

Universität  
Rostock



Traditio et Innovatio

Ein Beitrag zur Auslegung von  
Mehrpunkt-Umrichter-Topologien mit  
Niedervolt Si-MOSFET für  
Windenergieanlagen

**Dissertation**

zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik

der Universität Rostock

vorgelegt von

M.Sc. Ingmar Kaiser, geb. am 19.05.1989 in Hamburg

Rostock, 2023



1. Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel,  
Institut für Elektrische Energietechnik, Universität Rostock

2. Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens,  
Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik, Universität Hannover

Jahr der Einreichung: 2023

Jahr der Verteidigung: 2024



# Vorwort

Die Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter des Lehrstuhls für Leistungselektronik und elektrische Antriebe an der Universität Rostock. Ein Großteil der Forschungsarbeiten wurde im Rahmen des öffentlich-geförderten Projekts WindUmEta durchgeführt. Aus diesem Grund möchte ich allen Projektteilnehmern von WindUmEta für die Zusammenarbeit danken. Hervorzuheben sind dabei die beiden Projektpartner ENERCON und STS, als auch die Mitarbeiter der Firma ISLE, welche mir stets bereitwillig bei fachlichen Fragen zur Seite standen. Mein großer Dank gilt jedoch Prof. Dr. Hans-Günter Eckel, dessen Arbeit ich sehr schätze und welcher durch sein ausgezeichnetes Fachwissen und seine ruhige, humorvolle Art und Weise einen großen Teil zu meiner fachlichen und zum Teil auch persönlichen Entwicklung in den letzten Jahren beitrug.

Außerdem danke ich den weiteren Gutachtern, dass sie sich die Zeit zum Lesen der Arbeit und zum Erstellen des Gutachtens genommen haben. Den aktuellen und ehemaligen Kollegen des Lehrstuhls für Leistungselektronik und elektrische Antriebe danke ich für das angenehme Arbeitsklima und für die fachliche, konstruktive aber auch unterhaltsame Zusammenarbeit.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern, dass sie mir die akademische Laufbahn ermöglicht haben, und insbesondere meiner wundervollen Frau und unseren drei Kindern. Ohne den Rückhalt meiner Frau wäre der Abschluss dieser Arbeit nicht möglich gewesen.



# Kurzfassung

In dieser Arbeit werden drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien mit Niedervolt Si-MOSFET ausgelegt. Zu diesen drei Topologien gehören der modulare Multilevel-Umrichter sowie der Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter. Die Topologien werden auf einen gemeinsamen stationären Nennbetriebspunkt ausgelegt. Der Nennbetriebspunkt wird von einer kommerziellen Zweipunkt-Umrichtereinheit für Windenergieanlagen definiert. Fokus der Auslegung ist die Dimensionierung der MOSFET sowie der Kondensatoren der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Nennbetriebspunkt, da diese beiden Komponenten einen erheblichen Einfluss auf die Kosten und das Bauvolumen eines Mehrpunkt-Umrichters haben. Da die Windenergieanlage in das Mittelspannungsnetz einspeist, werden bei der Auslegung die aktuell in Deutschland gültigen technischen Anschlussregelung für das Mittelspannungsnetz berücksichtigt. Diese fordern die Stützung des Netzes in Fehlerfällen durch Einspeisung von Blindstrom in das Mit- und Gegensystem. Dies führt zu einer bisher nicht durchgeführten umfangreichen Analyse der Auswirkungen von unsymmetrischen AC-Spannungen aufgrund von Netzfehlern auf die Spannungswelligkeit und die Kapazität der Submodulkondensatoren des modularen Multilevel-Umrichters. Um einen hohen Wirkungsgrad zu erreichen, werden mehrere Niedervolt Si-MOSFET parallelgeschaltet. Aufgrund der dadurch geringen Verlustleistungsdichte wird ein Platinaufbau des Leistungsteils der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien angestrebt. Für eine genauere Abschätzung des Umrichter-Bauvolumens wird eine umfangreiche Lebensdauerberechnung der Kondensatoren in den Mehrpunkt-Umrichter-Topologien durchgeführt. Darüber hinaus erfolgt eine messtechnische Charakterisierung des bei der Auslegung verwendeten Niedervolt Si-MOSFET zur genauen Berechnung der Umrichterverluste. Die Topologien werden im Anschluss an die Auslegung quantitativ miteinander verglichen. Die vielversprechendste Mehrpunkt-Umrichter-Topologie wird zum Abschluss der Arbeit mit einem existierenden Zweipunkt-Umrichter verglichen.



# Abstract

Three multilevel converter topologies with low-voltage Si MOSFETs are designed in this dissertation. These three topologies include the modular multilevel-converter as well as the flying-capacitor and active-neutral-point-clamped multilevel converter. The topologies are designed for a common stationary nominal operating point. The nominal operating point is defined by a commercial two-level converter unit for wind turbines. The focus of the design is the dimensioning of the MOSFET and the capacitors of the multilevel converter topologies at the nominal operating point, as these two components have a significant influence on the costs and the construction volume of a multilevel converter. As the wind turbine feeds into the medium-voltage grid, the current technical connection rules for the medium-voltage grid in Germany are taken into account in the design. These require the grid to be supported in the event of faults by feeding reactive current into the positive and negative systems. This leads to an extensive analysis of the effects of unbalanced AC voltages due to mains faults on the voltage ripple and the capacitance of the submodule capacitors of the modular multilevel-converter, which has not been carried out before. To achieve a high efficiency, several low-voltage Si MOSFETs are connected in parallel. Due to the resulting low power loss density, a circuit board design of the power unit of the multilevel converter topologies is planned. For a more precise estimation of the converter volume, a comprehensive lifetime calculation of the capacitors in the multilevel inverter topologies is carried out. In addition, a metrological characterisation of the low-voltage Si-MOSFET used in the design is carried out to calculate the converter losses. After completion of the design the topologies are quantitatively compared with each other. The most promising multilevel converter topology is compared with an existing two-level converter at the end of the work.



# Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	IX
Tabellenverzeichnis	XVII
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation und Ziele der Arbeit	1
1.2 Gliederung und Vorgehensweise	5
<b>2 Grundlagen der untersuchten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien</b>	<b>7</b>
2.1 Annahmen für die analytische Betrachtung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien	7
2.2 Grundlagen für die Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters	9
2.2.1 Beschreibung der Funktionsweise des modularen Multilevel-Umrichters	9
2.2.2 Herleitung der Systemgrößen im Submodul	10
2.2.3 Gezielte Verwendung von Kreisströmen und Common-Mode-Spannungen zur Reduzierung der Submodulkapazität	13
2.2.4 Berechnung der Durchlassverluste im modularen Multilevel-Umrichter	16
2.2.4.1 Berechnung der Durchlassverluste mit Kurzzeitmittelwerten	16
2.2.4.2 Herleitung der Durchlassverluste im Submodul durch Vorgabe eines Umrichter-Wirkungsgrades	19
2.2.4.3 Berechnung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET $m_{Tc}$ unter der Voraussetzung $m_{T1} = m_{T2}$	19
2.2.4.4 Berechnung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET $m_{Tc}$ unter der Voraussetzung $P_{D,MSFT,T1} = P_{D,MSFT,T2}$	21
2.2.5 Bremssteller im modularen Multilevel-Umrichter	23
2.2.5.1 Dezentrale Realisierung eines Bremsstellers	24

2.2.5.2	Zentrale Realisierung eines Bremsstellers . . . . .	24
2.3	Grundlagen für die Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters	25
2.3.1	Aufbau und Spannungsbildung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	25
2.3.2	Berechnung der Zell-Kapazität sowie der Kapazität im DC-Zwischenkreis des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	26
2.3.3	Berechnung der Durchlassverluste im Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter . . . . .	27
2.4	Grundlagen für die Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	29
2.4.1	Aufbau und Spannungsbildung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	29
2.4.2	Berechnung der Zell-Kapazität sowie der Kapazität im DC-Zwischenkreis des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	31
2.4.3	Berechnung der Durchlassverluste im Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter . . . . .	32
<b>3</b>	<b>Stationäre Auslegung eines 300kW Mehrpunkt-Umrichters für den netzseitigen Einsatz in Windenergieanlagen - Multilevel-Betrieb</b>	<b>37</b>
3.1	Anforderungen für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien . . . . .	38
3.2	Auslegung des Modularen Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	41
3.2.1	Auswahl der Submodul-Konfiguration . . . . .	41
3.2.2	Bestimmung des ungünstigsten Nenn-Betriebspunktes für den gesamten Blindleistungsstellbereich . . . . .	42
3.2.3	Ermittlung einer optimalen Submodulspannung und Stufenzahl . . . . .	44
3.2.4	Ermittlung einer optimalen Submodulspannung und Stufenzahl anhand verfügbarer Niedervolt Si-MOSFET . . . . .	46
3.2.4.1	Vorgabe eines festen Umrichter-Wirkungsgrades zur Berechnung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET je Schalter . . . . .	47
3.2.4.2	Auswirkungen der Wahl der Submodulspannung sowie der Stufenzahl auf das Bauvolumen bzw. auf die Bauteilfläche . . . . .	47
3.2.4.3	Auswirkungen der Wahl der Submodulspannung sowie der Stufenzahl auf die Gesamtkosten der MOSFET . . . . .	48

3.2.4.4	Vergleich der Gesamt-Bauteilfläche und der Gesamtkosten der MOSFET zur Ermittlung der optimalen Submodulspannung und Stufenzahl . . . . .	49
3.2.5	Vergleich von Submodulkondensatoren für verschiedene Spannungs-klassen . . . . .	51
3.2.6	Ermittlung der optimalen DC-Zwischenkreisspannung . . . . .	52
3.2.7	Dimensionierung der Submodulkapazität . . . . .	53
3.2.7.1	Dimensionierung der Submodulkapazität bei Berücksichti-gung von Kreisströmen und Common-Mode-Spannungen . . . . .	53
3.2.7.2	Dimensionierung der Submodulkapazität bei Beachtung unsymmetrischer Betriebsfälle unter Berücksichtigung der technischen Anschlussregeln für das Mittelspannungsnetz . . . . .	55
3.2.8	Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse des modularen Multilevel-Umrichters . . . . .	66
3.3	Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	68
3.3.1	Ermittlung einer optimalen Stufenzahl und Berechnung der Zell-Kapazität . . . . .	68
3.3.2	Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	70
3.4	Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	71
3.4.1	Auslegung der Stufenzahl sowie der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET je Schalter der DC- und AC-Seite . . . . .	71
3.4.2	Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter . . . . .	74
<b>4</b>	<b>Stationäre Auslegung eines 300kW Mehrpunkt-Umrichters für den ge-neratorseitigen Einsatz in Windenergieanlagen - Quasi-Zweilevel-Betrieb</b>	<b>77</b>
4.1	Grundlagen für die Umsetzung des Quasi-Zweilevel-Betriebs in Mehrpunkt-Umrichtern . . . . .	78
4.2	Auslegung des modularen Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	80
4.2.1	Beschreibung des Regelungsmodells für den Quasi-Zweilevel-Betrieb des modularen Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	80

4.2.2	Beschreibung des Zustandsautomaten zur Umsetzung der Übergänge sowie des Verfahrens zur Symmetrierung der Kondensatorspannungen . . . . .	81
4.2.3	Regelung der Armströme sowie der Armenergien im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	84
4.2.4	Auslegungs- und Simulationsergebnisse des modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	84
4.3	Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	87
4.3.1	Grundlagen zur Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	87
4.3.2	Auslegungsergebnisse des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	88
4.4	Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	89
<b>5</b>	<b>Lebensdauerauslegung der Kondensatoren</b>	<b>91</b>
5.1	Fehleranfällige Komponenten der Leistungselektronik . . . . .	91
5.2	Beschreibung der Eigenschaften und Ausfallmechanismen der wichtigsten Kondensatortypen sowie der Möglichkeiten zur Berechnung der Lebensdauer	93
5.3	Auswahl und Lebensdauerauslegung von Elektrolytkondensatoren für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters . . . . .	96
5.3.1	Auswahl und Lebensdauerauslegung von Elektrolytkondensatoren für die Submodule des modularen Mehrpunkt-Umrichters - Multilevel-Betrieb . . . . .	96
5.3.2	Auswahl und Lebensdauerauslegung von Elektrolytkondensatoren für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters - Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	98
5.4	Auswahl und Lebensdauerauslegung von Folienkondensatoren für die Zellen des Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	100
5.4.1	Grundsätzliche Vorgehensweise bei der Berechnung der Lebensdauer von Folienkondensatoren nach IEC 1709 Standard . . . . .	100
5.4.2	Auswahl von Folienkondensatoren für die Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel- sowie Quasi-Zweilevel-Betrieb)	102

5.4.3	Auswahl von Folienkondensatoren für die Zellen des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel- sowie Quasi-Zweilevel-Betrieb) . . . . .	104
<b>6</b>	<b>Platinen-Aufbaukonzepte für die Mehrpunkt-Umrichter-Topologien sowie Auswertung des Schaltverhaltens von Niedervolt Si-MOSFET</b>	<b>107</b>
6.1	Platinen-Aufbaukonzepte für die Zellen bzw. Submodule der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien . . . . .	108
6.1.1	Aufbaukonzept für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters	108
6.1.1.1	Symmetrisches und niederinduktives Platinen-Aufbaukonzept eines Halbbrücken-Submoduls . . . . .	108
6.1.1.2	Realisierung einer Musterbaugruppe mit drei Halbbrücken-Submodulen des modularen Multilevel-Umrichters . . . . .	110
6.1.2	Aufbaukonzept für die Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	112
6.1.2.1	Symmetrisches und niederinduktives Platinen-Aufbaukonzept der Zell-Baugruppen . . . . .	112
6.1.2.2	3D Modell einer Musterbaugruppe mit drei Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	113
6.2	Auswertung des Schaltverhaltens von Niedervolt Si-MOSFET . . . . .	115
6.2.1	Leiterplattendesign der Halbbrücke zur Charakterisierung des MOSFET . . . . .	115
6.2.2	Auswertung der parasitären Induktivität des Kommutierungskreises	116
6.2.3	Bestimmung der Gatewiderstände anhand der Halbbrücken-Platine V2 . . . . .	119
6.2.4	Auswertung der Schaltverlustenergien anhand der Halbbrücken-Platine V1 . . . . .	121
6.2.5	Näherung der Schaltverluste ohne Messung des Drainstroms . . . . .	124
6.2.5.1	Näherung des Drainstrom zum Zeitpunkt des Einschaltvorgangs . . . . .	125
6.2.5.2	Näherung des Drainstrom zum Zeitpunkt des Ausschaltvorgangs . . . . .	126
6.2.5.3	Auswertung der Schaltverluste mit genähertem Drainstrom für die Halbbrücken-Platine V2 . . . . .	127

6.2.6	Auswertung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe	128
6.2.6.1	Beschreibung des Versuchsaufbaus zur Auswertung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe . . . . .	129
6.2.6.2	Messung der Schaltvorgänge der MMC-Musterbaugruppe im Nenn- und maximalen Betriebspunkt . . . . .	130
6.2.6.3	Ermittlung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe durch Näherung des Drainstroms . . . . .	130
6.2.7	Erhöhung der Kondensatorspannung im Submodul und Auswirkung auf die Schaltverluste sowie auf den Energieinhalt eines Submoduls	132
<b>7</b>	<b>Auswertung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien und direkter Vergleich mit der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit</b>	<b>135</b>
7.1	Auswertung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Multilevel-Betrieb . . . . .	135
7.1.1	Energieinhalt der Kondensatoren und Bauvolumen . . . . .	137
7.1.2	Modularität . . . . .	137
7.1.3	Niederinduktiver Aufbau und Schaltverluste . . . . .	138
7.1.4	Umrichter-Steuerungskonzept . . . . .	138
7.1.5	Ansteuerung der MOSFET . . . . .	139
7.1.6	Anzahl der MOSFET und Kosten . . . . .	139
7.1.7	Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Multilevel-Betrieb . . . . .	140
7.2	Auswertung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	141
7.3	Vergleich des modularen Multilevel-Umrichters mit einem Zweipunkt-Umrichter . . . . .	143
7.3.1	Vergleich der Wirkungsgrade der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit über den gesamten Leistungsbe- reich einer Windenergieanlage . . . . .	143
7.3.1.1	Vorgehensweise bei der Berechnung der Wirkungsgrade der B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit . . . . .	143
7.3.1.2	Vorgehensweise bei der Berechnung der Wirkungsgrade der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit . . . . .	145

7.3.1.3	Darstellung der Wirkungsrade der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage . . . . .	145
7.3.2	Vergleich der Bauvolumina der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit . . . . .	147
7.3.2.1	Ermittlung des Bauvolumens der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit . . . . .	147
7.3.2.2	Ermittlung des Bauvolumens der dreiphasigen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit . . . . .	148
7.3.2.3	Vergleichende Darstellung der Bauvolumina der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit	149
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>151</b>
	<b>Literatur</b>	<b>155</b>



# Abbildungsverzeichnis

1.1	Übertragung der im Generator (G) bereitgestellten elektrischen Energie über einen generatorseitigen Gleichrichter (GR) und einen netzseitigen Wechselrichter (WR) in das Netz . . . . .	1
1.2	Vergleich der Halbleiterverluste (a) und Wirkungsgrade (b) im Teillast- (30kW) und Vollastbetrieb (300kW) eines netzseitigen IGBT Zweipunkt-Umrichters @ $U_{Sperr} = 1,7kV$ , $f_S = 2,5kHz$ ( $P_D$ = Durchlassverluste, $P_S$ = Schaltverluste) . . . . .	2
2.1	Topologie eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters mit Halbbrücken-Submodulen . . . . .	9
2.2	Beispielhafte Ausgangsspannung eines modularen Multilevel-Umrichters mit $m_{SM} = 18$ Submodulen . . . . .	10
2.3	Beispielhafte Systemgrößen innerhalb eines Halbbrücken-Submoduls (Kurzzeitmittelwerte) . . . . .	12
2.4	Dreiphasiger modularer Multilevel-Umrichter mit internen Kreisströmen . . . . .	14
2.5	Verlauf des Stroms durch den Submodulkondensator, ohne ( $i_{C,p1}$ ) und mit ( $i_{C,p1} + i_{C,Kr,p1}$ ) eingprägtem Kreisstrom (a). Amplitudenspektrum des Stroms durch den Submodulkondensator, ohne (b) und mit (c) eingprägtem Kreisstrom . . . . .	16
2.6	Beispielhafter Verlauf der Aussteuerung von Schalter T1 und T2 eines Halbbrücken-Submoduls (Kurzzeitmittelwerte) . . . . .	17
2.7	Beispielhafter Verlauf des Kurzzeitmittelwertes der Durchlassverlustleistung des oberen Schalters T1 eines Halbbrücken-Submoduls @ $R_{DS(on)} = 2m\Omega$ , $m_{T1} = 7$ . . . . .	18
2.8	Beispielhafter Verlauf des Kurzzeitmittelwertes der Durchlassverlustleistung des unteren Schalters T2 eines Halbbrücken-Submoduls @ $R_{DS(on)} = 2m\Omega$ , $m_{T2} = 7$ . . . . .	19

2.9	Beispielhafter Verlauf des Submodulstromes zur Berechnung der Durchlassverlustleistung eines Halbbrücken-Submoduls @ $R_{DS(on)} = 2m\Omega$ , $m_{T1} = m_{T2} = 7$ . . . . .	20
2.10	Unterschiedliche Möglichkeiten der Realisierung eines Bremsstellers in einem modularen Multilevel-Umrichter. Dezentrale Lösung (gelb hinterlegt): Jedes Submodul erhält einen eigenen Bremswiderstand. Zentrale Lösung (blau hinterlegt): Parallel zu den Phasen des modularen Multilevel-Umrichters existiert eine separate Bremssteller-Phase. . . . .	23
2.11	Eine Phase eines Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	25
2.12	Beispielhafte Ausgangsspannung eines Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters mit $n = 15$ Zellen . . . . .	26
2.13	Eine Phase eines Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	30
2.14	Beispielhafte Ausgangsspannung eines Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters mit $n_{AC} = 8$ Zellen . . . . .	31
3.1	Topologie eines Vollbrücken-Submoduls . . . . .	41
3.2	Systemgrößen innerhalb eines Submoduls für die maximalen im Nennbetrieb auftretenden Blind- und Wirkleistungs-Kombinationen . . . . .	43
3.3	Einfluss einer Änderung der Stufenzahl $m_{SM}$ auf den Verlauf der Kondensatorspannung ( $m_{SM} = 14$ (dunkelblau), $m_{SM} = 22$ (hellblau)) . . . . .	44
3.4	Gesamt-Durchlassverlustleistung über den Gesamt-Energieinhalt der Submodulkondensatoren eines modularen Multilevel-Umrichters für verschiedene MOSFET-Sperrspannungen bei gleicher Gesamt-Chipfläche . . . . .	46
3.5	Gegenüberstellung der Gesamt-Bauteilfläche (MOSFET + Kondensatoren) und der Gesamtkosten aller MOSFET für einen dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichter . . . . .	49
3.6	Bewertung der Gesamt-Durchlassverluste (3000€/kW) in Abhängigkeit der parallelgeschalteten MOSFET pro Schalter für den modularen Multilevel-Umrichter bei einem Verhältnis $\frac{m_{T1}}{m_{T2}} = \frac{1}{1,5}$ (a) und einem Verhältnis $\frac{m_{T1}}{m_{T2}} = \frac{1}{2}$ (b) . . . . .	51
3.7	Vergleich von Energiedichte und Strombelastung von Kondensatoren der Serie B43547 der Firma TDK für verschiedene Spannungsklassen . . . . .	52
3.8	Vergleich der Gesamt-Durchlassverlustleistung über den Gesamt-Energieinhalt aller Submodulkondensatoren eines modularen Multilevel-Umrichters in Abhängigkeit von der DC-Zwischenkreisspannung . . . . .	53

3.9	Systemgrößen innerhalb eines Submoduls ohne Kreisströme und Common-Mode-Spannung (links), mit Kreisströmen (Mitte) und mit Kreisströmen sowie einer Common-Mode-Spannung (rechts). Es wird die jeweils erforderliche Submodulkapazität angegeben . . . . .	54
3.10	Anschluss eines Vollumrichters über einen Yd1 Transformator an das Mittelspannungsnetz sowie Darstellung eines zweipoligen Kurzschlusses (G = Generator, GR = Gleichrichter, WR = Wechselrichter) . . . . .	55
3.11	Transformation der Spannungen auf der Niederspannungsseite in das Mit- und Gegensystem (normierte Größen) bei einem zweipoligen Fehler auf der Mittelspannungsseite (Kurzschluss Phase 1 und 2 @ $t = 20\text{ms}$ ) . . . . .	56
3.12	Bildung der Leiterströme auf der Niederspannungsseite nach <i>TAR Mittelspannung</i> [123] bei einem zweipoligen Fehler auf der Mittelspannungsseite (Spannungen in blau, Ströme in rot, normierte Größen) . . . . .	58
3.13	Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses . . . . .	58
3.14	Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses . . . . .	59
3.15	Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses mit Erdberührung . . . . .	59
3.16	Topologie eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters mit zwischen Phase 2 und 3 zirkulierendem Kreisstrom . . . . .	60
3.17	Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses bei Einprägung eines DC-Kreisstroms . . . . .	61
3.18	Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses bei Einprägung eines DC- und AC-Kreisstroms . . . . .	62
3.19	Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses bei Einprägung eines DC- und nicht-sinusförmigen AC-Kreisstroms sowie der Aufmodulierung einer Common-Mode-Spannung . . . . .	63
3.20	In den Submodul-Größen (siehe Abbildung 3.19) enthaltenen Anteile der eingepägten Common-Mode-Spannungen $u_{CM}$ , DC-Kreisströme $i_{Kr23,DC}$ sowie AC-Kreisströme $i_{Kr23,AC}$ . . . . .	63
3.21	Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses bei Einprägung eines DC-Kreisstroms sowie der Aufmodulierung einer Common-Mode-Spannung . . . . .	64
3.22	Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses bei Einprägung eines DC- und nicht-sinusförmigen AC-Kreisstroms sowie nicht-sinusförmigen Common-Mode-Spannungen . . . . .	65

3.23	In den Submodul-Größen (siehe Abbildung 3.22) enthaltenen Anteile der eingepprägten Common-Mode-Spannungen $u_{CM}$ , DC-Kreisströme $i_{Kr23,DC}$ sowie AC-Kreisströme $i_{Kr23,AC}$ . . . . .	66
3.24	Vergleich der Gesamtzahl der MOSFET mit dem Gesamt-Energieinhalt in den Zell-Kondensatoren $w_{C,ges}$ eines dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters in Abhängigkeit von der Stufenzahl $n$ . . . . .	68
3.25	Spannungs- und Strombelastung eines Schalters ((a) und (b)), des Kondensators von Zelle 2 ((c) und (d)) und des DC-Zwischenkreises ((e) und (f)) eines dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (kzm = Kurzzeitmittelwert) . . . . .	69
3.26	Spannungs- und Strombelastung eines AC-seitigen Schalters ((a) und (b)), des Kondensators von Zelle 2 ((c) und (d)), des DC-Zwischenkreises ((e) und (f)) sowie Strombelastung der DC-seitigen Schalter ((g) und (h)) eines dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (kzm = Kurzzeitmittelwert) . . . . .	73
4.1	Ausgangsspannung eines 15-stufigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel- (a) und Quasi-Zweilevel-Betrieb (b) . . . . .	78
4.2	Ansteigende Flanke der Ausgangsspannung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb (Abbildung 4.1) . . . . .	79
4.3	Schematische Darstellung des Simulationsmodells für die Regelung eines einphasigen modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb ( $a \in \{p, n\}$ ) . . . . .	80
4.4	Darstellung der im modularen Multilevel-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb auftretenden Spannungen und Ströme während zweier Schaltpulse (a). Detaillierte Darstellung des Übergangs $+ \rightarrow -$ während der Zeit $t = 9 \dots 14 \mu s$ (b) . . . . .	82
4.5	Flussdiagramm zur schematischen Veranschaulichung des in Abbildung 4.4b dargestellten des Übergangs $+ \rightarrow -$ ( $a \in \{p, n\}$ ) . . . . .	83
4.6	Darstellung der im modularen Multilevel-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb auftretenden Spannungen und Ströme während einer Ausgangsperiode . . . . .	85
4.7	Schaltsignale von T1 und T7 im Multilevel- (a) und Quasi-Zweilevel-Betrieb (b). Die Topologie des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters ist in Abbildung 2.11. . . . .	87

4.8	Ausgangsspannung des 15-stufigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel- (a) und Quasi-Zweilevel-Betrieb (b). Eine dritte Harmonische wird in diesem Beispiel nicht berücksichtigt (Abschnitt 2.4.2)	89
5.1	Abstimmungsergebnis der in [133] beschriebenen Umfrage zu den fehleranfälligsten Komponenten in der Leistungselektronik	92
5.2	Amplitudenspektrum des Stroms durch den Submodulkondensator $i_{C,SM}$ (oben) und durch den DC-Zwischenkreis $i_{C,DC}$ (unten) des modularen Multilevel-Umrichters im Nennbetrieb (Quasi-Zweilevel-Betrieb)	99
5.3	Faktoren des Standards IEC 1709 zur Extrapolation der im Datenblatt angegebenen Lebensdauer von Folienkondensatoren [119]	101
5.4	Amplitudenspektrum des Stroms durch den Zellkondensator $i_{C,Z}$ (oben) und durch den DC-Zwischenkreis $i_{C,DC}$ (unten) des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Nennbetrieb (Multilevel-Betrieb)	102
5.5	Amplitudenspektrum des Stroms durch AC-seitigen den Zellkondensator $i_{C,Z}$ (oben) und durch den DC-Zwischenkreis $i_{C,DC}$ (unten) des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Nennbetrieb (Multilevel-Betrieb)	105
6.1	Schematische Darstellung eines symmetrischen und niederinduktiven Aufbaukonzepts anhand einer skizzierten Leiterplatte eines Halbbrücken-Submoduls (Draufsicht (a) und Seitenansicht (b)) mit jeweils drei parallelgeschalteten MOSFET pro Schalter (Mehrschichtige Leiterplatte bestehend aus Trägermaterial (grün) und Zwischenschichten (hellgrau), Leiterbahn (gold), Bauteile (schwarz)). Die rote, gestrichelte Linie in (b) hebt den Kommutierungskreis hervor	109
6.2	MMC-Musterbaugruppe mit drei Halbbrücken-Submodulen [27]	110
6.3	Layout der in Abbildung 6.2 dargestellten MMC-Musterbaugruppe (nach [27])	111
6.4	Aufbau einer Phase eines 15-stufigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters auf fünf Platinen (blau und gelb). Die Zellkondensatoren, welche sich zwischen zwei Platinen befinden, werden zur Erreichung eines niederinduktiven Aufbaus symmetrisch aufgeteilt	113
6.5	Aufteilung der oberen und unteren Schalterreihe von drei Zellen auf zwei Platinen (blau) des in Abbildung 6.6 dargestellten 3D Modells einer Baugruppe des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters	113

6.6	3D Modell einer Musterbaugruppe mit drei Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Gesamtansicht beider Schalterreihen (a) und Ansicht einer Schalterreihe (b)) . . . . .	114
6.7	Layout der in EAGLE erstellten Halbbrücke . . . . .	116
6.8	Testaufbau mit Halbbrücken- (V1) und Treiber-Platine zur Charakterisierung des MOSFET . . . . .	117
6.9	Testaufbau mit Halbbrücken-Platine (V2) zur Charakterisierung des MOSFET . . . . .	118
6.10	Vergleich verschiedener Kommutierungskreis-Konfigurationen anhand des Ausschaltvorgangs (a) sowie des Reverse-Recoverys (b) @ $I_D = 60A$ . V1 mit Koaxialshunt (blau) , V2 ohne Koaxialshunt (rot), V2 ohne Koaxialshunt + $330nF$ Folienkondensator (gelb) . . . . .	119
6.11	Versuchsaufbau für die Messung des Reverse-Recoverys der Bodydiode zur Auslegung des $R_{G,On}$ (a) sowie zur Messung des Ausschaltvorgangs des MOSFET zur Auslegung des $R_{G,Off}$ . . . . .	120
6.12	Auslegung des Einschaltwiderstands durch Analyse des Schwingungsverhaltens während des Reverse-Recovery-Vorgangs der Bodydiode (a). Auslegung des Ausschaltwiderstands durch Analyse der Überspannungsspitze (b) . .	120
6.13	Einschalt- (a), Ausschalt- (b) und Reverse-Recovery-Vorgang (c) @ $I_D = 40A$ . . . . .	121
6.14	Grafische Darstellung der Schaltverlustenergien in Abhängigkeit des Drainstroms (Halbbrückenplatine V1) . . . . .	122
6.15	Berechnung der Schaltverluste anhand des Mittelwertes (schwarz gestrichelt) des positiven und negativen Anteils des Submodulstroms $i_{SM}$ . . . . .	123
6.16	Messung des Einschaltvorgangs anhand Halbbrücken-Platine V1 mit genähertem Drainstrom (rot gestrichelt) @ $I_L = 60A$ . . . . .	126
6.17	Messung des Ausschaltvorgangs anhand Halbbrücken-Platine V1 mit genähertem Drainstrom (rot gestrichelt) @ $I_L = 60A$ . . . . .	127
6.18	Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Auswertung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe (nach [27]) . . . . .	129
6.19	Ausschaltverhalten eines MOSFET der MMC-Musterbaugruppe bei maximalen Strom ( $I_{L,max} = 480A$ , $U_{DS,max} = 100V$ ) . . . . .	130
6.20	Grafische Darstellung der Schaltverlustenergien in Abhängigkeit des Drainstroms (MMC-Musterbaugruppe) . . . . .	131

---

6.21	Auswirkung einer Erhöhung der Kondensatorspannung auf den Energieinhalt im Submodulkondensator und die Verluste in den Leistungshalbleitern eines Submoduls @ $f_S = 5kHz$ (normierte Werte) . . . . .	133
7.1	Von der Firma STS entwickelte Armdrossel für einen modularen Multilevel-Umrichter im Multilevel-Betrieb (nach [109]) . . . . .	144
7.2	Teil-Wirkungsgrade der dreiphasigen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit (a) sowie der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit (b) über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage (Berücksichtigung von Halbleiter- und Drosselverluste) . . . . .	145
7.3	Vergleich der Gesamtwirkungsgrade beider Topologien über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage (Berücksichtigung von Halbleiter- und Drosselverluste) . . . . .	146
7.4	Aufteilung der Verluste der netzseitigen dreiphasigen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit (a) sowie der netzseitigen dreiphasigen B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit (b) über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage . . . . .	146
7.5	Darstellung der Bauvolumina der relevanten Komponenten der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- (links) und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit (rechts) (Längenangaben in mm) . . . . .	149



# Tabellenverzeichnis

3.1	Elektrische Grunddaten im Nennbetrieb der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit, welche als Vorgabe für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien dienen . . . . .	39
3.2	Auslegungsrelevanter Leistungsbereich der Windenergieanlage (bezogen auf eine B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit), hinterlegt mit dem Betriebsanteil	40
3.3	Umgebungstemperaturen der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit, hinterlegt mit dem Betriebsanteil . . . . .	41
3.4	Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters	67
3.5	Für die Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters aus Tabelle 3.4 übernommenen Daten . . . . .	68
3.6	Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	71
3.7	Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters . . . . .	75
4.1	Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	86
4.2	Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	88
4.3	Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	90
5.1	Vergleich der Eigenschaften der drei am weitverbreitetsten Kondensatortypen (+ überlegen, ○ mittel, – unterlegen), nach [15] . . . . .	94
5.2	Auswahl des optimalen Kondensatortyps in Abhängigkeit der Strombelastung sowie der Kapazität für die drei ausgelegten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien jeweils für den Multilevel- und Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	94

5.3	Amplitudenspektrum des Kondensatorstroms über den gesamten Leistungsbereich, hinterlegt mit der jeweiligen Häufigkeit . . . . .	96
5.4	Geeignete Elektrolytkondensatoren für die Verwendung in den Submodulen des modularen Multilevel-Umrichters (Multilevel-Betrieb) . . . . .	98
5.5	Geeignete Elektrolytkondensatoren für die Verwendung im Submodul sowie DC-Zwischenkreis des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters (Quasi-Zweilevel-Betrieb) . . . . .	99
5.6	Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers <i>TDK</i> für den Einsatz in den Zellen einer Phase und dem DC-Zwischenkreis des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1 . . .	103
5.7	Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers <i>TDK</i> für den Einsatz in den Zellen einer Phase und dem DC-Zwischenkreis des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Quasi-Zweilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1 . . .	104
5.8	Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers <i>TDK</i> für den Einsatz in den Zellen einer Phase und des halben DC-Zwischenkreises des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1 . . . . .	105
5.9	Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers <i>TDK</i> für den Einsatz in den Zellen einer Phase und des halben DC-Zwischenkreises des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Quasi-Zweilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1 . . . . .	106
6.1	Elektrische Parameter zur Charakterisierung der Kommutierungskreisinduktivität . . . . .	118
6.2	Tabellarische Darstellung der Schaltverlustenergien in Abhängigkeit des Drainstroms (Halbbrückenplatine V1) . . . . .	122
6.3	Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei positivem Armstrom @ $f_S = 5kHz$ . . . . .	122
6.4	Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei negativem Armstrom @ $f_S = 5kHz$ . . . . .	123

6.5	Vergleich von Schalt- und Durchlassverlusten des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters im Nennbetriebspunkt @ $f_S = 5kHz$ (Messungen mit der Halbbrücken-Platine V1) . . . . .	124
6.6	Tabellarische Darstellung der Schaltverlustenergien pro MOSFET in Abhängigkeit des Drainstroms (MMC-Musterbaugruppe) . . . . .	131
6.7	Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei positivem Armstrom @ $f_S = 5kHz$ . . . . .	131
6.8	Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei negativem Armstrom @ $f_S = 5kHz$ . . . . .	132
6.9	Vergleich von Schalt- und Durchlassverlusten des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters @ $f_S = 5kHz$ (Messungen mit der MMC-Musterbaugruppe) . . . . .	132
7.1	Vergleich der Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-, Flying-Capacitor sowie Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel-Betrieb . . . . .	136
7.2	Gesamtkosten der Zell-/Submodulkondensatoren und DC-Kondensatoren sowie der MOSFET für einen dreiphasige Mehrpunkt-Umrichter . . . . .	139
7.3	Zusammenfassende Bewertung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Multilevel-Betrieb (positiv = 3 Punkte, neutral = 2 Punkte, negativ = 1 Punkt) . . . . .	140
7.4	Vergleich der Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-, Flying-Capacitor sowie Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb . . . . .	141



# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation und Ziele der Arbeit

Umrichter in Windenergieanlagen dienen der Umwandlung und Übertragung der im Generator erzeugten elektrischen Energie in das Netz. Sie bestehen aus einem generator- und netzseitigen Teilumrichter, über welche die gesamte elektrische Energie in das Netz fließt (Abbildung 1.1). Dabei kommen überwiegend Zweipunkt-Umrichter mit 1,7kV IGBT zum

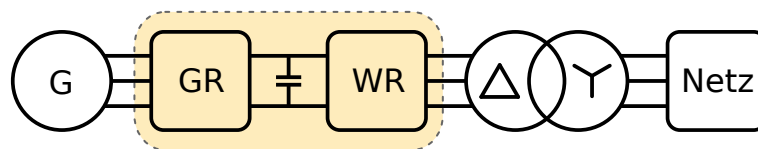


Abbildung 1.1: Übertragung der im Generator (G) bereitgestellten elektrischen Energie über einen generatorseitigen Gleichrichter (GR) und einen netzseitigen Wechselrichter (WR) in das Netz

Einsatz [48]. 2019 wurden in Deutschland rund 126 TWh Energie durch Windenergie erzeugt [12]. Bei Verlusten eines IGBT-Zeipunkt-Vollumrichters im Nennbetrieb von etwa 4% erreicht man mit der Annahme, dass alle Windenergieanlagen mit dieser Art von Umrichter ausgestattet sind, eine Verlustenergie von etwa 5 TWh. Diese Verlustenergie entspricht, bei einem angenommenen Jahresbedarf an elektrischer Energie von 2500 kWh pro Haushalt, etwa dem Energiebedarf von 2 Millionen Haushalten in Deutschland. Wirtschaftlich gesehen führt ein niedriger Umrichter-Wirkungsgrad zu einem deutlichen Wettbewerbsnachteil, da sich das Ertragspotenzial der Windenergieanlage aufgrund des niedrigeren Umrichter-Wirkungsgrades nicht voll ausschöpfen lässt. Diese beiden vorangegangenen Beispiele demonstrieren die immense Bedeutung eines möglichst hohen Umrichter-Wirkungsgrades. Sie vernachlässigt jedoch den ungünstigen Einfluss der verwendeten IGBT Leistungshalbleiter auf den Wirkungsgrad im Teillastbetrieb. Windenergieanlagen arbeiten aufgrund des oft nur schwachen Windes überwiegend im Teillastbetrieb. Durch die nichtlineare

Ausgangskennlinie des IGBT nimmt die Durchlassspannung bei geringen Strömen nur unterproportional ab [71]. Ebenso nehmen die Schaltverluste aufgrund der unterproportional mit dem Strom sinkenden Reverse-Recovery-Ladung nur unterproportional ab. Diese Charakteristiken des IGBT führen bei niedrigen Strömen zu einem überproportional hohen Anteil an Durchlass- und Schaltverlusten im Vergleich zu der Gesamtleistung des Umrichters und damit zu niedrigeren Wirkungsgraden im Teillastbetrieb (Abbildung 1.2). Eine Berücksichtigung des Teillastbetriebs in der oben angegebenen Beispielrechnung führt damit zu einer weiteren Verschlechterung des Ergebnisses.

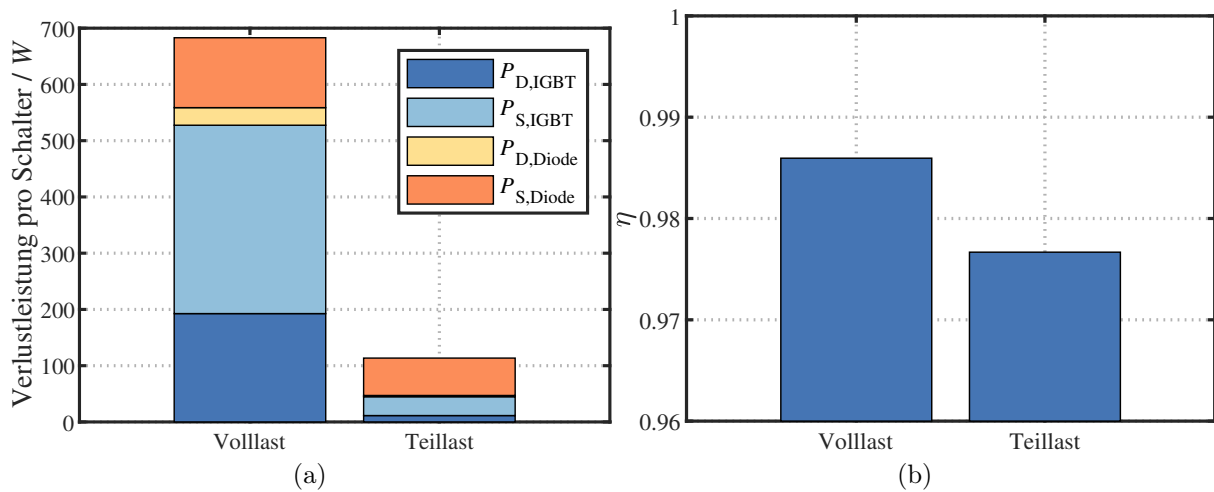


Abbildung 1.2: Vergleich der Halbleiterverluste (a) und Wirkungsgrade (b) im Teillast- (30kW) und Volllastbetrieb (300kW) eines netzseitigen IGBT Zweipunkt-Umrichters @  $U_{Sperr} = 1,7kV$ ,  $f_S = 2,5kHz$  ( $P_D$  = Durchlassverluste,  $P_S$  = Schaltverluste)

MOSFET besitzen im Vergleich zu IGBT eine ohmsche Ausgangskennlinie und weisen deutlich geringere Schaltverluste auf [130]. Niedervolt Silizium (Si) MOSFET in SMD Gehäusen für Spannungen bis 300V bieten eine exzellente Durchlasscharakteristik bei - aufgrund der weiten Verbreitung und den hohen Stückzahlen - sehr niedrigen Kosten [106, 5, 39]. Denkbar ist ein Austausch des in einem Vollumrichter für Windenergieanlagen überwiegend verwendeten 1,7kV IGBT durch eine entsprechende Anzahl von in Reihe (zur Erreichung der 1,7kV Sperrspannung) und Parallel (zur Erreichung der gleichen Durchlassverluste im Nennbetrieb) geschalteten Niedervolt Si-MOSFET. Die Folgen wären erheblich geringere Schalt- und Durchlassverluste im Teillastbetrieb sowie ein im Vergleich zum Nennbetrieb gesteigerter Wirkungsgrad der Windenergieanlage [56]. Ebenso ist ein Kostenvorteil bei Verwendung mehrerer in Reihe geschalteter Niederspannungs-

Leistungshalbleiter im Vergleich zu einem Hochspannungs-Leistungshalbleiter möglich [106]. Eine direkte Reihenschaltung mehrerer MOSFET hat jedoch auch Nachteile. Sie führt zu einer unsymmetrischen Belastung der MOSFET aufgrund von Bauteiltoleranzen, ist schaltungstechnisch kritisch und resultiert in hohen Spannungssteilheiten und damit zu hohen Isolationsanforderungen [130].

Eine Alternative zur direkten Reihenschaltung mehrerer MOSFET in Zweipunkt-Umrichtern sind Mehrpunkt-Umrichter. Durch den modularen Aufbau der Mehrpunkt-Umrichter mit mehreren in Reihe geschalteten spannungsbildenden Einheiten lassen sich mit Niedervolt-Bauteilen Leistungen von einigen 100kW bei großen Ausgangsspannungen erzeugen. Die vorher genannten Probleme bei einer direkten Reihenschaltung mehrerer MOSFET lassen sich damit durch Mehrpunkt-Umrichter umgehen.

Ein Aufbau eines Mehrpunkt-Umrichters mit Niedervolt Si-MOSFET verspricht, neben den typischen Eigenschaften eines Mehrpunkt-Umrichters [58, 105, 74], mehrere Vorteile:

- Verwendung herkömmlicher und dadurch günstiger Bauteile
- Wirkungsgrad im Nennbetrieb durch Parallelschaltung mehrerer MOSFET einstellbar
- Sehr guter Teillastwirkungsgrad
- Geringe Verlustleistungsdichte aufgrund einer großen Anzahl an MOSFET und daher sehr geringer Kühlaufwand

Einige Veröffentlichungen setzen sich mit der Verwendung von Niedervolt Leistungshalbleitern in Mehrpunkt-Umrichter-Topologien auseinander. So werden in [88, 66, 41, 9, 40] Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter auf Basis von GaN Transistoren mit unterschiedlichen Stufenzahlen und Leistungen von 2 bis 24kW untersucht sowie Prototypen entwickelt. In [134] wird eine abgewandelte Form des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters bei Verwendung von Niedervolt Si-MOSFET für PV-Anwendungen patentiert. Die Veröffentlichung [131] beschreibt einen dem Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter ähnlichen *7-level hybrid inverter* mit 400V Si-MOSFET und vergleicht diesen mit einem klassischen siebenstufigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter. [106] analysiert das Kosten-Wirkungsgrad-Optimum von IGBT, Si-MOSFET, GaN Transistoren und SiC MOSFET auf Basis eines dreistufigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters. Der anschließende Aufbau eines 3,2kW Prototypen erfolgt aufgrund der Ergebnisse des Vergleichs mit Niedervolt Si-MOSFET. Literaturbeiträge, welche sich mit dem Vergleich von

Mehrpunkt-Umrichtern bei Verwendung von Niedervolt Si-MOSFET auseinandersetzen, sind kaum vorhanden. In [5] werden klassische 2- und 3-Level Topologien mit 3-/5-/7-Level Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clampen Mehrpunkt-Umrichter-Topologien mit unterschiedlichen Halbleitern (SiC, GaN, Si) ausgelegt. Die Auslegung erfolgt auf Basis einer Nennleistung von 10kW sowie eines angestrebten Wirkungsgrades von 99,5%. Unter Berücksichtigung verschiedener Annahmen wird das Umrichter-Volumen berechnet und untereinander verglichen. Das Ergebnis zeigt einen deutlichen Vorteil für den siebenstufigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter. Die beschriebenen Ergebnisse führen zur Realisierung eines Prototyps, welcher in [6, 7] präsentiert wird. Der in der Veröffentlichung [5] beschriebene Mehrpunkt-Umrichter-Topologie-Vergleich berücksichtigt nicht die Topologie des mittlerweile sehr populären modularen Multilevel-Umrichters und wird auf einer sehr niedrigen Leistungsklasse von 10kW durchgeführt. Darüberhinaus fehlt eine Berücksichtigung der Lebensdauer der Umrichter-Komponenten sowie eine Betrachtung der Auswirkung von Blindleistungsbereitstellung - wie sie bei netzeinspeisenden Umrichtern gefordert wird - auf die Auslegung von Mehrpunkt-Umrichter-Topologien. Abgesehen von einer Veröffentlichung des Autors dieser Arbeit ([54]) wurde bis zu dem Zeitpunkt der Anfertigung der Arbeit keine Veröffentlichung gefunden, welche sich mit dem Einsatz von Niedervolt Si-MOSFET in Mehrpunkt-Umrichtern für Leistungsklassen >24kW auseinandersetzt.

Aus diesem Grund wird im Rahmen dieser Arbeit die Auslegung von drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien mit Niedervolt Si-MOSFET für den generator- und netzseitigen Einsatz in einem Vollumrichter für Windenergieanlagen untersucht. Zu diesen drei Topologien gehören der

- Modulare Multilevel-Umrichter (MMC), der
- Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter (FC), sowie der
- Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter (ANPC).

Die Mehrpunkt-Umrichter-Topologien werden auf einen identischen Nennbetriebspunkt ausgelegt. Dabei erfolgt die Auslegung für den klassischen Multilevel-Betrieb, bei welchem die Topologien eine sinusförmige Ausgangsspannung erzeugen. Aufgrund der sich aus der generatorseitig niedrigen Grundfrequenz ergebenden Schwierigkeiten wird darüber hinaus die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im sogenannten Quasi-Zweilevel-Betrieb (Q2L) untersucht.

Der Fokus bei der Auslegung und dem Vergleich der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien wird mit Hinblick auf eine industrielle Anwendung auf die Kriterien *Wirkungsgrad*, *Kosten* und *Bauvolumen* gelegt. Aufgrund der Verwendung von mehreren parallelgeschalteten Niedervolt Si-MOSFET und der dadurch geringen Verlustleistungsdichte wird ein Platinaufbau des Leistungsteils der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien angestrebt. Die Mehrpunkt-Umrichter-Topologien werden im Anschluss an die Auslegung quantitativ miteinander verglichen. Die vielversprechendste Mehrpunkt-Umrichter-Topologie wird zum Abschluss der Arbeit mit einem existierenden Zweipunkt-Umrichter verglichen. Im folgenden Abschnitt wird die Vorgehensweise bei der Auslegung und dem Vergleich der Topologien beschrieben.

## 1.2 Gliederung und Vorgehensweise

Die Grundlagen zu den drei in Abschnitt 1.1 genannten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien werden in Kapitel 2 beschrieben. Da es sich dabei um allgemein bekannte Topologien handelt, erfolgt die Konzentration auf die Details, welche für die in dieser Arbeit beschriebenen Auslegungsberechnungen wichtig sind. Zusätzlich werden alle Annahmen erläutert, welche für die Auslegungsberechnungen eines Mehrpunkt-Umrichters mit Niedervolt Si-MOSFET für den Einsatz in Windenergieanlagen getroffen werden.

In Kapitel 3 erfolgt die stationäre Auslegung der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Multilevel-Betrieb. Die Auslegung findet auf Basis eines existierenden Referenz-Zweipunkt-Umrichters einer Windenergieanlage (Kapitel 3) statt. Die durch diese Referenz vorgegebenen elektrischen Anforderungen werden in Abschnitt 3.1 erläutert. Aufgrund der hohen Anzahl an Freiheitsgraden und die dadurch komplexe Auslegung wird der modulare Multilevel-Umrichter priorisiert behandelt (Abschnitt 3.2). Die Ergebnisse dienen teilweise als Referenz für die in den Abschnitten 3.3 und 3.4 beschriebenen Auslegungsberechnungen des Flying-Capacitor und des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters.

Die in Kapitel 3 beschriebene stationäre Auslegung der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien wird in Kapitel 4 durch eine spezielle Betriebsform - dem Quasi-Zweilevel-Betrieb - erweitert. Unter Beibehaltung des modularen Aufbaus werden die einzelnen Submodule bzw. Zellen einer Phase direkt hintereinander kurzzeitig aktiviert bzw. deaktiviert und erzeugen dadurch ausgangsseitig eine dem Zweipunkt-Umrichter ähnliche Ausgangsspannung. Da die Zellen bzw. Submodule für die Erzeugung der intermediären Spannungslevel nur für kurze Zeit aktiv sein müssen, wird die Zell- bzw. Submodulkapazität

erheblich reduziert. Damit eignet sich dieser Betriebsmodus besonders für den Einsatz des modularen Multilevel-Umrichters im generatorseitigen Teilumrichter der Windenergieanlage. Die Problematik des Einsatzes eines generatorseitigen modularen Multilevel-Umrichters im klassischen Multilevel-Betrieb wird in Kapitel 4 näher erläutert.

In Kapitel 5 wird der erhebliche Einfluss der Lebensdauer von Kondensatoren auf das Bauvolumen von Umrichtern beschrieben. Eine Beschreibung der wichtigsten Kondensatortypen und ihre Eignung für die jeweilige Mehrpunkt-Umrichter-Topologie erfolgt in Abschnitt 5.2. In diesem Abschnitt werden ebenso die für die Lebensdauerberechnung berücksichtigten Stressfaktoren erläutert. Da die Kondensatoren in den drei beschriebenen Mehrpunkt-Umrichter-Topologien unterschiedlich belastet werden, werden in Abschnitt 5.3 und 5.4 für jede Topologie passende auf dem Markt verfügbare Kondensatoren herausgesucht und eine Berechnung der Lebensdauer durchgeführt. Die Berechnung des Gesamtvolumens aller Kondensatoren in einem Umrichter ist ein wichtiger Bestandteil des in Kapitel 7 dargestellten Vergleichs der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien.

Die in den Kapiteln 3 und 4 durchgeführten Auslegungsberechnungen erfolgen auf Basis einer Schaltverlust-Annahme (Abschnitt 2.1). Aus diesem Grund werden in Kapitel 6 die Schaltverluste des für die Auslegung der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien verwendeten Niedervolt Si-MOSFET in einem Laboraufbau messtechnisch untersucht sowie verifiziert. Zudem werden Platinen-Aufbaukonzepte für den modularen Multilevel-Umrichter und den Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter dargestellt, welche einen symmetrischen und niederinduktiven Aufbau gewährleisten.

In Kapitel 7 werden alle Auslegungsergebnisse dieser Arbeit zusammengetragen und miteinander verglichen. Da die Topologie des modularen Multilevel-Umrichters die vielversprechensten Eigenschaften aufweist, wird diese mit dem Referenz-Zweipunkt-Umrichter (Kapitel 3) verglichen. Aufgrund des theoretischen Vergleichs erfolgt die Konzentration auf die Bauvolumina sowie auf die Wirkungsgrade beider Topologien.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung, in der die wichtigsten Ergebnisse der Arbeit beschrieben werden.

## 2 Grundlagen der untersuchten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien

In diesem Kapitel wird der Aufbau und die allgemeine Funktionsweise der in Abschnitt 1.1 aufgeführten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien beschrieben. Die Auslegung der Umrichter wird auf Basis von analytischen Rechenmodellen durchgeführt. Die hierfür getroffenen Annahmen werden in Abschnitt 2.1 erläutert. Die Grundlagen für die jeweiligen Simulationsmodelle werden in den Abschnitten 2.2 - 2.4 beschrieben. Da es sich um bekannte Topologien handelt, wird ausschließlich auf die jeweiligen Details eingegangen, welche für die anschließenden Auslegungsberechnungen erforderlich sind.

### 2.1 Annahmen für die analytische Betrachtung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien

Für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien gelten folgende Annahmen und Anforderungen:

- Alle drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien werden auf Basis identischer elektrischer Grunddaten ausgelegt, welche im Abschnitt 3.1 beschrieben werden.
- Bei der Auslegung wird der Fokus auf die Unterschiede zwischen den Topologien gelegt.
- Jeder Umrichter ist symmetrisch aufgebaut und befindet sich im stationären, symmetrischen Betrieb.
- Aufgrund der nahezu identischen Ausgangsspannungsqualität wird davon ausgegangen, dass sich die AC-seitigen Filterdrosseln nur geringfügig voneinander unterscheiden. Aus diesem Grund erfolgt keine Auslegung der Filterdrosseln.

- Es wird davon ausgegangen, dass die Drosselverluste in allen Mehrpunkt-Umrichter-Topologien nahezu identisch sind [5]. Daher werden nur die Schalt- und Durchlassverluste der Halbleiter berücksichtigt.
- Für den Multilevel-Betrieb werden ausgangsseitig sinusförmige Ströme und Spannungen angenommen.
- Es wird angenommen, dass alle Submodule bzw. Zellen der Mehrpunkt-Umrichter mit einer phasenverschobenen Pulsweitenmodulation (PWM) takten. Diese Modulationstechnik gewährleistet eine symmetrische Belastung aller Schalter. Eine Übersicht über die wichtigsten Modulationstechniken in Mehrpunkt-Umrichter-Topologien findet sich in [16, 105, 58, 100].
- Es wird angenommen, dass alle Schalter einer Zelle bzw. eines Submoduls mit einer Schaltfrequenz  $f_S = 5kHz$  takten. Übliche Schaltfrequenzen für die drei genannten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien liegen im Bereich von  $0,5kHz \dots 10kHz$ , wobei am häufigsten eine Schaltfrequenz von  $2kHz$  oder  $5kHz$  verwendet wird [58, 24, 23, 107, 101, 10, 91, 19, 35, 8, 60].
- Alle Topologien werden auf Basis des identischen Niedervolt Si-MOSFET ausgelegt. Die Auswahl wird in Abschnitt 3.2.4.4 beschrieben.
- Speziell für den Modularen Multilevel-Umrichter gilt:
  - Für die Herleitung der Submodulkapazität wird nur die Grundfrequenz des Netzes berücksichtigt (Begründung in Abschnitt 2.2.2).
  - Aus dem vorherigen genannten Grund wird mit Kurzzeitmittelwerten gerechnet (= Mittelwert über eine Schaltperiode).

## 2.2 Grundlagen für die Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters

### 2.2.1 Beschreibung der Funktionsweise des modularen Multilevel-Umrichters

Der modulare Multilevel-Umrichter wurde 2001 patentiert [75] und in [76] erstmalig öffentlich präsentiert. Einen sehr guten Überblick über die Eigenschaften und die Funktionsweise bieten die Dissertationen [58, 105]. Der Aufbau eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters mit Halbbrücken-Submodulen ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Auf weitere Submodul-Topologien wird in Abschnitt 3.2.1 eingegangen. Jede Phase bzw. jeder

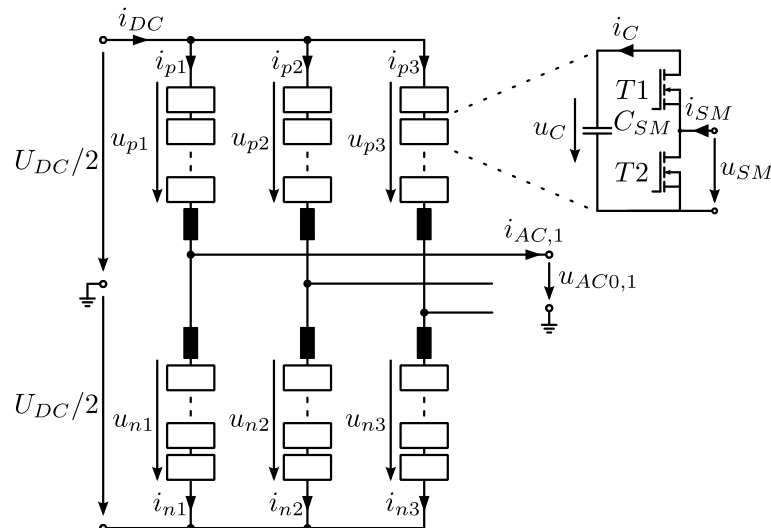


Abbildung 2.1: Topologie eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters mit Halbbrücken-Submodulen

Zweig des modularen Multilevel-Umrichters besitzt einen positiven und einen negativen Arm. Jeder Arm besteht aus  $m_{SM}$  in Reihe geschalteten Submodulen.  $m_{SM}$  entspricht der Stufenzahl eines modularen Multilevel-Umrichters. Jedes Halbbrücken-Submodul besteht aus einem Kondensator  $C_{SM}$  ohne Einspeisung und zwei Schaltern T1 und T2. Ist T1 eingeschaltet und T2 ausgeschaltet, fließt der Armstrom über  $C_{SM}$ . In diesem Zustand ist das Submodul *aktiv*. Der Kondensator wird entsprechend der Stromrichtung geladen bzw. entladen. An den Ausgangsklemmen des Submoduls liegt während dieser Zeit  $u_{SM}$  an, welche der Kondensatorspannung  $u_C$  entspricht. Ist T1 ausgeschaltet und T2 eingeschaltet,

so ist  $u_{SM} = 0V$ . In diesem Zustand ist das Submodul *inaktiv*. Aufgrund der verteilten Submodulkondensatoren ist ein DC-Kondensator überflüssig. Bei einem modularen Multilevel-Umrichter mit einer hohen Stufenzahl lässt sich mit einem entsprechendem Ansteuerverfahren eine nahezu sinusförmige Ausgangsspannung erzeugen. Bei einer großen Stufenzahl wird dabei ein nahezu idealer Verlauf erreicht (Abbildung 2.2). Dadurch ergibt

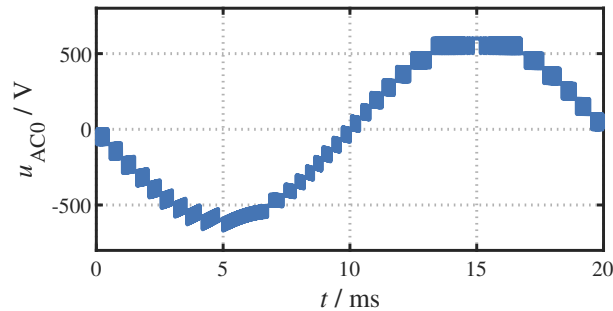


Abbildung 2.2: Beispielhafte Ausgangsspannung eines modularen Multilevel-Umrichters mit  $m_{SM} = 18$  Submodulen

sich ein sehr geringer Oberschwingungsgehalt in der Ausgangsspannung und ein, abhängig vom Anwendungsfall, sehr geringer Aufwand für das Netzfilter. Neben dem in Abbildung 2.1 dargestellten Halbbrücken-Submodul existieren weitere Submodul-Konfigurationen, welche in Abschnitt 3.2.1 beschrieben werden.

### 2.2.2 Herleitung der Systemgrößen im Submodul

Durch Anwendung der Maschen- und Knotenregel lassen sich die wichtigsten Systemgleichungen des positiven ( $p$ ) und negativen ( $n$ ) Arms unter Vernachlässigung der Armdrosseln herleiten ( $b \in \{1, 2, 3\}$ ):

$$u_{pb} = \frac{U_{DC}}{2} - u_{AC0,b} \quad (2.1)$$

$$u_{nb} = \frac{U_{DC}}{2} + u_{AC0,b} \quad (2.2)$$

$$i_{pb} = \frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_{AC,b}}{2} \quad (2.3)$$

$$i_{nb} = \frac{I_{DC}}{3} - \frac{i_{AC,b}}{2} \quad (2.4)$$

In Abhängigkeit der Armspannung sowie der Stufenzahl ergibt sich die Submodulspannung ( $a \in \{p, n\}$ ):

$$u_{SM,ab} = \frac{u_{ab}}{m_{SM}} \quad (2.5)$$

Der Strom, welcher durch das Submodul fließt, entspricht dem Armstrom:

$$i_{SM,ab} = i_{ab} \quad (2.6)$$

Die Aussteuerung eines Submoduls wird mit

$$a_{SM,ab} = \frac{u_{C,ab}}{u_{SM,ab}} \quad (2.7)$$

definiert ( $a_{SM,ab} \in \{0 \dots 1\}$ ). Analog dazu gilt für den Strom durch den Kondensator (Kurzzeitmittelwert):

$$i_{C,ab} = a_{SM,ab} \cdot i_{SM,ab} \quad (2.8)$$

Aufgrund von Gleichung 2.8 wird deutlich, dass die Grundfrequenz des Ausgangsstroms  $i_{AC,b}$  einen dominierenden Einfluss auf die Kapazität des Submodulkondensators hat und daher der Einfluss durch die Schaltfrequenz vernachlässigt werden kann.

