

Konzipierung, Optimierung und Realisierung eines hocheffizienten dreistufigen Niederspannungsstromrichters für MW-Windenergieanlagen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)
der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel
vorgelegt von

Dipl.-Wirtsch.-Ing. Berthold Benkendorff

Kiel
2017

Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die Dissertation zum Thema:

***Konzipierung, Optimierung und Realisierung eines hocheffizienten dreistufigen
Niederspannungsstromrichters für MW-Windenergieanlagen***

abgesehen von der Betreuung durch Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs selbständig und ohne Hilfe angefertigt habe und bisher weder ganz noch zum Teil an einer anderen Stelle im Rahmen eines Prüfungsverfahrens vorgelegt, veröffentlicht oder zur Veröffentlichung eingereicht habe. Weiterhin versichere ich hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit unter Einhaltung der Regeln guter wissenschaftlicher Praxis der deutschen Forschungsgemeinschaft angefertigt habe und alle von anderen Autoren wörtlich übernommenen Stellen wie auch die sich an die Gedankengänge anderer Autoren eng anlehenden Ausführungen meiner Arbeit besonders gekennzeichnet und die entsprechenden Quellen angegeben habe.

Kiel, den 14. Juli 2017

Berthold Benkendorff

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens

Datum der mündlichen Prüfung: 27.06.2017

Danksagung

Diese vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe unter der Leitung von Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs und am Lehrstuhl für Leistungselektronik unter der Leitung von Herrn Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel.

Mein Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs, der mir die Promotion auf dem Gebiet der Leistungselektronik ermöglicht hat. Ich möchte mich für die gute Betreuung und die angenehme Zusammenarbeit seit dem Beginn meiner wissenschaftlichen Tätigkeit am Lehrstuhl im Juli 2012 bedanken. Bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre, der die Nachfolge am Lehrstuhl angetreten und eine unkomplizierte Fortführung der Arbeit möglich gemacht hat. Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für die Übernahme des Koreferates und die hilfreichen Kommentare zur Arbeit.

Die Forschungsarbeit wurde mit Mitteln des Innovationscluster Leistungselektronik, der Fraunhofer Gesellschaft und dem Land Schleswig-Holstein gefördert. Besonderer Dank gilt dem Projektkoordinator Herrn Detlef Friedrich sowie Herrn Dr.-Ing. Frank Osterwald die an der Entstehung des Projektes maßgeblich beteiligt waren. Ebenso gilt der Dank den Projektpartnern Reese & Thies GmbH, Danfoss Silicon Power GmbH, Senvion GmbH, Fraunhofer Institut für Silizium Technologie und Fachhochschule Kiel für die kooperative und gute Zusammenarbeit und die zahlreichen Anregungen im Rahmen der Durchführung des gemeinsamen Projektes.

Ich bedanke mich bei Petra Bekendorf und Margit Marter für ihre administrative Unterstützung und bei Bernd Doneit für die Unterstützung im Labor des Lehrstuhls. Ein Dank gilt ebenfalls dem Werkstattleiter Matthias Burmeister und dem Werkstattmeister Berndt Neumann der Technischen Fakultät.

Weiterer Dank gilt selbstverständlich meinen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen für die hervorragende und immer angenehme Arbeitsatmosphäre und die vielen spannenden Diskussionen. Insbesondere danke ich Kristina Köster, Stephan Brüske und Marinus Petersen als längste Wegbegleiter seit Beginn meines Wirtschaftsingenieurstudiums im Oktober 2006 bis zur Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl.

Ein besonderer Dank gilt meinen Eltern Maik und Bernhard sowie meinem Bruder Gerald für die moralische Unterstützung und die Geduld, die sie mir während meiner Promotionszeit entgegengebracht haben.

Herzlich bedanken möchte ich mich vor allem bei meiner langjährigen Freundin Alexandra, die mich auf dem gesamten Weg meines Studiums und meiner Promotionszeit begleitet hat. Ihr seelischer Beistand und ihre moralische Unterstützung sowie die fachlichen Diskussionen haben maßgeblich dem Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Kurzfassung

In heutigen Windenergieanlagen werden je nach Leistungsklasse der Windenergieanlage zwei Umrichterkonzepte verfolgt. Bis zu einer Leistung der Windenergieanlage von 5 MW werden hauptsächlich zweistufige Niederspannungsumrichter in einer Back-to-Back-Anordnung eingesetzt. Für Windenergieanlagen mit einer Leistung von mehr als 5 MW wird meist nur ein Mittelspannungsumrichter mit einer dreistufigen Neutral-Point-Clamped-Back-to-Back-Umrichtertopologie eingesetzt.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung und Optimierung eines kompakten hocheffizienten dreistufigen Niederspannungsstromrichter mit hoher Ausgangsspannung für den Einsatz in Megawatt-Windenergieanlagen. Darüber hinaus wird speziell für das entwickelte dreistufige Phasenmodul des Stromrichters eine kompakte und niederinduktive dreistufige Treiberansteuerung entwickelt, die den sicheren Betrieb des Stromrichters auch bei hoher Leistung garantiert.

Die Anhebung der Phasenausgangsspannung für Niederspannungssysteme von typischerweise 690 V auf 950 V bietet eindeutige Vorteile, die in der Arbeit aufgezeigt werden. Durch den Einsatz der dreistufigen Neutral-Point-Clamped-Topologie ist es möglich, die geforderte erhöhte Ausgangsspannung von kleiner 1000 V zu realisieren und dabei die typischerweise schalt- und durchlassverlustarmen 1200 V-Leistungshalbleiter der Niederspannungsklasse zu verwenden, um so eine erforderliche Zwischenkreisspannung von 1500 V zur Verfügung stellen zu können. Bei gleicher Leistung beider Systeme ist es mit erhöhter Ausgangsspannung möglich, zum einen innerhalb der Niederspannungsklasse zu verbleiben und zum anderen den Querschnitt des Anschlusskabels deutlich zu minimieren.

Bei der Auslegung des Stromrichters mittels der Simulationssoftware MATLAB® hat sich herauskristallisiert, dass die Leistungshalbleiterchips des Phasenmoduls durch weitere Maßnahmen optimiert werden können, um die Performance des Systems zu verbessern. Durch die richtige Wahl der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik der schaltbaren Leistungshalbleiter lassen sich unterschiedliche Modulvarianten für den netz- und generatorseitigen Betrieb des Stromrichters konzipieren, die einen weiteren starken Einfluss auf die Systemperformance haben. In Kombination mit der Untersuchungsmethode des Bauleitungsvergleiches kann die Auslegung der Leistungshalbleiterchips weiter optimiert werden, um den Wirkungsgrad des Systems zu verbessern.

Die finale Inbetriebnahme des dreistufigen Neutral-Point-Clamped-Stromrichters erfolgt unter Anwendung der Leistungsvermessung bei zirkulierender Leistung. Das Verfahren wird dabei entsprechend auf das vorhandene Laborequipment und den Prüfstand adaptiert, so dass der entwickelte und im Labor aufgebaute dreistufige Neutral-Point-Clamped-Niederspannungsstromrichter bei einer Ausgangsleistung von mehr als 800 kW in Betrieb genommen wird. Für den dreistufigen NPC-Stromrichter konnte bei einer Zwischenkreisspannung von 1200 V und einem Phasenstrom von 600 A für den generatorseitigen Betrieb ein Wirkungsgrad von $\approx 98,5\%$ erzielt werden. Für den netzseitigen Betrieb konnte ein Wirkungsgrad von $\approx 98,7\%$ nachgewiesen werden.

Englische Kurzfassung (Abstract)

In today's wind turbines two converter concepts are typically used depending on the power class of the wind power plant. Up to a wind turbine power rating of 5 MW typically two-level low-voltage converters are used in a Back-to-Back-operation. For wind turbines with a power rating of more than 5 MW usually only one medium-voltage converter with a three-level Neutral-Point-Clamped Back-to-Back-topology will be used.

The objective of this work is the design, the optimization and the realization of a highly efficient three-phase low-voltage inverter with a high output voltage for the use in megawatt wind turbines. In a compact design, a low-inductive and highly efficient inverter is built up. In addition, for the specific developed phase module a compact and low-inductive three-level driver is developed, to guarantee a safe operation of the inverter, even at high power.

The increase of the phase output voltage for low-voltage systems of typically 690 V up to 950 V offers clear advantages. With the use of the three-level Neutral-Point-Clamped-topology it is still possible, to increase the AC output voltage up to 1000 V and using at the same time low-voltage low-loss power semiconductors with 1200 V and provide a required DC-link voltage of 1500 V. At the same output power level for both systems with higher output voltage, it is still possible to remain inside the low-voltage class and also to reduce the cross section of the connection cable.

During designing the inverter by means of the simulation software MATLAB®, it has been shown that the power semiconductor chips of a phase module could be optimized by further methods. With the right choice of the $U_{CE,sat}$ - E_{off} -trade-off-characteristics of the switchable power semiconductors different module variants can be developed, which have a strong influence on the performance of the system. In combination with the semiconductor power rating method the design of the power semiconductor chips can be further optimized, to reduce the switching and conduction losses and thus to improve the efficiency of the system.

The final commissioning and evaluation of the three-level Neutral-Point-Clamped-inverter is carried out by using the circulating power measurement method. The method is applied according to the laboratory's equipment and the test rig. So the developed and in the laboratory built up three-level low-voltage Neutral-Point-Clamped-inverter has been put into operation with an output-power of more than 800 kW. For the three-level Neutral-Point-Clamped-inverter at a DC link voltage of 1200 V and a phase current of 600 A an efficiency of $\approx 98,5\%$ for the generator-side operation of the inverter could be achieved. For the grid-side operation of the inverter an efficiency of $\approx 98,7\%$ was demonstrated.

Inhaltsverzeichnis

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen	III
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Stand der Technik und Ziel der Arbeit	2
1.3 Gliederung der Arbeit	3
2 Grundkonzept einer Windenergieanlage	5
2.1 Aufbau einer Windenergieanlage	5
2.2 Elektrischer Antriebsstrang	7
2.3 Erzeugte Leistung und Energieausbeute der Windenergieanlage	12
2.4 Anhebung des Ausgangsspannungsniveaus	15
2.5 Realisierung eines erhöhten Ausgangsspannungsniveaus	22
2.6 Zusammenfassung	29
3 Baukomponenten eines Stromrichters	30
3.1 Einführung in das Bauelement Leistungshalbleiter	30
3.2 Dioden	32
3.3 IGBTs	33
3.3.1 Schematischer Aufbau und Funktion eines IGBTs	34
3.3.2 Vorstellung von IGBT-Konzepten	36
3.4 Optimierung der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik des IGBTs	42
3.5 IGBT-Module	44
3.6 Zwischenkreiskapazität	47
3.7 Zusammenfassung	51
4 Stromrichtertopologien für den Einsatz in Windenergieanlagen	52
4.1 Klassifizierung von Windumrichtern	52
4.2 Vorstellung des zweistufigen Stromrichters	56
4.2.1 Funktion und Aufbau des zweistufigen Stromrichters	56
4.2.2 Durchlassverluste des zweistufigen Stromrichters	57
4.2.3 Schaltverluste des zweistufigen Stromrichters	58
4.2.4 Ansteuerung/Modulation des zweistufigen Stromrichters	58
4.3 Vorstellung des dreistufigen NPC-Stromrichters	60
4.3.1 Funktion und Aufbau des dreistufigen NPC-Stromrichters	61
4.3.2 Durchlassverluste des dreistufigen NPC-Stromrichters	64
4.3.3 Schaltverluste des dreistufigen NPC-Stromrichters	65
4.3.4 Ansteuerung/Modulation des dreistufigen NPC-Stromrichters	65
4.4 Vorstellung des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters	67
4.4.1 Basiskonzept des dreistufigen NPC-Stromrichters	67
4.4.2 Realisierung des dreistufigen NPC-Stromrichters	69
4.4.3 Realisierung des NPC-Treiberboards	73
4.5 Zusammenfassung	78
5 Verlustoptimierung des NPC-Stromrichters	79
5.1 Simulationsverfahren zum Vergleich des NPC-Stromrichtermoduls	79

5.2	Anwendung der $U_{CE,sat}-E_{off}$ -Trade-off-Charakteristik	81
5.3	Auswahl spezieller Trade-off-Modulvarianten für die Untersuchung	85
5.4	Ergebnisse der simulativen Untersuchung von Modulen mit unterschiedlichen $U_{CE,sat}-E_{off}$ -Trade-Off-Charakteristiken	88
5.5	Vorstellung des Konzeptes des Bauleistungsvergleichs	110
5.6	Anwendung des Bauleistungsvergleichs	115
5.7	Ergebnisse des Bauleistungsvergleiches von Modulen mit unterschiedlichen $U_{CE,sat}-E_{off}$ -Trade-Off-Charakteristiken	117
5.8	Zusammenfassung und Vergleich der Trade-Off-Ergebnisse	126
6	Leistungsvermessung des dreistufigen Stromrichters	129
6.1	Konzepte der Leistungsvermessung	129
6.2	Leistungsvermessung bei Betrieb mit zirkulierender Leistung	132
6.3	Testsetup und Adaption der Leistungsvermessung	134
6.4	Simulative Ergebnisse der Leistungsvermessung	142
6.5	Experimentelle Ergebnisse der Leistungsvermessung	146
6.6	Messunsicherheiten	153
6.7	Vergleich von simulativer und experimenteller Leistungsvermessung	156
6.8	Fazit der zirkulierenden Leistungsvermessung	158
7	Zusammenfassung, Schlussfolgerung und Ausblick	160
7.1	Zusammenfassung	160
7.2	Schlussfolgerung	161
7.3	Ausblick	162
8	Literaturverzeichnis	164
9	Anhang	177
9.1	Leistungshalbleiter für die zweistufigen und dreistufigen Stromrichtervarianten bei erhöhter Phasenausgangsspannung	177
9.2	Fotos des Laboraufbaus	178
9.3	Foto des Stromrichters	179
9.4	$U_{CE,sat}-E_{off}$ -Trade-Off-Kurven des Fraunhofer IGBT-Chips	179
9.5	Interpolierte Leistungshalbleiterdaten	180
9.6	Bauleistung	182
9.7	Simulierte Ergebnisse des zweistufigen Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State mit zweistufiger SPWM	187
9.8	Zirkulierende Leistungsvermessung	189
9.9	Leistungsaufteilung bei zirkulierender Leistungsvermessung von unterschiedlichen Stromrichtern mit Hilfe der Simulation	190
9.10	Simulierte Ergebnisse des NPC-Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State mit dreistufiger SPWM	192
9.11	Experimentelle Ergebnisse des zweistufigen Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung	194
9.12	Relative Messabweichungen der zirkulierenden Leistungsvermessung	196
	Eigene Veröffentlichungen	198
	Lebenslauf	199

Allgemeine Schreibweisen

Allgemeine Variablendarstellung

$u(t), u$	Zeitlicher Augenblickswert
U	Effektivwert
\bar{u}	Durchschnittswert
\hat{U}	Scheitelwert, Spitzenwert

Hochgestellte Indizes

*	Sollgröße
---	-----------

Tiefgestellte Indizes

2L	Zweistufigen Stromrichter bezogene Größe
3L	Dreistufigen Stromrichter bezogene Größe
AC	Wechselspannung bezogene Größe
Bau	Bauleistung bezogene Größe
cond	Durchlassverluste bezogene Größe
D	Diode bezogene Größe
DC	Zwischenkreis bezogene Größe
LHL	Leistungshalbleiter bezogene Größe
NP	Neutralpunktpotential bezogene Größe
SPWM	Sinus-Dreieck-Modulation bezogene Größe
SR	Stromrichter bezogene Größe
sw	Schaltverluste bezogene Größe
V	IGBT bezogene Größe
Verl.	Verluste bezogene Größe
x	Phase bezogene Größe ($x \in \{u, v, w\}$)
ZK	Zwischenkreis bezogene Größe

Verwendete Variablen

C	Spezifische Kapazität des Kühlmediums
C_1	obere Kapazität des Zwischenkreises
C_2	untere Kapazität des Zwischenkreises
$C_{Al-Elko}$	Kapazität eines Al-Elektrolyt-Kondensators
C_{CE}	Kollektor-Emitter-Kapazität

C_{CG}	Millerkapazität
C_{DC}	Zwischenkreiskapazität
C_{Folko}	Kapazität eines Folien-Kondensators
C_{GE}	Gate-Emitter-Kapazität
$\cos \varphi$	Phasenverschiebungsfaktor
D_{xy}	Bezeichnung der Dioden ($x \in \{u,v,w\}, y \in \{1,2,3,4,5,6\}$)
E_{off}	Ausschaltverluste des IGBTs
E_{on}	Einschaltverluste des IGBTs
$E_{on,IGBT}$	Anteil der IGBT-abhängigen Einschaltverluste des IGBTs
E_{rec}	Ausschaltverluste der Diode
$E(x)$	Feldstärke
f_{el}	Elektrische Frequenz des generatorseitigen SR
f_N	Netzfrequenz
f_{sw}	Effektive Schaltfrequenz
$f_{Weibull}$	Weibull-Wahrscheinlichkeitsverteilung
Γ	Gammafunktion
I	Strom
I_{Bem}	Bemessungsstrom des LHL
$I_{Bem,virt}$	Bemessungsstrom des virtuellen LHL
I_C, i_C	Kollektorstrom
$I_{C,nom}$	Kollektordauergleichstrom
i_{DC}	Zwischenkreisstrom
$I_{DC-Quelle}$	Strom der Gleichspannungsquelle
$I_{D,ref}$	Referenzdiodenstrom
I_F, i_F	Strom durch die Diode
i_G	Gatestrom
$I_{G,peak}$	Peak-Gate-Strom
i_{NP}	Neutralpunktstrom
I_{RRM}	Maximale Rückstromspitze
$I_{Treiber}$	Treiberversorgungsstrom
$I_{V,ref}$	IGBT-Referenzstrom
I_x, i_x	Phasenstrom ($x \in \{u,v,w\}$)
I_{x2L}	Phasenstrom des zweistufigen Stromrichters
I_{x3L}	Phasenstrom des dreistufigen Stromrichters
$I_{Z,max}$	Maximale Stromtragfähigkeit bei Freiluftverlegung
I_{ZK}	Strom der Zwischenkreissymmetrierung
$I_{ZK,Symm+}$	Strom der oberen Zwischenkreissymmetrierung
$I_{ZK,Symm-}$	Strom der unteren Zwischenkreissymmetrierung
k	Formparameter der Weibullverteilung
K	Kosten
K_{Bau}	Relative Bauleistungskosten
$\bar{K}_{Bau,LHL}$	Leistungshalbleiterbauleistungskosten
$K_{Bau,SR}$	Bauleistungsstromrichterkosten

