativen  $u_0$  der selbe Wert von  $\Delta i_{mp}$  hervorgerufen.

In diesem Betriebspunkt ergibt sich im zeitlichen Mittel über eine Netzperiode bei konstant vorgegebenem  $u_0$  kein Gleichanteil des Mittelpunktstroms. Dies deckt sich mit dem Ergebnis aus Gleichung 5.12 bei  $\cos(\varphi) = 0$ .



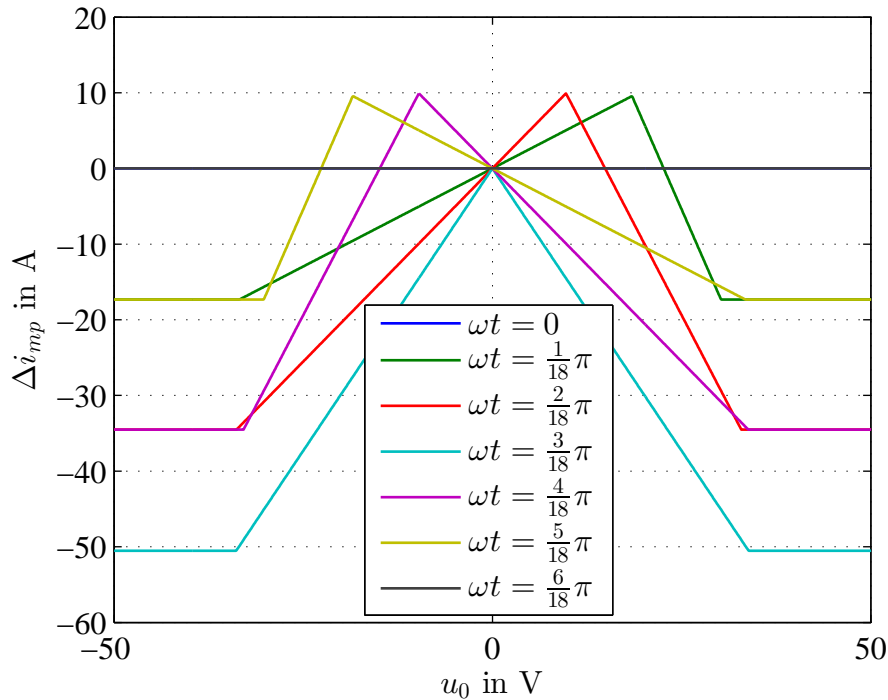


Abbildung 5.7:  $\Delta i_{mp}(u_0)$  bei  $\cos(\varphi) = 0$ ,  $M = 0,1$  (LVRT) und  $I = 520$  A

Abbildung 5.7 zeigt die Kurvenscharen bei  $\cos(\varphi) = 0$  und einer Ausgangsspannung von 50 V. Dieser Betriebspunkt entspricht einem dreiphasigen LVRT-Fall mit einer Einbruchtiefe der Netzspannung von 100 %. In diesem Fall nimmt  $\Delta i_{mp}(u_0)$  ab einem Betrag der Spannung  $u_0$  von etwa 35 V einen konstanten Wert an. Dies entspricht den in Gleichung 5.29 und 5.30 beschriebenen Fällen.

### 5.2.4 Steuergesetz

Aus den Kurvenverläufen wird deutlich, dass  $\Delta i_{mp}(u_0)$  in Abhängigkeit des Zeitpunktes und des aktuellen Betriebspunktes stark voneinander abweichende Charakteristika aufweist. Um in allen Betriebspunkten eine Regelbarkeit zu gewährleisten, muss ein Steuergesetz gefunden werden, welches zu jedem Zeitpunkt ein passendes  $u_0$  auswählt, so dass das Vorzeichen des resultierenden Stroms  $\Delta i_{mp}$  das selbe Vorzeichen besitzt wie der Reglerausgang. Aus den Verläufen von  $i_{mp}(u_0)$  wird das folgende Steuergesetz abgeleitet:

- Bei gegebener Steuergröße  $u_{st}$  wird  $u_0$  aus dem Tripel  $u_0 \in \{-u_{st}, 0, u_{st}\}$  ausgewählt. Für Kurvenverläufe ohne Wechsel des Geradenabschnitts im Bereich  $-u_{st}$  bis  $u_{st}$  hat ein zu  $\pm u_{st}$  zugehöriges  $\Delta i_{mp}$  das selbe Vorzeichen wie die Steuergröße. Für Geradenverläufe mit Wechsel des Geradenabschnitts ist es möglich, dass der Mittelpunktstrom bei keinem  $u_0$  das selbe Vorzeichen wie die Steuergröße besitzt. Für diesen Fall steht die Stellgröße  $u_0 = 0$  zur Auswahl, so dass  $\Delta i_{mp}(0) = 0$  A gilt.

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

- $\Delta i_{mp}(-u_{st})$  und  $\Delta i_{mp}(u_{st})$  werden berechnet. Es gilt immer:  $\Delta i_{mp}(0) = 0$ . Die drei Werte für  $i_{mp}$  werden über das Gütekriterium

$$J = \text{sign}(u_0) \cdot i_{mp} \quad (5.32)$$

mit

$$\text{sign}(u_0) = \begin{cases} 1, & u_0 \geq 0 \text{ V} \\ -1, & u_0 < 0 \text{ V} \end{cases} \quad (5.33)$$

bewertet.

- Die Stellgröße  $u_0$  mit dem größten Gütekriterium wird ausgewählt.

Nun sei  $\Delta \bar{i}_{mp}$  der über eine Netzperiode gemittelte Strom  $\Delta i_{mp}$ . Der Strom  $\Delta \bar{i}_{mp}$  beschreibt den dynamischen Mittelwert über eine Netzperiode der Abweichung des Mittelpunktstroms von dem Mittelpunktstrom ohne Systemeingriff.

Mit dem beschriebenen Steuergesetz wird erreicht, dass bei positiver Steuergröße  $u_{st}$  ein positives  $\Delta \bar{i}_{mp}$  hervorgerufen wird. Gleichzeitig erzielt ein negatives  $u_{st}$  immer ein negatives  $\Delta \bar{i}_{mp}$ . Für eine Analyse des Systemverhaltens wird in den Abbildungen 5.8 bis 5.12 die Charakteristik von  $\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$  dargestellt. Parameter sind  $\varphi$ , die DC-Spannung  $U_{DC}$ , die Netzspannung  $U_{AC}$  und die Unsymmetrie  $u_{diff}$ . Die Werte werden mit einem Matlab-Skript berechnet, in dem die Verläufe der AC-Ströme und Spannungen für eine Netzperiode mit den Eingangsparametern erstellt werden. Für jeden konstanten Wert von  $u_{st}$  wird dann mit Hilfe des beschriebenen Verfahrens der Verlauf von  $\Delta i_{mp}(t)$  ermittelt. Über Mittelwertbildung ergibt sich daraus der dargestellte Wert  $\Delta \bar{i}_{mp}$ . Die Gleichtaktaufschaltung der 3. Harmonischen ist in die Berechnung einbezogen.

Abgesehen von dem Parameter, der in der jeweiligen Abbildung variiert wird, wird mit folgenden Parametern gerechnet:

- $U_{DC} = 985 \text{ V}$
- $U_{AC} = 480 \text{ V}$
- $I_{AC} = 520 \text{ A}$
- $\cos(\varphi) = 1$
- $u_{diff} = 0 \text{ V}$

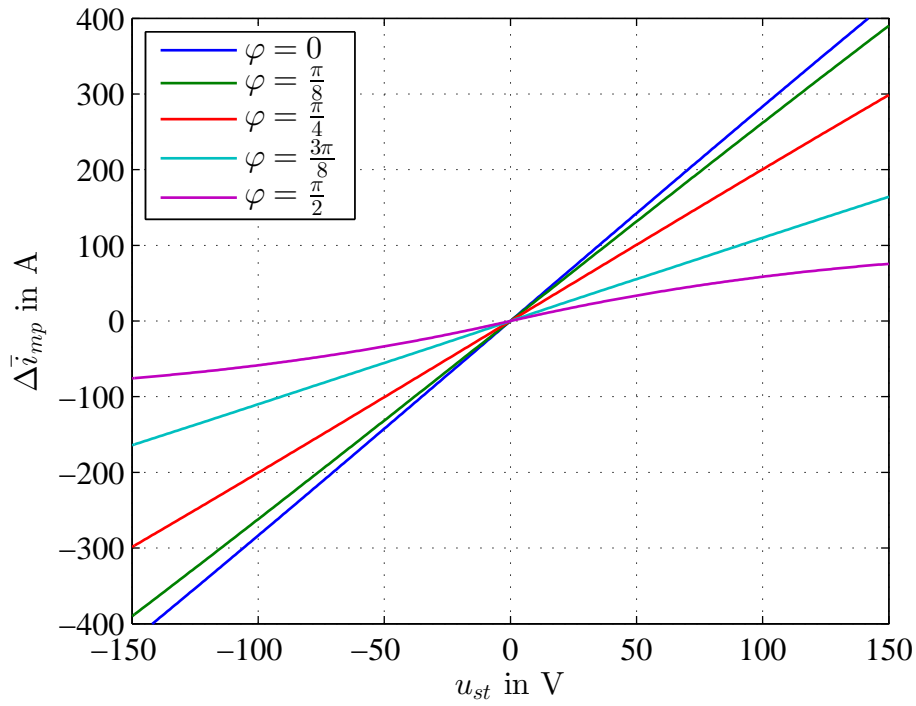


Abbildung 5.8:  $\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ ,  $\varphi$  variiert

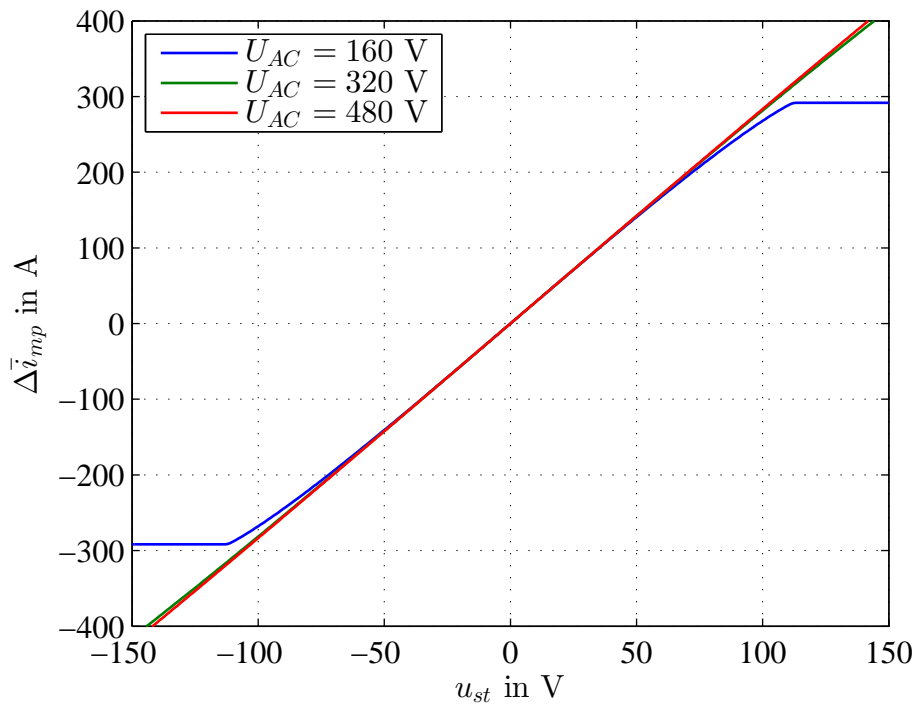


Abbildung 5.9:  $\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ ,  $U_{AC}$  variiert

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

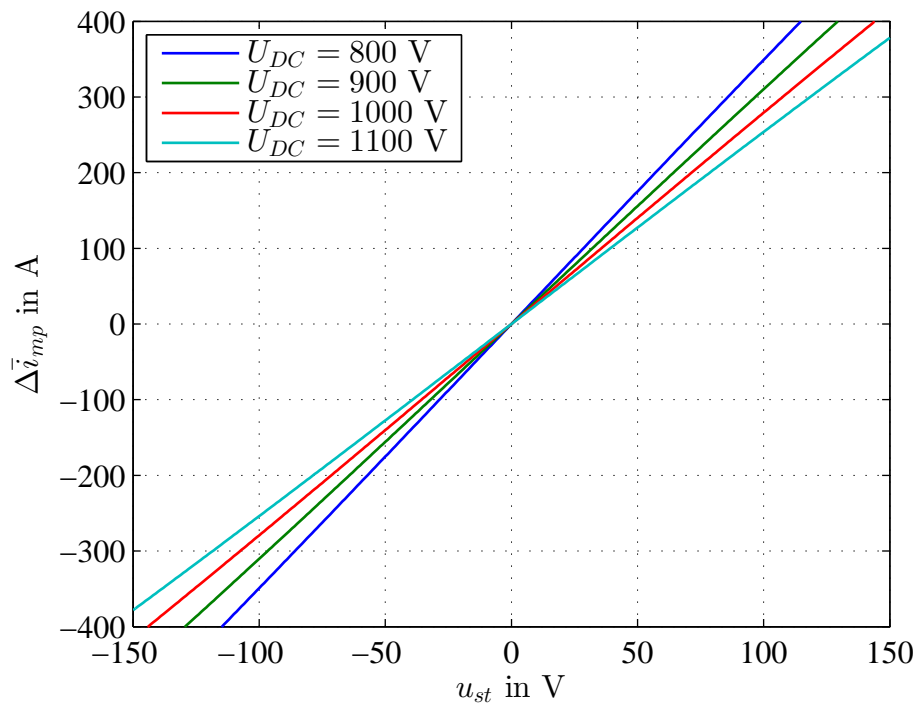


Abbildung 5.10:  $\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ ,  $U_{DC}$  variiert

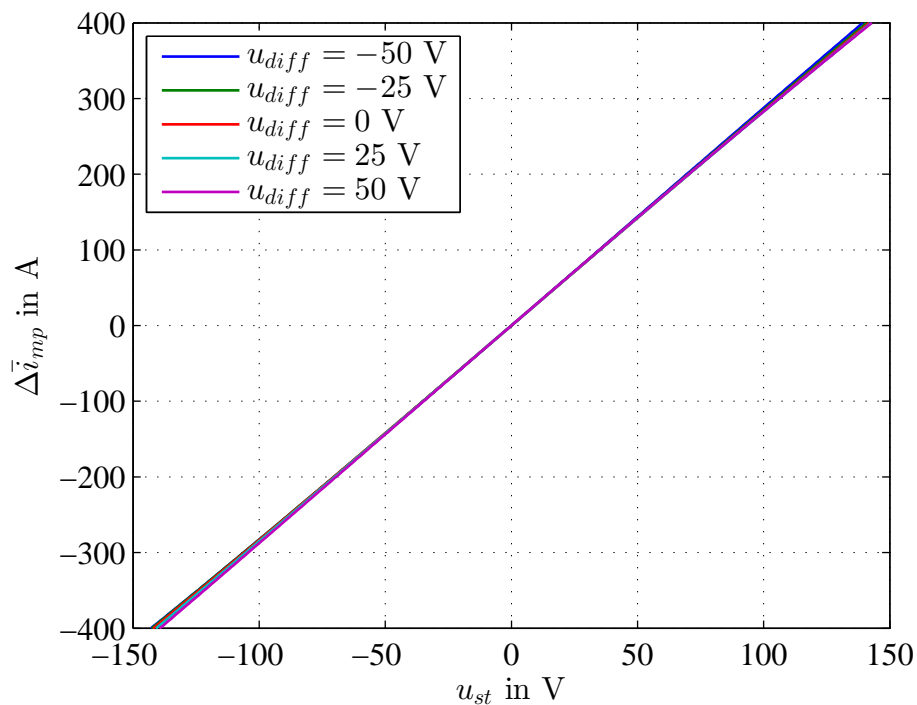
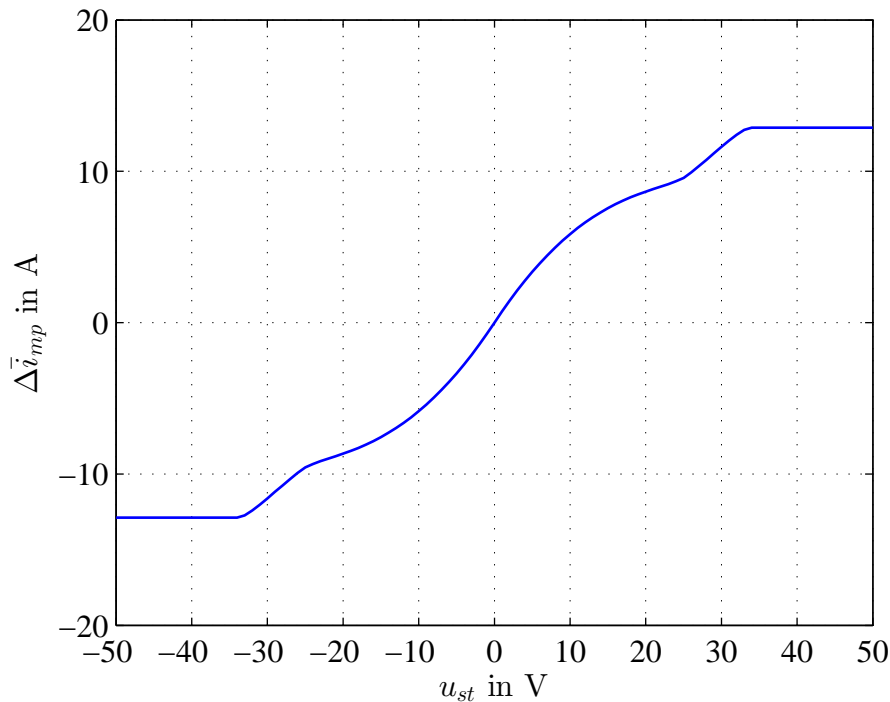


Abbildung 5.11:  $\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ ,  $u_{diff}$  variiert



**Abbildung 5.12:**  $\Delta \bar{i}_{mp}$ ,  $\cos(\varphi) = 0$ ,  $U_{AC} = 50$  V (LVRT)

Abbildung 5.8 zeigt, dass im Betrieb mit reiner Wirkleistung ein linearer Zusammenhang zwischen  $\Delta \bar{i}_{mp}$  und  $u_{st}$  besteht. Bei reiner Blindleistung ( $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ) wird der Verlauf leicht nichtlinear. Zudem nimmt die Steigung mit zunehmender Blindleistung ab.

Abbildung 5.9 zeigt, dass nahezu keine Abhängigkeit der Steigung von der Netzspannung besteht. Sobald  $u_{st}$  die Amplitude der Phasenspannungen über- oder unterschreitet, hat eine weitere Erhöhung keinen Einfluss mehr. Dies ist der Fall, wenn die Ungleichung  $(u_{diff} - \min(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3})) < u_{st} \leq (u_{diff} - \max(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3}))$  nicht erfüllt wird. Man erkennt zudem eine leichte Nichtlinearität, je größer  $u_{st}$  wird.

Abbildung 5.10 stellt die Variation der DC-Spannung dar. Abzulesen ist, dass  $U_{DC}$  einen geringen Einfluss auf die Steigung hat.

Abbildung 5.11 stellt die Variation der Unsymmetrie dar. Der Einfluss von  $u_{diff}$  ist zu vernachlässigen, da die Verläufe nahezu überdeckend sind.

Abbildung 5.12 stellt den Verlauf im LVRT-Fall dar. Es ist eine deutliche Nichtlinearität im Verlauf zu erkennen. Die Funktion ist aber stetig steigend, solange  $(u_{diff} - \min(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3})) < u_{st} \leq (u_{diff} - \max(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3}))$  erfüllt wird. In erster Näherung kann auch in diesem Fall eine Approximation durch eine Gerade angenommen werden.

Zusammengefasst lässt sich aus den Abbildungen ablesen, dass mit dem beschriebenen Steuergesetz ein Zusammenhang zwischen der Steuergröße  $u_{st}$  und  $\Delta \bar{i}_{mp}$  besteht, so dass

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung

in Näherung:

$$\Delta \bar{i}_{mp} = K u_{st} \quad (5.34)$$

gilt. Dabei muss  $(u_{diff} - \min(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3})) < u_{st} \leq (u_{diff} - \max(u_{L1}, u_{L2}, u_{L3}))$  eingehalten werden. Für den Verstärkungsfaktor  $K$  gilt:

$$K = f(I_{AC}, \varphi, U_{DC}, U_{AC}, u_{diff}). \quad (5.35)$$

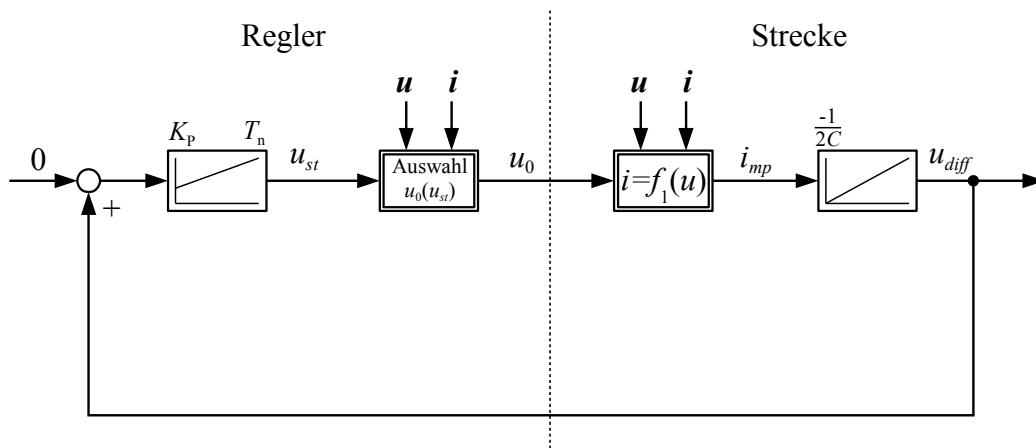
Es besteht ein linearer Zusammenhang zu dem Ausgangsstrom  $I_{AC}$ . Die weiteren Faktoren haben einen nichtlinearen Einfluss auf  $K$  und sind in der Reihenfolge ihrer Einflusstärke aufgezählt. Die maximale Verstärkung tritt bei  $\varphi = 0$ , minimaler DC-Spannung und maximalem Strom auf. Bei  $\varphi = 0$  ergibt das Steuergesetz stets:  $u_0 = -u_{st}$ . Mit Gleichung 5.12 ergibt sich die maximale Verstärkung  $K_{max}$  zu:

$$K_{max} = \frac{12 \hat{I}_{AC}}{\pi U_{DCmin}}. \quad (5.36)$$

### 5.2.5 Regelkreis

Abbildung 5.13 zeigt den Regelkreis mit einem PI-Regler und dessen Ausgang als Steuergröße  $u_{st}$ . In Abhängigkeit der Steuergröße  $u_{st}$  und den aktuellen Strömen und Spannungen als Parameter wird eine Stellgröße  $u_0$  ausgewählt. Das System reagiert auf diese Stellgröße über den nichtlinearen Zusammenhang nach Gleichung 5.28 in Abhängigkeit der aktuellen Spannungen und Ströme mit einem Mittelpunktstrom  $i_{mp}$ . Die Regelgröße  $u_{diff}$  bildet sich aus diesem Strom durch:

$$u_{diff} = -\frac{1}{2C} \int i_{mp}(t) dt. \quad (5.37)$$



**Abbildung 5.13:** Regelkreis der Zwischenkreissymmetrierung im Normalbetrieb

Durch Gleichung 5.31 wird der Mittelpunktstrom  $i_{mp}$  in die Komponenten  $\Delta i_{mp}$  und  $i_{mp}(u_0 = 0)$  aufgetrennt. Der Strom  $\Delta i_{mp}$  beschreibt den Anteil, der durch das Verfahren durch Variation von  $u_0$  hervorgerufen wird. Der Strom  $i_{mp}(u_0 = 0)$  beschreibt den

Anteil, der durch das Systemverhalten bei  $u_0 = 0$  durch ein bestehendes  $u_{diff}$  hervorgerufen wird.

Aus der vorherigen Analyse ist bekannt, dass mit guter Näherung ein linearer Zusammenhang zwischen der Stellgröße  $u_{st}$  und dem Mittelwert des Mittelpunktstroms  $\Delta \bar{i}_{mp}$  angenommen werden kann. Innerhalb eines Arbeitspunktes kann der Verstärkungsfaktor  $K$  als konstant angenommen werden. Insbesondere ist die Abhängigkeit  $K(u_{diff})$  sehr gering (siehe Abbildung 5.11).

Der Mittelwert über eine Netzperiode des Anteiles  $i_{mp}(u_0 = 0)$  wird als  $\bar{i}_{mpsys}$  bezeichnet. Der Strom  $\bar{i}_{mpsys}$  beschreibt den Mittelwert des Mittelpunktstroms, der durch das Systemverhalten ohne zusätzlichen Reglereingriff hervorgerufen wird. Dieser besitzt eine starke Abhängigkeit von  $u_{diff}$ . Anhand von Gleichung (12) in [9] lässt sich der Anteil  $\bar{i}_{mpsys}$  berechnen (in [9] als  $\bar{i}_{NP}$  bezeichnet). Es werden die folgenden Umrechnungen zwischen den Variablen aus [9] und den Variablen in dieser Arbeit angesetzt:

$$\begin{aligned} A = M &= \frac{2\sqrt{2}U_{AC}}{\sqrt{3}U_{DC}} \\ K_n &= 1 + 2\frac{u_{diff}}{U_{DC}} \\ K_p &= 1 - 2\frac{u_{diff}}{U_{DC}} \\ I &= \hat{I}_{AC} \\ \delta &= \frac{2u_0}{U_{DC}}. \end{aligned} \quad (5.38)$$

Bei  $u_0 = 0$  ergibt sich aus Gleichung (12) in [9]:

$$\bar{i}_{mpsys} = \frac{1}{1 - 4\left(\frac{u_{diff}}{U_{DC}}\right)^2} \frac{3\hat{I}_{AC} \cos(\varphi)}{4\pi U_{DC}} \left(16 - 4\pi \frac{2\sqrt{2}U_{AC}}{\sqrt{3}U_{DC}}\right) u_{diff}. \quad (5.39)$$

Mit  $u_{diff} \ll U_{DC}$  ergibt sich  $\frac{1}{1 - 4\left(\frac{u_{diff}}{U_{DC}}\right)^2} \approx 1$  und folglich

$$\bar{i}_{mpsys} \cong \frac{3\hat{I}_{AC} \cos(\varphi)}{4\pi U_{DC}} \left(16 - 4\pi \frac{2\sqrt{2}U_{AC}}{\sqrt{3}U_{DC}}\right) u_{diff}. \quad (5.40)$$

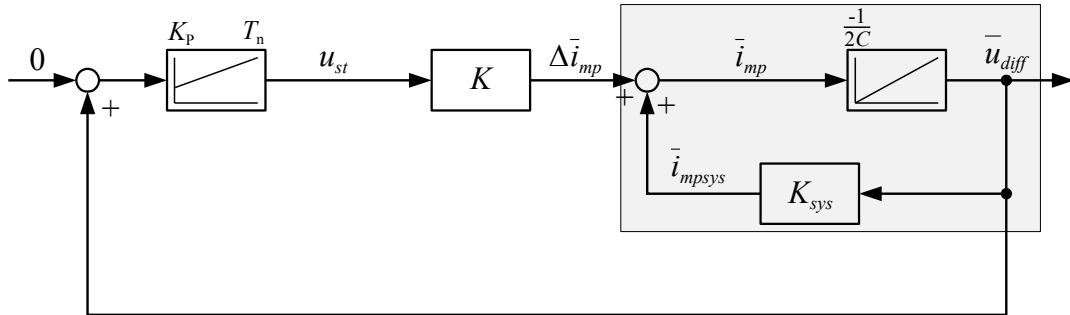
Der Term  $16 - 4\pi \frac{2\sqrt{2}U_{AC}}{\sqrt{3}U_{DC}}$  ist immer positiv für  $0 < \frac{2\sqrt{2}U_{AC}}{\sqrt{3}U_{DC}} < 1,15$ .

Es wird der Verstärkungsfaktor  $K_{sys}$  mit  $\bar{i}_{mpsys} = K_{sys}u_{diff}$  abgeleitet:

$$K_{sys} \cong \frac{3\hat{I}_{AC} \cos(\varphi)}{4\pi U_{DC}} \left(16 - 4\pi \frac{2\sqrt{2}U_{AC}}{\sqrt{3}U_{DC}}\right). \quad (5.41)$$

Der Faktor  $K_{sys}$  ist immer positiv für Wirkleistungen  $P > 0$  W und erreicht sein Maximum bei maximaler DC-Spannung,  $\cos(\varphi) = 1$  und maximalem Ausgangsstrom. Zudem ist  $K_{sys}$  konstant gleich null bei einem Betrieb mit  $\cos(\varphi) = 0$ .

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung



**Abbildung 5.14:** Vereinfachter Regelkreis der Zwischenkreissymmetrierung im Normalbetrieb

Abbildung 5.14 zeigt den abgeleiteten, vereinfachten Regelkreis mit den beiden Verstärkungen  $K$  und  $K_{sys}$ . Der durch das System verursachte Anteil  $\bar{i}_{mpsys}$  bewirkt bei einem Betrieb mit  $P > 0$  W eine Selbstsymmetrierung. Dies ist damit zu erklären, dass bei einer Wirkleistung  $P > 0$  W immer die Zwischenkreishälfte mit der höheren Spannung mehr Leistung mit dem Netz austauscht und folglich die Spannung in dieser Hälfte abgesenkt wird [9].

Anhand des vereinfachten Strukturbildes kann nun für einen stationären Betriebspunkt mit konstanten Verstärkungsfaktoren das Regelverhalten analysiert werden. Die Übertragungsfunktion des im Strukturbild grau hinterlegten Bereiches wird zu der Übertragungsfunktion

$$H(s) = -\frac{1}{K_{sys} + 2Cs} \quad (5.42)$$

zusammengefasst. Die Übertragungsfunktion beschreibt ein PT<sub>1</sub>-Glied mit einer Zeitkonstante von  $T = \frac{2C}{K_{sys}}$ . Im Falle  $K_{sys} = 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  beschreibt  $H(s)$  einen Integrator. Ein PI-Regler mit den Reglerparametern  $K_p$  und  $T_n$  wird durch

$$G(s) = \frac{K_p T_n s + K_p}{T_n s} \quad (5.43)$$

beschrieben. Es ergibt sich die Übertragungsfunktion des offenen Kreises zu:

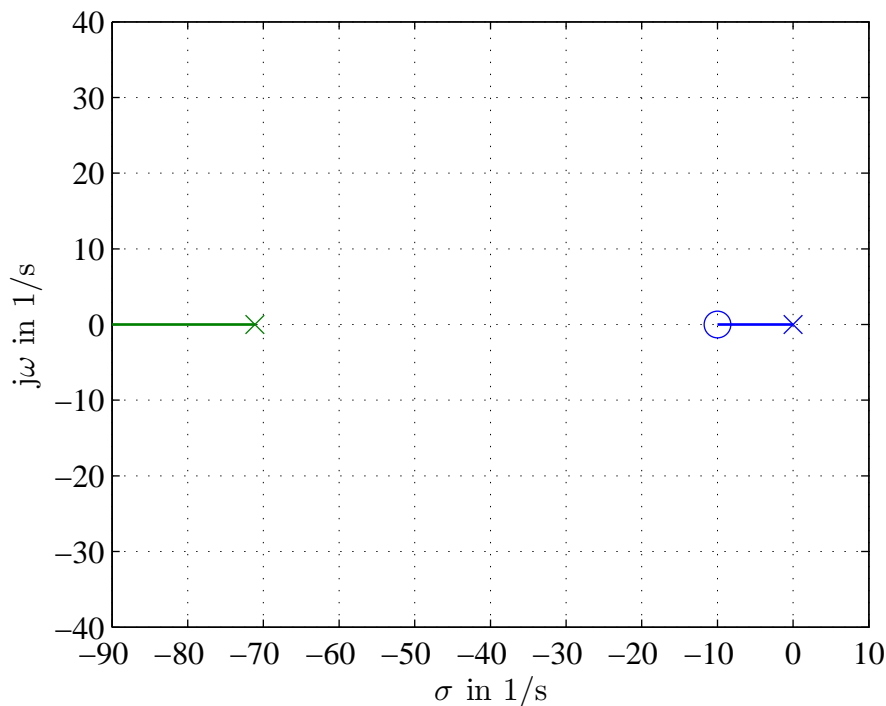
$$G_0(s) = KG(s)H(s) = -KK_p \frac{T_n s + 1}{(2Cs + K_{sys})T_n s} \quad (5.44)$$

Aufgrund des negativen Vorzeichens wird der Regelkreis durch positive Rückführung geschlossen, um Stabilität erreichen zu können.