Durch Einsetzen der Beziehung  $i_{C,ab} = C_{SM} \cdot \frac{du_{C,ab}}{dt}$  sowie der Gleichung 2.8 in Gleichung 2.7 ergibt sich

$$0 = \frac{du_{C,ab}}{dt} - \frac{u_{SM,ab} \cdot i_{SM,ab}}{C_{SM} \cdot u_{C,ab}} \quad (2.9)$$

Hierbei handelt es sich um eine homogene, nicht-lineare Differentialgleichung 1. Ordnung. Durch Lösen der Differentialgleichung erhält man die Gleichung für die Kondensatorspannung im Submodul:

$$u_{C,ab} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{\int \frac{i_{SM,ab} \cdot u_{SM,ab}}{C_{SM}} dt + k_{uc,off}} \quad (2.10)$$

Bei der Konstanten  $k_{uc,off}$  handelt es sich um die Integrationskonstante, welche den Offset der Kondensatorspannung beschreibt.

Sind die Spannungen und Ströme auf der DC- und AC-Seite des modularen Multilevel-Umrichters sowie die Stufenzahl bekannt, können  $i_{SM,ab}$  und  $u_{SM,ab}$  entsprechend Gleichung 2.5 und 2.6 berechnet werden. Damit verbleiben die Unbekannten  $C_{SM}$  sowie  $k_{uc,off}$ . Zur

Bestimmung dieser werden folgende zwei Bedingungen aufgestellt, welche den Spannungsrippel der Kondensatorspannung limitieren:

1. Um ausreichend Spannungsreserve für die während der Schaltvorgänge von T1 und T2 (vgl. Abbildung 2.1) auftretenden Überspannungsspitzen zu haben, wird definiert:

$$u_{C,ab} \leq \frac{2}{3} \cdot U_{Sperr} = U_{C,max} \quad (2.11)$$

Es wird angenommen, dass die Überspannungsspitzen durch eine sinnvolle Auswahl der Gate-Widerstände auf 50% der maximalen Kondensatorspannung begrenzt werden.

2. Die Kondensatorspannung muss zu jedem Zeitpunkt mindestens so groß wie die geforderte Submodulspannung sein. Dabei wird eine Regelreserve von 10% der maximalen Kondensatorspannung  $U_{C,max}$  berücksichtigt, damit die in diesem Punkt genannte Bedingung auch während dynamischer Vorgänge gegeben ist. Daher gilt:

$$u_{C,ab} - 0,1 \cdot U_{C,max} \geq u_{SM,ab} \quad (2.12)$$

Mit Definition der beiden Bedingungen lässt sich die Submodulkapazität  $C_{SM}$  bestimmen. Dazu werden die Ungleichungen 2.11 und 2.12 in Gleichung 2.10 eingesetzt. Durch

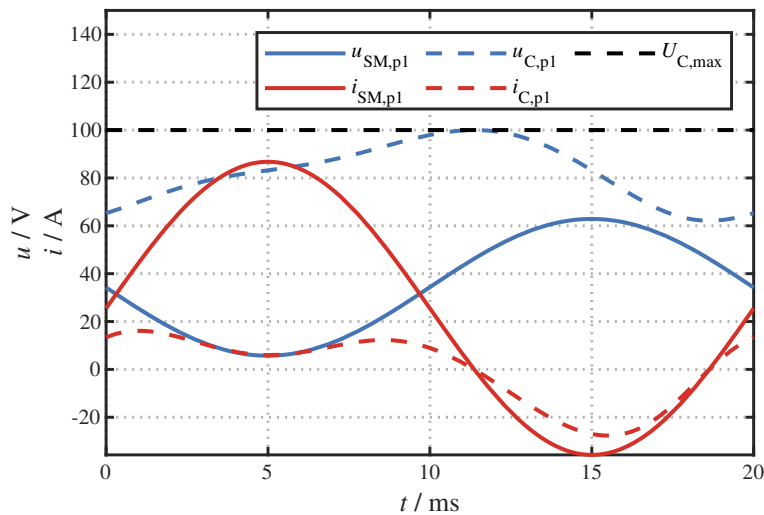


Abbildung 2.3: Beispielhafte Systemgrößen innerhalb eines Halbbrücken-Submoduls (Kurzzeitmittelwerte)

Umformen ergibt sich:

$$C_{SM} = \max \left( \frac{2 \cdot (\max(\int i_{SM,ab} \cdot u_{SM,ab} dt) - \int i_{SM,ab} \cdot u_{SM,ab} dt)}{U_{C,max}^2 - (u_{SM,ab} + 0, 1 \cdot U_{C,max})^2} \right) \quad (2.13)$$

Analog dazu wird  $k_{uc,off}$  hergeleitet:

$$k_{uc,off} = \frac{1}{2} \cdot U_{C,max}^2 - \frac{\max(\int i_{SM,ab} \cdot u_{SM,ab} dt)}{C_{SM}} \quad (2.14)$$

Damit lässt sich der Verlauf der Kondensatorspannung (vgl. Gleichung 2.10) berechnen. Beispielhafte Verläufe der im Submodul eines positiven Arms auftretenden Ströme und Spannungen werden in Abbildung 2.3 dargestellt.

### 2.2.3 Gezielte Verwendung von Kreisströmen und Common-Mode-Spannungen zur Reduzierung der Submodulkapazität

Der Energieausgleich zwischen der DC- und AC-Seite wird über die Regelung des DC-Stroms sowie der AC-Ströme hergestellt. Ein Energieausgleich innerhalb einer Phase oder eines Arms ist damit nicht möglich. Hierfür werden sogenannte Kreisströme  $i_{Kr}$  genutzt [59, 45, 105]. Das Auftreten der Kreisströme im modularen Multilevel-Umrichter ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Damit die Kreisströme nicht das AC-System beeinflussen, müssen die Kreisströme im positiven und negativen Arm einer Phase identisch sein. Eine Beeinflussung des DC-System wird durch folgende Bedingung ausgeschlossen:

$$i_{Kr,1} + i_{Kr,2} + i_{Kr,3} = 0 \quad (2.15)$$

Unter Einhaltung dieser Bedingungen zirkulieren die Kreisströme ausschließlich innerhalb des modularen Multilevel-Umrichters und bilden damit einen Freiheitsgrad zur Optimierung des Betriebsverhaltens. Als Ziel der kontrollierten Einprägung von Kreisströmen werden in der Literatur überwiegend zwei Vorgehensweisen beschrieben - die Reduzierung der Halbleiter-Verluste sowie die Reduzierung des Spannungsrippels im Submodul. In [68, 30] wird gezeigt, dass sich die Halbleiter-Verluste durch gezielte Eliminierung der Kreisströme reduzieren lassen. Eine verbesserte Methode zur Reduzierung der Halbleiter-Verluste werden in den Veröffentlichungen [69], [25] und [73] dargestellt. Hierfür werden

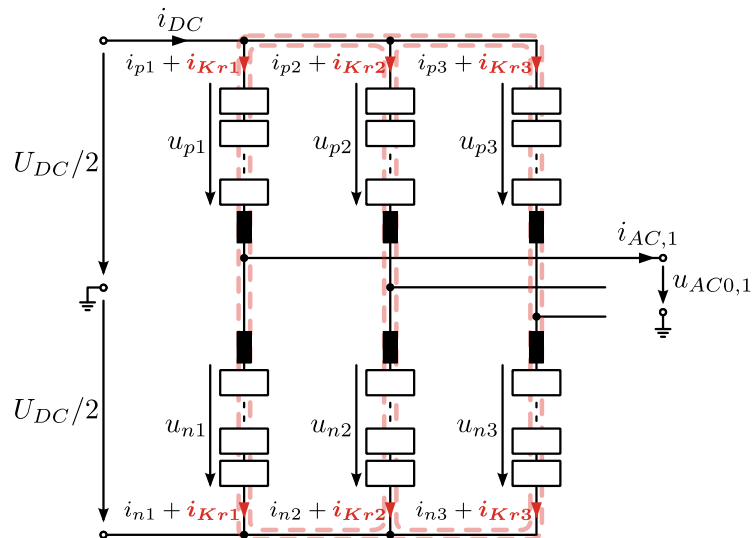


Abbildung 2.4: Dreiphasiger modularer Multilevel-Umrichter mit internen Kreisströmen

in [73, 69] Kreisströme mit der zweiten Harmonischen der Grundfrequenz in den Armen eingepreßt, während in [25] die optimalen Kreisströme mithilfe der Lagrangeschen Multiplikatoren berechnet werden. Eine deutlich größere Anzahl an Literatureinträgen findet man jedoch zu dem Thema *Einprägung von Kreisströmen zur Reduzierung des Spannungsrippels im Submodul*. Der Grund sind die technisch bedingten großen Kapazitäten in jedem Submodul, welche aufgrund der großen Anzahl an Submodulen das Volumen eines modularen Multilevel-Umrichters maßgeblich beeinflussen. Eine Reduzierung des Kondensator-Spannungsrippels führt zu einer Reduzierung der Kapazität. Darüber hinaus ist ein positiver Effekt auf die Lebensdauer zu erwarten. In [46] wird zur Reduzierung des Spannungsrippels ein Kreisstrom mit der zweiten Harmonischen eingepreßt. Diese Vorgehensweise wird in [94] durch eine zusätzliche vierte Harmonische ergänzt und in einem Teststand verifiziert. In [61, 20, 33, 122] werden Verfahren diskutiert, welche zur Reduzierung des Kondensator-Spannungsrippels zusätzlich zu den Kreisströmen eine der AC-Spannung überlagerten Common-Mode-Spannung (auch Gleichtakt-Spannung) einprägen. Werden die Mittelpunkt-Spannungen mit einer Common-Mode-Spannung überlagert, so sind diese in den verketteten Spannungen nicht sichtbar und es kommt zu keiner Beeinflussung der netzseitigen Spannungen [53]. Allerdings ist die Nutzung einer Common-Mode Spannung nur eingeschränkt möglich, da die maximale mögliche Armspannung reduziert wird [33, 47]. Alle genannten Verfahren nutzen allerdings *off-line* Optimierungsberechnungen, wodurch die Minimierung des Spannungsrippels, besonders während dynamischer Vorgänge, eingeschränkt ist. Daher wird in der Veröffentlichung [93] ein Modell zur *on-line*

Regelung der Kreisströme auf Basis von Armenergie-Modellen vorgestellt. Dabei wird eine Reduzierung der Amplitude des Spannungsrippels von 60% erreicht.

Da das Optimierungspotenzial einer Common-Mode Spannung hinsichtlich einer Reduzierung des Spannungsrippels im Submodul eher gering ist (Abschnitt 3.2.7.1), erfolgt in dieser Arbeit die Konzentration auf die Einprägung von Kreisströmen. Fokus wird dabei auf die Reduzierung des Spannungsrippels im Submodul durch Einprägung eines Kreisstroms mit einer zweiten und vierten Harmonischen der Grundfrequenz gelegt. Dabei wird nicht nur die minimale und maximale Kondensatorspannung berücksichtigt (vgl. Abschnitt 2.2.2), sondern zusätzlich der Verlauf dieser Spannung [46, 33]. Die gewünschte Reduzierung des Spannungsrippels wird erreicht, in dem ein Kreisstrom in den Arm eingepägt wird, der weitestgehend invers zum Kondensatorstrom  $i_C$  (vgl. Abbildung 2.1 sowie Abbildung 2.5a) in den Submodulen des positiven sowie negativen Arms verläuft. Eine Reduzierung des Kondensatorstroms führt automatisch zu einer Reduzierung des Spannungsrippels. Gesucht wird demnach das Minimum der Strom-Zeit-Fläche der Summe aus Kondensatorstrom  $i_C$  und Kondensator-Kreisstrom  $i_{C,Kr}$ . Dabei muss berücksichtigt werden, dass der Kreisstrom durch den positiven sowie negativen Arm einer Phase fließt und in beiden Armen eine positive Auswirkung auf den Spannungsripple haben muss. Die unbekannt Parameter (Amplitude und Phasenverschiebung) der zweiten und vierten Harmonischen des Kreisstroms lassen sich durch Berechnung des Minimums des folgenden Terms bestimmen ( $a \in \{p, n\}$ ,  $b \in \{1, 2, 3\}$ ):

$$\begin{aligned} \min \left( \int ((i_{C,pb} + i_{C,Kr,pb})^2 + (i_{C,nb} + i_{C,Kr,nb})^2) dt \right) \\ = \min \left( \int ((i_{C,pb} + a_{SM,pb} \cdot i_{Kr,b})^2 + (i_{C,nb} + a_{SM,nb} \cdot i_{Kr,b})^2) dt \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

mit

$$i_{Kr,b} = A_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega_0 \cdot t + \phi_{2,b}) + A_4 \cdot \sin(4 \cdot \omega_0 \cdot t + \phi_{4,b}) \quad (2.17)$$

und

$$i_{C,Kr,ab} = a_{SM,ab} \cdot i_{Kr,b} \quad (2.18)$$

Gleichung 2.18 ergibt sich analog zu Gleichung 2.8. Abbildung 2.5a stellt beispielhaft den Strom ohne und mit zusätzlich eingepägtem Kreisstrom durch den Submodulkondensator eines positiven Arms dar. Der Kreisstrom wird dabei nach Gleichung 2.16 berechnet. Die dazugehörigen Amplitudenspektren werden in Abbildung 2.5b dargestellt. Besonders auffällig ist dabei die deutliche Reduzierung der 2. Harmonischen. Das Optimierungspotenzial

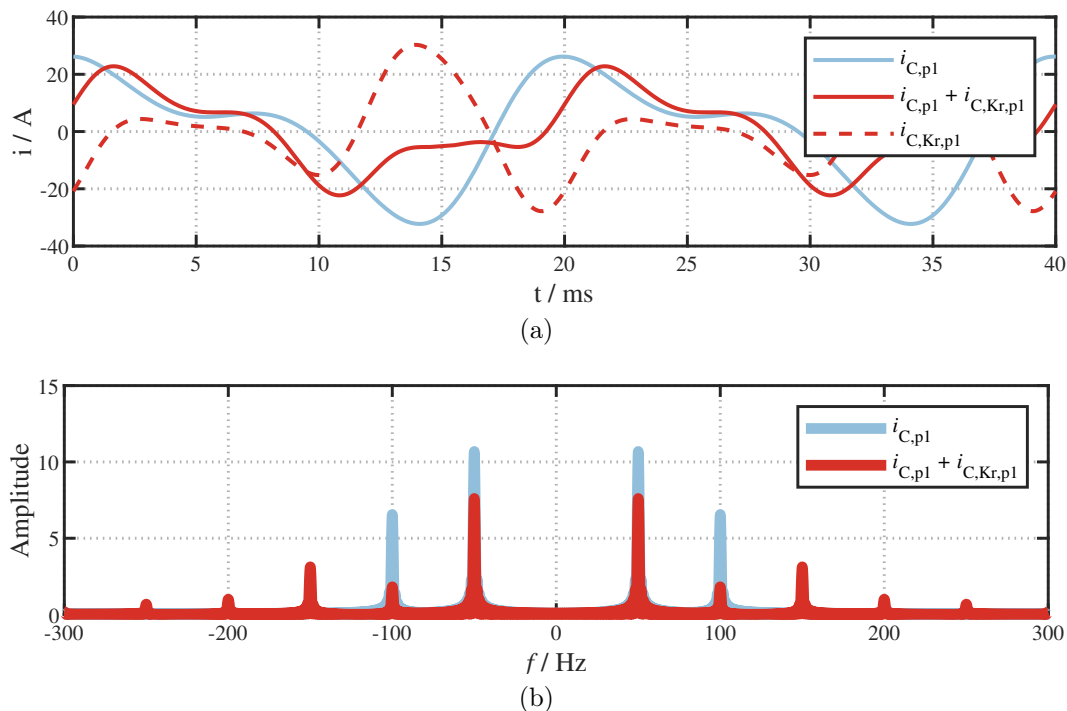


Abbildung 2.5: Verlauf des Stroms durch den Submodulkondensator, ohne ( $i_{C,p1}$ ) und mit ( $i_{C,p1} + i_{C,Kr,p1}$ ) eingeprägtem Kreisstrom (a). Amplitudenspektrum des Stroms durch den Submodulkondensator, ohne (b) und mit (c) eingeprägtem Kreisstrom

durch Kreisströme wird in Abschnitt 3.2.7.1 anhand eines in Abbildung 3.9 dargestellten Auslegungsbeispiels verdeutlicht.

## 2.2.4 Berechnung der Durchlassverluste im modularen Multilevel-Umrichter

### 2.2.4.1 Berechnung der Durchlassverluste mit Kurzzeitmittelwerten

Die im modularen Multilevel-Umrichter auftretenden Verluste bestehen nahezu ausschließlich aus den Halbleiterverlusten. Die Halbleiterverluste werden in Durchlassverluste und Schaltverluste (Einschalt-, Ausschalt- und Reverse-Recovery-Verluste) aufgeteilt. Im Folgenden wird die Berechnung der Durchlassverluste beschrieben. Die Ermittlung der Schaltverluste erfolgt anhand realer Messungen und wird in Abschnitt 6.2 beschrieben.

Da mit Kurzzeitmittelwerten gerechnet wird, wird die relative Einschaltzeit beider Schalter

$\tau_{T1}$  und  $\tau_{T2}$  analog zu Gleichung 2.7 bestimmt (Abbildung 2.6):

$$\tau_{T1} = \frac{u_{C,ab}}{u_{SM,ab}} \quad (2.19)$$

$$\tau_{T2} = 1 - \tau_{T1} \quad (2.20)$$

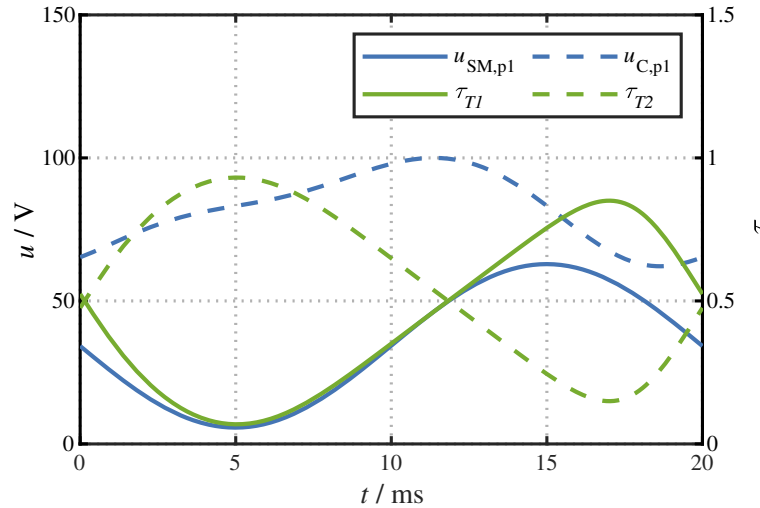


Abbildung 2.6: Beispielhafter Verlauf der Aussteuerung von Schalter T1 und T2 eines Halbbrücken-Submoduls (Kurzzeitmittelwerte)

Der Kurzzeitmittelwert des Stromes durch die beiden Schalter T1 und T2 ist somit ( $c \in \{1, 2\}$ )

$$i_{Tc} = \tau_{Tc} \cdot i_{SM,ab} \quad (2.21)$$

Da es sich bei  $i_{Tc}$  um den Kurzzeitmittelwert eines in der Realität gepulsten Stromes handelt, darf in diesem Fall der Effektivwert von  $i_{Tc}$  nicht zur Berechnung der Durchlassverluste verwendet werden. Daher erfolgt die Berechnung der Kurzzeitmittelwerte der Durchlassverluste je Schalter  $p_{D,Tc}$  (Abbildung 2.7 und 2.8) als Funktion der Momentanwerte des Submodulstroms (=Armstrom):

$$p_{D,Tc} = \tau_{Tc} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{Tc}} \cdot i_{SM}^2 \quad (2.22)$$

$m_{Tc}$  ist die Anzahl an parallelgeschalteten MOSFET je Schalter (siehe Abschnitt 1.1). Der Durchlasswiderstand  $R_{DS(on)}$  pro MOSFET lässt sich dem Datenblatt des MOSFET

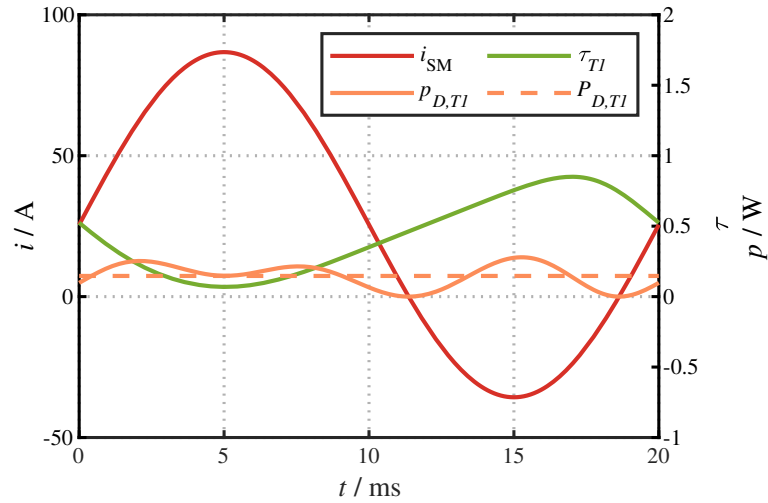


Abbildung 2.7: Beispielhafter Verlauf des Kurzzeitmittelwertes der Durchlassverlustleistung des oberen Schalters T1 eines Halbbrücken-Submoduls @  $R_{DS(on)} = 2m\Omega$ ,  $m_{T1} = 7$

entnehmen. Die mittlere Verlustleistung jedes Schalters über eine Ausgangsperiode ist

$$P_{D,Tc} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{D,Tc} dt \quad (2.23)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_{Tc}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T (\tau_{Tc} \cdot i_{SM}^2) dt \quad (2.24)$$

Die gesamten Durchlassverluste in einem Submodul sind

$$P_{D,SM} = P_{D,T1} + P_{D,T2} \quad (2.25)$$

und in einem dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichter

$$P_{D,ges} = \underbrace{P_{D,SM} \cdot m_{SM}}_{\text{Phase}} \cdot \underbrace{2 \cdot 3}_{\text{Arm}} \quad (2.26)$$

Dreiphasiger MMC

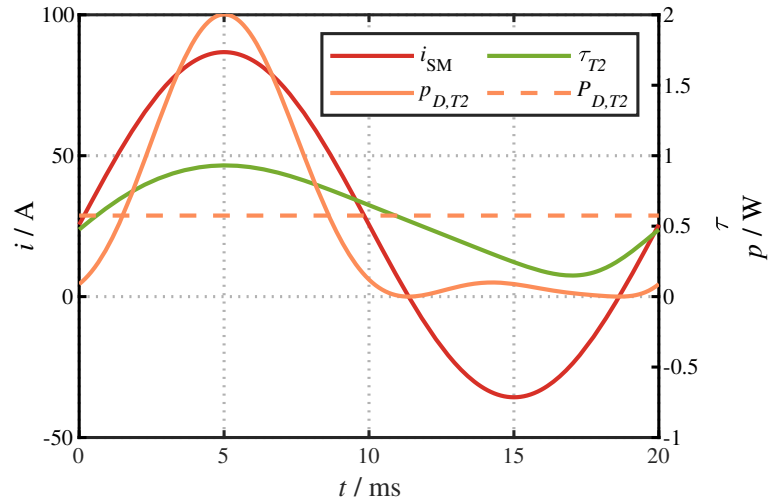


Abbildung 2.8: Beispielhafter Verlauf des Kurzzeitmittelwertes der Durchlassverlustleistung des unteren Schalters T2 eines Halbbrücken-Submoduls @  $R_{DS(on)} = 2m\Omega$ ,  $m_{T2} = 7$

#### 2.2.4.2 Herleitung der Durchlassverluste im Submodul durch Vorgabe eines Umrichter-Wirkungsgrades

Bei ausschließlicher Berücksichtigung der Halbleiter-Verluste berechnet sich der Wirkungsgrad eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters zu

$$\eta = 1 - \frac{(P_{D,SM} + P_{S,SM}) \cdot m_{SM} \cdot 2 \cdot 3}{P_N} \quad (2.27)$$

Durch Vorgabe eines definierten Wirkungsgrades sowie der Nenn-Wirkleistung (Tabelle 3.1) und unter Annahme des in Abschnitt 3.1 beschriebenen Verhältnisses von Schalt- zu Durchlassverluste

$$\frac{P_{D,SM}}{(P_{D,SM} + P_{S,SM})} = 0,8 \quad (2.28)$$

lassen sich mit Gleichung 2.27 die maximal zulässigen Durchlassverluste im Submodul  $P_{D,SM}$  berechnen.

#### 2.2.4.3 Berechnung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET $m_{Tc}$ unter der Voraussetzung $m_{T1} = m_{T2}$

Unter der Voraussetzung, dass beide Schalter im Submodul die gleiche Anzahl an parallelgeschalteten MOSFET haben ( $m_T = m_{T1} = m_{T2}$ ), so ist die mittlere Durchlassverlustleistung

eines Submoduls  $P_{D,SM}$  (Abbildung 2.9) unter der Berücksichtigung von Gleichung 2.20:

$$P_{D,SM} = \frac{1}{T} \int_0^T \left( \underbrace{\tau_{T1} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot i_{SM}^2}_{p_{D,T1}} + \underbrace{\tau_{T2} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot i_{SM}^2}_{p_{D,T2}} \right) dt \quad (2.29)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \underbrace{(\tau_{T1} + \tau_{T2})}_{=1} \cdot i_{SM}^2 \right) dt \quad (2.30)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_{SM}^2 dt \quad (2.31)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot I_{SM}^2 \quad (2.32)$$

mit

$$I_{SM} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{SM}^2 dt} \quad (2.33)$$

Die Durchlassverluste im Submodul  $P_{D,SM}$  werden anhand Abschnitt 2.2.4.2 berechnet. Mit Gleichung 2.32 lassen sich die maximal zulässigen Durchlasswiderstände je Schalter

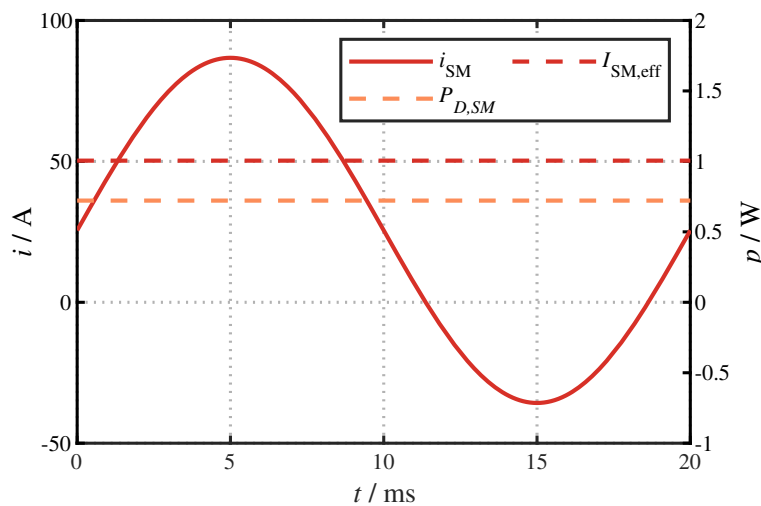


Abbildung 2.9: Beispielhafter Verlauf des Submodulstromes zur Berechnung der Durchlassverlustleistung eines Halbbrücken-Submoduls @  $R_{DS(on)} = 2m\Omega$ ,  $m_{T1} = m_{T2} = 7$

$$R_{DS(on),Tc} = \frac{P_{D,SM}}{I_{SM}^2} \quad (2.34)$$

bestimmen. Die Mindestanzahl parallelgeschalteter MOSFET je Schalter lässt sich anschließend durch Aufrunden von

$$m_T = \left\lceil \frac{R_{DS(on)}}{R_{DS(on),Tc}} \right\rceil \quad (2.35)$$

ermitteln.

#### 2.2.4.4 Berechnung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET $m_{Tc}$ unter der

**Voraussetzung**  $P_{D,MSFT,T1} = P_{D,MSFT,T2}$

Da aufgrund unterschiedlicher Aussteuerungen der Schalter (Gleichung 2.19) eine unterschiedliche Belastung der Schalter wahrscheinlich ist, macht es Sinn,  $m_{T1}$  und  $m_{T2}$  entsprechend der Belastung der Schalter auszulegen. Zur Berechnung dieser beiden Unbekannten wird neben der ersten Bedingung (Gleichung 2.25) die zweite Bedingung aufgestellt, dass die Durchlassverluste pro MOSFET für Schalter T1 und T2 identisch sind:

$$\underbrace{\frac{P_{D,T1}}{m_{T1}}}_{P_{D,MSFT,T1}} = \underbrace{\frac{P_{D,T2}}{m_{T2}}}_{P_{D,MSFT,T2}} \quad (2.36)$$

Zur übersichtlicheren Darstellung der Berechnung von  $m_{T1}$  und  $m_{T2}$  wird folgende Vereinfachung von Gleichung 2.24 getroffen:

$$P_{D,T1} = \frac{R_{DS(on)}}{m_{T1}} \cdot \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T (\tau_{T1} \cdot i_{SM}^2) dt}_{=A} \quad (2.37)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_{T1}} \cdot A \quad (2.38)$$

und

$$P_{D,T2} = \frac{R_{DS(on)}}{m_{T2}} \cdot \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T (\tau_{T2} \cdot i_{SM}^2) dt}_{=B} \quad (2.39)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_{T2}} \cdot B \quad (2.40)$$

Ein Auflösen von Gleichung 2.36 nach  $m_{T1}$  und Einsetzen von Gleichung 2.38 und 2.40 ergibt

$$m_{T1} = m_{T2} \cdot \frac{P_{D,T1}}{P_{D,T2}} \quad (2.41)$$

$$= m_{T2} \cdot \left( \frac{\frac{R_{DS(on)}}{m_{T1}} \cdot A}{\frac{R_{DS(on)}}{m_{T2}} \cdot B} \right) \quad (2.42)$$

$$m_{T1}^2 = m_{T2}^2 \cdot \frac{A}{B} \quad (2.43)$$

$$m_{T1} = m_{T2} \cdot \sqrt{\frac{A}{B}} \quad (2.44)$$

Ebenso wie für die in Abschnitt 2.2.4.3 beschriebene Herangehensweise werden die maximal zulässigen Durchlassverluste im Submodul  $P_{D,SM}$  anhand Abschnitt 2.2.4.2 berechnet. Ein Einsetzen von Gleichung 2.38 und 2.40 in Gleichung 2.25 unter der Berücksichtigung von Gleichung 2.44 führt zu

$$P_{D,SM} = P_{D,T1} + P_{D,T2} \quad (2.45)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_{T1}} \cdot A + \frac{R_{DS(on)}}{m_{T2}} \cdot B \quad (2.46)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_{T2} \cdot \sqrt{\frac{A}{B}}} \cdot A + \frac{R_{DS(on)}}{m_{T2}} \cdot B \quad (2.47)$$

sowie umgestellt nach  $m_{T2}$  zu

$$m_{T2} = \frac{R_{DS(on)}}{P_{D,SM}} \cdot \left( \frac{A}{\sqrt{\frac{A}{B}}} + B \right) \quad (2.48)$$

Anschließend lässt sich  $m_{T1}$  durch Einsetzen von Gleichung 2.48 in Gleichung 2.36 berechnen. Ein Aufrunden der Ergebnisse für  $m_{T1}$  und  $m_{T2}$  ist analog zu Gleichung 2.35

erforderlich.

### 2.2.5 Bremssteller im modularen Multilevel-Umrichter

Bremssteller werden in elektrischen Antrieben eingesetzt, um die beim Bremsen im Zwischenkreis entstehende überschüssige Energie abzuführen. Auch bei Anwendungen, die in das Netz einspeisen, werden Bremssteller eingesetzt. Dieser hat die Aufgabe, den infolge eines kurzzeitigen Netzspannungseinbruchs entstehenden Spannungsanstieg im Zwischenkreis zu begrenzen. In einer einfachen Ausführung besteht der Bremssteller aus einem Transistor, einem Widerstand sowie einer Freilaufdiode. Der Bremssteller wird parallel zum Zwischenkreis angeschlossen. Wird der Transistor eingeschaltet, so wird die Energie im Zwischenkreis in Wärme umgewandelt.

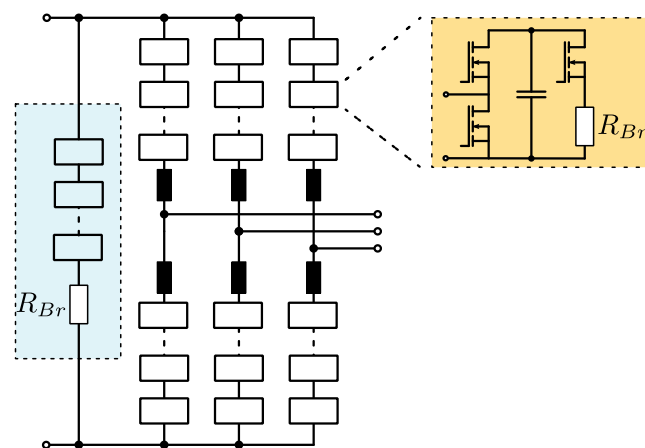


Abbildung 2.10: Unterschiedliche Möglichkeiten der Realisierung eines Bremsstellers in einem modularen Multilevel-Umrichter. Dezentrale Lösung (gelb hinterlegt): Jedes Submodul erhält einen eigenen Bremswiderstand. Zentrale Lösung (blau hinterlegt): Parallel zu den Phasen des modularen Multilevel-Umrichters existiert eine separate Bremssteller-Phase.

Aufgrund mehrerer verteilter Zwischenkreise gibt es bei dem modularen Multilevel-Umrichter mehrere Möglichkeiten zur Realisierung eines Bremsstellers (Abbildung 2.10). Diese werden der Vollständigkeit halber im Folgenden kurz erläutert, werden jedoch bei der Auslegung nicht berücksichtigt.

### 2.2.5.1 Dezentrale Realisierung eines Bremsstellers

Bei der dezentralen Lösung erhält jedes Submodul einen eigenen Bremswiderstand (Abbildung 2.10, gelbes Feld). Der Vorteil dieser Lösung ist die Beibehaltung des Modularitätsgedankens eines modularen Multilevel-Umrichters. Zusätzlich kann der Bremswiderstand zur Symmetrierung der Submodulspannung verwendet werden. Der Nachteil dieser Lösung ist ein hoher Material- und Steuerungsaufwand. Auch muss der Bremswiderstand direkt im Submodul untergebracht werden, was die Konstruktion erschwert. Die dezentrale Lösung wird in den Veröffentlichungen [72, 11, 128] untersucht.

### 2.2.5.2 Zentrale Realisierung eines Bremsstellers

Bei der zentralen Lösung wird der Bremssteller in einer separaten Phase des modularen Multilevel-Umrichters realisiert. Um den Stromanstieg über den Armdrosseln und die dadurch entstehenden Überspannungen beim Einschalten des Bremsstellers zu vermeiden, werden mehrere Submodule in Reihe zum Bremswiderstand geschaltet (Abbildung 2.10, blaues Feld). Durch versetztes Ein- und Ausschalten der Submodule in der Bremssteller-Phase wird der Stromanstieg begrenzt. Diese Variante der Realisierung des Bremsstellers wird in den Veröffentlichungen [104, 72, 11, 44, 43] untersucht. Vorteil der zentralen Lösung ist die überschaubarere Anzahl an Komponenten sowie die Unabhängigkeit bei der Wahl des Installationsortes des Bremswiderstandes (z.B. außerhalb des Umrichtergehäuses).

Bei einem modularen Multilevel-Umrichter mit Vollbrücken-Submodulen (Abbildung 3.1) lässt sich die Zwischenkreisspannung umpolen. Dadurch ist die Anordnung eines zentralen Bremswiderstandes im Zwischenkreis in Reihe mit einer Diode ausreichend. Durch das Einstellen einer negativen Zwischenkreisspannung lässt sich die Bremsleistung steuern. Diese Variante wurde im Rahmen dieser Forschungsarbeit patentiert [26].

## 2.3 Grundlagen für die Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

### 2.3.1 Aufbau und Spannungsbildung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

Der Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter wurde 1991 patentiert [86] und in [84] erstmalig öffentlich präsentiert. Einen guten Überblick über die Eigenschaften und die Funktionsweise bieten die Veröffentlichungen [85, 129, 108]. Der Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter besteht aus  $n$  Zellen, welche in Serie miteinander verbunden sind. Jede Zelle besteht aus zwei Schaltern sowie einem fliegenden Kondensator. Die Topologie eines einphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters wird in Abbildung 2.11 dargestellt. Die mittleren

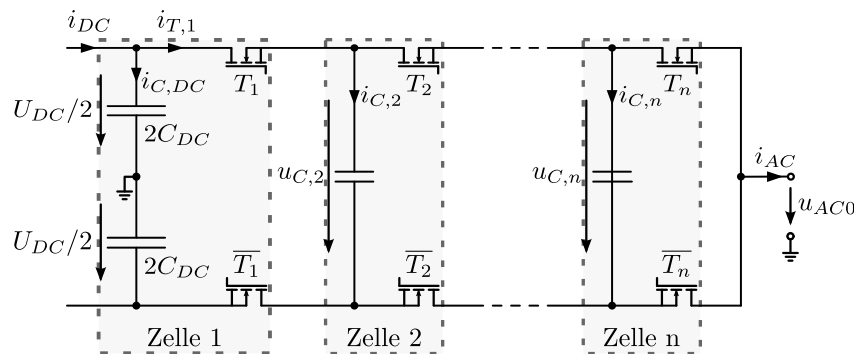


Abbildung 2.11: Eine Phase eines Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

Spannungen der Zell-Kondensatoren, genannt Zellspannungen, werden wie folgt abgestuft ( $x \in \{1 \dots n\}$ ) [85]:

$$U_{C,x} = U_{DC} \cdot \left(1 - \frac{x-1}{n}\right) \quad (2.49)$$

Die Schaltsignale der Schalter  $T$  werden über eine mit jeweils  $\frac{360^\circ}{n}$  phasenverschobenen PWM generiert. Dadurch ergibt sich am Ausgang eine  $n+1$  stufige sinusförmige Spannung von  $-\frac{U_{DC}}{2}$  bis  $\frac{U_{DC}}{2}$  (Abbildung 2.12) [18]. Die Schalter einer Zelle werden dabei komplementär zueinander geschaltet. Es gilt

$$S_x = \begin{cases} 1 & T_x = ein \\ 0 & \bar{T}_x = ein \end{cases} \quad (2.50)$$

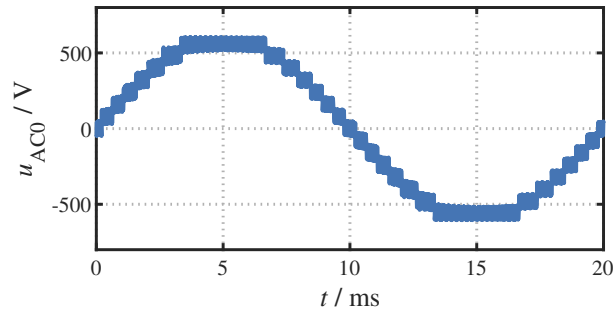


Abbildung 2.12: Beispielhafte Ausgangsspannung eines Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters mit  $n = 15$  Zellen

$$\overline{S}_x = \begin{cases} 0 & T_x = ein \\ 1 & \overline{T}_x = ein \end{cases} \quad (2.51)$$

### 2.3.2 Berechnung der Zell-Kapazität sowie der Kapazität im DC-Zwischenkreis des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

Der Strom durch einen Zell-Kondensator wird wie folgt definiert:

$$i_{C,x} = (S_{x-1} - S_x) \cdot i_{AC} \quad (2.52)$$

Der Zusammenhang verdeutlicht, dass die Schaltfrequenz bestimmend für die Auslegung der Zell-Kapazität ist. Die mittlere Spannung zwischen zwei Zellen, entsprechend Gleichung 2.49, ist

$$U_T = U_{C,x} - U_{C,x+1} = \frac{U_{DC}}{n} \quad (2.53)$$

$U_T$  entspricht der mittleren Drain-Source-Spannung des inaktiven MOSFET. Diese Spannung darf eine definierte maximale Spannung  $U_{C,max}$  (vgl. Abschnitt 2.2.2) nicht überschreiten, um genügend Reserven für Spannungsspitzen während Schaltvorgänge zu haben und somit einen Ausfall des MOSFET zu vermeiden. Aus diesem Grund darf der Spannungsrippel des Zell-Kondensators die Spannung

$$\Delta U_C = U_{C,max} - U_T \quad (2.54)$$

nicht überschreiten. Daraus lässt sich die erforderliche Zell-Kapazität  $C_Z$  ableiten:

$$C_Z = \frac{\int i_{C,x} dt}{\Delta U_C} \quad (2.55)$$

Der Strom durch den DC-Zwischenkreis  $i_{C,DC}$  lässt sich mit Hilfe der Knotenregel aus den Strömen  $i_{DC}$  sowie  $i_{T,1}$  (vgl. Gleichung 2.60) ermitteln. Für den stationären Betrieb wird angenommen:

$$i_{DC} = \overline{i_{C,DC}} \quad (2.56)$$

Anschließend wird die Kapazität je DC-Kondensator  $C_{DC}$  analog zu Gleichung 2.55 berechnet:

$$C_{DC} = \frac{\int i_{C,DC} dt}{\Delta U_C} \quad (2.57)$$

Da bei einem dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter die einzelnen Phasen aus einem gemeinsamen Zwischenkreis gespeist werden, müssen die einzelnen Ströme durch den DC-Zwischenkreis  $i_{C,DC}$  der drei Phasen vor Anwendung von Gleichung 2.57 summiert werden.

### 2.3.3 Berechnung der Durchlassverluste im Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter

Grundsätzlich kann die in Kapitel 2.2.4 beschriebene Vorgehensweise der Berechnung der Halbleiterverluste im modularen Multilevel-Umrichter auch für die Berechnung der Halbleiterverluste im Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter angewendet werden. Daher werden in diesem Kapitel nur Abweichungen zu dieser Vorgehensweise beschrieben. Die Durchlassverluste pro MOSFET eines oberen Schalters  $P_{D,T_{o,x}}$  bzw. eines unteren Schalters  $P_{D,T_{u,x}}$  sind

$$P_{D,T_{o,x}} = \frac{1}{T} \int_0^T \left( \frac{i_{T_{o,x}}}{m_T} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} dt \quad (2.58)$$

$$P_{D,T_{u,x}} = \frac{1}{T} \int_0^T \left( \frac{i_{T_{u,x}}}{m_T} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} dt \quad (2.59)$$

$i_{T_{o,x}}$  bzw.  $i_{T_{u,x}}$  beschreibt den Strom durch den oberen Schalter  $T_x$  bzw. unteren Schalter  $\overline{T_x}$  einer Zelle und ist wie folgt definiert:

$$i_{T_{o,x}} = S_x \cdot i_{AC} \quad (2.60)$$

$$i_{T_{u,x}} = \overline{S_x} \cdot i_{AC} \quad (2.61)$$

Ausgehend von den Durchlassverlusten pro MOSFET berechnen sich die Durchlassverluste in einer Zelle  $P_{D,Zelle}$  zu

$$P_{D,Zelle} = \frac{1}{T} \int_0^T \left( m_T \cdot \underbrace{\left( \frac{i_{T_{o,x}}}{m_T} \right)^2 \cdot R_{DS(on)}}_{P_{D,T_{o,x}}} + m_T \cdot \underbrace{\left( \frac{i_{T_{u,x}}}{m_T} \right)^2 \cdot R_{DS(on)}}_{P_{D,T_{u,x}}} \right) dt \quad (2.62)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T ((i_{T_{o,x}})^2 + (i_{T_{u,x}})^2) dt \quad (2.63)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T ((S_x \cdot i_{AC})^2 + (\overline{S_x} \cdot i_{AC})^2) dt \quad (2.64)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \underbrace{(S_x^2 + \overline{S_x}^2)}_{=1} \cdot i_{AC}^2 \right) dt \quad (2.65)$$

$$= \frac{R_{DS(on)}}{m_T} \cdot I_{AC}^2 \quad (2.66)$$

mit

$$I_{AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{AC}^2 dt} \quad (2.67)$$

Die Gesamt-Durchlassverluste  $P_{D,ges}$  eines dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters sind

$$P_{D,ges} = \underbrace{P_{D,Zelle} \cdot n \cdot 3}_{\substack{\text{Phase} \\ \text{Dreiphasiger FC}}} \quad (2.68)$$

Aus den Gleichungen 2.68 und 2.58 ergibt sich ein antiproportionaler Zusammenhang zwischen den Gesamt-Durchlassverlusten eines Umrichters sowie der Anzahl parallelge-

schalteter MOSFET je Schalter. Wie bereits in Abschnitt 2.2.4.2 beschrieben, werden mit Vorgabe eines definierten Wirkungsgrads und der Annahme eines festen Verhältnisses von Schalt- zu Durchlassverlusten (Abschnitt 3.1) anhand Gleichung 2.68 die Durchlassverluste je Zelle und durch Umstellen von Gleichung 2.66 die Mindestanzahl parallelgeschalteter MOSFET je Schalter  $m_T$  ermittelt.

## 2.4 Grundlagen für die Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

### 2.4.1 Aufbau und Spannungsbildung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

Der Active-Neutral-Point-Clamped Umrichter ist eine Weiterentwicklung des Neutral-Point-Clamped Umrichters und bietet eine deutlich bessere Verlustverteilung der Schalter in den beiden Umrichterarmen durch die aktive Kontrolle der *Neutral-Point* Ströme [13, 62]. Die erste Mehrpunkt-Variante des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters wurde in [8] entwickelt. Einen guten Überblick über die Eigenschaften und die Funktionsweise bieten die Veröffentlichungen [96, 102, 60]. Der Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter ist eine Kombination aus DC-seitig einem Active-Neutral-Point-Clamped Umrichter sowie AC-seitig mehreren in Reihe geschalteten Zellen, welche von der Anordnung her einem Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter entsprechen [8]. Die Topologie eines einphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters wird in Abbildung 2.13 dargestellt. Die Schalter in den beiden Armen der DC-Seite werden mit der Grundfrequenz getaktet und erzeugen die Haupt-Spannungslevel [60]. Die Schalter  $T_{DCa}$  und  $T_{DCi}$  werden *obere* oder *positive* Schalter genannt, die Schalter  $\overline{T_{DCi}}$  und  $\overline{T_{DCa}}$  *untere* oder *negative* Schalter. Während der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung sind die Schalter  $T_{DCa}$  und  $T_{DCi}$  aktiv, während der negativen Halbwelle die Schalter  $\overline{T_{DCi}}$  und  $\overline{T_{DCa}}$ . Es gilt:

$$S_{DC} = S_{DCi} = S_{DCa} = \begin{cases} 1 & T_{DCi} = T_{DCa} = \text{ein} \\ 0 & \overline{T_{DCi}} = \overline{T_{DCa}} = \text{ein} \end{cases} \quad (2.69)$$

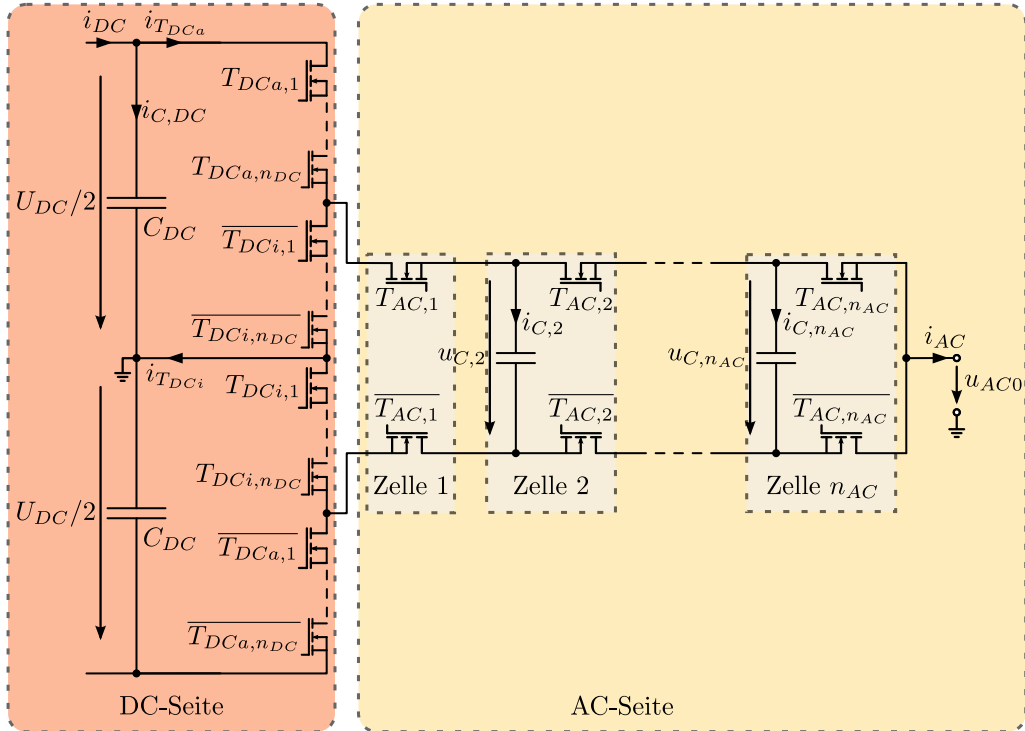


Abbildung 2.13: Eine Phase eines Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

$$\overline{S_{DC}} = \overline{S_{DCi}} = \overline{S_{DCa}} = \begin{cases} 0 & T_{DCi} = T_{DCa} = ein \\ 1 & \overline{T_{DCi}} = \overline{T_{DCa}} = ein \end{cases} \quad (2.70)$$

Die Indizes  $i$  und  $a$  dienen der Definition der inneren und äußeren Schalter. AC-seitig werden die Zellen, wie bereits in Kapitel 2.3.1 beschrieben, über eine mit jeweils  $\frac{360^\circ}{n_{AC}}$  phasenverschobene PWM schaltfrequent angesteuert. Die Schalter einer Zelle werden dabei komplementär zueinander geschaltet. Es gilt ( $y \in \{1 \dots n_{AC}\}$ )

$$S_{AC,y} = \begin{cases} 1 & T_{AC,y} = ein \\ 0 & \overline{T_{AC,y}} = ein \end{cases} \quad (2.71)$$

$$\overline{S_{AC,y}} = \begin{cases} 0 & T_{AC,y} = ein \\ 1 & \overline{T_{AC,y}} = ein \end{cases} \quad (2.72)$$

Dadurch ergibt sich am Ausgang eine  $2 \cdot n_{AC} + 1$  stufige sinusförmige Spannung von  $\frac{-U_{DC}}{2}$  bis  $\frac{U_{DC}}{2}$  (Abbildung 2.14). Dieser Zusammenhang verdeutlicht, dass der Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter im Vergleich zum Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter für eine qualitativ gleichwertige Ausgangsspannung AC-seitig halb so viele Zellen benötigt

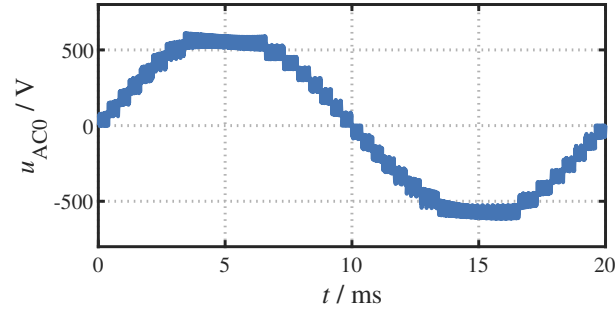


Abbildung 2.14: Beispielhafte Ausgangsspannung eines Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters mit  $n_{AC} = 8$  Zellen

(vgl. Abschnitt 2.3.1):

$$n_{AC} = \frac{n}{2} \quad (2.73)$$

Die mittleren Zellspannungen werden wie folgt abgestuft:

$$U_{C,y} = \frac{U_{DC}}{2} \cdot \left(1 - \frac{y-1}{n_{AC}}\right) \quad (2.74)$$

Die mittlere Spannung zwischen zwei Zellen, entsprechend Gleichung 2.74, ist

$$U_{T,AC} = U_{C,y} - U_{C,y+1} = \frac{U_{DC}}{2 \cdot n_{AC}} \quad (2.75)$$

Aus der Topologie des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters bzw. aus Gleichung 2.75 erschließt sich, dass die MOSFET auf der DC-Seite im Vergleich zur AC-Seite eine deutlich höhere Sperrspannung aufnehmen müssen. Sollen für die DC- und AC-Seite einheitliche Leistungshalbleiter verwendet werden, so ist DC-seitig eine Reihenschaltung mehrerer Schalter  $n_{DC}$  zwingend erforderlich. Auf diese Thematik wird ausführlich in Abschnitt 3.4.1 eingegangen.

## 2.4.2 Berechnung der Zell-Kapazität sowie der Kapazität im DC-Zwischenkreis des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

Die Berechnung der Zell-Kapazität ist identisch zu der in Kapitel 2.3.2 beschriebenen Vorgehensweise. Der einzige Unterschied ist die Berechnung der mittleren Spannung zwischen zwei Zellen  $U_{T,AC}$  (vgl. Gleichung 2.54 und 2.75).

Der Strom durch den DC-Zwischenkreis  $i_{C,DC}$  lässt sich mit Hilfe der Knotenregel aus den Strömen  $i_{DC}$  (Gleichung 2.56) sowie  $i_{T_{DCa}}$  (Gleichung 2.79) ermitteln:

$$i_{C,DC} = i_{DC} - i_{T_{DCa}} \quad (2.76)$$

Anschließend wird die Kapazität je DC-Kondensator  $C_{DC}$  analog zu Gleichung 2.57 berechnet. Da bei einem dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter die einzelnen Phasen aus einem gemeinsamen Zwischenkreis gespeist werden, müssen die einzelnen Ströme durch den DC-Zwischenkreis  $i_{C,DC}$  der drei Phasen vor Anwendung von Gleichung 2.57 summiert werden.

Der Strom  $i_{T_{DCa}}$  weist durch den grundfrequent getakten Schalter  $T_{DCa}$  einen 50Hz Anteil auf. In einem dreiphasigen Umrichter wird durch die Summation der drei phasenverschobenen Ströme durch den DC-Zwischenkreis ein 150Hz Spannungsrippel erzeugt. Dieser niederfrequente Spannungsrippel führt zu einem hohen DC-Kapazitätsbedarf. Durch die Aufmodulierung einer dritten Harmonischen auf die Aussteuerung der AC-seitigen Schalter wird der niederfrequente Anteil minimiert [5, 7]. Aus diesem Grund wird diese Methode bei der Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel-Betrieb (Abschnitt 3.4) als auch im Quasi-Zweilevel-Betrieb (Abschnitt 4.4) angewendet. Die Amplitude der aufmodulierten dritten Harmonischen beträgt dabei ein Sechstel der Amplitude der verketteten Ausgangsspannung.

### 2.4.3 Berechnung der Durchlassverluste im Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter

Die Berechnung der Durchlassverluste der MOSFET entspricht der in Kapitel 2.3.3 beschriebenen Vorgehensweise. Der Strom durch die MOSFET der AC-Seite ist ( $o = oben$ ,  $u = unten$ )

$$i_{T_{AC,o,y}} = S_{AC,y} \cdot i_{AC} \quad (2.77)$$

$$i_{T_{AC,u,y}} = \overline{S_{AC,y}} \cdot i_{AC} \quad (2.78)$$

Der Strom  $i_{T_{DCa}}$  durch die äußeren Schalter der DC-Seite entspricht dem Strom  $i_{AC}$ , wenn  $T_{DCa}$  und  $T_{AC,1}$  aktiv sind. Es gilt:

$$i_{T_{DCa}} = S_{DCa} \cdot S_{AC,1} \cdot i_{AC} \quad (2.79)$$

Analog dazu gilt für den Strom durch die Schalter der inneren DC-Seite:

$$i_{T_{DCi}} = \overline{S_{DCi}} \cdot S_{AC,1} \cdot i_{AC} \quad (2.80)$$

Anhand von Gleichung 2.79 und 2.80 wird ersichtlich, dass die Belastung der Schalter der äußeren und inneren DC-Seite abhängig von der Aussteuerung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters sowie der Phasenverschiebung des Ausgangsstroms zur Ausgangsspannung ist. Bei einer hohen Aussteuerung werden die Schalter der äußeren DC-Seite  $T_{DCa}$  stärker belastet als die der inneren DC-Seite  $T_{DCi}$ .

Die Gesamt-Durchlassverluste  $P_{D,ges}$  eines dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters berechnen sich aus den Durchlassverlusten der AC- und DC-Seite zu

$$P_{D,ges} = 3 \cdot (P_{DC,ges} + P_{AC,ges}) \quad (2.81)$$

Sind die Ströme sowie der Durchlasswiderstand der verwendeten MOSFET bekannt, so können analog zu Gleichung 2.58 die Durchlassverluste der AC-Seite einer Phase anhand der Durchlassverluste pro MOSFET  $P_{D,AC}$  berechnet werden:

$$\begin{aligned} P_{D,AC,ges} &= n_{AC} \cdot \underbrace{m_{T,AC} \cdot (P_{D,AC,o} + P_{D,AC,u})}_{\text{AC-seite Zelle}} \\ &\quad \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{gesamte AC-Seite}} \\ &= n_{AC} \cdot m_{T,AC} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \underbrace{\left( \frac{i_{T_{AC,o}}}{m_{T,AC}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)}}_{P_{D,AC,o}} + \underbrace{\left( \frac{i_{T_{AC,u}}}{m_{T,AC}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)}}_{P_{D,AC,u}} \right) dt \\ &= n_{AC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,AC}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( (S_{AC,y} \cdot i_{AC})^2 + (\overline{S_{AC,y}} \cdot i_{AC})^2 \right) dt \\ &= n_{AC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,AC}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \underbrace{(S_{AC,y}^2 + \overline{S_{AC,y}^2})}_{=1} \cdot i_{AC}^2 \right) dt \\ &= n_{AC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,AC}} \cdot I_{AC}^2 \quad (2.82) \end{aligned}$$

mit

$$I_{AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{AC}^2 dt} \quad (2.83)$$

Die gleiche Vorgehensweise wird für die Berechnung der Durchlassverluste der DC-Seite anhand der Durchlassverluste pro MOSFET der äußeren DC-Seite  $P_{D,DCa}$  bzw.  $P_{D,\overline{DCa}}$  sowie der inneren DC-Seite  $P_{D,DCi}$  bzw.  $P_{D,\overline{DCi}}$  angewendet:

$$\begin{aligned} P_{D,DC,ges} &= n_{DC} \cdot m_{T,DC} \cdot \underbrace{\left( \underbrace{P_{D,DCa} + P_{D,\overline{DCa}}}_{\text{Äußere Pfade}} + \underbrace{P_{D,DCi} + P_{D,\overline{DCi}}}_{\text{Innere Pfade}} \right)}_{\text{gesamte DC-Seite}} \\ &= n_{DC} \cdot m_{T,DC} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \left( \frac{S_{DC} \cdot S_{AC,1} \cdot i_{AC}}{m_{T,DC}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} + \left( \frac{\overline{S_{DC}} \cdot \overline{S_{AC,1}} \cdot i_{AC}}{m_{T,DC}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{\overline{S_{DC}} \cdot S_{AC,1} \cdot i_{AC}}{m_{T,DC}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} + \left( \frac{S_{DC} \cdot \overline{S_{AC,1}} \cdot i_{AC}}{m_{T,DC}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} \right) dt \\ &= n_{DC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,DC}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \left( S_{DC}^2 \cdot S_{AC,1}^2 + \overline{S_{DC}}^2 \cdot \overline{S_{AC,1}}^2 + \overline{S_{DC}}^2 \cdot S_{AC,1}^2 + S_{DC}^2 \cdot \overline{S_{AC,1}}^2 \right) \cdot i_{AC}^2 \right) dt \\ &= n_{DC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,DC}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \left( S_{DC}^2 \cdot \underbrace{\left( S_{AC,1}^2 + \overline{S_{AC,1}}^2 \right)}_{=1} + \overline{S_{DC}}^2 \cdot \underbrace{\left( \overline{S_{AC,1}}^2 + S_{AC,1}^2 \right)}_{=1} \right) \cdot i_{AC}^2 \right) dt \\ &= n_{DC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,DC}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \left( \underbrace{S_{DC}^2 + \overline{S_{DC}}^2}_{=1} \right) \cdot i_{AC}^2 \right) dt \\ &= n_{DC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,DC}} \cdot I_{AC}^2 \quad (2.84) \end{aligned}$$

Gleichung 2.81 lässt sich durch die vorstehenden Herleitungen wie folgt ausführen:

$$P_{D,ges} = 3 \cdot \left( n_{DC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,DC}} \cdot I_{AC}^2 + n_{AC} \cdot \frac{R_{DS(on)}}{m_{T,AC}} \cdot I_{AC}^2 \right) \quad (2.85)$$

Wird für die Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters ein bestimmter Wirkungsgrad vorgegeben, so wird dieser unter anderem über die Anpassung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET je Schalter  $m_{T,DC}$  für die DC-Seite und  $m_{T,AC}$  für die

AC-Seite eingestellt. Im Betrieb fließt der Ausgangsstrom AC-seitig durch die Schalter jeder Zelle und DC-seitig entweder durch die oberen Schalter  $T_{DCz}$  oder durch die unteren Schalter  $\overline{T_{DCz}}$ . Dies bedeutet, dass die Schalter der AC-Seite stärker belastet werden. Daher werden für eine gleichmäßigere Verteilung der Halbleiter-Verluste AC-seitig mehr MOSFET je Schalter parallelgeschaltet als DC-seitig. Die Berechnung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET wird unter der Voraussetzung gleicher Durchlassverluste pro Chipfläche auf der DC- und AC-Seite durchgeführt. Daher wird folgende Bedingung definiert:

$$\underbrace{\underbrace{P_{D,AC,ges} \cdot \frac{1}{n_{AC}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{m_{T,AC}}}_{\text{pro Zelle}}}_{\text{pro Schalter}} = \underbrace{\underbrace{P_{D,DC,ges} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{n_{DC}} \cdot \frac{1}{m_{T,DC}}}_{\text{pro Pfad}}}_{\text{pro Schalter}} \quad (2.86)$$

pro MOSFET

Ein Einsetzen von Gleichung 2.82 und 2.84 in Gleichung 2.86 führt zu

$$\frac{1}{2 \cdot m_{T,AC}^2} = \frac{1}{4 \cdot m_{T,DC}^2} \quad (2.87)$$

und ein Umstellen nach  $m_{T,DC}$  zu

$$m_{T,DC} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_{T,AC} \quad (2.88)$$

Durch Einsetzen von Gleichung 2.88 in 2.85 lässt sich die Mindestanzahl parallelgeschalteter MOSFET der AC-Seite durch Aufrunden von

$$m_{T,AC} = \left\lceil \frac{3 \cdot I_{AC}^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot (\sqrt{2} \cdot n_{DC} + n_{AC})}{P_{D,ges}} \right\rceil \quad (2.89)$$

bestimmen.