$K_{\text{Bau,SR,gen}}$	Generatorseitige Bauleistungsstromrichterkosten
$K_{\text{Bau,SR,netz}}$	Netzseitige Bauleistungsstromrichterkosten
K_{LHL}	Kosten des Leistungshalbleitermoduls
KKF	Kostenkorrekturfaktor
L_{σ}	Streuinduktivität
LVF	Leistungsverhältnisfaktor
m	Modulationsgrad
m_{min}	Minimaler Modulationsgrad
m_{Kabel}	Gewicht des Kabelstrangs
n_{D}	Anzahl der Dioden
n_{LHL}	Anzahl der Leistungshalbleiter (IGBTs und Dioden)
$n_{\text{paralleleLeiter}}$	Anzahl der parallel geführten Leiter im Kabelstrang
n_{V}	Anzahl der IGBTs
$P_{\text{AC,2L}}$	AC-Leistung des zweistufigen Stromrichters
$P_{\text{AC,3L}}$	AC-Leistung des dreistufigen Stromrichters
P_{Ausgang}	Ausgangsleistung
P_{Bau}	Bauleistung
$P_{\text{Bau,D}}$	Bauleistung der Diode
$P_{\text{Bau,LHL}}$	Leistungshalbleiterbauleistung
$P_{\text{Bau,SR}}$	Stromrichterbauleistung
$P_{\text{Bau,V}}$	Bauleistung des IGBTs
$P_{\text{Bau,virt,SR}}$	Virtuelle Stromrichterbauleistung
P_{cond}	Gesamtdurchlassverluste
$P_{\text{cond,D}}$	Durchlassverluste der Diode
$P_{\text{cond,D,SPWM}}$	Durchlassverluste der Diode bei Sinus-Dreieck-Modulation
$P_{\text{cond,SPWM}}$	Gesamtdurchlassverluste bei Sinus-Dreieck-Modulation
$P_{\text{cond,V}}$	Durchlassverluste des IGBTs
$P_{\text{cond,V,SPWM}}$	Durchlassverluste des IGBTs bei Sinus-Dreieck-Modulation
$P_{\text{DC,2L}}$	DC-Leistung des zweistufigen Stromrichters
$P_{\text{DC,3L}}$	DC-Leistung des dreistufigen Stromrichters
$P_{\text{DC-Quelle}}$	Zugeführte Leistung der Gleichspannungsquelle
P_{Eingang}	Eingangsleistung
$P_{\text{el,WEA}}$	Elektrische Leistung der Windenergieanlage
P_{N}	Nennwirkleistung
P_{sw}	Gesamtschaltverluste
$P_{\text{sw,D}}$	Schaltverluste der Diode
$P_{\text{sw,V}}$	Schaltverluste des IGBTs
$P_{\text{Treiber,gesamt}}$	Gesamttriebenerleistung
$P_{\text{Treiber,selbst}}$	Eigenverbrauch des Treibers
$P_{\text{Verl.,2L}}$	Verluste des zweistufigen Stromrichters
$P_{\text{Verl.,2L\&3L}}$	Gesamtverluste des zweistufigen und dreistufigen Stromrichters
$P_{\text{Verl.,2L-HB}}$	Gesamtverluste der zweistufigen Halbbrücke
$P_{\text{Verl.,3L}}$	Verluste des dreistufigen Stromrichters

$P_{\text{Verl.,D}}$	Verluste der Diode
$P_{\text{Verl.,Ind}}$	Verluste der Lastinduktivität
$P_{\text{Verl.,Kabel}}$	Verluste im Kabelstrang
$P_{\text{Verl.,NPC-HB}}$	Gesamtverluste der NPC-Halbbrücke
$P_{\text{Verl.,SR}}$	Gesamtverluste des Stromrichters
$P_{\text{Verl.,SR,gen}}$	Gesamtverluste des generatorseitigen Stromrichters
$P_{\text{Verl.,SR,netz}}$	Gesamtverluste des netzseitigen Stromrichters
$P_{\text{Verl.,System}}$	Gesamtverluste des Systems
$P_{\text{Verl.,V}}$	Verluste des IGBTs
$P_{\text{Verl.,ZK,Symm}}$	Gesamtverluste der Zwischenkreissymmetrierung
P_{ZK}	Leistung im Zwischenkreis
$P_{\text{ZK,Symm+}}$	Verluste der oberen Zwischenkreissymmetrierung
$P_{\text{ZK,Symm-}}$	Verluste der unteren Zwischenkreissymmetrierung
P_{Zirk}	Zirkulierende Leistung
Q	Durchflussrate
Q_f	Ladung während der Fallzeit einer Diode
Q_G	Gateladung
Q_{tr}	Sperrverzögerungsladung einer Diode
Q_s	Speicherladung einer Diode
r_{CE}	Linearisierter differentieller Widerstand eines IGBTs
r_{F}	Linearisierter differentieller Widerstand einer Diode
R_{D}	Driftwiderstand
$R_{\text{G,ext}}$	Externer Gate-Vorwiderstand
$R_{\text{G,int}}$	Interner Gate-Vorwiderstand
$R_{\text{G,off}}$	Externer Gate-Ausschalt-Vorwiderstand
$R_{\text{G,on}}$	Externer Gate-Einschalt-Vorwiderstand
R_{L}	Leitungswiderstand
$R_{\text{th,case}}$	Thermischer Widerstand des Gehäuses
$R_{\text{th,heat}}$	Thermischer Widerstand des Kühlkörpers
$R_{\text{th,junc,D}}$	Thermischer Widerstand der Diode
$R_{\text{th,junc,V}}$	Thermischer Widerstand des IGBTs
R_{W}	Lateraler Widerstand der p-Wanne
$R_{\text{ZK,Symm+}}$	Oberer Lastwiderstand der Zwischenkreissymmetrierung
$R_{\text{ZK,Symm-}}$	Unterer Lastwiderstand der Zwischenkreissymmetrierung
S_{N}	Nennscheinleistung
$S_{2\text{L}}$	Scheinleistung des zweistufigen Stromrichters
$S_{3\text{L}}$	Scheinleistung des dreistufigen Stromrichters
T	Zeitraum
T_{amb}	Umgebungstemperatur
T_{case}	Gehäusetemperatur
T_{diff}	Temperaturdifferenz zwischen Eingangs- und Ausgangstemperatur
T_{heat}	Kühlkörpertemperatur
T_{junc}	Junction-Temperatur

$T_{\text{junc,D}}$	Junction-Temperatur der Diode
$T_{\text{junc,max}}$	Maximale Junction-Temperatur
$T_{\text{junc,V}}$	Junction-Temperatur des IGBTs
$T_{\text{junc,Ziel}}$	Ziel-Junction-Temperatur
t_{max}	Maximale Zeit
t_{s}	Schaltzeit
T_{sw}	Pulsbreite
U	Spannung
$U_{\text{Al-Elko,max}}$	Maximale Spannungsfestigkeit eines Al-Elektrolyt-Kondensators
U_{C1}	Spannung über der oberen Zwischenkreiskapazität
U_{C2}	Spannung über der unteren Zwischenkreiskapazität
u_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{\text{CE,0}}$	Schleusenspannung eines IGBTs
$U_{\text{CE,sat}}$	Sättigungsspannung
U_{CES}	Kollektor-Emitter-Sperrspannung
U_{D}	Sperrspannung der Diode
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
$U_{\text{DC-Quelle}}$	Spannung der Gleichspannungsquelle
$U_{\text{D,ref}}$	Referenzdiodenspannung
$U_{\text{F,0}}$	Schleusenspannung einer Diode
$U_{\text{Folko,max}}$	Maximale Spannungsfestigkeit eines Folien-Kondensators
$U_{\text{G,aus}}$	Gate-Ausschaltspannung
$U_{\text{G,ein}}$	Gate-Einschaltspannung
$u_{\text{GE}}, U_{\text{GE}}$	Gate-Emitter-Spannung
$U_{\text{GE,th}}$	Gate-Emitter-Schwellspannung
U_{LL}	verkettete Ausgangsspannung
$U_{\text{LL,2L}}$	verkettete Ausgangsspannung des zweistufigen Stromrichters
$U_{\text{LL,3L}}$	verkettete Ausgangsspannung des dreistufigen Stromrichters
U_{N}	Nennspannung
U_{Treiber}	Treiberversorgungsspannung
U_{V}	Sperrspannung des IGBTs
$U_{\text{V,ref}}$	IGBT-Referenzspannung
$U_{\text{xNP}}, u_{\text{xNP}}$	Ausgangsspannung bezogen auf das Neutralpunktpotential
U_{ZK}	Spannung der Zwischenkreissymmetrierung
$U_{\text{ZK,Symm+}}$	Spannung der oberen Zwischenkreissymmetrierung
$U_{\text{ZK,Symm-}}$	Spannung der unteren Zwischenkreissymmetrierung
$V_{\text{Al-Elko,ZK}}$	Volumen eines ZK aus Al-Elektrolyt-Kondensatoren
v_{aus}	Abschaltwindgeschwindigkeit
v_{ein}	Einschaltwindgeschwindigkeit
$V_{\text{Folko,ZK}}$	Volumen eines ZK aus Folien-Kondensatoren
v_{nenn}	Nennwindgeschwindigkeit
$v_{\text{Wind,avg}}$	Mittlere Windgeschwindigkeit
$v_{\text{Wind,mom}}$	Momentan verfügbare Windgeschwindigkeit

$v_{\text{Wind,mom,oG}}$	Obergrenze der momentan verfügbaren Windgeschwindigkeit
$v_{\text{Wind,mom,uG}}$	Untergrenze der momentan verfügbaren Windgeschwindigkeit
V_{xy}	Bezeichnung der IGBTs ($x \in \{u,v,w\}, y \in \{1,2,3,4,5,6\}$)
x	Bezeichnung der Ausgangsphasen des Stromrichters ($x \in \{u,v,w\}$)
$\Delta E_{\text{on,D}}$	Anteil der Dioden-abhängigen Einschaltverluste des IGBTs
$\Delta I_{\text{DC-Quelle}}$	Abw. des gem. Stromes der Gleichspannungsquelle
ΔI_{x2L}	Abw. des gem. Phasenstromes des zweistufigen SR
ΔI_{x3L}	Abw. des gem. Phasenstromes des dreistufigen SR
ΔI_{ZK}	Abw. des gem. Stromes der ZK-Symmetrierung
$\Delta I_{\text{ZK,Symm+}}$	Abw. des gem. Stromes der oberen ZK-Symmetrierung
$\Delta I_{\text{ZK,Symm-}}$	Abw. des gem. Stromes der unteren ZK-Symmetrierung
$\Delta U_{\text{DC-Quelle}}$	Abw. der gem. Spannung der Gleichspannungsquelle
$\Delta U_{\text{LL,2L}}$	Abw. der gem. verketteten Ausgangsspannung des zweistufigen SR
$\Delta U_{\text{LL,3L}}$	Abw. der gem. verketteten Ausgangsspannung des dreistufigen SR
ΔU_{ZK}	Abw. der gem. Spannung der ZK-Symmetrierung
$\Delta U_{\text{ZK,Symm+}}$	Abw. der gem. Spannung der oberen ZK-Symmetrierung
$\Delta U_{\text{ZK,Symm-}}$	Abw. der gem. Spannung der unteren ZK-Symmetrierung
$\Delta P_{\text{AC,2L}}$	Abw. der ber. AC-Leistung des zweistufigen SR
$\Delta P_{\text{AC,3L}}$	Abw. der ber. AC-Leistung des dreistufigen SR
$\Delta P_{\text{DC-Quelle}}$	Abw. der ber. zugeführte Leistung der Gleichspannungsquelle
$\Delta P_{\text{Verl.,2L}}$	Abw. der ber. Verluste des zweistufigen SR
$\Delta P_{\text{Verl.,2L\&3L}}$	Abw. der ber. Gesamtverluste des zweistufigen und dreistufigen SR
$\Delta P_{\text{Verl.,3L}}$	Abw. der ber. Verluste des dreistufigen SR
$\Delta P_{\text{Verl.,Ind}}$	Abw. der ber. Verluste der Lastinduktivität
ΔP_{ZK}	Abw. der ber. Leistung im Zwischenkreis
$\Delta P_{\text{ZK,Symm+}}$	Abw. der ber. Verluste der oberen ZK-Symmetrierung
$\Delta P_{\text{ZK,Symm-}}$	Abw. der ber. Verluste der unteren ZK-Symmetrierung
Δy_{max}	Absoluter maximaler Fehler
$\Delta \eta_{2L}$	Abw. des ber. Wirkungsgrades des zweistufigen SR
$\Delta \eta_{3L}$	Abw. des ber. Wirkungsgrades des dreistufigen SR
$\varepsilon_{\text{Ausgang}}$	Relative Messabweichung der Ausgangsleistungsmessung
$\varepsilon_{\text{Eingang}}$	Relative Messabweichung der Eingangsleistungsmessung
$\varepsilon_{\text{Verl.,System}}$	Relative Messabweichung des Systems
η	Wirkungsgrad des Systems
η_{2L}	Wirkungsgrad des zweistufigen Stromrichters
η_{3L}	Wirkungsgrad des dreistufigen Stromrichters
η_{SR}	Wirkungsgrad des Stromrichters
φ	Phasenverschiebungswinkel
ρ	Dichte des Kühlmediums

Abkürzungen

2L	zweistufig
3L	dreistufig
AC	Wechselspannung (engl.: alternating current)
Al	Aluminium
ASG	Asynchrongenerator mit Käfigläufer
B	Breite
B2B	Back-to-Back
BOT	Unterer Leistungshalbleiter des zweistufigen Stromrichters
BR	Mehrpuls-Diodenbrücken
C	Kollektor
CHB	Kaskadierte H-Brücke
CSI	Stromzwischenkreisstromrichter
Cu	Kupfer
DC	Gleichspannung (engl.: direct current)
DCB	Direct-Copper-Bonded
DGASG	Doppelt gespeister Asynchrongenerator
DUT	Testobjekt (engl. Device-Under-Test)
E	Emitter
Elko	Aluminium-Elektrolyt-Kondensator
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESR	Equivalent-Series-Resistance
FC	Flying-Capacitor
Folko	Folien-Kondensator
FPGA	Field Programmable Gate Array
G	Gate
H	Höhe
HE	Hilfsemitter
HV	Hochvolt (engl.: high-voltage)
IC	Integrated Circuit
IEGT	Injection-Enhanced-Gated-Transistor
IGBT	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor
IGCT	Integrated-Gate-Commutated-Thyristor
L	Länge
LHL	Leistungshalbleiter
LV	Niedervolt (engl.: low-voltage)
M2C	Modular Multi-Level-Converter
MB	Messbereich
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MW	Messwert
NP	Neutralpunktpotential
NPC	Neutral-Point-Clamped

NPT	Non-Punch-Through
NTC	Negative Temperature Coefficient
PT	Punch-Through
PWM	Pulsweitenmodulation (engl.: Pulse Width Modulation)
RZ	Raumzeiger
SG	Synchrongenerator
SiC	Siliziumcarbid
SiO ₂	Siliziumdioxid
SPT	Soft-Punch-Through
SPWM	Kontinuierliche Sinus-Dreieck-Modulation
SOA	Safe Operation Area
SR	Stromrichter
THD	Total Harmonic Distortion
THY	Thyristor
TOP	Oberer Leistungshalbleiter des zweistufigen Stromrichters
VSI	Spannungsgesteuerter Stromrichter
WEA	Windenergieanlage
ZK	Zwischenkreis
μC	Mikrocontroller

1 Einleitung

1.1 Motivation

Bereits bei den frühen Hochkulturen hat sich abgezeichnet, dass die Nutzung der Windenergie klare Vorteile bietet. Damals wurden mit Hilfe der Windkraft die umliegenden Felder bewässert. Mit Beginn des 12. Jahrhunderts entstand in Europa ein Windmühlentyp, der den heutigen Windenergieanlagen sehr ähnlich sah [1]. Genutzt wurde die frühe Form der Windenergieanlage nicht zur Erzeugung von elektrischer Energie, sondern zum Mahlen von Korn und somit zur Herstellung von Mehl sowie der Förderung von Wasser. Bereits zu diesem Zeitpunkt wurde erkannt, welche Kraft in der Windenergie steckt [2].

Mit der Verknappung der fossilen Energie, wie Braun- und Steinkohle sowie Erdgas, und dem gewünschten Ausstieg aus der Erzeugung von elektrischer Energie aus atomaren Ressourcen, ist die Suche nach neuen Energieträgern stark vorangetrieben worden. Vier erneuerbare Energieträger spielen bei der Erzeugung von elektrischer Energie eine immer wichtiger werdende Rolle: Wasserkraft, Photovoltaik, Biomasse und Windkraft. Der heutige Strommix in Deutschland beinhaltet bereits im Jahr 2014 einen Anteil von 26 % aus erneuerbaren Energien und stieg im Jahr 2015 auf einen Anteil von 30 % erzeugte Energie aus erneuerbaren Energiequellen. Bei einer Gesamtstromerzeugung von 647 Mrd. kWh entspricht dieses einer Bruttostromerzeugung von 194 Mrd. kWh aus den erneuerbaren Energien.