## 5.2.6 Stabilität

Da sich bei Änderung des Betriebspunktes die Verstärkung des Verfahrens  $K$  ändert, bietet sich eine Analyse mit Hilfe der Wurzelortskurve an, um eine Aussage zur Stabilität in einzelnen Betriebspunkten zu treffen.

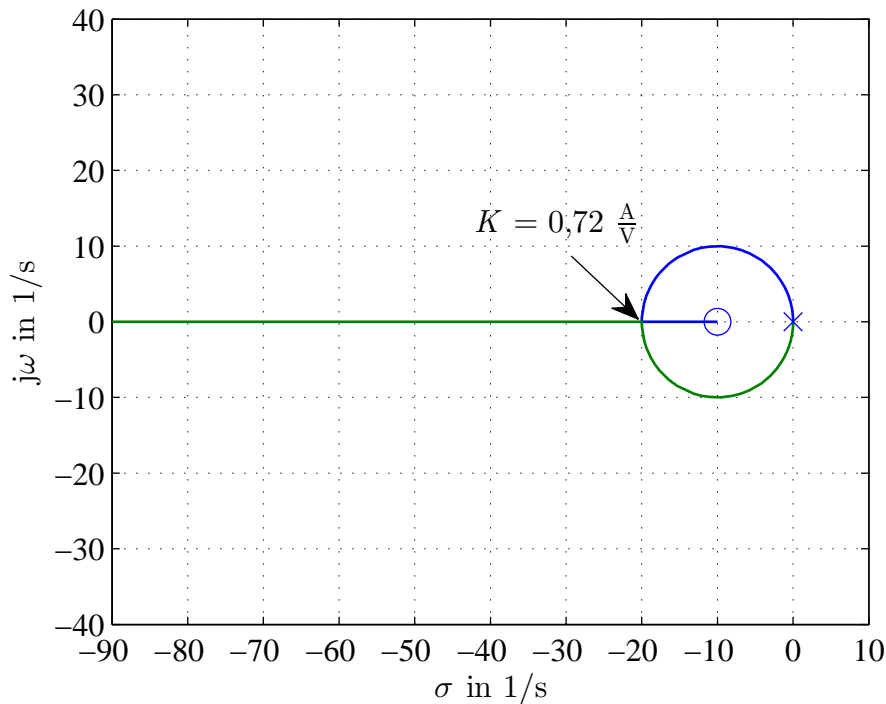


**Abbildung 5.15:** Wurzelortskurve,  $\cos(\varphi) = 1$ ,  $K$  variiert

Abbildung 5.15 zeigt die Wurzelortskurve für das System mit den Parametern  $I_{AC} = 520$  A,  $U_{AC} = 480$  V,  $U_{DC} = 740$  V,  $\cos(\varphi) = 1$ ,  $C = 4500$   $\mu$ F (siehe Auslegung aus Abschnitt 4.2.3). Davon abweichend entspricht die Kapazität eines Zwischenkreiskondensators von  $4500$   $\mu$ F der Kapazität des Prototyps in NPC2-Topologie. Mit diesen Werten ergibt sich der Faktor  $K_{sys} = 0,64 \frac{\text{A}}{\text{V}}$ . Die Reglerparameter werden für eine erste Untersuchung des Regelverhaltens zu  $K_p = 0,5$  und  $T_n = 100$  ms gewählt. Es zeigt sich, dass das System für diesen Fall zwei rein reelle Pole besitzt. Das System ist für alle  $K > 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  stabil, da die Pole einen negativen Realteil aufweisen. Mit steigendem  $K_{sys}$  wird der grün dargestellte Pol in Richtung größerer negativer Realteile verschoben. Da keine konjugiert komplexen Pole vorhanden sind, neigt das System nicht zum Überschwingen.

Wird  $K_{sys}$  verringert, verschiebt sich der grün dargestellte Pol in Richtung Ursprung und somit in Richtung Instabilität. Bei Photovoltaik-Wechselrichtern kann  $K_{sys}$  mit  $\cos(\varphi) \geq 0$  minimal den Wert  $0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  annehmen. Abbildung 5.16 zeigt die Wurzelortskurve für  $\cos(\varphi) = 0$  und somit  $K_{sys} = 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  nach Gleichung 5.41. Für  $K = 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  befindet sich eine doppelte Polstelle im Koordinatenursprung. Für alle  $K > 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  verschieben sich die Pole in Richtung

## 5.2 Zwischenkreissymmetrierung



**Abbildung 5.16:** Wurzelortskurve,  $\cos(\varphi) = 0$ ,  $K$  variiert

negativer Realteile. Somit ist die Stabilität für alle  $K > 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  gegeben. Mit dem entworfenen Verfahren ist  $K > 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$ , solange  $I_{AC} > 0 \text{ A}$ . Da zudem  $K_{sys} \geq 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  gegeben ist, ist der Regelkreis in allen stationären Betriebspunkten stabil. Für  $0 \frac{\text{A}}{\text{V}} < K < 0,72 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  weist das System ein konjugiert komplexes Polpaar auf und neigt in diesem Bereich zum Überschwingen.

Die Wurzelortskurve des Regelkreises des Symmetrierungsverfahrens im Leerlauf aus Abbildung 5.3 ergibt eine Wurzelortskurve mit der selben Charakteristik wie Abbildung 5.16. Dies ergibt sich, da der Regelkreis in Abbildung 5.3 dem Regelkreis aus Abbildung 5.14 mit  $K_{sys} = 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  entspricht. Damit lässt sich schlussfolgern, dass auch für das Verfahren im Leerlauf Stabilität für alle Verstärkungen  $K_2 > 0 \frac{\text{A}}{\text{V}}$  gegeben ist.

Aus den Wurzelortskurven lässt sich schließen, dass das System für kleine Werte von  $K$  und  $K_{sys}$  zum Überschwingen neigt. Die Arbeitspunkte mit kleinen Verstärkungen liegen bei kleinem Ausgangsstrom und einem  $\cos(\varphi) = 0$ . Je größer  $K_p$  gewählt wird, desto geringer fällt das Überschwingen aus. Aus diesem Aspekt ist ein großes  $K_p$  des Reglers zu bevorzugen. Mit steigendem  $K_p$  steigt aber auch die Höhe von  $u_0$ . Da  $u_{diff}$  einen Spannungsrippel bei dreifacher Netzfrequenz aufweist, wird dieser Spannungsrippel über den Proportional-Anteil des Reglers auf  $u_0$  abgebildet. Bei Betrieb mit hohen Modulationsindizes kann ein großes  $u_0$  dazu führen, dass der maximale Aussteuergrad des Wechselrichters erreicht wird. Unter diesem Aspekt sollte  $K_p$  möglichst klein gewählt werden. Ein  $K_p$  von 0,5 hat sich aus praktischen Versuchen als guter Kompromiss herausgestellt.

Der Integral-Anteil des Reglers hat die Aufgabe die stationäre Genauigkeit sicherzustellen.

Da es keine zeitlichen Anforderungen an das Erreichen der stationären Genauigkeit gibt, wird ein großes  $T_n = 100$  ms gewählt. Das große  $T_n$  hat den Vorteil, dass die Schwingneigung bei kleinen Verstärkungen  $K$  und  $K_{sys}$  nur geringfügig erhöht wird.

### 5.2.7 Fazit Zwischenkreissymmetrierung

Mit den beschriebenen Verfahren wird folglich eine Regelbarkeit der Zwischenkreissymmetrie der 3-Punkt-Wechselrichter in allen Betriebspunkten mit  $P \geq 0$  W erreicht. Es muss lediglich in Abhängigkeit des Ausgangsstroms zwischen den Verfahren für Leerlauf und Normalbetrieb umgeschaltet werden. Aus praktischen Versuchen hat sich dafür eine Stromgrenze von 10 A für die Prototypen mit 520 A etabliert. Unterhalb von 10 A Ausgangsstrom wird das Verfahren für Leerlauf genutzt.

Der Vorteil des beschriebenen Verfahrens ist, dass die Stabilität in allen bei Photovoltaik-Wechselrichtern auftretenden Betriebspunkten erreicht werden kann. Die Analyse dieser Arbeit bezieht sich auf ideale, symmetrische und sinusförmige Netzspannungen und Ströme. Aber auch bei unsymmetrischen und verzerrten Netzbedingungen ist bei dem Verfahren im Normalbetrieb davon auszugehen, dass eine Symmetrierung erreicht wird, da immer eine Spannung  $u_0$  ausgewählt wird, die der Unsymmetrie entgegenwirkt. Ein Nachweis der Stabilität in solchen Betriebsfällen liegt aber außerhalb des Umfangs dieser Arbeit. Der Vorteil gegenüber den aufgeführten, bekannten Verfahren liegt zudem darin, dass während der Laufzeit keine berechneten Größen, wie  $\cos(\varphi)$  und  $M$ , zum Regeln benötigt werden, sondern nur die Augenblickswerte der Ströme und Spannungen, was die Interpretation bei nicht idealen Netzbedingungen erleichtert.

## 5.3 Verbundbetrieb an einem Transformator

Um die nominelle Leistung zu skalieren, bietet es sich an, mehrere Wechselrichter parallel zu betreiben. Eine Möglichkeit besteht darin, für jeden Wechselrichter einen eigenen Transformator vorzusehen, so dass jeder Wechselrichter unabhängig betrieben werden kann, wie in Abbildung 2.8 dargestellt.

Zur Kostensenkung ist es vorteilhaft, mehrere Wechselrichter an einer Transformatorwicklung zu betreiben, da der Installationsaufwand und die Anzahl der Schaltanlagen auf der Mittelspannungsseite gesenkt werden können. Üblicherweise werden drei bis vier Wechselrichter parallel betrieben, so dass sich bei der Leistung eines Wechselrichters von 432 kVA eine Gesamtleistung von ca. 1,3 – 1,7 MVA ergibt. Abbildung 5.17 zeigt das Schaltbild mit vier Wechselrichtern.

Je nach aktueller Leistung des Solargenerators können Wechselrichter zu- und abgeschaltet werden. Durch diese Methode kann der Wirkungsgrad der Gesamtanlage im Teillastbetrieb erhöht werden, da die stromunabhängigen Verluste – dominant sind hier die Kernverluste der Filterdrossel – der deaktivierten Wechselrichter entfallen.

### 5.3 Verbundbetrieb an einem Transformator

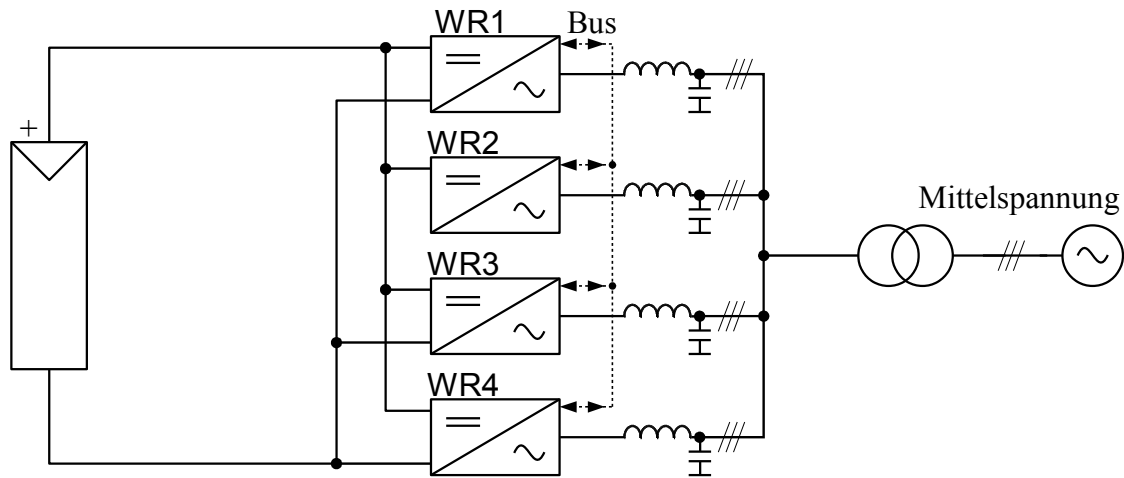


Abbildung 5.17: Verbundbetrieb an einer Transformatorwicklung

#### 5.3.1 Synchronisierung

Die parallel geschalteten Wechselrichter sind auf der AC-Seite nicht galvanisch getrennt. Aus Abschnitt 2.2.5 ist bekannt, dass die Ausgangsspannung eines Wechselrichters eine Gleichtaktspannung aufweist, welche sich mit dem Schaltzustand ändert. Abschnitt 2.2.5 analysiert diese Gleichtaktspannung für 2-Punkt-Wechselrichter. Für 3-Punkt-Wechselrichter können sich durch die zusätzliche Stufe der Ausgangsspannung die Spannungen  $\pm\frac{1}{2}U_{DC}$ ,  $\pm\frac{1}{3}U_{DC}$ ,  $\pm\frac{1}{6}U_{DC}$  und 0 V für  $u_{0t}$  ergeben.

Im Parallelbetrieb von Wechselrichtern ohne Synchronisierung treten bei unterschiedlichen Schaltzuständen der Wechselrichter Spannungsunterschiede der Gleichtaktspannung auf. Diese fallen an den Induktivitäten im Stromkreis ab. Als Folge bildet sich ein Strom aus, welcher im System zirkuliert. Dieser Strom kann aufgrund deutlich ausgeprägter schaltfrequenter Frequenzanteile Verluste und elektromagnetische Aussendungen und somit Störungen oder Verletzungen der Normen verursachen.

Aus diesem Grund ist ein synchroner Betrieb der Wechselrichter notwendig, so dass sich alle parallel geschalteten Wechselrichter zu jeder Zeit im selben Schaltzustand befinden. Dazu gibt der Master-Wechselrichter ein Taktsignal über den Kommunikationsbus an die Slaves. Die Slaves synchronisieren sich auf den Takt des Master-Wechselrichters auf. Die Dreiecksträger für die Modulation werden in Phase zu diesem Takt erzeugt.

Damit die Leistung gleichermaßen auf alle Wechselrichter aufgeteilt wird, werden vom Master Stromsollwerte, aufgeteilt in d- und q-Komponenten, an die Slaves übergeben. Auf jedem Wechselrichter wird eine eigene Stromregelung implementiert. Über diese Methode werden Abweichungen der Wechselrichter ausgeglichen, die ohne separate Stromregelung zu Unterschieden der Ströme und Leistungen zwischen den Wechselrichtern führen könnten. Die überlagerten Regler für Zwischenkreisspannung und Wirk- und Blindleistung werden auf dem Master ausgeführt. Zudem wird im Master die Symmetrie der beiden Zwischen-

kreishälften geregelt. Auf jedem Slave wird ein separater Regler betrieben, welcher auf die aktuelle Unsymmetrie des Master-Wechselrichters als Referenz für das gesamte System ausregelt. Die Regelung hat somit das Ziel die Differenz Zwischenkreisunsymmetrie zwischen Master und Slaves auszuregeln, so dass sich eine virtuelle Kopplung der Mittelpunkte ergibt. Diese Regelung wird im folgenden Abschnitt analysiert.

### 5.3.2 Auswirkung auf die Zwischenkreissymmetrierung

Sobald mehrere Wechselrichter mit Kopplung auf der DC- und AC-Seite betrieben werden, können sich Kreisströme zwischen den Wechselrichtern ausbilden. Als Ursache sind Abweichungen in Bauteilen und Differenzen in den gestellten Ausgangsspannungen durch Abweichungen in der Messwerterfassung zu nennen. Beispielhaft führen Abweichungen in den Durchlassspannungen und Schaltzeiten der IGBTs zu Abweichungen der real gestellten Spannung vom Sollwert. An einem einzelnen Wechselrichter  $n$  äußern sich diese Kreisströme als Summenstrom  $i_{sum,n}$ .

$$i_{sum,n} = i_{L1,n} + i_{L2,n} + i_{L3,n} \quad (5.45)$$

Nach Gleichung 5.4 ergibt sich ein Beitrag zu dem Mittelpunktstrom  $i_{mp,n}$ :

$$i_{mp,n}(t) = i_{sum,n}(t) - (i_{L1,n}(t)|m_{1,n}(t)| + i_{L2,n}(t)|m_{2,n}(t)| + i_{L3,n}(t)|m_{3,n}(t)|). \quad (5.46)$$

Folglich führen Kreisströme zu Verschiebungen der Potentiale der Zwischenkreismittelpunkte der einzelnen Wechselrichter. Beinhalten diese Ströme Gleichanteile, summieren sich die Unsymmetrien auf und führen zu Abschaltungen des Wechselrichters bei Überschreitung des Grenzwertes der Überwachungen.

Für einen stabilen Betrieb im Verbund müssen alle Mittelpunkte auf dem selben Potential gehalten werden. Eine Möglichkeit besteht darin, die Mittelpunkte untereinander zu verbinden. Da aber in jedem Wechselrichter auf der DC-Seite Entstörfilter und Trennschalter angeordnet sind, müssten diese dreipolig ausgeführt werden. Diese Abweichung von Standardkomponenten würde eine signifikante Erhöhung der Kosten des Wechselrichters nach sich ziehen.

Daher wird in dieser Arbeit der Ansatz verfolgt, die Potentiale der Mittelpunkte per Regelung zu kontrollieren. Die in Abschnitt 5.2 vorgestellten Verfahren zur Symmetrierung eines einzelnen 3-Punkt-Wechselrichters sind ohne Erweiterung nicht mehr anwendbar, da diese davon ausgehen, dass die Stromsumme am Wechselrichterausgang null beträgt.

### 5.3.3 Zwischenkreissymmetrierung im Verbundbetrieb

Ziel des Verfahrens ist es die Differenz der Potentiale der Zwischenkreismittelpunkte zu null auszuregeln. Sobald dies erreicht ist, kann der Verbund als ein Wechselrichter größerer Leistung angesehen werden. Das in Abschnitt 5.2 vorgestellte Verfahren für den Normalbetrieb kann dann auf den Verbund der Wechselrichter angewendet werden. Jeder Wechselrichter befindet sich in dem gleichen Betriebspunkt, da alle Wechselrichter auf der DC-Seite gekoppelt sind und der Ausgangsstrom, durch Sollwertvorgabe des Masters, gleichmäßig auf die Wechselrichter aufgeteilt wird.

Im System bilden sich Kreisströme mit Gleichanteil aus, sobald eine Gleichtaktspannung durch einen Wechselrichter gestellt wird. Die durch Abweichungen und Messungenauigkeiten verursachten Kreisströme können durch Wahl einer Gleichtaktspannung  $\Delta u_{0,n}$  kompensiert werden. Zur Analyse wird das Gleichtaktersatzschaltbild mit vier Wechselrichtern aus Abbildung 5.18 herangezogen. Die Slave-Wechselrichter werden als Spannungsquelle mit der Gleichtaktspannung  $\Delta u_{0,n}$  modelliert.

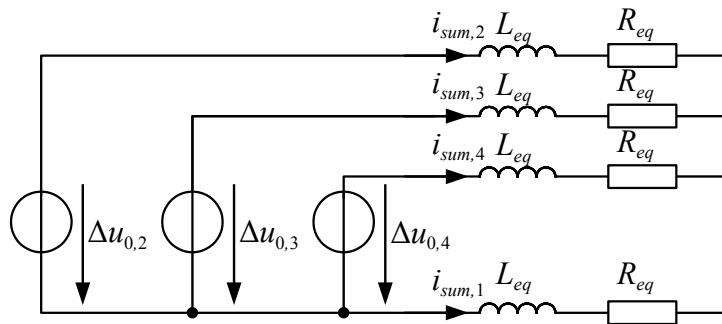


Abbildung 5.18: Ersatzschaltbild der Zwischenkreissymmetrierung im Verbundbetrieb

Wechselrichter 1 wird als Master definiert. Die Symmetrieregler der drei Slaves (WR2, WR3 und WR4) regeln ihr Mittelpunktspotential gegenüber dem des Masters aus. Die Stellgröße der Slaves ist die additive Gleichtaktspannung  $\Delta u_{0,n}$ , welche auf die vom Master übergebene Spannung  $u_{0,1}$  addiert wird:

$$u_{0,n} = u_{0,1} + \Delta u_{0,n}. \quad (5.47)$$

Zwischen den Wechselrichtern muss ein Bussystem installiert sein, welches die aktuelle Spannungsnullkomponente des Master-Wechselrichters  $u_{0,1}$  und die aktuelle Abweichung vom idealen Zwischenkreismittelpunkt  $u_{diff,1}$  im Regelungstakt an die Slaves kommuniziert. Der Master ermittelt  $u_{0,1}$  nach dem Verfahren zur Zwischenkreissymmetrierung im Normalbetrieb aus Abschnitt 5.2.3.

Die äquivalente Induktivität  $L_{eq}$  modelliert die Gleichtaktinduktivität der Filterdrossel zuzüglich der Induktivität der Leitungsverbindungen auf DC- und AC-Seite. Der äquivalente Widerstand  $R_{eq}$  modelliert die Ohmschen Anteile aller Komponenten im Stromkreis.

Nun kann die Regelstrecke als Übertragungsfunktion mit dem Vektor der Eingangsgrößen  $u_{0,n}$  und den resultierenden Summenströmen  $i_{sum,n}$  modelliert werden:

$$\begin{pmatrix} i_{sum,2} \\ i_{sum,3} \\ i_{sum,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{3}{4(R_{eq}+sL_{eq})} & -\frac{1}{4(R_{eq}+sL_{eq})} & -\frac{1}{4(R_{eq}+sL_{eq})} \\ -\frac{1}{4(R_{eq}+sL_{eq})} & \frac{3}{4(R_{eq}+sL_{eq})} & -\frac{1}{4(R_{eq}+sL_{eq})} \\ -\frac{1}{4(R_{eq}+sL_{eq})} & -\frac{1}{4(R_{eq}+sL_{eq})} & \frac{3}{4(R_{eq}+sL_{eq})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u_{0,2} \\ \Delta u_{0,3} \\ \Delta u_{0,4} \end{pmatrix}. \quad (5.48)$$

Nach Gleichung 5.46 setzt sich der Mittelpunktstrom aus den Komponenten  $i_{sum,n}$  und  $-(i_{L1,n}(t)|m_{1,n}(t)| + i_{L2,n}(t)|m_{2,n}(t)| + i_{L3,n}(t)|m_{3,n}(t)|)$  zusammen. Beide Komponenten werden durch die Nullkomponente der Modulationsspannungen  $u_0$  beeinflusst.

Aus Gleichung 5.12 lässt sich für  $-(i_{L1,n}(t)|m_{1,n}(t)| + i_{L2,n}(t)|m_{2,n}(t)| + i_{L3,n}(t)|m_{3,n}(t)|)$  eine maximale Empfindlichkeit von

$$\bar{i}_{mp} = \frac{12\hat{I}_{AC}}{\pi U_{DCmin}} \Delta u_0 \approx 3,8 \frac{A}{V} \Delta u_0 \quad (5.49)$$

bei  $\cos(\varphi) = 1$ ,  $\hat{I}_{AC} = 520\sqrt{2}$  A und  $U_{DCmin} = 740$  V ermitteln.

Demgegenüber lässt sich mit Hilfe des Ersatzschaltbildes eine Empfindlichkeit von  $i_{sum,n} = \frac{3}{4R_{eq}}u_{0,n}$  ermitteln. Der Widerstand  $R_{eq}$  ergibt sich aus der Summe des differentiellen Widerstands der Übertragungskennlinie der Halbleiter, den drei parallelen Wicklungswiderständen der Filterdrossel und den Leitungsverbindungen. Die Filterdrossel einer Phase weist bei der Auslegung nach Tabelle 4.6 und Abschnitt 4.1.2 einen Wicklungswiderstand von 0,52 mΩ auf. Bei einer angenommenen Leitungslänge von 10 m, inklusive der Leitungsverbindungen innerhalb des Wechselrichters, zwischen Transformator und Wechselrichter und einem Leitungsquerschnitt von 260 mm<sup>2</sup>, ergibt sich ein Widerstand von 0,65 mΩ pro Leitung. Der differentielle Widerstand eines 1200 V-IGBTs ergibt sich nach Tabelle 4.3 zu 2 mΩ. Im ungünstigsten Fall sind bei den 3-Punkt-Wechselrichtern zwei 1200 V-Halbleiter in Reihe stromführend. Es ergibt sich ein maximaler Widerstand pro Phase von 5,2 mΩ und somit in der Parallelschaltung der drei Phasen:  $R_{eq} \approx 1,73$  mΩ. Die Empfindlichkeit ergibt sich somit zu  $i_{sum,n} \approx 433 \frac{A}{V} \Delta u_{0,n}$ .

Mit  $433 \frac{A}{V} \gg 3,8 \frac{A}{V}$  kann der Anteil  $-(i_{L1,n}(t)|m_{1,n}(t)| + i_{L2,n}(t)|m_{2,n}(t)| + i_{L3,n}(t)|m_{3,n}(t)|)$  vernachlässigt werden und es gilt:

$$i_{mp,n} \cong i_{sum,n}. \quad (5.50)$$

Weiter gilt:

$$i_{sum,1} = -\sum_{n=2}^N i_{sum,n} \quad (5.51)$$

mit der Anzahl der Wechselrichter  $N$  und

$$u_{diff,n} = -\frac{1}{2C} \int i_{sum,n} dt. \quad (5.52)$$

### 5.3 Verbundbetrieb an einem Transformator

Die Regelgröße der Slaves berechnet sich aus der Abweichung von der aktuellen Unsymmetrie des Masters:

$$\Delta u_{diff,n} = u_{diff,n} - u_{diff,1}. \quad (5.53)$$

Nach Gleichungen 5.50, 5.51, 5.52 und 5.53 können nun die Regelgrößen  $\Delta u_{diff,n}$  in Abhängigkeit der Ströme  $i_{sum,n}$  im Laplacebereich dargestellt werden:

$$\begin{pmatrix} \Delta u_{diff,2} \\ \Delta u_{diff,3} \\ \Delta u_{diff,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{C_s} & -\frac{1}{2C_s} & -\frac{1}{2C_s} \\ -\frac{1}{2C_s} & -\frac{1}{C_s} & -\frac{1}{2C_s} \\ -\frac{1}{2C_s} & -\frac{1}{2C_s} & -\frac{1}{C_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sum,2} \\ i_{sum,3} \\ i_{sum,4} \end{pmatrix}. \quad (5.54)$$

Einsetzen von Gleichung 5.48 in 5.54 ergibt schließlich die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises:

$$\begin{pmatrix} \Delta u_{diff,2} \\ \Delta u_{diff,3} \\ \Delta u_{diff,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2Cs(R_{eq}+sL_{eq})} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2Cs(R_{eq}+sL_{eq})} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2Cs(R_{eq}+sL_{eq})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u_{0,2} \\ \Delta u_{0,3} \\ \Delta u_{0,4} \end{pmatrix}. \quad (5.55)$$

In der Übertragungsmatrix sind nur die Elemente der Hauptdiagonale besetzt. Die relative Unsymmetrie zum Master-Wechselrichter kann somit durch jeden Slave durch einen eigenen Regler ausgeregelt werden. Die Übertragungsfunktion der Regelstrecke für die Reglerauslegung kann zu der SISO-Übertragungsfunktion

$$G_n(s) = -\frac{1}{2Cs(R_{eq} + sL_{eq})} \quad (5.56)$$

vereinfacht werden. Über den Kommunikationsbus müssen für die Zwischenkreissymmetrierung neben der aktuellen Unsymmetrie des Masters  $u_{diff,1}$  und der Spannung  $u_{0,1}$  keine weiteren Größen ausgetauscht werden. Zudem wird die Analyse des Regelkreises stark vereinfacht. Als Reglerstruktur werden PI-Regler mit der Verstärkung  $K$  und der Nachstellzeit  $T_n$  ausgewählt, welche auf jedem Slave implementiert werden. Abbildung 5.19 zeigt zusammenfassend das Strukturbild der Systems für die Zwischenkreissymmetrierung der Wechselrichter im Verbundbetrieb.

Bei beliebiger Anzahl der Wechselrichter  $N$  ergibt sich:

$$\begin{pmatrix} i_{sum,2} \\ i_{sum,3} \\ \vdots \\ i_{sum,N} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{N-1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} & -\frac{1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} & \cdots & -\frac{1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} \\ -\frac{1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} & \frac{N-1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} & \cdots & -\frac{1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} & -\frac{1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} & \cdots & \frac{N-1}{N(R_{eq}+sL_{eq})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u_{0,2} \\ \Delta u_{0,3} \\ \vdots \\ \Delta u_{0,N} \end{pmatrix} \quad (5.57)$$

und

$$\begin{pmatrix} \Delta u_{diff,2} \\ \Delta u_{diff,3} \\ \vdots \\ \Delta u_{diff,N} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{C_s} & -\frac{1}{2C_s} & \cdots & -\frac{1}{2C_s} \\ -\frac{1}{2C_s} & -\frac{1}{C_s} & \cdots & -\frac{1}{2C_s} \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ -\frac{1}{2C_s} & -\frac{1}{2C_s} & \cdots & -\frac{1}{C_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sum,2} \\ i_{sum,3} \\ \vdots \\ i_{sum,N} \end{pmatrix}. \quad (5.58)$$



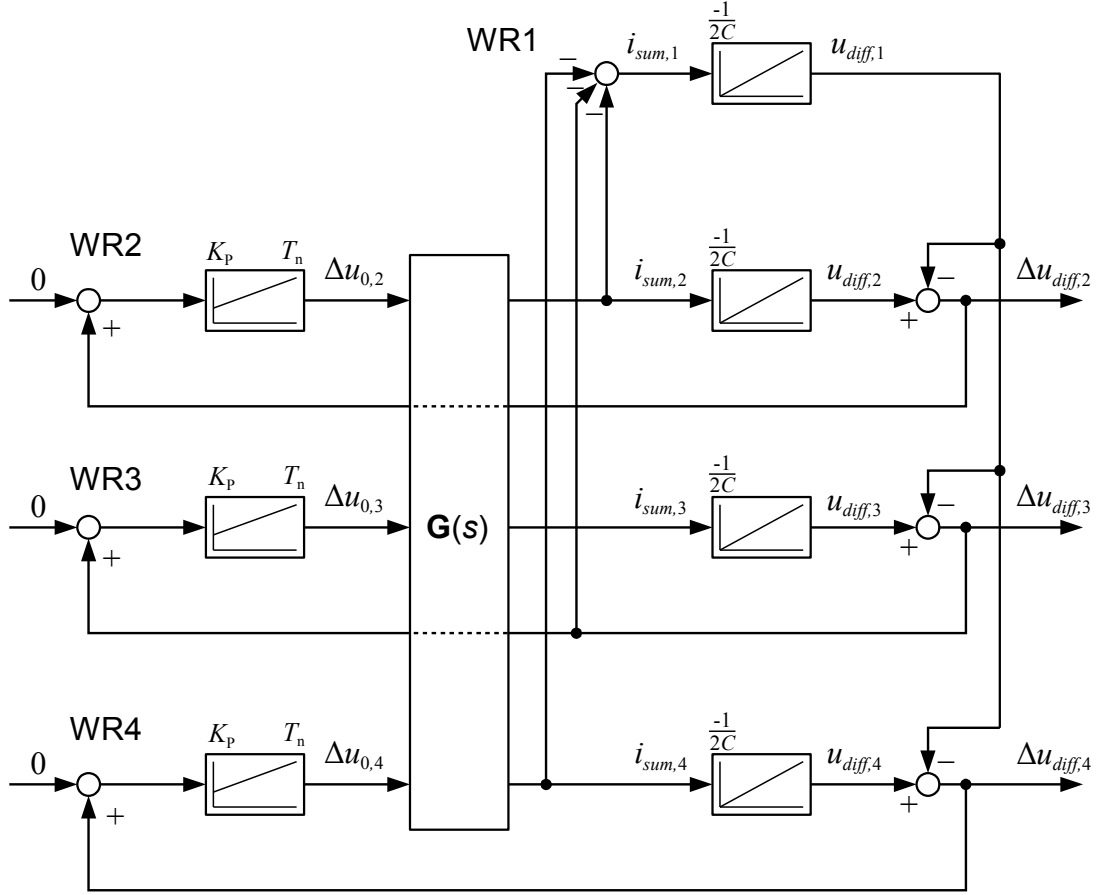


Abbildung 5.19: Strukturbild der Zwischenkreissymmetrierung für den Verbundbetrieb

Einsetzen von Gleichung 5.57 in 5.58 und Multiplikation der Matrizen ergibt für die Diagonalelemente  $g_{ii}$  der Übertragungsmatrix die Übertragungsfunktion:

$$g_{ii} = -\frac{N-1}{NCs(R_{eq} + sL_{eq})} + (N-2)\frac{1}{2NCs(R_{eq} + sL_{eq})} = -\frac{1}{2Cs(R_{eq} + sL_{eq})} \quad (5.59)$$

und für alle Nebenelemente  $g_{ij}$ :

$$g_{ij} = -\frac{N-1}{2NCs(R_{eq} + sL_{eq})} + \frac{1}{NCs(R_{eq} + sL_{eq})} + \frac{N-3}{2NCs(R_{eq} + sL_{eq})} = 0. \quad (5.60)$$

Dies resultiert in der Übertragungsfunktion für ein System mit  $n$  Wechselrichtern.

$$\begin{pmatrix} \Delta u_{diff,2} \\ \Delta u_{diff,3} \\ \vdots \\ \Delta u_{diff,N} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2Cs(R_{eq}+sL_{eq})} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2Cs(R_{eq}+sL_{eq})} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{2Cs(R_{eq}+sL_{eq})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u_{0,2} \\ \Delta u_{0,3} \\ \vdots \\ \Delta u_{0,N} \end{pmatrix} \quad (5.61)$$

### 5.3 Verbundbetrieb an einem Transformator

Man erkennt, dass die Übertragungscharakteristik unabhängig von der Anzahl der Wechselrichter und somit unabhängig von der Anzahl der aktiven Wechselrichter einsetzbar ist. In einem System mit variabler Anzahl aktiver Slaves müssen die Reglerparameter folglich nicht an die Anzahl der aktiven Wechselrichter angepasst werden.