# 3 Stationäre Auslegung eines 300kW Mehrpunkt-Umrichters für den netzseitigen Einsatz in Windenergieanlagen - Multilevel-Betrieb

Um die Ergebnisse der Umrichterauslegung untereinander vergleichen und bewerten zu können, werden die in Kapitel 2 vorgestellten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien auf Basis von identischen elektrischen Anforderungen ausgelegt. Diese Anforderungen entstanden während der Arbeit im öffentlich geförderten Projekt *WindUmEta*. Sie basieren auf einem kommerziellen Zweipunktumrichter für Windenergieanlagen im Megawatt-Bereich und sind beispielhaft für einen Einspeise-Vollumrichter für den niederspannungsseitigen Einsatz in Windenergieanlagen. Zur Erzeugung der Netzleistung von mehreren Megawatt werden  $n$  Umrichtereinheiten parallelgeschaltet, wobei die Leistung einer Umrichtereinheit  $1/n$  der Gesamtleistung beträgt. Eine Umrichtereinheit besteht aus zwei Teilumrichtern - einem generatorseitigen Gleichrichter und einem netzseitigen Wechselrichter - welche über einen gemeinsamen Spannungszwischenkreis „Rücken an Rücken“ (engl. *back-to-back*, B2B) miteinander verbunden sind (Abbildung 1.1). Diese Zweipunkt-Umrichtereinheit in back-to-back Konfiguration wird im weiteren Verlauf der Arbeit der besseren Lesbarkeit halber B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit genannt. Sie bildet die Referenz für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien.

Eine Parallelschaltung von  $n$  Umrichtereinheiten wird DC-seitig über eine direkte Verbindung der Zwischenkreise erreicht. AC-seitig werden die Ausgänge über zusätzliche Drosseln entkoppelt, um sehr hohe Ausgleichsströme zu vermeiden. Aufgrund des Umfangs

wird in dieser Arbeit nicht näher auf den Aufbau und die Regelung parallelgeschalteter Mehrpunkt-Umrichter eingegangen. Der Vollständigkeit halber werden jedoch die Veröffentlichungen [52, 34] erwähnt, welche sich mit dem Thema der Regelung parallelgeschalteter Mehrpunkt-Umrichter auseinandersetzen.

Die elektrischen Grunddaten der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit sowie alle weiteren für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien relevanten Anforderungen werden in Abschnitt 3.1 erläutert. Aufgrund einer hohen Anzahl an Freiheitsgraden wird die dadurch komplexe Auslegung des Modularen Mehrpunkt-Umrichters priorisiert behandelt (Abschnitt 3.2). Um eine direkte Vergleichbarkeit zu ermöglichen, dienen die Ergebnisse der Auslegung des modularen Mehrpunkt-Umrichters zum Teil als Vorgabe für die Auslegung des Flying-Capacitor (Abschnitt 3.3) und des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Abschnitt 3.4). Werden Auslegungsergebnisse des modularen Multilevel-Umrichters übernommen, wird dies in den entsprechenden Textstellen gekennzeichnet.

Der Fokus bei der Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien wird mit Hinblick auf eine industrielle Anwendung auf die Kriterien *Wirkungsgrad*, *Kosten* und *Bauvolumen* gelegt. Es ist davon auszugehen, dass bei einem Umrichteraufbau mit einer hohen Anzahl an Niedervolt Si-MOSFET (siehe Abschnitt 1.1) diese einen dominierenden Einfluss auf alle drei Kriterien haben werden. Gleiches gilt für die Auswahl geeigneter Submodul- bzw. Zellkondensatoren, welche insbesondere die beiden Kriterien Bauvolumen und Kosten beeinflussen. Aus diesen Gründen spielen die beiden Komponenten *MOSFET* und *Kondensatoren* bei der in den folgenden Abschnitten beschriebenen Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien eine übergeordnete Rolle.

Es wird darauf hingewiesen, dass Ergebnisse der folgenden Abschnitte zum Teil bereits in [54, 55] veröffentlicht wurden.

## 3.1 Anforderungen für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien

Die elektrischen Grunddaten im Nennbetrieb der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit (siehe einleitender Text von Kapitel 3) werden in Tabelle 3.1 dargestellt. Diese Werte bilden die Grundlage für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien. Die DC-Zwischenkreisspannung wird nicht angegeben, da sie aufgrund der B2B-Konfiguration

in einem gewissen Rahmen frei gewählt werden kann (siehe Abschnitt 3.2.6). Die Ausle-

Tabelle 3.1: Elektrische Grunddaten im Nennbetrieb der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit, welche als Vorgabe für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien dienen

Bezeichnung	Generatorseitiger Umrichter	Netzseitiger Umrichter
	Wert	Wert
Verkettete Netzspannung, $U_{AC}$	700V	630V
Maximale Netzspannung	-	$U_{AC} + 20\%$
Minimale Netzspannung	-	$U_{AC} - 10\%$
Grundfrequenz, $f$	10Hz	50Hz
Nennstrom, $I_{AC}$	335A	335A
Mindest-Wirkungsgrad, $\eta$	98,5%	98,5%
Leistungsfaktor, $\cos(\varphi)$	0,8	0,866
Nenn-Scheinleistung, $S_N$	406kVA	366kVA
Nenn-Wirkleistung, $P_N$	325kW	317kW

gung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien erfolgt auf Basis der elektrischen Grunddaten für den netzseitigen Umrichter. Der Grund für die Entscheidung ist, dass der Einsatz eines modularen Multilevel-Umrichters im Multilevel-Betrieb im generatorseitigen Umrichter aufgrund der niedrigen Grundfrequenz nicht sinnvoll ist (Erklärung in Abschnitt 4.1). Aufgrund ähnlicher Werte für den generator- und netzseitigen Umrichter ist eine Auslegung aller Mehrpunkt-Umrichter-Topologien ausschließlich auf Basis der Werte für den netzseitigen Umrichter ein zielführender Weg, um einen quantitativen Vergleich der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien zu ermöglichen. Die elektrischen Grunddaten für den generatorseitigen Umrichter werden dennoch angegeben, da sie relevant für den in Abschnitt 7.3 beschriebenen Wirkungsgradvergleich sind. Neben den elektrischen Grunddaten gibt es weitere Anforderungen, welche im Folgenden beschrieben werden.

### Wirkungsgrad

Es wird ein Mindest-Wirkungsgrad eines Teilumrichters von 98,5% gefordert (Tabelle 3.1). Die Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters im Multilevel-Betrieb resultiert in einen Nenn-Wirkungsgrad von 98,95% (Tabelle 3.4). Dieser Wirkungsgrad wird für den Flying-Capacitor und den Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter im Multilevel-Betrieb vorgegeben. Für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Quasi-Zweilevel-Betrieb gilt der Mindest-Wirkungsgrad von 98,5% (Tabelle 3.1).

## Halbleiterverluste

Für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien wird der *infineon IPB044N15N5 OptiMOS 5* MOSFET mit einer Sperrspannung  $U_{Sperr} = 150V$  ausgewählt [49]. Die Entscheidung für diese Wahl wird in Abschnitt 3.2.4.4 beschrieben. Für die Berechnung der Durchlassverluste wird der Datenblattwert des Durchlasswiderstands bei  $75^{\circ}C$  verwendet ( $R_{DS(on)} = 4,5m\Omega$ ). Da alle Mehrpunkt-Umrichter-Topologien mit der gleichen Schaltfrequenz und der gleichen Modulationstechnik angesteuert werden (Abschnitt 2.1), wird angenommen, dass die Schaltverluste einen Anteil von 20% der Gesamt-Halbleiterverluste ausmachen. Da im Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter etwa die Hälfte der Schalter grundfrequent getaktet werden (siehe Abschnitt 2.4.1), ist in diesem Fall der Anteil der Schaltverluste an den Gesamt-Halbleiterverlusten 10%. Diese getroffenen Annahmen werden in Abschnitt 6.2 durch eine messtechnische Untersuchung der Schaltverluste verifiziert.

## Lebensdauerauslegung der Kondensatoren

Für die Lebensdauerauslegung der Kondensatoren (Kapitel 5) wird der Arbeitsbereich der Windenergieanlage auf die in Tabelle 3.2 dargestellten Betriebspunkte reduziert und mit einer Häufigkeitsverteilung hinterlegt. Die Häufigkeitsverteilung der Umgebungstempera-

Tabelle 3.2: Auslegungsrelevanter Leistungsbereich der Windenergieanlage (bezogen auf eine B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit), hinterlegt mit dem Betriebsanteil

Netzleistung in kW	Anteil in %
58	45
117	15
200	15
275	15
292	10

turen wird in Tabelle 3.3 angegeben. Es wird eine Lebensdauer der Windenergieanlage von 20 Jahren angestrebt.

## Blindleistungstellbereich

Für den maximalen Blindleistungstellbereich im Nennbetrieb des netzseitigen Umrichters gilt:

$$\frac{Q_N}{P_N} = \pm 0,63 \quad (3.1)$$

Tabelle 3.3: Umgebungstemperaturen der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit, hinterlegt mit dem Betriebsanteil

Umgebungstemperatur in °C	Anteil in %
30	45
40	50
50	5

### Berücksichtigung der technischen Anschlussregeln für das Mittelspannungsnetz

Da die Umrichtereinheit der Windenergieanlage in das Mittelspannungsnetz einspeist, werden die technischen Anschlussregeln der TAR Mittelspannung (VDE-AR-N 4110, [123]) berücksichtigt. Dies gilt besonders für die Spannungsstützung bei Netzfehlern durch Blindstromeinspeisung. Eine detaillierte Betrachtung dieser Thematik erfolgt in Abschnitt 3.2.7.2.

## 3.2 Auslegung des Modularen Mehrpunkt-Umrichters

### 3.2.1 Auswahl der Submodul-Konfiguration

Neben dem in Abbildung 2.1 dargestellten Halbbrücken-Submodul existieren weitere Submodul-Konfigurationen. Der Einsatz von Halbbrücken-Submodulen beschränkt sich auf den Fall, dass die Aussteuerung des Umrichters

$$a_U = 2 \cdot \frac{\hat{U}_{AC0}}{U_{DC}} \leq 1 \quad (3.2)$$

ist. Vollbrücken-Submodule sind im Gegensatz zu Halbbrücken-Submodulen in der Lage,

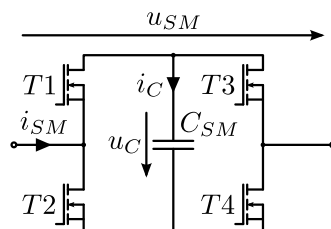


Abbildung 3.1: Topologie eines Vollbrücken-Submoduls

eine negative Submodulspannung zu erzeugen (Abbildung 3.1). Dadurch ist eine Aussteuerung  $a_U > 1$  möglich. Darüber hinaus werden Fehlerströme im Falle eines Fehlers auf der DC-Seite reduziert, wodurch die Notwendigkeit eines Bremsstellers entfallen kann [42]. Nachteilig ist jedoch die im Vergleich zu einem Halbbrücken-Submodul doppelte Anzahl an Leistungshalbleitern, was zu einem Anstieg der Verluste und der Kosten führt [31]. Dies führt zu der Idee eines kombinierten Aufbaus eines modularen Multilevel-Umrichters mit Halb- und Vollbrücken-Submodulen, wobei nur so viele Vollbrückenmodule verwendet werden, wie für den Fehlerfall erforderlich sind [2, 136, 70]. In [135, 31] werden die Bedingungen für das Verhältnis von Halb- und Vollbrücken-Submodulen im stationären Betrieb sowie im Fehlerfall definiert. Der Aufbau der Vollbrücken-Submodule, die nur für den Fehlerfall vorhanden sein müssen, lässt sich hinsichtlich Kosten und Verluste optimieren. Dies geschieht beispielsweise durch den Austausch eines Schalters durch eine kostengünstigere Dioden [98] als auch durch den Austausch eines Vollbrücken-Submoduls durch zwei über Kreuz miteinander verbundenen Halbbrücken-Submodulen [98, 89, 77]. Neben der Halb- und Vollbrücken-Konfiguration existieren über 50 weitere Submodul-Konfigurationen. Die bekanntesten Konfigurationen werden in [121, 4, 98] beschrieben und miteinander verglichen. Sie alle haben jedoch gemeinsam, dass sie im Vergleich zu einem klassischen Halbbrücken-Submodul eine erhöhte Aufbau- bzw. Steuerungskomplexität sowie erhöhte Halbleiterverluste aufweisen. Ebenso wird sich die Kombination von unterschiedlichen Submodul-Konfigurationen innerhalb eines modularen Multilevel-Umrichters negativ auf die Fertigungskosten auswirken. Da jedoch aufgrund der Back-to-Back Konfiguration die DC-Zwischenkreisspannung frei wählbar ist, erfolgt die Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters anhand von Halbbrücken-Submodulen. Die Ermittlung der optimalen DC-Zwischenkreisspannung wird in Abschnitt 3.2.6 beschrieben.

### **3.2.2 Bestimmung des ungünstigsten Nenn-Betriebspunktes für den gesamten Blindleistungstellbereich**

Wie bereits in Abschnitt 3.1 beschrieben, muss der netzseitige Umrichter während einer Über- und Unterspannung des Netzes sowie über den gesamten Blindleistungstellbereich (siehe Tabelle 3.1 und Gleichung 3.1) zuverlässig arbeiten. Dies betrifft insbesondere die Auslegung der Submodulkapazität (Gleichung 2.13), da die Kondensatorspannung zu jedem Zeitpunkt mindestens so groß wie die Submodulspannung sein muss (Bedingung 2 in Abschnitt 2.2.2).

Zur Identifizierung des ungünstigen Nenn-Betriebspunktes werden die im Submodul auftretenden Spannungen und Ströme für die maximalen, im Nennbetrieb auftretenden Blind- und Wirkleistungs-Kombinationen ermittelt. In Abbildung 3.2 werden die Systemgrößen in einem Submodul eines positiven Arms für alle möglichen Kombinationen dargestellt. Eine Beschreibung der Systemgrößen erfolgt in Abschnitt 2.2.2. Für eine bessere Übersicht

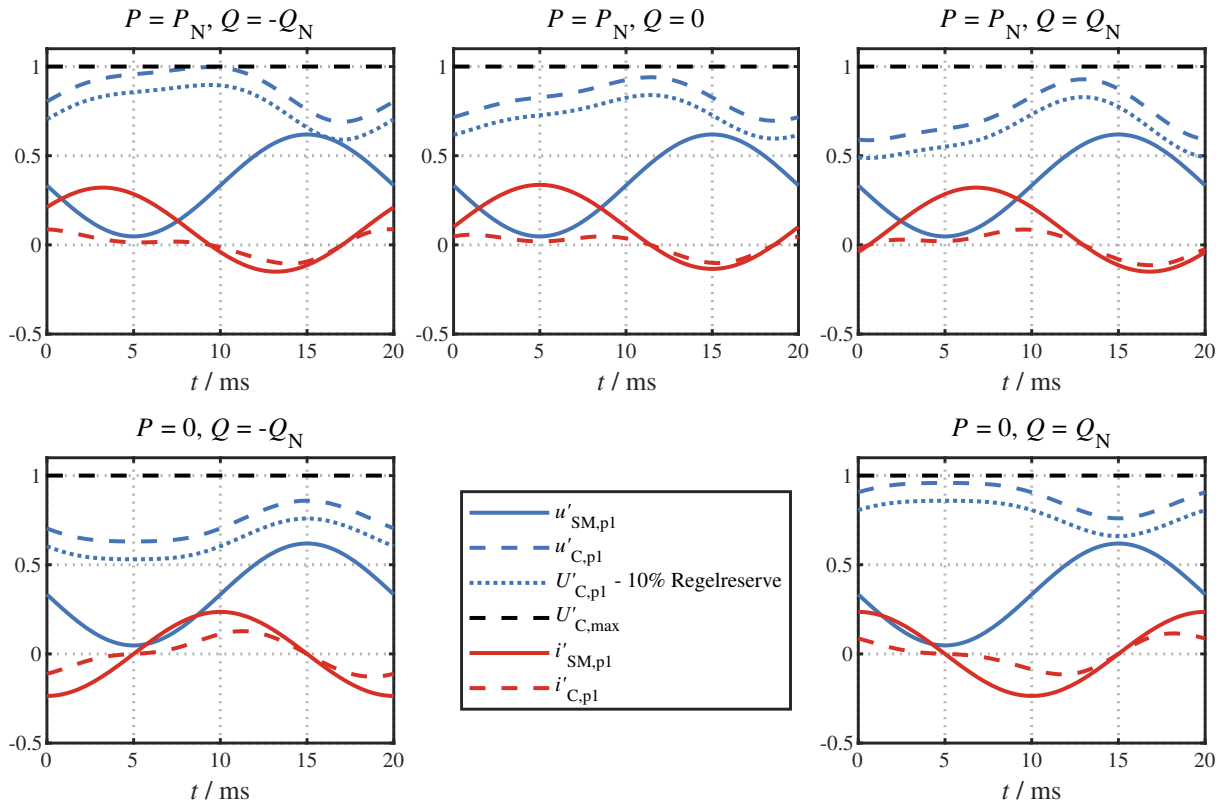


Abbildung 3.2: Systemgrößen innerhalb eines Submoduls für die maximalen im Nennbetrieb auftretenden Blind- und Wirkleistungs-Kombinationen

werden die dargestellten Spannungen auf  $U_{C,max}$  (Gleichung 2.11) und die Ströme auf den dreifachen Nennstrom normiert. Die normierten Größen werden als gestrichene Größen ( $x'$ ) dargestellt. Die Berechnung der Systemgrößen im Submodul für die verschiedenen PQ-Kombinationen wird mit einer gleichgroßen Submodulkapazität durchgeführt. Diese wird so auslegt, dass die Kondensatorspannung innerhalb der definierten Grenzen verläuft (Abschnitt 2.2.2). In Abbildung 3.2 ist ersichtlich, dass die Kombination  $P = P_N$  und  $Q = -Q_N$  (oben links) zu einer Berührung von  $u'_{C,p1}$  mit den definierten Grenzen führt. Diese PQ-Kombination stellt den ungünstigsten Nenn-Betriebspunkt dar und wird daher als Referenz für die Berechnung der Submodulkapazität gewählt.

### 3.2.3 Ermittlung einer optimalen Submodulspannung und Stufenzahl

Ein zielführender Weg zur vereinfachten Abschätzung einer optimalen Submodulspannung und Stufenzahl des modularen Multilevel-Umrichters ist die Gegenüberstellung von Halbleiterverlusten mit dem Energieinhalt der in den Submodulen installierten Kondensatoren. Im Folgenden wird für ein besseres Verständnis der Einfluss dieser beiden Freiheitsgrade auf die Auslegungskriterien *Wirkungsgrad* sowie *Bauvolumen* beschrieben. Wird bei einer festgelegten DC-Zwischenkreisspannung die Sperrspannung der MOSFET (Gleichung 2.11) oder die Stufenzahl im Arm (Gleichung 2.5) erhöht, hat dies einen direkten Einfluss auf den zur Verfügung stehenden Arbeitsbereich der Kondensatorspannung (Gleichung 2.12) und damit auch auf die Ströme (Gleichung 2.8 und 2.21) innerhalb des Submoduls (Abbildung 3.3). Eine Änderung des Arbeitsbereichs der Kondensatorspannung sowie der

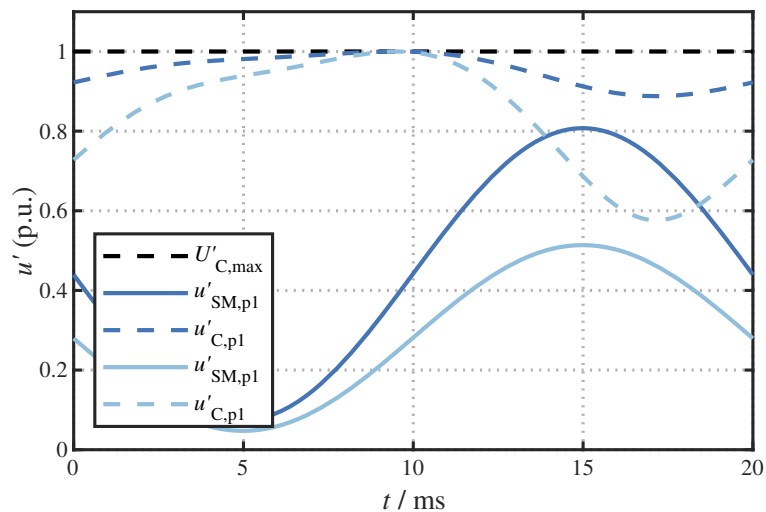


Abbildung 3.3: Einfluss einer Änderung der Stufenzahl  $m_{SM}$  auf den Verlauf der Kondensatorspannung ( $m_{SM} = 14$  (dunkelblau),  $m_{SM} = 22$  (hellblau))

Stufenzahl wirkt sich somit auf die Verlustleistung der MOSFET (Gleichung 2.24, mit  $m_{Tc} = 1$ ) - ein Indikator für den Wirkungsgrad eines Umrichters - und auf die erforderliche Submodulkapazität (Gleichung 2.13) aus. Über die maximale Kondensatorspannung sowie die Submodulkapazität lässt sich der Energieinhalt im Submodulkondensator zu

$$w_{SM} = \frac{1}{2} \cdot C_{SM} \cdot U_{C,max}^2 \quad (3.3)$$

und im gesamten dreiphasigen Umrichter zu

$$w_{ges} = w_{SM} \cdot m_{SM} \cdot 2 \cdot 3 \quad (3.4)$$

berechnen. Aufgrund des direkten Zusammenhangs zwischen Energie und Volumen eines Kondensators ist der berechnete Energieinhalt im Submodul ein wichtiger Indikator für das Bauvolumen eines Umrichters [95]. Abbildung 3.4 stellt die Gesamt-Durchlassverlustleistung (Gleichung 2.26) über den Gesamt-Energieinhalt (Gleichung 3.4) im modularen Multilevel-Umrichter für verschiedene MOSFET-Sperrspannungen dar. Die bei der Berechnung verwendeten elektrischen Parametern werden in Tabelle 3.1 dargestellt. Die Werte neben den Datenpunkten entsprechen der Stufenzahl. Für einen quantitativen Vergleich der Durchlassverluste in Abhängigkeit der Sperrspannung wird ein Proportionalitätsfaktor  $k_R$  definiert [56]. Dieser Faktor beschreibt näherungsweise das Verhältnis zwischen dem Durchlasswiderstand und der Sperrspannung eines MOSFET zu

$$k_R = \frac{R_{DS(on)}}{U_{Sperr}^{2,5}} \quad (3.5)$$

und lässt sich aus dem Datenblatt der Leistungshalbleiter ermitteln. Für die in Abbildung 3.4 dargestellten Berechnungen wird  $k_R$  anhand des infineon IPB600N25N3 MOSFET ermittelt. Die Gesamt-Chipfläche der MOSFET im modularen Multilevel-Umrichter wird bei Variation der Stufenzahl konstant gehalten. Wird die Stufenzahl erhöht, so erhöhen sich die Durchlassverluste durch die zusätzlichen Submodule. Zusätzlich verkleinert sich die Chipfläche pro Submodul, wodurch bei gleichem Strom die Durchlassverluste im Submodul steigen. Entgegengesetzt verhält es sich bei der installierten Energie im Arm. Wird die Stufenzahl erhöht, verkleinert sich die anteilige Armspannung, welche von jedem Submodul erzeugt werden muss. Dadurch vergrößert sich der zur Verfügung stehende Arbeitsbereich der Kondensatorspannung (vgl. Abbildung 3.3) und die Submodulkapazität kann kleiner dimensioniert werden, was den Gesamt-Energieinhalt verringert. Der Einfluss der kleiner werdenden Submodulspannung ist größer als der Einfluss der größer werdenden Stufenzahl. Daher verringert sich bei größer werdender Stufenzahl die installierte Energie im Arm.

Auf Basis dieser Vorgehensweise lassen sich sinnvolle Kombinationen aus Stufenzahl und MOSFET-Sperrspannung ableiten. Geeignet scheint die Wahl einer niedrigeren Sperrspannung  $U_{Sperr} = 150V$  bei einer Stufenzahl  $m_{SM} = 16 \dots 20$ . Die in diesem Abschnitt beschriebene vereinfachte Herangehensweise zur Ermittlung einer optimalen Submodulspannung und Stufenzahl beschränkt sich auf die eingangs beschriebenen Kriterien *Wir-*

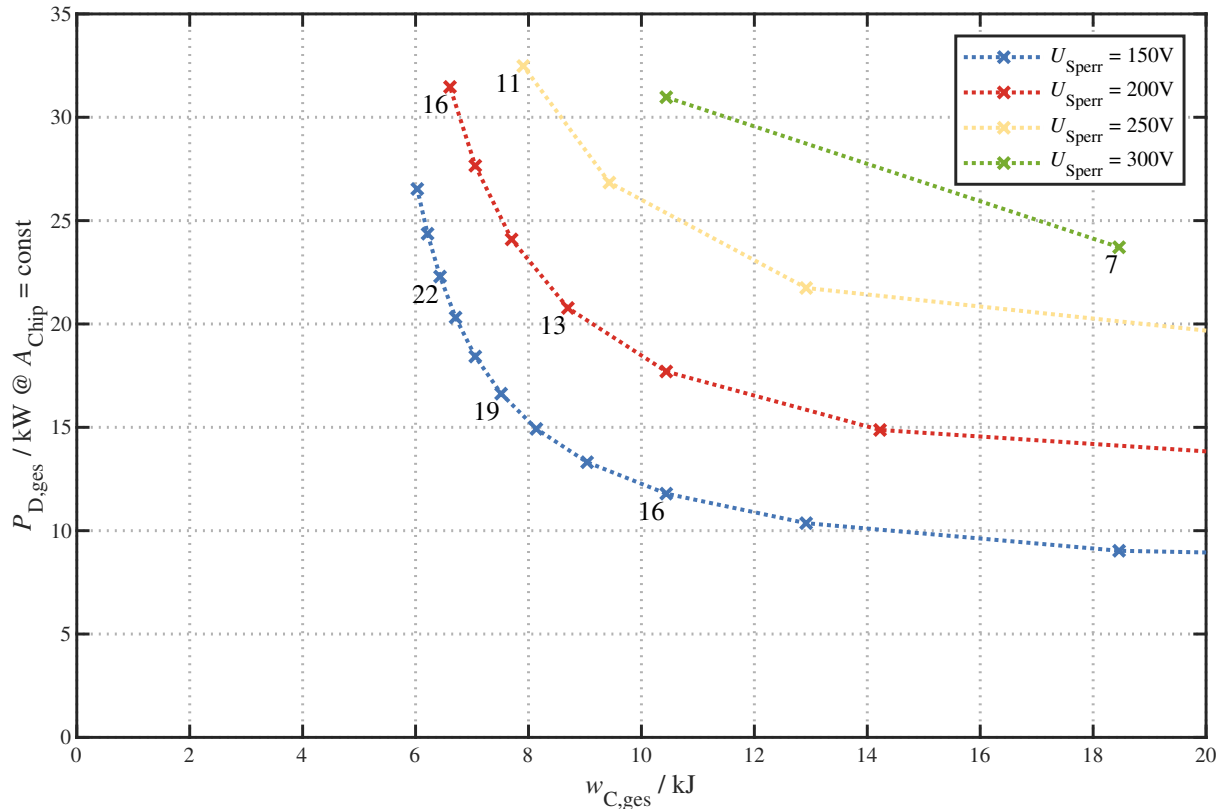


Abbildung 3.4: Gesamt-Durchlassverlustleistung über den Gesamt-Energieinhalt der Submodulkondensatoren eines modularen Multilevel-Umrichters für verschiedene MOSFET-Sperrspannungen bei gleicher Gesamt-Chipfläche

*kungsgrad* und *Bauvolumen*. Im folgenden Abschnitt wird eine erweiterte Herangehensweise beschrieben. Diese wird anhand auf dem Markt verfügbarer MOSFET und Kondensatoren durchgeführt. Damit lässt sich das dritte Auslegungs-Kriterium *Kosten* mit einbeziehen.

### 3.2.4 Ermittlung einer optimalen Submodulspannung und Stufenzahl anhand verfügbarer Niedervolt Si-MOSFET

In diesem Abschnitt wird die in Abschnitt 3.2.3 beschriebene Herangehensweise zur Ermittlung einer optimalen Submodulspannung und Stufenzahl durch Einbezug des *Kosten*-Kriteriums erweitert. Dazu werden Niedervolt Si-MOSFET mit Sperrspannungen von 150V bis 300V und möglichst geringem Durchlasswiderstand des Herstellers infineon herausgesucht und gegenübergestellt. Da die Sperrspannung eines MOSFET auch einen direkten Einfluss auf die Submodulspannung hat (entsprechend Gleichung 2.11), wird

durch die Wahl des optimalen MOSFET gleichzeitig auch die Höhe der Submodulspannung festgelegt. In den folgenden Unterabschnitten wird der Einfluss des gewählten MOSFET und damit der Submodulspannung sowie der Einfluss einer Änderung der Stufenzahl auf die drei Kriterien *Wirkungsgrad*, *Bauvolumen* und *Kosten* des modularen Multilevel-Umrichters beschrieben und im letzten Unterabschnitt grafisch dargestellt.

### 3.2.4.1 Vorgabe eines festen Umrichter-Wirkungsgrades zur Berechnung der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET je Schalter

Für einen quantitativen Vergleich wird ein Umrichter-Wirkungsgrad von 98,5% vorgegeben (Tabelle 3.1). Dieser führt bei Berücksichtigung der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen sowie in Abhängigkeit des Durchlasswiderstands des MOSFET und der Stufenzahl zu einer Mindestanzahl an parallelgeschalteten MOSFET je Schalter. Daraus lässt sich die Gesamtzahl der MOSFET in einem modularen Multilevel-Umrichter ableiten. Die Berechnungsgrundlage zur Ermittlung der Mindestanzahl an parallelgeschalteten MOSFET wird in Abschnitt 2.2.4.3 beschrieben. Dabei wird die Annahme getroffen, dass beide Schalter eines Submoduls die gleiche Anzahl an parallelgeschalteten MOSFET haben.

### 3.2.4.2 Auswirkungen der Wahl der Submodulspannung sowie der Stufenzahl auf das Bauvolumen bzw. auf die Bauteilfläche

In diesem frühen Stadium der Umrichter-Auslegung ist eine Berechnung des Umrichter-Bauvolumens aufgrund vieler unbekannter Faktoren nicht hilfreich. Durchführbar ist jedoch die Berechnung der ungefähren Bauteilfläche, welche von den MOSFET und Kondensatoren in den Submodulen eingenommen wird. Diese Vorgehensweise ermöglicht einen Vergleich innerhalb verschiedener Konfigurationen des modularen Multilevel-Umrichters in Abhängigkeit der Submodulspannung sowie der Stufenzahl. Zusätzlich sind Rückschlüsse auf das spätere Bauvolumen eines modularen Multilevel-Umrichters möglich. Die Gesamtzahl an MOSFET (siehe Abschnitt 3.2.4.1) sowie die Abmessungen des MOSFET führen zu einer Gesamt-Bauteilfläche der MOSFET im modularen Multilevel-Umrichter. Für die Submodulkondensatoren werden Aluminium-Elektrolytkondensatoren der Serie B43547 der Firma TDK ausgewählt. Diese eignen sich für große Stromrippel und haben im Vergleich zu den anderen Serien des Herstellers eine lange Lebensdauer. Bei einer maximalen Sperrspannung von 300V ist die kleinste verfügbare Kondensator-Spannungsklasse ausreichend

( $V_R = 200V$ ). Da für kleinere Submodulspannungen kein passender Kondensator zur Verfügung steht, wird die Annahme getroffen, dass der Hersteller in der Lage ist, für jede Spannungsklasse einen kundenspezifischen Kondensator herstellen zu können. Für die vorliegende Auslegungsrechnung wird ein virtueller Kondensator auf Basis des B43547 bei einer Nennspannung von 200V und einer Kapazität von 1,5mF generiert. Nach [112] hat dieser Kondensator einen Durchmesser von 30mm und einer Höhe von 50mm. Die Energie ist damit

$$w_C = \frac{1}{2} * 0,0015F * (200V)^2 = 30J \quad (3.6)$$

Das Volumen errechnet sich zu

$$V_C = \pi * \left(\frac{0,03m}{2}\right)^2 * 0,05m = 14,1 * 10^{-5}m^3 \quad (3.7)$$

Da das Verhältnis von Kondensatorenergie zu Volumen - die Energiedichte - für Kondensatoren des gleichen Typs näherungsweise konstant ist, kann für jede Zwischenkreisspannung und Kapazität das Volumen berechnet werden. Mit der Annahme, dass jeder Kondensator eine Höhe von 50mm hat, kann die Bauteilfläche berechnet werden. Mit Hinblick auf einen möglichst niederinduktiven Aufbau (siehe Abschnitt 6.1) wird davon ausgegangen, dass mehrere Kondensatoren je Submodulkondensator parallelgeschaltet werden. Die von einem zylinderförmigen Kondensator eingenommene Fläche entspricht damit einem Quadrat, dessen Seitenlänge gleichgroß wie der Durchmesser des Kondensators ist. Die von den MOSFET und Kondensatoren eingenommene Fläche werden zu einer Gesamt-Bauteilfläche zusammengefasst. Dabei werden Abstände von wenigen Millimetern zwischen den Bauteilen berücksichtigt.

### 3.2.4.3 Auswirkungen der Wahl der Submodulspannung sowie der Stufenzahl auf die Gesamtkosten der MOSFET

Für eine Beurteilung des *Kosten*-Kriteriums werden die Einkaufspreise der MOSFET herausgesucht. Die Gesamtzahl an MOSFET je Umrichter (siehe Abschnitt 3.2.4.1), welche für die Erreichung des vorgegebenen Wirkungsgrads erforderlich sind, sowie der Preis pro MOSFET ergeben zusammen die Gesamtkosten. Es werden hierbei auf die vom Hersteller veröffentlichten Preise zurückgegriffen, welche für kleine Stückzahlen gelten (Stand 2020). Sie dienen lediglich dem Vergleich verschiedener MOSFET untereinander.

### 3.2.4.4 Vergleich der Gesamt-Bauteilfläche und der Gesamtkosten der MOSFET zur Ermittlung der optimalen Submodulspannung und Stufenzahl

Abbildung 3.5 stellt die von den gesamten MOSFET und Kondensatoren eines modularen

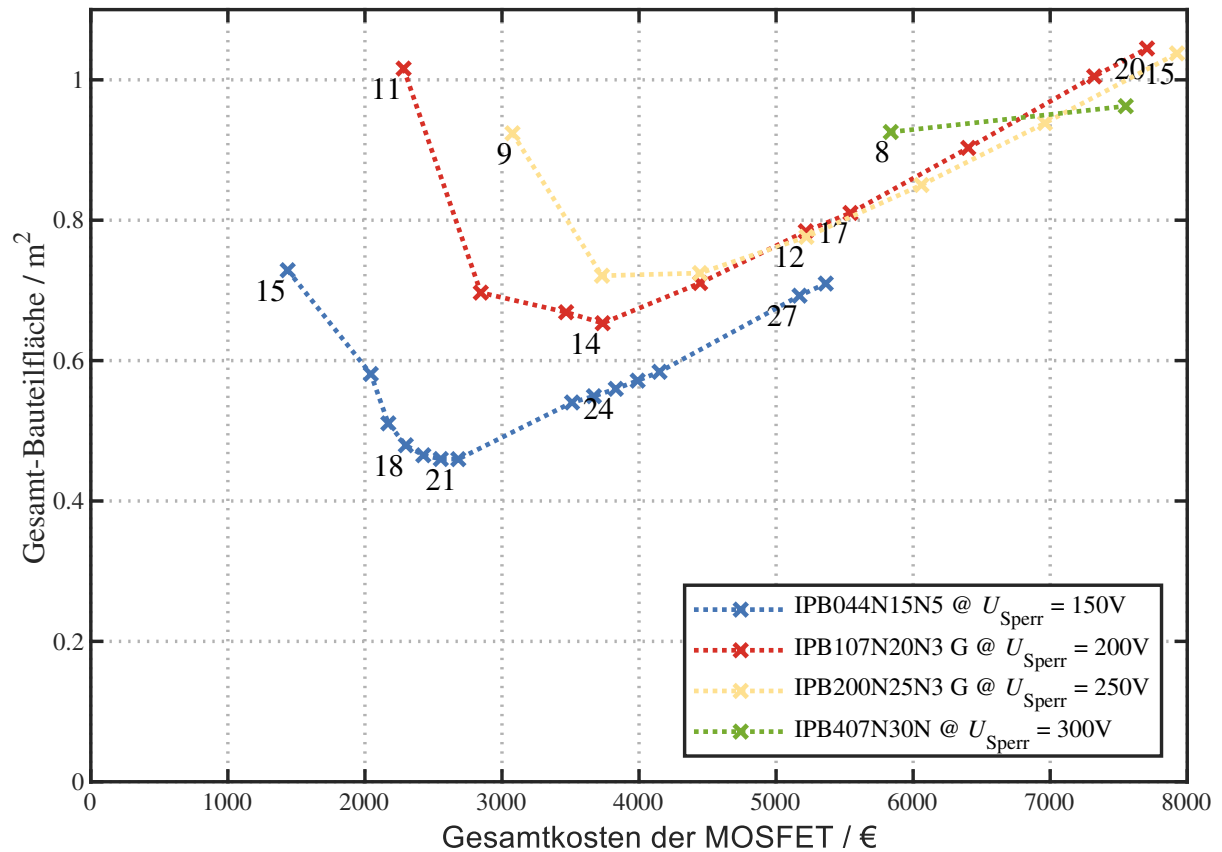


Abbildung 3.5: Gegenüberstellung der Gesamt-Bauteilfläche (MOSFET + Kondensatoren) und der Gesamtkosten aller MOSFET für einen dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichter

Multilevel-Umrichters eingenommene Bauteilfläche den Gesamtkosten der MOSFET im modularen Multilevel-Umrichter gegenüber. Der Vergleich wird für vier geeignete Niedervolt Si-MOSFET mit Sperrspannungen von 150V bis 300V des Herstellers infineon durchgeführt. Die Werte über den Datenpunkten geben die Stufenzahl an. Es wird aus Gründen der Übersichtlichkeit nur jeder dritte Datenpunkt beschriftet. Ähnlich wie in Abbildung 3.4 erscheint ebenso bei diesem Ergebnis die Wahl der niedrigsten MOSFET-Sperrspannung  $U_{Sperr} = 150V$  am sinnvollsten. Aufgrund der Eigenschaften des für diese Sperrspannung gewählten MOSFET IPB044N15N5 (siehe [49]) eignet sich eine Stufenzahl  $m_{SM} = 18$ , da diese ein Optimum zwischen kleiner Gesamt-Bauteilfläche und geringen Gesamtkosten

bietet. Aus diesem Grund dient dieser MOSFET als Vorlage für die Auslegung aller Mehrpunkt-Umrichter-Konfigurationen (siehe Abschnitt 3.1).

Bei einer Stufenzahl von  $m_{SM} = 18$  müssen mindestens  $m_T = m_{T1} = m_{T2} = 5$  MOSFET pro Schalter parallelgeschaltet werden, um den vorgegebenen Wirkungsgrad zu erreichen (siehe Abschnitt 3.2.4.1). Die Anzahl parallelgeschalteter MOSFET kann optimiert werden, wenn eine Beziehung zwischen den Gesamtkosten der MOSFET und der Verlustleistung im modularen Multilevel-Umrichter hergestellt wird. Für diese sogenannte Verlustbewertung wird angenommen, dass jedes eingesparte Kilowatt Verlustleistung etwa 3000€ wert ist. Im Umkehrschluss bedeutet diese Annahme, dass eine Erhöhung der Gesamtkosten des modularen Multilevel-Umrichters um 3000€ zu einer Einsparung von mindestens einem Kilowatt Verlustleistung führen muss. Diese Annahme entstand während der Arbeit im öffentlich geförderten Projekt *WindUmEta*. Da der Schalter T2 aufgrund der Aussteuerung stärker belastet wird, ist eine unterschiedliche Anzahl an parallelgeschalteten MOSFET sinnvoll. Aus diesem Grund werden folgende zwei Verfahren untersucht:

- Verfahren 1: Variation der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET für T1 und T2 unter Beibehaltung des Verhältnisses  $\frac{m_{T1}}{m_{T2}} = \frac{1}{1,5}$
- Verfahren 2: Variation der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET für T1 und T2 unter Beibehaltung des Verhältnisses  $\frac{m_{T1}}{m_{T2}} = \frac{1}{2}$

Der Grund für die Auswahl der beiden Verhältnisse ist das Ziel, einen möglichst symmetrischen Aufbau zu erreichen (Vergleich Kapitel 6.1). Abbildung 3.6 stellt dar, dass sich durch diese Art der Verlustbewertung für beide Verhältnisse ein Optimum erreichen lässt, welches recht ähnlich ausfällt. Es lässt sich ein leichter Vorteil bei  $m_{T1} = 4$  und  $m_T = 8$  (Abbildung 3.6 (b)) erkennen, sodass dieses Ergebnis als finales Auslegungsergebnis für den modularen Multilevel-Umrichter verwendet wird. Dabei ist anzumerken, dass das Ergebnis stark von den endgültigen MOSFET-Kosten abhängt (siehe Abschnitt 3.2.4.3). Fallen die MOSFET-Kosten aufgrund hoher Abnahmemengen seitens des Umrichter-Herstellers kleiner aus, so lässt sich die Anzahl parallelgeschalteter MOSFET weiter erhöhen. In der Praxis ist dies jedoch nicht unbegrenzt möglich. Zum einen verkompliziert sich der Platinaufbau und die Ansteuerung der MOSFET (siehe Kapitel 6), zum anderen erhöht sich die Gefahr von Stromfehlverteilungen sowie die Ausfallwahrscheinlichkeit aufgrund der erhöhten Anzahl an MOSFET.

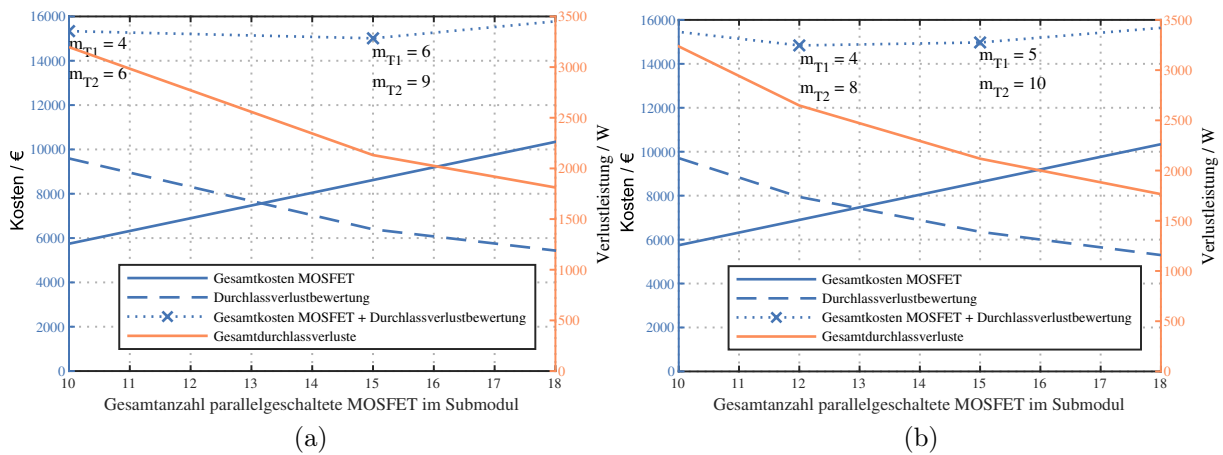


Abbildung 3.6: Bewertung der Gesamt-Durchlassverluste (3000€/kW) in Abhängigkeit der parallelgeschalteten MOSFET pro Schalter für den modularen Multilevel-Umrichter bei einem Verhältnis  $\frac{m_{T1}}{m_{T2}} = \frac{1}{1,5}$  (a) und einem Verhältnis  $\frac{m_{T1}}{m_{T2}} = \frac{1}{2}$  (b)

### 3.2.5 Vergleich von Submodulkondensatoren für verschiedene Spannungsklassen

Da die Auslegung in Abschnitt 3.2.4.4 anhand eines virtuellen Kondensators durchgeführt wird, wird die Eignung der Wahl der Submodulspannung durch verfügbare Kondensatoren überprüft. Dabei soll untersucht werden, bei welcher Kondensatorspannung ein Optimum zwischen großer Energiedichte und maximaler Strombelastung vorliegt. Dazu werden Kondensatoren der Serie B43547 der Firma TDK für drei verschiedene Spannungsklassen miteinander verglichen. Innerhalb einer Spannungsklassen lassen sich verschiedene Kondensatoren vergleichen, indem die Energie pro Volumen über der maximalen Strombelastung pro Volumen aufgetragen wird. Für den Vergleich von mehreren Kondensatoren des gleichen Typs aber unterschiedlichen Spannungsklassen wird die Energiedichte auf die quadratische Spannung (siehe Gleichung 3.3) und die maximale Strombelastung auf das Volumen des Kondensators bezogen. Als Grundlage dienen die Datenblattwerte [112]. Die Vielzahl an Datenpunkten ergeben sich aus der Vielzahl an zur Verfügung stehenden Kapazitäten und Größen innerhalb einer Spannungsklasse. Der in Abbildung 3.7 dargestellte Vergleich unterstreicht die Wahl einer niedrigen Submodulspannung, da mit kleinerer Spannungsklasse die maximale Strombelastung (bezogen auf das Volumen) als auch die Energiedichte (bezogen auf die Spannung) der Kondensatoren zunimmt.

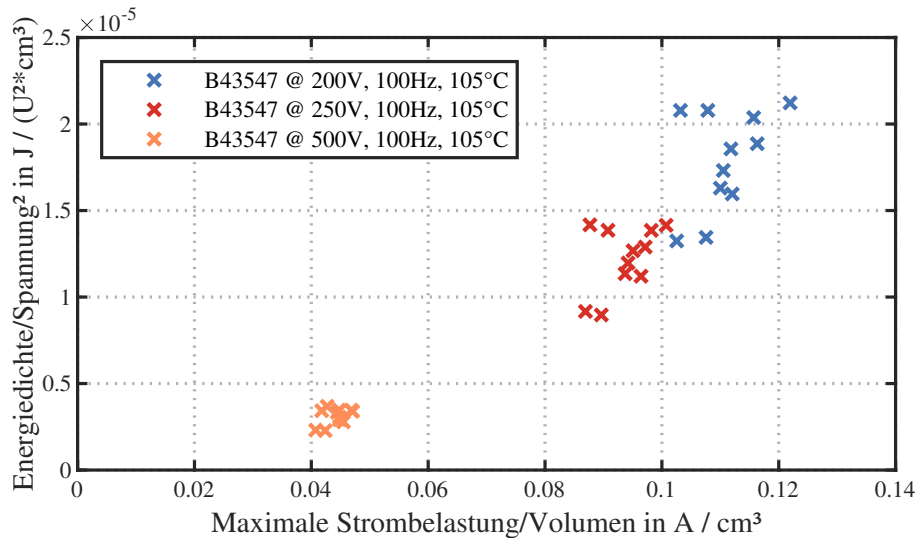


Abbildung 3.7: Vergleich von Energiedichte und Strombelastung von Kondensatoren der Serie B43547 der Firma TDK für verschiedene Spannungsklassen

### 3.2.6 Ermittlung der optimalen DC-Zwischenkreisspannung

Aufgrund der B2B-Konfiguration kann die DC-Zwischenkreisspannung innerhalb eines gewissen Rahmens frei definiert werden (Abschnitt 3.1). Die maximal mögliche DC-Zwischenkreisspannung errechnet sich aus der Stufenzahl und der maximalen Submodulspannung, welcher etwa  $2/3$  der MOSFET-Sperrspannung entspricht (Gleichung 2.11), zu

$$U_{DC,max} = \frac{2}{3} \cdot n_{SM} \cdot U_{Sperr} \quad (3.8)$$

Die minimal mögliche DC-Zwischenkreisspannung ergibt sich aufgrund der gewählten Halbbrückentopologie (siehe Abschnitt 3.2.1) bei einer maximalen Umrichteraussteuerung von 1 zu

$$U_{DC,min} = 2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} U_{AC} \quad (3.9)$$

Abbildung 3.4 stellt die Gesamt-Durchlassverlustleistung (Gleichung 2.26) über den Gesamt-Energieinhalt aller Submodulkondensatoren (Gleichung 3.4) des modularen Multilevel-Umrichters für verschiedene DC-Zwischenkreisspannung dar. Die bei der Berechnung verwendeten elektrischen Parameter werden in Tabelle 3.1 dargestellt bzw. orientieren sich an den bisherigen Auslegungsergebnissen, welche in Abschnitt 3.2.4 beschrieben werden. Die Leistung, AC-Spannung, Stufenzahl sowie die Sperrspannung und der Durchlasswiderstand der MOSFET werden konstant gehalten. Je kleiner die DC-Zwischenkreisspannung,

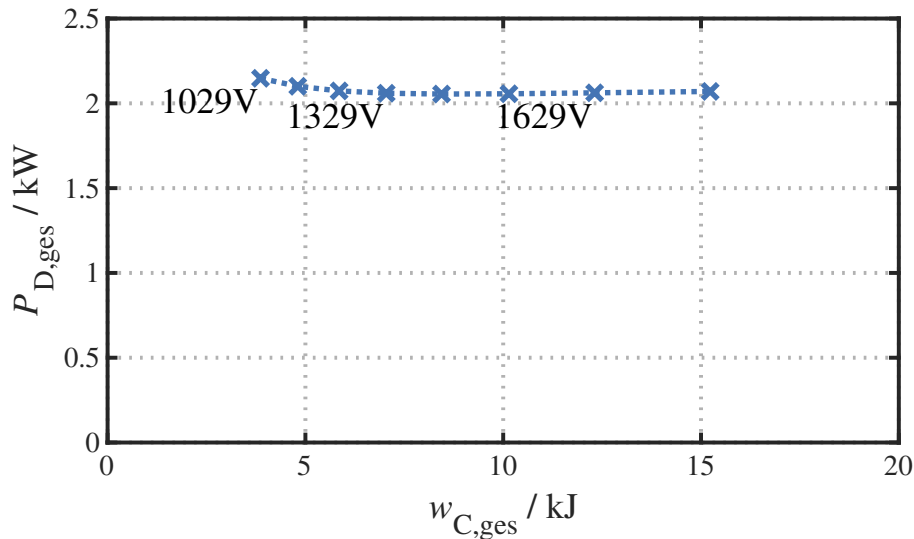


Abbildung 3.8: Vergleich der Gesamt-Durchlassverlustleistung über den Gesamt-Energieinhalt aller Submodulkondensatoren eines modularen Multilevel-Umrichters in Abhängigkeit von der DC-Zwischenkreisspannung

desto kleiner wird die Submodulkapazität (Begründung durch Gleichung 2.12). Allerdings treten durch die kleiner werdenden DC-Zwischenkreisspannungen höhere DC-Ströme auf, wodurch aufgrund von Gleichung 2.4 größere Armströme fließen und die Durchlassverluste steigen. Der Vorteil durch die kleiner werdende Submodulkapazität überwiegt jedoch die steigenden Verluste. Optimal ist daher eine möglichst kleine DC-Zwischenkreisspannung und somit eine möglichst hohe Aussteuerung des modularen Multilevel-Umrichters. Da im vorliegenden Fall für den generator- und netzseitigen Teilumrichter zwei unterschiedliche minimale DC-Zwischenkreisspannungen in Frage kommen, wird die Größere von beiden als Zwischenkreisspannung für beide Umrichter definiert. Dies ist in diesem Fall die Spannung  $U_{DC} = 1235\text{V}$ , welche sich aus der AC-Spannung des netzseitigen Teilumrichters bei einer Überspannung von 20% nach Gleichung 3.9 berechnet.

### 3.2.7 Dimensionierung der Submodulkapazität

#### 3.2.7.1 Dimensionierung der Submodulkapazität bei Berücksichtigung von Kreisströmen und Common-Mode-Spannungen

Unter Berücksichtigung der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen sowie der in den vorherigen Abschnitten beschriebenen Auslegungsergebnisse lässt sich die Submo-

dulkapazität bestimmen. Mit der in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Vorgehensweise lässt sich eine Submodulkapazität von  $C_{SM} = 16,1mF$  ermitteln (Abbildung 3.9 links). Für

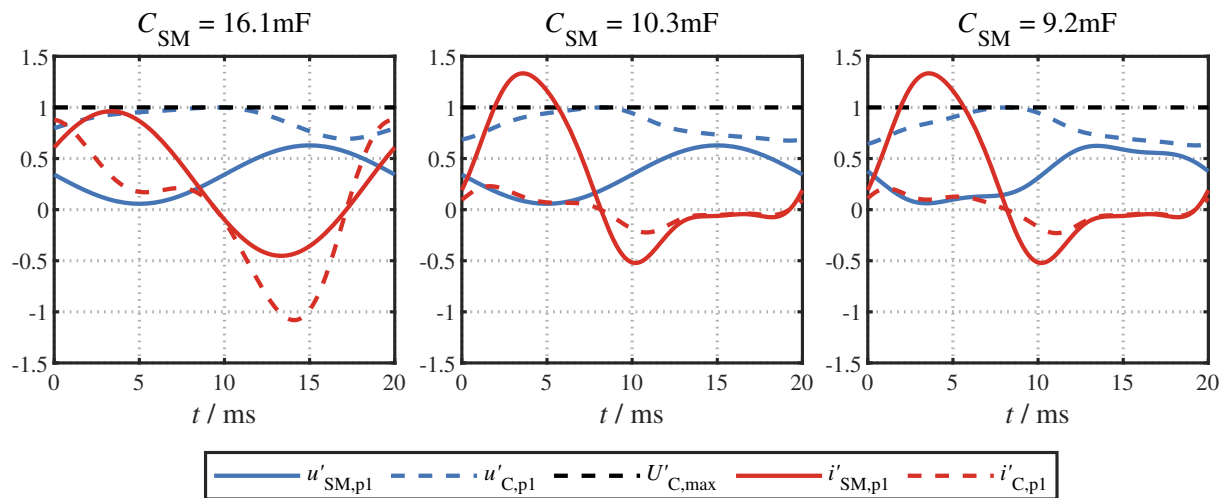


Abbildung 3.9: Systemgrößen innerhalb eines Submoduls ohne Kreisströme und Common-Mode-Spannung (links), mit Kreisströmen (Mitte) und mit Kreisströmen sowie einer Common-Mode-Spannung (rechts). Es wird die jeweils erforderliche Submodulkapazität angegeben

eine bessere Übersicht werden die in Abbildung 3.9 dargestellten Spannungen auf  $U_{C,max}$  (Gleichung 2.11) und die Ströme auf den Nennstrom normiert. Die normierten Größen werden als gestrichene Größen ( $x'$ ) dargestellt. Durch Einprägen eines innerhalb des modularen Multilevel-Umrichters fließenden Kreisstroms der zweiten und vierten Harmonischen der Grundfrequenz (Abschnitt 2.2.3) wird die Belastung des Submodulkondensators und damit die Submodulkapazität um etwa 35% auf  $C_{SM} = 10,3mF$  reduziert (Abbildung 3.9 Mitte). Werden zusätzlich zu den Kreisströmen die AC-Sternspannungen mit einer Common-Mode-Spannung der dritten Harmonischen der Grundfrequenz überlagert, lässt sich die Submodulkapazität um weitere etwa 10% auf  $C_{SM} = 9,2mF$  reduzieren (Abbildung 3.9 rechts). Die Optimierung der Submodulkapazität durch Kreisströme führt zu einem leicht erhöhten Effektivwert des Armstroms und daher auch zu leicht erhöhten Halbleiterverlusten. Aufgrund des erheblichen Vorteils einer reduzierten Submodulkapazität werden die erhöhten Halbleiterverluste jedoch vernachlässigt.

### 3.2.7.2 Dimensionierung der Submodulkapazität bei Beachtung unsymmetrischer Betriebsfälle unter Berücksichtigung der technischen Anschlussregeln für das Mittelspannungsnetz

Bei Anschluss des modularen Multilevel-Umrichters an das Mittelspannungsnetz kommt es aufgrund von Fehlerfällen auf der Netzseite zu unsymmetrischen AC-Spannungen. Um die Funktionalität des modularen Multilevel-Umrichters während solcher unsymmetrischer Betriebsfälle aufrecht zu erhalten („*Fault-Ride-Through*“), müssen diese bei der Auslegung berücksichtigt werden [55]. Es werden die folgenden Fälle betrachtet [14]:

- Einpoliger Erdkurzschluss
- Zweipoliger Kurzschluss
- Zweipoliger Kurzschluss mit Erdberührung

Da ein dreipoliger Kurzschluss zu einem symmetrischen Spannungseinbruch führt, stellt er keine zusätzliche Belastung für die Größen im Submodul des modularen Multilevel-Umrichters da und wird nicht näher betrachtet.

Für die Berücksichtigung des ungünstigsten Betriebsfalles wird ein schwerer Fehler auf der Mittelspannungsseite angenommen. Der Fehler wird, wie im Beispiel von Abbildung

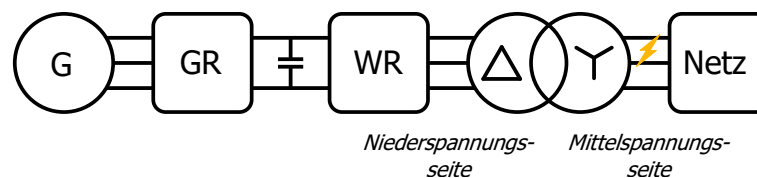


Abbildung 3.10: Anschluss eines Vollumrichters über einen Yd1 Transformator an das Mittelspannungsnetz sowie Darstellung eines zweipoligen Kurzschlusses (G = Generator, GR = Gleichrichter, WR = Wechselrichter)

3.10 ersichtlich, über einen Yd1 Transformator auf die Niederspannungsseite transformiert. Dabei wird angenommen, dass der Fehler in direkter Nähe des Transformators stattfindet, dass die Fehlerimpedanz gegen Null geht und der Transformator ideal ist. Dadurch wird ein maximaler Spannungseinbruch erreicht. Um die Leistung im Zwischenkreis während eines Netzfehlers zu regeln, ist ein Bremssteller unabdingbar. Die sich durch den Netzfehler auf der Mittelspannungsseite ergebenden Spannungen auf der Niederspannungsseite werden für die Berechnung der Leiterströme verwendet. Damit sind alle ausgangseitigen Größen

des modularen Multilevel-Umrichters bekannt. Dadurch lassen sich die Vorgänge in den Submodulen untersuchen. Der Betrieb des modularen Multilevel-Umrichters muss während eines unsymmetrischen Fehlerfalles aufrechterhalten werden. Dabei müssen die Armenergien innerhalb des modularen Multilevel-Umrichters durch Kreisströme (siehe Abschnitt 2.2.3) symmetriert werden.