Die Windenergie spielt dabei eine entscheidende Rolle und hat einen weiter steigenden Anteil an der deutschen Stromerzeugung aus erneuerbaren Energien. Im Jahr 2014 war der Anteil der Windenergie bei knapp über 9 %. Bereits im Jahr 2015 wurde dieses Rekordjahr übertroffen. Laut dem aktuellen Bundesverband der Deutschen Energie- und Wasserwirtschaft stieg im Jahr 2015 der Anteil der Windkraft auf über 13 % an der Gesamtstromerzeugung [3]. Nach einer aktuellen Studie aus dem Jahr 2015, durchgeführt von der Deutschen WindGuard, dem Bundesverband WindEnergie und der VDMA Power Systems, gehören zu den drei führenden Bundesländern bei der Installation von Windenergieanlagen Niedersachsen (Platz eins), Schleswig-Holstein (Platz zwei) und Brandenburg (Platz drei). Erkennbar ist, dass auch der Süden der Bundesrepublik Deutschland weiter am Ausbau der Windenergieanlagen arbeitet und so ein leicht positives Ergebnis über die letzten drei Jahre erzielen konnte [4].

Aktuell ist aufgrund des Atomausstieges in Deutschland geplant, die Stromerzeugung aus erneuerbaren Energien bis zum Jahr 2020 auf mindestens 35 % zu steigern. Umgesetzt werden soll dieses mit Hilfe von drei Strategien: Die erste Strategie beinhaltet die Ausnutzung neuer windreicher Standorte an Land. Als zweiter wichtiger Schritt soll der Anschluss und der Ausbau der Offshore-Windenergieanlagen weiter vorangetrieben werden. Ein dritter Fokus liegt auf der Modernisierung alter und kleiner Windenergieanlagen. Bei dem sogenannten Repowering werden die Altanlagen geschickt durch moderne, leistungsstarke und hocheffiziente Anlagen ersetzt. Langfristig kann so die Gesamtertragsleistung bei sinkender Windenergieanlagenanzahl gesteigert werden [5].

Die Anforderungen an das Repowering sowie die immer stärker greifenden Netzanschlussbedingungen und die geforderte höhere Effizienz der Systeme bei möglichst geringem Wartungsaufwand fordern die Entwicklung von neuen Umrichterkonzepten für Windenergieanlagen.

1.2 Stand der Technik und Ziel der Arbeit

Der Entwicklungsprozess moderner kommerzieller Windenergieanlagen schreitet immer weiter voran, sodass bereits im Jahr 2015 Anlagen mit einer Leistung von bis zu 10 MW, einem Rotordurchmesser von mehr als 145 m und einer Gesamthöhe von mehr als 180 m zur Verfügung standen. Setzt sich diese Entwicklung fort, kann man erwarten, dass bereits 2020 Anlagen mit einer Leistung von bis zu 20 MW und einem Rotordurchmesser von 200 m verfügbar sein werden [6].

In heutigen Windenergieanlagen werden zwei Generator-Umrichterkonzepte verfolgt: das Windenergieanlagensystem mit Getriebe in Kombination mit einem doppelt gespeisten Generator und einer Teilleistungsumrichtereinheit oder einem getriebelosen Asynchron- bzw. Synchrongenerator und einer Volleistungsumrichtereinheit [7, 8]. Bis zu einer Anlagenleistung von ca. 3 MW werden hierfür hauptsächlich zweistufige Niederspannungsumrichter in einer Back-to-Back-Anordnung eingesetzt [9]. Bei größeren Windenergieanlagen wird entweder ein Umrichter mit größerer Leistung eingesetzt oder die Gesamtleistung wird mit Hilfe von mehreren kleinen, parallel geschalteten Umrichtern realisiert [10, 11]. Bei Industrieanwendungen im Mittelspannungsbereich [12, 13] hat sich bereits die dreistufige Neutral-Point-Clamped-Umrichtertopologie bewährt. Dieses System wird ebenfalls im Mittelspannungsbereich für Windenergieanlagen mit bis zu 5 MW Leistung eingesetzt [14].

Typischerweise werden heutzutage zweistufige Back-to-Back-Umrichter unterschiedlicher Leistungsklassen eingesetzt. Die Leistungshalbleitermodule haben dabei eine typische Sperrspannung von 1200 V bei einer verketteten Ausgangsspannung von 400 V und eine Sperrspannung von 1700 V bei einer verketteten Ausgangsspannung von 600 V – 690 V [15]. Die Stromtragfähigkeit der Leistungsmodule kann dabei je nach Leistungsklasse des Umrichters zwischen wenigen und mehreren Tausend Ampere variieren. Große passive Filter, bestehend aus Induktivitäten und Kapazitäten, glätten die Ausgangsspannung zur Einhaltung der geforderten Netzanschlussbedingungen.

Nach [10, 16] werden für Volleistungsumrichter auf Mittelspannungsebene Leistungshalbleiter mit hoher Sperrspannungsklasse in Höhe von 3,3 kV, 4,5 kV und mehr eingesetzt. Die hierbei am häufigsten verwendeten aktiven Leistungshalbleiter sind je nach Leistungsklasse des Stromrichters Hochspannungs-IGBTs, IGCTs, IGBT-Presspacks und SiC-Leistungshalbleiter [9].

Ein möglicher Lösungsansatz zur Steigerung der Effizienz eines Umrichtersystems ist es, die verkettete Ausgangsspannung des Systems von 690 V auf knapp unter 1000 V anzuheben. Durch diese einfache Methode ist es bei gleicher Ausgangsleistung wie bisher möglich,

den Phasenausgangsstrom proportional zu senken und gleichzeitig innerhalb der Niederspannungsklasse zu verbleiben. Vereint man diese höhere verkettete Ausgangsspannung zusätzlich mit modernen Niederspannungsmodulen der 1200 V-Sperrspannungsklasse in einer dreistufigen Stromrichtertopologie, so kann man die Vorteile der geringen Verlustenergien ausnutzen. Zusätzlich werden durch die dreistufige Topologie drei Ausgangsspannungsstufen erzeugt, wodurch die Glättung durch das passive Filter kleiner dimensioniert werden kann, um so ein effizientes und zuverlässiges System zu erhalten.

Ziel dieser Arbeit ist es, einen hocheffizienten und kompakten Leistungsstromrichter mit möglichst hoher Spannung im Bereich der Niederspannung und mit einer dreiphasigen Gesamtleistung von ca. 1 MW zu entwickeln. Dabei gehören zu den wichtigsten Aspekten der Neuentwicklung: hohe Kompaktheit bei geringem Gewicht, Minimierung der Wartungskosten, Erhöhung der Leistungsdichte und Verbesserung der Effizienz sowie Integration in bestehende Systeme und Erfüllung der Netz- und Systemanforderungen.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Vorteile des Einsatzes dieser dreistufigen Neutral-Point-Clamped-Topologie vorgestellt und im Anschluss erfolgt die Konzipierung, Optimierung und Realisierung eines hocheffizienten dreistufigen Niederspannungsstromrichters für MW-Windenergieanlagen.

1.3 Gliederung der Arbeit

Beginnend mit Kapitel 2 wird zunächst das Grundkonzept einer Windenergieanlage bestehend aus dem mechanischen und dem elektrischen Aufbau vorgestellt. Zusätzlich wird auf die Leistungs- und Energieausbeute einer Windenergieanlage eingegangen. Die Erhöhung des Ausgangsspannungsniveaus und eine mögliche Realisierung werden im Anschluss betrachtet.

In Kapitel 3 folgt die Vorstellung der wichtigsten Leistungshalbleiter sowie des internen Aufbaus eines schaltbaren Leistungshalbleiters. Darüber hinaus werden die Grundlagen des $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Verhaltens erläutert sowie das im entwickelten Stromrichter verwendete Leistungshalbleitermodul beschrieben. Zum Abschluss dieses Kapitels wird die Zwischenkreisauslegung des Systems gezeigt.

Die Klassifizierung von Umrichtern für Windenergieanlagen sowie die zwei- und dreistufige Stromrichtertopologie werden in Kapitel 4 vorgestellt. Zusätzlich werden die Funktion, der Aufbau, die Verlustverteilung und die Möglichkeit einer Ansteuerung der zwei Stromrichtertopologien beschrieben. Im Anschluss werden das Basiskonzept, der entwickelte dreistufige Stromrichter sowie das Treiberboard ausführlich dargelegt.

In Kapitel 5 werden acht verschiedene Modulvarianten des NPC-Leistungsmoduls des dreistufigen NPC-Stromrichters mit Hilfe der Simulationssoftware MATLAB® und der Erweiterungstoolbox PLECS® bezüglich der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik der schaltbaren

Leistungshalbleiter untersucht. Darauf folgend wird das Konzept der Bauleistungsuntersuchung eingeführt und die acht unterschiedlichen Modulvarianten mit Hilfe dieses Konzeptes analysiert.

Mit Kapitel 6 werden verschiedene Verfahren zur Leistungsvermessung von Stromrichtern vorgestellt. Das Verfahren mit zirkulierender Leistung wird ausgewählt und entsprechend auf den vorhandenen Prüfstand, die vorhandenen Betriebsmittel und die Systemeigenschaften angepasst. Im Anschluss erfolgen eine simulative Untersuchung des Stromrichters mit Hilfe der Leistungsvermessung mit zirkulierender Leistung sowie die Inbetriebnahme und eine Wirkungsgradmessung des Stromrichters bei nahezu voller Systemleistung.

Abschließend werden mit Kapitel 7 die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst. Es wird ein Fazit gezogen und es werden weitere angrenzende Forschungsgebiete aufgezeigt.

2 Grundkonzept einer Windenergieanlage

Mit der steigenden Anzahl an installierten Windenergieanlagen und der ständigen Weiterentwicklung der Technik von Windenergieanlagen verändern sich auch die Leistungsklassen und Größen der aufgestellten Anlagen. Von 1999 bis 2012 wurden weltweit insgesamt 283 GW Leistung aus Windenergie installiert [9]. Allein im Jahr 2012 betrug der jährliche Zubau an installierter Leistung 45 GW. Hieraus ist die rasante exponentielle Entwicklung erkennbar. Es wird geschätzt, dass bereits 2020 ca. 760 GW Leistung installiert sein werden [9]. Daher ist es erforderlich Windenergieanlagen bezüglich ihrer technischen Eigenschaften weiterzuentwickeln. Zum besseren Verständnis werden in diesem Kapitel der mechanische Antriebsstrang, der elektrische Antriebsstrang sowie die erzeugte Leistung und Energieausbeute einer Windenergieanlage näher beschrieben. Darüber hinaus wird die Anhebung des Ausgangsspannungsniveaus der Windenergieanlage diskutiert. Abschließend werden erste Möglichkeiten zur Realisierung eines erhöhten Ausgangsspannungsniveaus vorgestellt.

2.1 Aufbau einer Windenergieanlage

Mit der aufgezeigten Leistungserhöhung der Windenergieanlagen und der zunehmenden Anzahl an Windenergieanlagen steigt deren Bedeutung als Energielieferant signifikant an. Im Jahr 1990 war die maximale Anlagenleistung bei ca. 500 kW mit einem Rotordurchmesser von ca. 50 m. Die technische Weiterentwicklung der Anlagen hat dazu geführt, dass die maximale Anlagenleistung im Jahr 2011 bereits 7 – 8 MW betrug und die Windenergieanlage im Maximum einen Rotordurchmesser von ca. 164 m hatte. Aus der bisherigen Entwicklung lässt sich ableiten, dass die zukünftige Anlagenleistung bereits 2020 bei mehr als 10 MW für Offshore-Anwendungen liegen wird und der Rotordurchmesser auf ca. 190 m ansteigen wird [10, 17]. Heutzutage liegt die durchschnittliche Anlagenleistung im Bereich Onshore bei 2 – 3 MW, Offshore sogar bei 4 – 6 MW [9].

Um eine solche Onshore-Windenergieanlage vor dem Umfallen und dem Einsinken zu hindern, wird ein Fundament entsprechend der Größe der Windenergieanlage aus Beton und Stahl hergestellt, siehe Abbildung 2.1. Bei weichen Untergründen werden zusätzlich lange Pfähle in den Boden eingelassen. Anschließend kann auf diesem Fundament der Turm der Windenergieanlage platziert werden, wodurch der sichere Stand der Anlage und die Aufnahme der Querkräfte garantiert ist [18]. Für Offshore-Windenergieanlagen werden je nach Gewicht der Anlage, der Wassertiefe und der Beschaffenheit des Meeresbodens unterschiedliche Verankerungen gewählt. Neben im Meeresboden fest verankerten Stahlkonstruktionen sind auch schwimmende Strukturen möglich [19].

Der kostenintensive Turm ist ein Hauptbestandteil der Anlage. Die Höhe des Turms ist abhängig von der Gesamtnennleistung der Anlage und dem Standort. Bei Windenergieanlagen, die im Binnenland aufgestellt sind, ist die Turmhöhe im Allgemeinen größer, da mit steigender Höhe die bodennahen Luftturbulenzen abnehmen und die Windgeschwindigkeit in größeren Höhen gleichmäßiger ist. Bei küstennahen Windenergieanlagen ist bereits in niedrige-

ren Höhen ein homogenes Windfeld zu erwarten, da hier weniger Luftturbulenzen auftreten, weshalb dort kleinere Türme eingesetzt werden können [1]. Die eigentliche Turmkonstruktion besteht entweder aus einem abgespannten Mast, einem Stahlgitterturm, einem Stahlrohrturm, einem durchgehenden Stahlbetonturm oder der Kombination aus Stahl und Stahlbeton. In Abhängigkeit von der Nennleistung der Anlage, der Nabenhöhe und der Windklasse wird die Konstruktionsart des Turmes ausgewählt [20].

Der Rotor der Windenergieanlage, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, überträgt die aus dem Wind entnommene rotatorische Energie und führt diese dem Generator zu. Moderne Anlagen haben heutzutage typischerweise drei Rotorblätter, die aus glasfaserverstärktem Kunststoff bestehen und auf der Rotornabe montiert werden. Bei Anlagen älterer Generation erfolgt die Leistungsbegrenzung mittels Strömungsabriss durch den Stall-Effekt. Bei modernen Windenergieanlagen wird hingegen auf die optimale Leistung mittels Blattwinkelverstellung der Rotorblätter geregelt; dies wird als Pitch-Regelung bezeichnet [19]. Die maximale Rotor-

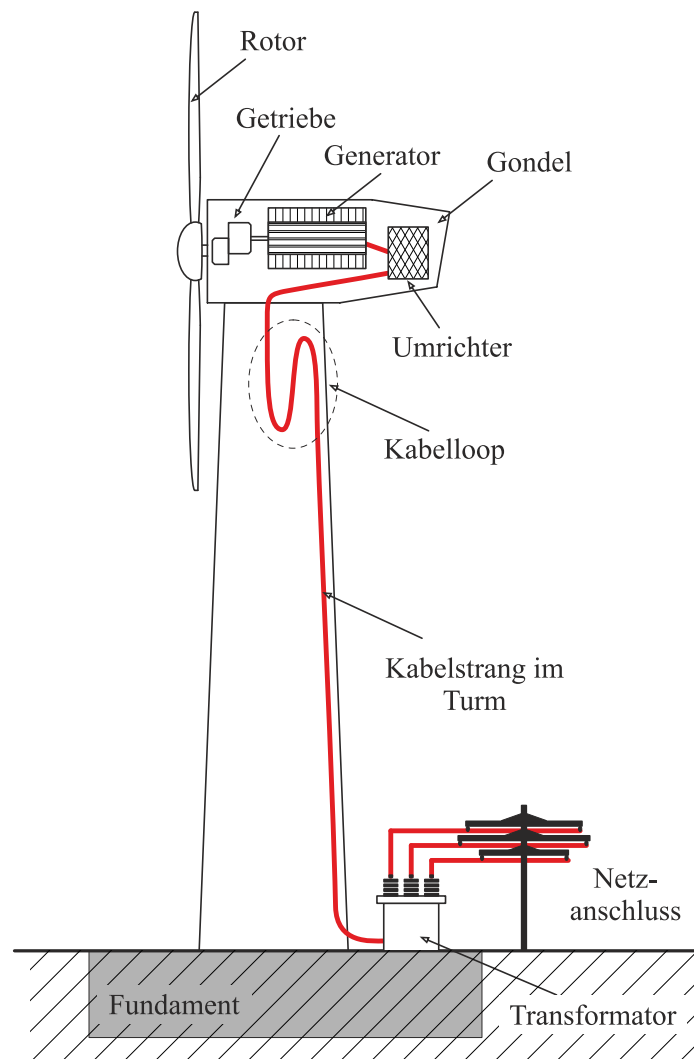


Abb. 2.1: Schematische Darstellung des mechanischen Aufbaus einer Windenergieanlage bestehend aus Gondel, Turm und Fundament sowie den elektrischen Komponenten des Antriebsstranges und der vereinfachten Darstellung des Kabelloop und des Kabelstrangs im Turm zwischen Umrichter und Transformator

blattlänge moderner Windkraftanlagen liegt laut dem Stand 2013 bei ca. 65 m im Onshore- und ca. 85 m im Offshorebereich [18].

Auf dem Turm der Anlage ist das Maschinenhaus montiert, das als Gondel bezeichnet wird (Abbildung 2.1). Die Gondel lässt sich elektrisch oder hydraulisch mittels Ansteuerung auf einem Drehkranz entsprechend der Windrichtung nachführen. Dadurch wird eine optimale Windausbeute erzielt oder die Anlage kann bei zu hoher Windgeschwindigkeit aus dem Wind gedreht werden. In der Gondel befindet sich der Antriebsstrang der Anlage sowie weitere wichtige Versorgungssysteme, wie die Steuerung, die Hydraulik und die Kühlung des Umrichters und des Generators. Der Antriebsstrang der Windenergieanlage besteht typischerweise aus dem Rotor, der Lagerung des Rotors, je nach Anlagentyp aus Getriebe mit Generator oder nur einem direktgekoppelten Generator, der Bremse, der Kupplung sowie dem Umrichter [1].