Die Parameter der Regelstrecke sind die Zwischenkreiskapazität  $C$ , der äquivalente Widerstand  $R_{eq}$  als Summe der Ohmschen Anteile aller beteiligten Komponenten zwischen Wechselrichter-Ein- und Ausgang sowie die äquivalente Induktivität  $L_{eq}$  als Summe der wirkenden Gleichtaktinduktivität. Unter der Annahme konstanter Bauteilparameter kann mit der Übertragungsfunktion das Verhalten des Regelkreises durch Variation des Proportional- und Integral-Anteils des Reglers für alle Betriebspunkte eingestellt und die Stabilität nachgewiesen werden.

#### 5.3.4 Wirkungsgrad im Verbundbetrieb

Es sei  $\eta_{ges}(p_{ges})$  die Charakteristik des Wirkungsgrades der Gesamtanlage in Abhängigkeit der relativen Leistung  $p_{ges} = \frac{\text{aktuelle Leistung der Gesamtanlage}}{\text{Nennleistung der Gesamtanlage}}$ .

Äquivalent sei  $\eta_{wr}(p_{wr})$  die Charakteristik des Wirkungsgrades des einzelnen Wirkungsgrades mit  $p_{wr} = \frac{\text{aktuelle Leistung des Wechselrichters}}{\text{Nennleistung des Wechselrichters}}$ .

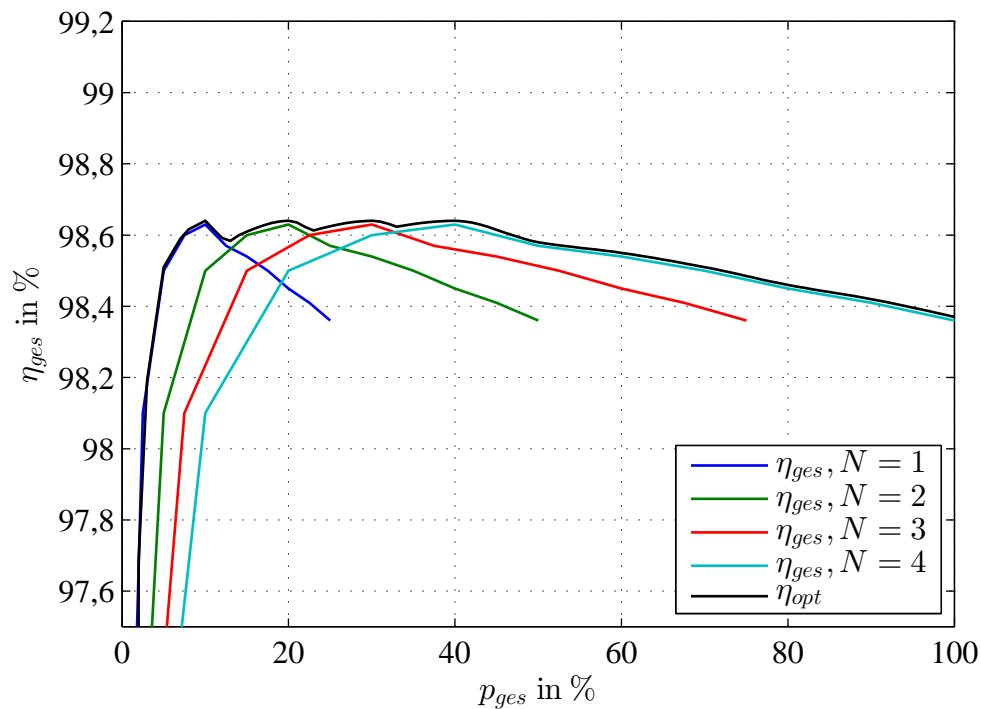
$M$  sei die Anzahl der Wechselrichter im Betrieb und  $N$  die Anzahl der parallel geschalteten Wechselrichter im Verbund.

Unter der Annahme, dass der Wirkungsgrad aller Wechselrichter gleich ist und sich die Ausgangsleistung gleichmäßig aufteilt, ergibt sich:

$$\eta_{ges}(p_{ges}) = \eta_{wr}(p_{wr}) = \eta_{wr}\left(p_{ges} \frac{N}{M}\right). \quad (5.62)$$

Abbildung 5.20 stellt den Verlauf des Wirkungsgrades der Gesamtanlage in Abhängigkeit von der relativen Leistung  $p$  für  $M = 1 \dots 4$  aktive Wechselrichter nach Gleichung 5.62 dar. Der Wirkungsgrad zeigt den Verlauf des Wirkungsgrades des NPC2-Wechselrichters bei der mittleren MPP-Spannung von 985 V und einer Netzspannung von 480 V. Um einen optimalen Wirkungsgrad der Gesamtanlage zu erzielen, sollte in Abhängigkeit der aktuellen Leistung die optimale Anzahl der aktiven Wechselrichter gewählt werden. Die Schnittpunkte der Kurven stellen die Schaltpunkte für das Zu- bzw. Abschalten eines Wechselrichters dar. Bei Überschreiten eines Schnittpunktes wird ein Wechselrichter zugeschaltet, bei Unterschreiten dagegen abgeschaltet. Zusätzlich sollte eine zeitliche Verriegelung zwischen zwei Abschaltvorgängen implementiert werden, damit bei kurzen Leistungseinbrüchen kein Wechselrichter abgeschaltet wird. Dies vermeidet ein zu häufiges Schalten der Wechselrichter, was aufgrund der erhöhten Anzahl von Schaltspielen die Lebensdauer des Hauptschützes des Wechselrichters reduzieren könnte.

Mit diesem Verfahren wird die Anzahl von Wechselrichtern betrieben, mit denen der höchste Gesamtwirkungsgrad der Anlage erreicht wird. Die mit  $\eta_{opt}$  gekennzeichnete Kurve stellt den Wirkungsgrad der Gesamtanlage dar. Man erkennt, dass der Bereich des höchsten Wirkungsgrades von größer als 98,6 % durch das Verfahren auf den Bereich von 5 – 45 % Nennleistung vergrößert wird.



**Abbildung 5.20:** Gemessener Wirkungsgrad der Gesamtanlage (NPC2-Wechselrichter)

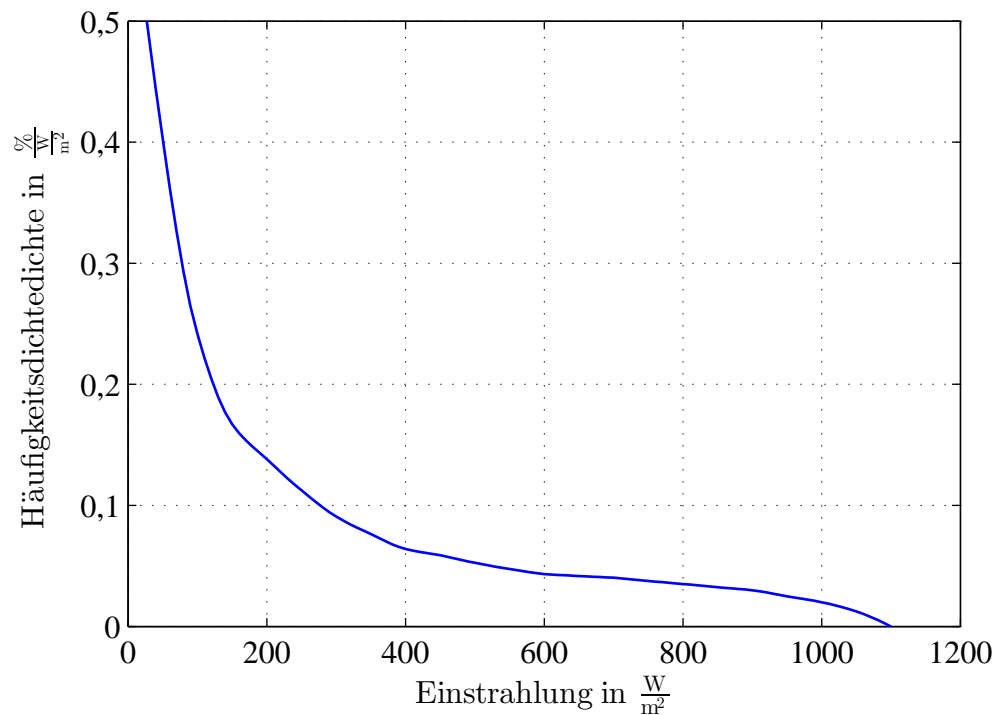
Im Gegensatz dazu wird bei einem konstanten Betrieb mit 4 aktiven Wechselrichtern erst bei 22 % Nennleistung die 98,6 %-Wirkungsgradgrenze überschritten. Der Teillastwirkungsgrad wird folglich verbessert. Bei Betrachtung des europäischen Wirkungsgrades wird mit dem Verfahren eine Verbesserung von  $\eta_{Euro} = 98,44$  % auf 98,54 % erreicht. Der relativ geringe Anstieg ist damit zu erklären, dass der Teillastbetrieb, aufgrund des geringen Anteils an dem Gesamtertrag der Anlage, nur mit einer geringen Gewichtung in den europäischen Wirkungsgrad eingeht.

Unter Aspekten eines höheren Ertrags bringt das Verfahren somit nur geringe Vorteile. Vorteilhaft ist es aber unter Aspekten der Lebensdauer der Wechselrichter, da die aktive Betriebsdauer der Wechselrichter deutlich verringert wird.

Abbildung 5.21 zeigt die gemessene Häufigkeitsdichte der Sonneneinstrahlung über ein Jahr für den Standort Potsdam [60]. Abweichend von der Darstellung in Abbildung 3 in [60] wird die Häufigkeitsdichte in  $\frac{\%}{\text{W/m}^2}$  dargestellt. Mit den aus Abbildung 5.20 abgelesenen Schwellenpunkten lässt sich die Anzahl der aktiven Wechselrichter in Abhängigkeit der Leistung definieren:

- $0 \% < p \leq 13 \%$ : 1 aktiver Wechselrichter
- $13 \% < p \leq 23 \%$ : 2 aktive Wechselrichter
- $23 \% < p \leq 33 \%$ : 3 aktive Wechselrichter
- $33 \% < p$ : 4 aktive Wechselrichter

### 5.3 Verbundbetrieb an einem Transformator



**Abbildung 5.21:** Häufigkeitsdichte der Einstrahlung, Standort Potsdam [60]

Mit der Auslegung, dass bei einer Einstrahlungsstärke von  $1000 \frac{W}{m^2}$  die Nennleistung erreicht wird, lassen sich die durchschnittlichen jährlichen Betriebsstunden berechnen. Bei variabler Anzahl der Wechselrichter nach Lastzustand ergeben sich pro Wechselrichter 2496 Betriebsstunden pro Jahr. Bei dauerhaftem Betrieb mit 4 parallelen Wechselrichtern ergeben sich 4380 Betriebsstunden pro Jahr. Somit wird durch das Zu- und Abschalten der Wechselrichter in Abhängigkeit der Leistung eine Verringerung der Betriebsstunden um 43 % erreicht.

# 6 Doppelwechselrichter

Als neue Topologie für Zentralwechselrichter wird der Doppelwechselrichter vorgeschlagen. Dieses Kapitel beinhaltet die theoretische Analyse der Funktionsweise des Wechselrichters, sowie die praktische Erprobung anhand von Prototypen. Die Topologie wird in Abbildung 3.11 als Variante mit einem NPC1-3-Punkt-Wechselrichter und in Abbildung 3.12 als Variante mit einem NPC2-3-Punkt-Wechselrichter vorgestellt. Das Konzept basiert darauf, dass der Netztransformator auf der Wechselrichterseite mit offenen Wicklungsenden betrieben wird. An jeweils einem Wicklungsende jeder Phase wird über ein LC-Filter ein 3-Punkt-Wechselrichter angeschlossen. Dieser kann in NPC1- oder NPC2-Topologie ausgeführt werden. Das jeweils verbleibende Wicklungsende jeder Phase wird an einen 2-Punkt-Wechselrichter angeschlossen. Beide Wechselrichter sind auf der DC-Seite gekoppelt. Der 2-Punkt-Wechselrichter wird induktivitätsarm an den Zwischenkreis des 3-Punkt-Wechselrichters angebunden, so dass kein zusätzlicher Zwischenkreis benötigt wird.

## 6.1 Ausgangsspannung

Um die Erhöhung der Ausgangsspannung des Doppelwechselrichters zu verdeutlichen, werden die zu erfüllenden Ungleichungen bezüglich der DC- und AC-Spannungen für den Betrieb eines Wechselrichters an einem Transformator in Sternschaltung mit dem Betrieb an einem Transformator mit offenen Wicklungen verglichen.

### 6.1.1 Transformator in Sternschaltung

Bei Verschaltung des Netztransformators in Sternschaltung muss für einen Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis immer die Bedingung

$$U_{DC} \geq \sqrt{2}U_{AC} \quad (6.1)$$

erfüllt sein. Bezogen auf die Strangspannung an einer Transformatorwicklung  $U_{L1}$  ergibt sich die Bedingung:

$$U_{DC} \geq \sqrt{2}\sqrt{3}U_{L1}. \quad (6.2)$$

### 6.1.2 Offene Wicklungen

Durch den Betrieb des Transformators mit offenen Wicklungen werden die Phasen voneinander entkoppelt. Zur Analyse genügt die Betrachtung einer Phase des Wechselrichters. Abbildung 6.1 zeigt das Schaltbild mit dem NPC2-3-Punkt-Wechselrichter für eine Phase. Die Spannung  $u_1$  bezeichnet die Ausgangsspannung des 3-Punkt-Wechselrichters, bezogen

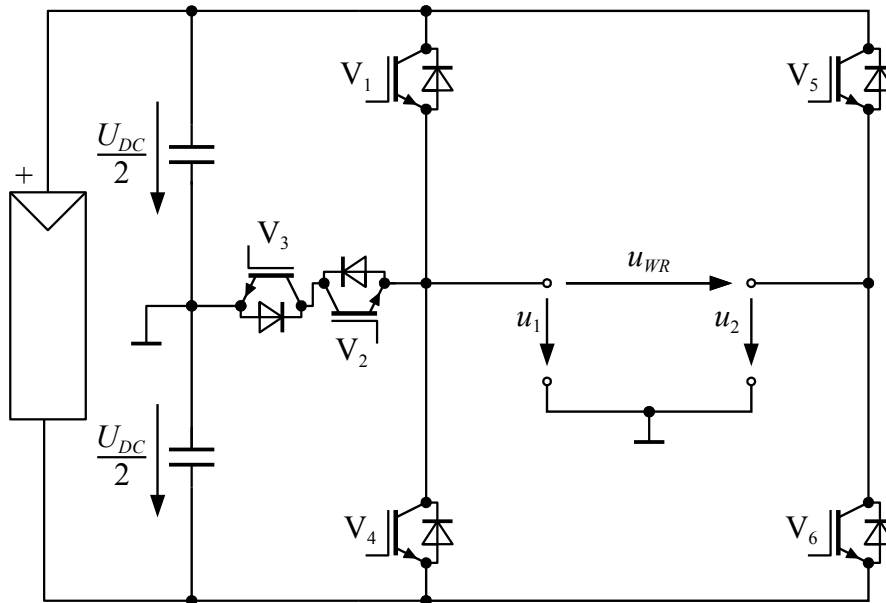


Abbildung 6.1: Schaltbild einer Phase des NPC2-Doppelwechselrichters

auf den Zwischenkreismittelpunkt. Die Spannung  $u_2$  bezeichnet die Ausgangsspannung des 2-Punkt-Wechselrichters. Die Ausgangsspannung  $u_{WR}$  ergibt sich als Differenz zwischen den Spannungen zu:

$$u_{WR} = u_1 - u_2. \quad (6.3)$$

Der 3-Punkt-Wechselrichter schaltet den Ausgang auf das positive Zwischenkreispotential („+“), den Zwischenkreismittelpunkt („0“) oder auf das negative Zwischenkreispotential („-“). Der 2-Punkt-Wechselrichter schaltet entweder in den Schaltzustand „+“ oder „-“. Mit der Annahme, dass keine Unsymmetrie zwischen den Zwischenkreishälften vorhanden sind, ergeben sich die möglichen Ausgangsspannungen  $u_{WR}$  nach Tabelle 6.1.

Damit stehen fünf verschiedene Ausgangsspannungen zur Verfügung, da Schaltzustand 3 und 4 die gleiche Ausgangsspannung von 0 V ergeben. Mit der Amplitude der Ausgangsspannung von  $U_{DC}$  ergibt sich der maximale Effektivwert der sinusförmigen Ausgangsspannung zu  $\frac{U_{DC}}{\sqrt{2}}$ . Folglich muss für den Betrieb des Doppelwechselrichters die Bedingung

$$U_{DC} \geq \sqrt{2}U_{L1} \quad (6.4)$$

erfüllt werden [49].

**Tabelle 6.1:** Schaltzustände des Doppelwechselrichters

Schaltzustand	3-Punkt-WR	2-Punkt-WR	$u_1$	$u_2$	$u_{WR}$	aktive IGBTs
1	+	–	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$U_{DC}$	$V_1, V_2, V_6$
2	0	–	0	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$V_2, V_3, V_6$
3	–	–	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	0	$V_3, V_4, V_6$
4	+	+	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	$V_1, V_2, V_5$
5	0	+	0	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$V_2, V_3, V_5$
6	–	+	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-U_{DC}$	$V_3, V_4, V_5$

Bei der Auslegung eines Zentralwechselrichters ist der DC-Spannungsbereich durch die MPP-Charakteristik des Solargenerators festgelegt. Beim Vergleich von Ungleichung 6.2 und 6.4 bei gleichem gegebenen  $U_{DC}$  ergibt sich, dass für den Doppelwechselrichter eine um den Faktor  $\sqrt{3}$  höhere AC-Spannung gewählt werden kann.

Daher kann, verglichen mit einem einzelnen 2- oder 3-Punkt-Wechselrichter, bei gleicher Leistung der Ausgangsstrom um den Faktor  $\sqrt{3}$  verringert werden. Der geringere Strom reduziert die Verluste in den Komponenten, so dass ein sehr hoher Wirkungsgrad durch den Doppelwechselrichter erreicht wird.

## 6.2 Modulation

Wie in Tabelle 6.1 dargestellt, ergibt sich die Ausgangsspannung  $u_{WR}$  des Doppelwechselrichters als Differenz zwischen der Ausgangsspannung des 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichters. Je nach Schaltzustand „+“ oder „–“ des 2-Punkt-Wechselrichters wird die Ausgangsspannung des 3-Punkt-Wechselrichters um  $U_{DC}/2$  erhöht oder verringert. Schaltet der 2-Punkt-Wechselrichter auf das negative Zwischenkreispotential, können nur positive Spannungen durch den 3-Punkt-Wechselrichter gestellt werden. Schaltet der 2-Punkt-Wechselrichter auf das positive Zwischenkreispotential, können nur negative Ausgangsspannungen gestellt werden.

Folglich bestimmt der 2-Punkt-Wechselrichter die Polarität der Ausgangsspannung und muss bei sinusförmiger Ausgangsspannung nur mit der Netzfrequenz geschaltet werden. Der 3-Punkt-Wechselrichter formt die sinusförmigen Ausgangsspannungen per Pulsweitenmodulation [49].

Der Modulator für den Doppelwechselrichter für eine Phase (L1) ist in Abbildung 6.2 zu sehen. Die Spannung  $u_{L1mod}$  wird von der Regelung an den Modulator übergeben. Diese Spannung wird mit der Funktion

$$\text{sign}(u) = \begin{cases} 1, & u \geq 0 \text{ V} \\ -1, & u < 0 \text{ V} \end{cases} \quad (6.5)$$

## 6.2 Modulation

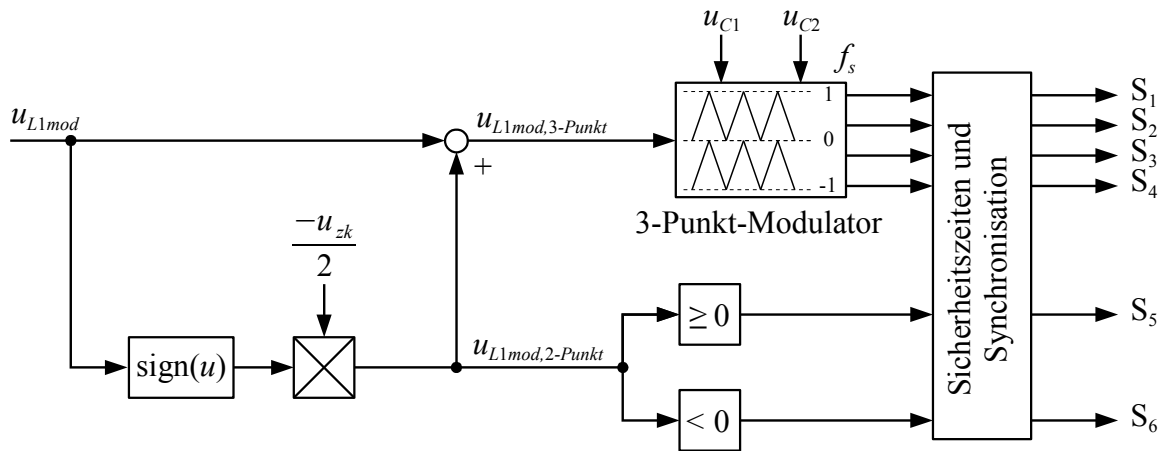


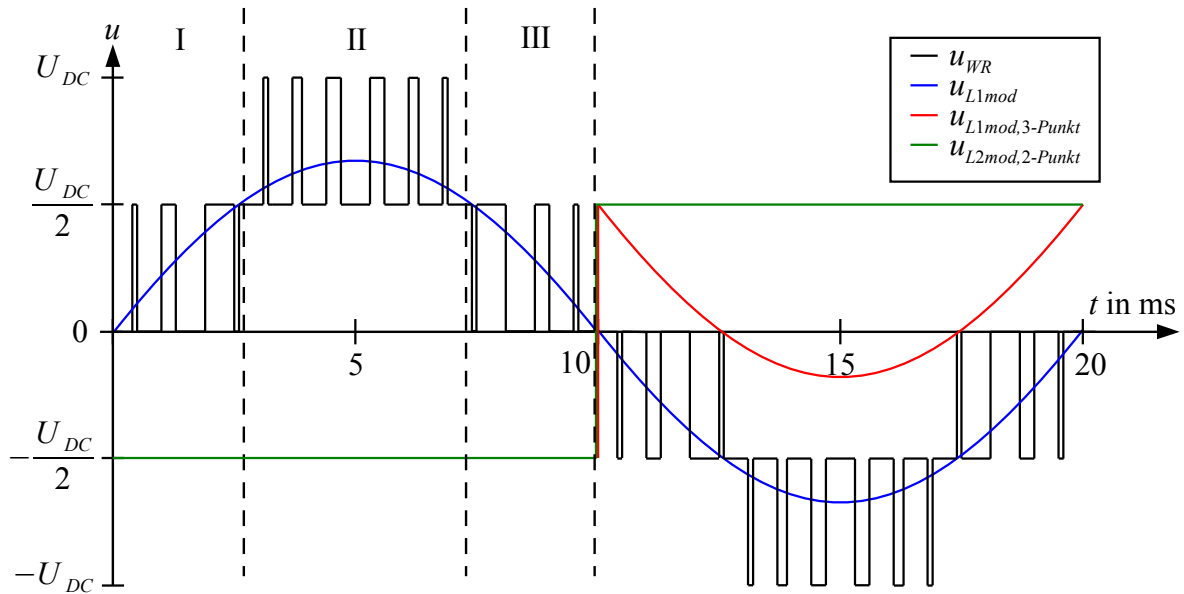
Abbildung 6.2: Modulator des Doppelwechselrichters

auf ihr Vorzeichen ausgewertet und mit  $-\frac{U_{DC}}{2}$  multipliziert. Bei sinusförmiger Spannung  $u_{L1mod}$  ist das Ergebnis ein Rechtecksignal mit der Amplitude der halben Zwischenkreisspannung mit invertierter Polarität zur Eingangsspannung. Diese Spannung  $u_{L1mod,2-Punkt}$  ist der Beitrag des 2-Punkt-Wechselrichters zur Ausgangsspannung. Sie wird zu  $u_{L1mod}$  addiert, so dass sich die Eingangsspannung für den 3-Punkt-Modulator  $u_{L1mod,3-Punkt}$  ergibt. Dieser wird trägerbasiert als Sinus-Dreieck-Modulator nach Abbildung 5.1 realisiert. Über den Vergleich  $u_{L1mod,2-Punkt} \geq 0$  V ergibt sich das Schaltsignal  $S_5$  für den IGBT  $V_5$ , analog dazu über den Vergleich  $u_{L1mod,2-Punkt} < 0$  V das Schaltsignal  $S_6$  für den IGBT  $V_6$ . Der 3-Punkt-Modulator bestimmt die Schaltsignale für die IGBTs  $V_1 \dots V_4$ . im Block „Sicherheitszeiten und Synchronisation“ werden die Umschaltzeitpunkte des 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichters synchronisiert und Sperrzeiten zwischen den IGBT-Paaren

- $V_1$  und  $V_3$
- $V_2$  und  $V_4$
- $V_5$  und  $V_6$

eingefügt. Da sich die Summe der drei Phasenströme und Spannungen bei dem Doppelwechselrichter durch die Entkopplung der drei Phasen nicht mehr aufhebt, dürfen den Spannungen keine Nullkomponenten aufaddiert werden. Damit ist die Erweiterung des Aussteuerbereichs des Wechselrichters durch Gleichtaktaufschaltung der 3. Harmonischen bei den Doppelwechselrichtern nicht anwendbar, was einen Teil des Vorteils der höheren Spannung wieder aufzehrt.





**Abbildung 6.3:** Signalverläufe der Modulation des Doppelwechselrichters [49]

Abbildung 6.3 [49] zeigt die Signalverläufe im Modulator für eine Netzperiode. Man erkennt die Ausgangsspannung  $u_{WR}$  als 5-stufige Spannung mit der Amplitude  $U_{DC}$  und den fünf Spannungsstufen mit einer Stufenhöhe von  $U_{DC}/2$ . Die positive Halbschwingung ist in drei Zeitabschnitte unterteilt: Im ersten Abschnitt liegt die mittlere Ausgangsspannung im Bereich  $0 \leq u_{WR} \leq \frac{U_{DC}}{2}$ . Der 2-Punkt-Wechselrichter befindet sich im Schaltzustand „-“, da  $u_{L1mod}$  positiv ist. In Abschnitt I schaltet der 3-Punkt-Wechselrichter zwischen den Schaltzuständen „-“ und „0“.

Im Zeitabschnitt II gilt:  $\frac{U_{DC}}{2} < u_{WR} \leq U_{DC}$ . Der 3-Punkt-Wechselrichter schaltet zwischen den Schaltzuständen „0“ und „+“, bis die zu stellende Spannung den Wert  $\frac{U_{DC}}{2}$  unterschreitet und in den Zeitabschnitt III übergegangen wird. In diesem sind, wie in Zeitabschnitt I, die Schaltzustände „0“ und „-“ des 3-Punkt-Wechselrichters aktiv.

Der Modulationsindex  $M$  für diese Wechselrichter wird definiert als:

$$M = \frac{U_{L1} \sqrt{2}}{U_{DC}} \quad \text{mit } 0 \leq M \leq 1. \quad (6.6)$$

### 6.3 Kommutierungspfade

Verglichen mit einem einzelnen 3-Punkt-Wechselrichter verändern sich die Kommutierungspfade durch die Modulation mit der nichtsinusförmigen Spannung  $u_{L1mod,3-Punkt}$ .

Abbildung 6.4 und 6.5 stellen die acht im Betrieb auftretenden Kommutierungen innerhalb des Wechselrichters für die beiden Varianten mit NPC1- und NPC2-Wechselrichter dar. Der Netzanschluss ist vereinfacht als Wechselspannungsquelle mit Längsinduktivität dargestellt.