Die Auswirkungen eines unsymmetrischen Betriebsfalles auf den modularen Multilevel-Umrichters werden im Folgenden anhand eines zweipoligen Kurzschlusses näher betrachtet. Der Fehler wird von der Mittelspannungsseite auf die Niederspannungsseite übertragen und die Sternspannungen errechnet [120]. Es wird mit Sternspannungen gerechnet, da diese die Berechnung der internen Größen des modularen Multilevel-Umrichters erleichtern (siehe Abbildung 2.1). Diese werden anschließend entsprechend [90] in das Mit- und Gegensystem transformiert. Abbildung 3.11 zeigt diese Vorgehensweise für die Spannungen auf der

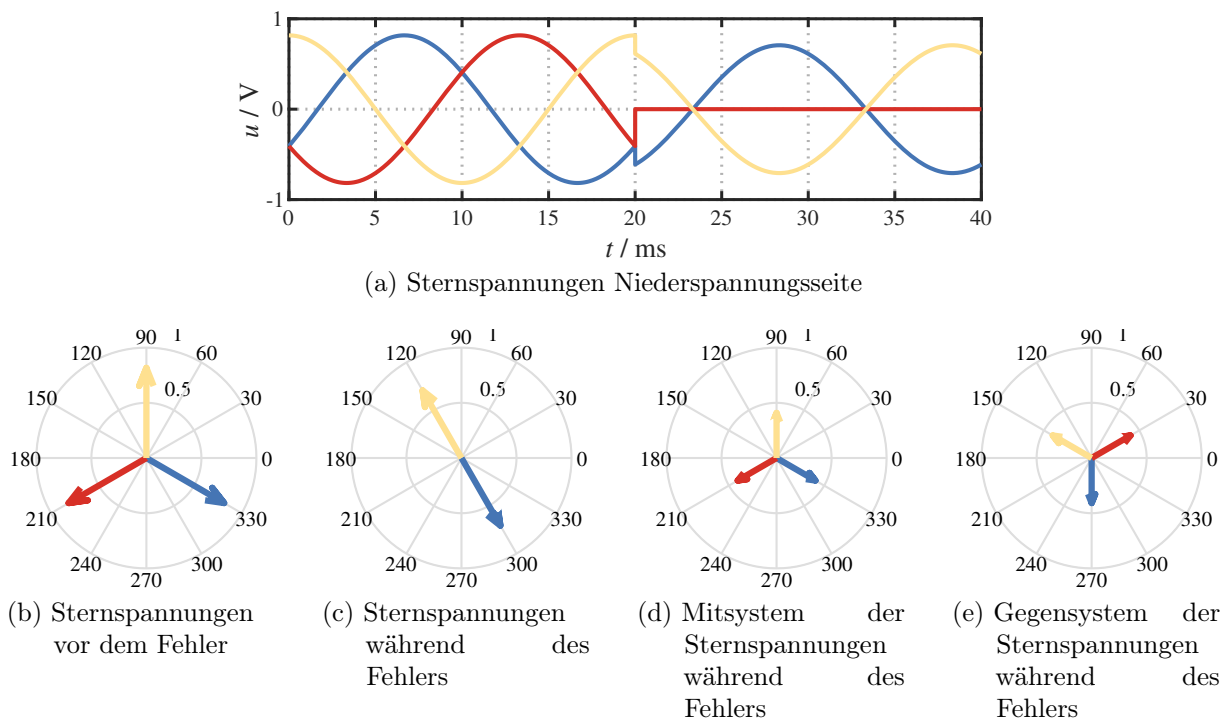


Abbildung 3.11: Transformation der Spannungen auf der Niederspannungsseite in das Mit- und Gegensystem (normierte Größen) bei einem zweipoligen Fehler auf der Mittelspannungsseite (Kurzschluss Phase 1 und 2 @  $t = 20\text{ms}$ )

Niederspannungsseite bei einem zweipoligen Kurzschluss auf der Mittelspannungsseite. Die Spannungen werden auf die Nennspannung (verkettet) normiert. Im nächsten Schritt werden die Ströme berechnet. Dies geschieht auf Basis der für das Mittelspannungsnetz in

Deutschland geltenden technischen Anschlussregeln TAR Mittelspannung (VDE-AR-N 4110, [123]). Zur Stützung des Netzes müssen während eines Fehlerfalles zusätzliche Blindströme in das Mit- und Gegensystem gespeist werden. Die Wirkströme werden dabei nicht verändert. Die Blindströme verhalten sich  $90^\circ$  kapazitiv im Mitsystem und  $90^\circ$  induktiv im Gegensystem zu den jeweiligen Spannungen. Die Blindströme sind proportional zur Spannungsabweichung. Das Verhältnis wird über den Verstärkungsfaktor  $k$  bestimmt, welcher vom Netzbetreiber vorgegeben wird. Im Folgenden wird die Berechnung der zusätzlichen Blindströme zur Stützung des Netzes beschrieben. Der normierte Spannungsabfall während des Fehlers wird zu

$$\Delta u = \frac{U - U_{1min}}{U_n} \quad (3.10)$$

berechnet, wobei  $U$  der aktuelle Effektivwert der Netzspannung während des Fehlers,  $U_{1min}$  der Ein-Minuten-Mittelwert der Netzspannung vor dem Fehler und  $U_n$  die Nenn-Netzspannung ist. Die symmetrischen Komponenten des Spannungsabfalls werden wie folgt berechnet:

$$\begin{bmatrix} \Delta u_1 \\ \Delta u_2 \\ \Delta u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Delta u_r \\ \Delta u_s \\ \Delta u_t \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Der komplexe Drehzeiger wird durch  $a = e^{j \cdot 2 \cdot \pi / 3}$  definiert. Über den Verstärkungsfaktor  $k$  werden anschließend die Blindströme  $\Delta i_B$  des Mit- und Gegensystems berechnet:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{B1} \\ \Delta i_{B2} \end{bmatrix} = k * \begin{bmatrix} \Delta u_1 \\ \Delta u_2 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Durch Rücktransformation werden aus den Blindströmen die auf den Nennstrom normierten Leiterströme berechnet:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{Br} \\ \Delta i_{Bs} \\ \Delta i_{Bt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Delta i_{B1} \\ \Delta i_{B2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Eine beispielhafte Berechnung der zur Stützung des Netzes erforderlichen Leiterströme ist in Abbildung 3.12 grafisch dargestellt. Die Ströme (rot) werden auf den Nennstrom und die Spannungen (blau) auf die verkettete Nennspannung der Niederspannungsseite normiert. Die Phasen 1, 2 und 3 werden durch die Linienstile –, - - und  $\dots$  dargestellt. Mit den ermittelten Sternspannungen und Leiterströmen wird die Betrachtung der für die Auslegung relevanten Vorgänge im Submodul ermöglicht (siehe Abschnitt 2.2.2). Die Abbildungen

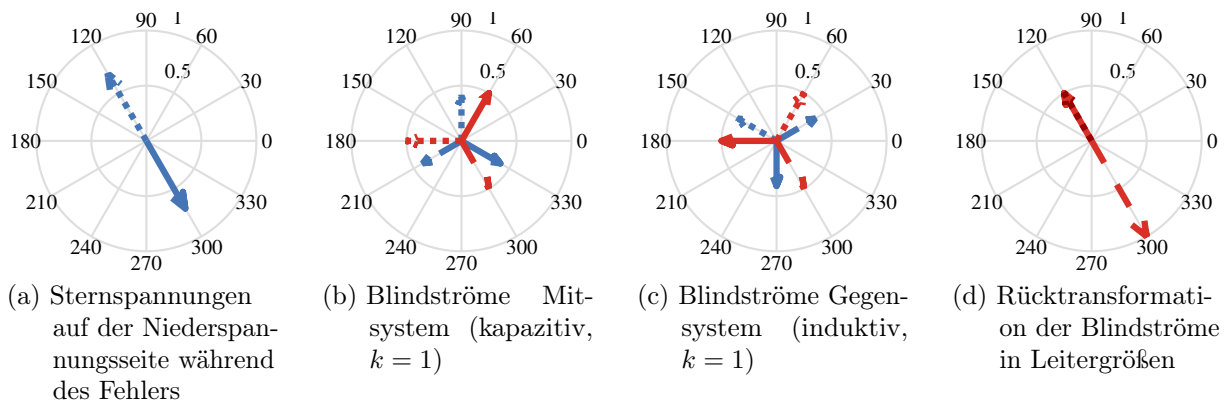


Abbildung 3.12: Bildung der Leiterströme auf der Niederspannungsseite nach *TAR Mittelspannung* [123] bei einem zweipoligen Fehler auf der Mittelspannungsseite (Spannungen in blau, Ströme in rot, normierte Größen)

3.13 - 3.15 stellen die Größen im Submodul im Falle eines einpoligen Erdkurzschlusses und eines zweipoligen Kurzschlusses mit und ohne Erdberührung dar. Die bei der Berechnung

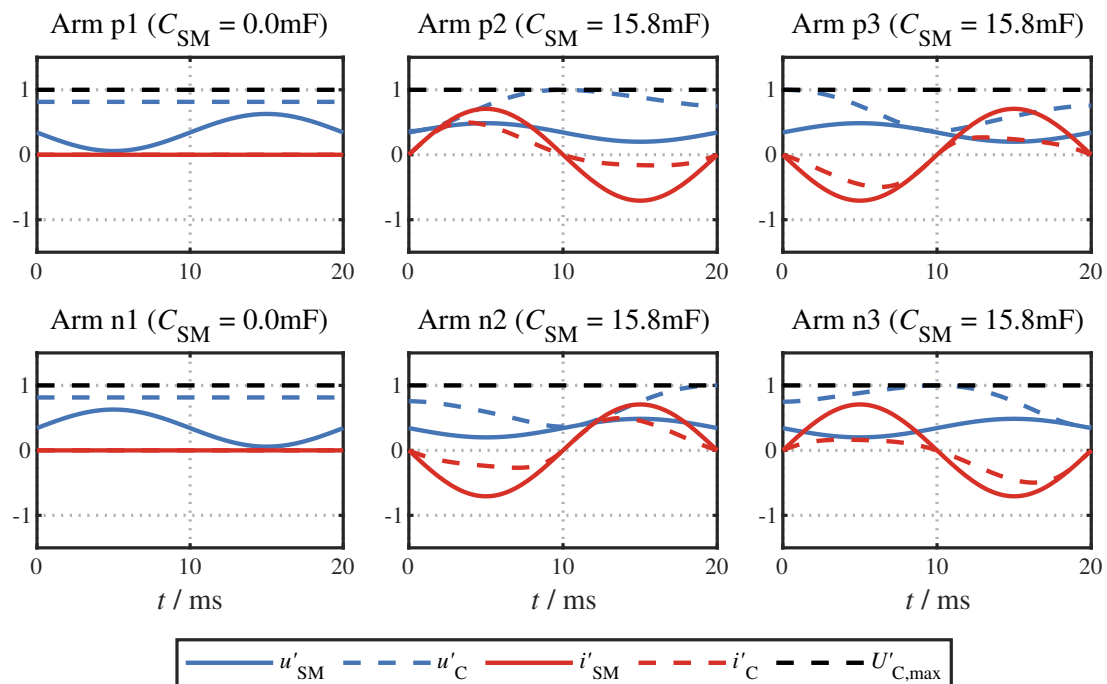


Abbildung 3.13: Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses

verwendeten elektrischen Parametern werden in Tabelle 3.1 dargestellt bzw. orientieren sich an den bisherigen Auslegungsergebnissen, welche in Abschnitt 3.2.4 beschrieben werden. Analog zum Aufbau eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters (Abbildung 2.1)

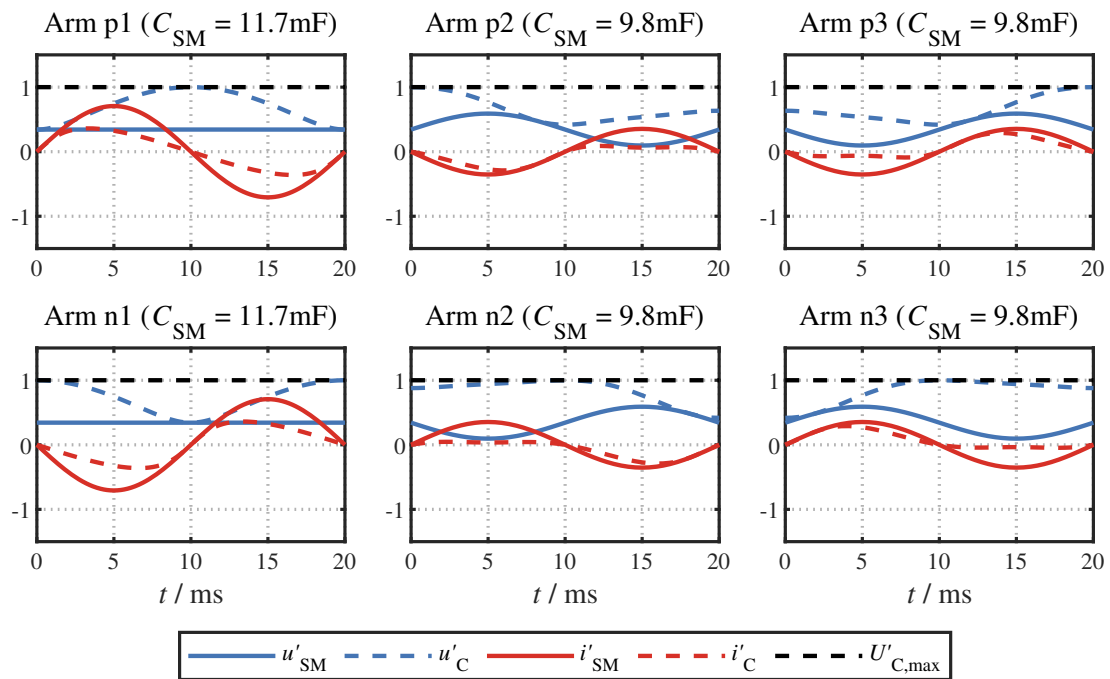


Abbildung 3.14: Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses

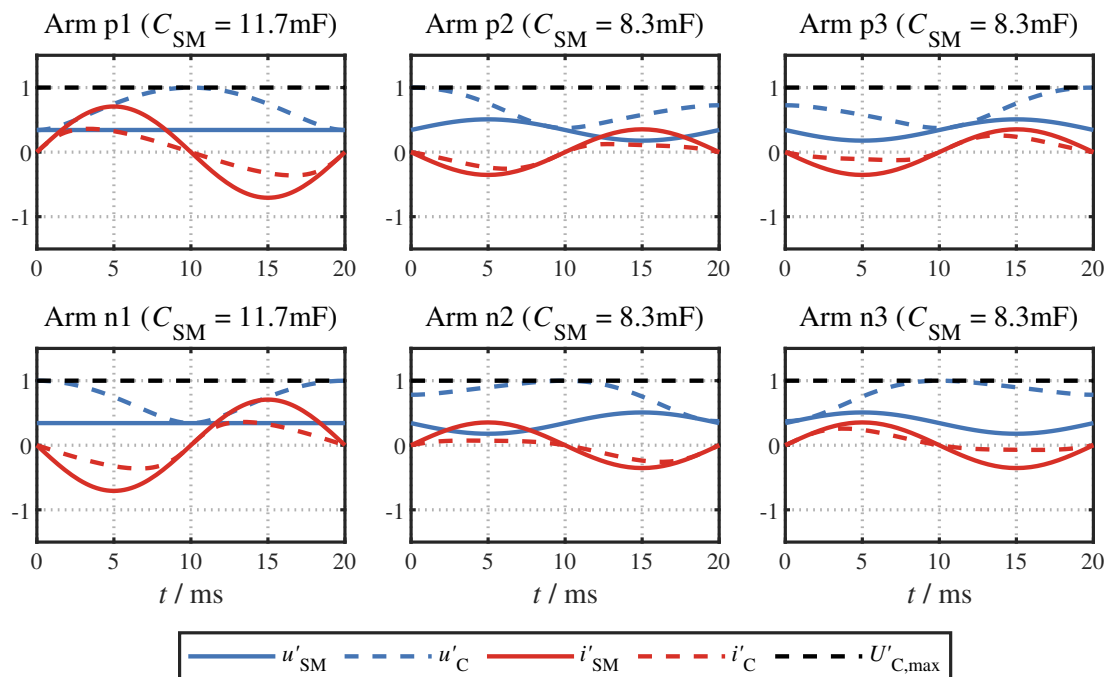


Abbildung 3.15: Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses mit Erdberührung

stellt die jeweils obere Reihe die Größen eines Submoduls der oberen Arme und die jeweils untere Reihe die Größen eines Submoduls der unteren Arme dar. Über jedem Diagramm wird die erforderliche Kapazität des jeweiligen Submodulkondensators (Abschnitt 2.2.2) zur Beherrschung des Fehlers angegeben. Für eine bessere Übersicht werden die dargestellten Spannungen auf  $U_{C,max}$  (Gleichung 2.11) und die Ströme auf den Nennstrom normiert. Die normierten Größen werden als gestrichene Größen ( $x'$ ) dargestellt. Es fällt auf, dass die zur Beherrschung erforderlichen Submodulkapazitäten teilweise über den im Nennbetrieb ermittelten minimalen Wert von  $C_{SM} = 9,2mF$  (Abbildung 3.9 rechts) liegen. Desweiteren fällt auf, dass in Phase 2 (p2/n2) die Kondensator-Spannung  $u'_C$  über eine Periode sinkt, während sie in Phase 3 (p3/n3) steigt. Eine zu niedrige bzw. zu hohe Kondensator-Spannung führt zu Instabilitäten im Umrichter und kann zum Ausfall von elektrischen Bauteilen führen. In den folgenden Abschnitten werden Maßnahmen zur Umgehung der beiden genannten Probleme für die drei Fehlerfälle beschrieben.

### Dimensionierung der Submodulkapazität zur Beherrschung des einpoligen Erdkurzschlusses auf der Mittelspannungsseite

Dem in Abbildung 3.13 sichtbaren Problem einer im Mittel steigenden bzw. sinkenden Submodulspannung wird durch ein Energietransfer von Phase 3 in Phase 2 entgegengewirkt. Dies wird durch einen entsprechend Abbildung 3.16 fließenden Kreisstrom  $i_{Kr23}$  erreicht (siehe Abschnitt 2.2.3). Die Einprägung eines DC-Kreisstroms führt zu den in Abbildung

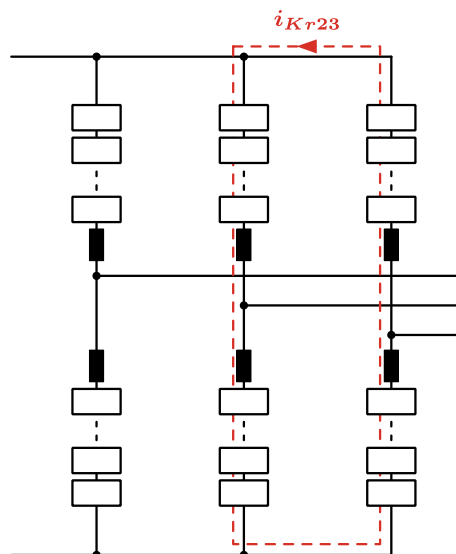


Abbildung 3.16: Topologie eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters mit zwischen Phase 2 und 3 zirkulierendem Kreisstrom

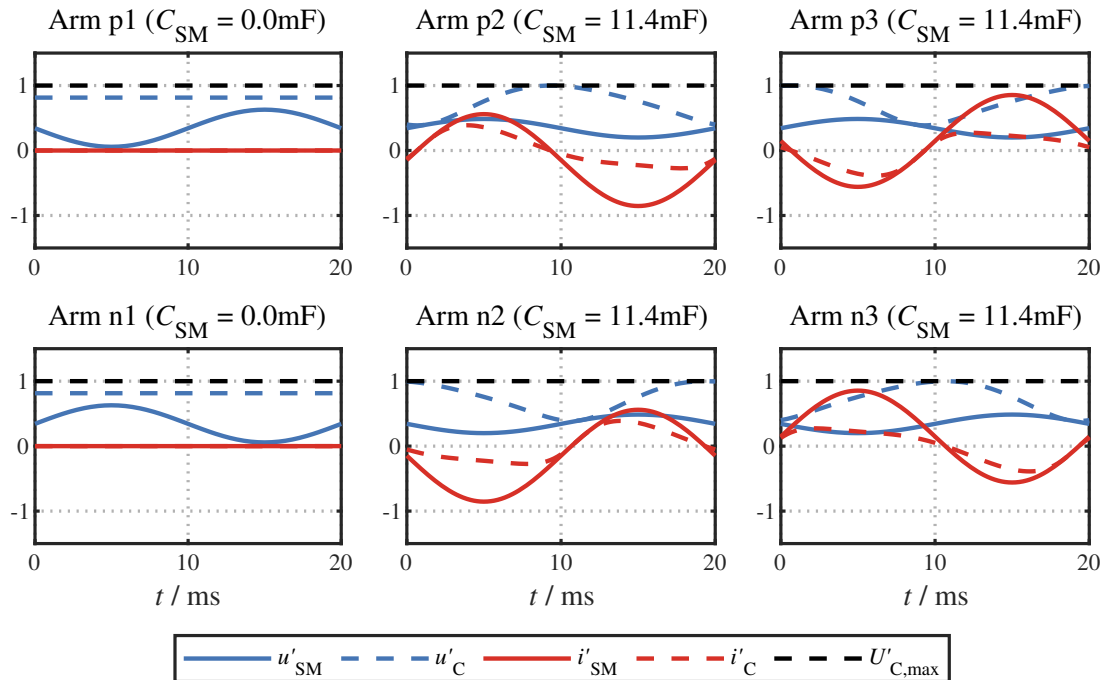


Abbildung 3.17: Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses bei Einprägung eines DC-Kreisstroms

3.17 dargestellten Verläufen in den Submodulen während eines zweipoligen Fehlers auf Mittelspannungsseite. Die mittlere Submodulspannung in Phase 2 und 3 bleibt über eine Periode konstant. Zusätzlich wird die Welligkeit verbessert, sodass die Submodulkapazität kleiner dimensioniert werden kann. Die zur Beherrschung des einpoligen Erdkurzschlusses erforderliche Submodulkapazität  $C_{SM} = 11,4mF$  liegt jedoch weiterhin über dem im Nennbetrieb ermittelten minimalen Wert  $C_{SM} = 9,2mF$ . Eine Verbesserung der Spannungswelligkeit wird erreicht, indem ein sinusförmiger AC-Kreisstrom mit einer zweiten und vierten Harmonischen der Grundfrequenz innerhalb des Umrichters eingepreßt wird. Die Berechnung dieses Kreisstromes erfolgt entsprechend der Beschreibung in Abschnitt 2.2.3, jedoch abweichend unter der Bedingung, dass dieser Kreisstrom ausschließlich in Phase 2 und 3 zirkuliert und dementsprechend  $180^\circ$  zueinander phasenverschoben ist. Abbildung 3.18 zeigt, dass sich die erforderliche Submodulkapazität durch den AC-Kreisstrom auf  $C_{SM} = 10,3mF$  reduziert. Die Submodulkapazität liegt damit auf dem Niveau der im symmetrischen Nennbetrieb erforderlichen Kapazität bei ausschließlicher Einprägung von Kreisströmen (Abbildung 3.9 Mitte). Ein möglicher Ansatz zur weiteren Reduzierung der Belastung des Submodulkondensators ist die Verwendung einer nicht-sinusförmigen Common-Mode Spannung im Zusammenhang mit sinusförmigen AC-Kreisströmen. Grundlegendes Ziel dabei ist die Minimierung der Leistung in den Armen mit der höchsten

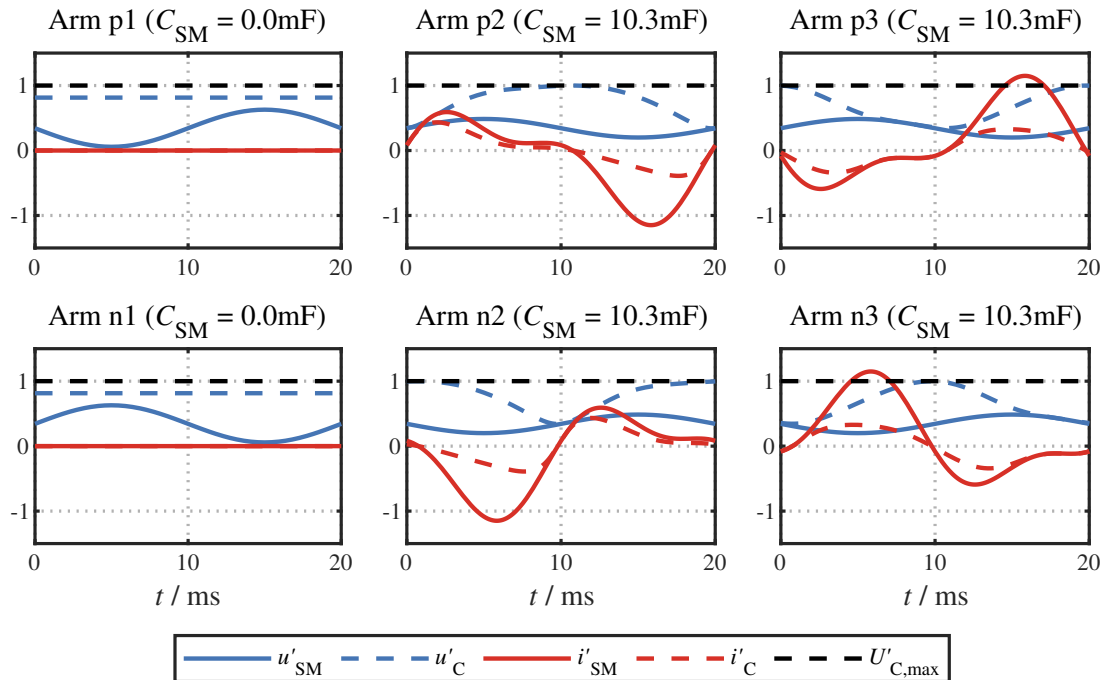


Abbildung 3.18: Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses bei Einprägung eines DC- und AC-Kreisstroms

Belastung. Ähnlich wie in [132] werden dazu die Common-Mode-Spannungen und Kreisströme derart moduliert, sodass bei großer Armspannung ( $\hat{=}$  Submodulspannung) ein kleiner Armstrom (= Submodulstrom) fließt und bei großem Armstrom eine kleine Armspannung anliegt. Dieser Ansatz wird in Abbildung 3.19 beispielhaft dargestellt.

Für ein besseres Verständnis werden die dabei in den Submodul-Größen enthaltenen Anteile der eingepprägten Common-Mode-Spannungen  $u_{CM}$ , des DC-Kreisstromes  $i_{Kr,DC}$  sowie des AC-Kreisstromes  $i_{Kr,AC}$  separat in Abbildung 3.20 dargestellt. Die Berechnung des AC-Kreisstromes erfolgt entsprechend der Beschreibung in Abschnitt 2.2.3, jedoch abweichend unter der Bedingung, dass dieser Kreisstrom ausschließlich in Phase 2 und 3 zirkuliert und dementsprechend  $180^\circ$  zueinander phasenverschoben ist. Damit ist nachgewiesen, dass der Betrieb des modularen Multilevel-Umrichters während eines einpoligen Erdkurzschlusses auf der Mittelspannungsseite mit einer für den Nennbetrieb ausgelegten Submodulkapazität (siehe Abbildung 3.9) aufrecht erhalten werden kann.

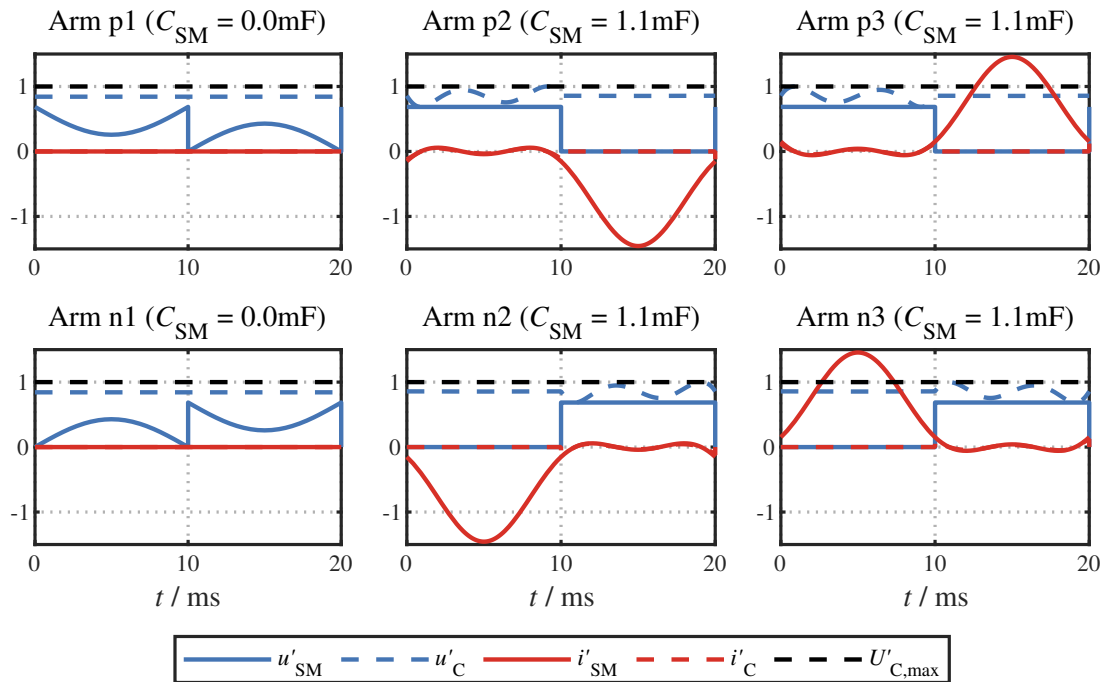


Abbildung 3.19: Größen im Submodul während eines einpoligen Erdkurzschlusses bei Einprägung eines DC- und nicht-sinusförmigen AC-Kreisstroms sowie der Aufmodulierung einer Common-Mode-Spannung

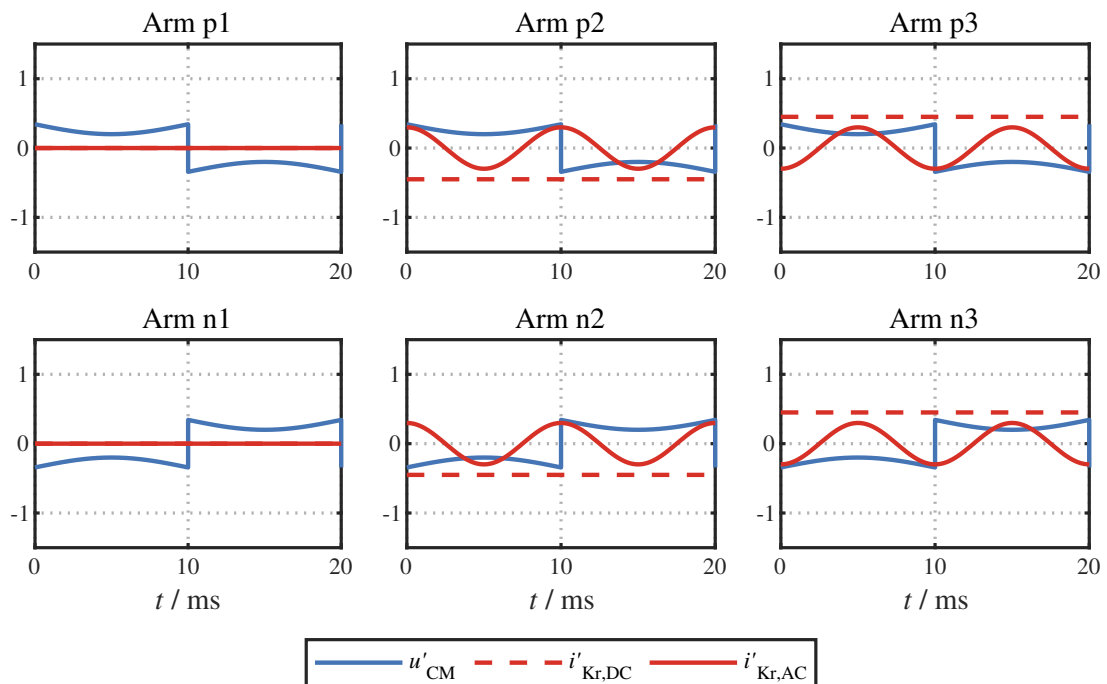


Abbildung 3.20: In den Submodul-Größen (siehe Abbildung 3.19) enthaltenen Anteile der eingepprägten Common-Mode-Spannungen  $u_{CM}$ , DC-Kreisströme  $i_{Kr23,DC}$  sowie AC-Kreisströme  $i_{Kr23,AC}$

### Dimensionierung der Submodulkapazität zur Beherrschung eines zweipoligen Kurzschlusses auf der Mittelspannungsseite mit und ohne Erdberührung

Aufgrund der Ähnlichkeit beider Fehlerfälle wird die Vorgehensweise anhand des zweipoligen Kurzschlusses ohne Erdberührung beschrieben. Dem Problem einer im Mittel steigenden bzw. sinkenden Submodulspannung wird durch ein Energietransfer mittels eines DC-Kreisstromes von Phase 3 in Phase 2 analog zu Abbildung 3.16 und 3.17 entgegengewirkt. Problematischer ist jedoch der in Phase 1 große geforderte Blindstrom zur Stützung des Netzes, welcher in eine große Submodulkapazität resultiert (Abbildung 3.14). Aufgrund von unsymmetrischen Armströmen in Phase 1 bis 3 besteht, im Gegensatz

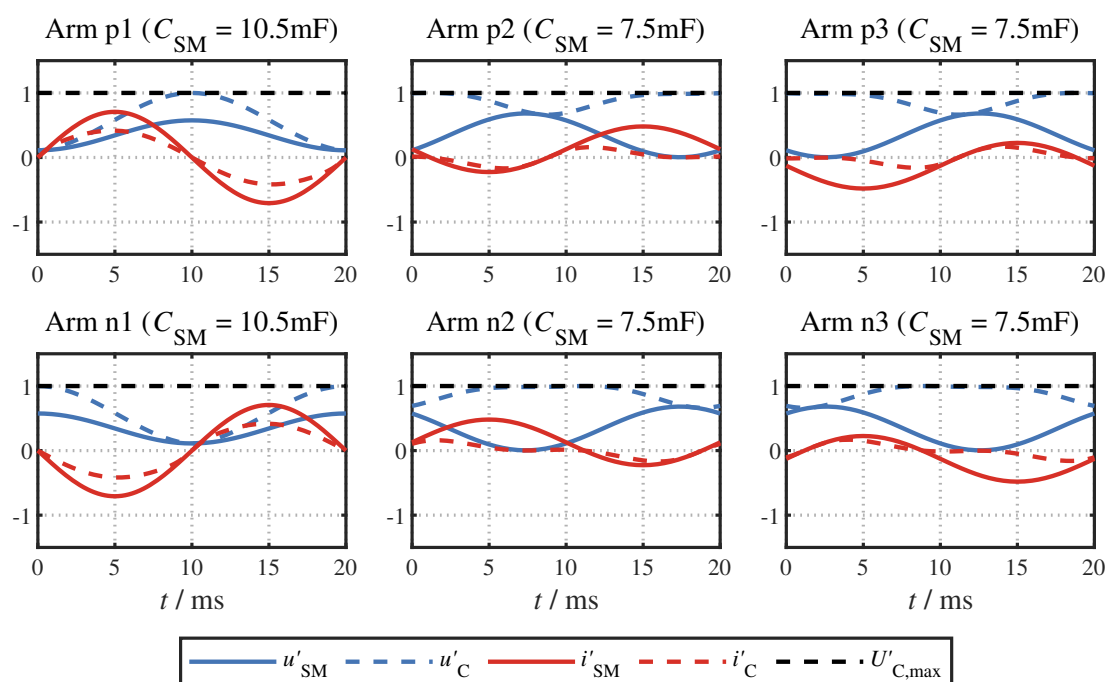


Abbildung 3.21: Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses bei Einprägung eines DC-Kreisstromes sowie der Aufmodulierung einer Common-Mode-Spannung

zum vorherigen beschriebenen einpoligen Erdkurzschluss, nicht die Möglichkeit zur Reduzierung der Belastung des Submodulkondensators in beiden Armen einer Phase durch Einprägung von sinusförmigen AC-Kreisströmen. Eine leichte Reduzierung der Belastung gelingt durch die Einprägung einer Common-Mode-Spannung. Dadurch lässt sich die Submodulkapazität auf  $C_{SM} = 10,5mF$  reduzieren (Abbildung 3.21). Grundsätzlich ist, im Falle eines zweipoligen Kurzschlusses mit und ohne Erdberührung, eine deutlichere Reduzierung der Belastung des Submodulkondensators möglich. Dabei wird, wie bereits

für den einpoligen Erdkurzschluss beschrieben, der Ansatz verfolgt, die Leistung in den Armen mit der höchsten Belastung zu reduzieren. Ähnlich wie für das in Abbildung 3.19 und 3.20 dargestellte Beispiel werden dazu DC- und nicht-sinusförmige AC-Kreisströme sowie nicht-sinusförmige Common-Mode-Spannungen derart eingepreßt, sodass bei großer Armspannung ( $\hat{=}$  Submodulspannung) ein kleiner Armstrom (= Submodulstrom) fließt und bei großem Armstrom eine kleine Armspannung anliegt. Dieser Ansatz wird für den

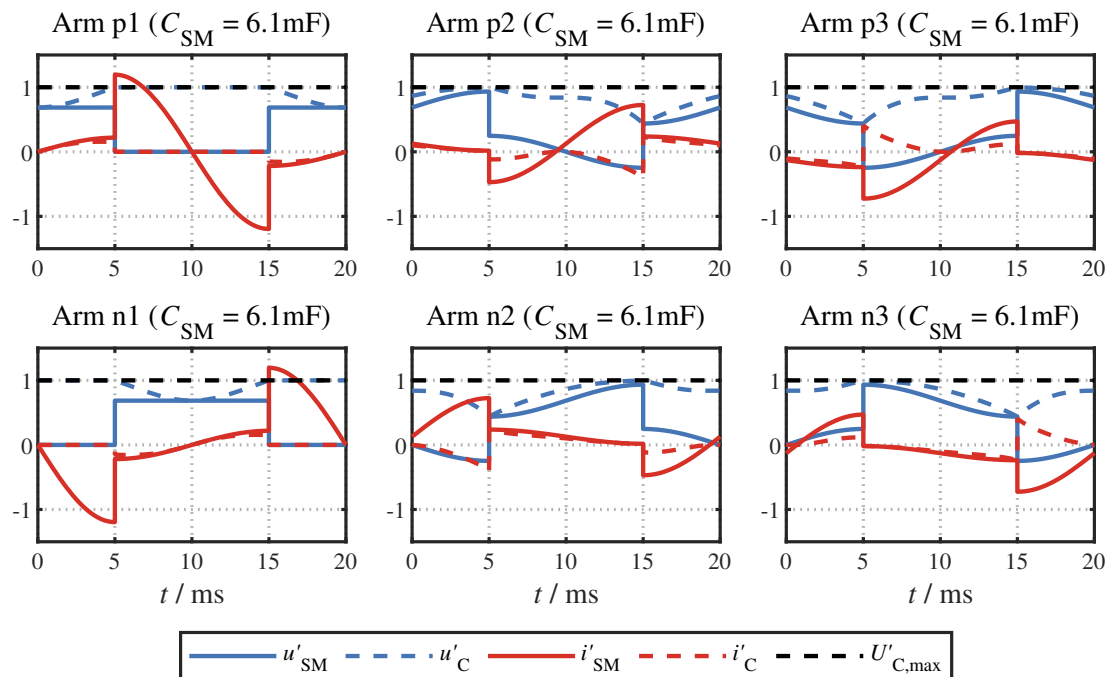


Abbildung 3.22: Größen im Submodul während eines zweipoligen Kurzschlusses bei Einprägung eines DC- und nicht-sinusförmigen AC-Kreisstroms sowie nicht-sinusförmigen Common-Mode-Spannungen

zweipoligen Kurzschluss anhand Abbildung 3.22 beispielhaft dargestellt. Für ein besseres Verständnis werden die dabei in den Submodul-Größen enthaltenen Anteile der eingepreßten Common-Mode-Spannungen  $u_{CM}$ , DC-Kreisströme  $i_{Kr,DC}$  sowie AC-Kreisströme  $i_{Kr,AC}$  separat in Abbildung 3.23 dargestellt. Da teilweise eine negative Submodulspannung erreicht wird, ist der Aufbau des modularen Multilevel-Umrichters auf Basis von Vollbrücken- anstelle von Halbbrücken-Submodulen zwingend erforderlich (siehe Abschnitt 3.2.1). Da in dieser Arbeit ein modularer Multilevel-Umrichter auf Basis von Halbbrücken-Submodulen ausgelegt wird, sind die folgenden Ergebnisse nicht auslegungsrelevant, werden der Vollständigkeit halber jedoch angegeben. Die in Abbildung 3.21 dargestellten Verläufe können nicht durch den in Abbildung 3.22 dargestellten Ansatz optimiert werden. Damit stellt der zweipolige Kurzschluss mit und ohne Erdberührung die höchste Belastung

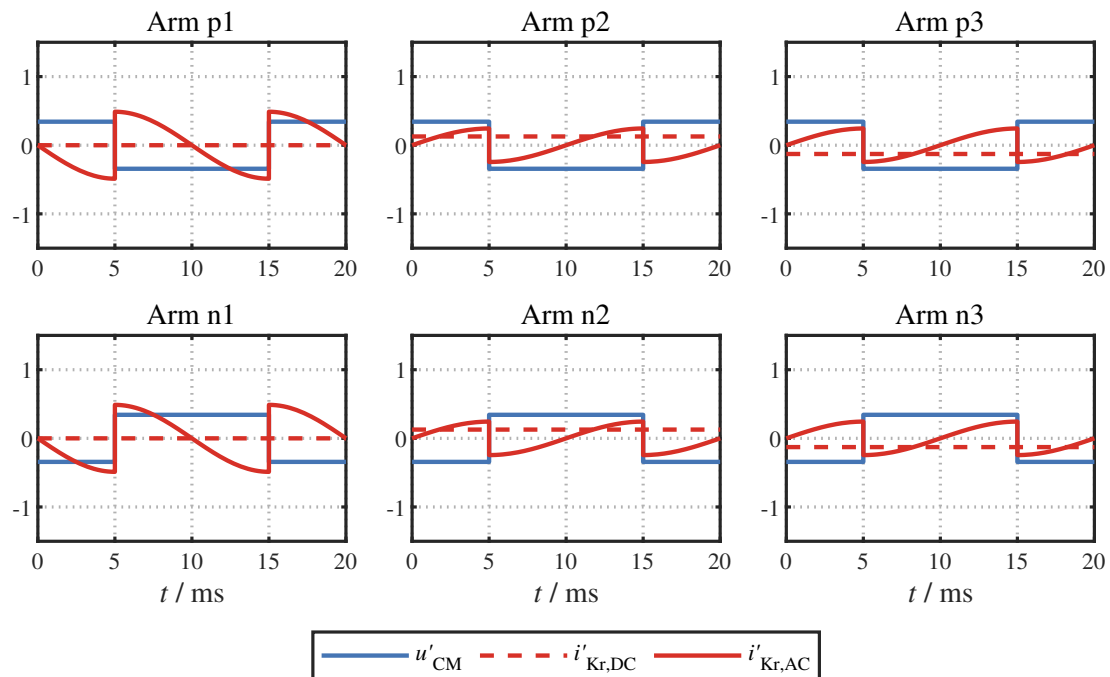


Abbildung 3.23: In den Submodul-Größen (siehe Abbildung 3.22) enthaltenen Anteile der eingprägten Common-Mode-Spannungen  $u_{CM}$ , DC-Kreisströme  $i_{Kr23,DC}$  sowie AC-Kreisströme  $i_{Kr23,AC}$

an die Submodulkondensatoren da und bildet die Referenz für die Dimensionierung der Submodulkapazität des modularen Multilevel-Umrichters.

### 3.2.8 Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse des modularen Multilevel-Umrichters

In diesem Abschnitt wird die Vorgehensweise bei der Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters kurz zusammengefasst. Im zweiten Teil werden die Auslegungsergebnisse dargestellt.

Nach der Entscheidung für eine geeignete Submodul-Konfiguration (Abschnitt 3.2.1) wird auf Basis der elektrischen Grunddaten der für die Auslegung ungünstigste Betriebspunkt analysiert (Abschnitt 3.2.2). Im Anschluss wird der Frage nach der optimalen Submodulspannung sowie der optimalen Stufenzahl je Arm nachgegangen. Hierfür wird eine virtuell berechnete Bauteilfläche mit den Gesamtkosten für unterschiedliche Niedervolt MOSFET und unterschiedlichen Stufenzahlen verglichen (Abschnitt 3.2.4). Da bei einem

B2B-Umrichter die DC-Zwischenkreisspannung in einem gewissen Rahmen frei wählbar ist, kann das Ergebnis des vorangegangenen Vergleichs unterschiedlicher Niedervolt MOSFET durch Variation der DC-Zwischenkreisspannung weiter optimiert werden (Abschnitt 3.2.6). Abschließend erfolgt die Berechnung der erforderlichen Submodulkapazität für verschiedene symmetrischen und unsymmetrische Betriebsfälle (Abschnitt 3.2.7). Dabei wird deutlich, dass unsymmetrische Betriebsfälle eine größere Submodulkapazität erfordern und diese daher bestimmend für die Auslegung der Submodulkapazität sind.

Die in den vorherigen Abschnitten sowie den in Abschnitt 2.2 beschriebenen Vorgehensweisen führen, unter Berücksichtigung der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen, zu den in Tabelle 3.4 dargestellten Auslegungsergebnissen. In der Spalte *Anmerkung* wird

Tabelle 3.4: Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters

Bezeichnung	Wert	Anmerkung
DC-Zwischenkreisspannung, $U_{DC}$	1235V	Abschnitt 3.2.6
MOSFET-Sperrspannung, $U_{Sperr}$	150V	Abschnitt 3.2.4.4 + 3.2.5
Stufenzahl, $m_{SM}$	18	Abschnitt 3.2.4.4
Parallelschaltung MOSFET (T1), $m_{T1}$	4	Abschnitt 3.2.4.4 + 2.2.4
Parallelschaltung MOSFET (T2), $m_{T2}$	8	Abschnitt 3.2.4.4 + 2.2.4
Gesamtzahl MOSFET	1296	Abschnitt 3.2.4.1
Strom $I_{SM}$ (effektiv)	195A	Gleichung 2.6
Durchlassverluste je MOSFET (T1)	1,7W	Abschnitt 2.2.4
Durchlassverluste je MOSFET (T2)	2,2W	Abschnitt 2.2.4
Max. Kondensatorspannung, $U_{C,max}$	100V	Gleichung 2.11
Submodulkapazität, $C_{SM}$	10,5mF	Abschnitt 3.2.7.1 + 3.2.7.2
Gesamt-Energieinhalt, $w_{ges}$	5670J	Gleichung 3.4
Wirkungsgrad (Halbleiter), $\eta_{HL}$	98,95%	Gleichung 2.27

zur besseren Nachvollziehbarkeit ein Querverweis zu dem entsprechenden Abschnitt bzw. der entsprechenden Gleichung eingefügt.

### 3.3 Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

#### 3.3.1 Ermittlung einer optimalen Stufenzahl und Berechnung der Zell-Kapazität

Für den direkten Vergleich der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien werden teilweise Ergebnisse der Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters (Tabelle 3.4) für die Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters übernommen. Die übernommenen Daten werden in Tabelle 3.5 zusammengefasst. Weiterhin wird der in Abschnitt 3.2.2 bestimmte

Tabelle 3.5: Für die Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters aus Tabelle 3.4 übernommenen Daten

Bezeichnung	Wert
DC-Zwischenkreisspannung, $U_{DC}$	1235V
Min. Wirkungsgrad (nur Halbleiter), $\eta_{HL}$	98,95%

Betriebspunkt ebenso für die folgende Auslegung verwendet. Wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben, ist die Schaltfrequenz bestimmend für die Berechnung der Zellkapazität. Daher

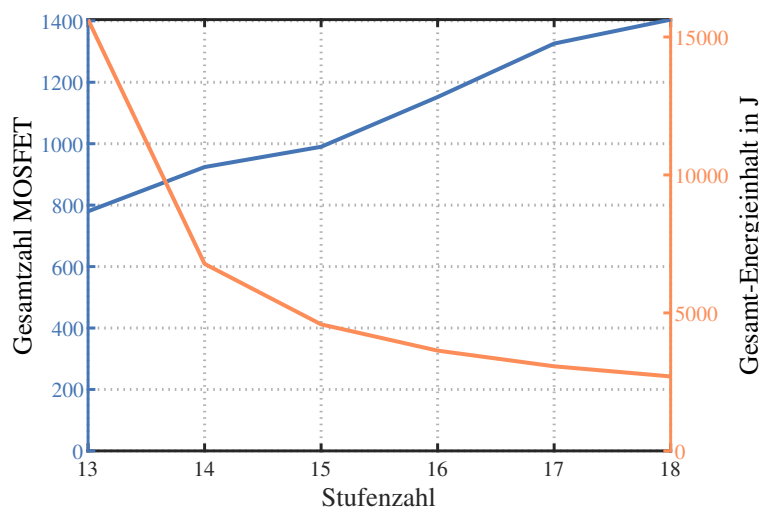


Abbildung 3.24: Vergleich der Gesamtzahl der MOSFET mit dem Gesamt-Energieinhalt in den Zell-Kondensatoren  $w_{C,ges}$  eines dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters in Abhängigkeit von der Stufenzahl  $n$

führen unsymmetrische Betriebszustände in Folge von Netzfehlern nicht zu einem Bedarf

einer größeren Zellkapazität. Damit stellt der Nennbetriebspunkt die höchste Belastung an die Zell-Kondensatoren da und bildet die Referenz für die Dimensionierung der Zellkapazität. Für die Ermittlung der optimalen Stufenzahl  $n$  wird ähnlich zu den in den Abschnitten 3.2.3 und 3.2.4 beschriebenen Vorgehensweisen verfahren. Als zielführender Weg erweist

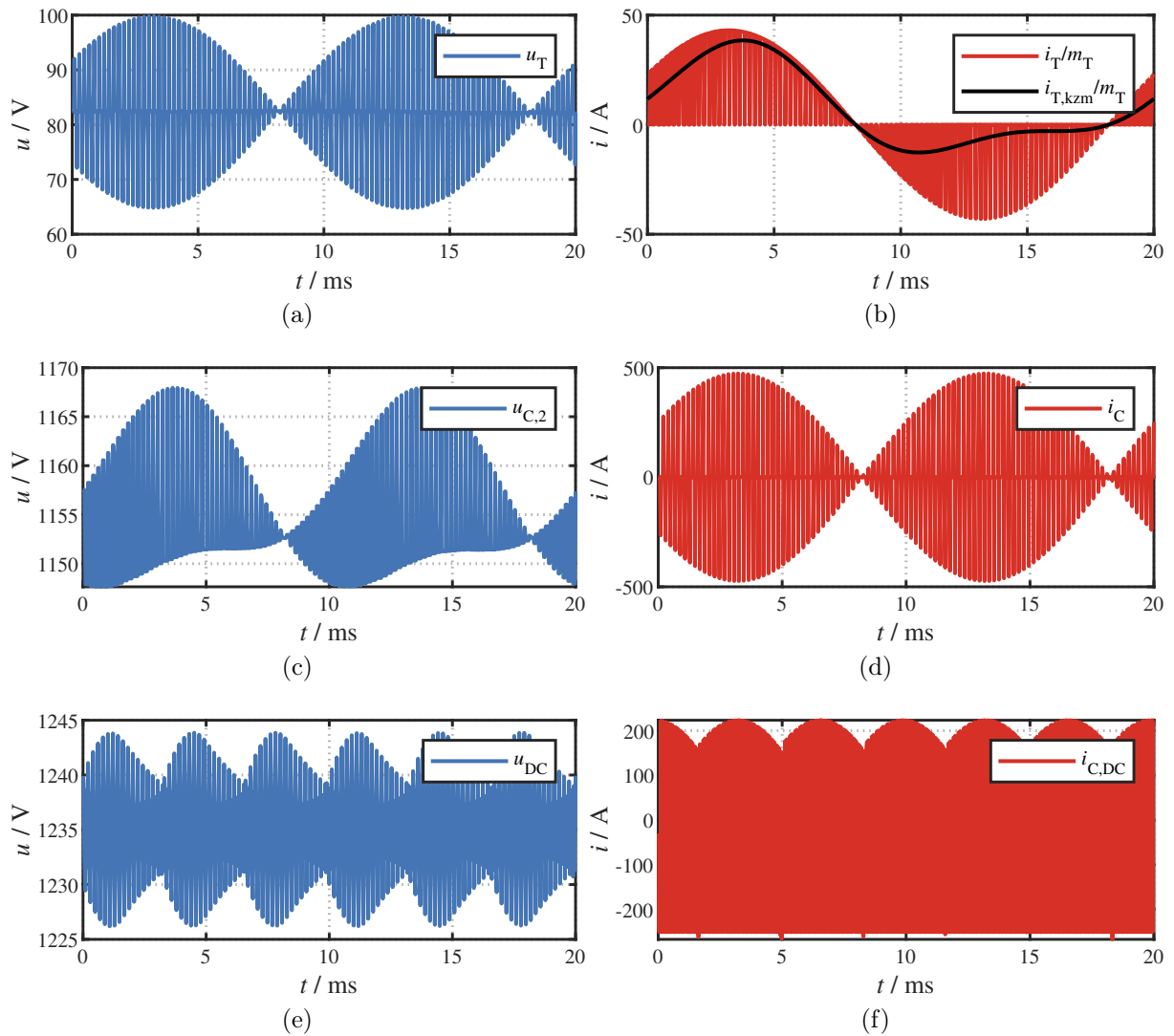


Abbildung 3.25: Spannungs- und Strombelastung eines Schalters ((a) und (b)), des Kondensators von Zelle 2 ((c) und (d)) und des DC-Zwischenkreises ((e) und (f)) eines dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (kzm = Kurzzeitmittelwert)

sich der Vergleich der in den Zell-Kondensatoren gespeicherten Gesamtenergie  $w_{Z,ges}$  mit der Gesamtzahl der MOSFET eines dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters zur Erreichung des vorgegebenen Wirkungsgrads in Abhängigkeit von der Stufenzahl  $n$

(Abbildung 3.24). Diese beiden Parameter gehören zu den wichtigsten Faktoren, welche die beiden Kriterien *Umrichter-Bauvolumen* und *-Kosten* (Abschnitt 1.1) beeinflussen. Die dafür wichtigen Berechnungsgrundlagen finden sich in Abschnitt 2.3. Der vorgegebene Wirkungsgrad (Tabelle 3.5) führt bei Berücksichtigung der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen sowie von Gleichung 2.58 und 2.68 zu einer Mindestanzahl an parallelgeschalteten MOSFET je Schalter bzw. einer Gesamtzahl an MOSFET je Umrichter. Die Gesamtzahl an MOSFET steigt nahezu proportional mit der Stufenzahl. Aufgrund des fest vorgegebenen Wirkungsgrades ergibt sich der leicht gestufte Anstieg der Gesamtzahl der MOSFET. Eine Änderung der Stufenzahl wirkt sich bei gleicher Sperrspannung direkt auf den zur Verfügung stehenden Arbeitsbereich der Zellspannung aus. Je kleiner die Stufenzahl, desto kleiner ist der Arbeitsbereich und desto größer muss die Zellkapazität ausgelegt werden, um die Zellspannung innerhalb der vorgegebenen Grenzen zu halten (Gleichung 2.53 und 2.54). Die Berechnung der Zell- und DC-Kapazität und der Gesamtenergie in den Zell- und DC-Kondensatoren erfolgt nach Abschnitt 2.3.2.

Als vernünftiger Kompromis zwischen einer niedrigen Gesamtzahl an MOSFET und einem niedrigen Gesamt-Energieinhalt wird die Stufenzahl  $n = 15$  ausgewählt. In Abbildung 3.25 wird die Spannungs- und Strombelastung eines Schalters, des Kondensators von Zelle 2 und des DC-Kondensators (siehe Topologie in Abbildung 2.11) eines dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters bei einer Stufenzahl  $n = 15$  dargestellt.

### 3.3.2 Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

Die in den Abschnitten 2.3 und 3.3.1 beschriebenen Vorgehensweisen führen, unter Berücksichtigung der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen, zu den in Tabelle 3.6 dargestellten Auslegungsergebnissen. In der Spalte *Anmerkung* wird zur besseren Nachvollziehbarkeit ein Querverweis zu dem entsprechenden Abschnitt bzw. der entsprechenden Gleichung eingefügt.

Tabelle 3.6: Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

Bezeichnung	Wert	Anmerkung
DC-Zwischenkreisspannung, $U_{DC}$	1235V	Tabelle 3.5
MOSFET-Sperrspannung, $U_{Sperr}$	150V	Tabelle 3.5
Stufenzahl, $n$	15	Abschnitt 3.3.1
Parallelschaltung MOSFET, $m_T$	11	Abschnitt 2.3.3
Gesamtzahl MOSFET	990	Abschnitt 2.3.3
Strom $I_T$ (effektiv)	237A	Gleichung 2.60
Durchlassverluste je MOSFET	2,1W	Gleichung 2.58
Max. Zellspannungen, $U_{C,x,max}$	98...1168	Gleichung 2.49
Zellkapazität, $C_Z$	0,36mF	Gleichung 2.55
Strom $I_C$ (effektiv)	122A	Gleichung 2.52
Kapazität je DC-Kondensator, $C_{DC}$	0,93mF	Gleichung 2.57
Strom $I_{C,DC}$ (effektiv)	192A	Gleichung 2.56
Gesamt-Energieinhalt Zellen, $w_{Z,ges}$	3865J	Gleichung 3.3
Energieinhalt DC-Zwischenkreis, $w_{DC}$	715J	Gleichung 3.3
Gesamt-Energieinhalt, $w_{ges}$	4580J	Gleichung 3.3
Min. Wirkungsgrad (nur Halbleiter), $\eta_{HL}$	99,18	Gleichung 2.27

## 3.4 Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

### 3.4.1 Auslegung der Stufenzahl sowie der Anzahl parallelgeschalteter MOSFET je Schalter der DC- und AC-Seite

Wie bereits in Abschnitt 2.4.1 beschrieben, besteht der Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter AC-seitig aus einem Active-Neutral-Point-Clamped Umrichter sowie DC-seitig aus mehreren in Reihe geschalteten Zellen, welche von der Anordnung her einem Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter entsprechen (Abbildung 2.11). Da die Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter bereits in Abschnitt 3.3 beschrieben wird, erfolgt die Konzentration bei der Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters auf den DC-seitigen Teil. Für die Auslegung werden teilweise Ergebnisse aus der Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters verwendet (Tabelle 3.5). Weiterhin wird der in Abschnitt 3.2.2 bestimmte, ungünstigste Betriebspunkt ebenso für die fol-

gende Auslegung verwendet. Wie in Abschnitt 2.4.2 beschrieben, ist die Schaltfrequenz bestimmend für die Berechnung der Zellkapazität. Daher führen unsymmetrische Betriebszustände in Folge von Netzfehlern nicht zu einem Bedarf nach einer größeren Zellkapazität. Damit stellt der Nennbetriebspunkt die höchste Belastung an die Zell-Kondensatoren da und bildet die Referenz für die Dimensionierung der Zellkapazität. Die AC-seitigen Zellspannungen werden für eine Sperrspannung von 150V ausgelegt, sodass der für Auslegung ausgewählte infineon IPB044N15N5 MOSFET (Abschnitt 3.1) verwendet werden kann. DC-seitig beträgt die Höhe der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}/2 = 618V$ . Berücksichtigt man die beim Schalten auftretenden Überspannungsspitzen, so muss DC-seitig ein MOSFET mit einer Sperrspannung  $U_{Sperr} \geq 900V$  ausgewählt werden (siehe Gleichung 2.11). Als Referenz für diese Spannungs-kategorie wird der infineon IPB90R340C3 MOSFET herausgesucht [51]. Als Alternative bietet sich eine Reihenschaltung mehrerer MOSFET mit einer kleineren Sperrspannung an. Hierfür wird der AC-seitig verwendete infineon IPB044N15N5 OptiMOS ausgewählt. Aufgrund der DC-Zwischenkreisspannung müssen DC-seitig bei Verwendung des IPB90R340C3  $n_{DC} = 1$  MOSFET und bei Verwendung des IPB044N15N5  $n_{DC} \geq 6$  MOSFET in Reihe geschaltet werden (siehe Abbildung 2.13). Sechs in Reihe geschaltete IPB044N15N5 MOSFET haben in Summe jedoch etwa den gleichen Durchlasswiderstand ( $R_{DS(on),ges} = 6 \cdot 0,0045\Omega$ ) wie 16 parallel geschaltete IPB90R340C3 MOSFET ( $R_{DS(on),ges} = 0,44\Omega/16$ ). Da der preisliche Unterschied nur gering ist, ist die Verwendung des IPB044N15N5 MOSFET auf der DC-Seite sinnvoller als die Verwendung des IPB90R340C3 MOSFET.

Wie in Abschnitt 2.4.1 beschrieben, erzeugen die DC-seitigen Schalter die Hauptspannungslevel. Nach Gleichung 2.73 wird die Anzahl der AC-seitigen Zellen zu

$$n_{AC} = \frac{n}{2} \approx 8 \quad (3.14)$$

definiert (siehe Tabelle 3.6). Damit die aktiven Schalter im Flying-Capacitor sowie im Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter identisch sind, ist

$$n_{DC} = n - n_{AC} = 7 \quad (3.15)$$

Der vorgegebene Wirkungsgrad (Tabelle 3.5) führt bei Berücksichtigung der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen zu den Gesamt-Durchlassverlusten (Gleichung 2.81). Dies ermöglicht die Berechnung der Anzahl an parallelgeschalteten MOSFET je Schalter

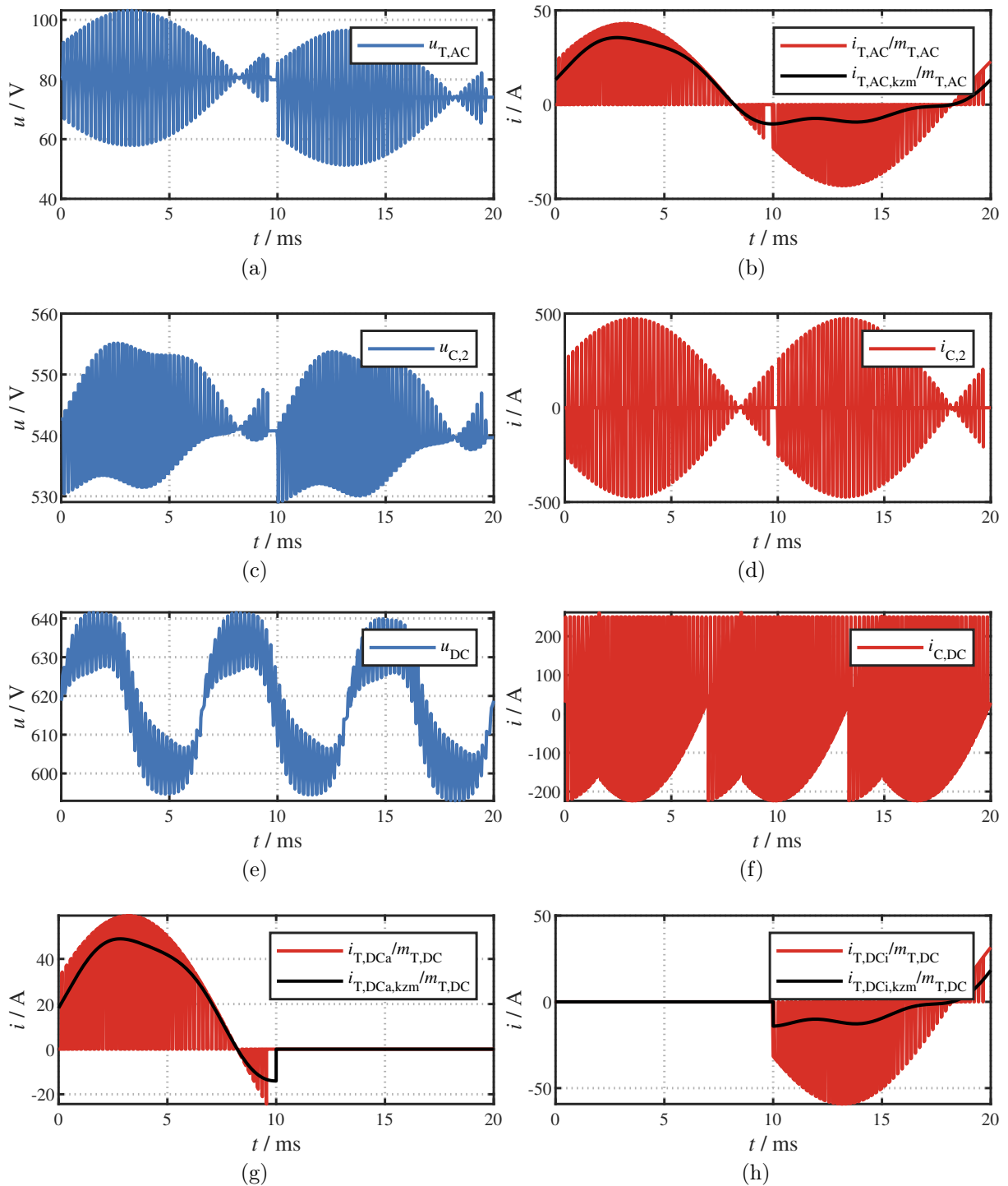


Abbildung 3.26: Spannungs- und Strombelastung eines AC-seitigen Schalters ((a) und (b)), des Kondensators von Zelle 2 ((c) und (d)), des DC-Zwischenkreises ((e) und (f)) sowie Strombelastung der DC-seitigen Schalter ((g) und (h)) eines dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (kzm = Kurzzeitmittelwert)

für die DC- und AC-Seite (Gleichung 2.89 und 2.88):

$$m_{T,AC} = 11 \quad (3.16)$$

$$m_{T,DC} = 8 \quad (3.17)$$

Die Berechnung der Zell- und DC-Kapazität und der Gesamtenergie in den Zell- und DC-Kondensatoren erfolgt nach Abschnitt 2.4.2 und Gleichung 3.3. Zur Minimierung der DC-Kapazität wird eine dritte Harmonische aufmoduliert (Abschnitt 2.4.2). In Abbildung 3.26 wird die Spannungs- und Strombelastung eines Schalters, des Kondensators von Zelle 2 und des DC-Kondensators eines dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter mit  $n_{AC} = 8$  Stufen dargestellt.