Der Transformator befindet sich entweder im Fuß des Turms in der Anlage oder in einem externen Gehäuse nahe der Anlage, wie in Abbildung 2.1 dargestellt. Folglich bestimmen die Länge der Anschlussleitungen vom Umrichter in der Gondel bis zum Mittelspannungstransformator und das Ausgangsspannungsniveau die Verluste im Kabelstrang der Windenergieanlage. Daher ist die verkettete Ausgangsspannung des Generators bzw. des netzseitigen Umrichters ein wichtiger Parameter für die Optimierung der Windenergieanlage.

Abschließend ist in Abbildung 2.1 die Anbindung einer Windenergieanlage an das öffentliche Netz verdeutlicht.

2.2 Elektrischer Antriebsstrang

Betrachtet man heutige Windenergieanlagen, so kann ihre theoretische Grundlage immer noch auf die ursprüngliche Art und Weise der Windenergienutzung zurückgeführt werden. Das grundlegende Prinzip ist nahezu unverändert, jedoch hat sich die Variante mit horizontaler Achse und dreiflügeligem Rotor durchgesetzt. Nach [1, 21] wird grundsätzlich zwischen vier Anlagenkonzepten unterschieden:

- dem Dänischen Konzept,
- dem Konzept mit Asynchrongenerator und einer Schlupfregelung,
- dem Konzept mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator sowie
- dem Konzept mit Synchrongenerator.

Mit der Bezeichnung Dänisches Konzept wurde bereits in den fünfziger Jahren das erste Windenergieanlagenkonzept etabliert. Im Jahr 1956 wurde in der Nähe von Gedser an der süddänischen Küste die erste Windenergieanlage mit einer Nennleistung von 200 kW aufgebaut [19]. Der Aufbau dieses Anlagentyps besteht aus einem Rotor, der ein Getriebe antreibt, das wiederum direkt an einen Asynchrongenerator gekoppelt ist. Die Besonderheit dieses Anlagentyps ist, dass der Generator direkt an das Netz angeschlossen wird. Die

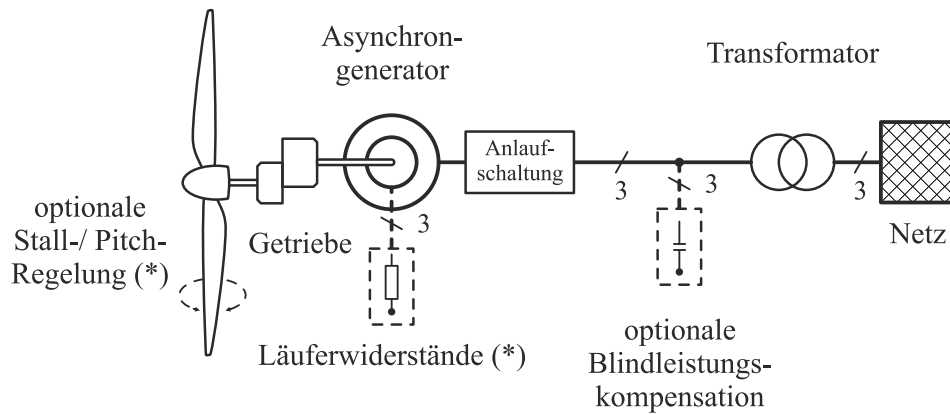


Abb. 2.2: Schematische Darstellung nach [9, 21] des Dänischen Konzeptes einer drehzahlfesten Windenergieanlage mit direkt netzgekoppeltem Generator sowie Darstellung des Konzeptes mit Asynchrongenerator und einer Schlupfregelung durch zusätzliche zu- und abschaltbare Läuferwiderstände mittels Schleifringläufer (*) und optionaler Rotorblattverstellung (*) zur Reduktion der Belastung des Triebstranges bei böigen Windverhältnissen

schematische Darstellung des Dänischen Konzeptes ist in Abbildung 2.2 gezeigt. Ein großer Nachteil dieses ersten Anlagentyps ist, dass eine maximale Leistungsausbeute nicht über den gesamten Windgeschwindigkeitsbereich erreicht werden kann [20]. Aufgrund der vorgegebenen Netzfrequenz von 50 Hz kann dieses System nur in einem Arbeitspunkt die maximale Leistungsausbeute liefern. Daher ist eine Nachführung an veränderte Windgeschwindigkeiten bei diesem Konzept nicht direkt möglich. Mit der sogenannten Stall-Regelung wird eine Leistungsbegrenzung der Anlage erreicht. Die Regelung arbeitet nach dem Prinzip des Strömungsabrisses an den Rotorblättern. Eine deutlich verbesserte Windausbeute kann erreicht werden, wenn zwei Generatoren oder auch polumschaltbare Generatoren zum Einsatz kommen. Durch diese Methode ist es möglich, jeweils für zwei definierte Windgeschwindigkeiten den optimalen Betriebspunkt zu erreichen. Bei der Anwendung der Methode von polumschaltenden Generatoren werden für niedrige Windgeschwindigkeiten typischerweise Generatoren mit acht Polen verwendet. Für mittlere bis hohe Windgeschwindigkeiten werden typischerweise Generatoren mit vier bis sechs Polen eingesetzt. Vor allem in den achtziger und neunziger Jahren wurden diese Systeme eingesetzt, da sie einfach, preiswert, robust und zuverlässig sind. Die Belastung auf den Antriebsstrang und auf die Rotorblätter ist bei böigem Wind jedoch sehr hoch. Ebenso ist die Ausnutzung von nur einem bzw. zwei sehr schmalen optimalen Windgeschwindigkeitsfenstern nicht mehr zeitgemäß. Heutzutage werden diese Anlagentypen aufgrund der gestiegenen Netzanforderungen und des benötigten Blindleistungsbedarfes nicht mehr eingesetzt [1].

Um eine Reduktion der mechanischen Belastung des Antriebsstranges zu erreichen, ist es erforderlich einen Asynchrongenerator mit Schleifringen einzusetzen. Dieses entspricht dem Konzept mit Asynchrongenerator und einer Schlupfregelung. Wie in Abbildung 2.2 dargestellt, können die an den Schleifringen hinzugefügten Läuferwiderstände im Betrieb zu- und abgeschaltet werden, wodurch das System vor allem bei böigem Wind entlastet und die Gesamtlebensdauer erhöht wird. Eine Erweiterung bietet bei diesem Konzept die zusätzliche

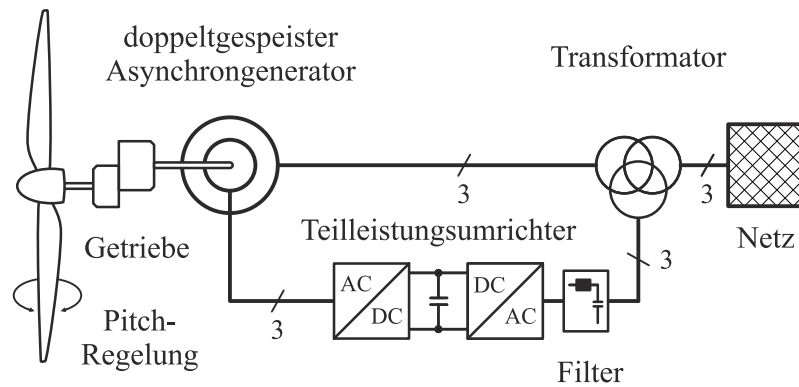


Abb. 2.3: Schematische Darstellung nach [9, 21] einer Windenergieanlage mit Getriebe und doppelt gespeistem Asynchrongenerator mit Kopplung über einen Teilleistungsumrichter ans Netz

Verstellung des Rotorblattwinkels, wodurch eine leicht drehzahlvariable Leistungsabgabe erreicht werden kann. Dieser Anlagentyp besitzt jedoch ebenso einen großen Nachteil: Ein Teil der Energie wird über die Läuferwiderstände in Wärme umgesetzt und kann daher nicht dem Gesamtenergieertrag der Anlage zugeführt werden, weshalb sie heute so nicht mehr zeitgemäß ist [18].

Die folgenden zwei Konzepte der Windenergieanlagen bilden den aktuellen Stand der Technik im elektrischen Aufbau von Windenergieanlagen. Es handelt sich um drehzahlvariable Antriebe mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator oder einem drehzahlvariablen Antrieb mit Synchron- bzw. Asynchrongenerator. Die Anlagen haben dabei einen klassischen dreiflügeligen Rotor, der mittels einer Blattwinkelverstellung (Pitch-Regelung) jeweils optimal an die gegebenen Windverhältnisse angepasst werden kann. Die Pitch-Regelung dient zur Optimierung der Leistungsausbeute über den gesamten Windbereich. Die ersten Anlagen dieser Typen hatten bereits eine Leistung von ca. 1 bis 1,5 MW [8, 22]. Mit diesen Anlagen kann ein weitaus breiterer Windarbeitsbereich und eine deutlich erweiterte Standortabdeckung erzielt werden. Vor allem in den letzten Jahren sind starke Verbesserungen erzielt worden, wie zum Beispiel die Verminderung von Geräuschen und die Verminderung der mechanischen Beanspruchung des Antriebsstranges [20]. Vorteilhaft bei diesen Systemen sind ebenfalls eine verbesserte Netzqualität und eine stark optimierte Energieausbeute, die einen wichtigen Baustein eines modernen, ressourcenschonenden Energieträgers darstellt.

Mitte der neunziger Jahre hat sich das Konzept einer Windenergieanlage mit drehzahlvariablem Rotor und doppelt gespeistem Asynchrongenerator, wie in der Abbildung 2.3 schematisch veranschaulicht, etabliert [19]. Dieses Anlagenkonzept verwendet das Konzept der Pitch-Regelung, das einen drehzahlvariablen Rotor enthält, der mittels Blattwinkelverstellung geregelt werden kann. Zusätzlich besitzt dieses System ein Getriebe, das an einen doppelt gespeistem Asynchrongenerator gekoppelt ist. Der Stator ist dabei direkt über die erste Unterspannungswicklung des Dreiwickler-Transformators an das Netz gekoppelt. Der Läufer des Asynchrongenerators ist hingegen über einen Umrichter und die zweite Unterspannungswicklung des Dreiwickler-Transformators mit dem Netz verbunden. Hiermit ist es möglich, einen über- sowie einen untersynchronen Betrieb zur festen Netzfrequenz herzu-

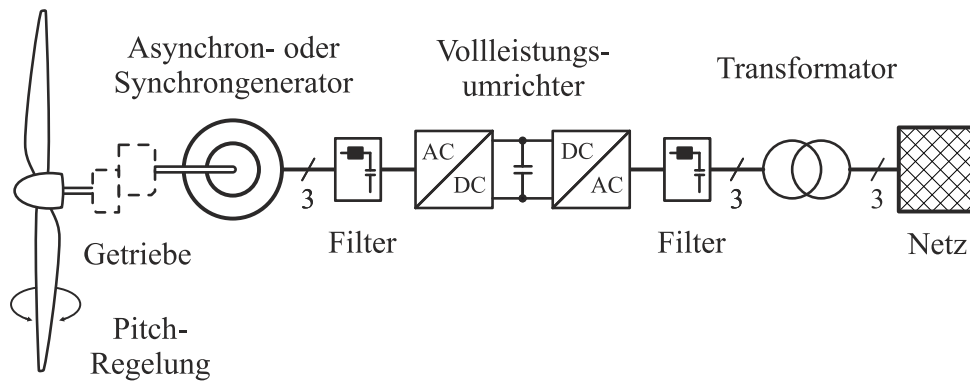


Abb. 2.4: Schematische Darstellung nach [9, 21] eines Konzeptes einer Windenergieanlage mit Getriebe und Asynchrongenerator bzw. getriebelosem Synchrongenerator mit Kopplung über einen Vollleistungsumrichter ans Netz

stellen und den Generator drehzahlvariabel und wirkungsgradoptimiert zu betreiben [18].

Dieser Anlagentyp bietet zwei entscheidende Vorteile im Vergleich zum Konzept mit einem Synchrongenerator: In der Herstellung ist, aufgrund der hohen Materialkosten für zum Beispiel die erforderlichen Magnete des Synchrongenerators, ein doppelt gespeister Asynchrongenerator günstiger als ein Synchrongenerator bei gleicher Leistung [1]. Weiterhin muss nur ein Teil der Gesamtleistung der Anlage über den Umrichter geführt werden. Typischerweise wird der Umrichter auf ca. 30 % der Leistung ausgelegt, die exakte Auslegung richtet sich nach der synchronen Drehzahl des Generators [23, 24]. Dadurch kann der Umrichter dieses Konzeptes entsprechend kleiner, billiger und verlustärmer ausgeführt werden. Mit Hilfe dieses Konzeptes ist es möglich, die Frequenz und die Leistung über den Umrichter variabel an das Netz anzupassen [1]. Nachteilig bleibt, dass ein doppelt gespeister Asynchrongenerator aufgrund der Schleifringe wartungsanfälliger ist. Die Wartungsintervalle variieren mit der Auswahl des Schleifringmaterials. Mit stark verschärften Netzanschlussbedingungen kann dieses System vor allem beim Durchfahren von Netzfehlern sowie der Bereitstellung von Blindleistung an die Grenzen des Systems geraten [25].

Durch die Entwicklung der Leistungselektronik in den achtziger und neunziger Jahren konnte der Preis für Leistungselektronik in Windenergieanlagen deutlich reduziert werden. Das sich hieraus entwickelte zweite etablierte Konzept für Windenergieanlagen ist in der Abbildung 2.4 gezeigt. Die schematische Darstellung zeigt einen getriebelosen Synchrongenerator bzw. einen über ein Getriebe angeschlossenen Asynchrongenerator, der über einen Vollleistungsumrichter und einen entsprechenden Transformator an das Netz gekoppelt ist.

Mittels des Vollleistungsumrichters kann die gesamte Leistung der Anlage über den Umrichter gesteuert werden. Sowohl die Spannung als auch die Frequenz können optimal an das vorhandene Netz angepasst werden, wodurch eine Einspeisung problemlos möglich ist. Ebenso lässt sich hierdurch eine verbesserte Blindleistungskompensation realisieren, die auf den voll steuerbaren Umrichter zurückzuführen ist. Aufgrund der Minimierung der Herstellungskosten eines Vollleistungsumrichters findet dieser zunehmend Anwendung im Bereich der Windenergieanlagen. Des Weiteren können hiermit auch die gestiegenen Anforderungen der

Netzanschlussbedingungen, wie das Durchfahren von Netzfehlern, problemlos erfüllt werden [26]. Durch die vorhandene, drehzahlvariable Pitch-Regelung kann das System zum einen bei sehr hohen Windgeschwindigkeiten in den sicheren Betriebszustand überführt werden und zum anderen Schallemissionen und mechanische Belastungen reduzieren.

Bei einer Windenergieanlage mit Asynchrongenerator wird ein Getriebe zwischen dem Rotor und dem Generator verwendet. Problem eines eingesetzten Getriebes sind die zusätzlich auftretenden Verluste, die Wärmeabgabe und die benötigten Wartungen bestehend aus Ölwechsel sowie Reparaturen. Vor allem die damit verbundenen Stillstandszeiten spielen einen großen Faktor beim Betrieb solcher Anlagen. Nach [27] werden im Schnitt pro Jahr ca. sechs Tage Stillstand durch auftretende Fehler des Getriebes verursacht. Die Besonderheit getriebeloser Anlagen mit Synchrongenerator ist der geringere Wartungsaufwand. Sowohl die Ausfallrate eines Getriebes als auch die Minimierung des Wartungsaufwandes der Anlage ohne Getriebe sprechen für diesen Anlagentyp. Jedoch ist ein großer Nachteil des langsam drehenden Ringgenerators, dass durch das resultierende große Drehmoment der Generator zum einen sehr schwer und zum anderen sehr teuer ist. Der Grund für den hohen Preis sind die zwei möglichen Aufbaukonzepte von Synchrongenerator: der permanenterregte Generator mit teuren Neodym-Dauermagneten zur Erzeugung des Läufer-Magnetfeldes bzw. der fremderregte Synchrongenerator, der eine zusätzliche Gleichstromerregung zur Erzeugung des Läufer-Magnetfeldes benötigt. Aufgrund der benötigten Schleifringe des fremderregten Synchrongenerators erhöht sich der Wartungsaufwand dieses Systems. Die Kosten für den Antriebsstrang einer getriebelosen Variante sind nach [1] höher als für eine Varianten mit Getriebe. Für große Windkraftanlagen muss die gesamte Gondel bei der Anwendung von Synchrongeneratoren viel größer und kräftiger dimensioniert werden, trotz der geringeren Anzahl an Komponenten.

Die Windenergieanlagen müssen ebenso technisch weiterentwickelt werden, um die herrschenden Netzanschlussbedingungen zu erfüllen. Ein Grund hierfür ist, dass die Netzanschlussbedingungen infolge der Vielzahl an dezentralen Einspeisern zur Stabilisierung des Netzes zunehmend verschärft werden. Dies führt dazu, dass die Anlagen immer mehr Systemdienstleistungen bereitstellen müssen. Zu den immer wichtiger werdenden Punkten gehören das Durchfahren von Netzfehlern, die Bereitstellung von Blindleistung und die Handhabung der Anbindung an schwache Netze. Mit Hilfe von Windenergieanlagen, die Leistungselektronik besitzen, kann das Problem beherrscht werden. [28–30]

Weitere Optionen in der Verbesserung einer Windenergieanlage ist die Minimierung des Wartungsaufwandes, die Verbesserung der Aerodynamik und die Optimierung der leistungselektronischen Komponenten. Der Umrichter einer Windenergieanlage ist auch nach vielen Jahren der Entwicklung ein mitentscheidender Faktor in der Effizienz und Verfügbarkeit der Anlage. Die Stillstandszeiten der Windenergieanlage nach Ausfall des Umrichters sind nach [27] verhältnismäßig kurz, jedoch gehört der Umrichter zu den anfälligsten Komponenten des Antriebsstranges. Der Fokus dieser Arbeit liegt daher auf der Optimierung des Umrichters für den Einsatz als Teilleistungs- als auch als Volleistungssystem bezogen auf den Wartungsaufwand, die Leistungsdichte und die Effizienz.