### 6.3 Kommutierungspfade

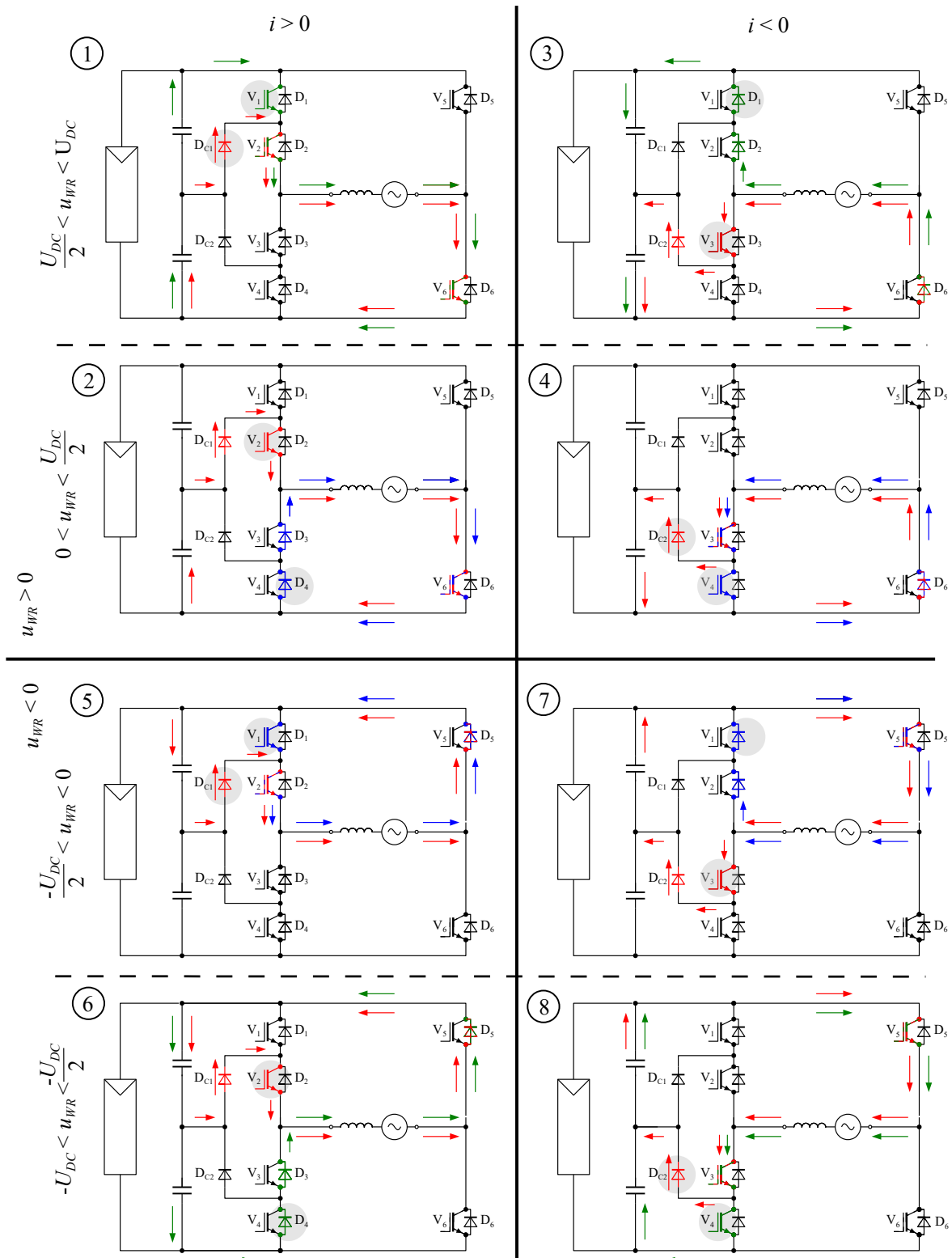


Abbildung 6.4: Kommutierungen des NPC1-Doppelwechselrichters

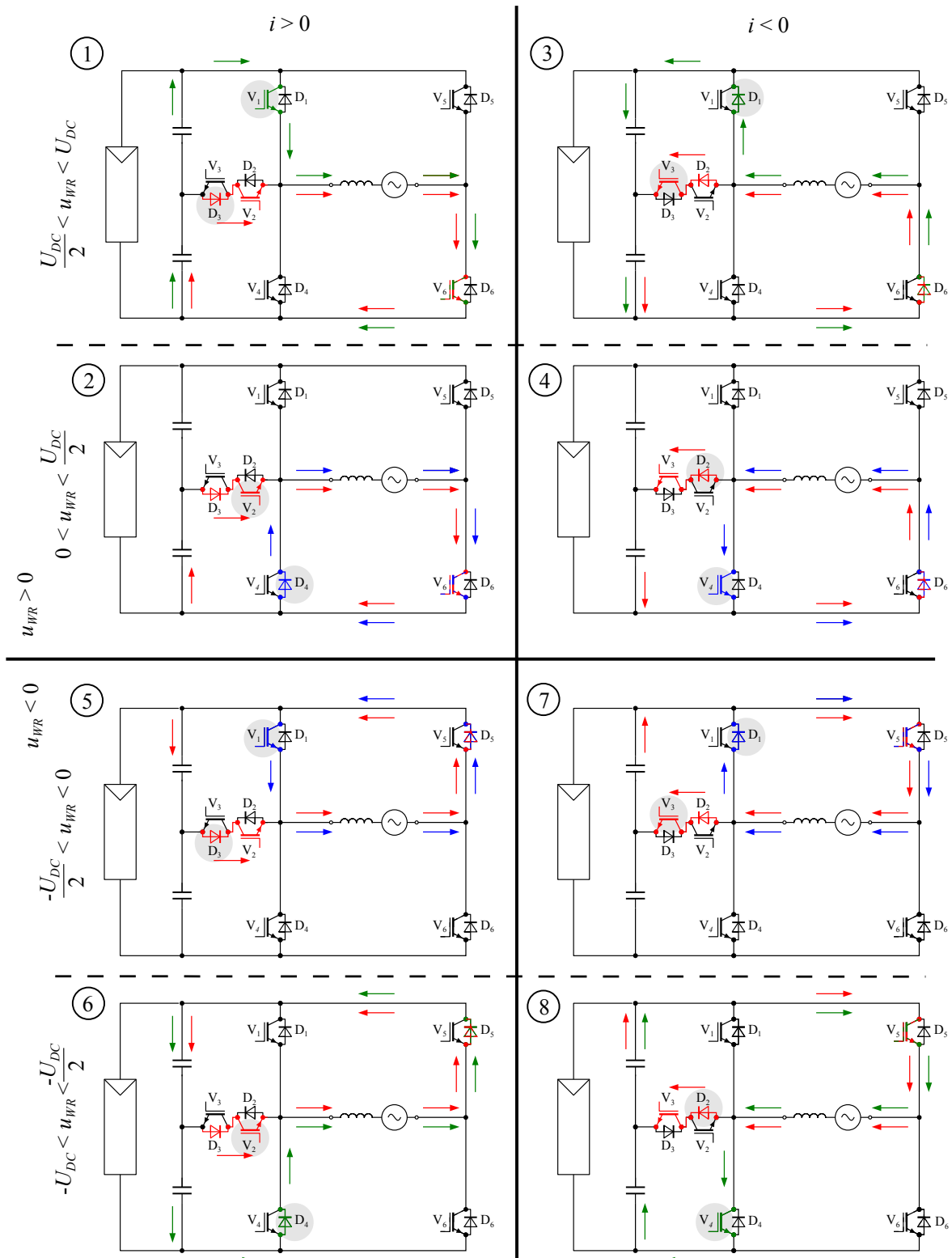


Abbildung 6.5: Kommutierungen des NPC2-Doppelwechselrichters

## 6.4 Zwischenkreissymmetrierung

In der linken Spalte finden sich die Kommutierungen bei positivem Strom, in der rechten Spalte bei negativem Strom. In der oberen Hälfte erzeugt der Wechselrichter eine positive Ausgangsspannung, in der unteren Hälfte eine negative. Die Stromverläufe in den Schaltzuständen sind farblich markiert. Die Strompfade in den Schaltzuständen mit Ausgangsspannung 0 sind blau markiert, mit den Ausgangsspannungen  $\pm \frac{U_{DC}}{2}$  rot und mit der maximalen Spannung  $\pm U_{DC}$  grün. Das jeweilige Dioden-IGBT-Paar, in dem Schaltverluste anfallen, ist grau hinterlegt. Durchlassverluste fallen in allen farblich markierten Halbleitern an.

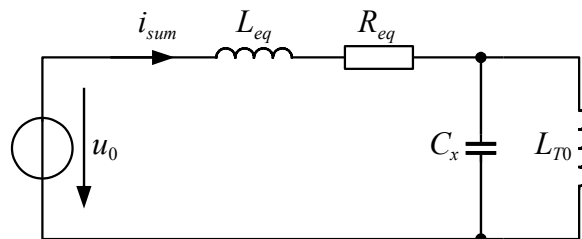
Nicht dargestellt ist der Kommutierungsvorgang bei einem Polaritätswechsel der Spannung. Bei dieser Kommutierung werden 3-Punkt- und 2-Punkt-Wechselrichter vom positiven auf das negative Zwischenkreispotential bzw. umgekehrt zeitgleich umgeschaltet. Da dieser Vorgang gegenüber den dargestellten Kommutierungen nur mit der Netzfrequenz auftritt, sind die Schaltverluste im 2-Punkt-Wechselrichter zu vernachlässigen.

Bei dem üblichen Dauerbetrieb des Doppelwechselrichters mit  $\cos(\varphi) = 1$  treten die mit 1,2,7 und 8 markierten Kommutierungen auf. 1 und 8 sind Kommutierungen, welche auch bei einem einzelnen 3-Punkt-Wechselrichter auftreten. Kommutierung 2 und 7 kommen bei einem einzelnen 3-Punkt-Wechselrichter mit  $\cos(\varphi) = 1$  nicht vor. Man erkennt bei Betrachtung der Kommutierungen 1,2,7 und 8, dass sich die Durchlassverluste auf alle Halbleiter des 3-Punkt-Wechselrichters aufteilen. Die Schaltverluste teilen sich auf alle Halbleiter, ausgenommen der Dioden  $D_2$  und  $D_3$  bei dem NPC1-Doppelwechselrichter, auf.

## 6.4 Zwischenkreissymmetrierung

Äquivalent zu den Betrachtungen der Zwischenkreissymmetrierung bei parallel betriebenen Wechselrichtern aus Abschnitt 5.3.2 gilt für den Doppelwechselrichter, dass die Stromsumme der Ausgangsphasen einen Wert ungleich null annehmen kann. Somit gelten auch für den Doppelwechselrichter die Verfahren für 3-Punkt-Wechselrichter aus Abschnitt 5.2 nicht mehr.

Bei Addition einer Nullkomponente der Spannung  $u_0$  auf die Modulationsspannungen der drei Phasen bildet sich ein Summenstrom  $i_{sum}$  aus.



**Abbildung 6.6:** Ersatzschaltbild Zwischenkreissymmetrierung des Doppelwechselrichters

Abbildung 6.6 beschreibt das Ersatzschaltbild für das System mit der Spannungsquelle  $u_0$ , der äquivalenten Filterimpedanz  $L_{eq} = \frac{L_{WR}}{3}$ , der Kapazität  $C_x = 3C_f$  und der wirkenden

Induktivität im Nullsystem des Netztransformators. Da die Oberspannungswicklung im 3-phasigen Mittelspannungsnetz üblicherweise in Dreiecksschaltung ausgeführt wird, bildet diese Wicklung einen Kurzschlusspfad für die Nullströme auf der Unterspannungsseite. Unter der Annahme, dass die Hauptinduktivität viel größer als die Streuinduktivität  $L_T$  des Transformators ist, lässt sich die wirkende Induktivität als  $L_{T0} = \frac{L_T}{3}$  annehmen. Der Widerstand  $R_{eq}$  beschreibt den wirkenden Ohmschen Anteil im Stromkreis. Aus Abbildung 6.6 ergibt sich die Übertragungsfunktion:

$$u_o(s) = \frac{L_{eq}L_T C_x s^3 + R_{eq}L_T C_x s^2 + (L_T + L_{eq})s + R_{eq}}{L_{eq}^2 C_x^2 s^2 + 1} i_{sum}(s). \quad (6.7)$$

Nach Gleichung 5.46 setzt sich der Mittelpunktstrom aus den Komponenten  $i_{sum,n}$  und  $-(i_{L1,n}(t)|m_{1,n}(t)| + i_{L2,n}(t)|m_{2,n}(t)| + i_{L3,n}(t)|m_{3,n}(t)|)$  zusammen. Beide Komponenten werden durch  $u_0$  beeinflusst.

Die Empfindlichkeit  $\frac{i_{mp}}{u_0}$  des Terms  $-(i_{L1,n}(t)|m_{1,n}(t)| + i_{L2,n}(t)|m_{2,n}(t)| + i_{L3,n}(t)|m_{3,n}(t)|)$  unterscheidet sich durch die Modulation mit der modifizierten Spannung  $u_{Lxmod,3-Punkt}$  von der eines einzelnen 3-Punkt-Wechselrichters. Über Simulationen wird die maximale Empfindlichkeit bei  $\cos(\varphi) = 1$  und  $M = 1$  zu  $\frac{i_{mp}}{u_0} \cong 1,5 \frac{A}{V}$  ermittelt.

Demgegenüber steht eine Empfindlichkeit von  $i_{sum} = \frac{1}{R_{eq}} u_0$ . Bei den Doppelwechselrichtern mit einem Ausgangsstrom von 300 A liegt der Ohmsche Widerstand  $R_{eq}$  im Bereich weniger m $\Omega$ . Die Filterdrossel einer Phase weist bei der Auslegung nach Tabelle 4.6 und Abschnitt 4.1.2 einen Wicklungswiderstand von 1,5 m $\Omega$  auf. Bei einer angenommenen Leitungslänge von 20 m in Summe der Verbindung zwischen Wechselrichter, Transformator und Rückleitung zum Transformator in einer Phase und einem Leitungsquerschnitt von 150 mm<sup>2</sup> ergibt sich ein Widerstand pro Phase von 2,3 m $\Omega$ .

Bei den Doppelwechselrichtern können zwei 1200 V- und ein 1700 V-Halbleiter in Reihe im Strompfad angeordnet sein. Für diese ergibt sich in Summe ein differentieller Widerstand von 6,4 m $\Omega$  mit den Widerständen aus Tabelle 4.3. Die differentiellen Widerstände der Halbleiter machen somit den größten Ohmschen Anteil aus.

Aus der Summe der Teilwiderstände und bei Parallelschaltung der drei Phasen ergibt sich ein äquivalenter Widerstand von 3,3 m $\Omega$  und eine Empfindlichkeit von  $i_{sum} \approx 303 \frac{A}{V} u_0$ . Somit kann der Anteil  $-(i_{L1,n}(t)|m_{1,n}(t)| + i_{L2,n}(t)|m_{2,n}(t)| + i_{L3,n}(t)|m_{3,n}(t)|)$  vernachlässigt werden und es gilt:

$$i_{mp} \cong i_{sum}. \quad (6.8)$$

Mit

$$u_{diff} = -\frac{1}{2C} \int i_{sum} dt \quad (6.9)$$

ergibt sich schließlich die Übertragungsfunktion:

$$u_{diff}(s) = -\frac{L_{eq}^2 C_x^2 s^2 + 1}{2C s (L_{eq}L_T C_x s^3 + R_{eq}L_T C_x s^2 + (L_T + L_{eq})s + R_{eq})} u_o(s). \quad (6.10)$$

Gegenüber der Symmetrierung eines einzelnen 3-Punkt-Wechselrichters ergibt sich der Vorteil, dass die Zwischenkreissymmetrie über den Summenstrom unabhängig vom Betriebs-

## 6.5 Erweiterung der Topologie

punkt des Wechselrichters geregelt werden kann. Das Verfahren vereinfacht sich stark gegenüber den in Abschnitt 5.2 vorgestellten Verfahren. Die Zwischenkreishälften können in allen Betriebspunkten mit gleicher Dynamik symmetriert werden. Der Betriebsfall Leerlauf muss nicht durch eine Sonderbehandlung abgefangen werden. Mit Hilfe der Übertragungsfunktion aus Gleichung 6.10 kann ein Regler mit gewünschter Dynamik ausgelegt und die Stabilität des Regelkreises bestimmt werden.

Aufgrund der Dreieckswicklung des Transformators auf der Mittelspannungsseite ergeben sich keine Netzurückwirkungen, da sich die Summenströme ohne Gleichanteil auf der Unterspannungsseite lediglich als Kreisströme auf der Oberspannungsseite ausbilden. Es wäre jedoch denkbar, dass sich durch die Symmetrierung Summenströme mit Gleichanteil ausbilden. Dadurch würde der magnetische Fluss im Transformator Kern einen Gleichanteil erhalten. Diese Auslenkung könnte zu Sättigung des Transformator Kerns und zusätzlicher thermischer Belastung des Transformators führen.

Im fehlerfreien Betrieb des Wechselrichters treten statische Unsymmetrien und somit Gleichanteile im Reglerausgang vor allem durch Abweichungen bei den Verlustleistungen der Halbleiter oder durch Gleichanteile in der Ausgangsspannung auf. Die Abweichungen der Verlustleistungen liegen im Bereich weniger Watt und sind folglich im statischen Betrieb gegenüber der Nennleistung des Wechselrichters zu vernachlässigen. Gleichanteile der Ausgangsspannung entstehen durch Abweichungen bei den Halbleitern durch unterschiedliche Zeitverzögerungen in den Ansteuerschaltungen oder Abweichungen der Steuerspannungen der IGBTs sowie Abweichungen in der Messwerterfassung der Zwischenkreisspannungen. Ein Gleichanteil in der Ausgangsspannung führt zu einem Gleichanteil im Ausgangsstrom des Wechselrichters. Als Folge würde sich eine Unsymmetrie der Zwischenkreishälften ergeben. Der Symmetrieregler würde dieser Unsymmetrie entgegenwirken und somit den Gleichanteil des Stroms reduzieren.

Folglich ist nicht mit Gleichanteilen des Ausgangsstroms durch den Symmetrieregler zu rechnen, sondern der Symmetrieregler hilft, diese Anteile im Ausgangsstrom zu reduzieren.

## 6.5 Erweiterung der Topologie

Eine Erweiterung der Topologie mit dem Schütz  $Q_1$  ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Sobald der Wechselrichter bei einer genügend hohen DC-Spannung von

$$U_{DC} > U_{L1} \sqrt{3} \sqrt{2} \quad (6.11)$$

betrieben wird, kann der 2-Punkt-Wechselrichter deaktiviert und  $Q_1$  geschlossen werden. Der Transformator wird dadurch in Sternschaltung überführt. Der 3-Punkt-Wechselrichter wird als einzelner Wechselrichter mit erhöhter Ausgangsspannung betrieben. Bei hohen DC-Spannungen werden dadurch die Durchlassverluste des 2-Punkt-Wechselrichters eingespart. Dies wirkt den höheren Schaltverlusten bei hohen DC-Spannungen entgegen und es werden sehr hohe Wirkungsgrade erzielt [49]. Bei der Phasenspannung von 480 V be-

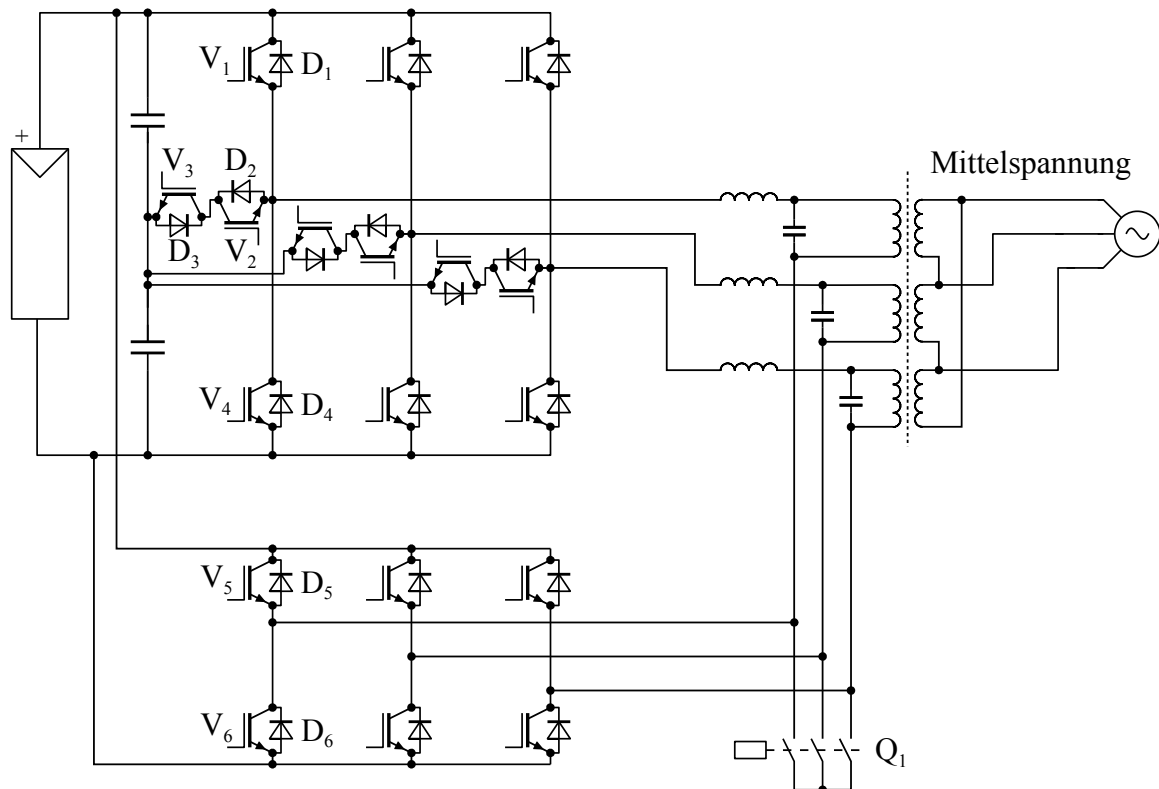


Abbildung 6.7: Erweiterung des Doppelwechselrichters um das Schütz  $Q_1$

trägt die DC-Spannung, ab der  $Q_1$  geschlossen werden kann, 1170 V. Da die maximale MPP-Spannung 1230 V beträgt, wäre nur ein kleiner Spannungsbereich mit der Erweiterung nutzbar. Daher sollte die Phasenspannung des Wechselrichters auf 400 V reduziert werden, um ab einer DC-Spannung von 980 V  $Q_1$  schließen zu können.

Durch die Senkung der Netzspannung verringert sich der Wirkungsgrad bei niedrigen DC-Spannungen. Zusätzlich erhöhen sich die spezifischen Kosten des Wechselrichters um den Faktor  $480 \text{ V} / 400 \text{ V}$ , da sich die Nennleistung bei gleichem Strom verringert. Ergänzend zu den Angaben in Tabelle 4.4 ergeben sich für den NPC1- und NPC2-Doppelwechselrichter die in Tabelle 6.2 dargestellten Kennwerte.

Vorteilhaft erweisen sich die Erhöhung des Wirkungsgrades bei hohen DC-Spannungen und der Standardwert von 400 V für den Mittelspannungstransformator, was die Kosten des Transformators verringert. Auf die thermische Auslegung der Halbleiter hat die Änderung der nominellen Netzspannung keine Auswirkung. Im Falle von Netzspannungseinbrüchen können Modulationsindizes von ca. 0,1 bis 1 auftreten. Da diese laut BDEW-Netzanschlussrichtlinie für eine Dauer von bis zu 150 ms unterstützt werden müssen, sind die Chiptemperaturen der Halbleiter bereits eingeschwungen. Daher müssen auch diese Fälle für die thermische Auslegung beachtet und somit der ungünstigste Arbeitspunkt im Bereich  $M = 0,1 - 1$  für die Auslegung herangezogen werden.

## 6.5 Erweiterung der Topologie

Ebenfalls ändern sich, bei Beibehaltung des Nennstroms von 300 A, die Werte der Netzfilterkomponenten bei Auslegung nach Gleichung 4.24 nicht. Somit kann das selbe Filter wie für den Doppelwechselrichter mit 480 V verwendet werden.

**Tabelle 6.2:** Auslegung der Halbleiter und Nenndaten des Doppelwechselrichters mit  $Q_1$

Wechselrichter	Halbleiter Spannungsklasse	Halbleiter Nennstrom	$I_{AC}$	$U_{MPP}$	Netzspannung	$S_{nom}$
NPC1-Doppel-WR mit $Q_1$	V1,2,3,4: 1200 V V5,6: 1700 V	600 A	300 A	740 – 1230 V	$400 \cdot \sqrt{3} \text{ V}^*$	360 kVA
NPC2-Doppel-WR mit $Q_1$	V1,4,5,6: 1200 V V2,3: 1700 V	600 A	300 A	740 – 1230 V	$400 \cdot \sqrt{3} \text{ V}^*$	360 kVA

\* virtuelle verkettete Netzspannung



# 7 Systemvergleich

## 7.1 Simulierte Wirkungsgrade

Mit der Verlustmodellierung aus Kapitel 4 und der Auslegung der Wechselrichter nach Abschnitt 4.2.3 werden Simulationen zur Bestimmung der erwarteten Wirkungsgrade ausgeführt. Die Simulation wird unter den folgenden Randbedingungen ausgeführt:

- Die Schaltfrequenz beträgt 4 kHz.
- $\cos(\varphi) = 1$  am Netzanschluss, d.h. die Blindleistung der Filterkondensatoren wird vom Wechselrichter kompensiert.
- Die Umgebungstemperatur beträgt 25 °C.
- Nenndaten und Auslegung der Wechselrichter nach Tabelle 4.4
- Auslegung des Netzfilters nach Tabelle 4.6 und des Zwischenkreises nach Tabelle 4.8

Abbildung 7.1 zeigt die ermittelten Verläufe des Wirkungsgrades bei der mittleren MPP-Spannung  $U_{MPPmid}$ . Diese beträgt 655 V für den 2-Punkt-Wechselrichter mit 1200 V-Halbleitern und 985 V für die Wechselrichter im hohen MPP-Spannungsbereich. Den höchsten Wirkungsgrad bei einer relativen Last oberhalb von 20 % der Nennlast weist der NPC1-Doppelwechselrichter auf, mit geringem Abstand folgt der NPC2-Doppelwechselrichter. Der NPC1-3-Punkt-Wechselrichter weist im Lastbereich bis 20 % den höchsten Wirkungsgrad auf. Dies ist auf den geringsten Anteil der Kernverluste, welche bei geringer Ausgangsleistung den Wirkungsgrad signifikant beeinflussen, zurückzuführen. Der NPC2-3-Punkt-Wechselrichter weist im gesamten Lastbereich einen geringfügig kleineren Wirkungsgrad auf, was durch die schlechteren Leit- und Schalteigenschaften der äußeren IGBTs mit höherer Sperrfähigkeit verursacht wird. Der Unterschied zwischen NPC1 und NPC2 wird geringer mit steigender Last. Dies ist durch die relativ hohen Durchlassverluste des NPC1-Wechselrichters bedingt, da immer zwei Halbleiter im Strompfad angeordnet sind.

Der Wirkungsgrad des 2-Punkt-Wechselrichters mit 1200 V-Halbleitern als Referenzsystem ist in etwa 0,8 % unterhalb der Wirkungsgrade der 3-Punkt-Wechselrichter angeordnet. Der Wirkungsgradverlauf des 2-Punkt-Wechselrichters mit 1700 V-Bauelementen ist weitere 0,5 % unterhalb angeordnet.

Die Verteilung der Verluste bei Nennlast ist in Abbildung 7.2 aufgetragen. Man sieht, dass bei allen Wechselrichtern 73 – 85 % der Gesamtverlustleistung in den Halbleitern anfällt.

## 7.1 Simulierte Wirkungsgrade

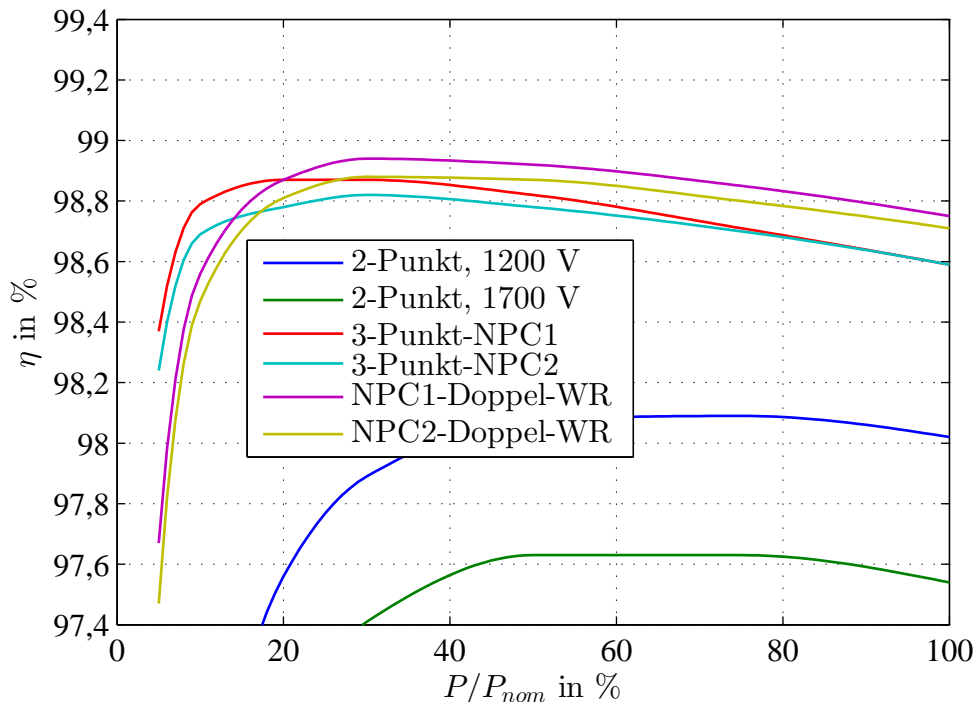


Abbildung 7.1: Simulierte Wirkungsgrade bei mittlerer MPP-Spannung

Der Anteil von 14 – 25 % der Verlustleistung entfallen auf die Filterdrossel, die Verluste in den Leitungsverbindungen machen nur 1 – 2 % der Gesamtverluste aus.

Die hohe Verlustleistung und der niedrige Wirkungsgrad des 2-Punkt-Wechselrichters mit 1700 V-Halbleitern resultiert aus den hohen Schaltverlusten der 1700 V-Bauelemente, welche bei diesem Wechselrichter bei der vollen DC-Spannung schalten. Durch das Schalten der halben DC-Spannung bei den 3-Punkt-Wechselrichtern können die Schaltverluste deutlich reduziert werden. Dafür erhöhen sich die Durchlassverluste durch die Reihenschaltung von zwei Halbleitern in allen Schaltzuständen des NPC1-Wechselrichters. Bei dem NPC2-Wechselrichter sind im Schaltzustand „0“ zwei Halbleiter stromführend, in den Schaltzuständen „+“ und „-“ nur ein Halbleiter, so dass geringere Durchlassverluste gegenüber dem NPC1-Wechselrichter anfallen. Die höheren Schaltverluste des NPC2-Wechselrichters sind in der höheren Sperrfähigkeit der äußeren IGBTs begründet.

Bei den Doppelwechselrichtern verringern sich die Schaltverluste gegenüber den 3-Punkt-Wechselrichtern aufgrund des um den Faktor  $\sqrt{3}$  geringeren Stroms bei gleicher Leistung. Bei den Durchlassverlusten weisen NPC1-3-Punkt- und Doppelwechselrichter nahezu den gleichen Wert auf. Dies ist damit zu erklären, dass bei dem Doppelwechselrichter die Reduzierung der Verluste aufgrund des geringeren Stroms durch die Durchlassverluste des zusätzlichen Halbleiters im Strompfad kompensiert wird.

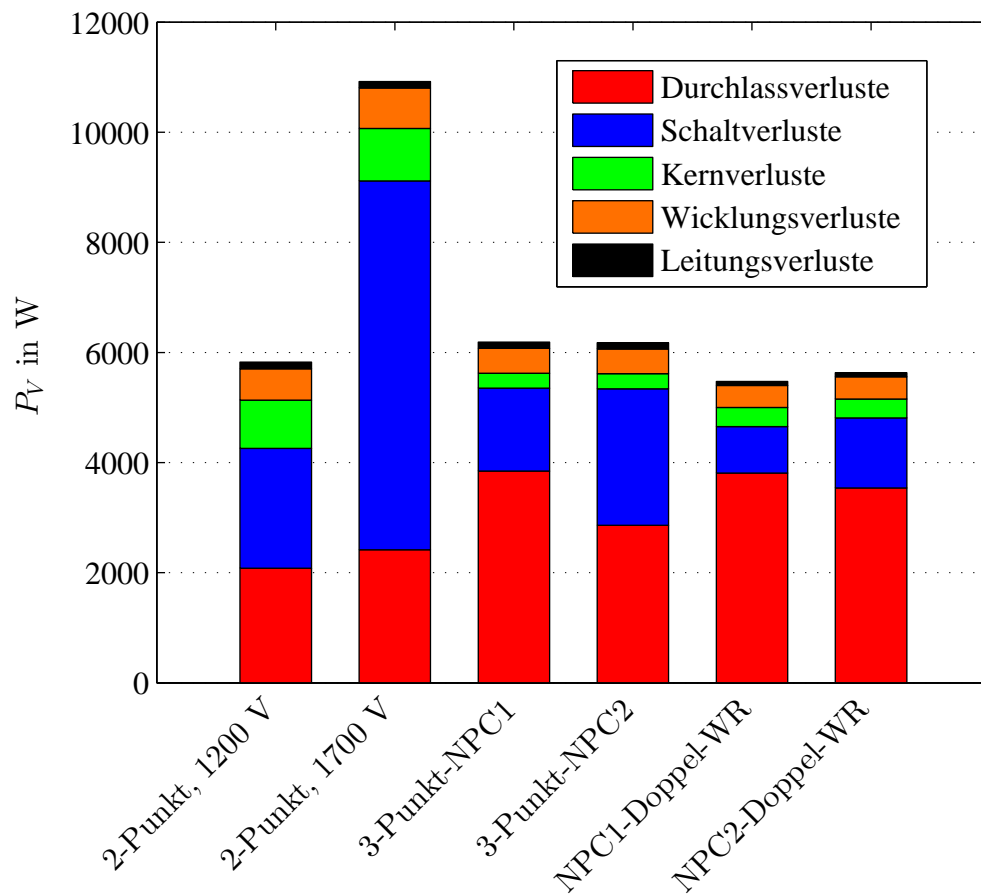


Abbildung 7.2: Simulierte Aufteilung der Verlustleistung

Im Vergleich der Durchlassverluste zwischen NPC2-3-Punkt- und Doppelwechselrichter weist der Doppelwechselrichter um 700 W höhere Durchlassverluste auf. Dies ist damit zu erklären, dass durch die geänderten Kommutierungspfade der zeitliche Anteil des Schaltzustandes „0“ des 3-Punkt-Wechselrichters zunimmt. Da der Strom in diesem Fall mit einem IGBT und einer Diode zwei Halbleiter durchfließt, erhöhen sich die Durchlassverluste.