### 3.4.2 Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter

Die in den Abschnitten 3.4.1 und 2.4 beschriebenen Vorgehensweisen führen, unter Berücksichtigung der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen, zu den in Tabelle 3.7 dargestellten Auslegungsergebnissen. In der Spalte *Anmerkung* wird der Nachvollziehbarkeit halber ein Querverweis zu dem entsprechenden Abschnitt bzw. der entsprechenden Gleichung eingefügt.

Tabelle 3.7: Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

Bezeichnung	Wert	Anmerkung
DC-Zwischenkreisspannung, $U_{DC}$	1235	Tabelle 3.5
MOSFET-Sperrspannung, $U_{Sperr}$	150V	Tabelle 3.5
Stufenzahl, $n_{AC}$	8	Gleichung 2.73
Stufenzahl, $n_{DC}$	7	Gleichung 3.15
Parallelschaltung MOSFET (AC), $m_{T,AC}$	11	Gleichung 2.89
Parallelschaltung MOSFET (DC), $m_{T,DC}$	8	Gleichung 2.88
Gesamtzahl MOSFET	1200	Abschnitt 2.4.3
Strom $I_{T,AC}$ (effektiv)	237A	Gleichung 2.60
Strom $I_{T,DCi}$ (effektiv)	152A	Gleichung 2.80
Strom $I_{T,DCa}$ (effektiv)	182A	Gleichung 2.79
Max. Durchlassverluste je MOSFET	2,3W	Gleichung 2.58
Max. Zellspannungen, $U_{C,y,max}$	92...555	Gleichung 2.74
Zellkapazität, $C_Z$	0,52mF	Abschnitt 2.4.2
Strom $I_C$ (effektiv)	166A	Abschnitt 2.4.2
Kapazität je DC-Kondensator, $C_{DC}$	1,3mF	Gleichung 2.57
Strom $I_{C,DC}$ (effektiv)	192A	Gleichung 2.76
Gesamt-Energieinhalt Zellen, $w_{Z,ges}$	708J	Gleichung 3.3
Energieinhalt DC-Zwischenkreis, $w_{DC}$	538J	Gleichung 3.3
Gesamt-Energieinhalt, $w_{ges}$	1246J	Gleichung 3.3
Min. Wirkungsgrad (nur Halbleiter), $\eta_{HL}$	99,15%	Gleichung 2.27



# 4 Stationäre Auslegung eines 300kW Mehrpunkt-Umrichters für den generatorseitigen Einsatz in Windenergieanlagen - Quasi-Zweilevel-Betrieb

In Abschnitt 2.2.2 wird beschrieben, warum die Grundfrequenz einen dominierenden Einfluss auf die Dimensionierung der Submodulkapazität des modularen Multilevel-Umrichters hat. Dies stellt ein Problem für die Auslegung des generatorseitigen Teilumrichters dar. Die geforderte Grundfrequenz ist, technisch bedingt durch den Generator, um den Faktor 5 kleiner im Vergleich zum netzseitigen Teilumrichter (Tabelle 3.1). Damit ist die erforderliche Submodulkapazität um etwa den Faktor 5 größer im Vergleich zum netzseitigen Teilumrichter. Gleiches gilt für die Energie im Kondensator und dem daraus resultierenden Volumen der Kondensatoren im Umrichter (Abschnitt 3.2.3), welches somit antiproportional zur Grundfrequenz ist [132]. Damit eignet sich der klassische Multilevel-Betrieb des modularen Multilevel-Umrichters nur eingeschränkt für den Einsatz bei niedrigeren Frequenzen, wie sie allgemein bei elektrisch geregelten Antrieben vorkommen. In der Literatur werden verschiedene Ansätze zur Umgehung dieses Problems beschrieben. Am weitesten verbreitet ist der sogenannte Low-Frequency Mode [61]. Dabei werden hochfrequente Common-Mode-Spannungen und interne Kreisströme genutzt, um den Spannungsrippel in den Submodulen auch bei niedrigen Frequenzen innerhalb der vorgegebenen Grenzen zu halten [58, 127]. Dadurch wird jedoch nur eine leichte Reduzierung der Submodulkapazität erreicht. Zusätzlich sind höhere Halbleiterverluste aufgrund höherer Armströme zu erwarten [64]. Weitere Ansätze lassen sich unter dem Thema *Modifizierung der klassischen modularen Multilevel-Umrichter-Topologie* zusammenfassen [67, 22, 21]. Alle Ansätze ver-

folgen dabei das Ziel einer möglichst verzerrungsfreien sinusförmigen Ausgangsspannung. Ein relativ neuer und sehr populärer Ansatz ist der Quasi-Zweilevel-Betrieb (Q2L) des modularen Multilevel-Umrichters [64, 83]. Dieser Betriebsmodus wird in dem folgenden Abschnitt untersucht und es werden die Vorteile herausgearbeitet. Anschließend erfolgt eine Auslegung der drei in Kapitel 2 vorgestellten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien für den Quasi-Zweilevel-Betrieb.

Es wird darauf hingewiesen, dass Ergebnisse der folgenden Abschnitte zum Teil bereits in [54] veröffentlicht wurden.

## 4.1 Grundlagen für die Umsetzung des Quasi-Zweilevel-Betriebs in Mehrpunkt-Umrichtern

Unter Beibehaltung des modularen Aufbaus der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien werden im Quasi-Zweilevel-Betrieb die einzelnen Submodule bzw. Zellen einer Phase direkt hintereinander aktiviert bzw. deaktiviert und erzeugen dadurch eine dem Zweipunkt-Umrichter ähnliche Ausgangsspannung. Zur Veranschaulichung dieses Betriebsmodus werden in Abbil-

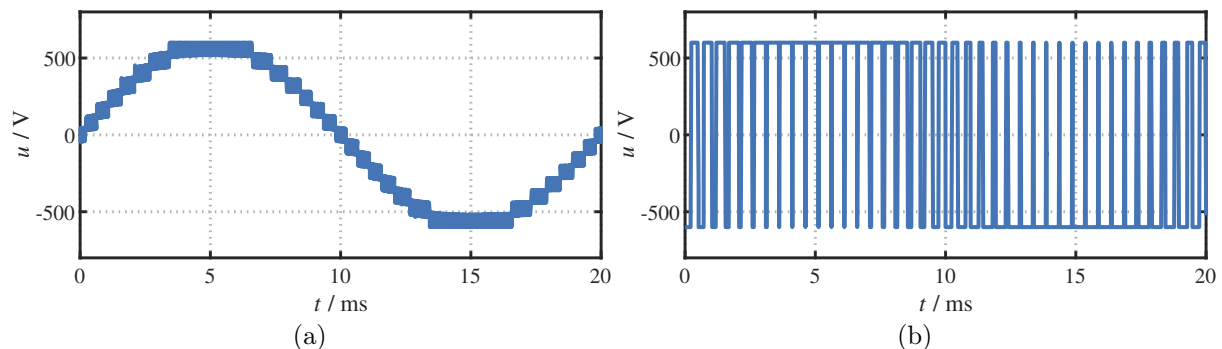


Abbildung 4.1: Ausgangsspannung eines 15-stufigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel- (a) und Quasi-Zweilevel-Betrieb (b)

Abbildung 4.1 die Verläufe der Ausgangsspannung eines Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel- und Quasi-Zweilevel-Betrieb dargestellt. Der Quasi-Zweilevel-Betrieb führt im Vergleich zum klassischen Multilevel-Betrieb zu einer deutlich sichtbaren Verzerrung der Ausgangsspannung. Für den vorliegenden Fall des generatorseitigen Einsatzes in einer

Windenergieanlage wird jedoch angenommen, dass die Induktivitäten der Wicklungen des Generators groß genug sind, um die Verzerrung des Ausgangsstroms in einem akzeptablen Bereich zu halten. Zudem ist im Vergleich zu den in Abschnitt 4 beschriebenen Ansätzen für den Quasi-Zweilevel-Betrieb eine Veränderung des grundsätzlichen Aufbaus eines modularen Multilevel-Umrichters nicht erforderlich. Die Spannungsteilheit der Ausgangsspannung kann im Quasi-Zweilevel-Betrieb eingestellt werden. Dazu werden die einzelnen Zellen bzw. Submodule mit einer kurzen Zeitverzögerung (im Bereich von Mikro- bzw. Nanosekunden) nacheinander aktiviert oder deaktiviert. Diese Zeitverzögerung wird als Verzögerungszeit oder Verweildauer  $T_d$  (englisch *dwell time*, [87]) bezeichnet (Abbildung 4.2). Durch die

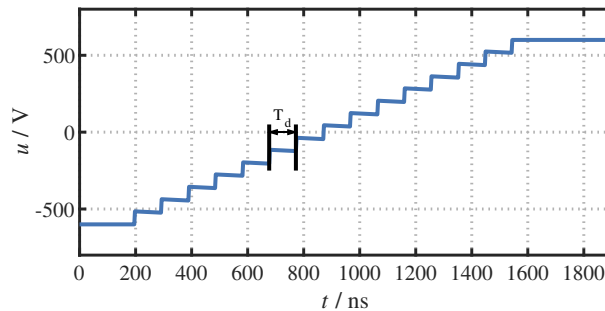


Abbildung 4.2: Ansteigende Flanke der Ausgangsspannung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb (Abbildung 4.1)

Zeitverzögerung ergibt sich ein trapezförmiger Verlauf der Ausgangsspannung. Aus diesem Grund wird in der Literatur der Quasi-Zweilevel-Betrieb teilweise als *trapezförmiger Betrieb* bezeichnet [103]. Da die Zellen bzw. Submodule für die Erzeugung der intermediären Spannungslevel nur für kurze Zeit aktiv sein müssen, wird die Submodulkapazität erheblich reduziert [63]. Ebenso können die Arminduktivitäten deutlich kleiner ausgelegt werden [87]. Aus den genannten Gründen ist der Quasi-Zweilevel-Betrieb für den allgemeinen Anwendungsfall der geregelten elektrischen Antriebe sehr attraktiv.

In den folgenden Abschnitten werden die drei in Kapitel 2 vorgestellten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien für den Quasi-Zweilevel-Betrieb ausgelegt. Die in Abschnitt 3.1 beschriebenen Anforderungen für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Multilevel-Betrieb gelten auch für den Quasi-Zweilevel-Betrieb. Dabei werden die grundsätzlichen Konfigurationen der Topologien (Auslegungsergebnisse in den Tabellen 3.4, 3.6 und 3.7) nicht verändert, sodass die Anwendung des Quasi-Zweilevel-Betriebs nur zu einer Änderung der Zell- bzw. Submodulkapazität sowie der DC-Kapazität führt. Da die Dimensionierung der Zellkapazitäten des Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters unabhängig von der Grundfrequenz ist (Abschnitt 2.3.2),

ist ein generatorseitiger Einsatz dieser beiden Topologien unkritisch. Dennoch erfolgt für einen direkten Vergleich ebenso eine Auslegung dieser beiden Topologien auf Basis des Quasi-Zweilevel-Betriebs. Die Verweildauer  $T_d$  wird für die Mehrpunkt-Umrichter-Topologien so berechnet, dass die Ausgangsspannung eine Spannungsteilheit von maximal  $du/dt = 800V/\mu s$  erreicht.

## 4.2 Auslegung des modularen Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

### 4.2.1 Beschreibung des Regelungsmodells für den Quasi-Zweilevel-Betrieb des modularen Mehrpunkt-Umrichters

Die erste Anwendung des Quasi-Zweilevel-Betriebs für einen Mehrpunkt-Umrichter wird 2008 für den *Diode-Clamped* Mehrpunkt-Umrichter beschrieben [1] und 2015 im modularen Multilevel-Umrichter umgesetzt [37, 38]. Einen wichtigen Beitrag für die Forschungsarbeit leisten die am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik an der Leibniz Universität Hannover entstandenen Veröffentlichungen. So wird beispielsweise in

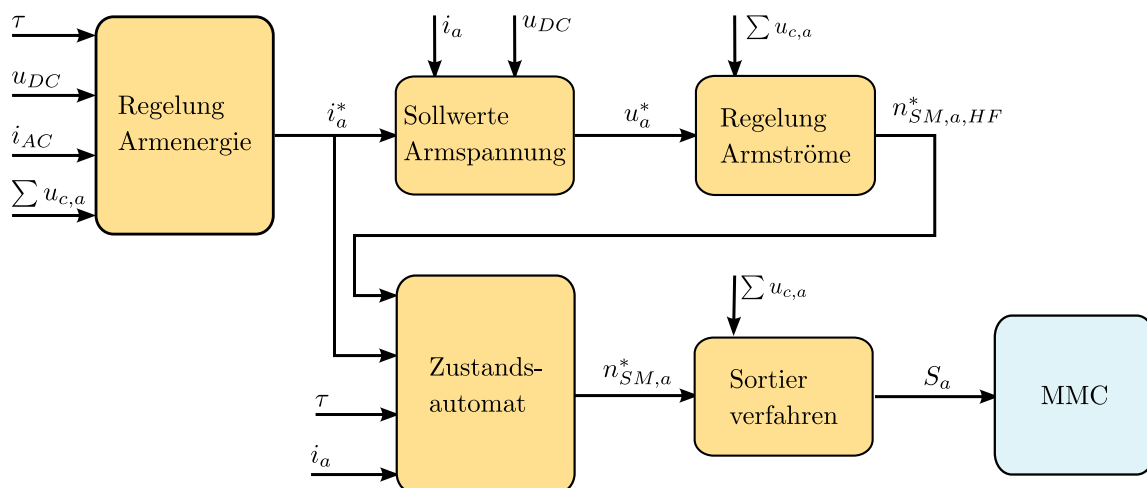


Abbildung 4.3: Schematische Darstellung des Simulationsmodells für die Regelung eines einphasigen modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb ( $a \in \{p, n\}$ )

[64, 63] die Regelung und Ansteuerung des modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb ausführlich beschrieben. Eine detaillierte Analyse der Übergänge vom positiven zum negativen Arm (Abschnitt 4.2.2) wird in [87] vorgenommen. Aufgrund der komplexen Ansteuerung erfolgt die Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb anhand eines in Simulink und PLECS erstellten Simulationsmodells. Da die Regelungsmodelle umfangreich in [65, 63] beschrieben werden, erfolgt hier ausschließlich eine kurze Darstellung der grundlegenden Funktionsweise des modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb sowie die eigene Implementierung im Simulationsmodell. Als Orientierung dient das in Abbildung 4.3 dargestellte Regelungsmodell. Für die Beschreibung des Regelungsmodells werden die im modularen Multilevel-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb auftretenden Ströme und Spannungen während zwei Pulsen in Abbildung 4.4 dargestellt. Zur Nachvollziehbarkeit der angegebenen Größen wird auf die Topologie des modularen Multilevel-Umrichters in Abbildung 2.1 verwiesen. Die beiden Blöcke *Zustandsautomat* und *Sortierverfahren* werden in Abschnitt 4.2.2 beschrieben, die Blöcke *Regelung Armenergie*, *Sollwerte Armspannung* und *Regelung Armströme* in Abschnitt 4.2.3. Abschließend erfolgt eine Darstellung der Simulations- und Auslegungsergebnisse in Abschnitt 4.2.4.

### 4.2.2 Beschreibung des Zustandsautomaten zur Umsetzung der Übergänge sowie des Verfahrens zur Symmetrierung der Kondensatorspannungen

Sind die Submodule eines Arms aktiv, so wird dieser Arm als *aktiver Arm* bezeichnet. Die Armspannung des aktiven Arms ist maximal, während die des inaktiven Arms 0V beträgt. Um die Armleistung zu minimieren, fließt der Ausgangsstrom durch den inaktiven Arm. Zur Erreichung der zweipunktförmigen Ausgangsspannung werden die Arme komplementär zueinander geschaltet. Dieser Vorgang, in welchem der aktive Arm deaktiviert und der inaktive Arm aktiviert wird, wird als Übergang bezeichnet. Er wird im Regelungsmodell in einem endlichen Zustandsautomaten umgesetzt. Ein Übergang wird ausgelöst, wenn sich das Aussteuerungs-  $\tau$  und das Trägersignal  $c$  kreuzen. Der Übergang vom positiven zum negativen Arm wird als *Übergang*  $+ \rightarrow -$  bezeichnet und detailliert in Abbildung 4.4b dargestellt. Für ein besseres Verständnis wird dieser Übergang anhand des in Abbildung 4.5 dargestellten Flussdiagramms beschrieben. Auf eine Darstellung des Übergangs  $- \rightarrow +$  wird verzichtet, da dieser im wesentlichen analog zu dem Übergang  $+ \rightarrow -$  erfolgt. Um

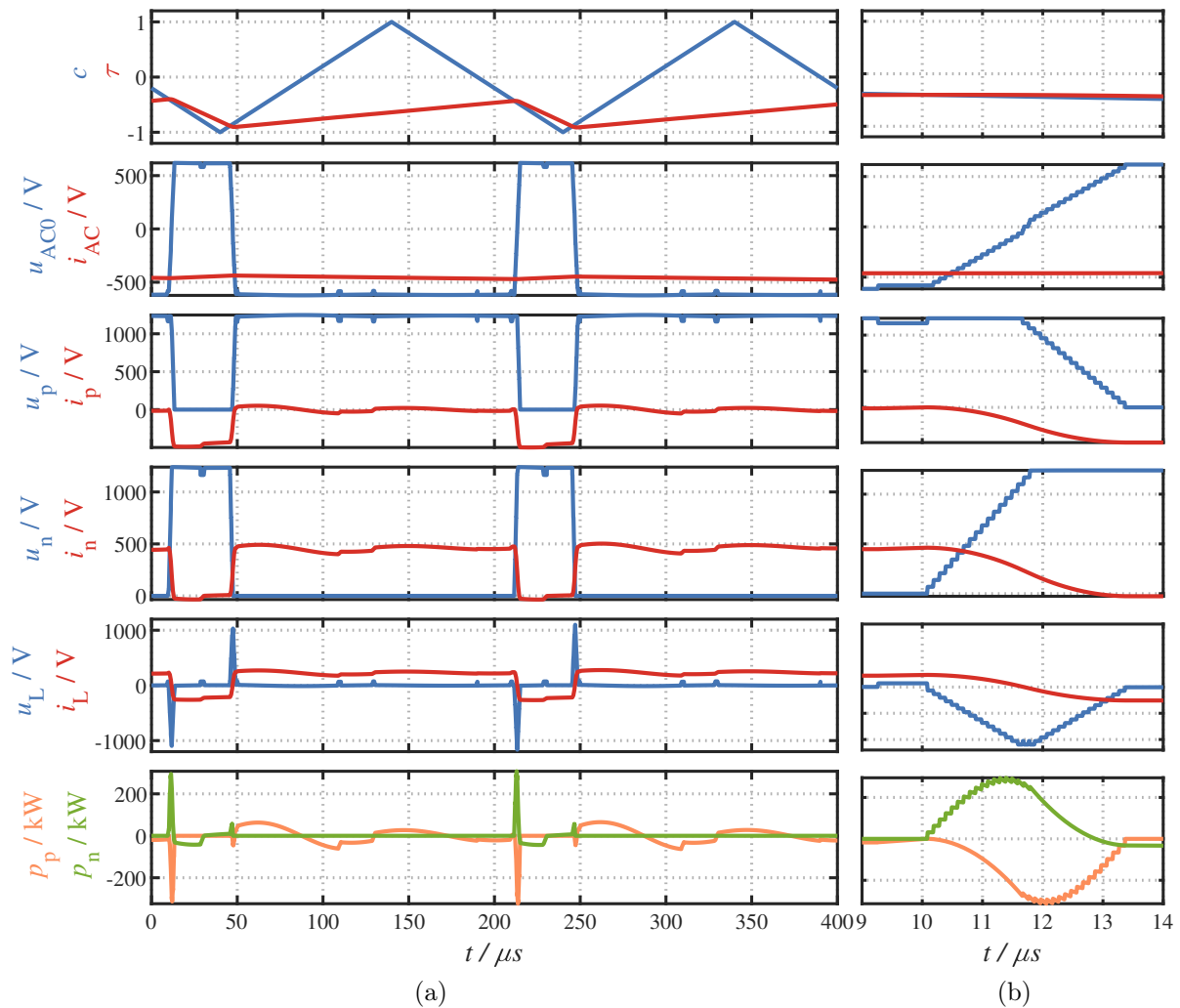


Abbildung 4.4: Darstellung der im modularen Multilevel-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb auftretenden Spannungen und Ströme während zweier Schaltpulse (a). Detaillierte Darstellung des Übergangs  $+ \rightarrow -$  während der Zeit  $t = 9 \dots 14 \mu s$  (b)

die Armleistung während des Überganges minimal zu halten, wird eine schnelle Änderung des Armstroms vom inaktiven Arm zum aktiven Arm angestrebt. Hierfür werden, in Abhängigkeit des Vorzeichens des Armstroms, alle Submodule einer Phase de- bzw. aktiviert, um den maximalen Spannungsabfall über den Arminduktivitäten zu erreichen. Im Falle des in Abbildung 4.4b dargestellten Übergangs werden dazu im positiven und negativen Arm alle Submodule durch entsprechende Sollwertvorgabe von  $n_{SM,a}^*$  aktiviert.  $n_{SM,a}^*$  entspricht der Anzahl aktiver Submodule eines Arms. Wie in Abschnitt 4.1 beschrieben, werden zur Begrenzung der Spannungssteilheit nicht alle Submodule gleichzeitig sondern nacheinander

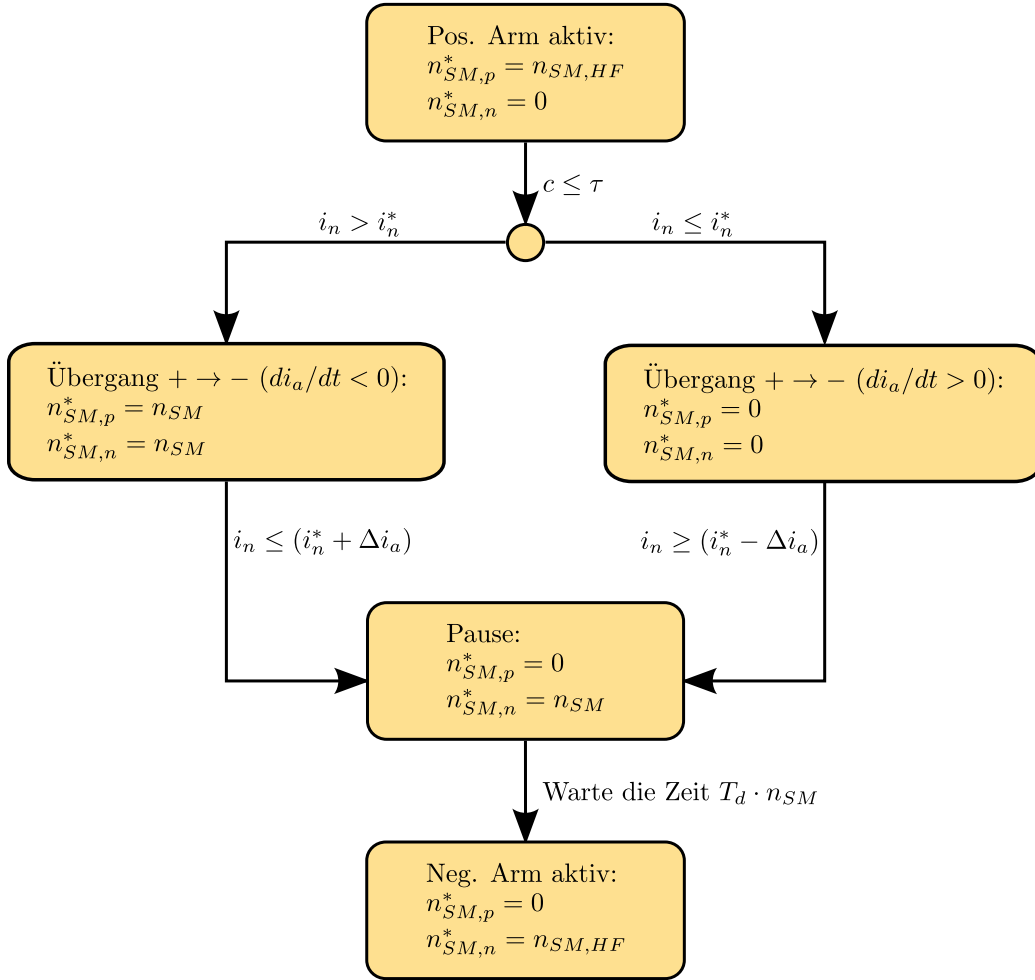


Abbildung 4.5: Flussdiagramm zur schematischen Veranschaulichung des in Abbildung 4.4b dargestellten des Übergangs  $+ \rightarrow -$  ( $a \in \{p, n\}$ )

mit einer kurzen Verzögerung  $T_d$  geschaltet. Erreicht der Armstrom  $i_n$  den gewünschten Armstrom-Sollwert  $i_n^*$ , werden die Sollwerte

$$\begin{bmatrix} n_{SM,p}^* \\ n_{SM,n}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ n_{SM} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

gesetzt und die Zeit  $T_d \cdot n_{SM}$  gewartet, bis alle Submodule des positiven Arms inaktiv sind. Da die Submodule aufgrund der erforderlichen Verzögerungszeit  $T_d$  nicht gleichzeitig ein- bzw. ausgeschaltet werden können, ändert sich der Armstrom auch nach Abschluss des Zustands  $\ddot{U}bergang + \rightarrow -$ , wodurch es zu einer Differenz  $\Delta i_a$  zwischen  $i_n$  und  $i_n^*$  kommt. Um diesen Fehler zu minimieren, wird  $\Delta i_a$  im Voraus berechnet und in Abhängigkeit des Vorzeichens des Armstrom zu  $i_n^*$  addiert bzw. von  $i_n^*$  subtrahiert. Damit ist der Übergang

abgeschlossen und der negative Arm ist aktiv.

Aus den Sollwerten für die Anzahl aktiver Submodule  $n_{SM,a}^*$  werden die Schaltsignale für die einzelnen Submodule gebildet. Dazu werden alle Submodule eines Arms in Abhängigkeit ihrer Kondensatorspannung sortiert. Ist der Armstrom positiv, so werden die  $n_{SM,a}^*$  Submodule mit den kleinsten Kondensatorspannungen eingeschaltet. Ist der Armstrom negativ, so werden die  $n_{SM,a}^*$  Submodule mit den größten Kondensatorspannungen eingeschaltet. Dadurch werden alle Kondensatorspannungen der Submodule auf den entsprechenden Sollwert symmetriert.

### 4.2.3 Regelung der Armströme sowie der Armenergien im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Während der Zustände *Pos. Arm aktiv* und *Neg. Arm aktiv* (Abbildung 4.5) werden die Armströme über hochfrequentes Schalten von einem bzw. maximal zwei Submodulen des aktiven Arms geregelt. Die hierfür wichtigen Parameter werden in den Blöcken *Regelung Armströme*, *Sollwerte Armspannungen* und *Regelung Armernergie* berechnet bzw. geregelt. Die Gesamtanzahl an aktiven sowie hochfrequent getakteten Submodulen  $n_{SM,a}^*$  wird in dem Block *Regelung Armströme* (Abbildung 4.3) erzeugt. Die erforderlichen Sollwerte für die Armspannungen  $u_a^*$  werden im Block *Sollwerte Armspannungen* berechnet. In dem Block *Regelung Armernergie* werden aus den Soll- und Istwerten der aus den Kondensatorspannungen der Submodulen berechneten Armenergie über einen P-Regler die Sollleistungen in den Armen erzeugt. Mit der gemessenen DC-Spannung  $u_{DC}$  werden anschließend die Sollwerte für die Armströme  $i_a^*$  berechnet. Die Herleitung und detaillierte Beschreibung des gesamten Regelungsmodells wird umfangreich in [65, 63] beschrieben.

### 4.2.4 Auslegungs- und Simulationsergebnisse des modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

In Abbildung 4.6 werden die im modularen Multilevel-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb auftretenden Ströme und Spannungen während einer Ausgangsperiode dargestellt.

Für den Vergleich des modularen Multilevel-Umrichters im Multilevel- und Quasi-Zweilevel-Betrieb werden die grundlegende elektrischen Parameter aus Tabelle 3.4 übernommen. Die

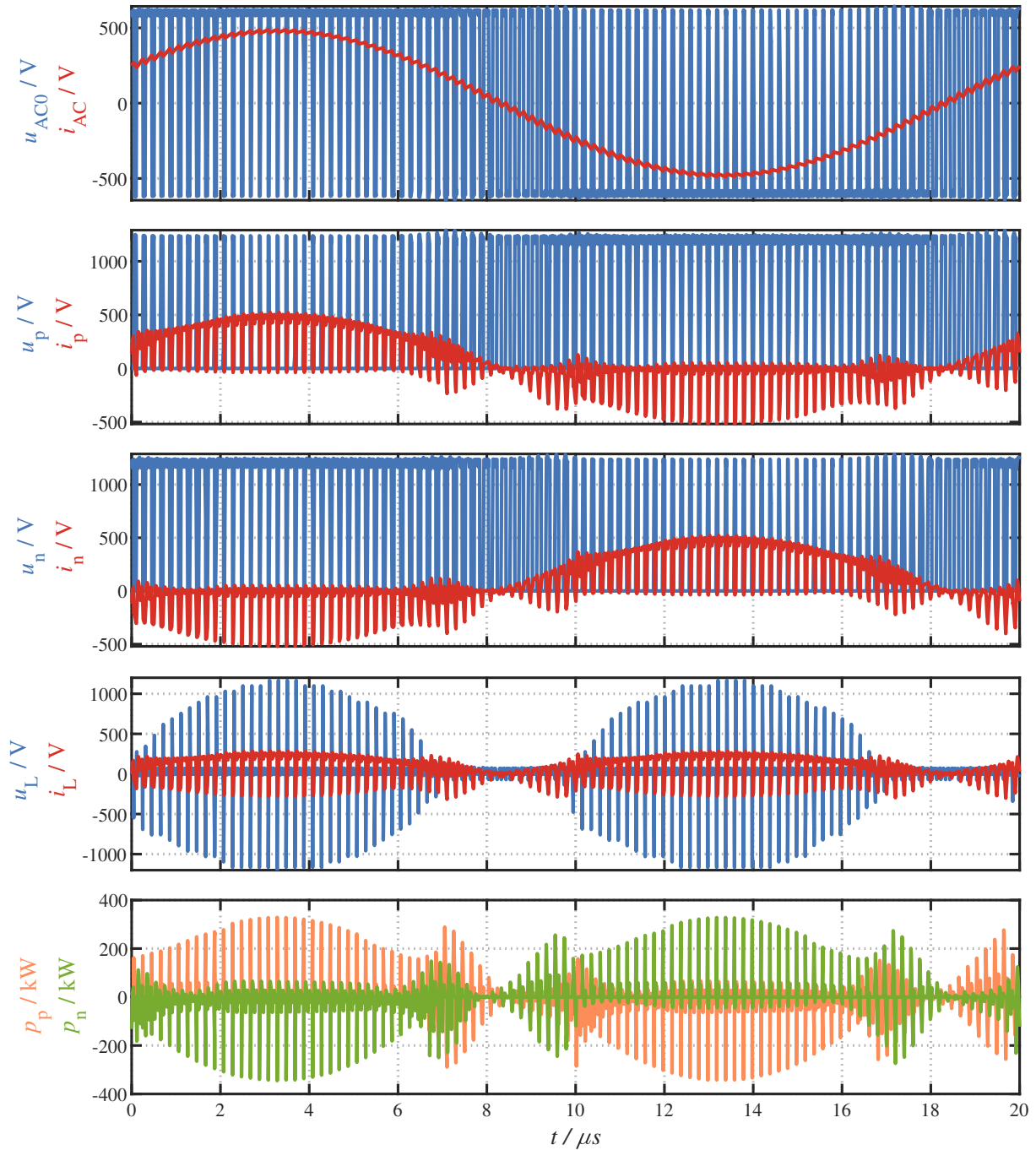


Abbildung 4.6: Darstellung der im modularen Multilevel-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb auftretenden Spannungen und Ströme während einer Ausgangsperiode

weiteren Auslegungsergebnisse werden dem Simulationsmodell entnommen und in Tabelle 4.1 dargestellt. Im direkten Vergleich der Auslegungsergebnisse mit denen des modularen

Tabelle 4.1: Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Bezeichnung	Wert
DC-Zwischenkreisspannung, $U_{DC}$	1235V
MOSFET-Sperrspannung, $U_{Sperr}$	150V
Stufenzahl, $m_{SM}$	18
Gesamtzahl MOSFET	1296
Parallelschaltung MOSFET (T1), $m_{T1}$	4
Parallelschaltung MOSFET (T2), $m_{T2}$	8
Strom $I_{SM}$ (effektiv)	245A
Strom $I_{T1}$ (effektiv)	37A
Strom $I_{T2}$ (effektiv)	242A
Durchlassverluste je MOSFET (T1)	0,4W
Durchlassverluste je MOSFET (T2)	4,1W
Armdrossel, $L_{Arm}$	2 $\mu$ H
Max. Kondensatorspannung, $U_{C,max}$	72V
Submodulkapazität, $C_{SM}$	1,2mF
Strom $I_C$ (effektiv)	37A
Kapazität je DC-Kondensator, $C_{DC}$	1,2mF
Strom $I_{C,DC}$ (effektiv)	235A
Gesamt-Energieinhalt Submodule, $w_{SM,ges}$	336J
Energieinhalt DC-Zwischenkreis, $w_{DC}$	915J
Gesamt-Energieinhalt, $w_{ges}$	1251J
Wirkungsgrad, $\eta_{HL}$	98,8%

Multilevel-Umrichters im Multilevel-Betrieb (Tabelle 3.4) wird die erhebliche Reduzierung der Submodulkapazität aufgrund des Quasi-Zweilevel-Betriebs sichtbar, wodurch der Gesamtenergieinhalt der Kondensatoren um etwa den Faktor vier kleiner wird. Auffällig ist weiterhin, dass die MOSFET von Schalter  $T2$  im Quasi-Zweilevel-Betrieb stärker belastet werden. Hier gibt es das Potential, durch entsprechender Verteilung der Gesamtanzahl der MOSFET auf die einzelnen Schalter den Wirkungsgrad des Umrichters zu erhöhen. Mit Hinblick auf eine industrielle Fertigung ist es jedoch sinnvoll, die Leistungsteile des netz- (Multilevel-Betrieb) und generatorseitigen (Quasi-Zweilevel-Betrieb) Teilumrichters in einer B2B-Umrichtereinheit (Abbildung 1.1) möglichst identisch aufzubauen. Daher wird das Potential nicht weiter untersucht.

## 4.3 Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

### 4.3.1 Grundlagen zur Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Die erste Anwendung des Quasi-Zweilevel-Betriebs in einem Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter wird in [106] beschrieben. Die Veröffentlichung stellt die Vorteile eines Quasi-Zwei- bzw. Quasi-Dreilevel-Betriebs im Vergleich zum klassischen Multilevel-Betrieb dar, vergleicht die Anwendung verschiedener Leistungshalbleiter mittels eines Optimierungsalgorithmus und präsentiert einen Prototypen eines Dreilevel Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters. Aufbauend darauf wird in [17] ein weiterer Prototyp eines fünfstufigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters mit SiC MOSFET präsentiert. Zusätzlich werden zwei Ansätze zur aktiven und passiven Symmetrierung der Zell-Kondensatoren beschrieben. [81] gibt einen vergleichenden Überblick über die in [36, 80, 17] präsentierten Symmetrieralgorithmen. Zusätzlich wird ein Symmetrieralgorithmus für einen Quasi-Dreilevel Betrieb entworfen und anhand eines in [82] vorgestellten einphasigen Prototypen verifiziert. Die grundlegende elektrische Konfiguration des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb entspricht der in Abschnitt 3.3 beschriebenen Konfiguration des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel-Betrieb. Um den Quasi-Zweilevel-Betrieb zu erreichen, werden die Schaltsignale der Schalter einer Phase, wie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben, nicht über eine jeweils mit  $\frac{360^\circ}{n}$  verschobene phasenverschobenen PWM generiert. Stattdessen werden die Schalter mit einer kurzen Zeitverzögerung nacheinander geschaltet. Ein in Abbildung 4.7 dargestellter Vergleich

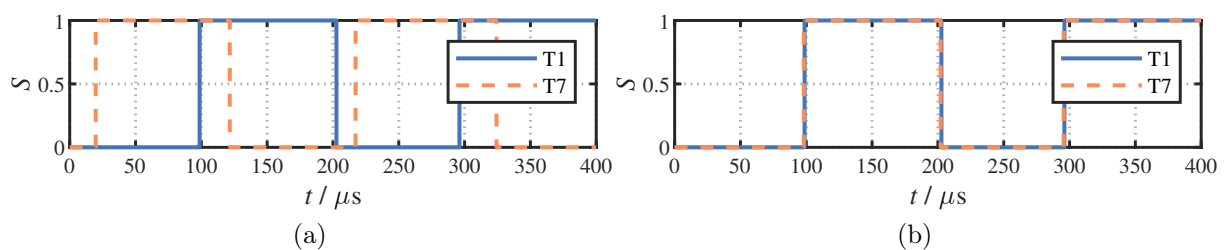


Abbildung 4.7: Schaltsignale von T1 und T7 im Multilevel- (a) und Quasi-Zweilevel-Betrieb (b). Die Topologie des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters ist in Abbildung 2.11.

der Schaltsignale der Schalter  $T1$  und  $T7$  (siehe Abschnitt 2.3.1) verdeutlicht diesen Unterschied. Die Zeitverzögerung  $T_d$  (Abschnitt 4.1) zwischen zwei sich nebeneinander befindlichen Schaltern berechnet sich in Abhängigkeit des gewünschten maximalen  $du/dt$  für den Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters zu  $\frac{1000ns}{800V} \cdot \frac{U_{DC}}{n} = 103ns$ .

### 4.3.2 Auslegungsergebnisse des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Da die Schaltfrequenz im Vergleich zur Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel-Betrieb nicht verändert wird, reduziert sich im Quasi-Zweilevel-Betrieb nur die Belastung der Zellkondensatoren (Abschnitt 2.3.2). Auf eine graphische Darstellung der Simulationsergebnisse wird verzichtet, da die Verläufe der im Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter auftretenden Ströme und Spannungen (abgesehen von der Ausgangsspannung, siehe Abbildung 4.1) im wesentlichen mit den in Abbildung 3.25 dargestellten Verläufen übereinstimmen. Die gesamten der Simulation entnommenen

Tabelle 4.2: Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Bezeichnung	Wert
DC-Zwischenkreisspannung, $U_{DC}$	1235V
MOSFET-Sperrspannung, $U_{Sperr}$	150V
Stufenzahl, $n$	15
Parallelschaltung MOSFET, $m_T$	11
Gesamtzahl MOSFET	990
Strom $I_T$ (effektiv)	237A
Durchlassverluste je MOSFET	2,1W
Max. Zellspannungen, $U_{C,x,max}$	98...1168
Zellkapazität, $C_Z$	0,0028mF
Strom $I_C$ (effektiv)	11A
Kapazität je DC-Kondensator, $C_{DC}$	0,93mF
Strom $I_{C,DC}$ (effektiv)	192A
Gesamt-Energieinhalt Zellen, $w_{Z,ges}$	30J
Energieinhalt DC-Zwischenkreis, $w_{DC}$	715J
Gesamt-Energieinhalt, $w_{ges}$	745J
Min. Wirkungsgrad (nur Halbleiter), $\eta_{HL}$	99,18%

Auslegungsergebnisse werden in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Im Vergleich zum Multilevel-

Betrieb reduziert sich die erforderliche Zellkapazität von 0,36mF auf 0,0028mF (vgl. Tabelle 3.6).

## 4.4 Auslegung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Bis zu dem Zeitpunkt der Anfertigung dieser Arbeit wurden keine Veröffentlichungen zu dem Thema *Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb* gefunden. Die grundlegende elektrische Konfiguration des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb entspricht der in Abschnitt 3.4 beschriebenen Konfiguration des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel-Betrieb. Die Auslegung des Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb entspricht der in Abschnitt 4.3 beschriebenen Vorgehensweise. Unabhängig von der Art der Ansteuerung werden die Schalter der DC-Seite (siehe Umrichtertopologie in Abbildung 2.13) weiterhin grundfrequent getaktet. Daher führt ein Quasi-Zweilevel-Betrieb, wie in Abschnitt 4.3 beschrieben, nur zu einer Änderung der Belastung der AC-seitigen Zellkondensatoren. Da die Verläufe der im Umrichter auftretenden Ströme und Spannungen

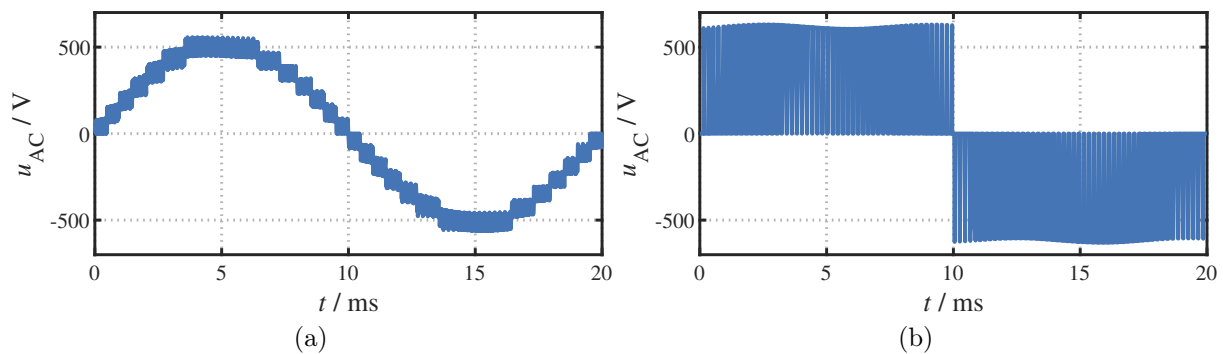


Abbildung 4.8: Ausgangsspannung des 15-stufigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel- (a) und Quasi-Zweilevel-Betrieb (b). Eine dritte Harmonische wird in diesem Beispiel nicht berücksichtigt (Abschnitt 2.4.2)

im Vergleich zum Multilevel-Betrieb (Abbildung 3.26) weitestgehend unverändert sind, erfolgt in Abbildung 4.8 ausschließlich eine vergleichende Darstellung der Ausgangsspannung des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel- und

Tabelle 4.3: Auslegungsergebnisse des dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Bezeichnung	Wert
DC-Zwischenkreisspannung, $U_{DC}$	1235V
MOSFET-Sperrspannung, $U_{Sperr}$	150V
Stufenzahl, $n_{AC}$	8
Stufenzahl, $n_{DC}$	7
Parallelschaltung MOSFET (AC), $m_{T,AC}$	11
Parallelschaltung MOSFET (DC), $m_{T,DC}$	8
Gesamtzahl MOSFET	1200
Strom $I_{T,AC}$ (effektiv)	237A
Strom $I_{T,DCi}$ (effektiv)	152A
Strom $I_{T,DCa}$ (effektiv)	182A
Max. Durchlassverluste je MOSFET	2,3W
Max. Zellspannungen, $U_{C,y,max}$	92...555
Zellkapazität, $C_Z$	0,002mF
Strom $I_C$ (effektiv)	10A
Kapazität je DC-Kondensator, $C_{DC}$	0,93mF
Strom $I_{C,DC}$ (effektiv)	192A
Gesamt-Energieinhalt Zellen, $w_{Z,ges}$	3J
Energieinhalt DC-Zwischenkreis, $w_{DC}$	538J
Gesamt-Energieinhalt, $w_{ges}$	541J
Min. Wirkungsgrad (nur Halbleiter), $\eta_{HL}$	99,15%

Multilevel-Betrieb. Die gesamten der Simulation entnommenen Auslegungsergebnisse werden in Tabelle 4.3 zusammengefasst. Im Vergleich zum Multilevel-Betrieb reduziert sich die erforderliche Zellkapazität von 0,52mF auf 0,002mF (vgl. Tabelle 3.7).

# 5 Lebensdauerauslegung der Kondensatoren

Bei den in Kapitel 3 und 4 beschriebenen Auslegungsberechnungen der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien wird der Fokus auf die Kriterien *Wirkungsgrad*, *Kosten* und *Volumen* des Umrichters gelegt. Da jede der untersuchten Topologien anders aufgebaut ist, unterliegen die Kondensatoren in den Umrichtern unterschiedlichen Belastungen. Für einen Vergleich der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien ist es daher sinnvoll, die unterschiedlichen Belastungsprofile zu berücksichtigen. Dazu werden in diesem Kapitel Kondensatoren herausgesucht und eine Lebensdauerberechnung für jede Mehrpunkt-Umrichter-Topologie durchgeführt.

## 5.1 Fehleranfällige Komponenten der Leistungselektronik

Die Zuverlässigkeit der in Umrichtern verbauten Komponenten hat einen deutlichen Einfluss auf die Auslegungskriterien *Wirkungsgrad*, *Kosten* und *Volumen*. Eine in [133] beschriebene breit angelegte industrielle Umfrage stellt die fehleranfälligsten in der Leistungselektronik verwendeten Komponenten dar. In Abbildung 5.1 erfolgt eine prozentuale Darstellung der Auswertung. Dabei stimmten die meisten Befragten für die *Leistungshalbleiter*, gefolgt von den *Kondensatoren*, *Gate-Treibern* sowie der *Verbindungstechnik*. Der für die Auslegung verwendete MOSFET (Abschnitt 3.1) wird weit unter dem Nenn-Arbeitspunkt betrieben, sodass der Betrieb des einzelnen Bauteils unkritisch ist. Weit komplexer ist die Thematik des Platinenaufbau-Konzepts (Abschnitt 6.1) verbunden mit einer großen Anzahl an MOSFET. Sowohl dieses umfangreiche Thema als auch das Thema der *Verbindungstechnik* und der *Gate-Treiber* werden aufgrund der begrenzt zur Verfügung stehenden Zeit nicht

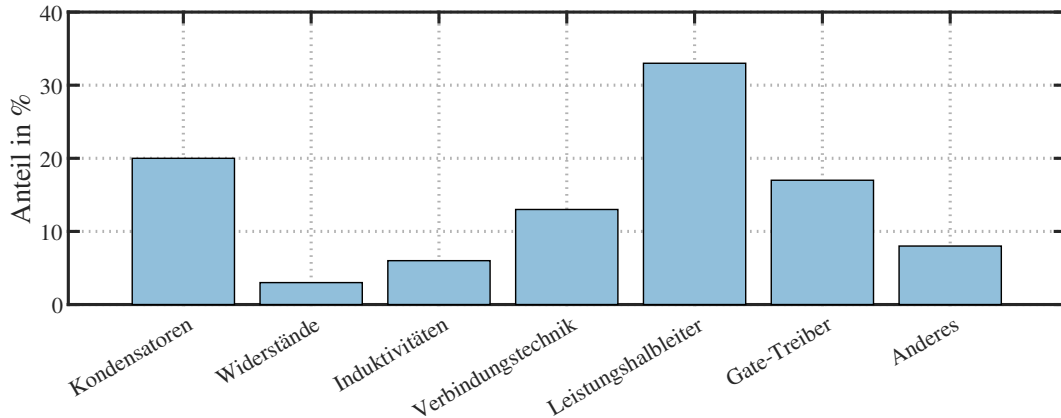


Abbildung 5.1: Abstimmungsergebnis der in [133] beschriebenen Umfrage zu den fehleranfälligen Komponenten in der Leistungselektronik

innerhalb dieser Arbeit untersucht. Für zuverlässige Aussagen dazu ist der Aufbau eines Prototyps für jede untersuchte Umrichter-Topologie erforderlich. Die innerhalb des öffentlich geförderten Projekts *WindUmEta* zu dem Thema der *thermischen Auslegung und Lastwechselfestigkeit von Platinenaufbau-Konzepten mit Niedervolt Si-MOSFET* durchgeführten Forschungsarbeiten werden in den Veröffentlichungen [78, 79] präsentiert.

Alle untersuchten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien bestehen aus einer großen Anzahl an Submodulen bzw. Zellen mit jeweils zwei Schaltern und jeweils mehreren parallelgeschalteten MOSFET (Tabelle 7.1), was zu vielen Gemeinsamkeiten im mechanischen Aufbau führt. Die möglichen Probleme, welche sich durch die Komponenten *Leistungshalbleiter*, *Verbindungstechnik* und *Gate-Treiber* ergeben, gelten somit gleichermaßen für alle untersuchten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien. Es gibt jedoch große Unterschiede innerhalb der untersuchten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien bei der Belastung der Zell- bzw. Submodulkondensatoren (Tabelle 7.1). Aus den genannten Gründen konzentriert sich die Betrachtung der Lebensdauer auf die Komponente *Kondensatoren*. Für die unterschiedlichen Belastungsprofile kommen verschiedene Kondensatortypen in Betracht, welche im folgenden Abschnitt 5.2 beschrieben werden. In diesem Abschnitt werden ebenso die wichtigsten Alterungs- und Ausfallmechanismen beschrieben. Um einer zu hohen Belastung und damit einem verfrühten Ausfall entgegenzuwirken, kann beispielsweise die Kapazität oder die Spannungsklasse eines Kondensators erhöht oder es können mehrere Kondensatoren parallelgeschaltet werden. Da in den Umrichter-Topologien Niedervolt Si-MOSFET verwendet werden, sind kleine Schaltüberspannungen gefordert. Eine Parallelschaltung mehrerer Kondensatoren ist daher sinnvoll, da sie zu einer Reduzierung der Kommu-

tierungskreisinduktivität führt. Die Parallelschaltung führt jedoch unweigerlich zu einer Vergrößerung des Gesamtvolumens aller Kondensatoren und damit zu einer Vergrößerung des Umrichter-Volumens und auch der Umrichter-Kosten. In den Abschnitten 5.3 und 5.4 werden für jede untersuchte Umrichter-Topologie dem Belastungsprofil entsprechende verfügbare Kondensatoren herausgesucht. Voraussetzung ist, dass die Kondensatoren eine Laufzeit von 20 Jahren (Abschnitt 3.1) erreichen. Anschließend kann das Gesamtvolumen der Kondensatoren in einem dreiphasigen Umrichter errechnet und mit den anderen untersuchten Umrichter-Topologien verglichen werden. Ein Vergleich aller Umrichtertopologien findet sich in Tabelle 7.1.

## **5.2 Beschreibung der Eigenschaften und Ausfallmechanismen der wichtigsten Kondensatortypen sowie der Möglichkeiten zur Berechnung der Lebensdauer**

Bei der Auswahl von geeigneten Kondensatoren liegt der Fokus auf den drei am weitverbreitetsten Kondensatortypen:

- Aluminium-Elektrolytkondensatoren (kurz Elektrolytkondensatoren)
- Metallisierte Polypropylen-Folienkondensatoren (kurz Folienkondensatoren)
- Keramische Mehrschichtkondensatoren (kurz Keramikkondensatoren)

Ein Vergleich der Eigenschaften dieser Kondensatoren wird in Tabelle 5.1 dargestellt. Aufgrund der unterschiedlichen Belastungsprofile der Umrichtertopologien (siehe Auslegungskapitel 3 und 4) werden in Abhängigkeit von Tabelle 5.1 für die Zellen- bzw. Submodulkondensatoren die optimalen Kondensatortypen entsprechend Tabelle 5.2 ausgewählt. Eine umfangreiche Darstellung der Ausfall- und Alterungsmechanismen von Kondensatoren findet sich in [97, 126, 15]. Der bei dem Elektrolytkondensator wichtigste Alterungsmechanismus ist die Verdunstung des flüssigen Elektrolyts, wodurch sich die elektrischen Parameter verschlechtern [3, 133]. Allgemein kann eine Überbelastung von Kondensatoren zu lokalen Ausfällen des Dielektrikums führen. Im Gegensatz zu Elektrolytkondensatoren besitzt der Folienkondensator die Eigenschaft, diese lokalen Fehlerstellen zu isolieren.

Tabelle 5.1: Vergleich der Eigenschaften der drei am weitverbreitetsten Kondensatortypen (+ überlegen, ○ mittel, – unterlegen), nach [15]

	Elektrolyt- kondensatoren	Folien- kondensatoren	Keramik- kondensatoren
Kapazität	+	○	–
Spannung	○	+	–
Ripplestrom	–	+	+
ESR und Verlustfaktor	–	+	+
Frequenzbereich	–	○	+
Kapazitätskonstanz	○	+	–
Überspannung	○	+	–
Temperaturbereich	○	–	+
Energiedichte	+	–	○
Zuverlässigkeit	–	+	+
Kosten	+	○	–

Tabelle 5.2: Auswahl des optimalen Kondensatortyps in Abhängigkeit der Strombelastung sowie der Kapazität für die drei ausgelegten Mehrpunkt-Umrichter-Topologien jeweils für den Multilevel- und Quasi-Zweilevel-Betrieb

Umrichter	Rippelstrom	Kapazität	Optimaler Kondensatortyp
MMC	moderat	groß	Elektrolytkondensator
MMC-Q2L	moderat	klein	Elektrolyt-/Folienkondensator
FC	groß	klein	Folienkondensator
FC-Q2L	klein	sehr klein	Folienkondensator
ANPC	groß	klein	Folienkondensator
ANPC-Q2L	klein	sehr klein	Folienkondensator

Dieser Effekt wird in der Literatur *self-healing* genannt [15]. Vorteil ist die Vermeidung von Totalausfällen des Folienkondensators nach einer Überbelastung. Nachteil ist die allmähliche Reduzierung der Kapazität, wodurch die Lebensdauer von Folienkondensatoren begrenzt ist. Zu den wichtigsten Stressfaktoren, welche die Alterung von Kondensatoren jeglichen Typs beeinflussen, gehören [15, 29, 3, 97, 99, 113, 28]:

- Spannungsbelastung
- Strombelastung
- Umgebungstemperatur
- Feuchtigkeit

- Mechanische Einflüsse

In der vorliegenden Arbeit werden die Stressfaktoren *Umgebungstemperatur*, *Spannungsbelastung* sowie *Strombelastung* der Kondensatoren berücksichtigt. Eine vom Arrhenius-Gesetz abgeleitete und recht verbreitete Gleichung zur Berechnung der Lebensdauer von Elektrolyt- und Folienkondensatoren, welche die drei genannten Stressfaktoren berücksichtigt, ist [15, 3]:

$$t_{sl} = t_{sl,ref} \cdot \left( \frac{U}{U_R} \right)^{-n} \cdot 2^{\frac{T_{HS,ref} - T_{HS}}{10}} \quad (5.1)$$

$t_{sl,ref}$  ist die im Datenblatt angegebene Lebensdauer unter Nennspannung  $U_R$  sowie gegebener Hotspot-Temperatur  $T_{HS,ref}$ . Die Lebensdauer  $t_{sl}$  (engl. *service life*) wird in Abhängigkeit der Betriebsspannung  $U$  sowie der während des Betriebs erreichten Hotspot-Temperatur  $T_{HS}$  berechnet. Die Herleitung wird in [92] beschrieben. Der Spannungsstressfaktor  $n$  variiert in Abhängigkeit des Herstellers sowie des Kondensatortyps im Bereich von 3 bis 9,4 [29, 3]. Allerdings veröffentlichen nur wenige Hersteller Gleichungen sowie Parameter zur Berechnung der Lebensdauer. Abhängig vom Hersteller werden überwiegend Online-Tools zur Berechnung oder Nomogramme zur grafischen Auswertung der Lebensdauer bereitgestellt. Aus diesem Grund wird in den folgenden Abschnitten auf die jeweils vom Hersteller bereitgestellte Methode zur Berechnung der Lebensdauer zurückgegriffen.

Grundsätzlich gilt, dass die Aussagen der Hersteller zur Lebensdauer von Kondensatoren nicht als absolute Angabe verwendet werden sollten, da durch geschickte Auswahl von Kondensatoren und Temperaturen rechnerisch sehr lange Betriebszeiten erreicht werden [28]. Die empirische Datenlage hierzu ist jedoch sehr gering. Zusätzlich kann durch die ausschließliche Berechnung der Lebensdauer keine genaue Aussage zu den Ausfällen während der Lebensdauer getroffen werden. Hierfür eignet sich die Berechnung der FIT Rate, welche die Anzahl der Ausfälle innerhalb einer bestimmten Betriebszeit wiedergibt [28]. Allerdings verschafft die Berechnung der Lebensdauer einen Eindruck darüber, wie sich unterschiedliche Belastungsprofile auf die Auswahl und Parallelschaltung verschiedener Kondensatortypen auswirken. Sie ist damit ein zielführender Weg für den Vergleich der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien.

## 5.3 Auswahl und Lebensdauerauslegung von Elektrolytkondensatoren für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters

### 5.3.1 Auswahl und Lebensdauerauslegung von Elektrolytkondensatoren für die Submodule des modularen Mehrpunkt-Umrichters - Multilevel-Betrieb

Für die Lebensdauerauslegung der Submodulkondensatoren des modularen Mehrpunkt-Umrichters werden die Ströme durch den Kondensator für den in Tabelle 3.2 angegebenen Leistungsbereich berechnet. Die Vorgehensweise wird in Abschnitt 2.2.2 beschrieben. Mit Hilfe der schnellen Fourier-Transformation (entsprechend Abbildung 2.5b) wird das Amplitudenspektrum der Kondensatorströme für den gesamten Leistungsbereich erstellt. Da die Submodule phasenverschoben mit jeweils 5kHz takten (siehe Abschnitt 2.1), fallen die schaltfrequenten Anteile der Rippleströme aufgrund der sehr hohen resultieren Gesamt-Schaltfrequenz aller Submodule eines Armes vernachlässigbar klein aus im Vergleich zu den grundfrequenten Anteilen der Rippleströme. Aus diesem Grund werden die schaltfrequenten Anteile der Rippleströme nicht im dargestellten Amplitudenspektrum des Kondensatorstroms berücksichtigt. Das errechnete Belastungsprofil wird in Tabelle 5.3 dargestellt.

Tabelle 5.3: Amplitudenspektrum des Kondensatorstroms über den gesamten Leistungsbereich, hinterlegt mit der jeweiligen Häufigkeit

Frequenz in Hz	Amplitude in A				
	$P = 58kW$ Anteil 45%	$P = 117kW$ Anteil 15%	$P = 200kW$ Anteil 15%	$P = 275kW$ Anteil 15%	$P = 292kW$ Anteil 10%
50	6,4	13	22,6	31,5	33,7
100	1,5	3,1	5,4	7,5	8,0
150	2,8	5,6	9,7	13,4	14,3
200	1,0	2,0	3,5	4,9	5,3

Dabei werden Kreisströme der 2. und 4. Harmonischen berücksichtigt (Abschnitt 2.2.3). Die während des Betriebs auftretenden Umgebungstemperaturen werden in Tabelle 3.3 dargestellt.

Die maximale Kondensatorspannung beträgt  $100V$ , die gesuchte Submodulkapazität beträgt  $C_{SM} = 10,5mf$  (Tabelle 3.4). Idealerweise sollte die im Datenblatt angegebene Nennspannung des Kondensators etwas größer als die maximale Kondensatorspannung im Betrieb sein. Da jedoch bei den meisten Kondensator-Herstellern die nächst größere Nennspannung  $160V$  ist, werden mit Hinblick auf einen quantitativen Vergleich der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien Elektrolytkondensatoren mit einer Nennspannung von  $100V$  herausgesucht. Um die Kommutierungskreisinduktivität zu minimieren (Abschnitt 6.1.1.1), wird eine Parallelschaltung mehrerer Kondensatoren je Submodul angestrebt. Mit diesen Informationen werden geeignete Elektrolytkondensatoren von drei großen Herstellern herausgesucht: *TDK Electronics (TDK)*, *KEMET Corporation (KEMET)* und *VISHAY*. Die Hersteller *TDK* und *Vishay* [111, 125] stellen Informationen zur einfachen Berechnung einer ungefähren Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren bereit. Die grundsätzliche Vorgehensweise ist identisch. Die Harmonischen der Rippleströme werden mittels im Datenblatt angegebenen Frequenz-Umrechnungstabellen in einen  $100Hz$  equivalenten Ripplestrom umgerechnet. Aus den einzelnen  $100Hz$  equivalenten Rippleströmen wird der Betrag des Gesamt-Ripplestroms berechnet. Eine anschließende Division durch den im Datenblatt angegebenen Nenn-Ripplestrom ergibt den Ripplestromfaktor. Mit diesem lässt sich in Abhängigkeit der Umgebungstemperatur die Lebensdauer anhand von im Datenblatt angegebenen Nomogrammen ablesen. Eine genauere und komfortablere Lösung bieten Online-Berechnungstools, welchen von allen drei Herstellern veröffentlicht werden [110, 57, 124]. Für jeden der drei Hersteller werden geeignete Elektrolytkondensatoren herausgesucht und die Lebensdauer für das beschriebene Belastungsprofil (Tabelle 5.3) berechnet. Unterschreitet die berechnete Lebensdauer das Ziel von 20 Jahren, wird zur Reduzierung der Strombelastung ein weiterer Kondensator parallelgeschaltet, bis die gewünschte Lebensdauer erreicht wird. Für die abschließende Beurteilung wird der jeweils geeignetste Kondensator der drei Hersteller in Tabelle 5.4 angegeben. Bei der Berechnung des Gesamtvolumens aller Kondensatoren in einem dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichter wird aufgrund der Parallelschaltung mehrerer zylinderförmiger Kondensatoren in einem Submodul angenommen, dass der Kondensator die Form eines Quaders besitzt, wobei die Seitenlänge der Grundfläche des Quaders dem im Datenblatt angegebenen Durchmesser entspricht.