2.3 Erzeugte Leistung und Energieausbeute der Windenergieanlage

Über den gesamten Tagesverlauf hat der wehende Wind keine konstante Windgeschwindigkeit. Um die mittlere erzeugte Leistung aus der Leistungskurve einer Windenergieanlage vorhersagen zu können, ist es erforderlich zu wissen, wie stark und wie oft der Wind an einem bestimmten Ort weht. Dazu ist die statistische Verteilung der einzelnen Anteile der Zeit, bei der sich der Wind in schmalen Windfenstern aufhält, zu ermitteln. Generell wird dieses mit Hilfe eines Anemometers aufgezeichnet, bei dem aus einem 5- bis 10-minütigen Windfenster eine mittlere Windgeschwindigkeit $v_{\text{Wind,avg}}$ abgeleitet werden kann [1].

Nach [31, 32] stellt die Gleichung 2.1 die Weibull-Wahrscheinlichkeitsverteilung des Windes dar. Mit dieser Verteilung ist es möglich, eine gute Näherung der Windgeschwindigkeitsverteilung abzubilden. Hierbei ist $v_{\text{Wind,mom}}$ die momentan verfügbare Windgeschwindigkeit, $v_{\text{Wind,avg}}$ die mittlere Windgeschwindigkeit und k der Formparameter der Weibull-Verteilung. Der Formparameter der Weibull-Verteilung variiert mit $k = 1 \dots 3$, wobei ein kleiner Formparameter auf sehr variable Winde deutet und ein großer Formparameter für konstante Winde steht.

$$f_{\text{Weibull}}(v_{\text{Wind,mom}}, v_{\text{Wind,avg}}, k) = \frac{k}{v_{\text{Wind,avg}}} \cdot \left(\frac{v_{\text{Wind,mom}}}{v_{\text{Wind,avg}}} \right)^{k-1} \cdot \exp \left[- \left(\frac{v_{\text{Wind,mom}}}{v_{\text{Wind,avg}}} \right)^k \right] \quad (2.1)$$

In [20, 33] sind die verschiedenen Windklassen entsprechend der internationalen Norm IEC 61400-1:2005 dargestellt. Die Windklassen I, II, III und IV definieren sich nach der Referenzgeschwindigkeit und entsprechen der Durchschnittsgeschwindigkeit am gegebenen Ort, wie in Tabelle 2.1 veranschaulicht.

In der Abbildung 2.5 ist die Weibull-Wahrscheinlichkeitsverteilung des Windes bezogen auf die mittlere Windgeschwindigkeit in grau zur Veranschaulichung dargestellt. Hierzu ist auf der x -Achse der Abbildung die momentan verfügbare Windgeschwindigkeit $v_{\text{Wind,mom}}$ bezogen auf die mittlere Windgeschwindigkeit $v_{\text{Wind,avg}}$ gezeigt. Die rechte y -Achse gibt die Weibull-Wahrscheinlichkeitsverteilung des Windes bezogen auf die mittlere Windgeschwindigkeit $v_{\text{Wind,avg}}$ an. Die mittlere Windgeschwindigkeit ist nach der IEC-Windklasse III auf $v_{\text{Wind,avg}} = 7,5 \text{ m/s}$ festgesetzt. Zusätzlich wird für die Darstellung ein neutraler Formparameter von $k = 2$ gewählt.

Weiterhin zeigt die Abbildung 2.5 in schwarz eine charakteristische Leistungskennlinie einer Windenergieanlage, bezogen auf die mittlere Windgeschwindigkeit. Die linke y -Achse zeigt die Leistung einer Windenergieanlage in ($p.u.$). Jeder Windenergieanlagentyp hat je nach Leistungsklasse, Aufstellort und damit der Windklasse sowie des Herstellers eine charakteristische Leistungskennlinie für momentan verfügbare Windgeschwindigkeiten. Eine verallgemeinerte Leistungskennlinie für ähnliche Anlagen mit einer Leistung größer als 1 MW ist in der Abbildung 2.5 gezeigt. Die Darstellung der Leistungskennlinie basiert auf zehn Windenergieanlagendaten ähnlichen Typs und unterschiedlicher Leistungsklasse nach [34], sodass eine normierte Leistungskennlinie entsteht.

Tab. 2.1: Vergleich verschiedener Typenklassen hinsichtlich der Windgeschwindigkeit nach IEC 61400-1:2005, [33]

IEC-Windklasse	I	II	III	IV
50-Jahres-Extremwert	50,0 m/s	42,5 m/s	37,5 m/s	30,0 m/s
$v_{\text{Wind,avg}}$	10,0 m/s	8,5 m/s	7,5 m/s	6,0 m/s

Die Kennlinie wird durch drei charakteristische Arbeitspunkte beschrieben: Die Einschaltwindgeschwindigkeit der Windenergieanlage ist mit dem Symbol (\circ), die Abschaltwindgeschwindigkeit ist mit dem Symbol (\square) und die Nennleistung bzw. Nennwindgeschwindigkeit der Windenergieanlage ist mit dem Symbol (\diamond) gekennzeichnet [20]. Bei sehr niedrigen Windgeschwindigkeiten steht nicht ausreichend Drehmoment durch den vorbeiströmenden Wind an den Rotorblättern zur Verfügung, sodass keine Rotation des Rotors erzeugt werden kann. Erst ab einer Einschaltgeschwindigkeit von typischerweise 3 – 4 m/s beginnt die Anlage Energie zu erzeugen. Ab diesem Punkt nimmt die elektrische Leistung der Anlage mit zunehmender Windgeschwindigkeit stark zu. Die typische Nennleistung der Anlage wird bei Nennwindgeschwindigkeiten zwischen 12 und 17 m/s erreicht. Ab diesem Punkt wird die Ausgangsleistung der Anlage fest auf die maximale Nennleistung eingestellt und auch nicht mehr überschritten. Aufgrund der hohen mechanischen Belastung des Antriebstran-

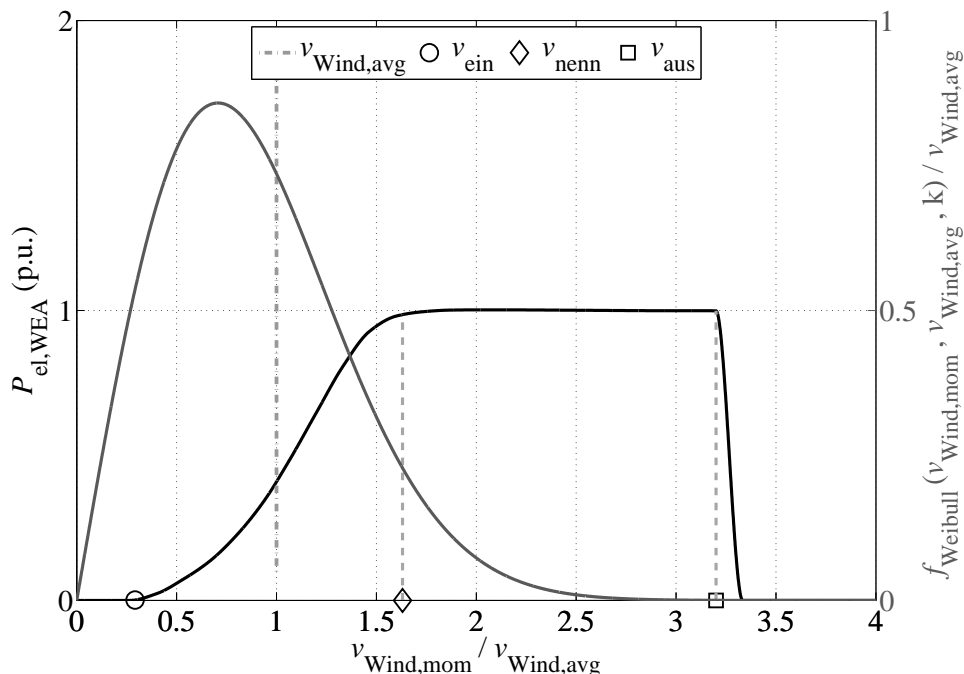


Abb. 2.5: Darstellung der momentanen verfügbaren Windgeschwindigkeit bezogen auf die mittlere Windgeschwindigkeit für die charakteristische Leistungskennlinie basierend auf zehn Windenergieanlagen- und Weibull-Wahrscheinlichkeitsverteilung des Windes bezogen auf die mittlere Windgeschwindigkeit für $v_{\text{Wind,mom}} = 0 - 30 \text{ m/s}$, $v_{\text{Wind,avg}} = 7,5 \text{ m/s}$, $k = 2$ (links)

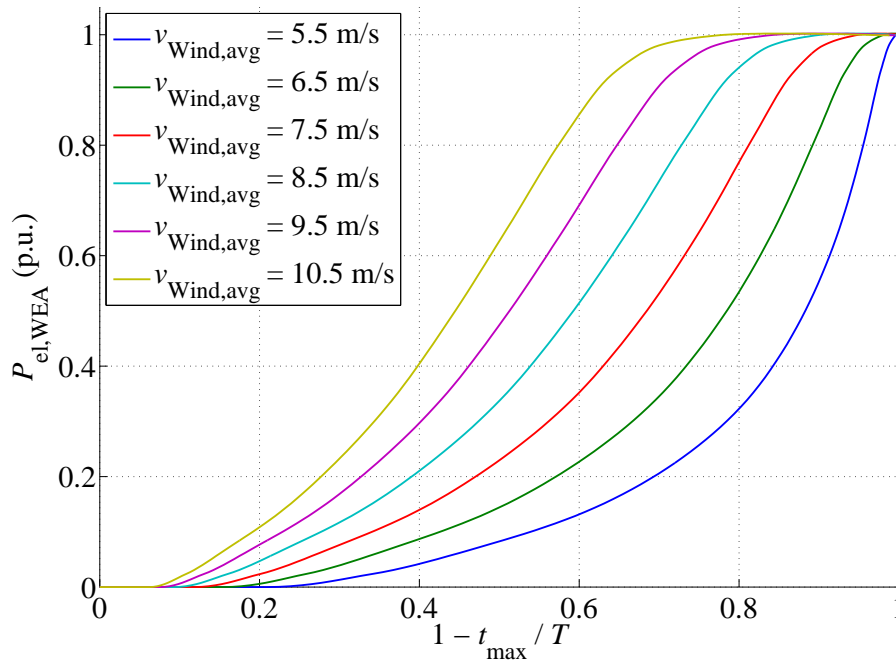


Abb. 2.6: Darstellung der elektrischen Leistung der Windenergieanlage in (p.u.) für verschiedene mittlere Windgeschwindigkeiten, bei der die Windenergieanlage im oder unterhalb des Leistungslevels für eine maximale Zeit innerhalb eines definierten Zeitraumes z.B. eines Jahres arbeitet ($1 - t_{\max}/T$) für die charakteristische Leistungskennlinie basierend auf zehn Windenergieanlagendaten

ges wird mit dem Erreichen der Abschaltgeschwindigkeit von ca. 25 m/s die Anlage durch die Verstellung der Rotorblätter und die Arretierung der Bremse in einen sicheren Betrieb überführt und liefert ab diesem Betriebspunkt keine Ausgangsleistung mehr [1, 18].

Ein Problem der Erzeugung von Energie durch Windkraft ist, dass die Leistungsabgabe der Windenergieanlage von der Unbeständigkeit des Wetters abhängig ist. Daher ist es zusätzlich zur mittleren Leistung der Windenergieanlage von Interesse, die Leistungsverteilung zu ermitteln. Dieses entspricht der Approximation des Prozentsatzes der Zeit, bei der die Windenergieanlage für eine maximale Zeit eine Leistung innerhalb eines definierten Zeitraumes liefert. Dieser Zusammenhang wird durch Gleichung 2.2 beschrieben [32].

$$\frac{t_{\max}}{T} = \exp\left\{-\left[\frac{v_{\text{Wind,mom,uG}}}{v_{\text{Wind,avg}}} \cdot \Gamma\left(1 + \frac{1}{k}\right)\right]^k\right\} - \exp\left\{-\left[\frac{v_{\text{Wind,mom,oG}}}{v_{\text{Wind,avg}}} \cdot \Gamma\left(1 + \frac{1}{k}\right)\right]^k\right\} \quad (2.2)$$

Wird die untere Grenze der momentan verfügbaren Windgeschwindigkeit auf $v_{\text{Wind,mom,uG}} = 0$ m/s gesetzt und durchfährt man die Leistungskennlinie bezogen auf die Weibull-Verteilung, so erhält man in Abhängigkeit des vorgegebenen Aufstellungsortes der Anlage und der daraus resultierenden mittleren Windgeschwindigkeit entsprechenden der IEC-Windklassen den entsprechenden Anteil der Zeit, in dem sich die Windenergieanlage im oder unterhalb des entsprechenden Leistungslevels innerhalb eines definierten Zeitraumes aufhält [35]. Dieses Ergebnis lässt sich prozentual, wie in Abbildung 2.6 dargestellt, zum Beispiel für den Zeitraum eines Jahres mit 8760 Stunden verteilen.

Aus den in Abbildung 2.6 gezeigten Kurvenverläufen lässt sich folgern, dass bei einer mittleren Windgeschwindigkeit von $v_{\text{Wind,avg}} = 7,5 \text{ m/s}$ die Anlage für 15 % eines Jahres still steht, da innerhalb dieses Zeitraums keine Leistung der Windenergieanlage erbracht wird. Eine Ursache hierfür sind Windgeschwindigkeiten unterhalb der Einschaltgeschwindigkeit der Anlage oder Windgeschwindigkeiten, bei denen die Anlage aus Sicherheitsgründen wegen einer zu hohen Windgeschwindigkeit abschaltet. Für 50 % eines Jahres ist die Anlage bei weniger als 25 % ihrer Leistung. Umgekehrt ist die Anlage für 25 % eines Jahres bei mehr als 70 % ihrer Leistung. Für 15 % eines Jahres befindet sich die Anlage bei mehr als 90 % ihrer Leistung. Dieser zeitliche Anteil des Jahres entspricht ca. 1300 Volllaststunden einer Windenergieanlage bei einer durchschnittlichen Windgeschwindigkeit von $v_{\text{Wind,avg}} = 7,5 \text{ m/s}$.

2.4 Anhebung des Ausgangsspannungsniveaus

Heutige Onshore-Windenergieanlagen mit einer Anlagenleistung von bis zu 5 MW haben je nach Aufstellungsstandort eine Turmhöhe von mehr als 120 m [9]. Außerdem befindet sich ein zweistufiges Back-to-Back-Umrichtersystem in der Gondel der Windenergieanlage [20]. In Abschnitt 2.1 gezeigt, befindet sich der Transformator zur Einspeisung in das 10 kV- bzw. 20 kV-Mittelspannungsnetz in der Bodengruppe der Windenergieanlage. Für die Wettbewerbsfähigkeit der Windenergieanlage gegenüber anderen erneuerbaren Energiequellen ist es erforderlich, moderne Anlagen auf niedrige Kosten und hohe Effizienz auszulegen, um so die Stromgestehungskosten gegenüber anderen Energielieferanten möglichst gering zu halten [36]. Die Ausgangsleistung bzw. Ausgangsspannung auf der Niederspannungsebene des netzseitigen Stromrichters, die Kabellänge sowie die Kabelauslegung sind maßgeblich für die Leitungsverluste und die Anzahl der parallel geführten Kabel im Turm zur Übertragung der Gesamtleistung der Windenergieanlage.

Die netzseitigen Stromrichter heutiger Windenergieanlagen arbeiten bei einer Ausgangsspannung von 400 V bzw. 690 V [37]. Dabei werden für die zweistufigen Umrichter Leistungshalbleiter der Spannungsklasse 1200 V bzw. 1700 V in Abhängigkeit der erforderlichen Zwischenkreisspannung eingesetzt [1]. Im Bereich der On- und Offshore-Windenergie und einer Anlagenleistung von üblicherweise mehr als 5 MW werden Mittelspannungsumrichter eingesetzt. Die Spannungsklasse der Leistungshalbleiter liegt bei 3,3 kV. Auch bei der Verwendung von drei- oder auch mehrstufigen Stromrichtertopologien befindet man sich aufgrund der hohen Zwischenkreisspannung von mehr als $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ bzw. einer Ausgangsspannung von mehr als $U_{\text{LL}} = 1000 \text{ V}$ außerhalb der Niederspannungsanwendung [38]. Durch das Verlassen der Niederspannungsanwendung müssen erweiterte Sicherheitsmechanismen und Anforderungen für den Betrieb des Umrichters erfüllt werden, die zu erhöhten Kosten und kostenintensiverem Wartungsaufwand führen. Bei der Anwendung von Niederspannungssystemen entfällt dieser erweiterte Sicherheitsaufwand und es werden die Kosten für den Betrieb und die Wartung einer solchen Windenergieanlage im Niederspannungsbereich minimiert. Daher ist eine Ausgangsspannung des Stromrichters von knapp unter 1000 V interessant für den Einsatz in einer Windenergieanlage und die Untersuchung des entsprechenden Konzeptes sinnvoll.

Um die Vorteile einer erhöhten Ausgangsspannung näher zu erläutern, ist es erforderlich, die Anbindung der Ausgangsseite des netzseitigen Stromrichters an den Transformator näher darzustellen. Die Abbildung 2.1 verdeutlicht die Aufbauform einer Windenergieanlage bezüglich der Anbindung an das öffentliche Netz.