In Tabelle 7.1 sind die Spitzenwirkungsgrade der Wechselrichter sowie die gemittelten europäischen Wirkungsgrade nach Gleichung 2.8 bei der niedrigsten, mittleren und höchsten DC-Spannung ( $U_{MPPmin}$ ,  $U_{MPPmid}$  und  $U_{MPPmax}$ ) angegeben. Die höchsten Spitzenwirkungsgrade werden mit 99,01 % bis 99,06 % von beiden 3-Punkt- und Doppelwechselrichtern erreicht. Alle Wechselrichter erreichen ihren Spitzenwirkungsgrad bei der niedrigsten MPP-Spannung. Da die Schalt- und Kernverluste mit der DC-Spannung ansteigen, verringert sich der Wirkungsgrad mit steigender DC-Spannung.

Somit weisen die 2-Punkt-Wechselrichter mit den höchsten Schaltverlusten die größte Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der DC-Spannung auf. Bei dem NPC2-Wechselrichter kommt zudem der Effekt hinzu, dass mit steigender DC-Spannung der zeitliche Anteil des

## 7.1 Simulierte Wirkungsgrade

**Tabelle 7.1:** Simulierte Wirkungsgrade

Wechsel- richter	$\eta_{max}$	$\eta_{Euro}$ bei $U_{MPPmin}$	$\eta_{Euro}$ bei $U_{MPPmid}$	$\eta_{Euro}$ bei $U_{MPPmax}$
2-Punkt 1200 V	98,32 %	98,07 %	97,79 %	97,49 %
2-Punkt 1700 V	98,07 %	97,79 %	97,32 %	96,79 %
3-Punkt- NPC1	99,01 %	98,89 %	98,77 %	98,66 %
3-Punkt- NPC2	99,05 %	98,95 %	98,73 %	98,32 %
NPC1- Doppel-WR	99,06 %	98,94 %	98,82 %	98,72 %
NPC2- Doppel-WR	99,05 %	98,94 %	98,76 %	98,65 %

Schaltzustands „0“ zunimmt, bei dem zwei Halbleiter stromführend sind und somit den Abfall des Wirkungsgrades bei höheren Spannungen verstärkt.

Bei den europäischen Wirkungsgraden weisen die beiden 3-Punkt-Wechselrichter und die Doppelwechselrichter die höchsten Werte von 98,9 % bei der niedrigsten und 98,5 – 98,7 % bei der höchsten DC-Spannung auf.

Im Mittel ist bei diesen Wechselrichtern eine Wirkungsgradverbesserung von 1 % gegenüber dem 2-Punkt-Wechselrichter als Stand der Technik zu erwarten.

### 7.1.1 Schaltfrequenz

Die gewählte Schaltfrequenz von 4 kHz entspricht der Schaltfrequenz des 2-Punkt-Wechselrichters als Stand der Technik. Die Variation der Schaltfrequenz beeinflusst direkt die Auslegung der Halbleiter und der Netzfilterkomponenten sowie die Gesamtverluste. Für minimale Verluste ist eine möglichst niedrige Schaltfrequenz bei allen Wechselrichtern vorzuziehen: Die Höhe der Schaltverluste ist direkt proportional zu der Schaltfrequenz. Für die Filterdrossel ergeben sich die Kernverluste zu  $P_{Kern} = \bar{p}_v V_{Kern}$  aus Gleichung 4.15. Es gelten die Proportionalitäten:  $\bar{p}_v \sim f^\alpha$  aus Gleichung 4.16 und  $V_{Kern} \sim L_{WR} I_{AC}^2$  aus [4]. Mit  $L_{WR} \sim \frac{1}{f_s}$  aus Gleichungen 4.22 bis 4.24 ergibt sich  $V_{Kern} \sim \frac{1}{f_s}$  und folglich:

$$P_{Kern} \sim f_s^{\alpha-1}. \quad (7.1)$$

Mit  $\alpha = 1,57$  des eingesetzten Kernmaterials M140-27s sinken die Kernverluste bei kleinerer Schaltfrequenz. Demgegenüber vergrößern sich die Wicklungsverluste bei Auslegung

auf geringere Schaltfrequenzen, da sich die Induktivität und somit die Baugröße der Drossel und die Wicklungslänge vergrößert. Da bei allen Wechselrichtern die Schaltverluste der Halbleiter die Drosselverluste übersteigen, werden die Gesamtverluste der auf eine niedrigere Schaltfrequenz ausgelegten Systeme sinken.

Bei Betrachtung der Kosten führt eine höhere Schaltfrequenz zu einem kleineren Induktivitätswert und damit zu einer kleineren Filterdrossel und zu reduzierten Kosten für diese. Demgegenüber steht eine Erhöhung der Schaltverluste. Selbst bei dem Wechselrichter mit den geringsten Schaltverlusten, dem NPC1-Doppelwechselrichter, machen die Schaltverluste 20 % der Halbleiterverluste aus (vgl. Abbildung 7.2). Beispielhaft führt eine Verdopplung der Schaltfrequenz zu einer Erhöhung der gesamten Halbleiterverluste um den Faktor 1,2. Damit bei der Verwendung der gleichen Komponenten und des Kühlsystems die maximale Chiptemperatur der Halbleiter eingehalten werden kann, muss der Nennstrom bei doppelter Schaltfrequenz um den Faktor  $1/1,2 = \frac{5}{6}$  reduziert werden. Diese Rechnung nimmt eine lineare Abhängigkeit zwischen Halbleiterverlusten und Ausgangsstrom an. Durch die Reduzierung des Nennstroms reduziert sich die Nennleistung des NPC1-Doppelwechselrichters von 432 kVA auf 360 kVA.

Mit der Annahme einer Halbierung der Kosten für die Filterdrosseln von 420 € auf 210 € (vgl. Tabelle 7.5), ergibt sich für die Filterdrosseln eine Ersparnis von  $3 \cdot 210 \text{ €} = 630 \text{ €}$ . Die Gesamtkosten der bewerteten Bauelemente des NPC1-Doppelwechselrichters reduzieren sich folglich von 3640 € (vgl. Tabelle 7.7) auf 3010 €. Bei den auf die Ausgangsleistung normierten spezifischen Kosten ergibt sich ein Wert von  $\frac{3010}{360} \frac{\text{€}}{\text{kVA}} = 8,36 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$ . Gegenüber den spezifischen Kosten von  $8,42 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$  (vgl. Tabelle 7.7) bei einer Schaltfrequenz von 4 kHz sind somit nur sehr geringe Kosteneinsparungen durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz zu erwarten. Da diese Betrachtung mit dem Wechselrichter mit den geringsten anteiligen Schaltverlusten durchgeführt wurde, ist für alle anderen Wechselrichter in dieser Arbeit eine Erhöhung der spezifischen Kosten zu erwarten.

Somit führt eine Erhöhung der Schaltfrequenz nicht zu einer Reduzierung der spezifischen Kosten für das Gesamtsystem. Gleichzeitig wird bei allen Wechselrichtern der Wirkungsgrad reduziert und somit die Erträge des Photovoltaik-Kraftwerks gemindert. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz ist folglich nicht vorteilhaft bezüglich der Wirtschaftlichkeit des Systems und somit nicht zu empfehlen.

Durch Absenken der Schaltfrequenz nähert man sich der Resonanzfrequenz des LCL-Filters an. Gleichzeitig muss die überlagerte Regelung in der Lage sein, Oberschwingungen bis mindestens der 13. Ordnung auszuregeln. Bei zu niedrigen Schaltfrequenzen kann dies nicht mehr gewährleistet werden. Auch bei der dynamischen Netzstützung muss im Moment des Spannungseinbruches und der Spannungsgswiederkehr eine schnelle Erkennung und Regelung mit ausreichender Bandbreite gewährleistet sein. Aus praktischen Versuchen ergibt sich, dass bei Werten der Schaltfrequenz unterhalb von 4 kHz Probleme bezüglich der genannten Aspekte auftreten. Daher wird die Schaltfrequenz für die gesamte Ausarbeitung auf 4 kHz festgehalten.

## 7.2 Wirkungsgradmessungen

### 7.2.1 Prototypen

Zur Verifizierung der simulierten Wirkungsgrade werden Prototypen mit einem Nennstrom von 520 A aufgebaut. Es wird als Plattform ein Aufbau des Wechselrichters gewählt, bei dem durch variable Bestückung und Ansteuerung der Halbleiter ein 2-Punkt-Wechselrichter mit 1200 V- und 1700 V-Halbleitern sowie der 3-Punkt-NPC2- und der NPC2-Doppelwechselrichter implementiert werden können. Die NPC2-Wechselrichter werden zur Implementierung als Prototyp ausgewählt, da aus den Simulationsergebnissen entnommen wird, dass mit den NPC1-Wechselrichtern vergleichbare Wirkungsgrade zu erwarten sind. Gegenüber den NPC1-Wechselrichtern besteht der Vorteil, dass die NPC2-Varianten mit einer geringeren Anzahl von Halbleitern auskommen.

Für Wirkungsgradmesswerte des NPC1-3-Punkt-Doppelwechselrichters mit Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  stehen aus Vorarbeiten [49] Ergebnisse von einem 100 kVA Prototypen zur Verfügung. Die Messung in [49] wurde nach dem in Abschnitt 7.2.3 beschriebenen Verfahren durchgeführt. Die Messwerte sind somit mit den Messungen aus dieser Arbeit vergleichbar.

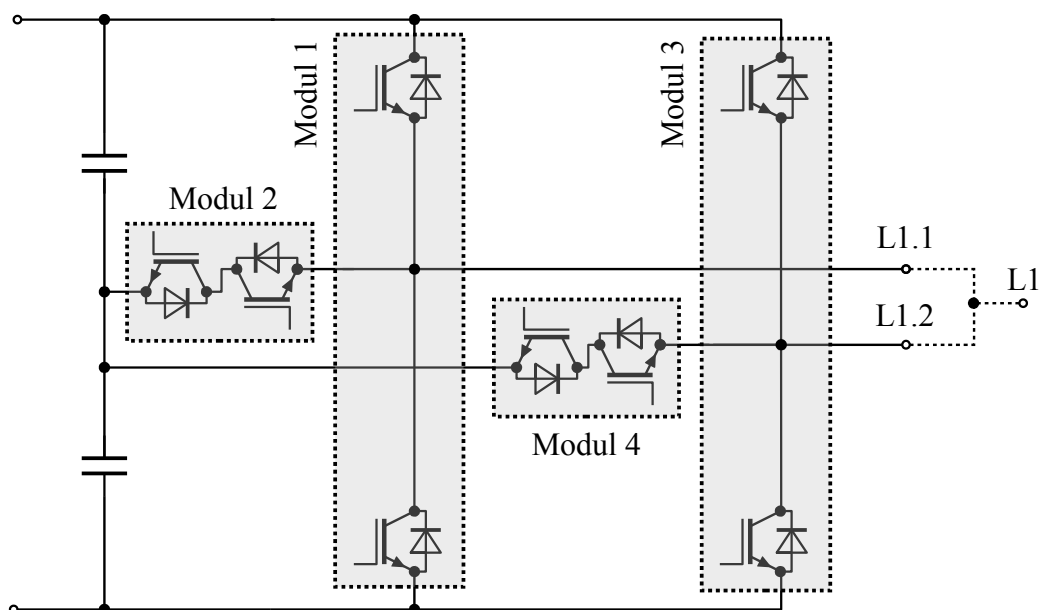


Abbildung 7.3: Schaltbild der Phase L1 des Prototyps

Abbildung 7.3 zeigt das Schaltbild der 520 A-Prototypenplattform der Ausgangsphase L1 in der Vollbestückung mit 4 Halbleitermodulen. Die beiden separaten Ausgänge bezogen auf die Phase L1 werden mit L1.1 und L1.2 bezeichnet. Die optionale Brücke am Wechsel-

richteranschluss ist gestrichelt dargestellt.

Jede Phase wird aufgrund der Parallelschaltung der Module durch zwei Ausgangsbrücken implementiert, welche separat aus dem Gehäuse herausgeführt werden, so dass auf der AC-Seite insgesamt 6 Anschlüsse zur Verfügung stehen. In der Vollbestückung als NPC2-Wechselrichter werden Modul 1 und 3 mit einem 1700 V-, 600 A-Halbbrückenmodul bestückt. Module 2 und 4 sind Halbleitermodule, bei denen die beiden IGBTs mit den Kollektoren verbunden sind und einen bidirektionalen Schalter bilden. Diese Module werden mit 1200 V-, 600 A-Halbleitern bestückt.

Für den NPC2-3-Punkt-Wechselrichter werden die beiden Ausgänge pro Phase mit einer Verschiebung miteinander verbunden und bilden gemeinsam den Phasenanschluss, wie im Schaltbild gestrichelt dargestellt.

Zur Implementierung eines 2-Punkt-Wechselrichters werden Modul 2 und 4 entfernt oder nicht per Software angesteuert. Die beiden Ausgänge L1.1 und L1.2 werden wie bei dem 3-Punkt-Wechselrichter gebrückt.

Für den NPC2-Doppelwechselrichter wird Modul 4 nicht bestückt, so dass sich ein 3-Punkt-NPC2 und ein 2-Punkt-Wechselrichter ergeben. Die beiden Ausgänge pro Phase (L1.1 und L1.2 für Phase L1) werden nicht gebrückt.

Alle Module sind auf einem Wasserkühler montiert. Da bei der Konfiguration als 3-Punkt-Wechselrichter Kommutierungen zwischen zwei IGBT-Modulen stattfinden, muss bei der Konstruktion auf eine induktivitätsarme Anbindung der Modulpaare 1 und 2 sowie 3 und 4 geachtet werden. Um dies zu erreichen, wird als Zwischenkreis pro Phase ein kundenspezifischer Folienkondensator mit  $2 \times 1500 \mu\text{F}$ , 850 V eingesetzt. Die Anschlusslaschen zu den Halbleitermodulen des Kondensators werden mechanisch so angeordnet, dass diese direkt auf die Schraubanschlüsse der Module aufgeschraubt werden.

Auf jedem Halbleitermodul ist eine IGBT-Treiberplatine mit zwei unabhängigen Ausgangskanälen angeordnet. Der IGBT-Treiber beinhaltet die potentialgetrennte Spannungsversorgung und die Trennung der Ansteuersignale. Es werden IGBT-Treiber mit Impulsübertragern genutzt, um die Isolierabstände für die sichere Potentialtrennung gewährleisten zu können. Ein Mikrokontroller generiert die Schaltsignale und steuert die IGBTs an. Auf dem Controller werden Regelung, Modulation und Messwerterfassung mittels A/D-Wandler sowie Auswertung und Ansteuerung von Ein- und Ausgängen realisiert. Für den Betrieb des Wechselrichters ist die Messung der Ausgangsströme mit Stromwandlern, die Erfassung der Spannung der beiden Zwischenkreishälften und der Netzspannung am Transformator notwendig. Alle Schaltungen der Messwerterfassung werden zusammen mit den Netzteilen für die Spannungsversorgung des Wechselrichters auf einer Platine implementiert.

Als Basis stehen in Serie produzierte Zentralwechselrichter der Firma LTI ReEnergy GmbH zur Verfügung. Diese umfassen neben dem in dieser Arbeit betrachteten Leistungsmodul aus Zwischenkreis, Halbleitermodulen, Netzfilter und Messwerterfassung weitere Komponenten. Im AC-Leistungspfad sind Netzsicherungen und Hauptschutz, im DC-Leistungspfad ein Trennschalter angeordnet. Die Anschlüsse des Schaltschranks sind auf Grund des hohen Stroms mit Stromschienen auf Anschlusslaschen geführt.

Neben den leistungselektronischen Komponenten sind innerhalb des Schaltschranks weitere Komponenten wie Netzteile, Lüfter und Kommunikationseinrichtungen für die Anlagen-

## 7.2 Wirkungsgradmessungen

überwachung, -bedienung und -fernwartung sowie für den Empfang von Sollwerten (z.B.  $\cos(\varphi)$ -Sollwert, Wirkleistungsreduzierung, Blindleistungssollwerte) des Netz- oder Anlagenbetreibers. Daneben gibt es Schnittstellen für weitere Messungen (z.B. Sonneneinstrahlung, Transformatortemperatur oder Ströme der einzelnen Strings) und Steuerfunktionen (z.B. Lüfter des Gegenkühlers oder Stationsheizung).

Die Steuerelektronik inklusive der Netzregelung wird von dem in Serie produzierten Zentralwechselrichter übernommen. Gegenüber der Software des Serienproduktes wird das Modulationsverfahren für den jeweiligen Wechselrichter angepasst sowie die Regelung der Zwischenkreissymmetrie der 3-Punkt-Wechselrichter ergänzt.

Die Stromregelung des Wechselrichters wird per Vektorregelung in einem auf den aktuellen Winkel der Netzspannung bezogenen d,q-Koordinatensystem ausgeführt. Eine detaillierte Beschreibung der Regelung von netzgekoppelten Wechselrichtern, auch unter unsymmetrischen Netzbedingungen, ist in [64] gegeben. Für den Vergleich der Wechselrichter stehen die in Abschnitt 4.2.5 ausgelegten Netzfilter zur Verfügung.

### 7.2.2 Versuchsstand

Für die Durchführung der Versuche wird ein Versuchsstand aufgebaut. Aufgrund der hohen Nennleistung der Wechselrichter kann die Last nicht mit Widerständen nachgebildet werden, da in diesem Fall die volle Nennleistung als Verlustleistung anfallen würde. Daher wird ein Prüfstand aufgebaut, bei dem die AC-Ausgangsleistung des Prüflings mit Hilfe eines weiteren Wechselrichters wieder auf der DC-Seite eingespeist wird. Somit wird dem aus dem öffentlichen Netz nur die im Prüfaufbau anfallende Verlustleistung entnommen. Eine weitere Anforderung an den Versuchsaufbau ist, den Prüfling mit einstellbarer DC-Spannung und bei unterschiedlichen Netzspannungen testen zu können. Für eine hohe Genauigkeit bei Messungen des Wirkungsgrades ist es zudem wichtig, ein AC-Netz ohne Spannungsschwankungen zur Verfügung zu haben. Abbildung 7.4 zeigt das Schaltbild des verwendeten Versuchsaufbaus.

Zur Spannungsversorgung wird das öffentliche Stromnetz mit 400 V, 50 Hz genutzt. Dieses wird zur Potentialtrennung und Spannungsanpassung über T1 auf 290 V heruntertransformiert. An dieses 290 V Drehstromnetz wird WR1 angeschlossen. Dieser ist ein 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen und regelt die DC-Spannung auf einen konstanten, einstellbaren Wert. Der verfügbare Stellbereich der DC-Spannung beträgt 450 – 1200 V.

Alle Wechselrichter sind DC-seitig miteinander verbunden. WR3 und WR4 stellen die Prüflinge dar. WR2 ist ein 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen und einem maximalen Strom von 520 A. Dieser wird als Netzsimulator betrieben, so dass an dessen Ausgang eine feste, einstellbare dreiphasige AC-Spannung mit einem Spannungsbereich von 290 – 550 V und einstellbarer Frequenz zur Verfügung steht. Die Ausgangsspannung an WR2 wird auf die eingestellte Spannung und Frequenz geregelt. Dadurch steht eine konstante Ausgangsspannung für Wirkungsgradmessungen des Prüflings zur Verfügung.



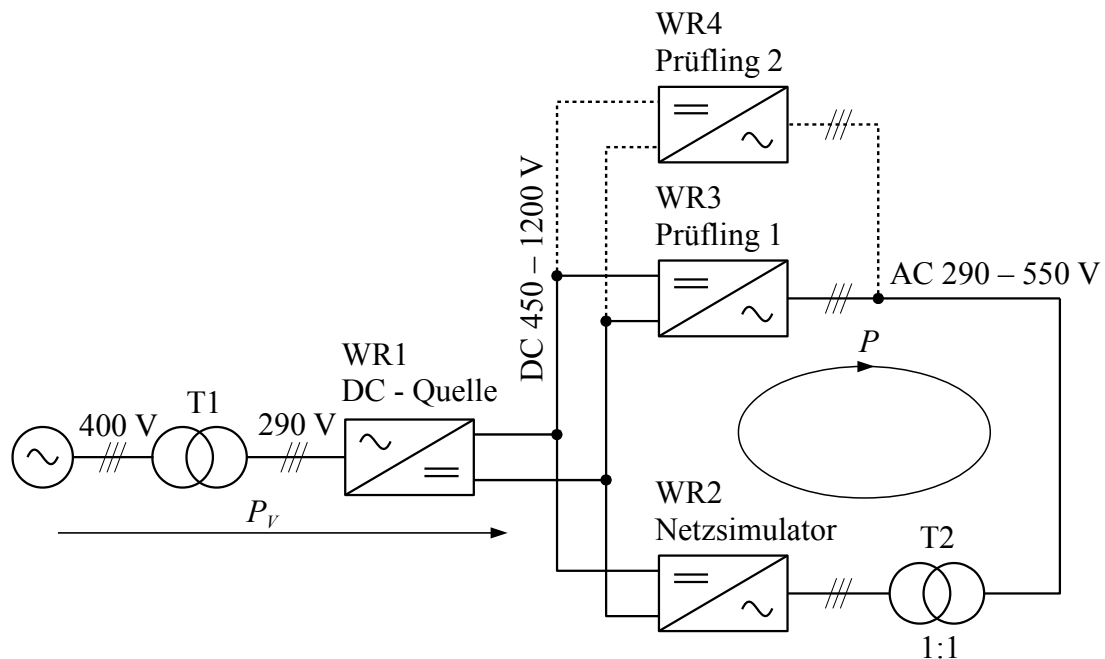


Abbildung 7.4: Schaltbild des Versuchsstands

Transformator T2 ist ein 1:1 Trenntransformator, welcher auf der Seite von WR2 im Dreieck gewickelt ist. Die Wicklungsenden auf der Seite des Prüflings sind separat zugänglich, so dass der Transformator sowohl in Dreiecksschaltung für die Prüfung der 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichter als auch mit offenen Wicklungsenden zur Prüfung der Doppelwechselrichter betrieben werden kann. Der Transformator ist ein 550 V Transformator mit einer Nennleistung von 495 kVA. Die Potentialtrennung zwischen WR2 und WR3 ist notwendig, da WR2 und WR3 im Betrieb unterschiedliche Gleichtaktspannungen am Wechselrichter- ausgang erzeugen.

Abbildung 7.5 zeigt den Versuchsstand. Die Prüflinge befinden sich im Inneren des Containers.

Der Prüfling WR3 wird an dem von WR2 bereitgestellten Wechselspannungsnetz betrieben. WR3 bestimmt durch seine Regelung die im Prüfstand zirkulierende Leistung. Die Scheinleistung am Ausgang von WR3 entspricht, unter Vernachlässigung von Verlusten und Blindleistung des Transformators, der negativen Scheinleistung von WR2. Die von WR2 aufgenommene Wirkleistung wird auf der DC-Seite dem Prüfling WR3 zugeführt. Durch diesen Versuchsaufbau kann der Prüfling mit voller Leistung getestet werden, obwohl nur ein Netzanschluss mit geringer Nennleistung zur Verfügung steht.

WR4 kann optional als zweiter Prüfling parallel geschaltet werden, um den in Abschnitt 5.3 beschriebenen Verbundbetrieb mit zwei Wechselrichtern testen zu können. WR3 und WR4 können in diesem Fall maximal mit halber Nennleistung betrieben werden, um T2 und WR2 nicht zu überlasten.

## 7.2 Wirkungsgradmessungen



**Abbildung 7.5:** Foto des Versuchsstands

Dem Versorgungsnetz wird von WR1 nur die Wirkleistung entnommen, welche im gesamten Versuchsaufbau in Wärme umgesetzt wird. WR1 und WR2 sind, trotz der hohen Verlustleistung, als 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen ausgeführt, um bei diesen auf bekannte Verfahren der Regelung und Modulation zurückzugreifen. Im ungünstigsten Betriebspunkt, dem Prüfen des 2-Punkt-Wechselrichters mit 1700 V-Halbleitern bei der Nennleistung von 432 kW und einer DC-Spannung von 1200 V, wird von WR1 eine Wirkleistung von 30 kW aus dem Netz entnommen.

### 7.2.3 Messverfahren

Für die Wirkungsgradmessungen wird ein „Yokogawa WT3000“ Präzisions-Leistungsanalysator genutzt. Alle Spannungen werden direkt über die Spannungseingänge des Leistungsanalysators erfasst. Die Ströme werden über externe Präzisions-Stromsensoren vom Typ „Danfysik Ultrastab 867-1000IHF“ mit dem Faktor 1 A / 1000 A in einen Messstrom gewandelt. Der Messstrom wird an die Strommesseingänge des Leistungsanalysators angeschlossen. Im Leistungsanalysator sind Strommessmodule mit einem Strombereich bis 2 A verbaut. Das System aus Leistungsanalysator und Stromsensoren besitzt eine gültige Kalibrierung.

Es werden DC-Eingangstrom und -spannung an den Anschlussklemmen des Prüflings sowie die drei AC-Spannungen und AC-Ströme am Wechselrichterausgang erfasst. Der Leistungsanalysator berechnet aus diesen Messwerten die aktuelle Wirkleistung an Ein- und Ausgang und berechnet den Wirkungsgrad zu  $\eta = \frac{P_{Aus}}{P_{Ein}}$ .

Zur Abschätzung des maximal zu erwartenden Messfehlers wird im Folgenden eine Fehlerrechnung in einem ungünstigen Betriebspunkt durchgeführt, die davon ausgeht, dass alle Messfehler den maximalen spezifizierten Wert annehmen und sich der Fehler in die ungünstige Richtung auswirkt.

Der Leistungsanalysator schaltet die Messbereiche der Eingänge in Abhängigkeit des aktuellen Messwertes von Strom und Spannung um, um die maximale Messgenauigkeit zu erreichen. Die Spannungseingänge werden zwischen den genutzten Messbereichen mit den Effektivwerten 600 V und 1000 V umgeschaltet [73]. Die Stromeingänge werden zwischen den genutzten Messbereichen mit dem maximalen Effektivwert von 50 mA, 100 mA, 200 mA, 500 mA und 1000 mA umgeschaltet [73]. Dies entspricht bei dem Übersetzungsfaktor 1000 des Stromsensors einem effektiven Primärstrom von 50 A, 100 A, 200 A, 500 A und 1000 A. Die spezifizierten Messtoleranzen des Leistungsanalysators werden als Summe aus der maximalen prozentualen Abweichung vom Messwert zuzüglich der maximalen prozentualen Abweichung bezogen auf den aktuellen Messbereich angegeben (vgl. [73]).

Für die DC-Leistungsmessung wird eine maximale Abweichung von 0,05 % des Messwertes zuzüglich 0,1 % des Messbereiches [73] angegeben, unabhängig vom aktuellen Messbereich. Für die AC-Leistungsmessung im Bereich  $45 \text{ Hz} \leq f \leq 66 \text{ Hz}$  ist eine maximale Abweichung von 0,05 % des Messwertes zuzüglich 0,05 % des Messbereiches [73] angegeben. Diese Angabe bezieht sich auf die Strommessbereiche von 50 A, 100 A und 200 A. Bei größeren Strömen verringert sich der Fehler. Diese Angaben beziehen sich auf die Angaben im Kapitel „WT3000 Specifications“, Unterabschnitt „Accuracy“ in [73].

Der größte Messfehler ist somit bei DC-Strömen zu erwarten, die am unteren Rand des aktuellen Messbereiches liegen. Gleichzeitig tritt der größte Fehler in der AC-Messung bei Strömen kleiner als 200 A auf. Als Betriebspunkt mit großer Messabweichung wird für die Fehlerrechnung ein DC-Strom von 101 A angenommen. Der Leistungsanalysator befindet sich damit am untersten Rand des Messbereich zwischen 100 A und 200 A für die DC-Strommessung. Bei der niedrigsten DC-Spannung der betrachteten Wechselrichter im hohen Spannungsbereich von 740 V ergibt sich eine DC-Eingangsleistung von 74,74 kW. Unter der Annahme eines Wirkungsgrades von 98,5 % ergibt sich ein AC-Ausgangsstrom von 88,55 A bei 480 V AC-Spannung. Somit stellt sich AC-seitig der Messbereich bis 100 A ein. Die AC-Leistung beträgt 73,619 kW. Die betrachteten Wechselrichter mit 432 kVA Nennleistung werden in diesem Betriebspunkt bei 17 % der Nennleistung betrieben.

Bei den externen Stromwandlern ist der dominante Fehler als „Initial Offset“ mit 50 ppm (**p**arts **p**er **m**illion) angegeben [12]. Bei dem Nennstrom von 1000 A des Stromwandlers entspricht dies einem maximalen Messfehler von 0,05 A.

Nun wird angenommen, dass sich der Fehler in der DC-Leistungsmessung maximal in die positive Richtung, der Fehler in allen drei AC-Messungen sich maximal in die negative Leistungsrichtung auswirkt. Es ergeben sich im schlechtesten Fall die folgenden gemessenen Leistungen  $P_{DCmess}$  und  $P_{ACmess}$ .

## 7.2 Wirkungsgradmessungen

$$\begin{aligned}
 P_{DCmess} &= P_{DC} + P_{DC} \cdot 0,05 \% + 740 \text{ V} \cdot 200 \text{ A} \cdot 0,1 \% + 740 \text{ V} \cdot 0,05 \text{ A} \\
 &= 74,74 \text{ kW} + 74,74 \text{ kW} \cdot 0,0005 + 148 \text{ kW} \cdot 0,001 + 0,037 \text{ kW} \\
 &= 74,74 \text{ kW} + 0,037 \text{ kW} + 0,148 \text{ kW} + 0,037 \text{ kW} \\
 &= 74,962 \text{ kW}
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

Der erste Term beschreibt die Abweichung vom gemessenen Wert, der zweite die Abweichung von dem aktuellen Messbereich des Leistungsanalysators und der dritte die durch den Messfehler des Stromwandlers verursachte Abweichung. Für die AC-Leistungsmessung ergibt sich der minimale Messwert zu:

$$\begin{aligned}
 P_{ACmess} &= P_{AC} - P_{AC} \cdot 0,05 \% - \sqrt{3} \cdot 480 \text{ V} \cdot 100 \text{ A} \cdot 0,05 \% - \sqrt{3} \cdot 480 \text{ V} \cdot 0,05 \text{ A} \\
 &= 73,619 \text{ kW} - 73,619 \text{ kW} \cdot 0,0005 - 83,138 \text{ kW} \cdot 0,0005 - 0,042 \text{ kW} \\
 &= 73,619 \text{ kW} - 0,037 \text{ kW} - 0,042 \text{ kW} - 0,042 \text{ kW} \\
 &= 73,498 \text{ kW}.
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

Der gemessene Wirkungsgrad im schlechtesten Fall beträgt folglich:

$$\eta_{mess} = \frac{P_{ACmess}}{P_{DCmess}} = \frac{73,498 \text{ kW}}{74,962 \text{ kW}} = 98,05\%. \tag{7.4}$$

Die Abweichung des gemessenen Wirkungsgrades vom tatsächlichen Wirkungsgrad beträgt demnach in diesem Betriebspunkt maximal 0,45 %. Bei der Rechnung wurde davon ausgegangen, dass alle Abweichungen der einzelnen Messkanäle sich in die ungünstige Richtung mit maximalem Wert einstellen und ein sehr ungünstiger Betriebspunkt bei 17 % der Nennleistung am unteren Ende des DC-Messbereiches ausgewählt wird. In der Realität ist davon auszugehen, dass nicht alle Annahmen gleichzeitig eintreffen, so dass von einer deutlich kleineren realen Abweichung bei den Messungen ausgegangen werden kann. Da die Datenblätter der Messmittel keine Angaben über typische Abweichungen machen, kann kein typischer Wert für die Abweichung ermittelt werden.