Infolge des im Vergleich höchsten Nenn-Ripplestroms reichen 7 parallelgeschaltete Kondensatoren vom Typ *ALC80A152BD100* des Herstellers *KEMET* aus, um für das gegebene Belastungsprofil eine Laufzeit von 20 Jahren zu erreichen. Aufgrund des dadurch geringsten

Tabelle 5.4: Geeignete Elektrolytkondensatoren für die Verwendung in den Submodulen des modularen Multilevel-Umrichters (Multilevel-Betrieb)

Hersteller Typ	TDK B41252B9158M06	KEMET ALC80A152BD100	VISHAY MAL215829152E3
Kapazität [mF]	1,5	1,5	1,5
Nennspannung [V]	100	100	100
Durchmesser [mm]	25	25	25
Länge [mm]	40	40	40
Benötigte Anzahl je Submodul	10	7	8
Nenn-Rippelstrom @ 100Hz, 105°C [A]	2,28	3,1	2,56
Resultierende Submodulkapazität [mF]	15	10,5	12
Volumen Kondensatoren im 3-ph. Umrichter [dm <sup>3</sup> ]	27,0	18,9	21,6

Gesamtvolumens bildet dieser Kondensator die Referenz für den Vergleich mit den beiden weiteren Mehrpunkt-Umrichter-Topologien (siehe Abschnitt 7.1).

### 5.3.2 Auswahl und Lebensdauerauslegung von Elektrolytkondensatoren für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters - Quasi-Zweilevel-Betrieb

Die Vorgehensweise bei der Auswahl und Lebensdauerauslegung von Elektrolytkondensatoren für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb entspricht der in Abschnitt 5.3.1 beschriebenen Vorgehensweise. Die in Abbildung 5.2 dargestellten Amplitudenspektren werden direkt aus den Simulationsdaten ermittelt (Abschnitt 4.2). Die für die Lebensdauerauslegung relevanten Parameter werden Tabelle 4.1 entnommen. Analog zu Abschnitt 5.3.1 werden passende Elektrolytkondensatoren von unterschiedlichen Herstellern herausgesucht, die Lebensdauer berechnet und die Ergebnisse untereinander verglichen. In Tabelle 5.5 wird für die Submodule und den DC-Zwischenkreis jeweils ein passender Elektrolytkondensator des Herstellers *TDK* vorgestellt.

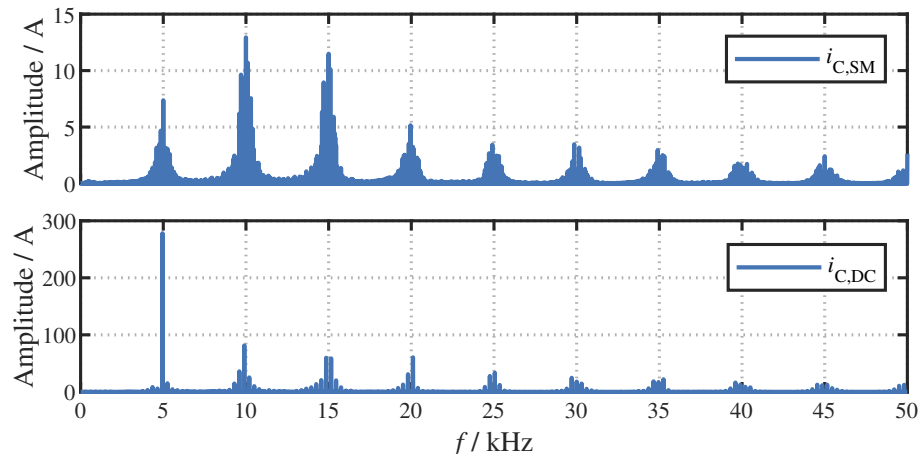


Abbildung 5.2: Amplitudenspektrum des Stroms durch den Submodulkondensator  $i_{C,SM}$  (oben) und durch den DC-Zwischenkreis  $i_{C,DC}$  (unten) des modularen Multilevel-Umrichters im Nennbetrieb (Quasi-Zweilevel-Betrieb)

Tabelle 5.5: Geeignete Elektrolytkondensatoren für die Verwendung im Submodul sowie DC-Zwischenkreis des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters (Quasi-Zweilevel-Betrieb)

	Submodul	DC-Zwischenkreis
Typ	TDK B41897A0277M	TDK B25680B1307
Kapazität [mF]	1,2	1,2
Nennspannung [V]	75	1200
Durchmesser [mm]	12,5	116
Länge [mm]	20	99
Benötigte Anzahl	6	4
Nenn-Ripplestrom @ 100Hz, 105°C [A]	1,42	14,4
Volumen Kondensatoren im 3-ph. Umrichter [dm <sup>3</sup> ]	2	5,3

## 5.4 Auswahl und LebensdauerAuslegung von Folienkondensatoren für die Zellen des Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

### 5.4.1 Grundsätzliche Vorgehensweise bei der Berechnung der Lebensdauer von Folienkondensatoren nach IEC 1709 Standard

Für die Lebensdauerberechnung der Zellkondensatoren des Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters werden Folienkondensatoren von den drei Herstellern *TDK*, *KEMET* und *ELECTRONICON* herausgesucht. Die Hersteller *KEMET* und *ELECTRONICON* stellen ausschließlich Diagramme zur graphischen Ermittlung der zu erwartenden Lebensdauer bereit, welche die Haupt-Stressfaktoren *Betriebsspannung* und *Hotspot-Temperatur* berücksichtigen [28]. Der Hersteller *TDK* gibt für jede Baureihe die Lebensdauer unter den Standardbedingungen an. Diese lässt sich durch Anwendung von Korrekturfaktoren des Standards IEC 1709 für den jeweiligen Spannungs- und Temperaturbereich extrapolieren [119]. Dies ermöglicht eine komfortable Berechnung der Lebensdauer des gewählten Kondensators für das gegebene Belastungsprofil. Aus diesem Grund werden ausschließlich Folienkondensatoren des Herstellers *TDK* verwendet. Die Vorgehensweise bei der Berechnung der Lebensdauer  $t_{sl}$  wird im Folgenden beschrieben. Die im Datenblatt bereitgestellten Lebensdauerangaben werden durch Anwendung von

$$t_{sl} = t_{sl,ref} \cdot \frac{\pi_{U,ref}}{\pi_U} \cdot \frac{\pi_{T,ref}}{\pi_T} \quad (5.2)$$

extrapoliert. Im Standard IEC 1709 werden die Werte für  $\pi_T$  für Hotspot-Temperaturen von  $T_{HS} = \leq 40^\circ C \dots 125^\circ C$  und für  $\pi_U$  für den Spannungsbereich  $U/U_R = 10\% \dots 120\%$  angegeben (Abbildung 5.3).  $U$  entspricht dabei der jeweiligen maximalen Zellspannung  $U_{C,max}$  und  $U_R$  der im Datenblatt angegebenen Nennspannung des gewählten Folienkondensators. Durch Taylorreihenentwicklung werden die Faktoren interpoliert, sodass eine komfortable Berechnung der Faktoren über den gesamten Spannungs- und Temperaturbe-

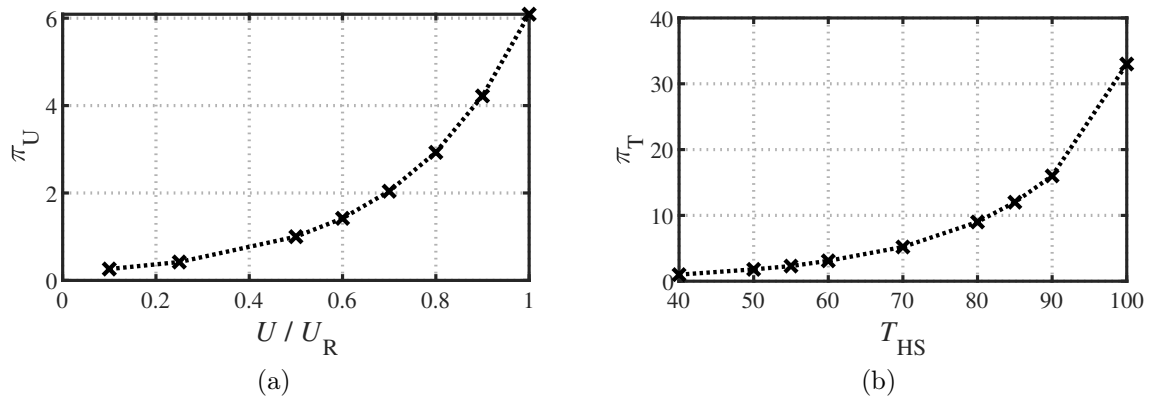


Abbildung 5.3: Faktoren des Standards IEC 1709 zur Extrapolation der im Datenblatt angegebenen Lebensdauer von Folienkondensatoren [119]

reich möglich ist. Über  $\pi_{T,ref}$  und  $\pi_{U,ref}$  werden die Randbedingungen der im Datenblatt angegebenen Lebensdauer  $t_{sl,ref}$  berücksichtigt.

Die Berechnung der Hotspot-Temperatur erfolgt über

$$T_{HS} = T_A + P_{V,C} \cdot R_{Th} \quad (5.3)$$

wobei  $T_A$  die Umgebungstemperatur (Tabelle 3.3) und  $R_{Th}$  der thermische Widerstand des Kondensators ist, welcher dem Datenblatt entnommen werden kann. Die Verluste im Kondensator  $P_{V,C}$  werden durch den im Datenblatt angegebenen Ersatz-Serienwiderstand  $ESR$  sowie den Effektivwert des Kondensatorstroms  $I_C$  bestimmt und berechnen sich zu

$$P_{V,C} = \frac{ESR \cdot I_C^2}{m_C} \quad (5.4)$$

Eine Reduzierung der Verluste und damit Verlängerung der Lebensdauer wird durch die Parallelschaltung von  $m_C$  Kondensatoren erreicht. Die Anzahl an parallelgeschalteten Kondensatoren ist abhängig von der Nennkapazität  $C_R$  des gewählten Kondensators und der jeweiligen berechneten Zellkapazität  $C_Z$  der Mehrpunkt-Umrichter-Topologie und berechnet sich zu

$$m_C \geq \frac{C_R}{C_Z} \quad (5.5)$$

Anschließend wird das Volumen der Kondensatoren einer Zelle  $V_C$  durch Multiplikation von  $m_C$  mit den im Datenblatt angegebenen Abmessungen des Kondensators berechnet.

In den Abschnitten 5.4.2 und 5.4.3 wird die Auswahl und Lebensdauerberechnung von Fo-

lien-kondensatoren für die Zellen des Flying-Capacitor sowie Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel- und Quasi-Zweilevel-Betrieb beschrieben. Aufgrund des modularen Aufbaus beider Topologien mit abgestuften Zellspannungen (siehe Abschnitt 2.3.1 und 2.4.1) werden die einzelnen Zellen zu Baugruppen zusammengefasst. Hintergrund ist das Ziel, bei einer zukünftigen Fertigung nicht  $n$  verschiedene Platinen herstellen zu müssen, sondern die Anzahl unterschiedlicher Platinen auf ein sinnvolles Maß zu reduzieren. Dabei werden die Zellen so zusammengefasst, dass das Gesamtvolumen der Kondensatoren einer Platine ähnlich ist. Eine detailliertere Beschreibung dieser Thematik findet sich in Abschnitt 6.1.2. Für jede Baugruppe wird ein passender Folienkondensator herausgesucht. Ist die berechnete Lebensdauer  $t_{sl}$  kleiner als 20 Jahre (siehe Abschnitt 5.4.1), so wird ein weiterer Kondensator parallelgeschaltet ( $m'_C = m_C + 1$ ) und eine erneute Berechnung durchgeführt. Die Parallelschaltung eines weiteren Kondensators reduziert die Strombelastung und damit die Erwärmung des Kondensators, wodurch sich die Lebensdauer erhöht. Dieser Vorgang wird so oft wiederholt, bis eine Lebensdauer von mindestens 20 Jahren erreicht wird.

### 5.4.2 Auswahl von Folienkondensatoren für die Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel- sowie Quasi-Zweilevel-Betrieb)

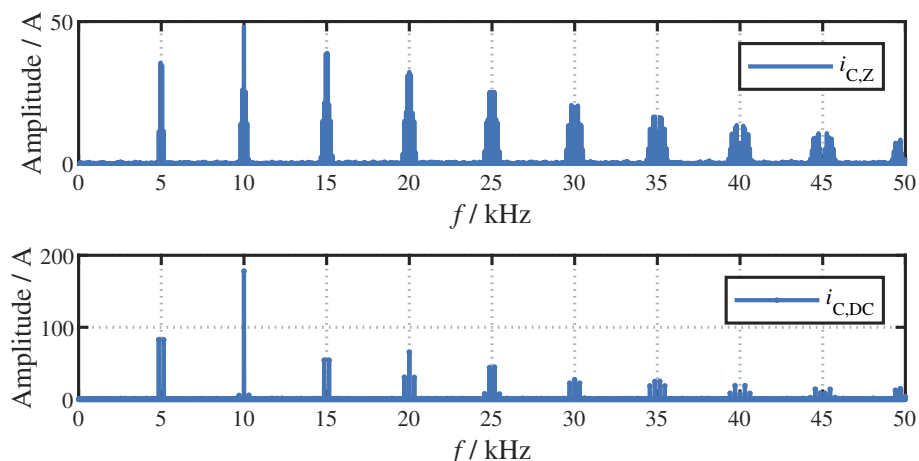


Abbildung 5.4: Amplitudenspektrum des Stroms durch den Zellkondensator  $i_{C,Z}$  (oben) und durch den DC-Zwischenkreis  $i_{C,DC}$  (unten) des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Nennbetrieb (Multilevel-Betrieb)

Der Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter wird auf Basis des *TDK B32778Z* sowie

5.4 Auswahl und Lebensdauerlegung von Folienkondensatoren für die Zellen des Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters

des *B25680* ausgelegt [118, 117]. Die in Abbildung 5.4 dargestellten Amplitudenspektren werden direkt aus dem Simulationsmodell ermittelt (Abschnitt 3.3). Alle weiteren für die Lebensdauerlegung relevanten Parameter werden der Tabelle 3.6 entnommen. Die für

Tabelle 5.6: Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers *TDK* für den Einsatz in den Zellen einer Phase und dem DC-Zwischenkreis des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1

Zelle $n$	$U_{C,max}/V$	Typ	$U_R/V$	$C_R/\mu F$	$m_C$	$T_{HS}/^\circ C$	$V_C/dm^3$
DC	1244	B25680B1307	1320	300	4	57	5,3
2	1168	B32778Z1406	1200	40	9	60	1,3
3	1086	B32778Z1406	1200	40	9	60	1,3
4	1003	B32778Z7456	1100	45	8	61	1,2
5	921	B32778Z7456	1100	45	8	61	1,2
6	839	B32778Z7456	1100	45	8	61	1,2
7	756	B32778Z8906	800	45	5	65	0,7
8	674	B32778Z8906	800	45	4	71	0,6
9	592	B32778Z8906	800	45	4	71	0,6
10	509	B32778Z8906	800	45	4	71	0,6
11	427	B32778Z4117	500	35	6	68	0,6
12	345	B32778Z4117	500	35	4	83	0,6
13	262	B32778Z4117	500	35	4	83	0,4
14	180	B32778Z4117	500	35	4	83	0,4
15	98	B32778Z4117	500	35	4	83	0,4

den Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter ausgewählten Folienkondensatoren und die Ergebnisse der Lebensdauerberechnung werden in Tabelle 5.6 dargestellt. Die dünnen horizontalen Linien repräsentieren die physikalische Trennung der einzelnen Baugruppen (siehe Abschnitt 6.1.2). Das Gesamtvolumen  $V_{C,ges}$  aller Kondensatoren für einen dreiphasigen Umrichter beträgt  $V_{C,ges} = 38,1 dm^3$ .

Der Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb wird auf Basis des *TDK B32778M* sowie des *B25680* ausgelegt [118, 116]. Die Amplitudenspektren werden direkt aus dem Simulationsmodell ermittelt, alle weiteren für die Lebensdauerlegung relevanten Parameter werden Tabelle 4.2 entnommen. Die Ergebnisse der Lebensdauerberechnung werden in Tabelle 5.7 dargestellt. Das Gesamtvolumen  $V_{C,ges}$  aller Kondensatoren für einen dreiphasigen Umrichter beträgt  $V_{C,ges} = 6 dm^3$ .

Tabelle 5.7: Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers *TDK* für den Einsatz in den Zellen einer Phase und dem DC-Zwischenkreis des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Quasi-Zweilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1

Zelle $n$	$U_{C,max}/V$	Typ	$U_R/V$	$C_R/\mu F$	$m_C$	$T_{HS}/^\circ C$	$V_C/dm^3$
DC	1244	B25680B1307	1320	300	4	57	5,3
2	1168	B32774M2155	1200	1,5	2	46	0,04
3	1086	B32774M2155	1200	1,5	2	46	0,04
4	1003	B32774M1185	1100	1,8	2	51	0,02
5	921	B32774M1185	1100	1,8	2	51	0,02
6	839	B32774M1185	1100	1,8	2	51	0,02
7	756	B32774M9185	800	1,8	2	54	0,02
8	674	B32774M9185	800	1,8	2	54	0,02
9	592	B32774M9185	800	1,8	2	54	0,02
10	509	B32774M9185	800	1,8	2	54	0,02
11	427	B32774M5335	500	3,3	1	61	0,01
12	345	B32774M5335	500	3,3	1	61	0,01
13	262	B32774M5335	500	3,3	1	61	0,01
14	180	B32774M5335	500	3,3	1	61	0,01
15	98	B32774M5335	500	3,3	1	61	0,01

### 5.4.3 Auswahl von Folienkondensatoren für die Zellen des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel- sowie Quasi-Zweilevel-Betrieb)

Der Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter wird auf Basis des TDK B32778, B32778H sowie des B25680 ausgelegt [117, 114, 115]. Die Vorgehensweise ist dabei identisch wie für den Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter (Abschnitt 5.4.2). Die in Abbildung 5.5 dargestellten Amplitudenspektren werden direkt aus dem Simulationsmodell ermittelt (Abschnitt 3.4). Alle weiteren für die Lebensdauerauslegung relevanten Parameter werden der Tabelle 3.7 entnommen. Die für den Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter ausgewählten Folienkondensatoren und die Ergebnisse der Lebensdauerberechnung werden in Tabelle 5.8 dargestellt. Die dünnen horizontalen Linien repräsentieren die physikalische Trennung der einzelnen Baugruppen. Das Gesamtvolumen  $V_{C,ges}$  aller Kondensatoren für einen dreiphasigen Umrichter beträgt  $V_{C,ges} = 18,4 dm^3$ .

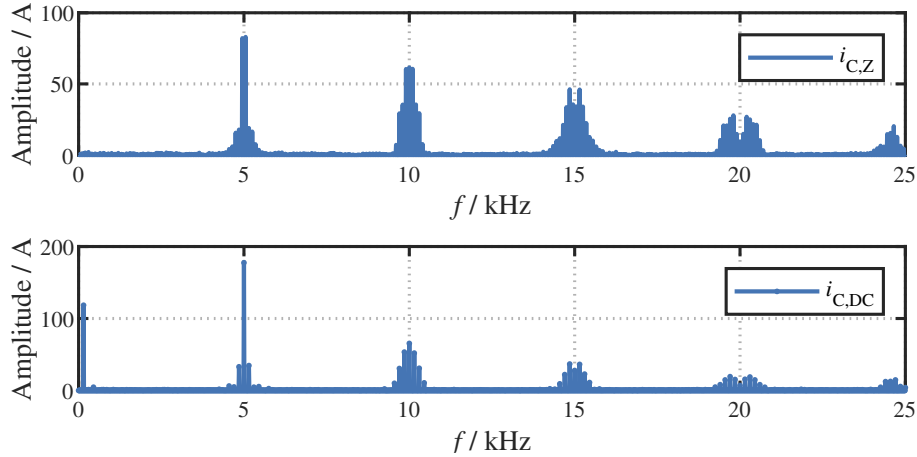


Abbildung 5.5: Amplitudenspektrum des Stroms durch AC-seitigen den Zellkondensator  $i_{C,Z}$  (oben) und durch den DC-Zwischenkreis  $i_{C,DC}$  (unten) des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Nennbetrieb (Multilevel-Betrieb)

Der Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb wird auf Basis des *TDK B32778M* sowie des *B25680* ausgelegt [118, 116]. Die Amplitudenspektren werden direkt aus dem Simulationsmodell ermittelt, alle weiteren für die LebensdauerAuslegung relevanten Parameter werden Tabelle 4.3 entnommen. Die Ergebnisse der Lebensdauerberechnung werden in Tabelle 5.9 dargestellt. Das Gesamtvolumen  $V_{C,ges}$  aller Kondensatoren für einen dreiphasigen Umrichter beträgt  $V_{C,ges} = 4,4 dm^3$ .

Tabelle 5.8: Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers *TDK* für den Einsatz in den Zellen einer Phase und des halben DC-Zwischenkreises des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Multilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1

Zelle $n$	$U_{C,max}/V$	Typ	$U_R/V$	$C_R/\mu F$	$m_C$	$T_{HS}/^\circ C$	$V_C/dm^3$
DC	642	B25631B0227	700	220	6	56	4,3
2	555	B32718H6147	600	140	6	64	1,0
3	481	B32718H6147	600	140	5	69	0,8
4	403	B32718H6147	600	140	4	76	0,7
5	326	B32778G4187	450	180	4	79	0,6
6	249	B32778G4187	450	180	4	79	0,6
7	172	B32778G4187	450	180	3	92	0,5
8	92	B32778G4187	450	180	3	92	0,5

Tabelle 5.9: Auswahl und Lebensdauerberechnung von Folienkondensatoren des Herstellers *TDK* für den Einsatz in den Zellen einer Phase und des halben DC-Zwischenkreises des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Quasi-Zweilevel-Betrieb). Eine Beschreibung der Parameter erfolgt in Abschnitt 5.4.1

Zelle $n$	$U_{C,max}/V$	Typ	$U_R/V$	$C_R/\mu F$	$m_C$	$T_{HS}/^\circ C$	$V_C/dm^3$
DC	642	B25631B0227	700	220	6	56	4,3
2	555	B32774M8225	700	2,2	1	63	0,01
3	481	B32774M8225	700	2,2	1	63	0,01
4	403	B32774M8225	700	2,2	1	63	0,01
5	326	B32774M4335	450	3,3	1	65	0,01
6	249	B32774M4335	450	3,3	1	65	0,01
7	172	B32774M4335	450	3,3	1	65	0,01
8	92	B32774M4335	450	3,3	1	65	0,01

# 6 Platinen-Aufbaukonzepte für die Mehrpunkt-Umrichter-Topologien sowie Auswertung des Schaltverhaltens von Niedervolt Si-MOSFET

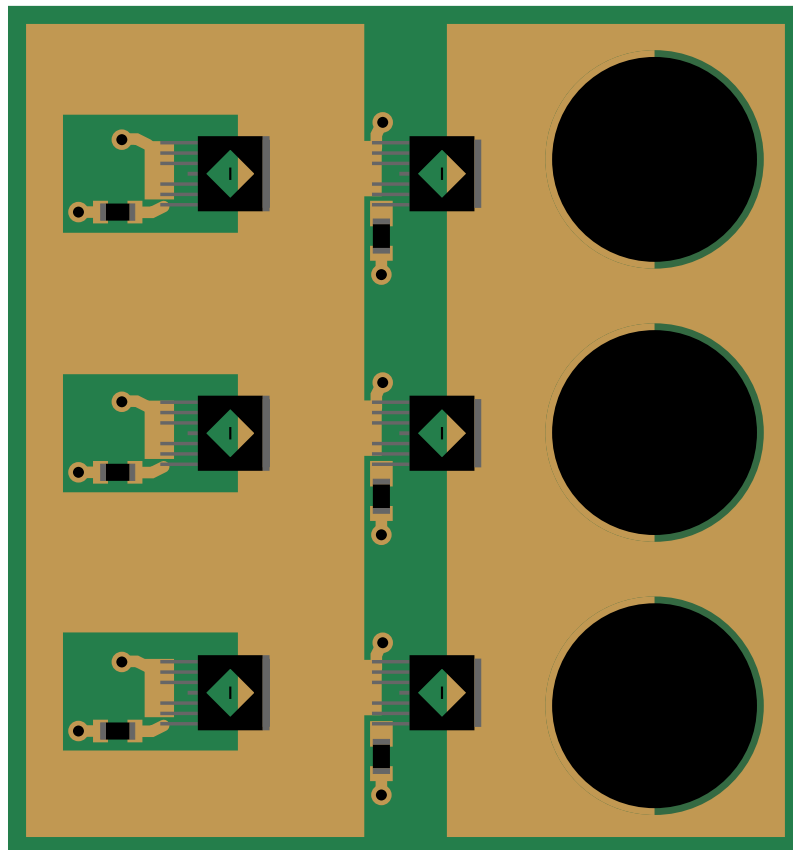
Das vorliegende Kapitel unterteilt sich in zwei Abschnitte. Im ersten Abschnitt 6.1 werden Platinen-Aufbaukonzepte für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters und für die Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters erarbeitet. Im zweiten Abschnitt 6.2 wird die messtechnische Untersuchung und elektrische Charakterisierung des für die Auslegung ausgewählten MOSFET (Abschnitt 3.1) vorgenommen. Ziel hierbei ist eine genauere Abschätzung der Schaltverluste der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien.

## 6.1 Platinen-Aufbaukonzepte für die Zellen bzw. Submodule der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien

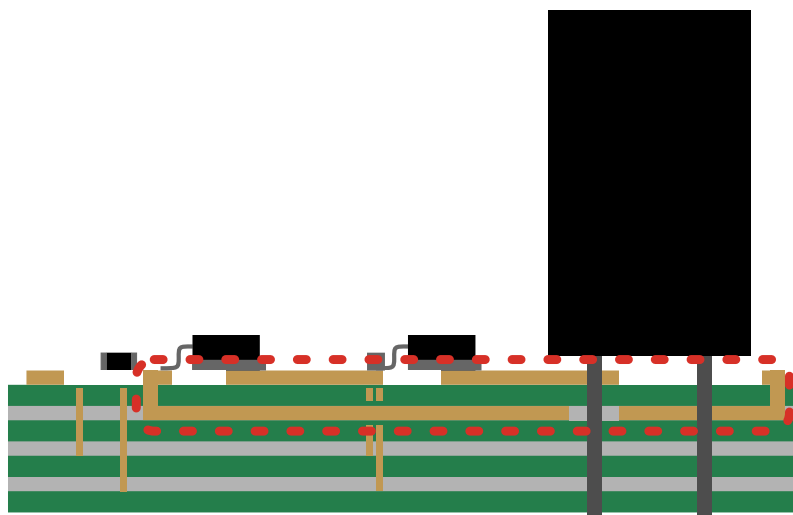
### 6.1.1 Aufbaukonzept für die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters

#### 6.1.1.1 Symmetrisches und niederinduktives Platinen-Aufbaukonzept eines Halbbrücken-Submoduls

Aufgrund des vorgegebenen Wirkungsgrads sowie der angestrebten Strombelastung ist eine Parallelschaltung mehrerer MOSFET pro Schalter erforderlich. Dies führt zu einer geringen Verlustleistungsdichte pro MOSFET. Ein Aufbau mit MOSFET-Modulen ist damit nicht erforderlich, sondern kann durch einen Aufbau auf einer Leiterplatte ersetzt werden. Eine vorteilhafte Auswirkung auf den Fertigungsprozess ist wahrscheinlich. Darüber hinaus wird ein symmetrischer Aufbau und ein niederinduktiver Aufbau vereinfacht. Die symmetrische Anordnung der Bauteile ist wichtig, um Stromfehlverteilungen zu vermeiden. Stromfehlverteilungen führen zu unterschiedlichen Belastungen der MOSFET und dadurch zu einer höheren Ausfallwahrscheinlichkeit einzelner MOSFET. Ein niederinduktiver Kommutierungskreis ist wichtig, um die Schaltverluste zu reduzieren. Abbildung 6.1 stellt schematisch einen symmetrischen und niederinduktiven Leiterplattenaufbau am Beispiel eines Halbbrücken-Submoduls dar. Die Anzahl parallelgeschalteter MOSFET ist hierfür frei gewählt. Die Bauteile werden in schwarz dargestellt, Leiterbahnen in gold und die Leiterplatte in grün. Die mehrschichtige Leiterplatte besteht aus Isolationschichten (grün) und stromführenden Schichten (grau). In Abbildung 6.1a sind drei Kondensatoren zu sehen. Neben jedem Kondensator befindet sich links davon eine Halbbrücke. Der Arm- bzw. Laststrom fließt seitlich auf der breiten Leiterbahn in das Submodul und verlässt es auf der anderen Seite wieder. Der Kommutierungskreis ist in Abbildung 6.1b ersichtlich (rote, gestrichelte Linie). Dieser wird durch breite, parallelverlaufende Leiterbahnen realisiert, wodurch die Kommutierungskreisinduktivität niedrig gehalten werden kann. Jeder MOSFET erhält einen separaten Gatewiderstand zur Minimierung der Stromfehlverteilungen. Der Gateanschluss wird durchkontaktiert, ebenso die niederinduktive Hilfs-Source Leitung (dünne, goldene, senkrecht verlaufende Linie in Abbildung 6.1b). Die Gate- und Hilfssource-Leitungen werden seitlich des Kommutierungskreises herausgeführt, um störende Einkopplungen zu vermeiden. Beide Leitungen gehen zur Steuerung, welche nicht



(a)



(b)

Abbildung 6.1: Schematische Darstellung eines symmetrischen und niederinduktiven Aufbaukonzepts anhand einer skizzierten Leiterplatte eines Halbbrücken-Submoduls (Draufsicht (a) und Seitenansicht (b)) mit jeweils drei parallelgeschalteten MOSFET pro Schalter (Mehrschichtige Leiterplatte bestehend aus Trägermaterial (grün) und Zwischenschichten (hellgrau), Leiterbahn (gold), Bauteile (schwarz)). Die rote, gestrichelte Linie in (b) hebt den Kommutierungskreis hervor

abgebildet ist.

### 6.1.1.2 Realisierung einer Musterbaugruppe mit drei Halbbrücken-Submodulen des modularen Multilevel-Umrichters

Aufbauend auf den in Abschnitt 3.2 beschriebenen Ergebnissen zur Auslegung des modularen Mehrpunkt-Umrichters sowie den in Abschnitt 6.1.1.1 dargestellten Anregungen zum symmetrischen und niederinduktiven Aufbau wurde im Rahmen des öffentlich geförderten Projekts *WindUmEta* die Firma *isle Steuerungstechnik und Leistungselektronik GmbH* beauftragt, eine Musterbaugruppe (kurz *MMC-Musterbaugruppe*) zu entwerfen [27]. Die MMC-Musterbaugruppe wurde mit dem Ziel entwickelt, ein serienfähiges und applikationsnahes Funktionsmuster vorliegen zu haben. Das Ergebnis der Entwicklung wird in

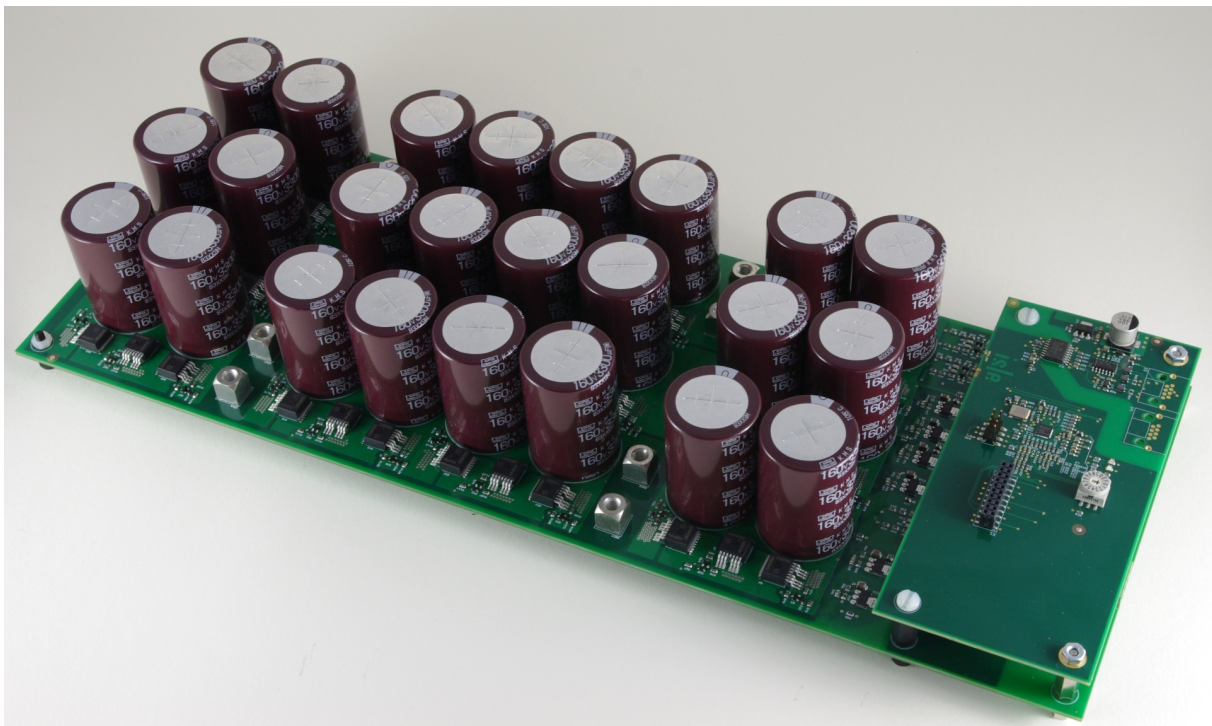


Abbildung 6.2: MMC-Musterbaugruppe mit drei Halbbrücken-Submodulen [27]

Abbildung 6.2 präsentiert und im Folgenden kurz beschrieben. Die MMC-Musterbaugruppe besteht aus drei in Reihe geschalteten Halbbrücken-Submodulen sowie der rechts angeordneten Steuerungselektronik (mit Kommunikationseinheit, Treiber, Spannungsmessung und Spannungsversorgung). Durch die Gruppierung von drei Submodulen erfährt die Platine aufgrund des Gesamtgewichts der Baugruppe keine übermäßige mechanische Belastung

und lässt sich problemlos fertigen. Zusätzlich wird der Aufwand für die Steuerung und die Anzahl der Kontakte reduziert. Die MMC-Musterbaugruppe bildet die kleinste Einheit des Leistungsteils des modularen Multilevel-Umrichters. Ein Arm des modularen Multilevel-Umrichters besteht damit aus mehreren in Reihe geschalteten MMC-Musterbaugruppen, welche jeweils über die Schraubkontakte an der langen Seite miteinander verbunden werden. Für ein besseres Verständnis wird in Abbildung 6.3 das Layout der MMC-Musterbaugruppe

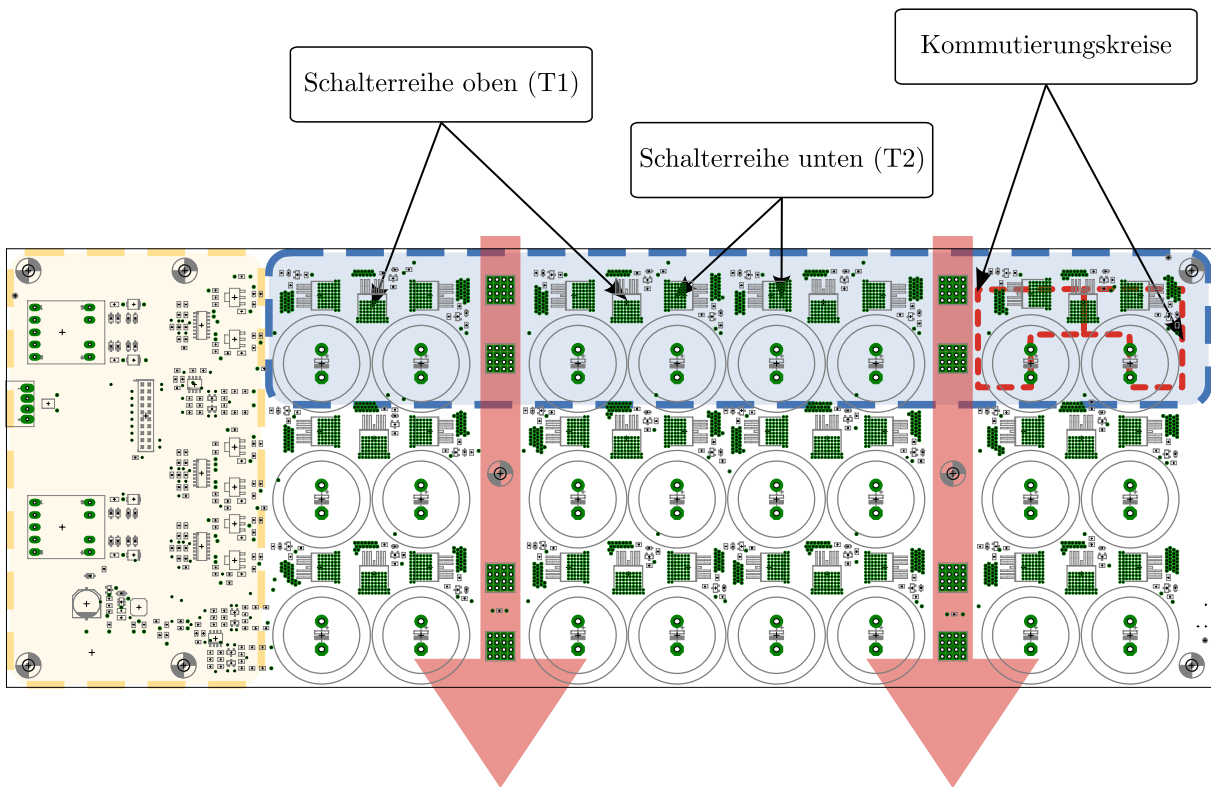


Abbildung 6.3: Layout der in Abbildung 6.2 dargestellten MMC-Musterbaugruppe (nach [27])

dargestellt. Der blau hervorgehobene Bereich umfasst ein Halbbrücken-Submodul mit jeweils vier oberen (T1) und acht unteren (T2) MOSFET, der gelb hervorgehobene Bereich die Steuerungselektronik. Die roten Pfeile stellen den Fluss des Arm- bzw. Submodulstroms über die Schraubkontakte dar (siehe Topologie des modularen Multilevel-Umrichters in Abbildung 2.1). Die Abmessungen der MMC-Musterbaugruppe betragen 440mm x 160mm x 55mm (L x B x H).

Zu beachten ist, dass die MMC-Musterbaugruppe 2018 entwickelt wurde und aufgrund von eingeschränkter Verfügbarkeit der Kondensator *United Chemi-Con EKMS161VSN332MA50S* verwendet wurde. Im Vergleich zum in Abschnitt 5.3.1 vorgeschlagenen Kondensator *KE-*

*MET ALC80A152BD100* hat diesen einen größeren Durchmesser (35mm im Vergleich zu 25mm) und eine größere Länge (50mm im Vergleich zu 40mm). Aus heutiger Sicht würden die Abmessungen einer Baugruppe mit drei Submodulen kompaktere Maße aufweisen. Eine Abschätzung der Abmessungen der Baugruppe sowie des Bauvolumens eines dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters anhand des kompakteren Kondensators *KEMET ALC80A152BD100* wird in Abschnitt 7.3.2.1 untersucht.

Eine Vermessung der Schaltverluste der MMC-Musterbaugruppe findet in Abschnitt 6.2.6 statt.

## **6.1.2 Aufbaukonzept für die Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters**

### **6.1.2.1 Symmetrisches und niederinduktives Platinen-Aufbaukonzept der Zell-Baugruppen**

Da die AC-seitigen Zellen des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter sowie die Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters identisch aufgebaut sind, erfolgt in diesem Abschnitt exemplarisch die Konzentration auf das Aufbaukonzept für die Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters. Aufgrund der Topologie mit abgestuften Zellspannungen (Abschnitt 2.3.1) werden die einzelnen Zellen zu Baugruppen zusammengefasst. Hintergrund ist das Ziel, bei einer zukünftigen Fertigung nicht  $n$  verschiedene Platinen herstellen zu müssen, sondern die Anzahl unterschiedlicher Platinen auf ein sinnvolles Maß zu reduzieren. Dabei werden die Zellen so zusammengefasst, dass das Gesamtvolumen der Kondensatoren einer Baugruppe ungefähr ähnlich ist. Nachteil dieser Vorgehensweise ist, dass alle Zellkondensatoren auf einer Platine sich an der höchsten Zellspannung orientieren, was zu einer Erhöhung der Gesamtenergie führt. Ein solcher Aufbau wird schematisch in Abbildung 6.4 dargestellt. Die in Abschnitt 6.1.1.1 beschriebenen Anregungen für einen symmetrischen und niederinduktiven Aufbau gelten grundsätzlich auch für den Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter. Eine Besonderheit des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters ist die Bildung des Kommutierungskreises durch zwei nebeneinander liegende Zellen. Dies wird zu einer größeren Kommutierungskreisinduktivität und damit zu erhöhten Schaltverlusten im Vergleich zum modularen Multilevel-Umrichter (Abschnitt 6.1.1.1) führen. Um die Kommutierungskreisinduktivität möglichst klein zu halten, ist bei

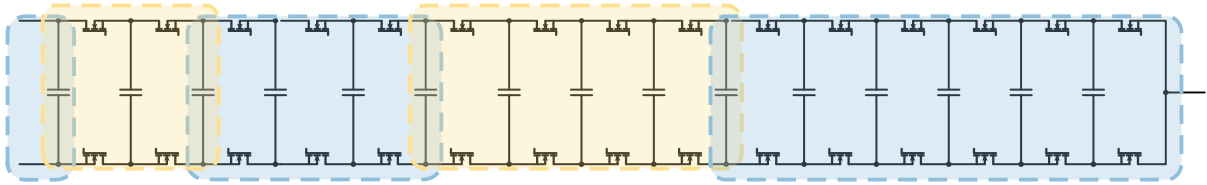


Abbildung 6.4: Aufbau einer Phase eines 15-stufigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters auf fünf Platinen (blau und gelb). Die Zellkondensatoren, welche sich zwischen zwei Platinen befinden, werden zur Erreichung eines niederinduktiven Aufbaus symmetrisch aufgeteilt

einem Aufbau eines Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters auf mehreren Platinen eine Aufteilung der Zellkondensatoren, wie in Abbildung 6.4 dargestellt, empfehlenswert.

### 6.1.2.2 3D Modell einer Musterbaugruppe mit drei Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

Analog wie für den modularen Multilevel-Umrichter (Abschnitt 6.1.1.2) wurde aufbauend auf den in Abschnitt 3.3 beschriebenen Ergebnissen zur Auslegung des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters im Rahmen des öffentlich geförderten Projekts *WindUmEta* die Firma *isle Steuerungstechnik und Leistungselektronik GmbH* beauftragt, eine Musterbaugruppe mit mehreren Zellen zu entwerfen. Die oberen und unteren drei nebeneinanderliegenden Schalter der Zellen werden auf jeweils einer Platine zusammengefasst (Abbildung 6.5). Die Trennung der Platinen erfolgt über die Kondensatoren. Dadurch beschränkt

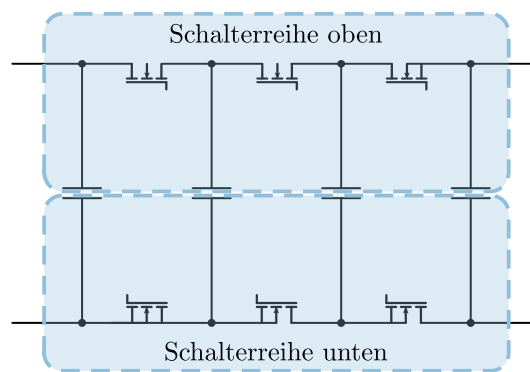
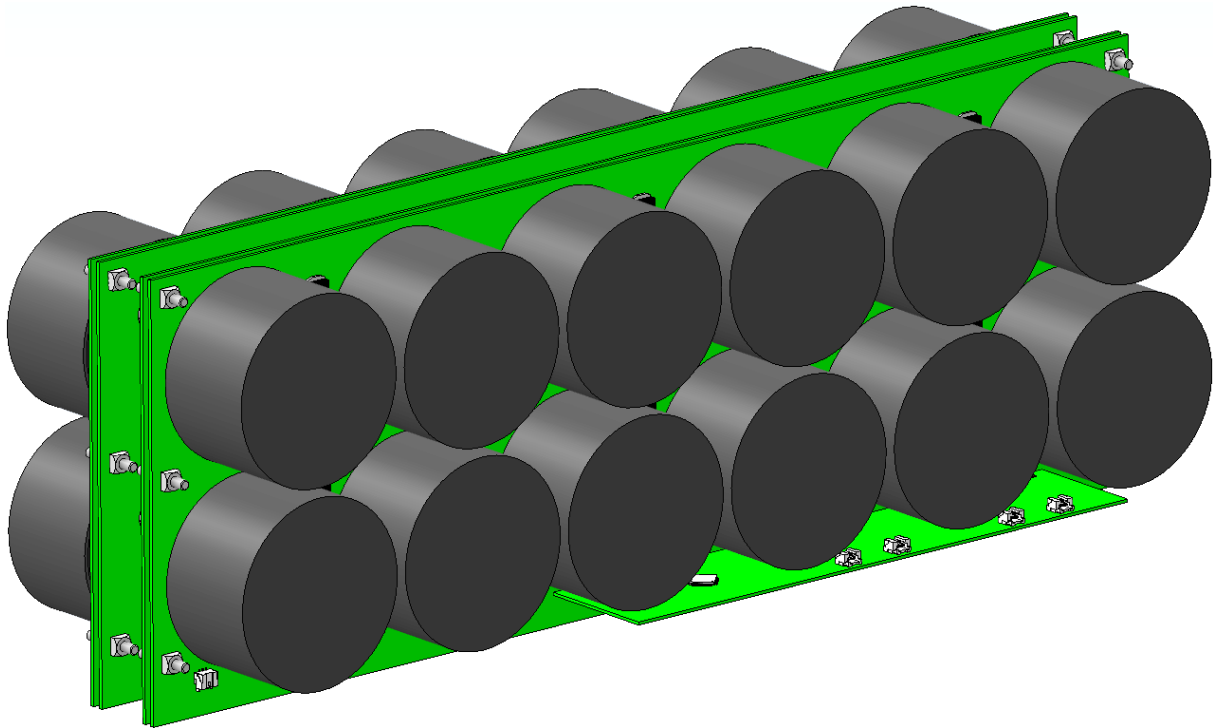
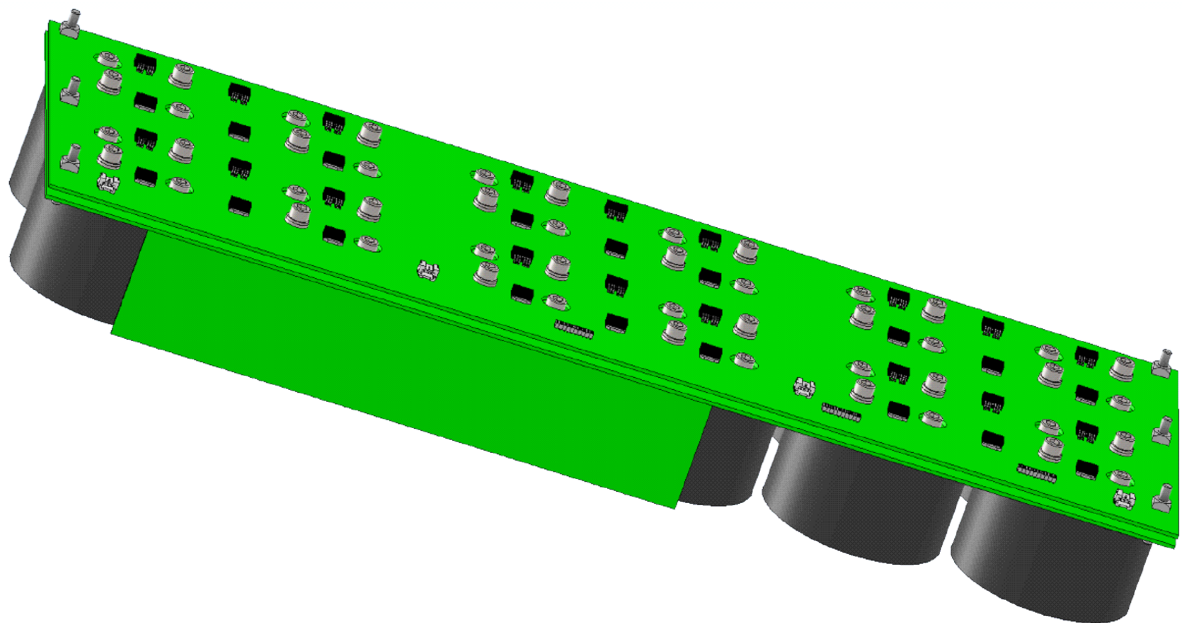


Abbildung 6.5: Aufteilung der oberen und unteren Schalterreihe von drei Zellen auf zwei Platinen (blau) des in Abbildung 6.6 dargestellten 3D Modells einer Baugruppe des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters

sich die Isolationsanforderung auf die Verbindung zwischen beiden Platinen. Das 3D



(a)



(b)

Abbildung 6.6: 3D Modell einer Musterbaugruppe mit drei Zellen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters (Gesamtansicht beider Schalterreihen (a) und Ansicht einer Schalterreihe (b))

Modell der Musterbaugruppe umfasst drei Zellen (Abbildung 6.6). Zur Minimierung der Kommutierungskreisinduktivität werden je Zellkondensator mehrere Folienkondensatoren verwendet, welche symmetrisch auf beide Platinen aufgeteilt werden. Die Abmessungen der Baugruppe betragen 600mm x 220mm x 172mm (L x B x H).

## 6.2 Auswertung des Schaltverhaltens von Niedervolt Si-MOSFET

Zur Validierung der bisherigen Simulationsergebnisse und insbesondere zur genaueren Abschätzung des Anteils der Schaltverluste an den Gesamt-Halbleiterverlusten ist eine messtechnische Untersuchung und elektrische Charakterisierung des für die Auslegung ausgewählten MOSFET (Abschnitt 3.1) erforderlich. Bei der Untersuchung wird das Schaltverhalten des MOSFET und das Reverse-Recovery-Verhalten der Bodydiode untersucht. Darüber hinaus können die erforderlichen Gatewiderstände bestimmt werden. Diese spielen eine wichtige Rolle bei der Auslegung des Treibers für die Ansteuerung mehrerer parallelgeschalteter MOSFET. Für die messtechnische Untersuchung wird eine Halbbrücke mit dem bei der Auslegung verwendeten *infineon IPB044N15N5 OptiMOS 5* MOSFET aufgebaut. Für den Spannungszwischenkreis werden *TDK B43547* Elektrolytkondensatoren verwendet. Um diese entsprechend anzusteuern, ist der Aufbau eines Treibers erforderlich. Für den Testaufbau wird der Treiber und die Halbbrücke jeweils auf einer eigenen Platine aufgebaut. In den folgenden Abschnitten wird zuerst der Versuchsaufbau beschrieben. Danach werden die Gatewiderstände bestimmt und die Schaltverluste gemessen. Da die hierfür erforderliche Messung des Drainstroms mittels eines Koaxial-Shunts einen negativen Einfluss auf die Höhe der Schaltverluste hat, wird eine Methode zur Ermittlung der Schaltverluste ohne Messung des Drainstroms entwickelt. Am Ende des Kapitels werden die Schaltverluste der in Abschnitt 6.1.1.2 beschriebenen MMC-Musterbaugruppe untersucht und ausgewertet.

### 6.2.1 Leiterplattendesign der Halbbrücke zur Charakterisierung des MOSFET

Für die Charakterisierung des MOSFET wird ein Modell des in Abschnitt 6.1.1.1 vorgestellten Submodul-Aufbaukonzepts angefertigt. Das fertige Boardlayout der Halbbrücke

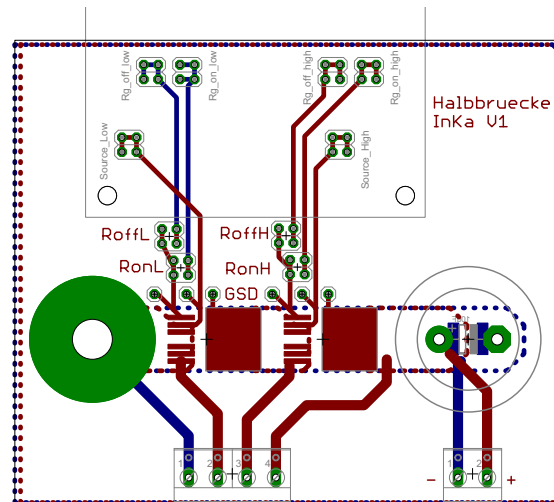


Abbildung 6.7: Layout der in EAGLE erstellten Halbbrücke

ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Im oberen Bereich ist die Kontur der Treiberplatine zu erkennen. Über Board-to-Board Steckverbinder wird die Verbindung zu *Gate* und *Source* der MOSFET hergestellt. Der Kommutierungskreis mit den beiden MOSFET, dem Elektrolytkondensator (grauer Kreis, rechts) sowie dem zur Strommessung dienenden Koaxialshunt (grüner Kreis, links) wird über eine breitflächige Leiterbahn aufgebaut. Dadurch wird ein sehr niederinduktiver Kommutierungskreis erreicht. Über die WAGO-Klemmen (unten) wird die Last und die Spannungsversorgung des Elektrolytkondensators angeschlossen. Zur Spannungsmessung von *Gate*, *Drain* und *Source* werden Messpins eingebaut. Abbildung 6.8 stellt die fertige Halbbrücken- und Treiber-Platine dar (Version 1). Die Halbbrücke ist auf der unteren, silbernen Leiterplatte zu sehen. Rechts befindet sich der Zwischenkreiskondensator ( $B43547 @ 250V, 470\mu F$ ), links der Koaxial-Shunt SDN-414-025 zur niederinduktiven Strommessung. Die beiden MOSFET werden durch BNC-Stecker verdeckt. Die BNC-Stecker dienen der Messung von Drain-Source-, Gate-Source- und Kathode-Anode-Spannung der MOSFET bzw. der Bodydiode. Über zwei Board-to-Board-Stecker werden die Gatewiderstände eingestellt.

## 6.2.2 Auswertung der parasitären Induktivität des Kommutierungskreises

Anhand der Strom- und Spannungsverläufe wird die parasitären Induktivität des Kommutierungskreises  $L_\sigma$  der in Abschnitt 6.2.1 vorgestellten Leiterplatte ausgewertet. Dies

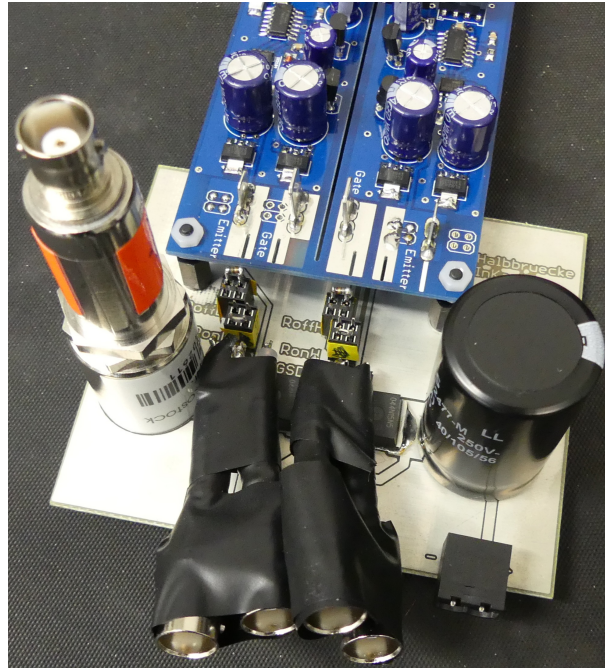


Abbildung 6.8: Testaufbau mit Halbbrücken- (V1) und Treiber-Platine zur Charakterisierung des MOSFET

geschieht durch Anwendung von

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (6.1)$$

bzw. der Integralform während des Ein- und Ausschaltvorgangs. Die Werte für  $L_\sigma$  werden graphisch ermittelt. Dabei werden mehrere Schaltvorgänge ausgewertet und der Mittelwert bestimmt. Durch die Anwendung der Integralform während des Ausschaltvorgangs wird ein  $L_\sigma = 28nH$  ermittelt. Eine Optimierung der Schaltvorgänge und damit auch der Schaltverluste wird durch die Reduzierung von  $L_\sigma$  erreicht. Eine mögliche Maßnahme ist die Reduzierung durch einen weiteren parallelgeschalteten Zwischenkreiskondensator. Aufgrund ihrer im Vergleich zum verwendeten Elektrolytkondensator niedrigeren Serieninduktivität eignen sich hierfür Folien- oder Keramikkondensatoren. Wichtig ist auch eine messtechnische Untersuchung des Schaltverhaltens ohne Koaxialshunt, da dieser einen spürbaren Einfluss auf die parasitäre Induktivität des Kommutierungskreises hat und zusätzlich durch seinen Widerstand dämpfend auf die Oszillationen wirkt. Für diese Untersuchungen wird eine weitere Halbbrücken-Platine gefertigt (Version 2), welche in Abbildung 6.9 dargestellt wird. Bei der Halbbrücken-Platine V2 kann ein SMD-Kondensator mit niedriger Reiheninduktivität direkt an die Pins auf der Unterseite des Zwischenkreiskondensators gelötet werden. Zur Verkleinerung des Kommutierungskreises wird auf den Koaxialshunt



Abbildung 6.9: Testaufbau mit Halbbrücken-Platine (V2) zur Charakterisierung des MOSFET

zur Strommessung verzichtet. Die Schaltvorgänge werden mit den in Tabelle 6.1 darge-

Tabelle 6.1: Elektrische Parameter zur Charakterisierung der Kommutierungskreisinduktivität

Bezeichnung	Wert
Einschaltwiderstand $R_{G,On}$	200 $\Omega$
Ausschaltwiderstand $R_{G,Off}$	68 $\Omega$
Zwischenkreisspannung $U_{DC}$	100V
Umgebungstemperatur $T_A$	25 $^{\circ}$ C
MOSFET	<i>Infineon IPB044N15N5</i>
DC-Kondensator	<i>TDK B43547 (250V, 470<math>\mu</math>F)</i>

stellten Parametern aufgenommen und in Matlab ausgewertet. Abbildung 6.10 zeigt die Auswirkungen verschiedener Kommutierungskreis-Konfigurationen auf die Schaltvorgänge. Die Überspannungsspitzen werden durch Entfernung des Koaxialshunts deutlich reduziert. Sehr sinnvoll erscheint die Parallelschaltung eines Folien- bzw. Keramikkondensators zu dem Elektrolytkondensator.

Die im folgenden Abschnitt beschriebene Auslegung der Gatewiderstände erfolgt daher anhand der Halbbrücken-Platine V2. Da für die Auswertung der Schaltverluste eine Drainstrom-Messung erforderlich ist, werden die Schaltverluste anhand Halbbrücken-

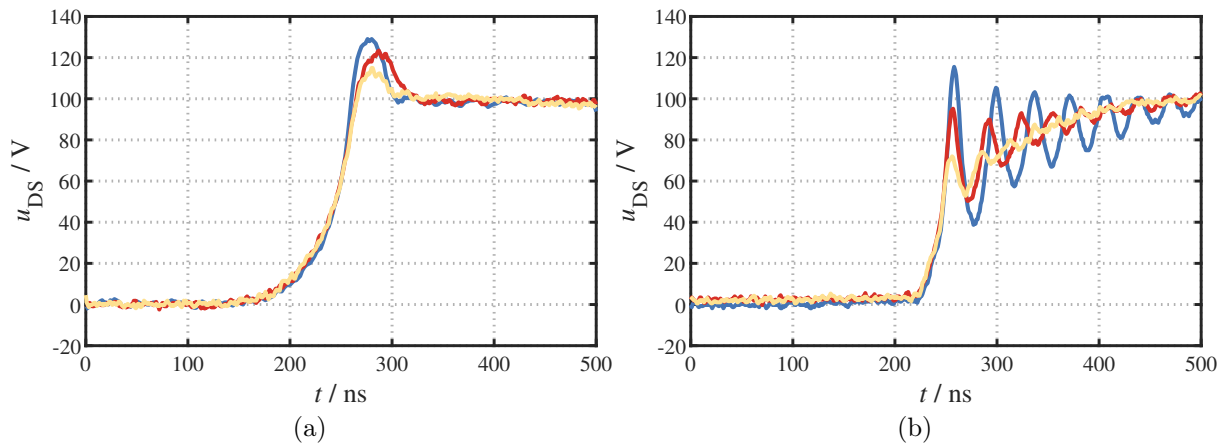


Abbildung 6.10: Vergleich verschiedener Kommutierungskreis-Konfigurationen anhand des Ausschaltvorgangs (a) sowie des Reverse-Recoverys (b) @  $I_D = 60A$ . V1 mit Koaxialshunt (blau), V2 ohne Koaxialshunt (rot), V2 ohne Koaxialshunt +  $330nF$  Folienkondensator (gelb)

Platine V1 ermittelt.