Die elektrische Verbindung zwischen Umrichter und Transformator der Windenergieanlage ist vereinfacht dargestellt und in drei Segmente unterteilt: Das erste Segment beinhaltet die Verbindung zwischen dem Stromrichterausgang in der Gondel und dem Kabelloop im oberen Teil des Turms. Das zweite Segment besteht aus dem Kabelloop. Die Verbindung vom Kabelloop bis zum Transformator wird als drittes Segment bezeichnet.

Die Verbindung des ersten Segments vom Stromrichterausgang zum Kabelloop ist meistens nur sehr kurz. Die Anbindung erfolgt über kräftig ausgeführte Kupferverschienenungen und kurze Kabelverbindungen zum Sammelanschlusspunkt des Kabelloops. Diese Verbindung wird in der nachfolgenden Untersuchung nicht getrennt betrachtet, sondern zum dritten Segment addiert, da die übliche Länge unter 10 m liegt. Das zweite Segment der Anlage wird als Kabelloop bezeichnet. Diese elektrische Verbindung durch geeignete Anschlusskabel bietet eine mechanische Entkopplung der elektrischen Verbindung zwischen Gondel und Turm [39]. Üblicherweise werden hierfür mehrere hochflexible Kupferkabel parallel geführt. Mit Hilfe dieses Kabelloops ist es je nach Hersteller und Anlagentyp möglich, zwei bis drei, maximal jedoch bis zu fünf vollständige Umdrehungen der Gondel gegenüber dem Turm zuzulassen. Hiermit kann bei auftretenden Windrichtungsänderungen die Gondel dem Wind optimal nachgeführt werden. An windschwachen Tagen, unterhalb der Einschaltgeschwindigkeit der Anlage, werden die entstandenen Windungen des Kabelloops entwirrt, sodass wieder eine gesicherte Windrichtungsnachführung erfolgen kann [20]. Die übliche Länge des Kabelloops bei Windenergieanlagen mit einer Turmhöhe von 90 bis 140 m beträgt meistens 30 m [40]. Über eine Verbindungseinheit werden die hochflexiblen Kabelstränge an die Kabelstränge des dritten Segments im Turm überführt. Das dritte Segment bildet die Verbindung vom Kabelloop zum Transformator. Die Anschlussleitungen verlaufen dabei in gebündelten, parallel geführten Einheiten vom Kopf bis zum Fuß des Turms der Anlage und enden auf der Niederspannungsseite des Transformators. Aus Kostengründen und dem geringen Gewicht wird vorzugsweise ein Aluminium-Hochleistungskabel eingesetzt [41]. Die Länge der Kabel ist abhängig von der Turmhöhe der Anlage. Die Leitungsverluste eines Kabels mit einem Leitungswiderstand R_L eines dreiphasigen symmetrischen Systems bei Nennleistung werden nach Gleichung 2.3 berechnet:

$$P_{\text{Verl.,Kabel}} = 3 \cdot \left(\frac{S_N}{\sqrt{3} \cdot U_N} \right)^2 \cdot R_L \quad (2.3)$$

Für die niederspannungsseitigen Anschlusskabel in einer Windenergieanlage werden je nach Hersteller und Typ unterschiedliche Querschnitte verwendet. Übliche Kabelquerschnitte für den Einsatz im Turm und im Kabelloop der Anlage sind 185 mm^2 , 240 mm^2 und 300 mm^2 [39] und [42].

Tab. 2.2: Darstellung der charakteristischen Kenngrößen des Aluminium- und Kupferkabeltyps für verschiedene Querschnitte des Herstellers Nexan nach [40]

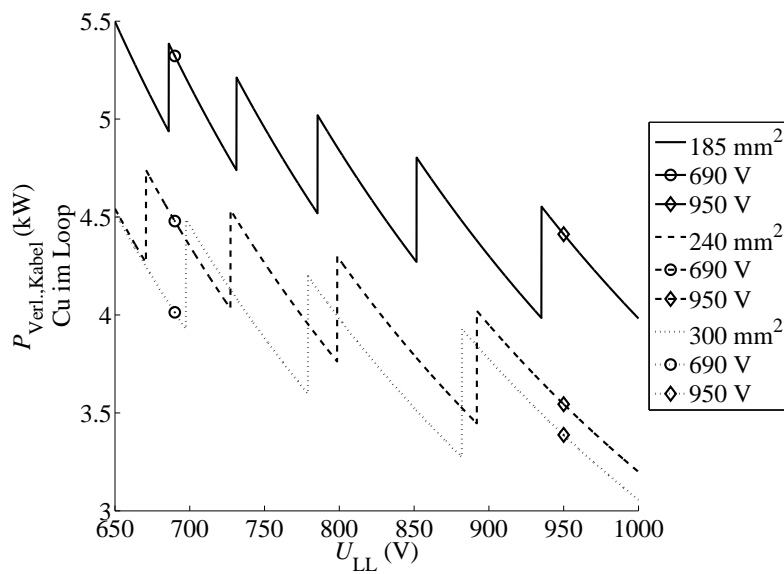
Querschnitt (mm ²)	max. Stromtragfähigkeit bei Freiluftverlegung		längenbezogener Leitungswiderstand		längenbezogenes Gewicht	
	$I_{Z,max}$ (A)		R_L (Ω/m)		(kg/m)	
	Cu	Al	Cu	Al	Cu	Al
185	625	470	135	210	2,16	0,77
240	738	561	102	160	2,73	0,98
300	838	652	81,7	128	3,48	1,21

Bei der Untersuchung der Anhebung des Ausgangsspannungsniveaus der Windenergieanlage wird auf Kabel mit verschiedenen Querschnitten des Herstellers Nexan zurückgegriffen, da damit die Vergleichbarkeit innerhalb der Untersuchung besser gewährleistet ist und die Unterschiede zu anderen Herstellern nur minimal sind. Die charakteristischen Kenngrößen der Kabel können den entsprechenden Datenblättern entnommen werden [40]. Bei der Verlegung der Kabel im Turm als auch im Kabelloop kann von einer parallel geführten Freiluftverlegungsart ausgegangen werden, wie sie in der Norm DIN VDE 0298-4 [43] beschrieben wird. Bei der Berechnung der parallel geführten Kabel wird die Belastbarkeit des Kabels entsprechend dieser Norm um den entsprechenden Verlegefaktor reduziert. Die spezifischen Kennwerte der unterschiedlichen Kabeltypen in Aluminium- und Kupferausführung für die Verwendung in Windenergieanlagen sind in der Tabelle 2.2 zusammengefasst. Die Tabelle beinhaltet die maximale Stromtragfähigkeit bei entsprechender Freiluftverlegung, den längenbezogenen Leitungswiderstand und das dazugehörige, längenbezogene Gewicht des Kabels für verschiedene Querschnitte.

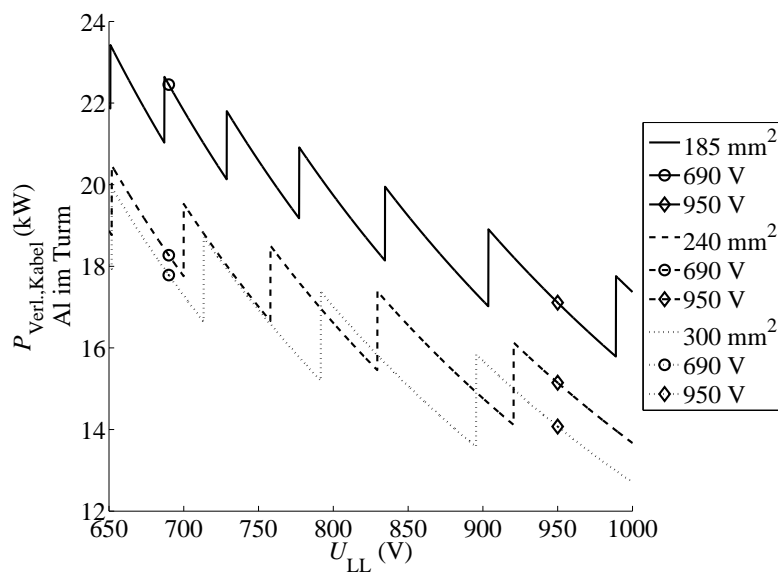
Für die Untersuchung der Auswirkung auf die Verluste durch Anhebung des ausgangsseitigen Spannungsniveaus des netzseitigen Umrichters wird eine Windenergieanlage mit einer Leistung von 3 MW verwendet. Die Anlage besitzt eine Turmhöhe von 100 m, wobei die Kabellängen für den Kabelloop (Segment 2) 30 m und für den Turm (Segment 1 und 3) 90 m betragen. Die zusätzlichen Verluste der Verbindungseinheiten werden vernachlässigt.

Die Abbildungen 2.7, 2.8 und 2.9 stellen die Leitungsverluste, das Gesamtgewicht und die Anzahl an parallel geführten Kabeln des Kabelstranges für drei verschiedene Kabelquerschnitte über eine Ausgangsspannung von 650 V bis 1000 V für den Kabelloop und den Kabelstrang im Turm dar. Die gewählte Ausgangsspannung von 690 V und die erhöhte Ausgangsspannung von 950 V sind jeweils durch zusätzliche Markierungen in den Abbildungen gekennzeichnet. Die zick-zack-artige Darstellung der Verluste ergibt sich aus der gleichzeitigen Reduktion der parallel geführten Kabel bei Erhöhung der Ausgangsspannung. Hieraus ergibt sich folglich eine stufenartige Darstellung der Anzahl an parallel geführten Kabeln und entsprechend der Reduktion des Gesamtgewichtes des Kabelstranges.

Bei gleichbleibendem Kabelquerschnitt zeichnen sich klare Vorteile für die Erhöhung der



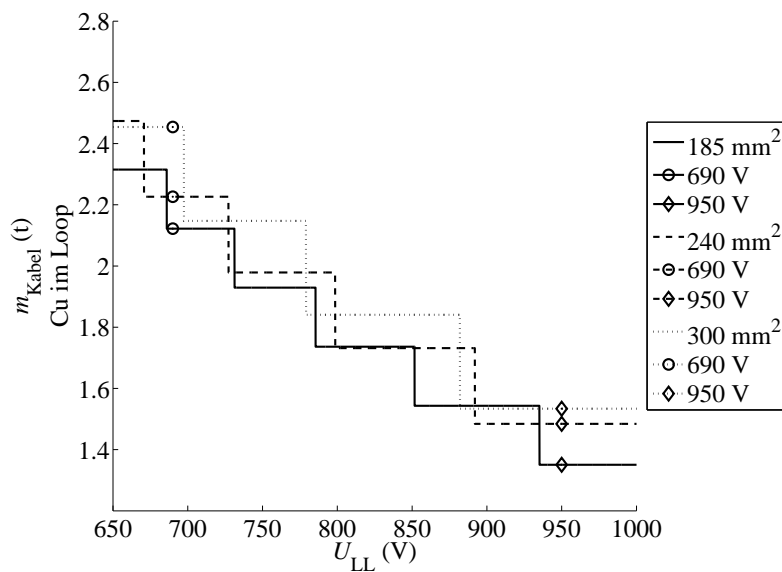
(a)



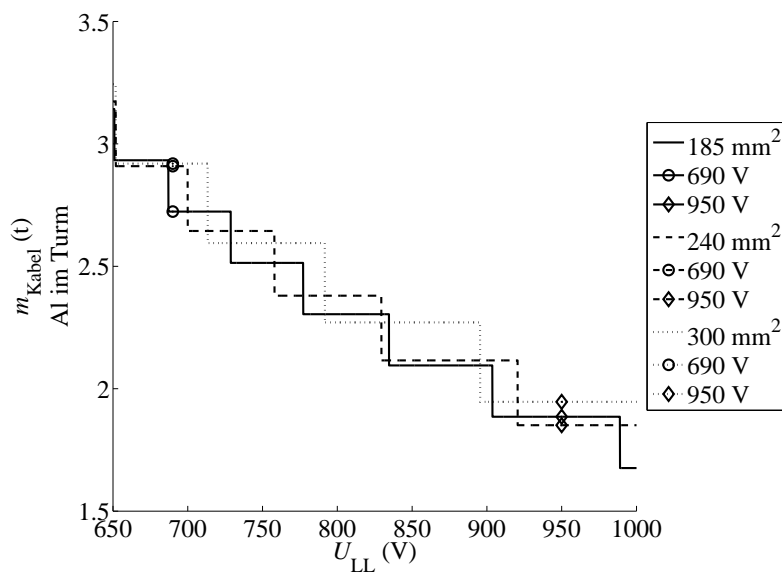
(b)

Abb. 2.7: Gegenüberstellung der Leitungsverluste bei unterschiedlicher Ausgangsspannung für eine 3 MW Windenergieanlage (a) im Kabelloop der Anlage mit Kupferkabel (Segment 2), (b) im Turm der Anlage mit Aluminiumkabel (Segment 1 und 3)

Ausgangsspannung ab. Für den Kabelloop in Kupferausführung kann bei Veränderung der Ausgangsspannungen von 690 V auf die erhöhte Ausgangsspannung von 950 V die Verlustleistung der Kabel im Durchschnitt über alle Kabelgrößen um 18 % gesenkt werden. Das resultierende Gewicht des Kabelstranges kann über alle untersuchten Kabelgrößen durch die Anhebung der Spannung im Durchschnitt um 36 % reduziert werden. Beispielhaft für einen Kabelquerschnitt des Kabelloops von 240 mm² können, wie in Abbildung 2.7a gezeigt, die Leitungsverluste von 4,5 kW um 1 kW reduziert werden. Zusätzlich wird das Gesamtge-



(a)

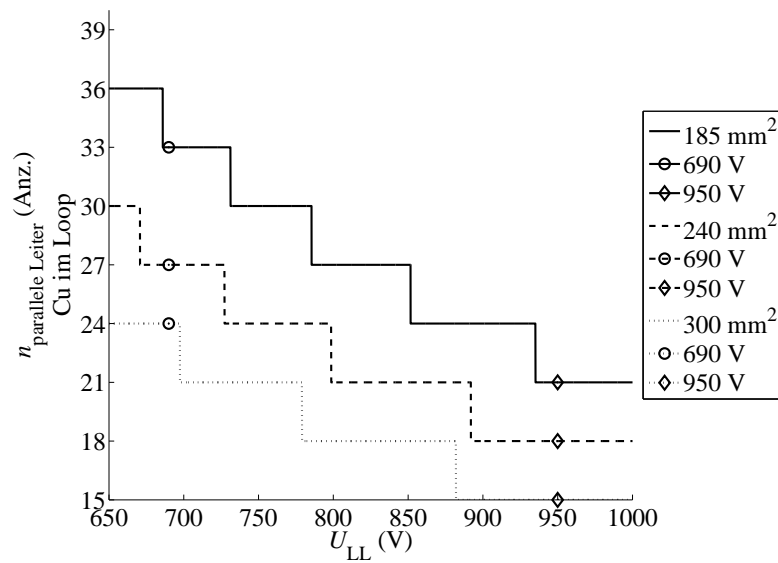


(b)

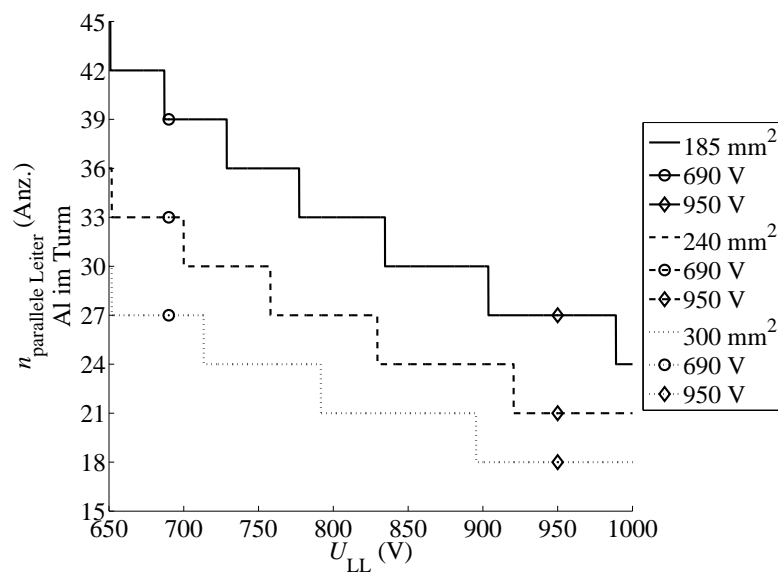
Abb. 2.8: Gegenüberstellung des Gewichtes des Kabelstranges bei unterschiedlicher Ausgangsspannung für eine 3 MW Windenergieanlage (a) im Kabelloop der Anlage mit Kupferkabel (Segment 2), (b) im Turm der Anlage mit Aluminiumkabel (Segment 1 und 3)

wicht des Kabelstranges des Kabelloops von 2,2 t auf 1,5 t (Abbildung 2.8a) reduziert, da die Anzahl der parallelen Kabel um 33 % sinkt, von 27 auf 18 parallel geführte Kabel, wie in Abbildung 2.9a gezeigt.