Die Wirkungsgradmessungen werden bei konstanten Umgebungsbedingungen durchgeführt. Daher ist zudem davon auszugehen, dass ein Teil der Messfehler systematischer Natur sind und sich bei den Messungen in ähnlicher Höhe auswirken. Dazu zählen insbesondere Offset-Fehler innerhalb der Messgeräte durch zum Beispiel konstante Bauteilabweichungen und konstante Abweichungen von Referenzspannungsquellen. Folglich ist davon auszugehen, dass die relative Genauigkeit beim Vergleich von Messungen deutlich höher ausfallen wird als die absolute Genauigkeit.

Zu beachten ist, dass Messungen bei sehr kleiner Nennleistung der Wechselrichter zu einer weiteren Erhöhung des Messfehlers führen können, da der Offset-Fehler der Stromsensoren stärker ins Gewicht fällt. Da aber bei der Berechnung des europäischen Wirkungsgrades nach Gleichung 2.8 die Wirkungsgrade bei 5 % und 10 % der Nennleistung nur mit einer Gewichtung von 0,03 bzw. 0,06 gewertet werden, ist der Einfluss dieser Betriebspunkte auf den europäischen Wirkungsgrad und die darauf basierende Berechnung der Wirtschaftlichkeit sehr gering.

### 7.2.4 Gemessene Wirkungsgrade

Die Wirkungsgrade werden unter den folgenden Randbedingungen gemessen:

- Die Schaltfrequenz beträgt 4 kHz.
- Die Umgebungstemperatur beträgt 25 °C.
- Nenndaten und Auslegung der Wechselrichter nach Tabelle 4.4. Abweichend hat der Prototyp des NPC1-Doppelwechselrichters mit Schützerweiterung eine Nennleistung von 100 kVA. Auch dieser Wechselrichter wird nach den vorgegebenen Auslegungskriterien für die Halbleiter ausgelegt.
- Werte der Netzfilter nach Tabelle 4.6
- Die Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren weicht von der Auslegung aus Tabelle 4.8 ab. Die Prototypen werden mit den folgenden Zwischenkreiskapazitäten realisiert:  $C_1 = 2250 \mu\text{F}$  für die 2-Punkt-Wechselrichter und  $C_1 = 4500 \mu\text{F}$  für die 3-Punkt- und Doppelwechselrichter. Aufgrund des sehr geringen Anteils des Zwischenkreiskondensators an den Gesamtverlusten ist diese Änderung für den Wirkungsgrad zu vernachlässigen.

Pro Wechselrichter werden Messreihen bei der niedrigsten, höchsten und der mittleren MPP-Spannung aufgenommen. Die Wirkungsgrade werden bei den Stützstellen 5 % und 10 %, 20 %, ..., 100 % der nominellen Leistung gemessen und zwischen den Stützstellen interpoliert.

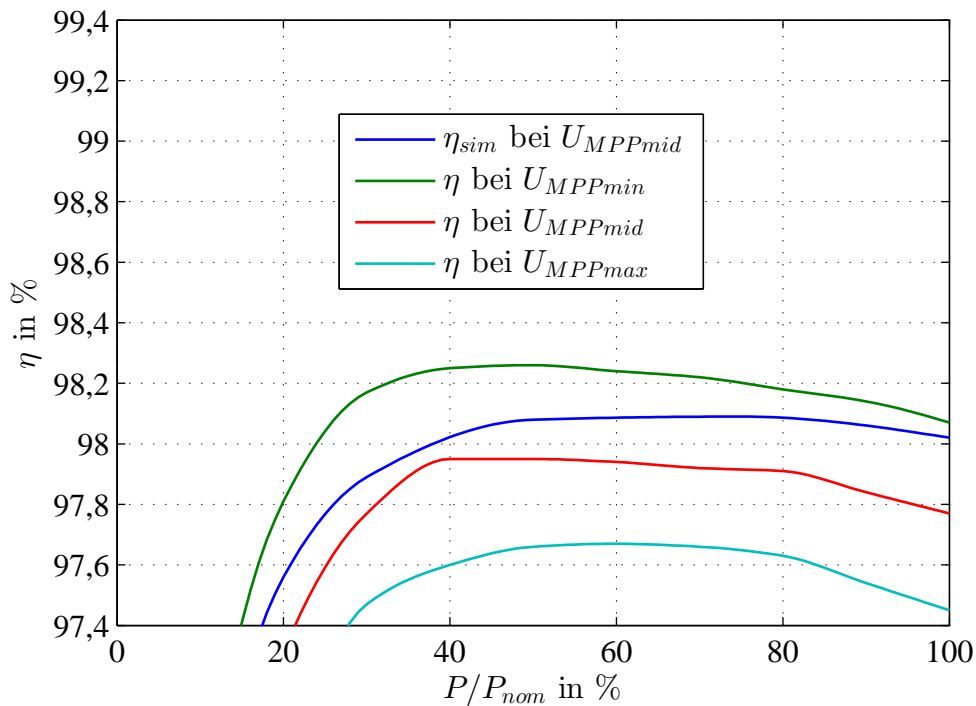
**Tabelle 7.2:** Gemessene Wirkungsgrade

Wechselrichter	$\eta_{max}$	$\eta_{Euro}$ bei $U_{MPPmin}$	$\eta_{Euro}$ bei $U_{MPPmid}$	$\eta_{Euro}$ bei $U_{MPPmax}$
2-Punkt 1200 V	98,26 %	97,92 %	97,55 %	97,22 %
3-Punkt- NPC2	98,90 %	98,75 %	98,44 %	98,15 %
NPC2- Doppel-WR	99,01 %	98,88 %	98,68 %	98,46 %
NPC2-Doppel-WR mit Schütz $Q_1$	99,26 %	(98,65 %)	99,15 % (98,50 %)	98,85 %
NPC1-Doppel-WR mit Schütz $Q_1$	99,22 %	(98,79 %)	99,13 % (98,71 %)	99,03 %

Werte in Klammern: bei geöffnetem Schütz  $Q_1$

## 7.2 Wirkungsgradmessungen

Tabelle 7.2 stellt jeweils die aus den Messungen ermittelten Werte für den maximalen und die europäischen Wirkungsgrade bei niedrigster, mittlerer und höchster DC-Spannung dar. Die Werte in Klammern bei dem NPC1- und NPC2- Doppelwechselrichter mit Schütz-erweiterung sind die gemessenen Wirkungsgrade mit offenem Schütz  $Q_1$  bei mittlerer DC-Spannung.



**Abbildung 7.6:** Wirkungsgrad des 2-Punkt-Wechselrichters, 1200 V-Halbleiter

Abbildung 7.6 stellt den gemessenen Wirkungsgrad des 2-Punkt-Wechselrichters mit 1200 V-Halbleitern als Referenzsystem dar. Bei der mittleren DC-Spannung liegt der simulierte Wirkungsgrad von 98,02 % unter Nennlast ca. 0,25 % über dem gemessenen Wirkungsgrad von 97,77 %. Der Spitzenwert des Wirkungsgrades von 98,26 % tritt bei niedrigster DC-Spannung bei 50 % Nennlast auf. Der europäische Wirkungsgrad beträgt 97,22 % bei der höchsten DC-Spannung und 97,92 % bei der niedrigsten DC-Spannung. Man erkennt, dass unterhalb von ca. 30 % Nennlast der Wirkungsgrad stark abfällt. Dies ist in den hohen Kernverlusten der Filterdrossel bei dem 2-Punkt-Wechselrichter begründet. Die Kernverluste fallen bei niedrigen Ausgangsleistungen stark ins Gewicht.

Abbildung 7.7 stellt die Wirkungsgrade des NPC2-Wechselrichters dar. Auch hier liegt die Kurve des simulierten Wirkungsgrades im Lastbereich 30 - 100 % ca. 0,25 % oberhalb der gemessenen Kurve bei mittlerer DC-Spannung. Der maximale Wirkungsgrad wird bei niedrigster DC-Spannung und 30 % Nennlast mit 98,9 % erreicht. Der europäische Wirkungsgrad liegt zwischen 98,15 % und 98,75 % bei niedrigster und höchster DC-Spannung. Im Gegensatz zu dem Referenzsystem fällt die Spannungsabhängigkeit des Wirkungsgrades etwas geringer aus. Die dennoch relativ große Spannungsabhängigkeit ist in dem hohen

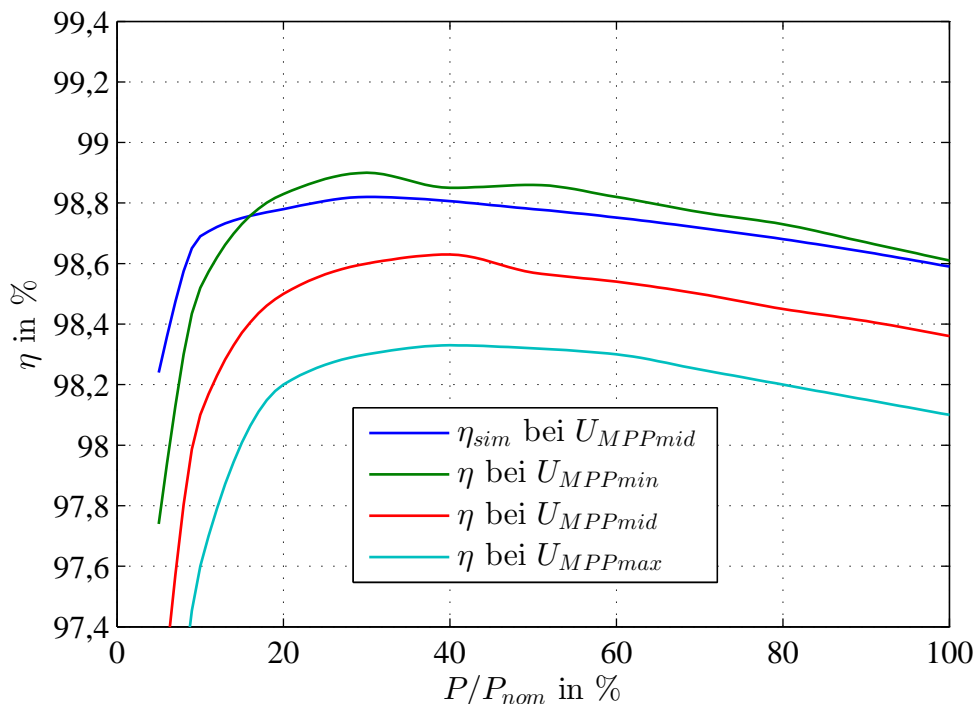


Abbildung 7.7: Wirkungsgrad des NPC2-3-Punkt-Wechselrichters

Anteil von Schaltverlusten durch die 1700 V-Bauelemente begründet. Auffällig ist die deutliche Verbesserung des Wirkungsgrades im Bereich niedriger Leistungen. Schon ab einer relativen Leistung von 10 % liegt der Wirkungsgrad durchgängig oberhalb von 97,5 %. Dies resultiert aus den deutlich reduzierten Kernverlusten der Filterdrossel durch die 3-Punkt-Topologie des Wechselrichters.

Abbildung 7.8 zeigt die Wirkungsgradverläufe des NPC2-Doppelwechselrichters. Bei diesem Wechselrichter beträgt die Abweichung zwischen simuliertem und gemessenem Wirkungsgrad nur ca. 0,1 %. Der Wechselrichter erreicht den Spitzenwirkungsgrad von 99,01 % bei 30 % der Nennlast. Der europäische Wirkungsgrad verbessert sich auf Werte zwischen 98,35 % bei höchster und 98,76 % bei niedrigster DC-Spannung. Die geringere Abhängigkeit der Wirkungsgrade von der DC-Spannung wird durch die Reduzierung der Schaltverluste bei den Doppelwechselrichtern erreicht. Gegenüber dem Referenzsystem ergibt sich eine Verbesserung des europäischen Wirkungsgrades bei mittlerer Spannung um ca. 1 %. Der Teillastwirkungsgrad hat sich gegenüber dem NPC2-Wechselrichter noch einmal verbessert: Oberhalb von 10 % Nennlast ist der Wirkungsgrad durchgehend höher als 98 %.

Bei allen Auswertungen zeigt sich eine gute Übereinstimmung der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade. Die gewählte Verlustmodellierung ist somit mit guter Genauigkeit verifiziert. Alle simulierten Wirkungsgrade fallen geringfügig höher als die gemessenen Wirkungsgrade aus. Bei Nennleistung liegt der simulierte Wirkungsgrad bei allen gemessenen Wechselrichtern zwischen 0,1 % und 0,25 % höher als der gemessene Wirkungsgrad. Im Teillastbetrieb bei 10 % der Nennleistung beträgt die Abweichung maximal 0,7 % bei dem

## 7.2 Wirkungsgradmessungen

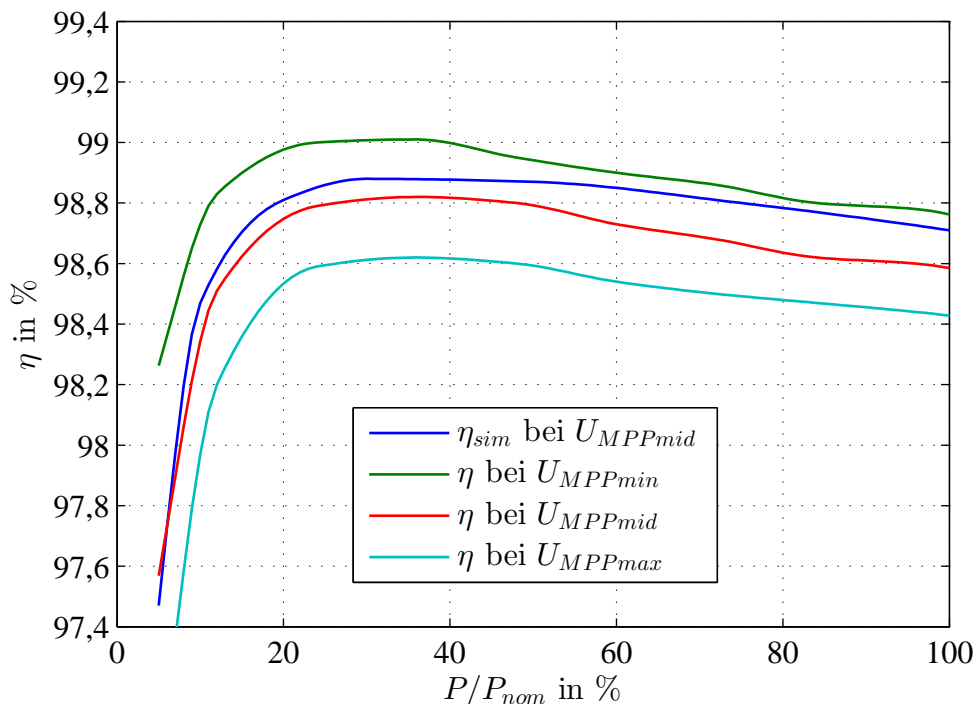


Abbildung 7.8: Wirkungsgrad des NPC2-Doppelwechselrichters

NPC2-3-Punkt-Wechselrichter. Beim NP2-Doppelwechselrichter sind simulierter und gemessener Wirkungsgrad im Teillastbetrieb nahezu identisch. Beim 2-Punkt Wechselrichter beträgt die Abweichung im Teillastbetrieb maximal 0,2 %.

Die Ursachen können in den zusätzlichen Verlusten der nicht modellierten Komponenten mit geringeren Verlustanteilen (Zwischenkreiskondensator, Filterkondensator, Schütze, Entstörfilter und Sicherungen) und der Vernachlässigung von Wirbelstromverlusten in der Filterdrossel und den Anschlussleitungen liegen. Bei den Halbleiterverlusten hat die Streuinduktivität der Kommutierungsschleife zwischen Halbleitermodulen und Zwischenkreiskondensator einen Einfluss auf das Schaltverhalten und somit auf die Schaltverluste der Halbleiter [69]. Somit kann es durch den mechanischen Aufbau der Zwischenkreisbindung zu Abweichungen der Schaltverluste gegenüber den Datenblattangaben kommen. Auch bei der Modellierung der Kernverluste der Filterdrossel ist durch den Ansatz der empirischen Verlustmodellierung mit der Steinmetzgleichung mit kleineren Abweichungen zwischen Simulation und Realität zu rechnen. Eine Abweichung bei der Simulation der Kernverluste schlägt sich vor allem in den Teillastwirkungsgraden nieder, da diese Verlustkomponente bei Teillast einen großen Anteil einnimmt.

Neben Abweichungen bei den simulierten Wirkungsgraden ist davon auszugehen, dass auch Messfehler eine Abweichung verursachen. Die beschriebenen Abweichungen zwischen Simulation und Messung liegen im Bereich des möglichen Messfehlers (siehe Abschnitt 7.2.3) von maximal 0,45 % bei Messungen oberhalb von 17 % der Nennleistung.



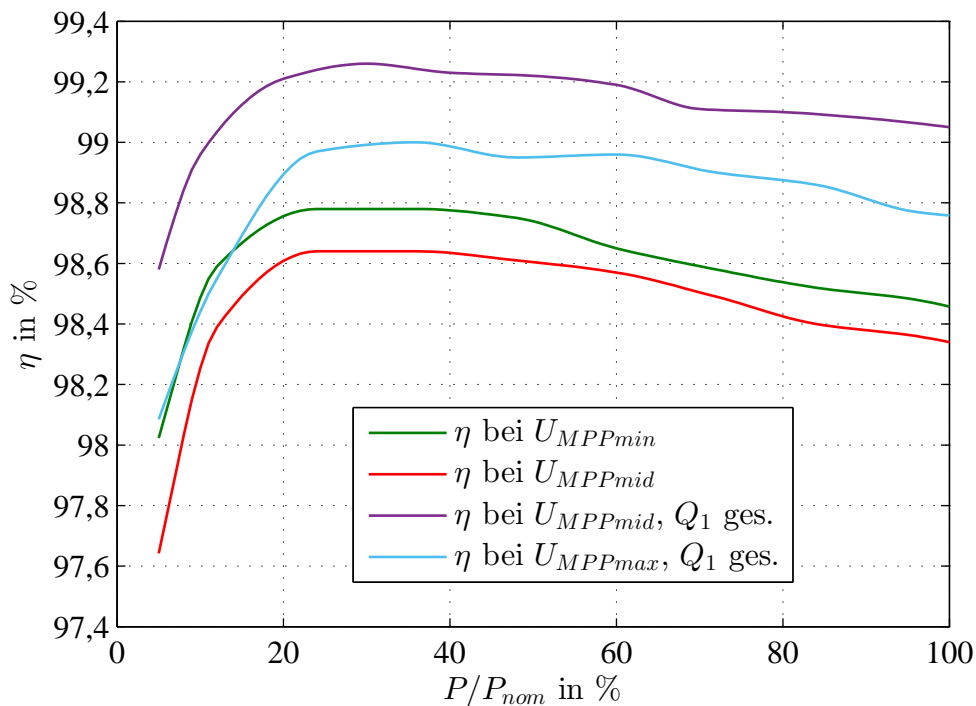


Abbildung 7.9: Wirkungsgrad des NPC2-Doppelwechselrichters mit Schütz  $Q_1$

In Abbildung 7.9 sind die Verläufe für die Doppelwechselrichter mit der Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  nach Abschnitt 6.5 dargestellt. Im Gegensatz zu dem NPC2-Doppelwechselrichter wird die Phasenspannung auf 400 V reduziert. Der Verlauf bei der mittleren DC-Spannung wird sowohl mit geschlossenem Schütz  $Q_1$  als auch mit offenem Schütz  $Q_1$  gemessen. Bei Spannungen unterhalb der mittleren DC-Spannung von 985 V verringert sich der Wirkungsgrad um ca. 0,2 % gegenüber dem Doppelwechselrichter ohne Schützerweiterung. Dies liegt an der reduzierten AC-Spannung. Bei der mittleren DC-Spannung mit geschlossenem Schütz erreicht der Wechselrichter einen Spitzenwirkungsgrad von 99,26 % bei 30 % der Nennlast. Bei dieser Spannung liegt der Wirkungsgrad ab 20 % Nennlast durchgehend oberhalb von 99 %. Der europäische Wirkungsgrad beträgt 99,15 %. Der Verlauf bei maximaler DC-Spannung liegt ca. 0,3 % darunter. Man erkennt deutlich, dass mit der Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  eine deutliche Erhöhung des Wirkungsgrades bei höheren DC-Spannungen erreicht wird.

Abbildung 7.10 zeigt den Screenshot der Messung des Spitzenwirkungsgrades von 99,26 %. In Abbildung 7.11 ist der Wirkungsgradverlauf des NPC1-Doppelwechselrichters mit der Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  dargestellt. Abweichend zu den vorherigen Messungen basiert die Messung auf dem 100 kVA-Prototyp aus [49]. Der Prototyp wurde nach den Auslegekriterien aus Abschnitt 4.2 ausgelegt. Der Wechselrichter erreicht seinen Spitzenwirkungsgrad bei geschlossenem Schütz und mittlerer DC-Spannung mit 99,22 %. Gegenüber der Variante als NPC2-Wechselrichter verbessern sich die europäischen Wirkungsgrade bei niedrigster DC-Spannung auf 98,79 % und bei höchster DC-Spannung auf 99,03 % durch die geringeren Schaltverluste des NPC1-Wechselrichters.

## 7.2 Wirkungsgradmessungen

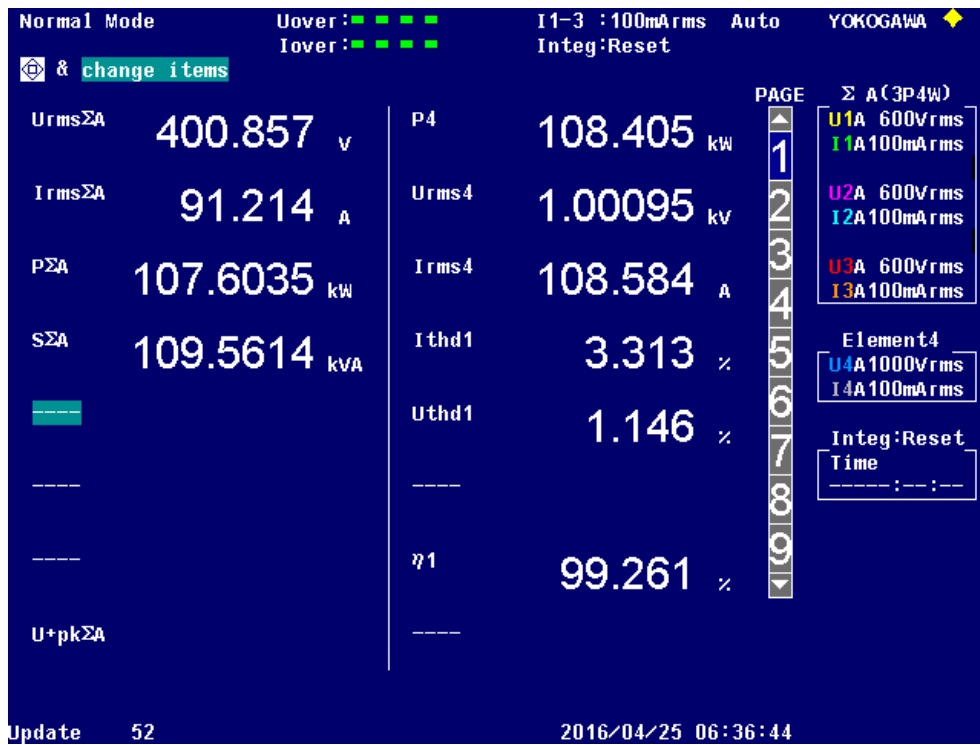


Abbildung 7.10: Spitzenwirkungsgrad des NPC2-Doppelwechselrichters mit Schütz

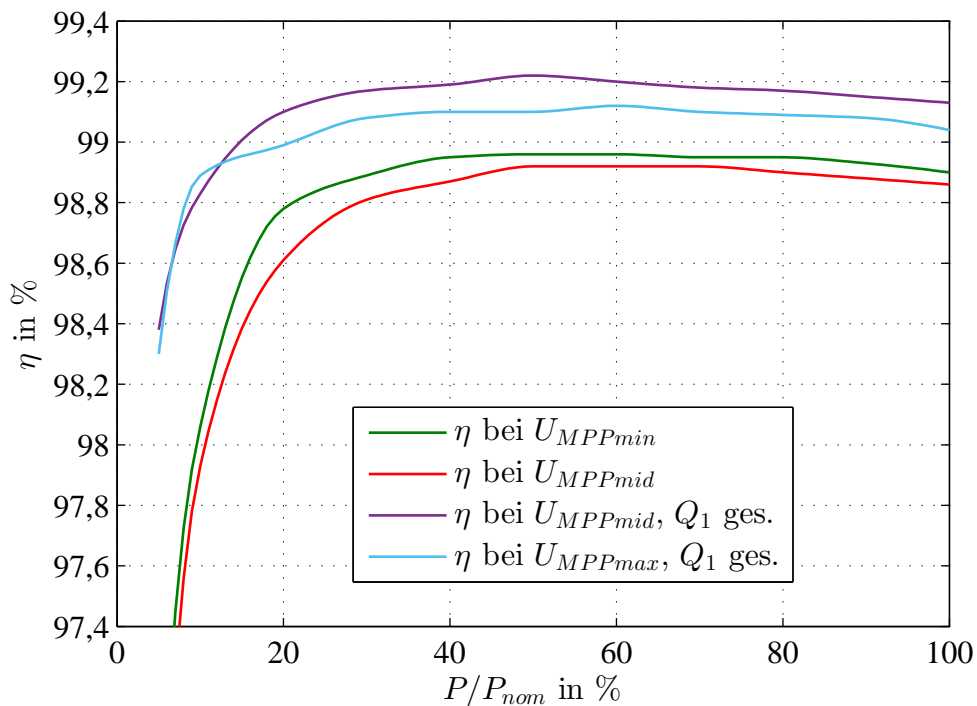


Abbildung 7.11: Wirkungsgrad des NPC1-Doppelwechselrichters mit Schütz  $Q_1$  aus [49]

## 7.3 Kosten

Für eine Kostenbewertung ist eine Abschätzung der Differenz der Kosten zwischen den Wechselrichtern notwendig. In diesem Kapitel wird eine Abschätzung der Kosten für die Komponenten des Wechselrichter-Leistungsteils erarbeitet. Die angegebenen Kosten umfassen Kosten für Halbleiter inklusive der Treiberschaltung der IGBTs und den passiven Bauelementen Filterdrosseln, Zwischenkreis- und Filterkondensatoren. Diese machen den Hauptanteil der Differenzkosten zwischen den Wechselrichtern aus.

Die Wechselrichter werden in Abschnitt 4.2.3 auf Basis eines Kühlkörpers und Gegenkühlers mit den gleichen thermischen Widerständen ausgelegt. Daher wird von gleichen Kosten für das Kühlsystem der Wechselrichter ausgegangen.

### 7.3.1 Halbleiter

In [7] werden die Kosten für Halbleitermodule in Chipkosten und Kosten für das Modulgehäuse unterteilt. Es werden spezifische Kosten pro Chipfläche für unterschiedliche Chiptechnologien separiert nach Dioden und IGBTs der 600 V- und 1200 V-Klasse angegeben. Die Preise basieren auf Angeboten unterschiedlicher Hersteller für eine Stückzahl von 10.000 Halbleitermodulen aus dem Jahr 2013. 1700 V-Komponenten werden in [7] nicht behandelt. Für die Bewertung der 1700 V-Komponenten in dieser Arbeit wird daher in erster Näherung eine lineare Extrapolation mit der Spannung für die angegeben Preise der 600 V- und 1200 V-Halbleiter angesetzt. Die angesetzten spezifischen Preise für die in dieser Arbeit eingesetzten „Trench und Fieldstop“-IGBTs und Silizium-„PiN“-Dioden werden in Tabelle 7.3 dargestellt. Die Chipflächen wurden an den IGBT-Modulen abgemessen.

**Tabelle 7.3:** Kostenmodell der Halbleiter

Chip	spez. Preis	Chipfläche 600 A	Preis pro 600 A-Halbleiter
Trench-IGBT 1700 V	7,45 €/cm <sup>2</sup>	6,63 cm <sup>2</sup>	49,39 €
PiN-Diode 1700 V	6,13 €/cm <sup>2</sup>	3,3 cm <sup>2</sup>	20,23 €
Trench-IGBT 1200 V	6,57 €/cm <sup>2</sup>	5,79 cm <sup>2</sup>	38,04 €
PiN-Diode 1200 V	4,46 €/cm <sup>2</sup>	3,15 cm <sup>2</sup>	14,05 €

In [7] werden zudem Preise für Modulgehäuse bei einer Grundfläche von 7,62 cm<sup>2</sup>, 29,9 cm<sup>2</sup> und 37,6 cm<sup>2</sup> angegeben. Der spezifische Preis pro Grundfläche variiert zwischen 33,5 und 39,9 ct/cm<sup>2</sup>. Die in dieser Arbeit eingesetzten Module weisen eine Grundfläche von 6,2 cm × 12,2 cm = 75,64 cm<sup>2</sup> auf. Für die Abschätzung des Modulpreises wird der höhere

### 7.3 Kosten

**Tabelle 7.4:** Kosten der Halbleiter

Wechselrichter	Anzahl 1700 V		Anzahl 1200 V		Anzahl		$K_H$
	IGBT	Diode	IGBT	Diode	Treiber	Modulgehäuse	
2-Punkt 1200 V	—	—	12	12	12	6	1095 €
2-Punkt 1700 V	18	18	—	—	18	9	1955 €
3-Punkt- NPC1	—	—	24	36	24	18	2540 €
3-Punkt- NPC2	12	12	12	12	24	12	2400 €
NPC1- Doppel-WR	6	6	12	18	18	12	1920 €
NPC2- Doppel-WR	12	12	6	6	18	9	1850 €

Wert von 39,9 ct/cm<sup>2</sup> und somit ein Preis für das Modulgehäuse von 30,18 € angesetzt. In einem Modulgehäuse können zwei 600 A-IGBTs und zwei 600 A-Dioden untergebracht werden.

Mit diesem Kostenmodell und der Auslegung der Wechselrichter nach Tabelle 4.4 lassen sich die Halbleiterkosten abschätzen. Tabelle 7.4 stellt die Anzahl der 600 A-Halbleiter und Modulgehäuse sowie die Halbleiterkosten  $K_H$  dar. Die Kosten sind auf 5 € gerundet angegeben. Die Halbleiterkosten der Doppelwechselrichter mit Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  entsprechen den Halbleiterkosten der Doppelwechselrichter ohne Erweiterung und sind daher nicht separat aufgeführt.

Die Kosten für die Treiber der IGBTs werden basierend auf Angeboten auf 24 € pro IGBT angesetzt. Der Treiber umfasst die potentialgetrennte Spannungsversorgung bis maximal 4 W Treiberleistung, die Potentialtrennung des Schaltsignals mittels Impulstransformator inklusive Ausgangsstufe sowie Sicherheitsfunktionen wie Unterspannungsüberwachung und Überwachung der  $U_{CE}$ -Spannung zur Kurzschlussüberwachung.

#### 7.3.2 Filterdrossel

In [7] wird ein Modell für die Kostenabschätzung von Wickelgütern gegeben, welches nach Kernmaterial und Wicklungstyp unterscheidet und auf Herstellerangeboten in großer Stückzahl von mehr als 15.000 Einheiten basiert. Die Kosten für Wickelgüter werden in [7] nach Kosten für die Wicklung und den Kern unterteilt. Für das in dieser Arbeit eingesetzte kornorientierte Elektroband werden Kosten von 2,5 €/kg angesetzt. Das hier eingesetzte

**Tabelle 7.5:** Kosten der Filterdrosseln

Wechsel- richter	$I_{AC}$	$L_{WR}$	$m_K$	$m_W$	$K_D$
2-Punkt 1200 V	520 A	185 $\mu$ H	34 kg	9,9 kg	560 €
2-Punkt 1700 V	520 A	279 $\mu$ H	47 kg	13,3 kg	760 €
3-Punkt- NPC1	520 A	139 $\mu$ H	27 kg	8,2 kg	460 €
3-Punkt- NPC2	520 A	139 $\mu$ H	27 kg	8,2 kg	460 €
NPC1- Doppel-WR	300 A	362 $\mu$ H	22 kg	7,7 kg	420 €
NPC2- Doppel-WR	300 A	362 $\mu$ H	22 kg	7,7 kg	420 €

Kernmaterial vom Typ M140-27s weist eine Blechstärke von 0,27 mm auf und liegt somit in dem Anwendungsbereich des Kostenmodells in [7].