### 6.2.3 Bestimmung der Gatewiderstände anhand der Halbbrücken-Platine V2

Die Auslegung der Gatewiderstände unterteilt sich in zwei Arbeitsschritte - Ermittlung des Ausschaltwiderstands  $R_{G,Off}$  und Ermittlung des Einschaltwiderstands  $R_{G,On}$ . Dabei wird die Priorität darauf gelegt, dass die beim Schalten auftretenden Überspannungsspitzen die Sperrspannung des MOSFET (150V) nicht überschreiten. Grundsätzlich gilt: Je größer der Gatewiderstand, desto langsamer der Schaltvorgang. Dies wirkt sich positiv auf die Überspannungsspitze und negativ auf die Schaltverluste aus. Daher ist das Ziel der Auslegung, einen guten Kompromiss zwischen einem kleinen Gatewiderstand bzw. schnellen Schaltvorgang und akzeptablen Überspannungsspitzen während des Ausschaltens bzw. einem akzeptablen Schwingverhalten während des Reverse-Recoverys der Bodydiode zu finden. Die Messungen werden anhand des Doppelpulstests mit der Halbbrücken-Platine V2 (Abbildung 6.9) durchgeführt. Für die Auslegung des Ausschaltwiderstands werden die Strom- und Spannungsverläufe des ersten Ausschaltvorgangs analysiert. Für die Auslegung des Einschaltwiderstands werden die Strom- und Spannungsverläufe des zweiten Einschaltvorgangs bzw. des dabei auftretenden Reverse-Recoverys der Bodydiode analysiert. Abbildung 6.11 skizziert die Versuchsaufbauten für die Auslegung der Gatewiderstände.

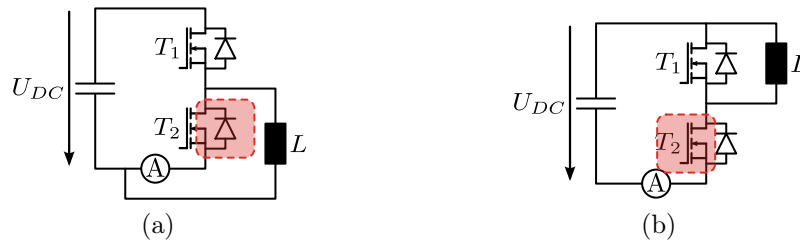


Abbildung 6.11: Versuchsaufbau für die Messung des Reverse-Recoverys der Bodydiode zur Auslegung des  $R_{G,On}$  (a) sowie zur Messung des Ausschaltvorgangs des MOSFET zur Auslegung des  $R_{G,Off}$

Die Auslegung der Gatewiderstände wird bei einer maximalen Drain-Source-Spannung  $U_{DS,max} = U_{C,max} = 100 \text{ V}$  (Tabelle 3.4) und dem maximalen Drainstrom durch einen MOSFET durchgeführt. Simulationsergebnisse des modularen Multilevel-Umrichters zeigen, dass der maximale Strom durch die Schalter eines Submoduls bei Berücksichtigung von Kreisströmen (Abschnitt 2.2.3) etwa dem maximalen Ausgangsstrom entspricht:

$$I_{Tx,max} \approx \sqrt{2} \cdot I_{AC} \approx 480 \text{ A} \quad (6.2)$$

Da der Ausgangsstrom des modularen Multilevel-Umrichters durch beide Schalter eines Submoduls fließt, ist die kurzzeitige Belastung eines MOSFET des Schalters T1 (Abbildung 2.1) aufgrund der niedrigeren Anzahl an parallelgeschalteten MOSFET  $m_{T1}$  (Tabelle 3.4) am höchsten:

$$I_{D,max} = \frac{I_{Tx,max}}{m_{T1}} = \frac{480 \text{ A}}{4} = 120 \text{ A} \quad (6.3)$$

Der maximale Drainstrom  $I_{D,max} = 120 \text{ A}$  und die maximale Drain-Source-Spannung

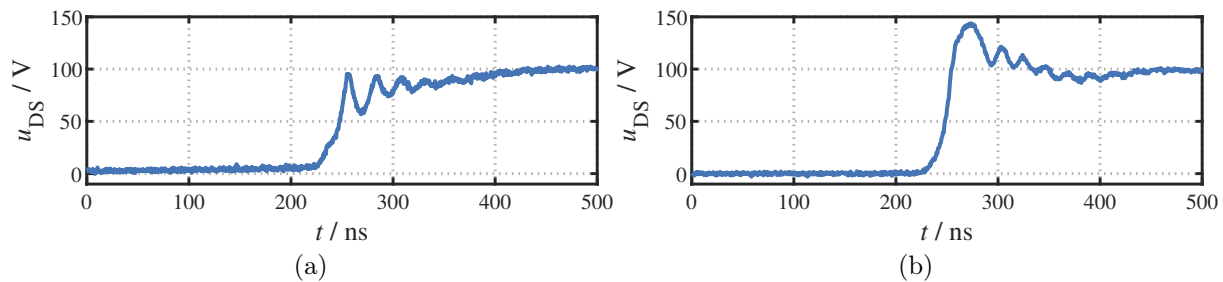


Abbildung 6.12: Auslegung des Einschaltwiderstands durch Analyse des Schwingungsverhaltens während des Reverse-Recovery-Vorgangs der Bodydiode (a). Auslegung des Ausschaltwiderstands durch Analyse der Überspannungsspitze (b)

$U_{DS,max} = 100\text{ V}$  bilden somit die Referenz zur Auslegung der Gatewiderstände. Das zu Beginn des Abschnitts beschriebene Auslegungsziel wird bei einem  $R_{G,On} = 180\Omega$  und einem  $R_{G,Off} = 18\Omega$  erreicht. Abbildung 6.12 zeigt den mit diesen Werten gemessene Ausschaltvorgang bzw. den Reverse-Recovery-Vorgang der Bodydiode.

### 6.2.4 Auswertung der Schaltverlustenergien anhand der Halbbrücken-Platine V1

Mit den in Abschnitt 6.2.3 ermittelten Gatewiderständen ( $R_{G,On} = 180\Omega$ ,  $R_{G,Off} = 18\Omega$ ) wird eine vollständige Messreihe bei Drainströmen von 10A bis 120A anhand Halbbrücken-Platine V1 (Abbildung 6.8) aufgenommen. Die Messung des Stroms erfolgt über den Koaxial-Shunt SDN-414-025. Die elektrischen Parameter der Halbbrücken-Platine V1 entsprechen, abgesehen von den Gatewiderständen, denen in Tabelle 6.1. Eine beispielhafte

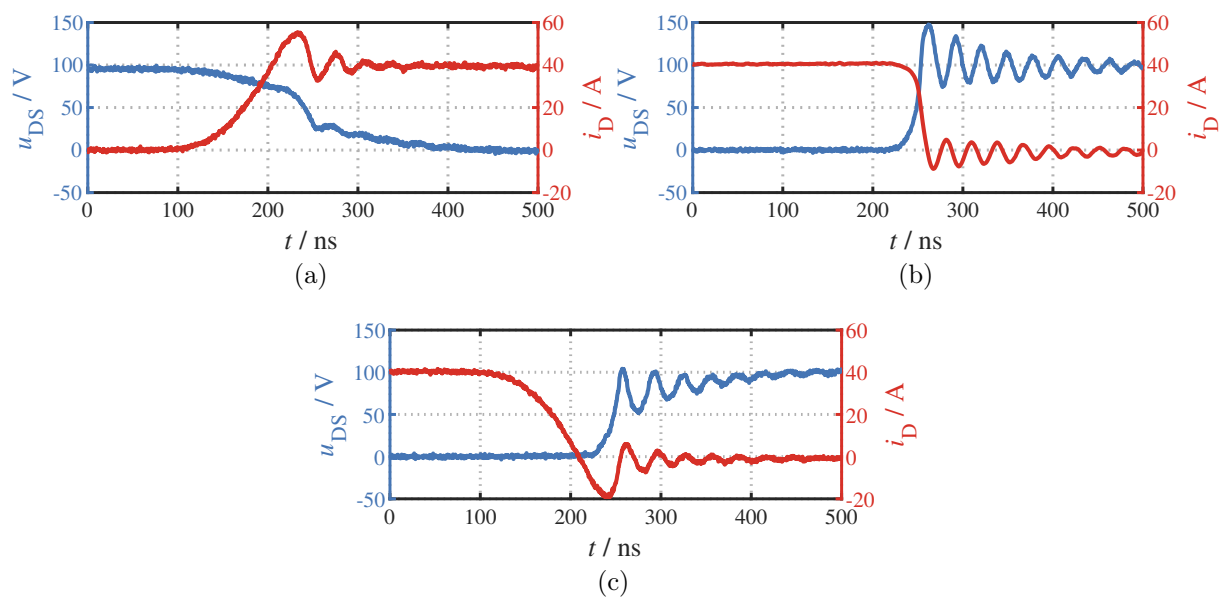


Abbildung 6.13: Einschalt- (a), Ausschalt- (b) und Reverse-Recovery-Vorgang (c) @  $I_D = 40\text{ A}$

Messung von Einschalt-, Ausschalt- und Reverse-Recovery-Vorgang bei einem Drainstrom  $I_D = 40\text{ A}$  wird in Abbildung 6.13 dargestellt. Die Auswertung der Schaltverluste erfolgt mit MATLAB. Strom und Spannung werden dazu multipliziert und über die Dauer eines Schaltvorgangs integriert. Die ermittelten Schaltverlustenergien werden in Tabelle 6.2 und Abbildung 6.14 in Abhängigkeit des Drainstroms dargestellt. Die Berechnung der

Tabelle 6.2: Tabellarische Darstellung der Schaltverlustenergien in Abhängigkeit des Drainstroms (Halbbrückenplatine V1)

$I_D$	$E_{On}$ [ $\mu J$ ]	$E_{Off}$ [ $\mu J$ ]	$E_{RR}$ [ $\mu J$ ]
10	86	9	5
20	167	12	8
30	254	21	9
40	334	32	11
60	519	74	12
80	712	131	13
100	906	204	14
120	1153	308	16

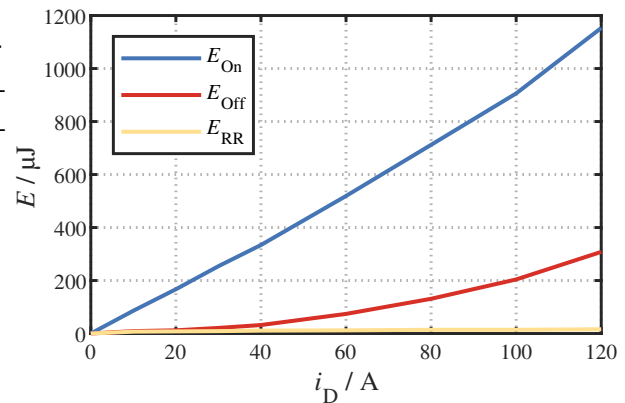


Abbildung 6.14: Grafische Darstellung der Schaltverlustenergien in Abhängigkeit des Drainstroms (Halbbrückenplatine V1)

Tabelle 6.3: Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei positivem Armstrom @  $f_S = 5kHz$

Bezeichnung	Schalter T1	Schalter T2
Submodulstrom/Schalter (Mittelwert) [A]	113	
Anzahl parallel. MOSFET	4	8
Submodulstrom/MOSFET (Mittelwert)[A]	28	14
Ausschaltverlustenergie $E_{Off}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	-	10
Einschaltverlustenergie $E_{On}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	-	118
Reverse-Recovery-Verlustenergie $E_{RR}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	9	-
Gesamtverlustenergie/MOSFET [ $\mu J$ ]	9	128
Schaltverluste/MOSFET [W]	0,05	0,64
Gesamt-Schaltverluste/Schalter [W]	0,20	5,12

Schaltverluste im Nennbetriebspunkt des modularen Multilevel-Umrichters werden in den Tabellen 6.3 und 6.4 durchgeführt. Sie basiert auf den in Tabelle 3.4 dargestellten Auslegungsergebnissen. T1 beschreibt den oberen und T2 den unteren Schalter eines Submoduls. Ist der Submodulstrom (=Armstrom) positiv, so fließt der Strom in das Submodul (Vergleich Abbildung 2.1). Dabei entstehen am Schalter T2 Ein- und Ausschaltverluste und am Schalter T1 ausschließlich Reverse-Recovery-Verluste. Andersherum ist es bei negativem Submodulstrom. Hier entstehen am Schalter T1 Ein- und Ausschaltverluste, während am Schalter T2 ausschließlich Reverse-Recovery-Verluste entstehen. Da die Schaltverluste im unteren Strombereich näherungsweise linear sind, wird für die Berechnung der Schaltverluste der Mittelwert des positiven Submodulstromes sowie der Mittelwert des

Tabelle 6.4: Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei negativem Armstrom @  $f_S = 5kHz$

Bezeichnung	Schalter T1	Schalter T2
Submodulstrom/Schalter (Mittelwert) [A]	27	
Anzahl parallel. MOSFET	4	8
Submodulstrom/MOSFET (Mittelwert)[A]	7	3
Ausschaltverlustenergie $E_{Off}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	6	-
Einschaltverlustenergie $E_{On}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	60	-
Reverse-Recovery-Verlustenergie $E_{RR}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	-	2
Gesamtverlustenergie/MOSFET [ $\mu J$ ]	66	2
Schaltverluste/MOSFET [W]	0,33	0,01
Gesamt-Schaltverluste/Schalter [W]	1,32	0,08

Betrags des negativen Submodulstromes verwendet (Abbildung 6.15):

$$\begin{aligned}
 I_{SM,pos} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{SM} dt \quad \text{für } i_{SM} > 0 \\
 I_{SM,neg} &= \frac{1}{T} \int_0^T |i_{SM}| dt \quad \text{für } i_{SM} < 0
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

Die ermittelten Schaltverluste werden in Tabelle 6.5 mit den Durchlassverlusten (Tabelle

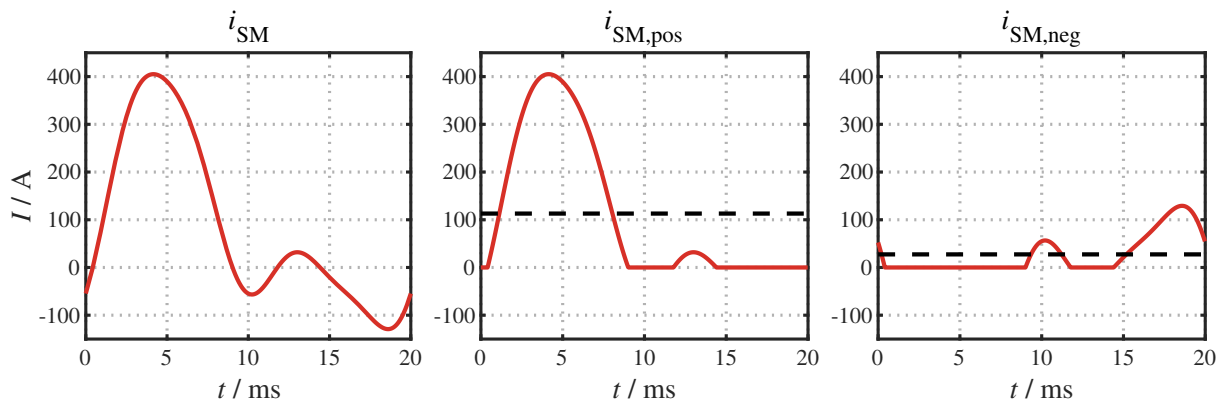


Abbildung 6.15: Berechnung der Schaltverluste anhand des Mittelwertes (schwarz gestrichelt) des positiven und negativen Anteils des Submodulstroms  $i_{SM}$

3.4) und den Gesamtverlusten der MOSFET des modularen Multilevel-Umrichters verglichen. Der Anteil der Schaltverluste an den Gesamtverlusten in den Halbleitern liegt bei etwa 22%. Dies entspricht der zu Beginn der Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter getroffenen Annahme, dass die Schaltverluste 20% der gesamten Halbleiterverluste betragen (Abschnitt 3.1).

Tabelle 6.5: Vergleich von Schalt- und Durchlassverlusten des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters im Nennbetriebspunkt @  $f_S = 5kHz$  (Messungen mit der Halbbrücken-Platine V1)

Bezeichnung	Verluste [W]
Schaltverluste/T1	1,5
Schaltverluste/T2	5,2
Schaltverluste/Submodul	6,7
Schaltverluste/Umrichter	724
Durchlassverluste/T1	6,8
Durchlassverluste/T2	17,6
Durchlassverluste/Submodul	24,4
Durchlassverluste/Umrichter	2635
Gesamt-Halbleiterverluste/Umrichter	3359

Für die Ermittlung der Schaltverluste wird der Drainstrom durch einen Koaxialshunt gemessen. Dadurch wird die Kommutierungskreisinduktivität zusätzlich erhöht (Abschnitt 6.2.2), was höhere Überstrom- und Überspannungsspitzen zur Folge hat und sich negativ auf die Schaltverluste auswirkt. Es ist daher anzunehmen, dass die Schaltverluste bei einem Hardwareaufbau ohne Koaxialshunt deutlich kleiner ausfallen. Da dabei keine Messung des Drainstroms möglich ist, wird im folgenden Abschnitt eine Methode zur Näherung des Drainstroms beschrieben.

### 6.2.5 Näherung der Schaltverluste ohne Messung des Drainstroms

Im vorherigen Abschnitt werden die Schaltverluste anhand der gemessenen Drain-Source-Spannung sowie des Drainstroms berechnet. In Abschnitt 6.2.2 wird der Einfluss des Koaxial-Shunts auf die Kommutierungskreisinduktivität vermittelt. Aufgrund der resultierenden größeren Überspannungsspitzen sind die in Abschnitt 6.2.4 gemessenen Schaltverluste nur bedingt für die Ermittlung der gesamten Schaltverluste eines Umrichters geeignet. Da bei einem realen Hardware-Aufbau keine Messung des Drainstroms erfolgt, wird eine weitere Messreihe mit Lastströmen von 10A bis 120A aufgenommen. Zur Verwendung kommt die Halbbrücken-Platine V2 (Abbildung 6.9), da bei dieser auf einen Koaxial-Shunt zur Strommessung verzichtet wird. Die Berechnung der Schaltverluste erfolgt anschließend über eine Näherung des Drainstroms. Als Vorlage dienen dabei die Drainstrom-Verläufe, welche mit der Halbbrücken-Platine V1 aufgenommen wurden (Abschnitt 6.2.4). In den folgenden

Abschnitten wird die Näherung des Drainstroms für den Ein- sowie den Ausschaltvorgang beschrieben.

### 6.2.5.1 Näherung des Drainstrom zum Zeitpunkt des Einschaltvorgangs

Die Vorgehensweise wird anhand Abbildung 6.16 beschrieben. Ziel ist es, einen Drainstrom zu ermitteln, welcher dem ungefähren Verlauf des mit Halbbrücken-Platine V1 gemessenen Drainstroms entspricht (Abschnitt 6.2.4). Dazu wird der Verlauf des Drainstroms in vier Abschnitte unterteilt:

1. Abschnitt (bis  $t_1$ ):

In diesem Abschnitt ist  $i_D = 0A$ .

2. Abschnitt ( $t_1$  bis  $t_2$ ):

$t_1$  ist der Zeitpunkt, an welchem  $u_{DS} \leq 92\% \cdot U_{DC}$  ist. Hier beginnt  $i_D$  zu steigen.  $t_2$  markiert den Beginn des Abschnitts, an welchem  $du_{DS}/dt$  maximal wird. Zu diesem Zeitpunkt ist  $i_D = I_{D,max} = I_L + I_{RR}$ .  $I_L$  ist der Laststrom durch die Drossel (siehe Abbildung 6.11). Der Betrag des  $di_D/dt$  im 2. und 3. Abschnitt wird als gleichgroß angenommen. Es gilt daher

$$\frac{I_L + I_{RR}}{t_2 - t_1} = -\frac{I_{RR}}{t_3 - t_2} \quad (6.5)$$

$Q_{RR}$  ist die Strom-Zeit-Fläche der Überstrom-Spitze und wird durch

$$Q_{RR} = I_{RR} \cdot (t_3 - t_2) \quad (6.6)$$

definiert.  $Q_{RR}$  wird aus den anhand Halbbrücken-Platine V1 gemessenen Reverse-Recovery-Verlusten übernommen (Tabelle 6.2). Damit lassen sich durch die beiden Beziehungen die beiden Unbekannten  $I_{RR}$  und  $t_3$  bestimmen.

3. Abschnitt ( $t_2$  bis  $t_3$ ):

Nach Erreichen von  $I_{D,max}$  sinkt der Strom, bis er  $I_L$  erreicht.

4. Abschnitt (ab  $t_3$ ):

In diesem Abschnitt ist  $i_D = I_L$ .

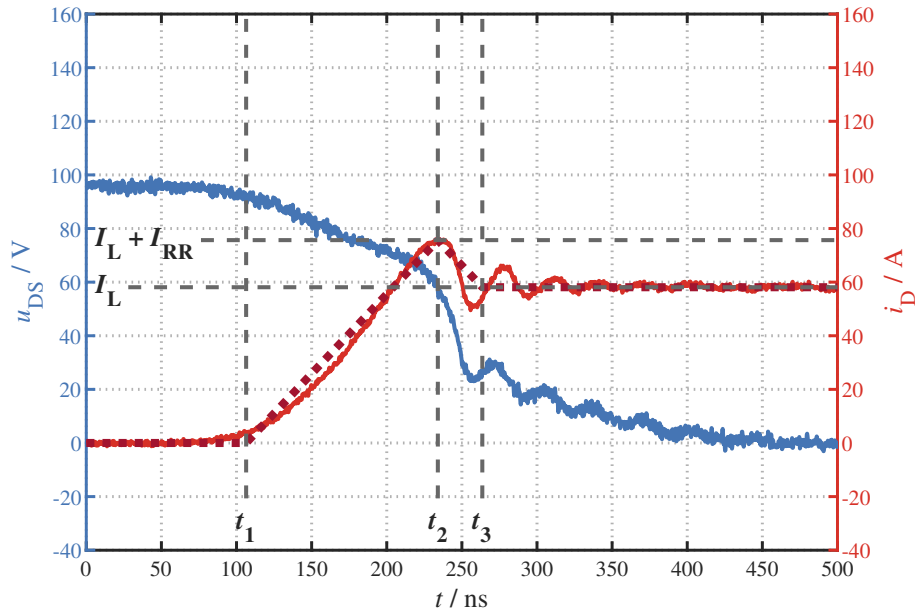


Abbildung 6.16: Messung des Einschaltvorgangs anhand Halbbrücken-Platine V1 mit genähertem Drainstrom (rot gestrichelt) @  $I_L = 60A$

Für den in Abbildung 6.16 dargestellten Einschaltvorgang werden die Schaltverluste mit gemessenem und genähertem Drainstrom berechnet. Die Schaltverluste mit genähertem Drainstrom sind 3% größer.

### 6.2.5.2 Näherung des Drainstrom zum Zeitpunkt des Ausschaltvorgangs

Die Vorgehensweise wird anhand Abbildung 6.17 beschrieben. Für die Näherung des Drainstroms zum Zeitpunkt des Ausschaltvorgangs wird der Verlauf in folgende drei Abschnitte unterteilt:

1. Abschnitt (bis  $t_1$ ):

In diesem Abschnitt ist  $i_D = I_L$ .

2. Abschnitt ( $t_1$  bis  $t_2$ ):

$t_1$  ist der Zeitpunkt, an welchem  $u_{DS} \geq \frac{U_{DC}}{3}$  ist. Hier beginnt  $i_D$  zu sinken und erreicht zum Zeitpunkt  $t_2$  0A.  $t_2$  liegt bei etwa 60% der Differenz zwischen dem Zeitpunkt, wo  $u_{DS}$  zum ersten Mal  $U_{DC}$  erreicht (erstes blaues Kreuz) und dem Zeitpunkt, wo  $u_{DS}$  nach der Überspannungsspitze zum zweiten Mal  $U_{DC}$  erreicht (zweites blaues Kreuz). Der Wert von 60% wurde empirisch ermittelt.

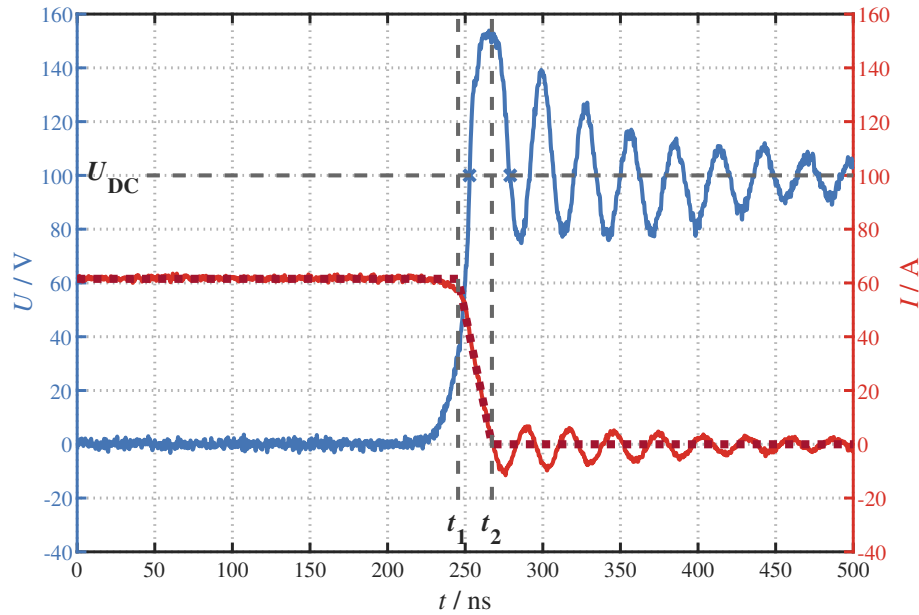


Abbildung 6.17: Messung des Ausschaltvorgangs anhand Halbbrücken-Platine V1 mit genähertem Drainstrom (rot gestrichelt) @  $I_L = 60A$

### 3. Abschnitt (ab $t_2$ ):

In diesem Abschnitt ist  $i_D = 0A$ .

Für den in Abbildung 6.17 dargestellten Ausschaltvorgang werden die Schaltverluste mit gemessenem und genähertem Drainstrom berechnet. Die Schaltverluste mit genähertem Drainstrom sind 5% größer.

#### 6.2.5.3 Auswertung der Schaltverluste mit genähertem Drainstrom für die Halbbrücken-Platine V2

Die beiden vorherigen Abschnitte zeigen, wie anhand der Drain-Source-Spannung ein ungefährender Verlauf des Drainstroms ermittelt werden kann. Dabei stimmen die Schaltverluste mit genähertem und real gemessenem Drainstrom in etwa überein. Diese Möglichkeit wird daher zur Auswertung der Schaltverluste der mit der Halbbrücken-Platine V2 (Abschnitt 6.2.3) durchgeführten Messungen genutzt. Diese Messungen finden mit den in Tabelle 6.1 dargestellten Parametern sowie der in Abschnitt 6.2.3 ausgelegten Gatewiderständen statt. Der einzige Unterschied besteht darin, dass auf einen Koaxialshunt zur Strommessung verzichtet wird. Da der Drainstrom nicht gemessen werden kann, wird dieser durch die in den vorherigen Abschnitten beschriebenen Methode ermittelt. Bei der Auswertung der

Schaltverluste zeigt sich, dass die in Tabelle 6.2 dargestellten Ein- und Ausschaltverluste im Schnitt um etwa 20% reduziert werden.

## 6.2.6 Auswertung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe

In diesem Abschnitt wird die messtechnische Untersuchung sowie die Auswertung der Schaltverlustenergien der Musterbaugruppe mit drei Halbbrücken-Submodulen des modularen Multilevel-Umrichters beschrieben (Abschnitt 6.1.1.2). Jedes Submodul dieser MMC-Musterbaugruppe besteht aus einer Parallelschaltung mehrerer MOSFET und Kondensatoren. Besonders die Parallelschaltung von Kondensatoren wirkt sich positiv auf die parasitäre Induktivität des Kommutierungskreises aus. Dies spiegelt sich in den verwendeten Gatewiderständen sichtbar. In der MMC-Musterbaugruppe wird ein Einschaltwiderstand  $R_{G,On} = 32 \Omega$  und ein Ausschaltwiderstand  $R_{G,Off} = 10 \Omega$  verwendet. Im Vergleich dazu wird bei der in Abschnitt 6.2.2 vorgestellten Halbbrücken-Platine ohne Parallelschaltung der Kondensatoren ein Einschaltwiderstand  $R_{G,On} = 180 \Omega$  und ein Ausschaltwiderstand  $R_{G,Off} = 18 \Omega$  verwendet. Diese Werte untermauern die am Ende des Abschnitts 6.2.4 getroffenen Aussagen.

Die MMC-Musterbaugruppe wurde mit dem Ziel entwickelt, ein serienfähiges und applikationsnahes Funktionsmuster vorliegen zu haben. Aus diesem Grund gibt es keine Möglichkeit zur Messung des Drainstroms. Daher wird nur die Drain-Source- und Gate-Spannung gemessen. Die Schaltvorgänge werden bei definierten Lastströmen durchgeführt. Da die MMC-Musterbaugruppe den gleichen MOSFET sowie ein vergleichbares Treiberkonzept verwendet, können die aus den Messungen mit der Halbbrücken-Platine V1 und V2 gewonnenen Erkenntnisse bezüglich des Schaltverhaltens der MOSFET (Abschnitt 6.2.4) auf die MMC-Musterbaugruppe übertragen werden. Damit ist eine Berechnung der Schaltverluste möglich, welche auf Basis der in Abschnitt 6.2.5 beschriebenen Methode der Näherung des Drainstroms erfolgt. Im folgenden Unterabschnitt wird der Versuchsaufbau zur Charakterisierung der MMC-Musterbaugruppe beschrieben.

### 6.2.6.1 Beschreibung des Versuchsaufbaus zur Auswertung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe

Für ein besseres Verständnis und zur Gewährleistung der Reproduzierbarkeit wird der Versuchsaufbau anhand der schematischen Darstellung in Abbildung 6.18 beschrieben. Die

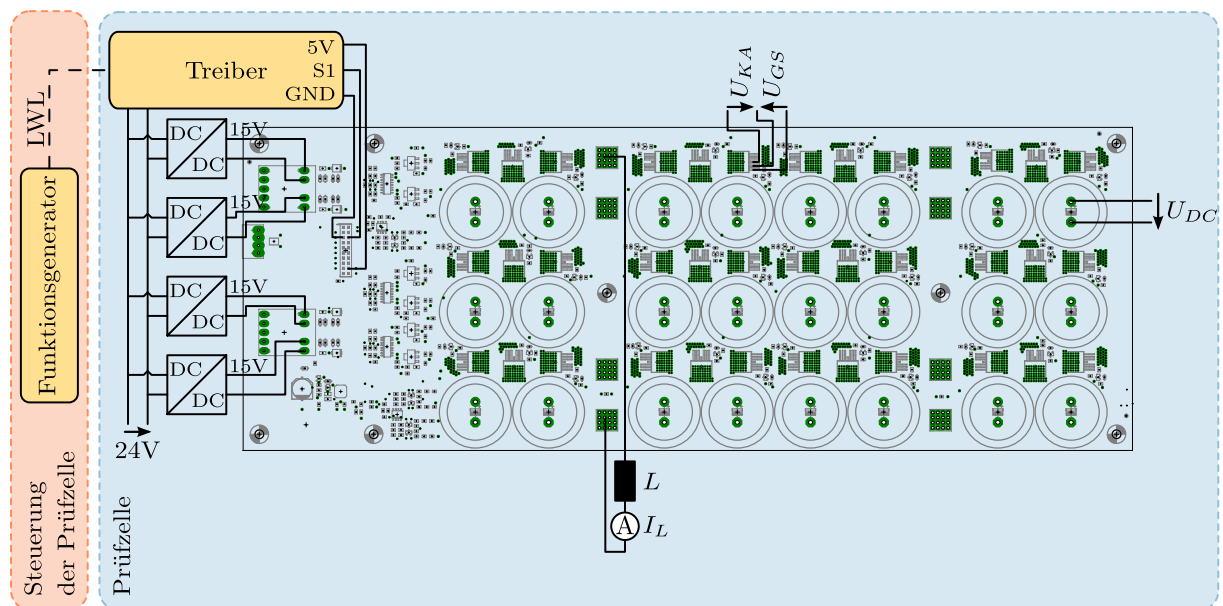


Abbildung 6.18: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Auswertung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe (nach [27])

Spannungsversorgung der auf dem Board befindlichen Treiber und der Logikschaltung erfolgt über vier potentialgetrennte DC/DC-Wandler (15V). Über einen Funktionsgenerator werden außerhalb der Prüfschaltung die Schaltsignale erzeugt und über Lichtwellenleiter (LWL) in die Prüfschaltung übertragen. Eine Treiberschaltung wandelt dieses Schaltsignal in ein Gatesignal S1 um. Die Lastdrossel  $L$  wird an die Lastanschlüsse (Schraubklemmen) von Submodul 1 und 3 angeschlossen. Dabei wird eine Luft-Spule mit  $85\mu\text{H}$  verwendet. Mit einer Rogowskispule wird der Laststrom  $I_L$  gemessen. Die Spannungsversorgung des Zwischenkreises  $U_{DC}$  wird direkt an die Kontakte der Zwischenkreiskondensatoren gelötet. Die Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  und die Drain-Source-Spannung  $U_{DS}$  wird über Messspitzen aufgenommen, welche direkt an die Kontakte des MOSFET gelötet werden.

### 6.2.6.2 Messung der Schaltvorgänge der MMC-Musterbaugruppe im Nenn- und maximalen Betriebspunkt

Zur Validierung der für die MMC-Musterbaugruppe gewählten Gatewiderstände werden Schaltvorgänge bei Nennbetrieb und maximalen Betrieb ( $I_{L,max} = 480\text{ A}$ ,  $U_{DS,max} = 100\text{ V}$ , siehe Abschnitt 6.2.3) aufgenommen. Die Überspannungen Nenn- und maximalen Betriebspunkt sind unkritisch. In Abbildung 6.19 wird exemplarisch das Ausschalten im maximalen

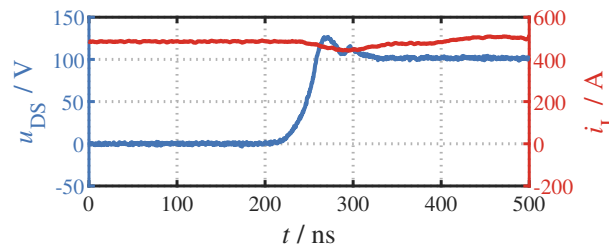


Abbildung 6.19: Ausschaltverhalten eines MOSFET der MMC-Musterbaugruppe bei maximalem Strom ( $I_{L,max} = 480\text{ A}$ ,  $U_{DS,max} = 100\text{ V}$ )

Betriebspunkt dargestellt. Auch hier ist die auftretende Überspannungsspitze der Drain-Source-Spannung unkritisch. Dies führt zu der Schlussfolgerung, dass die Gatewiderstände kleiner ausgelegt werden können. Resultat wäre eine Verringerung der Schaltverluste. Eine weitere Optimierungsmöglichkeit wird in Abschnitt 6.2.7 erläutert.

### 6.2.6.3 Ermittlung der Schaltverlustenergien der MMC-Musterbaugruppe durch Näherung des Drainstroms

Eine Messung der Drainströme der MMC-Musterbaugruppe ist nicht möglich. Da die bei der Halbbrücken-Platine V1 und V2 verwendeten MOSFET ebenso bei der MMC-Musterbaugruppe eingesetzt werden, kann der mit der Halbbrücken-Platine V1 gemessene Verlauf des Drainstroms (Abschnitt 6.2.4) näherungsweise auf die Messungen der MMC-Musterbaugruppe übertragen werden. Dies lässt eine ungefähre Abschätzung der Schaltverlustenergien zu. Die Vorgehensweise ist dabei identisch zur der in Abschnitt 6.2.5 beschriebenen Vorgehensweise. Mit der beschriebenen Näherung des Drainstroms für den Aus- und Einschaltvorgang lassen sich die Schaltverlustenergien berechnen. In Tabelle 6.6 und Abbildung 6.20 werden die Schaltverlustenergien in Abhängigkeit des Drainstroms dargestellt. Die Reverse-Recovery-Verlustenergien werden aus den vergangenen Messungen übernommen. Die Berechnung der Schaltverluste im Nennbetriebspunkt (Tabellen 6.7

Tabelle 6.6: Tabellarische Darstellung der Schaltverlustenergien pro MOSFET in Abhängigkeit des Drainstroms (MMC-Musterbaugruppe)

$I_D$	$E_{On}$ [ $\mu J$ ]	$E_{Off}$ [ $\mu J$ ]	$E_{RR}$ [ $\mu J$ ]
10	21	4	5
20	47	8	8
40	101	21	11
60	165	45	12
80	231	80	13
100	316	124	14
120	415	187	16

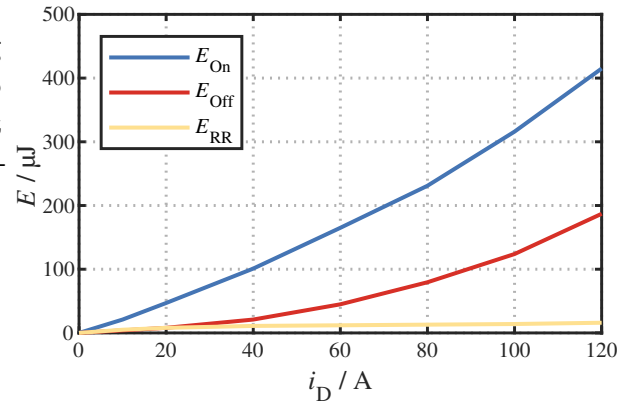


Abbildung 6.20: Grafische Darstellung der Schaltverlustenergien in Abhängigkeit des Drainstroms (MMC-Musterbaugruppe)

Tabelle 6.7: Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei positivem Armstrom @  $f_S = 5kHz$

Bezeichnung	Schalter T1	Schalter T2
Submodulstrom/Schalter (Mittelwert) [A]	113	
Anzahl parallel. MOSFET	4	8
Submodulstrom/MOSFET (Mittelwert)[A]	28	14
Ausschaltverlustenergie $E_{Off}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	-	6
Einschaltverlustenergie $E_{On}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	-	31
Reverse-Recovery-Verlustenergie $E_{RR}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	9	-
Gesamtverlustenergie/MOSFET [ $\mu J$ ]	9	37
Schaltverluste/MOSFET [W]	0,05	0,19
Gesamt-Schaltverluste/Schalter [W]	0,20	1,52

und 6.8) erfolgt analog zu der zu Tabelle 6.3 beschriebenen Berechnung. Die ermittelten Schaltverluste werden in Tabelle 6.9 mit den Durchlassverlusten und den Gesamtverlusten der Leistungshalbleiter des modularen Multilevel-Umrichters verglichen. Der Anteil der Schaltverluste an den Gesamtverlusten in den Halbleitern liegt bei etwa 8%. Aufgrund der relativ kleinen Schaltverluste ist zur Steigerung der Dynamik der Regelung des modularen Multilevel-Umrichters eine Erhöhung der Schaltfrequenz möglich. In Abbildung 6.19 ist ersichtlich, dass während des Ausschaltens bei maximalem Strom die dabei auftretende Überspannungsspitze weit unterhalb der MOSFET-Sperrspannung von 150V liegt. Eine Optimierung der Gatewiderstände und eine damit deutliche Senkung der Schaltverluste ist gegeben. Eine weitere Optimierungsmöglichkeit wird im folgenden Abschnitt erläutert.

Tabelle 6.8: Berechnung der Schaltverluste eines Submoduls im Nennbetriebspunkt bei negativem Armstrom @  $f_S = 5kHz$

Bezeichnung	Schalter T1	Schalter T2
Submodulstrom/Schalter (Mittelwert) [A]		27
Anzahl parallel. MOSFET	4	8
Submodulstrom/MOSFET (Mittelwert)[A]	7	3
Ausschaltverlustenergie $E_{Off}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	3	-
Einschaltverlustenergie $E_{On}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	15	-
Reverse-Recovery-Verlustenergie $E_{RR}$ /MOSFET [ $\mu J$ ]	-	2
Gesamtverlustenergie/MOSFET [ $\mu J$ ]	18	2
Schaltverluste/MOSFET [W]	0,09	0,01
Gesamt-Schaltverluste/Schalter [W]	0,36	0,08

Tabelle 6.9: Vergleich von Schalt- und Durchlassverlusten des dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters @  $f_S = 5kHz$  (Messungen mit der MMC-Musterbaugruppe)

Bezeichnung	Verluste [W]
Schaltverluste/T1	0,56
Schaltverluste/T2	1,60
Schaltverluste/Submodul	2,16
Schaltverluste/Umrichter	233
Durchlassverluste/T1	6,8
Durchlassverluste/T2	17,6
Durchlassverluste/Submodul	24,4
Durchlassverluste/Umrichter	2635
Gesamt-Halbleiterverluste/Umrichter	2868

### 6.2.7 Erhöhung der Kondensatorspannung im Submodul und Auswirkung auf die Schaltverluste sowie auf den Energieinhalt eines Submoduls

Durch Verwendung größerer Gatewiderstände werden die bei den Schaltvorgängen auftretenden Überspannungsspitzen kleiner. Somit besteht die Möglichkeit, die Kondensatorspannung im Submodul zu erhöhen, ohne dass die Sperrspannung durch die bei den Schaltvorgängen auftretenden Überspannungsspitzen überschritten wird. Zum einen kann die nun zur Verfügung stehende Spannungsreserve bei der Regelung des modularen Multilevel-Umrichters genutzt werden. Zum anderen kann die Anzahl der Submodule pro

Arm reduziert werden. Um die Auswirkungen einer größeren Kondensatorspannung zu quantifizieren, werden anhand der Halbbrücken-Platine V1 (Abbildung 6.8) weitere Messungen bei unterschiedlichen Zwischenkreisspannung durchgeführt. Für jede Zwischenkreisspannung werden die Gatewiderstände entsprechend Abschnitt 6.2.3 eingestellt. Anschließend werden die Halbleiterverluste im dreiphasigen modularen Mehrpunkt-Umrichter entsprechend Tabelle 6.9 bestimmt. Zusätzlich wird simulativ die erforderliche Submodulkapazität ermittelt (Abschnitt 2.2.2). Die Ergebnisse des Vergleichs unterschiedlicher Kondensa-

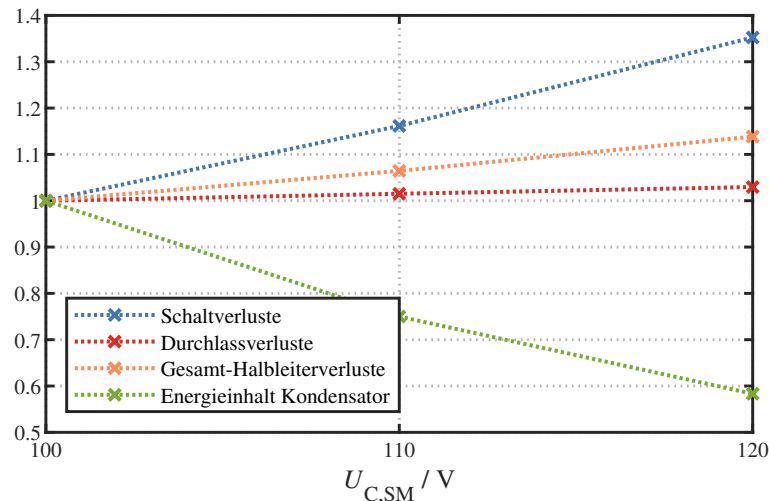


Abbildung 6.21: Auswirkung einer Erhöhung der Kondensatorspannung auf den Energieinhalt im Submodulkondensator und die Verluste in den Leistungshalbleitern eines Submoduls @  $f_S = 5kHz$  (normierte Werte)

torspannung und die Auswirkungen auf die Halbleiterverluste sowie den Energieinhalt im Submodulkondensator werden in Abbildung 6.21 dargestellt. Bei den auf der y-Achse aufgetragenen Werten handelt es sich um auf die bei einer Zwischenkreisspannung von 100V bezogenen Werte. Größere Gatewiderstände führen aufgrund des langsameren Schaltvorgangs zu höheren Schaltverlusten, sodass die Gesamtverluste im Umrichter steigen. Andererseits kann durch die größere Kondensatorspannung ein größerer Spannungsrippel zugelassen werden, sodass sich die Kapazität und der Energieinhalt des Submodulkondensators verringert. Darüber hinaus könnte die Anzahl der Submodule im Arm reduziert werden. Insgesamt ist eine Reduzierung des Bauvolumens des modularen Multilevel-Umrichters sowie eine positive Auswirkung auf die Bauteilkosten wahrscheinlich.



# 7 Auswertung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien und direkter Vergleich mit der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit

In den ersten beiden Abschnitten dieses Kapitels werden die Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Multilevel-(Abschnitt 7.1) und Quasi-Zweilevel-Betrieb (Abschnitt 7.2) zusammengefasst und ausgewertet. Die dabei favorisierte Mehrpunkt-Umrichter-Topologie wird anschließend im dritten Abschnitt 7.3 mit der in Abschnitt 3.1 beschriebenen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit verglichen. Entscheidend ist dabei der Vergleich des Bauvolumens sowie der Wirkungsgrade über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage.

Es wird darauf hingewiesen, dass Ergebnisse der folgenden Abschnitte zum Teil bereits in [54] veröffentlicht wurden.

## 7.1 Auswertung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Multilevel-Betrieb

Die Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Multilevel-Betrieb (Kapitel 3) werden in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Dabei wird für eine einfachere Nach-

Tabelle 7.1: Vergleich der Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-, Flying-Capacitor sowie Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Multilevel-Betrieb

	MMC	FC	ANPC
Herkunftstabelle	3.4	3.6	3.7
DC-Zwischenkreisspannung [V]	1235	1235	1235
MOSFET-Sperrspannung [V]	150	150	150
Stufenzahl	18	15	8
Gesamtzahl MOSFET	1296	990	1200
Max. Parallelschaltung MOSFET	8	11	11
Max. Durchlassverluste je MOSFET [W]	2,2	2,1	2,3
Max. Zellspannung [V]	100	98...1168	92...555
Submodul-/Zellkapazität [mF]	10,5	0,36	0,52
Max. Effektivstrom Zellkondensator [A]	-	122	166
Kapazität je DC-Kondensator [mF]	0	0,93	1,3
Effektivstrom DC-Kondensator [A]	0	192	192
Gesamt-Energieinhalt Zellen/Submodule [J]	5670	3865	708
Energieinhalt DC-Zwischenkreis [J]	0	715	538
Gesamt-Energieinhalt [J]	5670	4580	1246
Gesamtvolumen Kondensatoren nach Lebensdauerberechnung [dm <sup>3</sup> ]	18,9	38,1	18,4

vollziehbarkeit für jede Topologie ein Verweis auf die Herkunftstabelle angegeben. Bei dem Vergleich der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien wird der Fokus auf die Kriterien *Kosten* und *Bauvolumen* gelegt (siehe Abschnitt 1.1). Der Vergleich der Wirkungsgrade wird dabei vernachlässigt, da alle Umrichter auf Basis eines identischen Mindest-Wirkungsgrades ausgelegt werden (siehe Abschnitt 3.1). Da der modulare Aufbau der einzelnen Zellen bzw. Submodule auf Leiterplatten (Abschnitt 6.1) für alle Umrichter nahezu identisch ist, wird angenommen, dass der Aufwand für weitere relevante Umrichterkomponenten wie beispielsweise der Steuerung, der Spannungs- und Strommessung, der Kühlung und dem Bremssteller ebenso nahezu identisch ist [5]. Um den Vergleich daher übersichtlich zu gestalten, wird der Fokus auf die in Tabelle 7.1 angegebenen Parameter *Gesamtzahl der MOSFET* sowie das *Gesamtvolumen der Kondensatoren nach der Lebensdauerberechnung*

gelegt. Sie vermitteln einen ungefähren Eindruck über die Kosten und das Bauvolumen der jeweiligen Topologie. Neben diesen Auslegungsergebnissen werden weitere Auswirkungen auf die jeweiligen Mehrpunkt-Umrichter-Topologien beschrieben, welche sich indirekt aus den Auslegungsergebnissen (Tabelle 7.1) ableiten. Diese Auswirkungen werden in mehrere Kategorien unterteilt. Für jede Kategorie erfolgt eine kurze Betrachtung der jeweiligen Unterschiede der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien sowie eine abschließende Bewertung.

### 7.1.1 Energieinhalt der Kondensatoren und Bauvolumen

In Tabelle 7.1 ist ersichtlich, dass die sehr hohen Zellspannungen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters zu einem großen Gesamt-Energieinhalt in den Kondensatoren führt. Dieser ist zwar niedriger als der des modularen Multilevel-Umrichters, führt jedoch aufgrund der Strombelastung der Zellkondensatoren zu einem etwa doppelt so großen Gesamtvolumen aller Kondensatoren im Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter. Der theoretisch berechnete Gesamt-Energieinhalt des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters ist im Vergleich dazu am kleinsten. Aufgrund der Strombelastung der Kondensatoren in den Zellen und dem DC-Zwischenkreis werden im Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter Folienkondensatoren verwendet, welche eine geringere Energiedichte im Vergleich zu den im modularen Multilevel-Umrichter verwendeten Elektrolytkondensatoren aufweisen. Zusätzlich hat das in Abschnitt 6.1.2 beschriebene Platinen-Aufbaukonzept einen negativen Einfluss auf das Gesamtvolumen der Kondensatoren. Dies führt dazu, dass sich das berechnete Gesamtvolumen des Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichters auf dem Niveau des modularen Multilevel-Umrichters befindet.

### 7.1.2 Modularität

Ein Nachteil der Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter-Topologien ist die aufgrund der unterschiedlichen Zellspannungslevel nur eingeschränkt gegebene Modularität. So müssen für eine Phase mehrere unterschiedliche Platinen angefertigt werden (siehe Abschnitt 6.1.2), was zu einer Erhöhung der Entwicklungs- und Fertigungskosten führt. Die Möglichkeit der Verwendung identisch aufgebauter Submodule im gesamten Umrichter ist ein deutlicher Vorteil des modularen Multilevel-Umrichters.

### 7.1.3 Niederinduktiver Aufbau und Schaltverluste

Da die Submodule des modularen Multilevel-Umrichters aus einer klassischen Halbbrücke bestehen, ist ein symmetrischer und niederinduktiver Aufbau problemlos möglich. Die Vorteile eines symmetrischen und niederinduktiven Aufbaus werden in Abschnitt 6.1.1.1 beschrieben. Der Kommutierungskreis der Zellen des Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters wird durch zwei sich nebeneinander befindlichen Zellen gebildet (Abschnitt 6.1.2). Der dadurch vergrößerte Kommutierungskreis führt zu einer, im Vergleich zu dem modularen Multilevel-Umrichter, vergrößerten Kommutierungskreisinduktivität und damit zu höheren Gesamt-Schaltverlusten. Besonders kritisch ist der verzweigte Kommutierungspfad der DC-seitigen Schalter des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters (Abbildung 2.13). In Abschnitt 6.2 werden die Schaltverluste des für die Auslegung ausgewählten MOSFET mittels einer Halbbrücke ermittelt. Es ist daher anzunehmen, dass die maximalen Schaltverluste eines einzelnen MOSFET im Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter am höchsten sein werden. Da jedoch mehr als die Hälfte der Schalter des Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters grundfrequent getaktet werden (Abschnitt 3.1), wird dieser im Vergleich zu den anderen beiden Topologien bei gleichen Randbedingungen (siehe Abschnitt 2.1 und 3.1) die geringsten Gesamt-Schaltverluste haben.

### 7.1.4 Umrichter-Steuerungskonzept

Die Entwicklung eines für die jeweilige Mehrpunkt-Umrichter-Topologie optimalen Steuerungskonzepts ist nicht Teil dieser Arbeit. Es ist jedoch davon auszugehen, dass der Aufwand bzw. die Kosten für die Steuerung des

- dreiphasigen modularen Multilevel-Umrichters am höchsten ( $6 \cdot m_{SM} = 180$  Submodule),
- für den dreiphasigen Flying-Capacitor Mehrpunkt-Umrichter moderat ( $3 \cdot n = 45$  Zellen)
- und für den dreiphasigen Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter am geringsten ( $3 \cdot n_{AC} = 24$  Zellen AC-seitig sowie  $3 \cdot 2 = 6$  Zellen DC-seitig, gesamt 30 Zellen) sind.

Im Gegensatz dazu ist für den Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter der Aufwand für die Potentialtrennung aufgrund der hohen Zellspannungen am höchsten, da dadurch die Auswahl der Bauteile eingeschränkt wird.

### 7.1.5 Ansteuerung der MOSFET

Die maximale Anzahl parallelgeschalteter MOSFET eines Schalters ist im Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter am höchsten. Dies ist ein leichter Nachteil dieser beiden Topologien, da sich der Aufwand für die Treiberschaltung der MOSFET erhöht.

### 7.1.6 Anzahl der MOSFET und Kosten

Für einen ungefähren Kostenvergleich wurden die Preise für die gewählten Kondensatoren (Abschnitt 5.3 und 5.4) und MOSFET (Abschnitt 3.1) jeder Mehrpunkt-Umrichter-Topologie herausgesucht (Stand 06.02.2023). Besonders die Anzahl der MOSFET in einem

Tabelle 7.2: Gesamtkosten der Zell-/Submodulkondensatoren und DC-Kondensatoren sowie der MOSFET für einen dreiphasige Mehrpunkt-Umrichter

Topologie	Gesamtkosten (MOSFET + Kondensatoren)
MMC	9383€
FC	6747€
ANPC	7996€

Umrichter wird einen Großteil der Gesamt-Umrichterkosten ausmachen. Darüber hinaus ist davon auszugehen, dass sich die Kosten für alle weiteren Umrichterkomponenten aufgrund ähnlicher Platinen-Aufbaukonzepte auf einem vergleichbaren Niveau befinden werden. Die Preise wurden auf den Internetseiten der drei großen Distributoren *mouser.de*, *digikey.de* und *de.farnell.com* für möglichst hohe Stückzahlen herausgesucht. Teilweise waren jedoch nur Preise für geringe Stückzahlen verfügbar. Einige der gewählten Kondensatoren waren zu dem genannten Zeitpunkt nicht verfügbar. In diesem Fall wurden die Preise für in den Eigenschaften äquivalente Kondensatoren ermittelt. In Tabelle 7.2 werden die Gesamtkosten für die MOSFET und Kondensatoren für eine dreiphasige Mehrpunkt-Umrichter-Topologie

dargestellt. Bei der Interpretation der Ergebnisse sollten die aufgrund von Lieferschwierigkeiten aktuell stark angestiegenen Halbleiterkosten berücksichtigt werden. Dies wirkt sich besonders negativ auf den modularen Multilevel- und den Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter aus.

### 7.1.7 Zusammenfassung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Multilevel-Betrieb

In Tabelle 7.3 werden die in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Eigenschaften der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien bewertet. Die Bewertung erfolgt über ein Punkte-

Tabelle 7.3: Zusammenfassende Bewertung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Multilevel-Betrieb (positiv = 3 Punkte, neutral = 2 Punkte, negativ = 1 Punkt)

Eigenschaft	MMC	FC	ANPC
Bauvolumen	3	1	3
Modularität	3	1	1
Niederinduktiver Aufbau und Schaltverluste	3	1	3
Umrichter-Steuerungskonzept	2	3	3
Ansteuerung der MOSFET	2	1	1
Anzahl der MOSFET und Kosten	1	3	2
Gesamt	14	10	13

System. Eine überlegene Eigenschaft wird mit 3 Punkten bewertet, eine Unterlegenheit mit 1 Punkt. Gibt es nur einen leichten Vor- bzw. Nachteil, so werden 2 Punkte vergeben. Weitgehend unabhängig von der Gewichtung ist insgesamt ein leichter Vorteil des modularen Multilevel-Umrichters gegenüber den anderen beiden Topologien sichtbar. Besonders jedoch die sehr gute Modularität macht den modularen Multilevel-Umrichter zur favorisierten Mehrpunkt-Umrichter-Topologie für den Multilevel-Betrieb, da durch die Modularität eine positive Auswirkung auf die Fertigungskosten zu erwarten ist.

## 7.2 Auswertung der Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien - Quasi-Zweilevel-Betrieb

Die Auslegungsergebnisse der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Quasi-Zweilevel-Betrieb (Kapitel 4) werden in Tabelle 7.4 zusammengefasst. Dabei wird für eine einfachere Nach-

Tabelle 7.4: Vergleich der Auslegungsergebnisse des dreiphasigen modularen Multilevel-, Flying-Capacitor sowie Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb

Herkunftstabelle	MMC-Q2L 4.1	FC-Q2L 4.2	ANPC-Q2L 4.3
DC-Zwischenkreisspannung [V]	1235	1235	1235
MOSFET-Sperrspannung [V]	150	150	150
Stufenzahl	18	15	8
Gesamtzahl MOSFET	1296	990	1200
Max. Parallelschaltung MOSFET	8	11	11
Max. Effektivstrom Schalter [A]	242	237	237
Max. Durchlassverluste je MOSFET [W]	4,1	2,1	2,3
Max. Zell-/Submodulspannung [V]	100	98... 1168	92... 555
Submodul-/Zellkapazität [mF]	1,2	0,0028	0,002
Max. Effektivstrom Submodul-/Zellkondensator [A]	37	11	10
Kapazität je DC-Kondensator [mF]	1,2	0,93	1,3
Effektivstrom DC-Kondensator [A]	235	192	192
Gesamt-Energieinhalt Zellen/Submodule [J]	336	30	3
Energieinhalt DC-Zwischenkreis [J]	915	715	538
Gesamt-Energieinhalt [J]	1251	745	541
Gesamtvolumen Kondensatoren nach Lebensdauerberechnung [dm <sup>3</sup> ]	7,3	6,0	4,4

vollziehbarkeit für jede Topologie ein Verweis auf die Herkunftstabelle angegeben. Die Be-

schreibung und Bewertung der Auswirkungen der Auslegungsergebnisse für die Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Multilevel-Betrieb (Abschnitt 7.1) gelten überwiegend auch für die in Tabelle 7.4 dargestellten Auslegungsergebnisse für den Quasi-Zweilevel-Betrieb. Auffällig ist die - aufgrund sehr kurzer aktiver Einschaltzeiten der Submodul- bzw. Zellkapazitäten (Abschnitt 4.1) - deutliche Reduzierung des berechneten theoretischen Gesamt-Energieinhalts in den Kondensatoren im Vergleich zu den Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Multilevel-Betrieb. Dies spiegelt sich ebenso in dem Gesamtvolumen der Kondensatoren wieder. Eine deutliche Reduzierung der gesamten Umrichter-Bauvolumina wird jedoch nur eingeschränkt erreicht, da die standardmäßig in einem Umrichter vorhandene Peripherie im Vergleich zum Multilevel-Betrieb nahezu unverändert ist. Diese Aussagen gelten für die in Tabelle 7.1 und 7.4 zusammengefassten Auslegungsergebnisse, welche auf den Auslegungsdaten des netzseitigen Teilumrichters (Tabelle 3.1) mit einer Grundfrequenz  $f = 50Hz$  basieren. Bei einer Auslegung des modularen Multilevel-Umrichters im Multilevel-Betrieb auf eine Grundfrequenz  $f = 10Hz$  (Daten des generatorseitigen Teilumrichters, Tabelle 3.1) würde sich der Gesamt-Energieinhalt in den Kondensatoren der Submodule um etwa den Faktor  $\frac{50Hz}{10Hz} = 5$  erhöhen (Kapitel 4). Eine Anwendung des Quasi-Zweilevel-Betriebs im generatorseitigen modularen Multilevel-Umrichter führt demnach zu einer erheblichen Reduzierung des gesamten Umrichter-Bauvolumens. Dies führt zu der Schlussfolgerung, dass der Einsatz des modularen Multilevel-Umrichters im Multilevel-Betrieb ausschließlich auf der Netzseite sinnvoll ist. Der Einsatz auf der Generatorseite bedingt die Anwendung des Quasi-Zweilevel-Betriebs. Diese Schlussfolgerung gilt nicht für den Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter. Da die Auslegung der Zellkondensatoren der beiden Topologien nahezu unabhängig von der Grundfrequenz ist (Abschnitt 2.3.2), ist eine Anwendung des Multilevel-Betriebs der beiden Topologien auch auf der Generatorseite sinnvoll.

Da nach der Auswertung der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Multilevel-Betrieb (Abschnitt 7.1) der modulare Multilevel-Umrichter die favorisierte Topologie ist, wird diese auch innerhalb der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Quasi-Zweilevel-Betrieb als favorisierte Topologie gewählt. Diese Wahl geschieht mit Hinblick auf eine industrielle Fertigung einer B2B-Umrichtereinheit. Durch das Gleichteilekonzept ist ein Vorteil im Aufwand und den Kosten für die Fertigung zu erwarten.

## 7.3 Vergleich des modularen Multilevel-Umrichters mit einem Zweipunkt-Umrichter

In diesem Abschnitt wird der aufgrund der Auswertungsergebnisse (Abschnitt 7.1) favorisierte modulare Multilevel-Umrichter mit der in Kapitel 3 beschriebenen kommerziellen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit für Windenergieanlagen verglichen. Um einen direkten Vergleich zu ermöglichen, wird eine B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit aus netzseitig einem modularen Multilevel-Umrichter im Multilevel-Betrieb und generatorseitig aus einem modularen Multilevel-Umrichter im Quasi-Zweilevel-Betrieb gebildet. Dabei erfolgt die Konzentration auf einen Vergleich der Bauvolumina sowie der Wirkungsgrade über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage. Die Daten für den gesamten Leistungsbereich entstammen der in Kapitel 3 beschriebenen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit. Der auslegungsrelevante Leistungsbereich wird in Tabelle 3.2 dargestellt. Da im Zuge dieser Arbeit, aufgrund der begrenzt zur Verfügung stehenden finanziellen Mittel, keine B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit mit voller Leistung aufgebaut wurde, ist zu dem aktuellen Stand nur ein Kostenvergleich der beiden Topologien auf Basis einer Vielzahl von Annahmen möglich. Aufgrund der daher geringen Aussagekraft wird auf einen Kostenvergleich verzichtet.