Die Verbindung vom Kabelloop zum Transformator (Segment 1 und 3) zeigt ähnliche Vorteile für die Erhöhung der Ausgangsspannung. Für den Kabelstrang in Aluminiumausführung kann bei Veränderung der Ausgangsspannungen von 690 V auf die erhöhte Ausgangsspan-



(a)



(b)

Abb. 2.9: Gegenüberstellung der Anzahl an parallel geführten Kabeln bei unterschiedlicher Ausgangsspannung für eine 3 MW Windenergieanlage (a) im Kabelloop der Anlage mit Kupferkabel (Segment 2), (b) im Turm der Anlage mit Aluminiumkabel (Segment 1 und 3)

nung von 950 V die Verlustleistung der Kabel im Durchschnitt aller drei Kabelquerschnitte um 21 % gesenkt werden. Das resultierende Gewicht des langen Kabelstranges kann durch die Anhebung der Ausgangsspannung im Durchschnitt um 33 % reduziert werden. Beispielfür einen Kabelquerschnitt von 240 mm² können die Leitungsverluste, wie in Abbildung 2.7b gezeigt, von 18,3 kW um 3,2 kW reduziert werden. Das Gesamtgewicht des Kabelstranges kann im Turm von 2,9 t auf 1,8 t (Abbildung 2.8b) reduziert werden, da die Anzahl der

Tab. 2.3: Zusammenfassung der Ergebnisse der Leitungsverluste, des Gesamtgewichtes und der Anzahl an parallel geführten Kabeln des Kabelloops und der Kabel im Turm für einen Kabelquerschnitt von 240 mm^2 bei einer Anhebung der Ausgangsspannung von 690 V auf 950 V für eine Windenergieanlage mit einer Leistung von 3 MW

Ausführung	Kabelloop Kupfer			Kabel im Turm Aluminium		
	690 V	950 V	Reduzierung	690 V	950 V	Reduzierung
$P_{\text{Verl.,Kabel}}$	4,5 kW	3,5 kW	21%	18,3 kW	15,1 kW	17%
m_{Kabel}	2,2 t	1,5 t	33%	2,9 t	1,8 t	36%
$n_{\text{parallele Leiter}}$	27	18	33%	33	21	36%

parallelen Kabel um 36 % sinkt, von 33 auf 21 parallele Kabel, wie in Abbildung 2.9b dargestellt. Die Ergebnisse bei Anhebung der Ausgangsspannung und Beibehaltung des Kabelquerschnittes von 240 mm^2 sind in Tabelle 2.3 zusammengefasst.

Wird der Querschnitt für den Kabelloop von 240 mm^2 bei einer Ausgangsspannung von 690 V auf 185 mm^2 bei 950 V verringert, können die Verluste um 1 %, das Gewicht um 39 % und die Anzahl der Kabel um drei minimiert werden, wie in Tabelle 2.4 zusammengestellt. Vor allem die Reduzierung des Gewichtes und die damit verbundene Reduzierung an parallelen Kabeln machen den klaren Vorteil einer Anhebung der Ausgangsspannung des netzseitigen Umrichters bereits im Kabelloop der Anlage erkennbar. Deutlich größer ist der Vorteil für den Kabelstrang im Turm der Anlage. Hier können bei gleichbleibender Anzahl an parallel geführten Kabeln und einer Reduktion des Querschnittes von 300 mm^2 bei einer Ausgangsspannung von 690 V auf 185 mm^2 bei 950 V die Verluste um 4 % und das Gewicht um 35 % reduziert werden. Das Gesamtgewicht des Kabelstranges im Turm kann so bei gleicher Anzahl an parallelen Kabeln von 2,9 t auf 1,9 t reduziert werden. Auch hier bringt die Reduzierung des Gesamtgewichtes des Kabelstranges einen klaren Vorteil durch eine Anhe-

Tab. 2.4: Zusammenfassung der Ergebnisse der Leitungsverluste, des Gesamtgewichtes und der Anzahl an parallel geführten Kabeln des Kabelloops und der Kabel im Turm für eine zusätzliche Reduzierung des Kabelquerschnittes bei einer Anhebung der Ausgangsspannung von 690 V auf 950 V für eine Windenergieanlage mit einer Leistung von 3 MW

Ausführung	Kabelloop Kupfer			Kabel im Turm Aluminium		
	690 V	950 V	Reduzierung	690 V	950 V	Reduzierung
Querschnitt	240 mm^2	185 mm^2		300 mm^2	185 mm^2	
$P_{\text{Verl.,Kabel}}$	4,5 kW	4,4 kW	1%	17,8 kW	17,1 kW	4%
m_{Kabel}	2,2 t	1,4 t	39%	2,9 t	1,9 t	35%
$n_{\text{parallele Leiter}}$	27	21	22%	27	27	0%

bung der ausgangsseitigen Netzspannung mit sich.

Festzuhalten ist, dass mit der Erhöhung der netzseitigen Ausgangsspannung von 690 V auf 950 V für die Windenergieanlage mit einer Anlagenleistung von 3 MW bei gleichzeitiger Minimierung des Kabelquerschnittes, eine Reduzierung der Leitungsverluste um ca. 3 % für den Kabelstrang von der Gondel bis zum Transformator möglich ist. Zusätzlich wird durch die Minimierung des Kabelquerschnittes und die gleichzeitige Anhebung der Ausgangsspannung von 690 V auf 950 V eine Minimierung des Gesamtgewichtes des Kabelstranges von der Gondel bis zum Transformator um ca. 37 % erreicht. Darüber hinaus hat die Reduzierung des Gewichtes des Kabelstranges zwei wesentliche Vorteile: Der Transportaufwand für ein Kabel mit kleinerem Querschnitt und die Kosten für das zu verwendende Kabel werden bereits bei der Planung einer Anlage reduziert.

Die Erhöhung der Ausgangsspannung bietet neben der Reduzierung der Verlustleistung im Kabel, eine Reduzierung des Gesamtgewichtes des Kabelstranges, welches einem starken finanziellen Vorteil entspricht, da der Materialpreis für ein Kilogramm reines Aluminium derzeit bei ca. 1,79 €/kg [44] bzw. für ein Kilogramm reines Kupfer bei ca. 5,37 €/kg [45] liegt. Für die beispielhaft betrachtete Windenergieanlage mit einer Leistung von 3 MW erhält man so eine Reduzierung des Gewichtes des Aluminiumkabels im Turm um 1,0 t, die einer Kostenersparnis von ca. 1800 € entspricht. Für den Kabelloop ergibt sich eine Reduzierung des Kupfergewichtes ebenfalls um knapp 0,8 t, die einer Reduzierung der reinen Kupferkosten um fast 4300 € entspricht.

2.5 Realisierung eines erhöhten Ausgangsspannungsniveaus

Ausgehend von einem typischen zweistufigen Umrichtersystem für Windenergieanlagen ist eine Erhöhung der Ausgangsspannung nur durch eine Veränderung der Systemkomponenten durchführbar. Um einen ersten Eindruck über die vorteilhafte Umsetzung einer erhöhten Ausgangsspannung anhand eines dreistufigen Stromrichters zu erhalten, ist es erforderlich, die Ausgangsbasis (zweistufiger Stromrichter mit niedriger Ausgangsspannung [9]) mit möglichen zweistufigen Systemen höherer Ausgangsspannung zu vergleichen. Eine erste Vergleichsbasis ist die Annahme einer Ausgangsleistung aller Systeme von 1 MVA.

Die Tabelle 2.5 zeigt die wesentlichen elektrischen Kenngrößen von vier Stromrichtervarianten auf. Das erste Umrichtersystem ist die klassische Bauform eines Windenergieanlagenumrichtersystems. Hierbei handelt es sich um eine zweistufige Topologie mit der Kennzeichnung (Ax), die eine klassische Ausgangsspannung von 690 V und einen Phasenausgangsstrom von 830 A mit einer typischen DC-Zwischenkreisspannung von 1100 V besitzt, wie in [49] vorgestellt. Für das System (Ax) wird ein Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 1,7 kV eingesetzt [46]. Die Funktionsweise des zweistufigen Stromrichters und die Gleichungen der Schalt- und Durchlassverluste sowie die Realisierung einer Ansteuerung wird in Kapitel 4.2.4 detaillierter beschrieben. Die Systeme mit der Kennzeichnung (Bx), (Cx) und (Dx) besitzen bereits die aus Kapitel 2.4 angesprochene erhöhte Ausgangsspannung von

950 V. Dabei ergibt sich bei gleichbleibender Scheinleistung des Systems von 1 MVA ein Phasenausgangsstrom von 600 A und eine Zwischenkreisspannung von 1500 V.

Die Stromrichtervarianten werden, wie in Tabelle 2.5 dargestellt, jeweils für den Einsatz als generatorseitiger Stromrichter bei $\varphi = 90^\circ \dots 180^\circ$ ($\cos \varphi = -1 \dots 0$) mit der Kennzeichnung (x1) bzw. als netzseitiger Stromrichter bei $\varphi = 0^\circ \dots 90^\circ$ ($\cos \varphi = 0 \dots 1$) mit der Kennzeichnung (x2) untersucht. Dabei beschreibt φ bzw. $\cos \varphi$ die Phasenverschiebung zwischen Phasenstrom und Phasenspannung. Für die gesamte Arbeit werden der Bereich der Phasenverschiebung von $\varphi = 270^\circ \dots 360^\circ$ bzw. $\varphi = 180^\circ \dots 270^\circ$ nicht betrachtet, da sich die Ergebnisse aufgrund der vorhandenen Symmetrie wiederholen.

Die Systeme (Bx) und (Cx) sind jeweils als zweistufige Umrichtersysteme realisiert, wobei für System (Bx) Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 3,3 kV eingesetzt werden [47]. Für System (Cx) werden hingegen Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 1,2 kV gewählt [48]. Die Realisierung der Zwischenkreisspannung von 1500 V ist nur möglich, da für jeden oberen und unteren Leistungshalbleiter der Phasenhalfbrücke einer zweistufigen Topologie je zwei Leistungshalbleiter hart in Reihe geschaltet werden. Dieses ermöglicht eine Sperrspannung der in Reihe geschalteten Leistungshalbleiter von 2,4 kV, wie in Tabelle 2.5 mit (*) gekennzeichnet. Ein erweiterter Aufwand ist, wie in [50, 51] erläutert, dass eine harte Reihenschaltung von Leistungshalbleitern einen gesonderten Schutzmechanismus bei auftretenden Fehlern benötigt.

Das System (Dx) stellt die Realisierung der erhöhten Ausgangsspannung mittels dreistufiger NPC-Topologie dar. Hierbei werden, wie in Variante (Cx), ebenfalls Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 1,2 kV verwendet [48]. Die Funktionsweise des dreistufigen Stromrichters und die Gleichungen der Schalt- und Durchlassverluste sowie die Realisierung einer

Tab. 2.5: Übersicht über die untersuchten Stromrichtervarianten für verschiedene Arbeitspunkte für den generator- und netzseitigen Betrieb für eine maximale Scheinleistung von 1 MVA unter der Verwendung von Leistungshalbleitern der Infineon Technologies AG: (Ax) FF1000R17IE4 [46], (Bx) FZ800R33KF2C [47], (Cx) FF600R12ME4 [48] (* zwei Leistungshalbleiter mit 1,2 kV/0,6 kA in Reihe geschaltet) und (Dx) FF600R12ME4 [48]

Var.	Abb.	SR-Typ	U_{LL} (V)	I_x (A)	U_{DC} (kV)	f_{el}, f_N (Hz)	f_{sw} (kHz)	IGBT-Klasse (kV)/(kA)
A1	a	2L	690	830	1,1	100	2,5	1,7/1,0
A2	b	2L	690	830	1,1	50	4,5	1,7/1,0
B1	c	2L	950	600	1,5	100	1,25	3,3/0,8
B2	d	2L	950	600	1,5	50	2,25	3,3/0,8
C1	e	2L	950	600	1,5	100	2,5	1,2/0,6*
C2	f	2L	950	600	1,5	50	4,5	1,2/0,6*
D1	g	NPC	950	600	1,5	100	2,5	1,2/0,6
D2	h	NPC	950	600	1,5	50	4,5	1,2/0,6

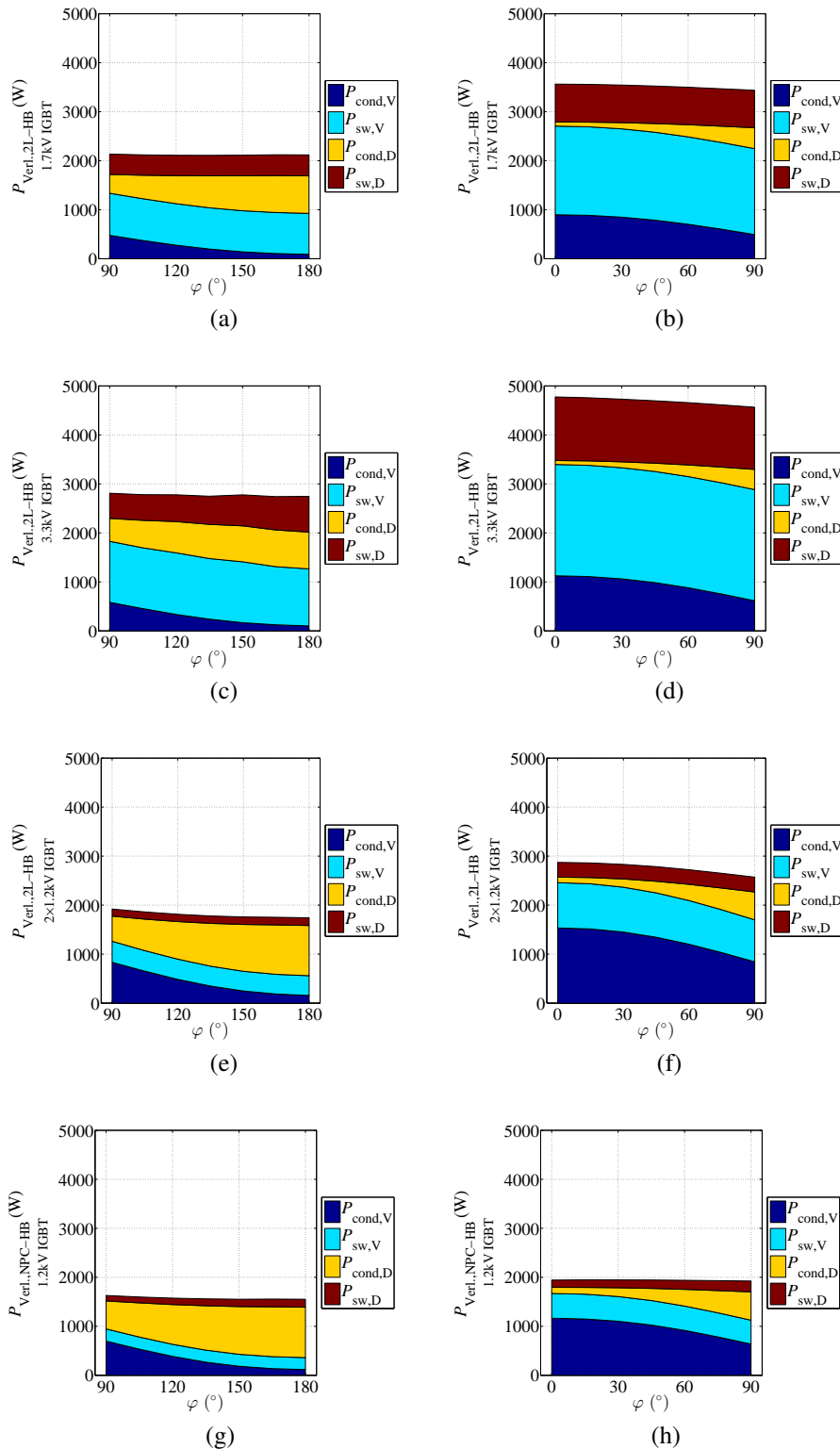


Abb. 2.10: Darstellung der Schalt- und Durchlassverluste verschiedener Stromrichter für den generatorseitigen Betrieb (links) und netzseitigen Betrieb (rechts) mit einer Ausgangsleistung von 1 MVA nach Tabelle 2.5; (a) Variante A1, (b) Variante A2, (c) Variante B1, (d) Variante B2, (e) Variante C1, (f) Variante C2, (g) Variante D1, (h) Variante D2; für (a,c,e,g) $\varphi = 90^\circ - 180^\circ$, $f_{\text{el}} = 100\text{Hz}$ und für (b,d,f,h) $\varphi = 0^\circ - 90^\circ$, $f_{\text{N}} = 50\text{Hz}$

Ansteuerung wird in Kapitel 4.3.4 beschrieben.

Eine Besonderheit der Untersuchung ist, dass die Leistungshalbleiter mit der Sperrspannungsklasse 3,3 kV nur mit der halben Schaltfrequenz gegenüber den anderen Topologien untersucht werden. Ein Grund hierfür ist die bessere Vergleichbarkeit, denn typischerweise werden diese Hochvoltleistungshalbleiter, wie in [52] beschrieben, nur für Stromrichter mit niedriger Schaltfrequenz eingesetzt, da ihre Schaltverluste im Vergleich zu den Leistungshalbleitern der Niederspannungsklasse sehr groß sind [49].

Die Abbildung 2.10 zeigt die mit der Simulationssoftware MATLAB®/Simulink® und der Toolbox PLECS® ermittelten Schalt- und Durchlassverluste der Generator- und Netzseite der unterschiedlichen Stromrichtertopologien (Ax, Bx, Cx und Dx). Das Verfahren zur Ermittlung der Verluste mit Hilfe der Simulationssoftware MATLAB® wird in Kapitel 5.1 detailliert beschrieben. Die einzelnen Ergebnisse sind mit Hilfe der Steady-State-Analyse ermittelt worden, um ein thermisches Gleichgewicht bei der Untersuchung der einzelnen Stromrichtertopologien zu erhalten. Die unterschiedlichen untersuchten Arbeitspunkte der Stromrichtervariante (Ax) bis (Dx) sind in Tabelle 2.5 zusammengefasst.

Um die vorgestellten Stromrichtervarianten besser vergleichen zu können, wird ein erster vereinfachter Vergleich des Bauteilufwandes auf Basis der Halbleiterbauleistung nach [53, 54], unter Berücksichtigung der echten Nennströme des entsprechenden Leistungshalbleiters, durchgeführt. In dieser Untersuchung werden real verfügbare Leistungshalbleiter, wie in Tabelle 2.6 angegeben, als Grundlage der Berechnungen verwendet. Die Halbleiterbauleistung, wie später in Kapitel 5.5 beschrieben und in Gleichung 2.4 angegeben,

$$P_{\text{Bau,V}} = U_{\text{CES}} \cdot I_{\text{Bem}} \quad \text{bzw.} \quad P_{\text{Bau,D}} = U_{\text{D}} \cdot I_{\text{Bem}} \quad (2.4)$$

berechnet sich dabei aus der im Datenblatt genannten maximal zulässigen Sperrspannung des Halbleiterbauteils sowie des genannten Bemessungsstromes des entsprechenden Halbleiterbauteils (IGBT oder Diode).