Für die Kosten der Wicklung aus Bandleitern werden spezifische Materialkosten für die Wicklung von 20 €/kg angesetzt. Hinzu kommen Verarbeitungskosten von 14 €/kg für die Wicklung. Der Gesamtpreis der Wickelgüter wird mit einem Faktor 1,33 für den Gewinn der Herstellerunternehmen korrigiert [7].

Als Summe werden die Kosten für eine Drossel  $K_D$  in € in dieser Arbeit das Kostenmodell nach Gleichung 7.5 angesetzt.

$$K_D = 1,33 \cdot \left( 2,5 \frac{\text{€}}{\text{kg}} \cdot m_K + 34 \frac{\text{€}}{\text{kg}} \cdot m_W \right) \quad (7.5)$$

Der Wert  $m_K = \rho_{Fe} V_{Kern}$  entspricht dem Kerngewicht mit der Dichte von Eisen von  $\rho_{Fe} = 7874 \text{ kg/m}^3$ . Das Gewicht der Wicklung  $m_W = \rho_{Cu} A_w l_w$  wird mit der Dichte von Kupfer von  $\rho_{Cu} = 8950 \text{ kg/m}^3$  berechnet.

Tabelle 7.5 zeigt die Daten der Filterdrossel und die errechneten Kosten pro Phase. Die Kosten sind auf 5 € gerundet angegeben. Die Kosten der Filterdrossel der Doppelwechselrichter mit Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  entsprechen Kosten der Doppelwechselrichter ohne Erweiterung und sind daher nicht separat aufgeführt.

### 7.3.3 Kondensatoren

Mit dem gleichen Verfahren wie für Halbleiter und Wickelgüter wird, basierend auf Angeboten in hohen Stückzahlen, in [7] ein Kostenmodell für Folienkondensatoren entwickelt.

### 7.3 Kosten

Abweichend von dem Kostenmodell für Elektrolytkondensatoren, bei denen eine lineare Abhängigkeit von der Kapazität und eine quadratische Abhängigkeit von der Nennspannung angenommen wird, besteht für Folienkondensatoren nur eine lineare Abhängigkeit von der Nennspannung [7]. Gleichung 7.6 beschreibt das angesetzte Kostenmodell aus [7].

$$K_C = -1,022 \text{ €} + 2,426 \cdot 10^{-3} \frac{\text{€}}{\text{V}} U_C + 54,956 \cdot 10^{-3} \frac{\text{€}}{\mu\text{F}} C \quad (7.6)$$

Anmerkung: Die Faktoren  $2,426 \cdot 10^{-3}$  und  $54,956 \cdot 10^{-3}$  für Spannung und Kapazität sind in Tabelle III in [7] vertauscht angegeben. Hier liegt ein Fehler vor, da nur mit der Zuordnung nach Gleichung 7.6 die errechneten Kosten mit Fig. 4(b) in [7] übereinstimmen. Anhand dieses Kostenmodells werden die Kosten für die Zwischenkreiskondensatoren und die AC-Filterkondensatoren ermittelt. Tabelle 7.6 stellt die Kosten mit den Auslegungen für den Zwischenkreis nach Tabelle 4.8 und für die Filterkondensatoren nach Tabelle 4.6 dar. Die Kosten sind auf 5 € gerundet. Für die 2-Punkt- und 3-Punkt-Wechselrichter wurde eine Dreiecksschaltung der Filterkondensatoren angenommen. Es wird somit nur ein Drittel der Kapazität aus Tabelle 4.6 benötigt. Entsprechend wird die Spannung dieser Kondensatoren um den Faktor  $\sqrt{3}$  höher angesetzt.

**Tabelle 7.6:** Kosten der Kondensatoren

Wechselrichter	Zwischenkreis		Netzfilter		$K_C$
	$U_C$	$C$	$U_{Cf}$	$C_f$	
2-Punkt 1200 V	1000 V	3000 $\mu\text{F}$	545 V	$3 \times 170 \mu\text{F}$	195 €
2-Punkt 1700 V	1500 V	3000 $\mu\text{F}$	815 V	$3 \times 115 \mu\text{F}$	185 €
3-Punkt- NPC1	800 V	$2 \times 6000 \mu\text{F}$	815 V	$3 \times 145 \mu\text{F}$	680 €
3-Punkt- NPC2	800 V	$2 \times 6000 \mu\text{F}$	815 V	$3 \times 145 \mu\text{F}$	680 €
NPC1- Doppel-WR	800 V	$2 \times 3400 \mu\text{F}$	815 V	$3 \times 510 \mu\text{F}$	455 €
NPC2- Doppel-WR	800 V	$2 \times 3400 \mu\text{F}$	815 V	$3 \times 510 \mu\text{F}$	455 €
NPC1- Doppel-WR mit $Q_1$	800 V	$2 \times 3400 \mu\text{F}$	680 V	$3 \times 510 \mu\text{F}$	455 €
NPC2- Doppel-WR mit $Q_1$	800 V	$2 \times 3400 \mu\text{F}$	680 V	$3 \times 510 \mu\text{F}$	455 €

### 7.3.4 Gesamtkosten

Tabelle 7.7 stellt die Summe der Gesamtkosten  $K_{ges}$  der bewerteten Bauelemente und die spezifischen Kosten  $k$  pro kVA Ausgangsleistung dar. Es gilt:

$$K_{ges} = K_H + 3K_D + K_C \quad \text{und} \quad k_{ges} = \frac{K_{ges}}{S_{nom}}. \quad (7.7)$$

Bei den spezifischen Kosten liegen die beiden 2-Punkt-Wechselrichter und der 3-Punkt-NPC2-Wechselrichter bei nahezu identischen Kosten. Die beiden Doppelwechselrichter mit Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  aus Abschnitt 6.5 weisen die höchsten spezifischen Kosten auf. Der NPC2-Doppelwechselrichter dagegen weist die niedrigsten spezifischen Kosten der bewerteten Bauelemente auf.

Die hohen spezifischen Kosten der Doppelwechselrichter mit Schütz  $Q_1$  ergeben sich durch die niedrigere Phasenspannung von 400 V und der Nennleistung von 360 kVA (vgl. Tabelle 6.2). Das zusätzliche Schütz wurde mit zusätzlichen Kosten von 300 € auf Basis eines Angebotes berücksichtigt.

**Tabelle 7.7:** Gesamtkosten der bewerteten Bauelemente

Wechselrichter	$K_{ges}$	$k_{ges}$
2-Punkt 1200 V	2970 €	10,31 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$
2-Punkt 1700 V	4415 €	10,22 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$
3-Punkt- NPC1	4600 €	10,65 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$
3-Punkt- NPC2	4463 €	10,33 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$
NPC1- Doppel-WR	3640 €	8,43 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$
NPC2- Doppel-WR	3570 €	8,27 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$
NPC1- Doppel-WR mit $Q_1$	3940 €	10,95 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$
NPC2- Doppel-WR mit $Q_1$	3870 €	10,76 $\frac{\text{€}}{\text{kVA}}$

## 7.4 Wirtschaftlichkeit

Zur Bewertung der Wirtschaftlichkeit der Wechselrichter wird der jährliche Mehr- oder Minderertrag gegenüber dem Referenzsystem aufgrund von Verbesserungen oder Verschlechterungen des Wirkungsgrades ermittelt. Dazu wird der anteilige Jahresenergieertrag eines Solargenerators in Abhängigkeit der DC-Spannung herangezogen. Multiplikation mit dem europäischen Wirkungsgrad bei der jeweiligen Spannung und Summierung der Werte für alle Spannungen ergibt den gewichteten Wirkungsgrad  $\eta_{gew}$ . Mit Hilfe dieses Wirkungsgrades wird der Ertrag der Gesamtanlage errechnet.

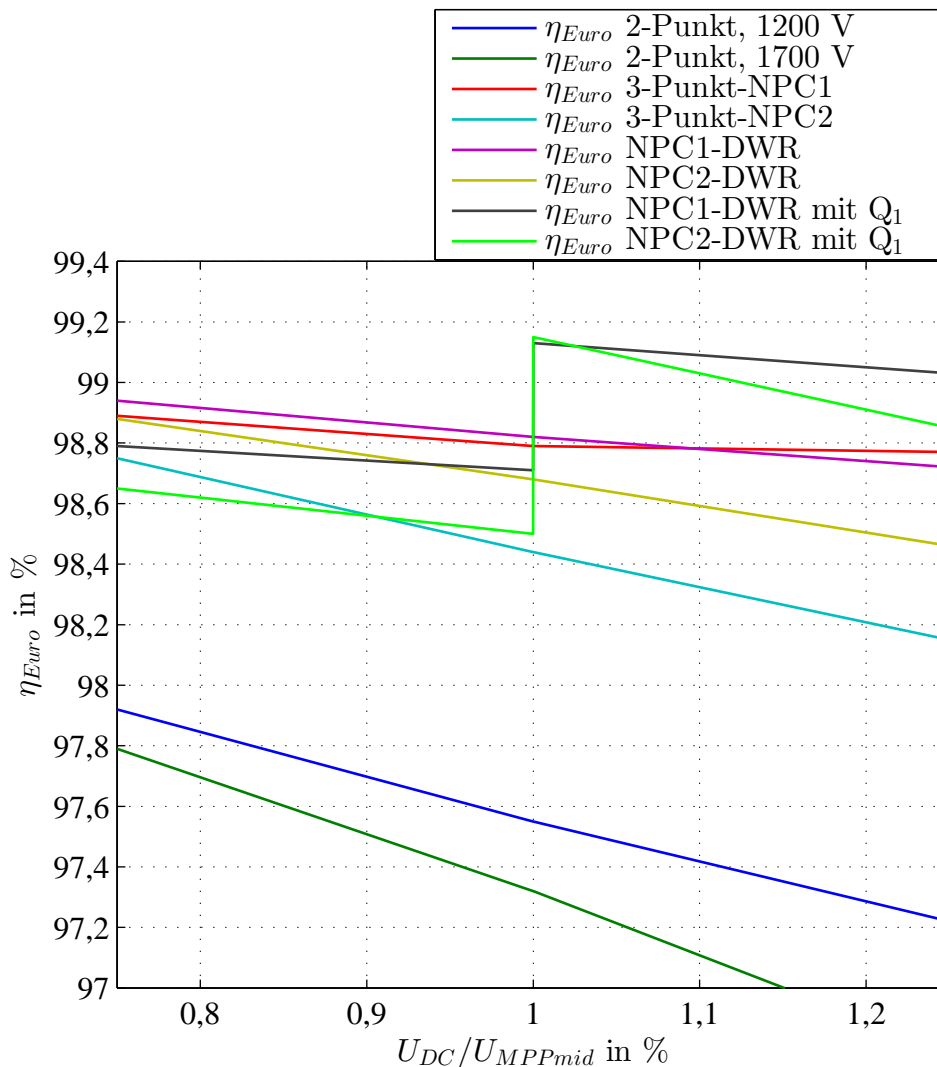


Abbildung 7.12: Europäischer Wirkungsgrad in Abhängigkeit der DC-Spannung



Abbildung 7.12 zeigt den Verlauf des europäischen Wirkungsgrades in Abhängigkeit der DC-Spannung, normiert auf die mittlere MPP-Spannung. Die Wirkungsgrade für den 2-Punkt-Wechselrichter mit 1200 V-Halbleitern, dem NPC2-3-Punkt-Wechselrichter, dem NPC2-Doppelwechselrichter, dem NPC2-Doppelwechselrichter mit Schütz  $Q_1$  und dem NPC1-Doppelwechselrichter mit Schütz  $Q_1$  entsprechen den gemessenen Werten aus Abschnitt 7.2.4. Die Wirkungsgrade für den 2-Punkt Wechselrichter mit 1700 V-Halbleitern, dem NPC1-3-Punkt-Wechselrichter und dem NPC1-3-Punkt Doppelwechselrichter werden aus den Simulationsergebnissen aus Abschnitt 7.1 entnommen. Zwischen den Stützstellen der Messungen wird linear interpoliert.

Vergleicht man die Charakteristika des europäischen Wirkungsgrades des simulierten NPC1-Doppelwechselrichters mit dem gemessenen NPC2-Doppelwechselrichter, liegt der Wirkungsgrad des NPC1-Doppelwechselrichters zwischen 0,1 % und 0,3 % höher. Aus den simulierten Wirkungsgraden ist eine leichte Verbesserung des Wirkungsgrades des NPC1-Doppelwechselrichters gegenüber dem NPC2-Doppelwechselrichter zu erwarten. Auch die etwas geringere Spannungsabhängigkeit des Wirkungsgrades der NPC1-Variante ist aufgrund des geringeren Anteils der Schaltverluste plausibel. Zum Vergleich zeigen auch die Charakteristika der gemessenen Wirkungsgrade der beiden Doppelwechselrichter mit Schütz  $Q_1$  bei geöffnetem Schütz (bei  $U_{DC}/U_{MPPmid} < 1$ ) einen für die NPC1-Variante um 0,1 % – 0,2 % höheren Wirkungsgrad. In Summe kann somit der simulierte Wirkungsgrad des NPC1-Doppelwechselrichters mit guter Genauigkeit als gültig angenommen werden und wird für die nachfolgenden Betrachtungen verwendet.

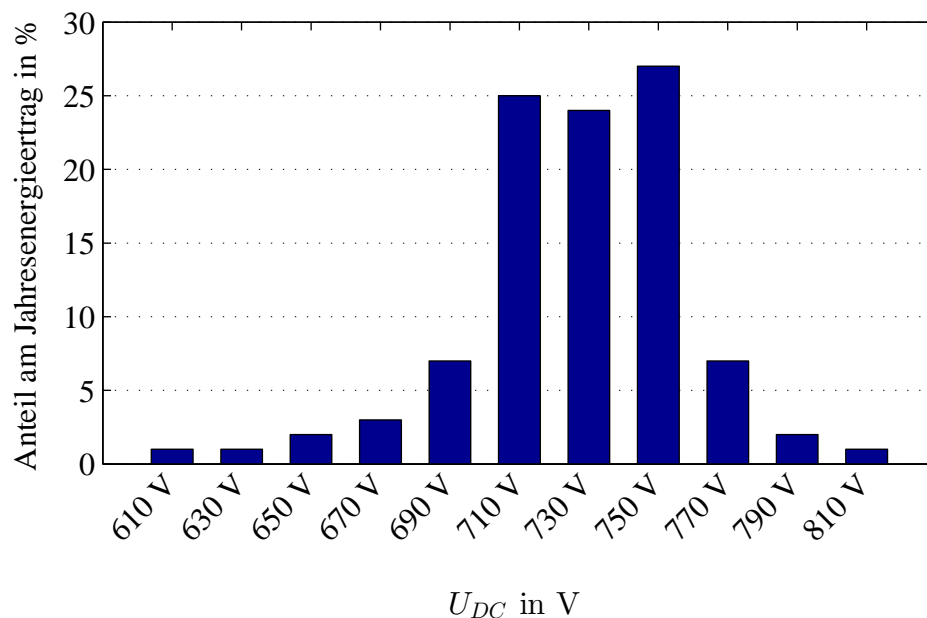


Abbildung 7.13: Ertragsanteile in Abhängigkeit der DC-Spannung [54]

## 7.4 Wirtschaftlichkeit

Abbildung 7.13 zeigt den anteiligen Jahresenergieertrag in Abhängigkeit der DC-Spannung in 20 V Schritten. Die Werte sind aus [54] entnommen. In [54] werden die Werte simulativ auf Basis von Wetterdaten für den Standort Würzburg für einen Solargenerator mit einer MPP-Spannung von 718 V bei STC-Bedingungen (**Standard Test Conditions**) ermittelt. STC-Bedingungen umfassen eine Modultemperatur von 25 °C und eine Einstrahlungsstärke von 1000 W/m<sup>2</sup>. Die Werte sind für Spannungsbereiche von 20 V ermittelt. Als Beispiel umfasst der mit „730 V“ bezeichnete Balken die Erträge aus dem Spannungsbereich von 720 - 740 V.

Der Spannungsbereich aus Abbildung 7.13 wird an die MPP-Spannungsbereiche der in dieser Arbeit betrachteten Wechselrichter angepasst, so dass die MPP-Spannung des Generators unter STC-Bedingungen der mittleren MPP-Spannung des Wechselrichters entspricht. In der Praxis bedeutet das eine Erhöhung der Anzahl der Module pro String. Die Verteilung des Energieertrags verändert sich dadurch nicht.

Die ermittelten Wirkungsgrade sind als  $\eta_{gew}$  in Tabelle 7.8 dargestellt. Mit diesem Wirkungsgrad wird eine Wirtschaftlichkeitsrechnung durchgeführt, welche die initialen Mehrkosten des Wechselrichters mit der Erhöhung des Ertrags durch den höheren Umwandlungswirkungsgrad verrechnet. Dazu wird die folgende Berechnung durchgeführt und die Zwischenergebnisse in Tabelle 7.8 dargestellt:

- Ermittlung des Wirkungsgradgewinns  $\eta_+$  gegenüber dem 2-Punkt-Wechselrichter mit 1200 V-Bauelementen als Referenzsystem. Einzig der 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen weist einen geringeren Wirkungsgrad als das Referenzsystem auf.
- Berechnung des Mehrertrages des Solarkraftwerkes pro installierter Generatorleistung und Jahr in  $\frac{\text{€}}{\text{kW}_a}$ : Mehrertrag =  $\eta_+ \cdot 0,0741 \frac{\text{€}}{\text{kWh}} \cdot 950 \frac{\text{kWh}}{\text{kW}_a}$ .  
Der Wert  $0,0741 \frac{\text{€}}{\text{kWh}}$  entspricht der üblichen aktuellen Vergütung (Stand April 2016) für Photovoltaik-Großkraftwerke mit einer Leistung kleiner als 10 MW aus [70]. Der erwartete Ertrag von  $950 \frac{\text{kWh}}{\text{kW}_a}$  (Ertrag pro Jahr und kW installierter Leistung) für Photovoltaik-Freiflächenanlagen in Deutschland wurde aus Tabelle 6.4 in [29] entnommen.
- Berechnung der Mehrkosten pro installierter Wechselrichterleistung der ermittelten Kosten pro kVA Wechselrichterleistung aus Tabelle 7.7, bezogen auf die Kosten des 2-Punkt Wechselrichters mit 1200 V-Bauelementen als Referenzsystem.
- Berechnung der Annuität der Mehrkosten in  $\frac{\text{€}}{\text{kVA}_a}$  bei einer Wechselrichterlebensdauer von 15 Jahren und einem Zinssatz von 4 % mit:  $\text{Annuität} = \Delta k_{ges} \frac{q-1}{1-q^{-T}}$ .  
Der Zinsfaktor  $q$  beträgt 1,04 sowie  $T = 15$  Jahre. Die Methode entspricht der Wirtschaftlichkeitsrechnung für eine Investition zur Effizienzverbesserung in [68].
- Der jährliche Gewinn entspricht der Differenz zwischen dem Mehrertrag und der Annuität. Es wird von einem Betrieb des Wechselrichters bei  $\cos(\varphi) = 1$  ausgegangen, so dass ein kVA einem kW entspricht. Ein positiver Wert in dieser Spalte bedeutet, dass die Investition wirtschaftlich ist.

**Tabelle 7.8:** Berechnung der Wirtschaftlichkeit

Wechselrichter	$\eta_{gew}$	$\eta_+$	Mehrertrag	$\Delta k_{ges}$	Annuität	Gewinn
2-Punkt 1200 V	97,53 %	-	-	-	-	-
2-Punkt 1700 V	97,29 %	-0,24 %	$-0,17 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$	$-0,09 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	$-0,008 \frac{\text{€}}{\text{kVAa}}$	$-0,161 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$
3-Punkt- NPC1	98,79 %	1,26 %	$0,89 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$	$0,35 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	$0,031 \frac{\text{€}}{\text{kVAa}}$	$0,856 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$
3-Punkt- NPC2	98,42 %	0,89 %	$0,63 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$	$0,02 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	$0,002 \frac{\text{€}}{\text{kVAa}}$	$0,625 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$
NPC1- Doppel-WR	98,82 %	1,29 %	$0,91 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$	$-1,88 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	$-0,169 \frac{\text{€}}{\text{kVAa}}$	$1,077 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$
NPC2- Doppel-WR	98,67 %	1,14 %	$0,80 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$	$-2,04 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	$-0,183 \frac{\text{€}}{\text{kVAa}}$	$0,986 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$
NPC1-DWR mit $Q_1$	98,96 %	1,43 %	$1,01 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$	$0,64 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	$0,058 \frac{\text{€}}{\text{kVAa}}$	$0,949 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$
NPC2-DWR mit $Q_1$	98,87 %	1,34 %	$0,94 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$	$0,45 \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	$0,040 \frac{\text{€}}{\text{kVAa}}$	$0,903 \frac{\text{€}}{\text{kWa}}$

Es zeigt sich, dass, abgesehen von dem 2-Punkt-Wechselrichter mit 1700 V-Bauelementen, alle untersuchten Wechselrichter eine wirtschaftliche Investition darstellen. Die 3-Punkt Wechselrichter bringen bereits eine deutliche Verbesserung der Wirtschaftlichkeit. Alle Varianten des Doppelwechselrichters erhöhen den Gewinn nochmals gegenüber den 3-Punkt Wechselrichtern. Der höchste Gewinn wird bei dem NPC1-Doppelwechselrichter erreicht. Dies ist darin begründet, dass dieser sowohl bei den spezifischen Kosten günstiger als das Referenzsystem ist, als auch eine Wirkungsgradverbesserung von 1,29 % erreicht wird. Der NPC1-Doppelwechselrichter mit Erweiterung um das Schütz  $Q_1$  weist einen um nochmals 0,14 % verbesserten Wirkungsgrad auf. Die Mehrkosten für das Schütz und die reduzierte Ausgangsspannung und damit verringerte Nennleistung führen aber zu erhöhten spezifischen Investitionskosten, so dass dieser Wechselrichter bezüglich der Wirtschaftlichkeit hinter den Doppelwechselrichtern ohne Schützerweiterung einzusortieren ist.

## 8 Zusammenfassung und Ausblick

Die Arbeit zeigt, dass mit der Erweiterung der DC-Systemspannung von Photovoltaik-Zentralwechselrichtern von derzeit 1000 V auf den vollen Bereich der Niederspannungsrichtlinie bis zu einer DC-Spannung von 1500 V die Wirtschaftlichkeit durch den Wechselrichter erhöht wird. Es werden eine Verbesserung des Wirkungsgrades und somit Ertragssteigerungen als auch reduzierte Investitionskosten erreicht. Um die Vorteile der höheren Systemspannung zu nutzen, muss aber von dem klassischen 2-Punkt-Wechselrichter abgewichen werden, da mit einem Einsatz von 1700 V-Bauelementen die Verluste stark erhöht werden und damit gegenüber dem Stand der Technik eine Verschlechterung der Wirtschaftlichkeit erreicht wird.

Zur Identifikation geeigneter Schaltungstopologien wird auf Basis von Literatur und eigenen Abschätzungen im Hinblick auf Kosten und Wirkungsgrad eine Topologievorauswahl getroffen: Als geeignet werden der NPC1- und NPC2-3-Punkt-Wechselrichter sowie der weichschaltende ZCT-Wechselrichter ausgewählt. Zudem wird der Doppelwechselrichter mit einer neuen Schaltungstopologie vorgestellt.

Ein Hauptaugenmerk der Arbeit liegt, neben der Optimierung des Wirkungsgrades, auf der Analyse der Eignung der Wechselrichter im Hinblick auf deren technische Realisierbarkeit. Dazu wird für die Schaltungstopologien der praktische Nachweis anhand von Funktionsmustern angetreten. Die Prototypen werden mit Nennleistungen von 100 - 432 kVA realisiert, es wird somit der Nachweis im realen Leistungsbereich für Zentralwechselrichter erbracht. Dabei stellt sich der ZCT-Wechselrichter aufgrund der großen Rückstromspitze der eingesetzten 1700 V-Dioden und dem großen DC-Spannungsbereich als ungeeignet heraus. Ein stabiler Betrieb kann mit diesem Wechselrichter nicht erreicht werden.

Für den Betrieb der 3-Punkt-Wechselrichter in der Photovoltaik wird ein Verfahren der Zwischenkreissymmetrierung vorgestellt, welches eine Symmetrierung des Zwischenkreismittelpunktes in allen Betriebspunkten gewährleistet. Es symmetriert die Zwischenkreishälften sowohl im Normalbetrieb bei  $\cos(\varphi) = 1$ , als auch beim Betrieb mit  $\cos(\varphi) = 0$  (Blindleistungsbereitstellung, LVRT-Fall). Letzterer Fall ist besonders wichtig, da damit eine dynamische Stützung des Versorgungsnetzes gewährleistet wird. Der Stabilitätsnachweis des Regelkreises wird anhand von Wurzelortskurven für alle Betriebsfälle, unter der Randbedingung eines symmetrischen Versorgungsnetzes, erbracht.

Weiterführend wird eine Reglerstruktur für die Symmetrierung im Verbundbetrieb von 3-Punkt-Wechselrichtern entworfen. Die ermittelte Übertragungsfunktion ermöglicht eine Reglerauslegung und Stabilitätsanalyse in Abhängigkeit der Systemparameter. Mit dem vorgestellten Verfahren der Zwischenkreissymmetrierung für 3-Punkt-Wechselrichter im Verbundbetrieb wird der stabile Betrieb großer Photovoltaik-Kraftwerke gewährleistet.

Die erwarteten Wirkungsgrade der Wechselrichter werden zunächst anhand von Simulationen des Gesamtsystems ermittelt. Die simulativ ermittelten Wirkungsgrade werden in der Folge mit Messungen an den Prototypen verglichen und weichen oberhalb von 20 % der Nennleistung maximal um 0,25 % ab – es wird eine hohe Genauigkeit der Verlustmodelle erreicht. Die Doppelwechselrichter mit Schützerweiterung erreichen in der Messung Spitzenwirkungsgrade von 99,2 % und einen europäischen Wirkungsgrad von 99,1 %. Diese Ergebnisse werden ohne Einsatz von SiC-Halbleitern mit kommerziell verfügbaren Bauelementen erreicht.

Die folgende Wirtschaftlichkeitsrechnung zeigt, dass der NPC1-Doppelwechselrichter ohne Schützerweiterung die wirtschaftlichste Lösung darstellt. Mit diesem Wechselrichter wird eine gewichtete Wirkungsgradverbesserung von 1,3 % gegenüber dem Stand der Technik erreicht. Gleichzeitig können gegenüber dem Stand der Technik durch die Ausnutzung des DC-Spannungsbereichs bis 1500 V die spezifischen Investitionskosten gesenkt werden. Als Folge ergibt sich ein jährlicher Mehrgewinn von  $1,1 \frac{\text{€}}{\text{kW}_a}$ . Der Spitzenwirkungsgrad dieses Wechselrichters beträgt 99 %.

Zusammenfassend ist somit die NPC1-Doppelwechselrichter-Topologie als die ideale Topologie für Photovoltaik-Zentralwechselrichter im DC-Spannungsbereich von 1500 V anzusehen: Der Wechselrichter vereint einen sehr hohen Wirkungsgrad mit reduzierten Investitionskosten.

Für den Einsatz in photovoltaischen Großkraftwerken müssen noch Lösungen für den Verbundbetrieb des Wechselrichters an einem Transformator erarbeitet werden. Die Auswirkungen des Verbundbetriebs auf das Verfahren der Zwischenkreissymmetrierung im Doppelwechselrichter sind zu untersuchen, da mit Wechselwirkungen zwischen den Reglern der einzelnen Wechselrichter zu rechnen ist. Auch die Stromaufteilung zwischen den 2-Punkt-Wechselrichtern, welche bei Parallelschaltung ohne Induktivität gekoppelt wären, muss bei einem Verbundbetrieb durch geeignete Maßnahmen gewährleistet werden.