### 7.3.1 Vergleich der Wirkungsgrade der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage

#### 7.3.1.1 Vorgehensweise bei der Berechnung der Wirkungsgrade der B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit

Für die Berechnung der Wirkungsgrade der B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit werden die Durchlass- und Schaltverluste der MOSFET sowie die Verluste in den Armdrosseln berücksichtigt. Die Durchlassverluste werden entsprechend Gleichung 2.24 und 2.26 berechnet. Die anhand der MMC-Musterbaugruppe (Tabelle 6.6) gemessenen Schaltverlustenergien werden durch Polynomenentwicklung extra- bzw. intrapoliert. Damit ist eine Berechnung der Schaltverluste für jeden Betriebspunkt des modularen Multilevel-Umrichters analog zu Tabelle 6.7 und 6.8 möglich. Die Armdrosselverluste basieren auf den Datenblatt-

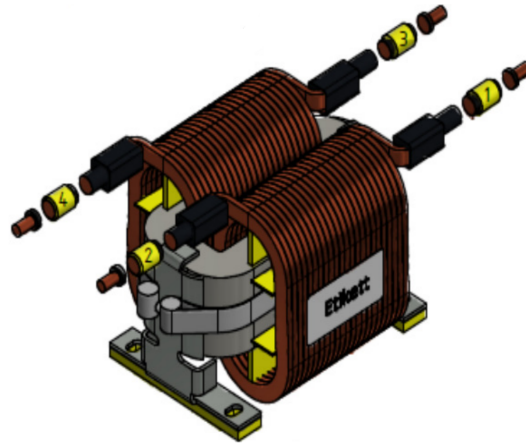


Abbildung 7.1: Von der Firma STS entwickelte Armdrossel für einen modularen Multilevel-Umrichter im Multilevel-Betrieb (nach [109])

angaben einer im Rahmen des öffentlich geförderten Projekts *WindUmEta* durch die Firma *STS Spezial-Transformatoren-Stockach GmbH & Co. KG* entwickelten Armdrossel (Abbildung 7.1) für einen modularen Multilevel-Umrichters im Multilevel-Betrieb [109]. Durch eine Temperaturkompensation wird der angegebene Kupferwiderstand für eine Betriebstemperatur von 100°C berechnet. Die Eisenverluste werden nach Herstellerangaben durch einen Verlustaufschlag von 8% berücksichtigt. Die Armdrossel hat eine Induktivität  $L_{Arm} = 50\mu\text{H}$ .

Die Armdrosselverluste des modularen Multilevel-Umrichters im Quasi-Zweilevel-Betrieb werden anhand der Verluste der von *STS* entwickelten Armdrossel abgeschätzt. Hierfür werden die in [32] beschriebenen Wachstumsgesetze für Transformatoren angewendet. Das Verhältnis zwischen Verlusten und Volumen einer alten und neuen (Kennzeichnung mit “\*“) Drossel ist demnach

$$P_{V,L}^* = P_{V,L} \cdot \frac{V_L^*}{V_L} \quad (7.1)$$

Das Volumenverhältnis  $\frac{V_L^*}{V_L}$  entspricht in etwa dem Energieverhältnis  $\frac{E_L^*}{E_L}$  mit

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2 \quad (7.2)$$

Die Werte für  $L = L_{Arm}$  und  $I_L = I_{SM}$  sind in den Auslegungs-Tabellen 3.4 und 4.1 dargestellt. Aufgrund der nahezu sinusförmigen Ausgangsspannung des modularen Multilevel-Umrichters sind die Verluste der Netzdrossel deutlich kleiner im Vergleich zu einem Zweipunkt-Umrichter und werden daher nicht berücksichtigt.

### 7.3.1.2 Vorgehensweise bei der Berechnung der Wirkungsgrade der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit

Für die Berechnung des Wirkungsgrads der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit werden die Durchlass- und Schaltverluste der IGBT und Dioden sowie die Verluste in den Netzdrosseln berücksichtigt. Die Berechnung der Halbleiterverluste basieren auf einem *infineon PrimePACK 2 FF450R17IE4 Dual* IGBT Modul. Alle relevanten Werte werden dem Datenblatt des IGBT Moduls entnommen [50]. Eine Schaltfrequenz von  $2,5\text{kHz}$  wird angenommen. Eine thermische Berechnung im Nennbetriebspunkt ergibt eine Sperrschicht-Temperatur von  $125^\circ\text{C}$  des IGBT Moduls (Wasserkühlung mit typischen  $R_{th}$  und  $40^\circ\text{C}$  Wassertemperatur), was die Eignung des gewählten IGBT Moduls für diesen Anwendungsfall unterstreicht. Die Daten für die Verluste der Netzdrossel basieren auf den in Kapitel 3 beschriebenen kommerziellen Referenz-Zweipunkt-Umrichter.

### 7.3.1.3 Darstellung der Wirkungsgrade der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage

In Abbildung 7.2 werden die Teil-Wirkungsgradverläufe der B2B-Zweipunkt- und B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit sowie in Abbildung 7.3 der Gesamtwirkungsgrad beider Topologien über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage dargestellt. Die

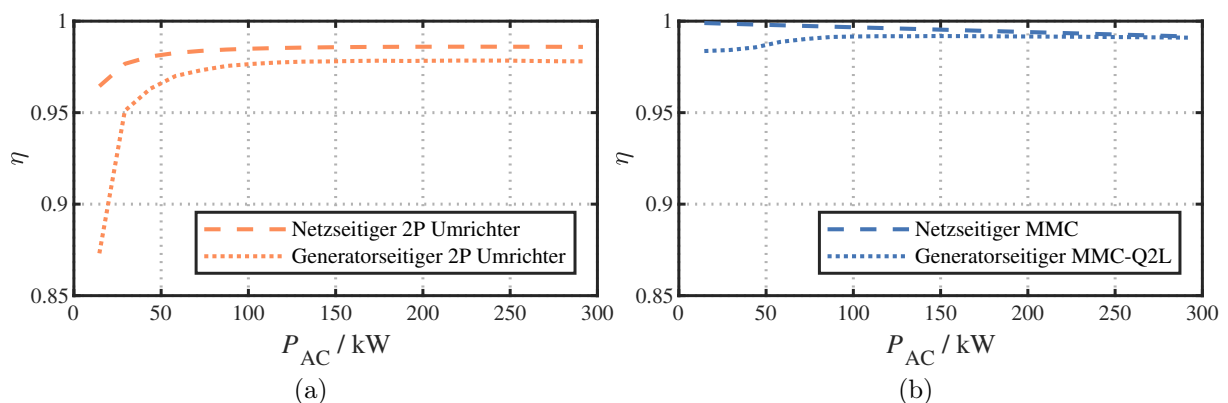


Abbildung 7.2: Teil-Wirkungsgrade der dreiphasigen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit (a) sowie der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit (b) über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage (Berücksichtigung von Halbleiter- und Drosselverluste)

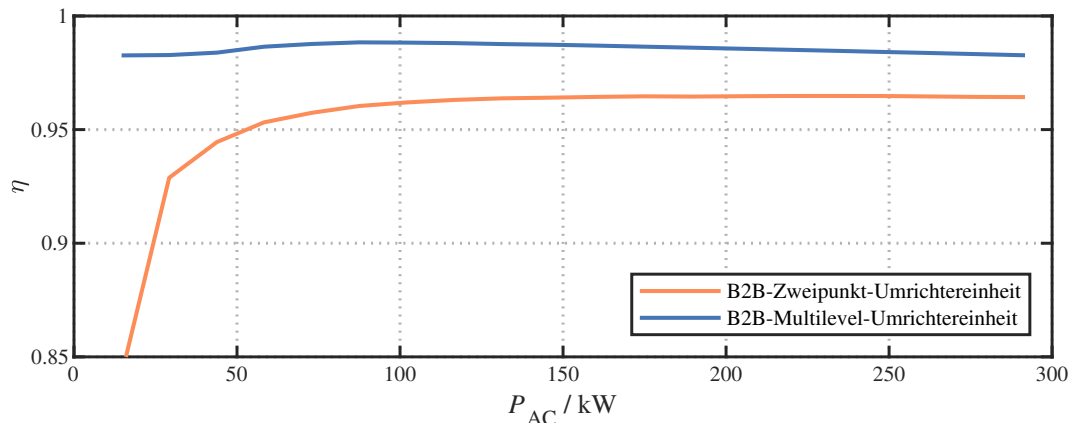


Abbildung 7.3: Vergleich der Gesamtwirkungsgrade beider Topologien über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage (Berücksichtigung von Halbleiter- und Drosselverluste)

Zusammensetzung der einzelnen Verluste werden in Abbildung 7.4 exemplarisch für die jeweils netzseitige Umrichtereinheit analysiert. Deutlich sichtbar ist die in Abschnitt 1.1

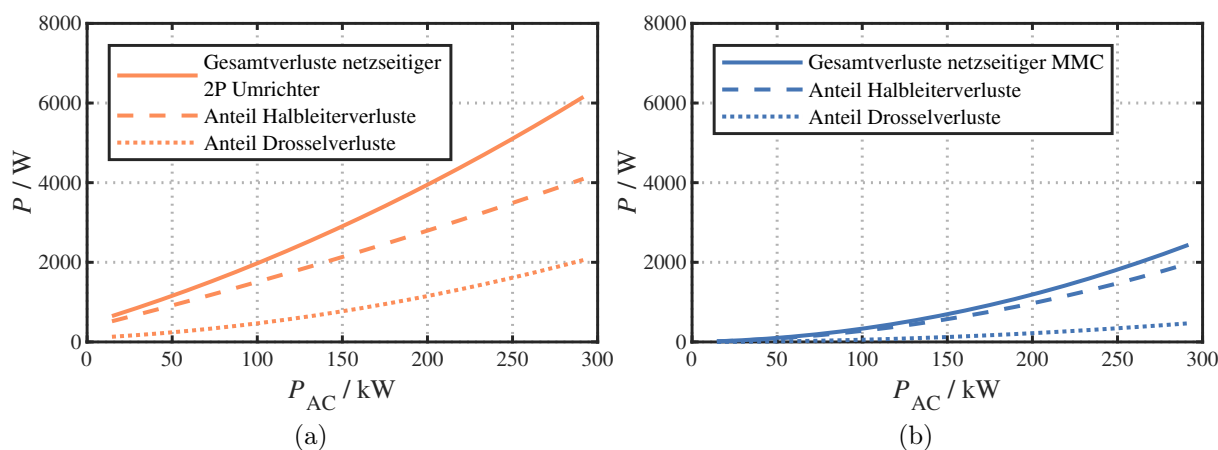


Abbildung 7.4: Aufteilung der Verluste der netzseitigen dreiphasigen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit (a) sowie der netzseitigen dreiphasigen B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit (b) über den gesamten Leistungsbereich einer Windenergieanlage

beschriebene Verschlechterung des Wirkungsgrades der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit im niedrigen Leistungsbereich. Da sich eine Windenergieanlage überwiegend im Teillastbetrieb befindet, ist dieser Bereich besonders relevant. Dies unterstreicht den Vorteil eines Mehrpunkt-Umrichters mit Niedervolt Si-MOSFET gegenüber einem Zweipunkt-Umrichter mit IGBT Modulen, da sich der Wirkungsgrad im Nennbetriebspunkt der Windener-

gieanlage durch die Parallelschaltung der MOSFET beliebig einstellen lässt. Durch die ohmsche Ausgangscharakteristik kommt es zu keiner erheblichen Verschlechterung des Wirkungsgrades im Teillastbetrieb.

## 7.3.2 Vergleich der Bauvolumina der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit

### 7.3.2.1 Ermittlung des Bauvolumens der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit

Die in Abschnitt 6.1.1.2 beschriebene MMC-Musterbaugruppe dient der Orientierung zur Berechnung des Bauvolumens der B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit. Die MMC-Musterbaugruppe verwendet je Submodul acht Kondensatoren mit den Abmessungen 35mm x 50mm (D x H, *Nippon Chemi-Con EKMS161VSN332MA50S*). Der im Zuge der Lebensdauerberechnung favorisierte Kondensator *KEMET ALC80A152BD100* (Tabelle 5.4) weist deutlich kompaktere Abmessungen auf (25mm x 40mm (D x H)). Daher wird angenommen, dass sich die Abmessungen der MMC-Musterbaugruppe bei Verwendung von 7 parallelgeschalteten Kondensatoren des Typs *ALC80A152BD100* in der Länge um 40mm, in der Breite um 30mm und in der Höhe um 10mm reduzieren. Daraus resultieren die Abmessungen der *MMC-Multilevel-Baugruppe* mit drei Submodulen: 400mm x 130mm x 45mm (L x B x H). Da in einem Arm 18 Submodule in Reihe geschaltet werden (Tabelle 3.4), werden 6 MMC-Multilevel-Baugruppen zur Bildung eines Arms in Reihe geschaltet. 6 Arme nebeneinander ergeben den Leistungsteil des dreiphasigen netzseitigen Teilumrichters mit den Abmessungen 400mm x 370mm x 780mm. Dabei wird ein 20mm Luftspalt zwischen den Phasen berücksichtigt.

Die Vorgehensweise zur Ermittlung der Abmessungen des Leistungsteils wird analog für den generatorseitigen Teilumrichter angewendet. Der in der Lebensdauerberechnung favorisierte Kondensator *TDK B41897A0277M* (Tabelle 5.5) weist sehr kompakte Abmessungen auf (12,5mm x 20mm (D x H)). Unter Berücksichtigung des Platzbedarfs der weiteren auf der Platine der MMC-Musterbaugruppe verwendeten Komponenten wird angenommen, dass sich die Abmessungen der MMC-Musterbaugruppe bei Verwendung von 6 parallelgeschalteten Kondensatoren des Typs *B41897A0277M* in der Länge um 0mm, in der Breite um 65mm und in der Höhe um 30mm reduzieren. Daraus resultieren die Abmessungen der *MMC-Quasi-Zweilevel-Baugruppe* mit drei Submodulen:

400mm x 95mm x 25mm (L x B x H). Um den Leistungsteil des generatorseitigen Teilumrichters auf den des netzseitigen Teilumrichters anzupassen, werden zur Bildung eines dreiphasigen Leistungsteils 4 MMC-Quasi-Zweilevel-Baugruppen in Reihe angeordnet und 9 dieser Reihenschaltungen nebeneinander angeordnet (Berücksichtigung eines Luftspalts von 20mm). Daraus resultieren die Abmessungen des dreiphasigen generatorseitigen Teilumrichters: 400mm x 385mm x 380mm.

Die Abmessungen der Armdrossel des netzseitigen Teilumrichters (im Folgenden kurz *Multilevel-Armdrossel* genannt) werden dem Datenblatt der in Abschnitt 7.3.1.1 beschriebenen Drossel entnommen. Die sechs Armdrosseln werden durch Reihen- bzw Parallelschaltung zu einem quaderförmigen Drosselpaket zusammengefasst. Für die Berechnung des Volumens der Armdrossel des generatorseitigen Teilumrichters (im Folgenden kurz *Quasi-Zweilevel-Armdrossel* genannt) wird Gleichung 7.2 sowie

$$\frac{V_L^*}{V_L} = \frac{E_L^*}{E_L} \quad (7.3)$$

angewendet. Das errechnete Volumen der Quasi-Zweilevel-Armdrossel wird dem Volumen der Multilevel-Armdrossel derart hinzuaddiert, sodass es nur zu einer Änderung der Länge bzw. Breite des Drosselpakets kommt.

Aufgrund der geringen Verlustleistungsdichte wird angenommen, dass die Verwendung von kleinen passiven Kühlkörpern ausreichend für die MMC-Multilevel- und MMC-Quasi-Zweilevel-Baugruppe sein wird. Da über den MOSFET der MMC-Musterbaugruppe (Abbildung 6.2) genügend Platz zur Verfügung steht, führt die Verwendung von derartigen Kühlkörpern nicht zu einer Vergrößerung des Umrichtervolumens und wird daher bei dem Vergleich der Bauvolumina vernachlässigt.

### 7.3.2.2 Ermittlung des Bauvolumens der dreiphasigen B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit

Das Bauvolumen der B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit setzt sich aus dem Leistungsteil des netz- und generatorseitigen Teilumrichters, dem Netzfilter und der Netzdrossel zusammen. Der Leistungsteil beinhaltet auch die DC-Kondensatoren sowie den Kühlkörper. Die Abmessungen dieser drei Komponenten basieren auf dem in Kapitel 3 beschriebenen kommerziellen Referenzumrichter.

### 7.3.2.3 Vergleichende Darstellung der Bauvolumina der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit

In Abbildung 7.5 werden die Bauvolumina der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit schematisch dargestellt. Bei dieser Darstellung werden aus-

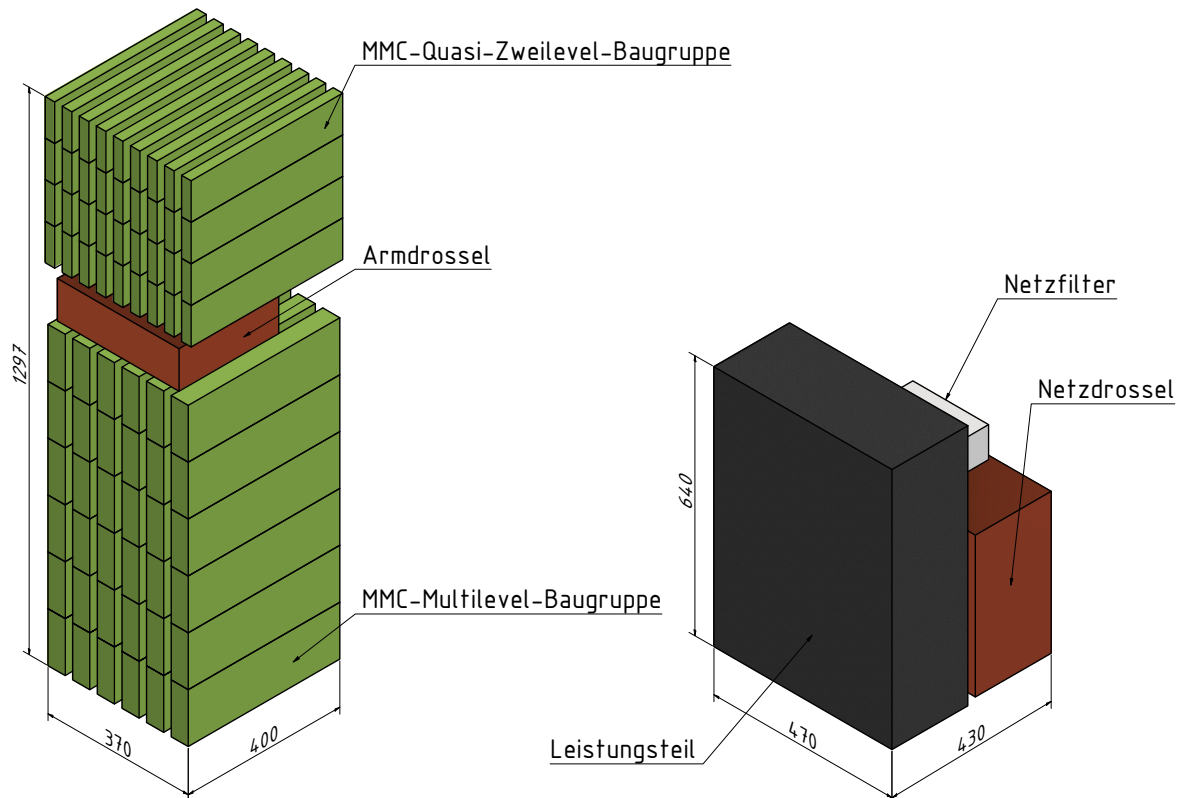


Abbildung 7.5: Darstellung der Bauvolumina der relevanten Komponenten der dreiphasigen B2B-Mehrpunkt- (links) und B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit (rechts) (Längenangaben in mm)

schließlich die Komponenten berücksichtigt, von denen aufgrund der beiden unterschiedlichen Umrichter-Topologien eine relevante Änderung des Volumens zu erwarten ist. Aus diesem Grund wird auf eine Darstellung von Komponenten wie dem Bremssteller, der Steuerung und Sensorik oder der Belüftungseinheit verzichtet. Auf die Ermittlung der Abmessungen der einzelnen Komponenten wird in den Abschnitten 7.3.2.1 und 7.3.2.2 eingegangen. Für einen übersichtlichen Vergleich werden alle Komponenten in Form von Quadern dargestellt. Abbildung 7.5 zeigt deutlich die Auswirkung der durch die hohe Anzahl an parallelgeschalteten Niedervolt Si-MOSFET resultierenden geringen Verlustleistungsdichte. Diese führt zu einer Vergrößerung des quaderförmigen Bauvolumens

der B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit um etwa 40% im Vergleich zur B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit. Durch Berücksichtigung des deutlich besseren Wirkungsgrades der B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit (Abschnitt 7.3.1.3) relativiert sich der Vergleich der Bauvolumina etwas. Die Leistungsdichte einer B2B-Zweipunkt-Umrichtereinheit in dieser Leistungsklasse wird durch eine B2B-Mehrpunkt-Umrichtereinheit auf Basis eines Platinen-Aufbaukonzepts mit Niedervolt Si-MOSFET jedoch nicht erreicht.

# 8 Zusammenfassung

Derzeit kommen in Umrichtern von Windenergieanlagen überwiegend Zweipunkt-Umrichter mit IGBT zum Einsatz. Aufgrund der Ausgangscharakteristik von IGBT steigen die Halbleiterverluste in dem von Windenergieanlagen überwiegend gefahrenen Teillastbereich überproportional an. Die daraus resultierenden ungünstigen Wirkungsgrade lassen sich durch den Einsatz von MOSFET umgehen. Besonders Niedervolt Si-MOSFET bieten eine exzellente Ausgangscharakteristik bei - aufgrund der weiten Verbreitung - niedrigen Kosten. Der Wirkungsgrad ist dabei durch eine Parallelschaltung mehrerer MOSFET beliebig einstellbar. Die eingeschränkte Leistungsfähigkeit dieser Niedervolt-Bauteile lässt sich durch den Einsatz von Mehrpunkt-Umrichter-Topologien auf Leistungsklassen von mehreren hundert Kilowatt skalieren. Die vorliegende Arbeit leistet einen wichtigen Beitrag zu dem bisher kaum erforschten Thema der Auslegung und des Vergleichs von Mehrpunkt-Umrichter-Topologien mit Niedervolt Si-MOSFET für Windenergieanlagen.

Dazu werden drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien auf einen gemeinsamen stationären Nennbetriebspunkt ausgelegt. Zu diesen drei Topologien gehören der modulare Multilevel-Umrichter sowie der Flying-Capacitor und Active-Neutral-Point-Clamped Mehrpunkt-Umrichter. Der Nennbetriebspunkt wird von einer kommerziellen Zweipunkt-Umrichtereinheit für Windenergieanlagen definiert. Fokus der Auslegung ist die Dimensionierung der MOSFET sowie der Kondensatoren der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien im Nennbetriebspunkt, da diese beiden Komponenten einen erheblichen Einfluss auf die Kriterien *Kosten* und *Bauvolumen* eines Mehrpunkt-Umrichters haben. Da die Windenergieanlage in das Mittelspannungsnetz einspeist, werden bei der Auslegung die aktuell in Deutschland gültigen technischen Anschlussregelung für das Mittelspannungsnetz berücksichtigt. Diese fordern die Stützung des Netzes in Fehlerfällen durch Einspeisung von Blindstrom in das Mit- und Gegensystem. Dies führt zu einer bisher nicht stattgefundenen umfangreichen Analyse der Auswirkungen von unsymmetrischen AC-Spannungen aufgrund von Netzfehlern auf die Spannungswelligkeit und die Kapazität der Submodulkondensatoren eines modularen Multilevel-Umrichters.

Wegen des dominierenden Einflusses der Grundfrequenz auf die Auslegung der Submodulkondensatoren des modularen Multilevel-Umrichters eignet sich diese Topologie nur eingeschränkt für einen generatorseitigen Einsatz. Da sich das Volumen eines Submodulkondensators etwa proportional mit der Grundfrequenz ändert, führt eine generatorseitig um den Faktor fünf reduzierte Grundfrequenz ebenso zu einer Vergrößerung des Kondensatorvolumens um den Faktor fünf. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit die Anwendung des sogenannten Quasi-Zweilevel-Betriebs auf die drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien untersucht. Der grundsätzliche Aufbau der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien bleibt dabei unverändert. Die Ansteuerung wird so angepasst, dass statt einer klassischen, nahezu sinusförmigen Ausgangsspannung eines Mehrpunkt-Umrichters eine Zweipunkt-Ausgangsspannung erzeugt wird. Da dabei die Submodule bzw. Zellen der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien nur im Nano- bzw. Mikrosekundenbereich aktiv sind, können die Kondensatoren sehr klein dimensioniert werden.

Da die Zell- und Submodulkondensatoren der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien unterschiedlichen Strom- und Spannungsbelastungen ausgesetzt sind, werden auf Basis der Auslegungsergebnisse passende Kondensatoren herausgesucht und eine Lebensdauerberechnung unter Berücksichtigung der üblichen Laufzeit einer Windenergieanlage von 20 Jahre durchgeführt. Diese Vorgehensweise dient der besseren Vergleichbarkeit der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien, da eine hohe Belastung eines Kondensators zu einem vergrößerten Kondensatorvolumen führen kann. Neben der Lebensdauerberechnung von Kondensatoren werden geeignete Platinen-Aufbaukonzepte für die Mehrpunkt-Umrichter-Topologien mit Niedervolt Si-MOSFET entwickelt. Dabei liegt der Fokus auf einem symmetrischen und niederinduktiven Platinenaufbau, um die Schaltverluste zu reduzieren. In diesem Zusammenhang wird die messtechnische Charakterisierung des für die Auslegung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien ausgewählten MOSFET beschrieben. Auf Basis der gemessenen Schaltverlustenergien werden die Schaltverluste der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien berechnet.

Im letzten Teil der Arbeit werden alle Auslegungsergebnisse zusammengefasst und gegenübergestellt. Dabei werden auch die sich daraus ableitenden Auswirkungen auf den Aufbau oder die industrielle Fertigung der Mehrpunkt-Umrichter-Topologien beschrieben und bewertet. Aus diesem Vergleich der drei Mehrpunkt-Umrichter-Topologien geht der modulare Multilevel-Umrichter als favorisierte Mehrpunkt-Umrichter-Topologie für eine Umrichtereinheit einer Windenergieanlage hervor. Die Arbeit schließt mit einer Gegenüberstellung der Bauvolumina und der Wirkungsgrade über den gesamten Leistungsbereich einer Windener-

---

gieanlage der favorisierten modularen Multilevel-Umrichtereinheit mit der kommerziellen Referenz-Zweipunkt-Umrichtereinheit. Die beschriebene exzellente Ausgangscharakteristik von Niedervolt Si-MOSFET spiegelt sich in einem sehr hohen Wirkungsgrad von bis zu 99% wieder. Besonders im Teillastbereich wird der Vorteil gegenüber der Zweipunkt-Umrichtereinheit mit IGBT Modulen deutlich sichtbar. Dieser Wirkungsgradvorteil wird durch die Parallelschaltung von mehreren MOSFET pro Schalter erreicht. Die daraus resultierende geringe Verlustleistungsdichte führt zu einem sehr geringen Kühlaufwand, jedoch auch zu einem deutlichen größeren Bauvolumen. Dies wird durch eine schematische Darstellung verdeutlicht, in welcher die relevanten Komponenten der modularen Multilevel-Umrichtereinheit sowie der Zweipunkt-Umrichtereinheit gegenübergestellt werden.



# Literatur

- [1] G. P. Adam, S. J. Finney und B. W. Williams. „Quasi Two-level Operation of a Five-level Inverter“. In: *2007 Compatibility in Power Electronics*. 2007 Compatibility in Power Electronics. Mai 2007, S. 1–6. DOI: 10.1109/CPE.2007.4296557.
- [2] G.P. Adam, K.H. Ahmed und B.W. Williams. „Mixed Cells Modular Multilevel Converter“. In: *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Juni 2014, S. 1390–1395. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864817.
- [3] Arne Albertsen. *Elko-Lebensdauerabschätzung*. Jianghai Europe, 18. Sep. 2018. URL: <https://jianghai-europe.com/wp-content/uploads/2021/02/Jianghai-Europe-Elko-Lebensdauer-lang-AAL-2018-09-18.pdf> (besucht am 09. 01. 2023).
- [4] Salman Ali u. a. „Recent Advancements in Submodule Topologies and Applications of MMC“. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 9.3 (Juni 2021), S. 3407–3435. ISSN: 2168-6785. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2990689.
- [5] J. Azurza Anderson u. a. „Multi-Level Topology Evaluation for Ultra-Efficient Three-Phase Inverters“. In: *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. 2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). Okt. 2017, S. 456–463. DOI: 10.1109/INTLEC.2017.8214178.
- [6] J. Azurza Anderson u. a. „Towards a 99.5% Efficient All-Silicon Three-Phase Seven-Level Hybrid Active Neutral Point Clamped Inverter“. In: *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). Nov. 2018, S. 1–7. DOI: 10.1109/PEAC.2018.8590488.

- [7] Jon Azurza Anderson u. a. „All-Silicon 99.35% Efficient Three-Phase Seven-Level Hybrid Neutral Point Clamped/Flying Capacitor Inverter“. In: *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications* 4.1 (März 2019), S. 50–61. ISSN: 2475-742X. DOI: 10.24295/CPSSTPEA.2019.00006.
- [8] P. Barbosa u. a. „Active-Neutral-Point-Clamped (ANPC) Multilevel Converter Technology“. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. 2005 European Conference on Power Electronics and Applications. Sep. 2005, 10 pp.–P.10. DOI: 10.1109/EPE.2005.219713.
- [9] Christopher B. Barth u. a. „Design and Control of a GaN-Based, 13-Level, Flying Capacitor Multilevel Inverter“. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 8.3 (Sep. 2020), S. 2179–2191. ISSN: 2168-6785. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2956166.
- [10] Lennart Baruschka. „Untersuchung des modularen Direktumrichters "Hexverter"“. Diss. Leibniz Universität Hannover, 2013.
- [11] Andre Birkel, Andre Schön und Mark-M. Bakran. „Analysis and Semiconductor Based Comparison of Energy Diverting Converter Topologies for HVDC Transmission Systems“. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). Sep. 2015, S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2015.7309087. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7309087> (besucht am 25. 11. 2023).
- [12] BMWi. *Erneuerbare Energien in Zahlen 2019*. Berlin, Okt. 2020.
- [13] T. Bruckner, S. Bernet und H. Guldner. „The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52.3 (Juni 2005), S. 855–868. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2005.847586.
- [14] Roberto Chouhy Leborgne. *Voltage Sags: Single Event Characterisation, System Performance and Source Location*. Doktorsavhandlingar Vid Chalmers Tekniska Högskola N.S., 2597. Göteborg: Chalmers Univ. of Technology, 2007. 215 S. ISBN: 978-91-7291-916-7.
- [15] Henry Shu-hung Chung u. a., Hrsg. *Reliability of Power Electronic Converter Systems*. IET Power and Energy Series 80. London: The Institution of Engineering and Technology, 2015. 489 S. ISBN: 978-1-84919-902-5 978-1-84919-901-8.

- 
- [16] Martin Coumont u. a. „Influence of Modulation and Voltage Balancing on Spectral Emission of Modular Multilevel Converters“. In: *2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. 2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC). Heraklion: IEEE, Aug. 2017, S. 1–6. ISBN: 978-1-5386-2344-2. DOI: 10.1109/UPEC.2017.8231862. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8231862/> (besucht am 06.08.2019).
- [17] Piotr Czyz u. a. „New 40kV / 300kVA Quasi-2-Level Operated 5-Level Flying Capacitor SiC “Super-Switch” IPM“. In: *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*. 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia). Mai 2019, S. 813–820. DOI: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8796998.
- [18] Vahid Dargahi und Abbas Shoulaie. „Capacitors Natural Voltage Balancing Mechanism Investigation in Flying Capacitor Multicell Converters“. In: *2011 19th Iranian Conference on Electrical Engineering*. 2011 19th Iranian Conference on Electrical Engineering. Mai 2011, S. 1–5.
- [19] Vahid Dargahi u. a. „A New Family of Modular Multilevel Converter Based on Modified Flying-Capacitor Multicell Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.1 (Jan. 2015), S. 138–147. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2304964.
- [20] Suman Debnath und Maryam Saeedifard. „Optimal Control of Modular Multilevel Converters for Low-Speed Operation of Motor Drives“. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. März 2014, S. 247–254. DOI: 10.1109/APEC.2014.6803317.
- [21] Mohamed S. Diab u. a. „A Dual Modular Multilevel Converter With High-Frequency Magnetic Links Between Submodules for MV Open-End Stator Winding Machine Drives“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.6 (Juni 2018), S. 5142–5159. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2735195.
- [22] Sixing Du u. a. „An Active Cross-Connected Modular Multilevel Converter (AC-MMC) for a Medium-Voltage Motor Drive“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.8 (Aug. 2016), S. 4707–4717. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2016.2547875.

- [23] Sixing Du u. a. *Modular Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications*. IEEE Press Series on Power Engineering 67. Piscataway, NJ : Hoboken, New Jersey: IEEE Press ; Wiley, 2018. 318 S. ISBN: 978-1-119-36630-0.
- [24] Andrey Dudin. „Analyse Und Minimierung Der Verluste Im Modularen Multilevelumrichter“. Diss. TU Ilmenau, 2018.
- [25] Andrey Dudin, Alex Fidelak und Jurgen Petzoldt. „Effect of the Loss-Minimizing Circulating Current on the Modular Multilevel Converter with IGBT Switches“. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). Karlsruhe: IEEE, Sep. 2016, S. 1–8. ISBN: 978-90-75815-24-5. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695253. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7695253/> (besucht am 06.08.2019).
- [26] Hans-Günter Eckel und Ingmar Kaiser. „Windenergieanlage mit einer Wechselrichtereinrichtung zum Erzeugen einer Wechselspannung sowie entsprechendes Verfahren“. Dt. Pat. 102019108409A1. Wobben Properties GmbH. 1. Okt. 2020. URL: <https://patents.google.com/patent/DE102019108409A1/en?inventor=Hans-G%C3%BCnter+Eckel&sort=new> (besucht am 03.03.2023).
- [27] Stefan Eisenhut. *Abschlussbericht Leistungsteil (5814\_PW\_L11-S0011)*. Ilmenau: isle GmbH, 15. Juni 2018, S. 7.
- [28] ELECTRONICON. *Capacitors for Power Electronics*. Gera, 2022. URL: [https://www.electronicon.com/fileadmin/inhalte/pdfs/downloadbereich/Katalog/neue\\_Kataloge\\_2011/200.003-020021\\_App-notes.pdf](https://www.electronicon.com/fileadmin/inhalte/pdfs/downloadbereich/Katalog/neue_Kataloge_2011/200.003-020021_App-notes.pdf) (besucht am 20.01.2020).
- [29] Emerson Network Power. *Capacitors Age and Capacitors Have an End of Life*. 2008. URL: <http://repeater-builder.com/tech-info/pdfs/replacing-capacitors-from-emerson-corp.pdf> (besucht am 09.01.2023).
- [30] Feyzullah Ertürk und Ahmet M. Hava. „A Detailed Power Loss Analysis of Modular Multilevel Converter“. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). März 2015, S. 1658–1665. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104570.
- [31] Xiongfeng Fang u. a. „An Improved Modular Multilevel Converter With DC Fault Blocking Capability Based on Half-Bridge Submodules and H-Bridge Circuit“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 35.6 (Dez. 2020), S. 2682–2691. ISSN: 1937-4208. DOI: 10.1109/TPWRD.2020.2971276.

- 
- [32] Rolf Fischer. *Elektrische Maschinen*. 13., aktualisierte Aufl. München Wien: Hanser, 2006. 415 S. ISBN: 978-3-446-40613-1.
- [33] Simon Fuchs, Min Jeong und Jürgen Biela. „Reducing the Energy Storage Requirements of Modular Multilevel Converters with Optimal Capacitor Voltage Trajectory Shaping“. In: *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe). Sep. 2020, P.1–P.11. DOI: 10.23919/EPE20ECCEEurope43536.2020.9215757.
- [34] Feng Gao u. a. „Control of Parallel-Connected Modular Multilevel Converters“. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*. 2013 IEEE ECCE Asia Downunder. Juni 2013, S. 449–455. DOI: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579135. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6579135> (besucht am 26. 11. 2023).
- [35] Amer M. Y. M. Ghias u. a. „On Improving Phase-Shifted PWM for Flying Capacitor Multilevel Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.8 (Aug. 2016), S. 5384–5388. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2521803.
- [36] Sidney Gierschner u. a. „Quasi-Two-Level Operation of a Five-Level Flying-Capacitor Converter“. In: *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*. 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). Sep. 2019, P.1–P.9. DOI: 10.23919/EPE.2019.8915445.
- [37] I. A. Gowaid u. a. „Analysis and Design of a Modular Multilevel Converter With Trapezoidal Modulation for Medium and High Voltage DC-DC Transformers“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.10 (Okt. 2015), S. 5439–5457. ISSN: 0885-8993, 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2377719.
- [38] I. A. Gowaid u. a. „Quasi Two-Level Operation of Modular Multilevel Converter for Use in a High-Power DC Transformer With DC Fault Isolation Capability“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.1 (Jan. 2015), S. 108–123. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2306453.
- [39] Peter B. Green. *Benefits of Multilevel Topologies in Powerefficient Energy Storage Systems (ESS)*. Apr. 2020, S. 14.
- [40] Raphael Hartwig, Alexander Hensler und Thomas Ellinger. *Transient Behavior of an 800 kHz Nine Level Single-Phase Flying Capacitor GaN Multilevel Inverter*. 2021, S. 8.

- [41] Raphael Hartwig, Alexander Hensler und Thomas Ellinger. „Volume and Efficiency Optimization of an Industrial Flying Capacitor GaN Multilevel Inverter“. In: *PCIM Europe Digital Days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. PCIM Europe Digital Days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Juli 2020, S. 1–5.
- [42] Viktor Hofmann und Mark-M. Bakran. „Four-Level MMC Cell Type with DC Fault Blocking Capability for HVDC“. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Mai 2017, S. 1–9.
- [43] Viktor Hofmann und Patrick Hofstetter. „Design and Modulation Optimization of an MMC Based Braking Chopper“. In: *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*. 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe). Sep. 2022, S. 1–11. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9907728> (besucht am 25. 11. 2023).
- [44] Patrick Hofstetter, Viktor Hofmann und Dennis Karwatzki. „A Detailed View on the Trapezoidal Operation for MMC Type Braking Chopper in Medium Voltage Application“. In: *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*. 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe). Sep. 2022, S. 1–8. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9907427> (besucht am 25. 11. 2023).
- [45] K. Ilves u. a. „Steady-State Analysis of Interaction Between Harmonic Components of Arm and Line Quantities of Modular Multilevel Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.1 (Jan. 2012), S. 57–68. ISSN: 0885-8993, 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2159809. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5887423/> (besucht am 06. 08. 2019).
- [46] Kalle Ilves u. a. „Capacitor Voltage Ripple Shaping in Modular Multilevel Converters Allowing for Operating Region Extension“. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IECON 2011 - 37th Annual

- Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Nov. 2011, S. 4403–4408. DOI: 10.1109/IECON.2011.6120033.
- [47] Kalle Ilves u. a. „On Energy Storage Requirements in Modular Multilevel Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.1 (Jan. 2014), S. 77–88. ISSN: 0885-8993, 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2254129. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6484986/> (besucht am 06.08.2019).
- [48] Infineon. *Exploit the Unlimited Potential of Wind Energy - Trends and Solutions*. März 2020, S. 23.
- [49] Infineon. *IPB044N15N5 OptiMOS 5 Power-Transistor, 150 V*. Apr. 2016. URL: [http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB044N15N5-DS-v02\\_00-EN.pdf?fileId=5546d462576f347501576ffd3e582757](http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB044N15N5-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462576f347501576ffd3e582757) (besucht am 29.06.2017).
- [50] Infineon. *Technische Informationen FF450R17IE4*. 5. Nov. 2013. URL: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF450R17IE4-DS-v03\\_01-EN.pdf?fileId=db3a30431ff98815012023af4c1b5a9f](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF450R17IE4-DS-v03_01-EN.pdf?fileId=db3a30431ff98815012023af4c1b5a9f) (besucht am 07.02.2023).
- [51] Infineon Technologies AG. *Infineon IPB90R340C3 CoolMos Power Transistor*. 16. Apr. 2012. URL: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB90R340C3-DS-v02\\_00-en.pdf?fileId=db3a304336c52a950136c5c59ef500ad](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB90R340C3-DS-v02_00-en.pdf?fileId=db3a304336c52a950136c5c59ef500ad) (besucht am 04.08.2022).
- [52] D. Janyavula und S. N. Saxena. „Different Control Techniques for Two Parallel Multilevel Inverters Connected to Grid“. In: *Proceedings of the International Conference and Workshop on Emerging Trends in Technology* (26. Feb. 2010), S. 958–962. DOI: 10.1145/1741906.1742128. URL: <https://dl.acm.org/doi/10.1145/1741906.1742128> (besucht am 26.11.2023).
- [53] Felix Jenni und Dieter Wüest. *Steuerverfahren Für Selbstgeführte Stromrichter*. Zürich: Vdf-Hochschulverl. an der ETH Zürich [u.a.], 1995. 367 S. ISBN: 978-3-7281-2141-7 978-3-519-06176-2.
- [54] Ingmar Kaiser und Hans-Günter Eckel. „Comparison of Different Low Voltage Multilevel Converter Topologies for Distributed Power Generation“. In: *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe). Sep. 2020, S. 1–9. DOI: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215798.

- [55] Ingmar Kaiser und Hans-Gunter Eckel. „Investigation of Submodule Capacitor Voltage Fluctuation of a Modular Multilevel Converter Under Unbalanced Grid Conditions“. In: *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*. 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). Sep. 2018, P.1–P.9.
- [56] Matthias Kasper, Dominik Bortis und Johann W. Kolar. „Scaling and Balancing of Multi-Cell Converters“. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA). Mai 2014, S. 2079–2086. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869875.
- [57] KEMET. *Aluminum Electrolytic Capacitor Life Expectancy Calculator*. 24. Nov. 2022. URL: <https://elc.kemet.com/> (besucht am 24.11.2022).
- [58] Johannes Kolb. *Optimale Betriebsführung des modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*. Karlsruhe: KIT Scientific Publ, 2014. 310 S. ISBN: 978-3-7315-0183-1.
- [59] Georgios Konstantinou u. a. „Control of Circulating Currents in Modular Multilevel Converters Through Redundant Voltage Levels“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.11 (Nov. 2016), S. 7761–7769. ISSN: 0885-8993, 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2512842. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7366744/> (besucht am 06.08.2019).
- [60] Georgios Konstantinou u. a. *The Seven-Level Flying Capacitor Based ANPC Converter for Grid Intergration of Utility-Scale PV Systems*. 2012, S. 6.
- [61] Arthur J. Korn, Manfred Winkelkemper und Peter Steimer. „Low Output Frequency Operation of the Modular Multi-Level Converter“. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Sep. 2010, S. 3993–3997. DOI: 10.1109/ECCE.2010.5617802.
- [62] Samir Kouro u. a. „Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.8 (Aug. 2010), S. 2553–2580. ISSN: 0278-0046, 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2010.2049719.
- [63] Jakub Kucka. „Quasi-Two-Level PWM Operation of Modular Multilevel Converters : Implementation, Analysis, and Application to Medium-Voltage Drives“. doctoral-Thesis. Hannover : Institutionelles Repositorium der Leibniz Universität Hannover,

2019. DOI: <http://dx.doi.org/10.15488/4827>. URL: <https://www.repo.uni-hannover.de/handle/123456789/4870> (besucht am 03.12.2019).
- [64] Jakub Kucka und Axel Mertens. „Control for Quasi Two-Level PWM Operation of Modular Multilevel Converter“. In: *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Juni 2016, S. 448–453. DOI: 10.1109/ISIE.2016.7744931.
- [65] Jakub Kucka und Axel Mertens. „Improved Current Control of a Quasi-Two-Level PWM-Operated Modular Multilevel Converter“. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Sep. 2018, S. 2948–2955. DOI: 10.1109/ECCE.2018.8558008.
- [66] Yutian Lei u. a. „A 2-kW Single-Phase Seven-Level Flying Capacitor Multilevel Inverter With an Active Energy Buffer“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.11 (Nov. 2017), S. 8570–8581. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2650140.
- [67] Binbin Li u. a. „A Hybrid Modular Multilevel Converter for Medium-Voltage Variable-Speed Motor Drives“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.6 (Juni 2017), S. 4619–4630. ISSN: 0885-8993, 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2598286. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7533481/> (besucht am 15.08.2022).
- [68] Jianguo Li u. a. „Loss Calculation Method and Loss Characteristic Analysis of MMC Based VSC-HVDC System“. In: *2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Mai 2013, S. 1–6. DOI: 10.1109/ISIE.2013.6563615.
- [69] Limin Yang u. a. „Efficiency Optimization of MMC Adopting Harmonic Circulating Current Injection“. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy: IEEE, Okt. 2016, S. 2557–2562. ISBN: 978-1-5090-3474-1. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793277. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7793277/> (besucht am 06.08.2019).
- [70] Weixing Lin u. a. „Full-Bridge MMC Converter Optimal Design to HVDC Operational Requirements“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 31.3 (Juni 2016), S. 1342–1350. ISSN: 1937-4208. DOI: 10.1109/TPWRD.2015.2475130.

- [71] Josef Lutz. *Halbleiter-Leistungselemente*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 978-3-642-29795-3 978-3-642-29796-0. DOI: 10.1007/978-3-642-29796-0. URL: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-642-29796-0> (besucht am 12.10.2020).
- [72] Jose Maneiro u. a. „Energy Diverting Converter Topologies for HVDC Transmission Systems“. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Sep. 2013, S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2013.6631734. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6631734> (besucht am 25.11.2023).
- [73] Mario Marchesoni und Luis Vaccaro. „Study of the MMC Circulating Current for Optimal Operation Mode in HVDC Applications“. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). Geneva: IEEE, Sep. 2015, S. 1–10. ISBN: 978-90-75815-22-1. DOI: 10.1109/EPE.2015.7311781. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7311781/> (besucht am 06.08.2019).
- [74] Rainer Marquardt. „Modular Multilevel Converters: State of the Art and Future Progress“. In: *IEEE Power Electronics Magazine* 5.4 (Dez. 2018), S. 24–31. ISSN: 2329-9207, 2329-9215. DOI: 10.1109/MPEL.2018.2873496.
- [75] Rainer Marquardt. „Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern“. Dt. Pat. 10103031A1. Individual. 25. Juli 2002. URL: <https://patents.google.com/patent/DE10103031A1/de> (besucht am 14.02.2023).
- [76] Rainer Marquardt, Anton Lesnicar und Jürgen Hildinger. *Modulares Stromrichter-konzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen*. 2002.
- [77] Ebin Cherian Mathew, Mahendra B. Ghat und Anshuman Shukla. „A Generalized Cross-Connected Submodule Structure for Hybrid Multilevel Converters“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 52.4 (Juli 2016), S. 3159–3170. ISSN: 1939-9367. DOI: 10.1109/TIA.2016.2535117.
- [78] Jacob Maxa und Mathias Nowottnick. „Accelerated Ageing Test and Lifetime Prediction of MOSFETs“. In: *2021 23rd European Microelectronics and Packaging Conference Exhibition (EMPC)*. 2021 23rd European Microelectronics and Packaging Conference Exhibition (EMPC). Sep. 2021, S. 1–10. DOI: 10.23919/EMPC53418.2021.9584958.

- [79] Jacob Maxa und Mathias Nowottnick. „Lebensdaueranalyse Und -Vorhersage von Leistungs-MOSFETs“. In: *Elektronische Baugruppen Und Leiterplatten (EBL) 2022*. Fellbach, 2022.
- [80] Stefan Mersche, Daniel Bernet und Marc Hiller. „Quasi-Two-Level Flying-Capacitor-Converter for Medium Voltage Grid Applications“. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Sep. 2019, S. 3666–3673. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8913201.
- [81] Stefan Mersche u. a. „Analysis of Balancing Algorithms for Quasi- Two/Three-Level Single Phase Operation of a Flying Capacitor Converter“. In: *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*. 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe). Sep. 2022, S. 1–10.
- [82] Stefan Mersche u. a. „Medium Voltage Power Electronic Building Block for Quasi-two-level Operation of a Flying Capacitor Converter“. In: *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*. 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe). Sep. 2021, P.1–P.10. DOI: 10.23919/EPE21ECCEurope50061.2021.9570590.
- [83] Axel Mertens und Jakub Kucka. „Quasi Two-Level PWM Operation of an MMC Phase Leg With Reduced Module Capacitance“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.10 (Okt. 2016), S. 6765–6769. ISSN: 0885-8993, 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2537372. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7452662/> (besucht am 06.08.2019).
- [84] T.A. Meynard und H. Foch. „Multi-Level Choppers for High Voltage Applications“. In: *EPE Journal* 2.1 (Jan. 1992), S. 45–50. ISSN: 0939-8368, 2376-9319. DOI: 10.1080/09398368.1992.11463285.
- [85] T.A. Meynard u. a. „Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49.5 (Okt. 2002), S. 955–964. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2002.803174.
- [86] Thierry Meynard und Henri Foch. „Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique“. Frz. Pat. 2679715A1. Centre National de la Recherche Scientifique CNRS. 29. Jan. 1993. URL: <https://patents.google.com/patent/FR2679715A1/en?q=FR2679715A1> (besucht am 14.02.2023).

- [87] Stefan Milovanovic und Drazen Dujic. „Comprehensive Analysis and Design of a Quasi Two-Level Converter Leg“. In: *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications* 4.3 (Sep. 2019), S. 181–196. ISSN: 2475-742X. DOI: 10.24295/CPSSSTPEA.2019.00018.
- [88] Tomas Modeer u. a. „Design of a GaN-based, 9-Level Flying Capacitor Multilevel Inverter with Low Inductance Layout“. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). März 2017, S. 2582–2589. DOI: 10.1109/APEC.2017.7931062.
- [89] Alireza Nami u. a. „Five Level Cross Connected Cell for Cascaded Converters“. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Sep. 2013, S. 1–9. DOI: 10.1109/EPE.2013.6631941.
- [90] Bernd R. Oswald. „Symmetrische Komponenten Und Raumzeiger“. In: *Berechnung von Drehstromnetzen*. Springer, 1. Jan. 2013. ISBN: 978-3-8348-2620-6. DOI: 10.1007/978-3-8348-2621-3\_1. URL: [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2621-3\\_1](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2621-3_1).
- [91] Amir Parastar, Ali Gandomkar und Jul-Ki Seok. „High-Efficiency Multilevel Flying-Capacitor DC/DC Converter for Distributed Renewable Energy Systems“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.12 (Dez. 2015), S. 7620–7630. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2015.2459057.
- [92] Sam G. Parler. „Deriving Life Multipliers for Electrolytic Capacitors“. In: *IEEE Power Electronics Society Newsletter*. Feb. 2004. URL: <https://www.cde.com/resources/technical-papers/multipliers.pdf> (besucht am 09.01.2023).
- [93] Marcelo A. Perez und Steffen Bernet. „Capacitor Voltage Ripple Minimization in Modular Multilevel Converters“. In: *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Seville: IEEE, März 2015, S. 3022–3027. ISBN: 978-1-4799-7800-7. DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125544. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7125544/> (besucht am 06.08.2019).
- [94] R. Picas u. a. „Optimal Injection of Harmonics in Circulating Currents of Modular Multilevel Converters for Capacitor Voltage Ripple Minimization“. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*. 2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia 2013).

- Melbourne, Australia: IEEE, Juni 2013, S. 318–324. ISBN: 978-1-4799-0482-2 978-1-4799-0483-9. DOI: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579115. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6579115/> (besucht am 06.08.2019).
- [95] Wilfried Plafmann und Detlef Schulz, Hrsg. *Handbuch Elektrotechnik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013. ISBN: 978-3-8348-1021-2 978-3-8348-2071-6. DOI: 10.1007/978-3-8348-2071-6. URL: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-8348-2071-6> (besucht am 03.05.2022).
- [96] S.R. Pulikanti, G.S. Konstantinou und V.G. Agelidis. „Generalisation of Flying Capacitor-Based Active-Neutralpoint- Clamped Multilevel Converter Using Voltage-Level Modulation“. In: *IET Power Electronics* 5.4 (Apr. 2012), S. 456–466. ISSN: 1755-4535. DOI: 10.1049/iet-pe1.2010.0373.
- [97] Javaid Qazi und Masahai Ikeda. „Failure Analysis of Capacitors and Inductors“. In: *Microelectronics Failure Analysis*. Hrsg. von Tejinder Gandhi. 7. Aufl. ASM International, 2019, S. 587–602. ISBN: 978-1-62708-247-1. DOI: 10.31399/asm.tb.mfadr7.t91110587. URL: <https://www.kemet.com/en/us/technical-resources/failure-analysis-of-capacitors-and-inductors.html> (besucht am 24.11.2022).
- [98] Jiangchao Qin u. a. „Hybrid Design of Modular Multilevel Converters for HVDC Systems Based on Various Submodule Circuits“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 30.1 (Feb. 2015), S. 385–394. ISSN: 1937-4208. DOI: 10.1109/TPWRD.2014.2351794.
- [99] Andy Ritter. „Capacitor Reliability Issues and Needs“. 2011.
- [100] J. Rodriguez u. a. „Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications“. In: *Proceedings of the IEEE* 97.11 (Nov. 2009), S. 1786–1817. ISSN: 0018-9219, 1558-2256. DOI: 10.1109/JPROC.2009.2030235. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5290111/> (besucht am 06.08.2019).
- [101] Steffen Rohner. „Untersuchung des Modularen Mehrpunktstromrichters M2C für Mittelspannungsanwendungen“. Diss. TU Dresden, 2011.
- [102] Maryam Saedifard, Peter Mantovanelli Barbosa und Peter K. Steimer. „Operation and Control of a Hybrid Seven-Level Converter“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.2 (Feb. 2012), S. 652–660. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2158114.

- [103] Beond M. Saleh u. a. „A New Capacitor Voltage Balancing Method for Trapezoidal Operation of Modular Multilevel DC-DC Converters“. In: *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*. 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). Genova, Italy: IEEE, Sep. 2019, P.1–P.9. ISBN: 978-90-75815-31-3. DOI: 10.23919/EPE.2019.8915177. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8915177/> (besucht am 20.09.2021).
- [104] Silvia Schoening, Peter K. Steimer und Johann W. Kolar. „Braking Chopper Solutions for Modular Multilevel Converters“. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. Aug. 2011, S. 1–10. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6020192> (besucht am 25.11.2023).
- [105] André Schön. *Gleichspannungswandler für die Hochspannungsgleichstromübertragung*. Elektrotechnik. München: Verlag Dr. Hut, 2015. 240 S. ISBN: 978-3-8439-2358-3.
- [106] Mario Schweizer und Thiago B. Soeiro. „Heatsink-Less Quasi 3-Level Flying Capacitor Inverter Based on Low Voltage SMD MOSFETs“. In: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe). Sep. 2017, P1–P.10. DOI: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8098916.
- [107] Moritz Sebastian Spichartz. „Multivariable Control of MMC-fed Induction Machine Drives“. Diss. Ruhr-Universität Bochum, 2015.
- [108] R. Stala. „Natural Capacitor Voltage Balance in Multilevel Flying Capacitor Converters. A Review of Research Achievements“. In: *Power Electronics and Drives* Vol. 1 (36), No. 2 (2016). ISSN: 2451-0262. DOI: 10.5277/PED160201. URL: <http://yadda.icm.edu.pl/yadda/element/bwmeta1.element.baztech-09eaa64d-8547-4b13-9906-fcf92d8a5d6e> (besucht am 21.08.2020).
- [109] STS. *Produkt Datenblatt MDR050U21*. 30. Mai 2018.
- [110] TDK. *AlCap Useful Life Calculation Tool*. 24. Nov. 2022. URL: <https://captools.tdk-electronics.tdk.com/alcap/Select.php?region=eu> (besucht am 24.11.2022).

- 
- [111] TDK. *Aluminum Electrolytic Capacitors - General Technical Information*. Dez. 2016.
- [112] TDK. *Aluminum Electrolytic Capacitors - Snap-in Capacitors B43547*. Dez. 2019. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B43547.pdf>? (besucht am 24.11.2022).
- [113] TDK. *Film Capacitors - General Technical Information*. Juni 2018, S. 41.
- [114] TDK. *Film Capacitors - Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP) - B32714H ... B32718H*. Aug. 2022. URL: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp\\_mfp/data\\_sheet/20/20/ds/mkp\\_b32714h\\_718h.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp_mfp/data_sheet/20/20/ds/mkp_b32714h_718h.pdf) (besucht am 15.12.2022).
- [115] TDK. *Film Capacitors - Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP) - B32774 ... B32778*. Dez. 2021. URL: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp\\_mfp/data\\_sheet/20/20/db/fc\\_2009/mkp\\_b32774\\_778.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp_mfp/data_sheet/20/20/db/fc_2009/mkp_b32774_778.pdf) (besucht am 15.12.2022).
- [116] TDK. *Film Capacitors - Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP) - B32774M ... B32778M*. Dez. 2021. URL: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp\\_mfp/data\\_sheet/20/20/ds/mkp\\_b32774m\\_778m.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp_mfp/data_sheet/20/20/ds/mkp_b32774m_778m.pdf) (besucht am 14.12.2022).
- [117] TDK. *Film Capacitors - Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP) - B32778*. Nov. 2020. URL: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp\\_mfp/data\\_sheet/20/20/ds/mkp\\_b32774xyz\\_778xyz.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp_mfp/data_sheet/20/20/ds/mkp_b32774xyz_778xyz.pdf) (besucht am 13.12.2022).
- [118] TDK. *Film Capacitors - Power Electronic Capacitors - PEC MKP DC - B25680\**. Apr. 2022. URL: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/power/data\\_sheet/20/50/ds/mkp\\_dc\\_b2568x.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/power/data_sheet/20/50/ds/mkp_dc_b2568x.pdf) (besucht am 13.12.2022).
- [119] TDK. *Film Capacitors for Industrial Applications*. 2012. URL: <https://en.tdk.eu/download/173546/fc030f0de8e3c68b1d9fe2719d353130/film-capacitors-for-industrial-applications-pp.pdf> (besucht am 20.01.2020).
- [120] Remus Teodorescu, Marco Liserre und Pedro Rodríguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems: Teodorescu/Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 14. Jan. 2011.

- ISBN: 978-0-470-66705-7 978-0-470-05751-3. DOI: 10.1002/9780470667057. URL: <http://doi.wiley.com/10.1002/9780470667057> (besucht am 21. 11. 2019).
- [121] Yumeng Tian u. a. „Assessment of Low-Loss Configurations for Efficiency Improvement in Hybrid Modular Multilevel Converters“. In: *IEEE Access* 9 (2021), S. 158155–158166. ISSN: 2169-3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3130588.
- [122] D. Townsend, G. Mirzaeva und G.C. Goodwin. „Capacitance Minimization in Modular Multilevel Converters: A Reliable and Computationally Efficient Algorithm to Identify Optimal Circulating Currents and Zero-Sequence Voltages“. In: *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). Dez. 2017, S. 98–104. DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289183.
- [123] VDE. *Technische Anschlussregeln Mittelspannung (E VDE-AR-N 4110)*. VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., 2017.
- [124] VISHAY. *Aluminum Capacitors Lifetime Calculator | Vishay*. Nov. 2022. URL: <https://www.vishay.com/en/capacitors/calc-alucaps-lifetime/> (besucht am 29. 11. 2022).
- [125] VISHAY. *Introduction, Basic Concepts, and Definitions: Aluminum Electrolytic Capacitors, Vishay BCcomponents*. 5. Jan. 2021. URL: <https://www.vishay.com/docs/28356/alucapsintrobcc.pdf> (besucht am 24. 11. 2022).
- [126] Huai Wang. „Capacitors in Power Electronics Applications – Reliability and Circuit Design“. In: IECON 2016. Florence, Italy, 24. Okt. 2016.
- [127] Kui Wang u. a. „Voltage Fluctuation Suppression Method of Floating Capacitors in a New Modular Multilevel Converter“. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Sep. 2011, S. 2072–2078. DOI: 10.1109/ECCE.2011.6064042.
- [128] Mian Wang u. a. „Application of Modular Multilevel Converter in Medium Voltage High Power Permanent Magnet Synchronous Generator Wind Energy Conversion Systems“. In: *IET Renewable Power Generation* 10.6 (2016), S. 824–833. ISSN: 1752-1424. DOI: 10.1049/iet-rpg.2015.0444. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-rpg.2015.0444> (besucht am 25. 11. 2023).

- 
- [129] Richardt H. Wilkinson, Thierry A. Meynard und Hendrik du Toit Mouton. „Natural Balance of Multicell Converters: The Two-Cell Case“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 21.6 (Nov. 2006), S. 1649–1657. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2006.882958.
- [130] Arendt Wintrich u. a. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Unter Mitarb. von SEMIKRON International GmbH. 2., überarbeitete Auflage. Ilmenau: ISLE Verlag, 2015. 452 S. ISBN: 978-3-938843-85-7.
- [131] Apurv Kumar Yadav u. a. „A Hybrid 7-Level Inverter Using Low-Voltage Devices and Operation With Single DC-Link“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.10 (Okt. 2019), S. 9844–9853. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2890371.
- [132] Rongfeng Yang u. a. „Asymmetric Mode Control of MMC to Suppress Capacitor Voltage Ripples in Low-Frequency, Low-Voltage Conditions“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.6 (Juni 2017), S. 4219–4230. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2600762.
- [133] Shaoyong Yang u. a. „An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47.3 (Mai 2011), S. 1441–1451. ISSN: 1939-9367. DOI: 10.1109/TIA.2011.2124436.
- [134] Ilan Yoscovich u. a. „Multi-Level Inverter with Flying Capacitor Topology“. US-Pat. 9318974B2. SolarEdge Technologies Ltd. 19. Apr. 2016. URL: <https://patents.google.com/patent/US9318974B2/en> (besucht am 17.01.2023).
- [135] Rong Zeng u. a. „Design and Operation of a Hybrid Modular Multilevel Converter“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.3 (März 2015), S. 1137–1146. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2320822.
- [136] Rong Zeng u. a. „Precharging and DC Fault Ride-Through of Hybrid MMC-Based HVDC Systems“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 30.3 (Juni 2015), S. 1298–1306. ISSN: 1937-4208. DOI: 10.1109/TPWRD.2014.2360042.



# Universität Rostock



Traditio et Innovatio

## Selbstständigkeitserklärung

Hiermit bestätige ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Die Stellen der Arbeit, die dem Wortlaut oder dem Sinn nach anderen Werken (dazu zählen auch Internetquellen) entnommen sind, wurden unter Angabe der Quelle kenntlich gemacht.

Ort, Datum

Unterschrift, M.Sc. Ingmar Kaiser