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Ersatzschaltbild einer Solarzelle [51] . . . . .	5
2.2	Kennlinie einer Solarzelle . . . . .	6
2.3	Foto eines 33 MW-Solargenerator (Bildquelle: S.A.G. Solarstrom AG) . . . . .	7
2.4	2-Punkt-Wechselrichter - Stand der Technik . . . . .	8
2.5	Ersatzschaltbild 2-Punkt-Wechselrichter . . . . .	10
2.6	Schaltbild des Systems mit Erdkapazitäten . . . . .	13
2.7	Ersatzschaltbild des Systems mit Erdkapazitäten im Nullsystem . . . . .	13
2.8	Verbundbetrieb von Wechselrichtern mit separaten Transformatorwicklungen . . . . .	16
3.1	Schaltbild des NPC1-Wechselrichters . . . . .	22
3.2	Schaltbild des NPC2-Wechselrichters . . . . .	23
3.3	Schaltbild des „Flying Capacitor“-Wechselrichters . . . . .	24
3.4	Schaltbild des ARCP-Wechselrichters . . . . .	27
3.5	Schaltbild des ZCT-Wechselrichters . . . . .	28
3.6	Aufbau des ZCT-Prototyps . . . . .	31
3.7	Signale der ZCT-Messung . . . . .	32
3.8	Messung der ZCT-Kommutierung . . . . .	33
3.9	ZCT-Kommutierung aus [36] . . . . .	34
3.10	Schaltbild des „Z-Source Inverter“ . . . . .	35
3.11	Schaltbild des NPC1-Doppelwechselrichters . . . . .	36
3.12	Schaltbild des NPC2-Doppelwechselrichters . . . . .	37
4.1	Kennlinien zur Bestimmung der Halbleiterverluste . . . . .	39
4.2	Mechanischer Aufbau der Filterdrossel . . . . .	42
4.3	Verlustverteilung des 2-Punkt-Wechselrichters, 1200 V-Halbleiter . . . . .	51
4.4	Verlustverteilung des 2-Punkt-Wechselrichters, 1700 V-Halbleiter . . . . .	54
4.5	Verlustverteilung des NPC1-Wechselrichters . . . . .	55
4.6	Verlustverteilung des NPC2-Wechselrichters . . . . .	56
4.7	Verlustverteilung des NPC1-Doppelwechselrichters . . . . .	57
4.8	Verlustverteilung des NPC2-Doppelwechselrichters . . . . .	58
4.9	Schaltbild des Versuchsaufbaus des Doppelpulstests . . . . .	59
4.10	Modell des LCL-Filters . . . . .	61
5.1	Blockschaltbild des Modulators . . . . .	68
5.2	Signaldefinition Zwischenkreissymmetrierung . . . . .	70
5.3	Regelkreis der Zwischenkreissymmetrierung im Leerlauf . . . . .	76

5.4	$\Delta i_{mp}(u_0)$ bei $\cos(\varphi) = 1$ , $M = 0,8$ und $I = 520$ A . . . . .	79
5.5	$\Delta i_{mp}(u_0)$ bei $\cos(\varphi) = 0,5$ , $M = 0,8$ und $I = 520$ A . . . . .	79
5.6	$\Delta i_{mp}(u_0)$ bei $\cos(\varphi) = 0$ , $M = 0,8$ und $I = 520$ A . . . . .	80
5.7	$\Delta i_{mp}(u_0)$ bei $\cos(\varphi) = 0$ , $M = 0,1$ (LVRT) und $I = 520$ A . . . . .	81
5.8	$\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ , $\varphi$ variiert . . . . .	83
5.9	$\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ , $U_{AC}$ variiert . . . . .	83
5.10	$\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ , $U_{DC}$ variiert . . . . .	84
5.11	$\Delta \bar{i}_{mp}(u_{st})$ , $u_{diff}$ variiert . . . . .	84
5.12	$\Delta \bar{i}_{mp}$ , $\cos(\varphi) = 0$ , $U_{AC} = 50$ V (LVRT) . . . . .	85
5.13	Regelkreis der Zwischenkreissymmetrierung im Normalbetrieb . . . . .	86
5.14	Vereinfachter Regelkreis der Zwischenkreissymmetrierung im Normalbetrieb . . . . .	88
5.15	Wurzelortskurve, $\cos(\varphi) = 1$ , $K$ variiert . . . . .	89
5.16	Wurzelortskurve, $\cos(\varphi) = 0$ , $K$ variiert . . . . .	90
5.17	Verbundbetrieb an einer Transformatorwicklung . . . . .	92
5.18	Ersatzschaltbild der Zwischenkreissymmetrierung im Verbundbetrieb . . . . .	94
5.19	Strukturbild der Zwischenkreissymmetrierung für den Verbundbetrieb . . . . .	97
5.20	Gemessener Wirkungsgrad der Gesamtanlage (NPC2-Wechselrichter) . . . . .	99
5.21	Häufigkeitsdichte der Einstrahlung, Standort Potsdam [60] . . . . .	100
6.1	Schaltbild einer Phase des NPC2-Doppelwechselrichters . . . . .	102
6.2	Modulator des Doppelwechselrichters . . . . .	104
6.3	Signalverläufe der Modulation des Doppelwechselrichters [49] . . . . .	105
6.4	Kommutierungen des NPC1-Doppelwechselrichters . . . . .	106
6.5	Kommutierungen des NPC2-Doppelwechselrichters . . . . .	107
6.6	Ersatzschaltbild Zwischenkreissymmetrierung des Doppelwechselrichters . . . . .	108
6.7	Erweiterung des Doppelwechselrichters um das Schütz $Q_1$ . . . . .	111
7.1	Simulierte Wirkungsgrade bei mittlerer MPP-Spannung . . . . .	114
7.2	Simulierte Aufteilung der Verlustleistung . . . . .	115
7.3	Schaltbild der Phase L1 des Prototyps . . . . .	118
7.4	Schaltbild des Versuchsstands . . . . .	121
7.5	Foto des Versuchsstands . . . . .	122
7.6	Wirkungsgrad des 2-Punkt-Wechselrichters, 1200 V-Halbleiter . . . . .	126
7.7	Wirkungsgrad des NPC2-3-Punkt-Wechselrichters . . . . .	127
7.8	Wirkungsgrad des NPC2-Doppelwechselrichters . . . . .	128
7.9	Wirkungsgrad des NPC2-Doppelwechselrichters mit Schütz $Q_1$ . . . . .	129
7.10	Spitzenwirkungsgrad des NPC2-Doppelwechselrichters mit Schütz . . . . .	130
7.11	Wirkungsgrad des NPC1-Doppelwechselrichters mit Schütz $Q_1$ aus [49] . . . . .	130
7.12	Europäischer Wirkungsgrad in Abhängigkeit der DC-Spannung . . . . .	136
7.13	Ertragsanteile in Abhängigkeit der DC-Spannung [54] . . . . .	137

# Tabellenverzeichnis

2.1	Spannungsbereiche . . . . .	10
2.2	Spannungen der Schaltzustände des 2-Punkt-Wechselrichters . . . . .	12
3.1	Vergleich $U_{CE}$ und $U_f$ bei $I=600$ A, Quelle Infineon: [25],[26],[27] . . . . .	23
4.1	Verfügbare Halbleitermodule . . . . .	47
4.2	Thermische Widerstände der Halbleiter . . . . .	48
4.3	Berechnungsparameter Verlustverteilung . . . . .	50
4.4	Auslegung der Halbleiter und Nenndaten . . . . .	52
4.5	Maximale Sperrschichttemperaturen und Verlustleistungen . . . . .	53
4.6	Auslegung der Netzfilter . . . . .	63
4.7	Formeln zur Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren . . . . .	65
4.8	Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren . . . . .	65
5.1	Schaltzustände des 3-Punkt-Wechselrichters . . . . .	67
6.1	Schaltzustände des Doppelwechselrichters . . . . .	103
6.2	Auslegung der Halbleiter und Nenndaten des Doppelwechselrichters mit $Q_1$ . . . . .	112
7.1	Simulierte Wirkungsgrade . . . . .	116
7.2	Gemessene Wirkungsgrade . . . . .	125
7.3	Kostenmodell der Halbleiter . . . . .	131
7.4	Kosten der Halbleiter . . . . .	132
7.5	Kosten der Filterdrosseln . . . . .	133
7.6	Kosten der Kondensatoren . . . . .	134
7.7	Gesamtkosten der bewerteten Bauelemente . . . . .	135
7.8	Berechnung der Wirtschaftlichkeit . . . . .	139



# Literaturverzeichnis

- [1] Schutzrecht US 3867643 (Februar 1975). BAKER, Richard H. (Erfinder).
- [2] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT: *Technische Richtlinie - Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*. Juni 2008. – Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz
- [3] BELLAR, M.D. ; WU, T.S. ; TCHAMDJOU, A. ; MAHDAVI, J. ; EHSANI, M.: A review of soft-switched DC-AC converters. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 34 (1998), Juli, Nr. 4, S. 847–860
- [4] BÜLO, Thorsten: *Methode zur Evaluation leistungselektronischer Schaltungstopologien für die Anwendung in dezentralen Netzeinspeisern kleiner Leistung*, Universität Kassel, Dissertation, 2011. <http://www.uni-kassel.de/upress/online/frei/978-3-86219-094-2.volltext.frei.pdf>
- [5] BURGER, Bruno ; KRANZER, Dirk: Extreme high efficiency PV-power converters. In: *EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, S. 1–13
- [6] BURKART, R. ; KOLAR, J. W. ; GRIEPENTROG, G.: Comprehensive comparative evaluation of single- and multi-stage three-phase power converters for photovoltaic applications. In: *Intelec 2012*, 2012, S. 1–8
- [7] BURKART, Ralph ; KOLAR, Johann W.: Component cost models for multi-objective optimizations of switched-mode power converters. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013, S. 2139–2146
- [8] CALAIS, M. ; AGELIDIS, V.G.: Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. In: *ISIE '98 Proceedings, IEEE International Symposium on Industrial Electronics* Bd. 1, 1998, S. 224–229 vol.1
- [9] CELANOVIC, N. ; BOROYEVICH, Dushan: The feedforward method of controlling three-level diode clamped converters with small DC-link capacitors. In: *PESC 2001. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference* Bd. 3, 2001, S. 1357–1362
- [10] CHIVITE-ZABALZA, F.J. ; IZURZA, P. ; CALVO, G. ; RODRIGUEZ, M.A: Voltage balancing control in 3-Level Neutral-Point Clamped inverters using triangular carrier PWM modulation for FACTS applications. In: *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, S. 1–10

## LITERATURVERZEICHNIS

- [11] COMITATO ELETTROTECNICO ITALIANO: *Regola tecnica di riferimento per la connessione di Utenti attivi e passivi alle reti AT ed MT delle im prese distributrici di energia elettrica*. Dezember 2013
- [12] DANFYSIK A/S (Hrsg.): *ULTRASTAB 867-1000IHF Precision Current Transducer*. Datasheet, November 2007
- [13] DE DONCKER, R.W. ; LYONS, J.P.: The auxiliary resonant commutated pole converter. In: *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1990, S. 1228–1235 vol.2
- [14] EPIA - EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION: *Market Report 2013*. Mai 2014
- [15] EUROPÄISCHES PARLAMENT UND RAT: *Richtlinie 2014/35/EU*. Dezember 2014. – zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten betreffend elektrische Betriebsmittel zur Verwendung innerhalb bestimmter Spannungsgrenzen
- [16] FRANKE, W. T. ; MOHR, M. ; FUCHS, F. W.: Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008. – ISSN 0275–9306, S. 1814–1820
- [17] FRANKE, W.-T. ; OESTREICH, N. ; FUCHS, F.W.: Comparison of transformerless converter topologies for photovoltaic application concerning efficiency and mechanical volume. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2010, S. 724–729
- [18] GKOUTIOUDI, E. ; BAKAS, P. ; MARINOPOULOS, A.: Comparison of PV systems with maximum DC voltage 1000V and 1500V. In: *2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, 2013, S. 2873–2878
- [19] GRANDI, G. ; OSTOJIC, D. ; ROSSI, C.: Dual inverter configuration for grid-connected photovoltaic generation systems. In: *INTELEC 2007. 29th International Telecommunications Energy Conference*, 2007, S. 880–885
- [20] HOCHGRAF, C. ; LASSETER, R. ; DIVAN, D. ; LIPO, Thomas A.: Comparison of multilevel inverters for static VAR compensation. In: *Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1994, S. 921–928 vol.2
- [21] HOLMES, Donald G. ; LIPO, Thomas A.: *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. John Wiley & Sons, 2003 (IEEE Press Series on Power Engineering)
- [22] HUA, G. ; YANG, E.X. ; JIANG, Yimin ; LEE, F.C.: Novel zero-current-transition PWM converters. In: *PESC '93 Record., 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1993, S. 538–544

- [23] INFINEON TECHNOLOGIES AG (Hrsg.): *Technische Information FF150R17ME3G*.  
Version: März 2013. [www.infineon.de](http://www.infineon.de). Datenblatt
- [24] INFINEON TECHNOLOGIES AG (Hrsg.): *Technische Information FF300R17ME3*.  
Version: März 2013. [www.infineon.de](http://www.infineon.de). Datenblatt
- [25] INFINEON TECHNOLOGIES AG (Hrsg.): *Technische Information FF600R07ME4*.  
Version: November 2013. [www.infineon.de](http://www.infineon.de). Datenblatt
- [26] INFINEON TECHNOLOGIES AG (Hrsg.): *Technische Information FF600R12ME4*.  
Version: November 2013. [www.infineon.de](http://www.infineon.de). Datenblatt
- [27] INFINEON TECHNOLOGIES AG (Hrsg.): *Technische Information FF600R12ME4*.  
Version: Mai 2014. [www.infineon.de](http://www.infineon.de). Datenblatt
- [28] JILES, D.C. ; ATHERTON, D.L.: Theory of ferromagnetic hysteresis. In: *Journal of magnetism and magnetic materials* 61 (1986), Nr. 1-2, S. 48–60
- [29] KALTSCHMITT, Martin ; STREICHER, Wolfgang ; WIESE, Andreas: *Erneuerbare Energien*. Berlin : Springer Verlag, 2013
- [30] KAWABATA, Takao ; EJIUGU, E.C. ; KAWABATA, Yoshitaka ; NISHIYAMA, K.: New open-winding configurations for high-power inverters. In: *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '97* Bd. 2, 1997, S. 457–462 vol.2
- [31] Schutzrecht WO 2007048420 A1 (Mai 2007). KNAUP, Peter (Erfinder).
- [32] KOLAR, J.W. ; WOLBANK, T.M. ; SCHRODL, M.: Analytical calculation of the RMS current stress on the DC link capacitor of voltage DC link PWM converter systems. In: *Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 468)*, 1999, S. 81–89
- [33] KOURO, S. ; LEZANA, P. ; ANGULO, Mauricio ; RODRIGUEZ, J.: Multicarrier PWM With DC-Link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23 (2008), Januar, Nr. 1, S. 52–59
- [34] KRINGS, Andreas ; SOULARD, Juliette: Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines. In: *International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies*, 2010
- [35] KRISHNA, Dora V. ; FRÖHLEKE, Norbert ; BÖCKER, Joachim ; PRECKWINKEL, Heiko: A simplified mathematical model for DC-balancing and capacitor ripple reduction in 3-level inverters. In: *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2013, S. 457–462

## LITERATURVERZEICHNIS

- [36] LI, Yong: *Unified Zero-Current-Transition Techniques for High-Power Three-Phase PWM Inverters*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Dissertation, 2002. [http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04142002-024444/unrestricted/Yongli\\_PhD\\_update.pdf](http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04142002-024444/unrestricted/Yongli_PhD_update.pdf)
- [37] MAO, Hengchun ; LEE, F.C. ; ZHOU, Xunwei ; BOROYEVICH, Dushan: Improved zero-current transition converters for high power applications. In: *Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96, Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference* Bd. 2, 1996, S. 1145–1152 vol.2
- [38] MARTINEZ, B. ; LI, Rui ; MA, Ke ; XU, Dehong: Hard switching and soft switching inverters efficiency evaluation. In: *ICEMS 2008, International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, S. 1752–1757
- [39] MCMURRAY, William: SCR inverter commutated by an auxiliary impulse. In: *IEEE Transactions on Communication and Electronics* 83 (1964), November, Nr. 75, S. 824–829
- [40] MCMURRAY, William: Resonant snubbers with auxiliary switches. In: *Conference Record of the 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1989, S. 289–834 vol.1
- [41] MEINHARDT, Mike: *Stromeinprägender, transformatorloser Photovoltaik-Wechselrichter mit konkurrierenden Schaltreglern für gleich- und wechselstromseitige Zustandsgrößen*, Technische Hochschule Darmstadt, Dissertation, 1997
- [42] MEYER, R. ; MERTENS, Axel: Auslegung eines LCL Filters für Umrichter mit niedriger Schaltfrequenz in dezentralen Erzeugungsanlagen. In: *Internationaler ETG-Kongress 2011, Würzburg*, 2011
- [43] MEYNARD, T.A. ; FOCH, H.: Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992, S. 397–403 vol.1
- [44] MICROMETALS, INC. (Hrsg.): *Power Conversion & Line Filter Applications*. Version: Februar 2007. [http://www.micrometals.com/pcparts/pc\\_1.pdf](http://www.micrometals.com/pcparts/pc_1.pdf). Katalog
- [45] NABAE, Akira ; TAKAHASHI, Isao ; AKAGI, Hirofumi: A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-17 (1981), September, Nr. 5, S. 518–523
- [46] Norm DIN EN 50530 (VDE 0126-12) Dezember 2013. *Gesamtwirkungsgrad von Photovoltaik Wechselrichtern*
- [47] OSTOJIC, Darko: *A multilevel converter structure for grid-connected PV plants*, Universität Bologna, Dissertation, März 2010

- [48] PENG, Fang Z.: Z-source inverter. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39 (2003), März, Nr. 2, S. 504–510
- [49] PRECKWINKEL, Heiko ; BÜNTE, Andreas ; FRÖHLEKE, Norbert ; KRISHNA, Dora V. ; BÖCKER, Joachim: A novel low cost solar central inverters topology with 99.2 % efficiency. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2013, S. 1 – 10
- [50] PRECKWINKEL, Heiko ; FRÖHLEKE, Norbert ; BÖCKER, Joachim: Entwicklung eines hocheffizienten Photovoltaikwechselrichters für den Leistungsbereich von 100 bis 500 kW. In: *Internationaler ETG-Kongress 2011, Würzburg*, 2011
- [51] QUASCHNING, Volker: *Regenerative Energiesysteme*. München : Hanser Verlag, 2013
- [52] RASHID, Muhammad: *POWER ELECTRONICS HANDBOOK*. Elsevier Science, 2011. – ISBN 9780123820372
- [53] SAHAN, Benjamin: *Wechselrichtersysteme mit Stromzwischenkreis zur Netzanbindung von Photovoltaik-Generatoren*, Universität Kassel, Dissertation, 2010. <http://www.uni-kassel.de/upress/online/frei/978-3-89958-912-2.volltext.frei.pdf>
- [54] SCHÄFER, Till ; EGLER, Matthias ; MACK, Michael: Auswirkungen der DC-Spannungsabhängigkeit von PV-Wechselrichtern auf den Ertrag von PV-Anlagen. In: *27. Symposium Photovoltaische Solarenergie Kloster Banz, Bad Staffelstein*, 2012
- [55] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Schaltungen*. Berlin : Springer Verlag, 2008 (Elektrische Antriebe)
- [56] SEMIKRON INTERNATIONAL GMBH & Co. KG (Hrsg.): *3L NPC & TNPC Topology*. Version: September 2012. <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-note-an-11001-3l-npc-tnpc-topology-en.pdf>. Application Note
- [57] SHARP (Hrsg.): *Sharp ND-R250A5*. Version: April 2012. [www.sharp.de](http://www.sharp.de). Datenblatt
- [58] SHUZHENG, Wang ; JIANFENG, Zhao ; CHAO, Shi: Research on a three-phase cascaded inverter for grid-connected photovoltaic systems. In: *2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection (APAP)* Bd. 1, 2011, S. 543–548
- [59] SINHA, Gautam ; LIPO, Thomas A.: A four level inverter based drive with a passive front end. In: *PESC '97 Record., 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* Bd. 1, 1997, S. 590–596 vol.1
- [60] SMA SOLAR TECHNOLOGY AG (Hrsg.): *Zentral-Wechselrichter - Planung eines PV-Generators*. Version: Januar 2013. <http://files.sma.de/dl/1354/DC-PL-de-11.pdf>. Planungsleitfaden

## LITERATURVERZEICHNIS

- [61] STEMMLER, H. ; GUGGENBACH, P.: Configurations of high-power voltage source inverter drives. In: *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 1993, S. 7–14 vol.5
- [62] STUBBE, Thorsten ; MALLWITZ, Regine ; RUPP, Roland ; POZZOVIVO, Gianmauro ; BERGNER, Wolfgang ; HAEBERLEN, Oliver ; KUNZE, Mike: GaN Power Semiconductors for PV Inverter Applications ? Opportunities and Risks. In: *8th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), 2014*, 2014, S. 1–6
- [63] TEICHMANN, R. ; BERNET, S.: A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41 (2005), Mai, Nr. 3, S. 855–865
- [64] TEODORESCU, Remus ; LISERRE, Marco ; RODRÍGUEZ, Pedro: *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester : John Wiley & Sons, Ltd., 2011
- [65] VENKATACHALAM, K. ; SULLIVAN, C.R. ; ABDALLAH, T. ; TACCA, H.: Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. In: *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, 2002, S. 36–41
- [66] VOLKE, Andreas ; HORNKAMP, Michael: *IGBT Modules – Technologies, Driver and Applications*. München : Infineon Technologies AG, 2012
- [67] WEIS, Benno: *Kompakter 690V-Umrichter mit SiC-Schottkydioden für sinusförmige Ausgangsspannung*, Universität Erlangen-Nürnberg, Dissertation, 2008. <https://opus4.kobv.de/opus4-fau/files/652/BennoWeisDissertation.pdf>
- [68] WESSELAK, Viktor ; SCHABBACH, Thomas ; LINK, Thomas ; FISCHER, Joachim: *Regenerative Energietechnik*. Heidelberg : Springer Verlag, 2013
- [69] WINTRICH, Arendt ; NICOLAI, Ulrich ; TURSKY, Werner ; REIMANN, Tobias ; SEMIKRON INTERNATIONAL GMBH: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. ISLE Verlag, 2010. – ISBN 9783938843567
- [70] WIRTH, Harry: *Aktuelle Fakten zur Photovoltaik in Deutschland*. Fraunhofer ISE, 2016
- [71] YAZDANI, A. ; IRAVANI, R.: *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. Wiley, 2010. – ISBN 9780470551561
- [72] YAZDANI, A. ; IRAVANI, R.: *Voltage Sourced Converters in Power Systems (Errata)*. Version: Oktober 2014. <http://www.ee.ryerson.ca/~yazdani/YazdaniErrata.pdf>
- [73] YOKOGAWA ELECTRIC CORPORATION (Hrsg.): *WT3000 Precision Power Analyzer*. Version: 2004. [http://tmi.yokogawa.com/files/uploaded/bu7603\\_00e\\_030\\_1.pdf](http://tmi.yokogawa.com/files/uploaded/bu7603_00e_030_1.pdf). Bulletin, Ed : 03/b

# Abkürzungen und Formelzeichen

## Verzeichnis der Abkürzungen

AC-Spannung, AC-Strom	Wechselspannung, Wechselstrom
A/D-Wandler	Analog/Digital-Wandler
ARCP	Auxiliary Resonant Commutated Pole
BDEW	Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V.
CEI	Comitato Elettrotecnico Italiano
DC-Spannung, DC-Strom	Gleichspannung, Gleichstrom
EEG	Erneuerbare-Energien-Gesetz
FRT	Fault Ride Through
GaN	Galliumnitrit
GTO-Thyristor	Gate Turn Off-Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
iGSE	Improved Generic Steinmetz Equation
LC	Kombination aus Drosselspule und Kondensator
LCL	Kombination aus zwei Drosselspulen und einem Kondensator
LCLC	Kombination aus zwei Drosselspulen und zwei Kondensatoren
LVRT	Low Voltage Ride Through
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPP-Spannung	Maximum Power Point-Spannung
NPC	Neutral Point Clamped
PD	Phase Disposition (Modulationsverfahren)
PI-Regler	Regler mit Proportional- und Integral-Anteil
POD	Phase Opposition Disposition (Modulationsverfahren)
ppm	Parts Per Million
PV	Photovoltaik
PWM	Pulsweitenmodulation
SiC	Siliziumkarbid
SISO	Single Input Single Output
STC	Standard Test Conditions
UPS	Uninterruptible Power Supply
WR	Wechselrichter
ZCS	Zero Current Switching
ZCT	Zero Current Transition
ZVS	Zero Voltage Switching

## Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen

$a$	Mittlere Länge des Kernstückes 1 der Filterdrossel
$A_{Kern}$	Querschnittsfläche des Drosselkerns
$A_w$	Querschnitt der Wicklung der Filterdrossel
$b$	mittlere Länge des Kernstückes 2 der Filterdrossel
$b_w$	Breite der Bandwicklung
$B$	Magnetische Flussdichte
$B_{max}$	Maximale magnetische Flussdichte
$\cos(\varphi)$	Leistungsfaktor
$C$	Kapazität des Zwischenkreises
$C_1$	Kapazität des oberen Zwischenkreiskondensators
$C_2$	Kapazität des unteren Zwischenkreiskondensators
$C_{Erd,AC}$	Kapazität zwischen dem AC-Stromkreis und Erdpotential
$C_{Erd,DC}$	Kapazität zwischen dem DC-Stromkreis und Erdpotential
$C_f$	Kapazität des AC-Filterkondensators
$C_r$	Kapazität des Resonanzkondensators
$C_x$	Kapazität der Parallelschaltung der Filterkondensatoren
$d_{mpi}$	Relative Einschaltdauer des Schaltzustandes „0“ in Phase $i$
$D$	Tastverhältnis
$D_1, D_2, \text{ usw.}$	Diode 1,2, usw.
$e_0$	Elementarladung
$E_{on}$	Einschaltenergie des IGBTs
$E_{off}$	Ausschaltenergie des IGBTs
$E_{rr}$	Ausschaltenergie der Diode
$E_s$	Schaltenergie
$f_0$	Resonanzfrequenz
$f_s$	Schaltfrequenz
$i_{0t}$	Taktender Gleichtaktstrom
$i_{C1}$	Strom durch den oberen Zwischenkreiskondensator
$i_{C2}$	Strom durch den unteren Zwischenkreiskondensator
$i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}$	Ausgangsstrom des Wechselrichters (dynamischer Mittelwert)
$i_{L1,n}, i_{L2,n}, i_{L3,n}$	Ausgangsstrom des Wechselrichters $n$ (dynamischer Mittelwert)
$\bar{i}_{mp}$	Mittelpunktstrom
$\bar{\bar{i}}_{mp}$	Dynamischer Mittelwert des Mittelpunktstroms
$\Delta \bar{i}_{mp}$	Durch die Regelung ergänzte Komponente des Mittelpunktstroms
$\Delta \bar{\bar{i}}_{mp}$	Durch die Regelung ergänzte Komponente zu $\bar{\bar{i}}_{mp}$



$\dot{i}_{mpi}$	Anteil des Mittelpunktstroms der Phase $i$
$\bar{i}_{mpi}$	Anteil des dyn. Mittelwerts des Mittelpunktstroms der Phase $i$
$\bar{i}_{mpsys}$	Dynamischer Mittelwert des Mittelpunktstroms ohne Regler
$i_{sum,n}$	Summenstrom von Wechselrichter $n$
$\Delta I$	Rippelstrom
$I_0$	Sättigungsperrstrom
$\hat{I}$	Amplitude des AC-Grundschwingungsstroms
$\hat{I}_2$	Amplitude der 2. Oberschwingung des AC-Stroms
$I_{AC}$	Effektivwert des Wechselrichter-AC-Ausgangsstroms
$\hat{I}_{AC}$	Amplitude des Wechselrichter-AC-Ausgangsstroms
$I_C$	Strom durch den Zwischenkreiskondensator
$I_{Cmax}$	Maximaler Strom durch den Zwischenkreiskondensator
$I_D$	Diodenstrom
$I_{ph}$	Photostrom
$k$	Auslegungsfaktor Resonanzkreis, Steinmetz-Parameter
$k_B$	Boltzmann-Konstante
$k_{ges}$	Spezifische Gesamtkosten
$\Delta k_{ges}$	Differenz der spezifischen Gesamtkosten
$K$	Verstärkungsfaktor zwischen $u_{st}$ und $\Delta \bar{i}_{mp}$
$K_2$	Verstärkungsfaktor zwischen $M_2$ und $\bar{i}_{mp}$
$K_C$	Kosten der Kondensatoren
$K_D$	Kosten einer Filterdrossel
$K_{ges}$	Gesamtkosten
$K_H$	Kosten der Halbleiter
$K_p$	Verstärkungsfaktor des P-Anteils des PI-Reglers
$K_{sys}$	Verstärkungsfaktor des Systems ohne Regler
$l_{Lsp}$	Länge des Luftspaltes
$l_w$	Länge der Wicklung
$L_{eq}$	Äquivalente Induktivität
$L_N$	Induktivität des Netzes
$L_r$	Induktivität der Resonanzdrossel
$L_T$	Längsinduktivität des Transformators
$L_{T0}$	Induktivität im Nullsystem des Transformators
$L_{WR}$	Induktivität der Filterdrossel
$L_{WR,2-Punkt}$	Induktivität der Filterdrossel des 2-Punkt-WRs
$L_{WR,3-Punkt}$	Induktivität der Filterdrossel des 3-Punkt-WRs
$L_{WR,Doppel}$	Induktivität der Filterdrossel des Doppel-WRs
$m_i$	Modulationssignal der Phase $i$
$m_{i,n}$	Modulationssignal der Phase $i$ von Wechselrichter $n$
$m_k$	Gewicht des Kerns der Filterdrossel

## LITERATURVERZEICHNIS

$m_w$	Gewicht der Wicklung der Filterdrossel
$M$	Modulationsindex, Anzahl der aktiven Wechselrichter im Verbund
$M_0$	Offset in den Modulationssignalen
$M_2$	Modulationsindex der Spannung bei doppelter Netzfrequenz
$N$	Windungszahl, Anzahl der Wechselrichter im Verbund
$p$	Relative Wirkleistung
$p_{ges}$	Relative Wirkleistung des Wechselrichterverbunds
$p_v$	Verlustleistungsdichte des Drosselkerns
$p_{vi}$	Verlustleistungsdichte einer Hystereseschleife
$p_{wr}$	Relative Wirkleistung eines Wechselrichters
$P$	Wirkleistung
$P_{AC}$	Wirkleistung auf der AC-Seite
$P_{ACmess}$	Gemessene Wirkleistung auf der AC-Seite
$P_{aus}$	Ausgangswirkleistung
$P_D$	Verlustleistung der Durchlassverluste
$P_{Dx}$	Verlustleistung der Diode $x$
$P_{DC}$	Leistung auf der DC-Seite
$P_{DCmess}$	Gemessene Leistung auf der DC-Seite
$P_{ein}$	Eingangsleistung
$P_{Kern}$	Verlustleistung des Drosselkerns
$P_S$	Verlustleistung der Schaltverluste
$P_{Vx}$	Verlustleistung des IGBTs $x$
$P_{Vges}$	Gesamte Verlustleistung der Halbleiter
$q$	Zinsfaktor
$Q$	Blindleistung
$r_{wn}$	Radius der n-ten Wicklungslage
$R_{CE}$	Differenzieller Widerstand der $U_{CE}(I)$ -Kennlinie
$R_{eq}$	Äquivalenter Widerstand
$R_{thCH}$	Thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper
$R_{thJC}$	Thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse
$R_{thJH}$	Thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Kühlkörper
$s$	Kantenlänge Drosselkern
$S_1, S_2, \text{ usw.}$	Schaltzustand des IGBTs 1,2, usw.
$S_{nom}$	Nennleistung
$t_{on}$	Einschaltdauer eines Halbleiters
$T$	Periodendauer, Netzperiode, Temperatur
$T_0$	Periode des Resonanzkreises
$T_n$	Nachstellzeit des I-Anteils des PI-Reglers

$T_s$	Taktperiode
$T_{Jmax}$	Maximale Sperrschichttemperatur
$T_U$	Umgebungstemperatur
$u_0$	Gleichtaktspannung (dynamischer Mittelwert)
$u_{0t}$	Taktende Gleichtaktspannung
$u_{0,1}$	Gleichtaktspannung des Master-Wechselrichters
$\Delta u_{0,n}$	Additive Gleichtaktspannung von Wechselrichter $n$
$u_1, u_2$	Taktende Spannung an den Ausgängen des Doppelwechselrichters
$u_{C1}$	Spannung des oberen Zwischenkreiskondensators
$u_{C2}$	Spannung des unteren Zwischenkreiskondensators
$u_{diff}$	Halbe Differenzspannung zwischen den Zwischenkreishälften
$u_{diff,1}$	Halbe Differenzsp. der Zwischenkreishälften des Master-WRs
$u_{diff,n}$	Halbe Differenzsp. der Zwischenkreishälften von WR $n$
$\Delta u_{diff,n}$	Differenz zwischen $u_{diff}$ des Slave-WRs $n$ und des Master-WRs
$u_k$	Kurzschlussspannung des Netzanschlusses
$u_{L1}, u_{L2}, u_{L3}$	Ausgangsspannung des Wechselrichters (dynamischer Mittelwert)
$u_{Li}$	Ausgangsspannung der Phase $i$ (dynamischer Mittelwert)
$u_{L1t}, u_{L2t}, u_{L3t}$	Taktende Ausgangsspannung des Wechselrichters
$u_{L1mod}, u_{L2mod}, u_{L3mod}$	Spannungssollwert von der Regelung zum Modulator
$u_{L1mod,2-Punkt}$	Spannungssollwert des 2-Punkt Wechselrichters der Phase L1
$u_{L1mod,3-Punkt}$	Spannungssollwert des 3-Punkt Wechselrichters der Phase L1
$u_{st}$	Steuerspannung am Reglerausgang der Symmetrieregung
$u_{WR}$	Taktende Ausgangsspannung des Doppelwechselrichters
$U_{AC}$	AC-Spannung, Netzspannung
$U_{ACmax}$	Maximale Netzspannung
$U_C$	Nennspannung des Zwischenkreiskondensators
$U_{CE}$	Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{CE0}$	Kollektor-Emitter-Spannung bei $I = 0$ A
$U_{Cf}$	Nennspannung des AC-Filterkondensators
$U_{DC}$	DC-Spannung, Zwischenkreisspannung
$U_{DCmin}$	Minimale DC-Spannung
$U_F$	Vorwärtsspannung einer Diode
$U_{L1}$	Effektivwert der Strangspannung
$U_{max}$	Maximale Spannungsbelastung
$U_{MPP}$	Maximum Power Point-Spannung
$U_{MPPmax}$	Maximale MPP-Spannung
$U_{MPPmid}$	Mittlere MPP-Spannung
$U_{MPPmin}$	Minimale MPP-Spannung
$U_{OC}$	Leerlaufspannung
$U_{ref}$	Referenzspannung
$U_s$	Schaltspannung

## LITERATURVERZEICHNIS

$V_1, V_2$ , usw.	IGBT 1,2, usw.
$V_{Kern}$	Kernvolumen
$V_{Lsp}$	Luftspaltvolumen
$W_{Lsp}$	Luftspaltenergie
$x$	Dicke der Isolierfolie
$Z_0$	Kennimpedanz des Resonanzkreises

## Verzeichnis der wichtigsten griechischen Formelzeichen

$\alpha$	Steinmetz-Parameter
$\beta$	Steinmetz-Parameter
$\eta$	Wirkungsgrad
$\eta_{conv}$	Umwandlungswirkungsgrad
$\eta_{euro}$	Europäischer Wirkungsgrad
$\eta_{ges}$	Wirkungsgrad des Wechselrichterverbands
$\eta_{gew}$	Gewichteter Wirkungsgrad
$\eta_{max}$	Maximaler Wirkungsgrad
$\eta_{mess}$	Gemessener Wirkungsgrad
$\eta_{opt}$	Optimaler Wirkungsgrad des Wechselrichterverbands
$\eta_{wr}$	Wirkungsgrad eines Wechselrichters
$\theta_2$	Phasenwinkel der Spannung bei doppelter Netzfrequenz
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante
$\rho$	Spezifischer Widerstand von Kupfer
$\rho_{Fe}$	Dichte von Eisen
$\varphi$	Phasenwinkel
$\varphi_2$	Phasenwinkel des Stroms bei doppelter Netzfrequenz
$\Phi$	Magnetischer Fluss
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit des Netzes