Die relativen Bauleistungskosten ergeben sich allgemein anhand von Gleichung 2.5 aus den Kosten K bezogen auf die Bauleistung P_{Bau} . Die Ermittlung der durchschnittlichen Bauleis-

Tab. 2.6: Übersicht über die untersuchten Stromrichtervarianten unter der Verwendung von Infineon Leistungshalbleitern (Ax) FF1000R17IE4 [46], (Bx) FZ800R33KF2C [47] und (Cx) und (Dx) FF600R12ME4 [48] sowie die Kostenermittlung auf Basis der Tabelle 9.1 im Anhang

SR-Var.	Abb. 2.10	SR-Typ	IGBT-Klasse (kV)/(kA)	n_{V}	n_{D}	$\bar{K}_{\text{Bau,LHL}}$ (€/kW)	$K_{\text{Bau,SR}}$ (€/kW)
Ax	a,b	2L	1,7/1,0	6	6	0,08	0,96
Bx	c,d	2L	3,3/0,8	6	6	0,24	2,88
Cx	e,f	2L	1,2/0,6	12	12	0,12	2,88
Dx	g,h	NPC	1,2/0,6	12	18	0,132	3,96

tungskosten der in den verschiedenen Stromrichtern verwendeten Leistungshalbleiter ist im Anhang in Tabelle 9.1 zu finden.

$$K_{\text{Bau}} = \frac{K}{P_{\text{Bau}}} \quad (2.5)$$

Die Anzahl der einzelnen IGBTs und Dioden eines Stromrichters der entsprechenden Varianten (Ax) bis (Dx) sind in Tabelle 2.6 dargestellt. Unter Verwendung der Gleichung 2.6 können die Bauleistungskosten einer Stromrichtervariante (Bauleistungstromrichter Kosten), aus den durchschnittlichen Bauleistungshalbleiterkosten $\bar{K}_{\text{Bau,LHL}}$ und der entsprechenden Anzahl an IGBTs und Dioden der Stromrichtervariante, ermittelt werden. Die hierfür verwendeten durchschnittlichen Bauleistungshalbleiterkosten basieren auf der im Anhang gezeigten Tabelle 9.1.

$$K_{\text{Bau,SR}} = \bar{K}_{\text{Bau,LHL}} \cdot (n_V + n_D) \quad (2.6)$$

Die Ergebnisse der Bauleistungstromrichter Kosten sind für die verschiedenen Stromrichtervarianten in der Tabelle 2.6 zusammengefasst.

In Tabelle 2.7 und 2.8 sind die Gesamtverluste $P_{\text{Verl.,SR,gen}}$ bzw. $P_{\text{Verl.,SR,netz}}$ der entsprechenden Stromrichtervarianten für den generatorseitigen Stromrichter mit dem Betriebspunkt $\cos \varphi = -1$ und für den netzseitigen Stromrichter mit dem Betriebspunkt $\cos \varphi = 1$ auf Basis der Simulationsergebnisse aus der Abbildung 2.10 zusammengefasst. Die deutlich höheren Gesamtverluste der Variante (Bx) sind auf die typisch hohen Schalt- und Durchlassverluste der Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 3,3 kV zurückzuführen. Für die Varianten (Cx) und (Dx) lassen sich die Unterschiede der Gesamtverluste, trotz gleichem Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 1,2 kV, wie folgt erklären: Die etwas höheren Gesamtverluste der Variante (Cx) gegenüber der Variante (Dx) lassen sich auf den Unterschied in der Stufigkeit der gepulsten Ausgangsspannung der einzelnen Stromrichtervarianten zurückführen. Der Grund hierfür ist, dass der zweistufige Stromrichter (Cx) nur zwischen den Schaltzuständen negativ und positiv schaltet, wohingegen der dreistufige Stromrichter (Dx) zwischen den Schaltzuständen negativ, null und positiv wechselt, wie in Kapitel 4.2.4 und 4.3.4 detailliert erläutert. Die Verluste der Variante (Ax) sind zum einen auf die erforderliche Verwendung der Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 1,7 kV zurückzuführen, da diese im Vergleich zu den Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 1,2 kV typischerweise höhere Schalt- und Durchlassverluste besitzen. Zum anderen sind die höheren Gesamtverluste der Variante (Ax) auf den höheren geführten Ausgangsstrom des Systems zurückzuführen, da jeweils für alle Stromrichtervarianten (Ax) bis (Dx) eine maximale Scheinleistung von 1 MVA angenommen wird.

Mit den Gleichungen 2.7 und 2.8 können die generator- und netzseitigen Bauleistungstromrichter Kosten bestimmt werden, die ebenfalls in den Tabellen 2.7 und 2.8 angegeben sind. Die Bauleistungstromrichter Kosten (generator- und netzseitig) beschreiben die Bauleistungskosten des Stromrichters in relativer Abhängigkeit von den auftretenden Verlusten für einen bestimmten Betriebspunkt bezogen auf die Gesamtbauleistung des Stromrichters. Somit erfolgt mit diesen Gleichungen eine Gewichtung mit den auftretenden Gesamtverlusten der einzelnen Stromrichtervarianten für den generator- und netzseitigen Betrieb. Die Stromrich-

Tab. 2.7: Darstellung der Gesamtverluste, der Bauleistungsstromrichter Kosten sowie der normierten Bauleistungsstromrichter Kosten auf die Variante (A1) der Stromrichtervarianten (A1) - (D1) für den generatorseitigen Betrieb

SR- Var.	$P_{\text{Verl.,SR,gen}}$ (kW)	$K_{\text{Bau,SR,gen}}$ (€/kW)	norm. SR (A1)
A1	6,35	0,39	1,00
B1	8,28	0,75	1,89
C1	5,25	0,87	2,20
D1	4,66	0,85	2,14

tervariante (A1) bzw. (A2) wird als Ausgangsbasis für den Vergleich der unterschiedlichen Varianten angenommen, da diese die am häufigsten verwendete Stromrichtervariante ist.

$$K_{\text{Bau,SR,gen}} = \frac{P_{\text{Verl.,SR,gen}} \cdot K_{\text{Bau,SR}}}{P_{\text{Bau,SR}}} \quad (2.7)$$

$$K_{\text{Bau,SR,netz}} = \frac{P_{\text{Verl.,SR,netz}} \cdot K_{\text{Bau,SR}}}{P_{\text{Bau,SR}}} \quad (2.8)$$

Die Bauleistungsstromrichter Kosten $K_{\text{Bau,SR}}$ in Tabelle 2.7 und 2.8 zeigen sowohl generator- als auch netzseitig, dass die Varianten (A1) und (A2) am besten gegenüber den anderen untersuchten Topologien abschneiden. Ein Grund hierfür sind die niedrigen Bauleistungsstromrichter Kosten $K_{\text{Bau,SR}}$. Die 1700 V-Leistungshalbleiterklasse ist vermutlich aufgrund der hohen Anzahl an insgesamt produzierten Einheiten vergleichsweise kostengünstig, wie im Anhang in Tabelle 9.1 gezeigt. Ebenso sind die niedrigen Verluste in Kombination mit der geringen Anzahl an verwendeten Bauelementen im System ein klarer Vorteil dieser Stromrichtervariante.

Die in Kapitel 2.4 erwähnten Vorteile der erhöhten Ausgangsspannung lassen sich jedoch nicht mit der Variante (A1/A2) realisieren, da die Zwischenkreisspannung typischerweise einen Wert von 1100 V besitzt und aufgrund der Sperrspannung der Leistungshalbleiter nicht auf eine Zwischenkreisspannung von 1500 V erhöht werden kann. Daher wird im Folgenden

Tab. 2.8: Darstellung der Gesamtverluste, der Bauleistungsstromrichter Kosten sowie der normierten Bauleistungsstromrichter Kosten auf die Variante (A2) der Stromrichtervarianten (A2) - (D2) für den netzseitigen Betrieb

SR- Var.	$P_{\text{Verl.,SR,netz}}$ (kW)	$K_{\text{Bau,SR,netz}}$ (€/kW)	norm. SR (A2)
A2	10,66	0,66	1,00
B2	14,26	1,28	1,94
C2	8,55	1,41	2,13
D2	5,84	1,06	1,60

ausschließlich ein Vergleich der Stromrichter mit hoher Ausgangsspannung und hoher Zwischenkreisspannung durchgeführt. Das System (C1/C2) wird als Ausgangsbasis für den Vergleich der unterschiedlichen Varianten festgelegt, da die Leistungshalbleiter aufgrund ihrer Sperrspannung noch Niederspannungshalbleiter sind. In Tabelle 2.9 sind die Ergebnisse der normierten Bauleistungsstromrichterkosten bezogen auf die Varianten (Cx) für sowohl den generatorseitigen als auch netzseitigen Betrieb des Stromrichters dargestellt.

Es zeigt sich, dass der zweistufige Stromrichter mit Leistungshalbleitern der Sperrspannungsklasse 3,3 kV in Variante (B1) und (B2) sowie der dreistufige NPC-Stromrichter in Variante (D1) und (D2) im Verhältnis zu den Varianten (C1) und (C2) eine bessere Performance liefern.

Im generatorseitigen Betrieb zeigt sich, dass aufgrund der nahezu identischen Anzahl an gleichen Leistungshalbleitern der Niederspannungsklasse und den nahezu übereinstimmenden Gesamtverlusten zwischen dem zweistufigen Stromrichter mit zwei hart in Reihe geschalteten Leistungshalbleitern der Variante (C1) und dem dreistufigen NPC-Stromrichter der Variante (D1) die normierten Bauleistungsstromrichterkosten der Variante (D1) nur um 2 % geringer sind. Im direkten Vergleich schneidet der zweistufige Stromrichter mit Hochvolt-Leistungshalbleitern deutlich mit einer Verbesserung um 14 % ab. Ein Grund hierfür ist die geringe Anzahl an verwendeten Leistungshalbleitern in der Variante (B1), die gegenüber der Varianten (C1) und (D1) teilweise mehr als halbiert ist und dafür sorgt, dass die höheren Schalt- und Durchlassverluste der 3,3 kV-Leistungshalbleiter, wie in Abbildung 2.10c dargestellt, kompensiert werden können. Außerdem wirkt sich die geringere Schaltfrequenz in Höhe von 1,25 kHz positiv auf das Ergebnis der Bauleistungsstromrichterkosten der Stromrichtervariante (B1) aus.

Im netzseitigen Betrieb hingegen zeigt Variante (D2) eine deutliche Verbesserung gegenüber der Variante (B2) und vor allem gegenüber der Variante (C2) mit einer Reduzierung der Kosten um 25 %. Die geringsten Gesamtverluste besitzt die Variante (D2), wie in Abbildung 2.10h gezeigt, die damit den Nachteil der hohen Anzahl an Leistungshalbleitern gegenüber den anderen Varianten kompensieren kann. Die stärkere Belastung der schaltbaren

Tab. 2.9: Darstellung der Bauleistungsstromrichterkosten sowie der auf die Variante (C1) bzw. (C2) normierten Bauleistungsstromrichterkosten der Stromrichtervarianten (Ax) – (Dx) für den generator- bzw. netzseitigen Betrieb

SR-Var.	$K_{\text{Bau,SR,gen}} / K_{\text{Bau,SR,netz}}$ (€/kW)	$K_{\text{Bau,SR,gen}} / K_{\text{Bau,SR,netz}}$ norm. SR (C1) , (C2)
A1 / A2	0,39 / 0,66	— / —
B1 / B2	0,75 / 1,28	- 14 % / - 9 %
C1 / C2	0,87 / 1,41	± 0 %
D1 / D2	0,85 / 1,06	- 2 % / - 25 %

Leistungshalbleiter im netzseitigen Betrieb gegenüber dem generatorseitigen Betrieb führt dazu, dass der Vorteil der Variante (Bx) gegenüber der Variante (Dx) deutlich sinkt.

Insgesamt schneidet der dreistufige Stromrichter mit Niederspannungs-IGBTs sehr gut ab, da dieser vor allem in der netzseitigen Anwendung überzeugt. Aus der Untersuchung der unterschiedlichen Stromrichtervarianten ergibt sich für den generatorseitigen Stromrichter die optimale Variante (B1), wohingegen für den netzseitigen Stromrichter Variante (D2) den größten Vorteil mit sich bringt. Auf Grund der Tatsache, dass der dreistufige Stromrichter eine Neutralpunktbalancierung benötigt, ist eine Kombination von zwei- und dreistufigen Stromrichtertopologien in einem Umrichtersystem zwar generell anwendbar, benötigt aber aufgrund der hierdurch gestiegenen Randbedingungen eine zusätzliche hardware- bzw. softwareseitige Realisierung zum dauerhaft sicheren Betrieb beider Stromrichtertopologien. Daher ist aufgrund seiner Performance die Stromrichtervariante (Dx) sowohl für die Generatorseite als auch für die Netzseite eines Umrichtersystems vorzuziehen.

Die Ergebnisse der Windenergieausbeute aus Kapitel 2.3 verdeutlichen, dass ein wartungsarmer, zuverlässiger und effizienter Stromrichter aufgrund der hohen Betriebsdauer der Windenergieanlage bezogen auf einen Zeitraum von beispielsweise einem Jahr von hoher Wichtigkeit ist. Daher ist die Entwicklung eines effizienten dreistufigen Niederspannungsstromrichter eine Möglichkeit den entscheidenden Vorteil in modernen Windenergieanlagen darzustellen, um eine hohe Leistungsausbeute des Systems über den gesamten Windbereich zu erzielen.

2.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden der mechanische Antriebsstrang, der elektrische Antriebsstrang sowie die Leistung und Energieausbeute einer Windenergieanlage näher beschrieben. Zusätzlich wurde im Anschluss die Anhebung des Ausgangsspannungsniveaus der Windenergieanlage diskutiert. Die Vorteile bezogen auf die Leitungsverluste, das Gesamtgewicht und die Anzahl an parallel geführten Kabeln des Kabelloops und der Kabel im Turm sowie eine mögliche Reduzierung des Kabelquerschnittes haben den Stellenwert der Anhebung der Ausgangsspannung verdeutlicht. Für die Arbeit wurde die erhöhte Ausgangsspannung auf $U_{LL} = 950 \text{ V}$ sowie eine Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 1500 \text{ V}$ festgelegt. Im Anschluss wurden erste Möglichkeiten zur Realisierung eines erhöhten Spannungsniveaus vorgestellt und verglichen. Aufgrund der Ergebnisse wird in der Arbeit der dreistufige NPC-Stromrichter tiefergehend bezüglich der bereits festgelegten Parameter des Systems untersucht.

3 Baukomponenten eines Stromrichters

In diesem Kapitel werden die verschiedenen Elemente des Stromrichters für den Einsatz in Windenergieanlagen vorgestellt. Die Leistungshalbleiter Diode und IGBT werden eingeführt, ihre Funktionsweise beschrieben und die unterschiedlichen Aufbauformen der verschiedenen IGBT-Typen vorgestellt. Zusätzlich wird die Optimierung des Leistungshalbleiters mittels einer $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik vorgestellt und bezüglich der unterschiedlichen Basis-Aufbauformen verglichen. Abschließend wird der allgemeine Aufbau eines Leistungsmoduls vorgestellt, sowie das im Projekt entwickelte und in dieser Arbeit eingesetzte NPC-Phasenmodul des Stromrichters beschrieben. Darüber hinaus wird die Zwischenkreiskapazität des dreistufigen Stromrichters ausgelegt.

3.1 Einführung in das Bauelement Leistungshalbleiter

Ein entscheidender Bestandteil der Gesamtoptimierung eines Umrichtersystems für Windenergieanlagen ist die Auswahl und Auslegung geeigneter Leistungshalbleiter. Nach [55] erfüllen moderne Leistungshalbleiter im Allgemeinen nur die Funktion eines Schalters, wobei dieser zunehmend immer höhere Anforderungen erfüllen muss. Zu den wichtigsten Anforderungen moderner Leistungshalbleiter eines Umrichters gehören eine an das System angepasste Sperrfähigkeit, eine entsprechende Stromtragfähigkeit sowie eine entsprechend der Leistungsklasse des Umrichters benötigte Schaltleistung bei geringem Gewicht und kleinem Volumen. Ebenso sind eine hohe Lebensdauer und eine verbesserte Zuverlässigkeit bei geringen Verlusten entscheidende Faktoren bei der Auslegung der Leistungshalbleiter eines Systems [52].

Ein weiterer Faktor für die Auswahl und Auslegung geeigneter Leistungshalbleiter ist, in Verbindung mit der auftretenden Verlustleistung, die effektive Schaltfrequenz mit der die Leistungshalbleiter geschaltet werden. Diese hat einen großen Einfluss auf die Schalt- und Durchlassverluste im Teil- und Vollastbetrieb der einzelnen Leistungshalbleiter. Bei der Dimensionierung von Leistungshalbleitern ist daher das Ziel, möglichst geringe Schaltverluste bei hohen Schaltfrequenzen und eine sehr gute thermische Leitfähigkeit zur Abgabe der Verlustwärme zu erreichen. Zu beachten bleibt bei der Auslegung der Leistungshalbleiter, dass mit sinkenden Schaltverlusten die Durchlassverluste der Leistungshalbleiter zunehmen, weshalb dieses zu einer mehrdimensionalen Optimierung führt. Ebenso haben die auftretenden Verluste der Leistungshalbleiter einen starken Einfluss auf die Dimensionierung des Kühlsystems und die Dimensionierung der entsprechenden passiven Komponenten [55].

Für Stromrichter in der Windenergie werden verschiedene Leistungshalbleiter eingesetzt. Die am häufigsten verwendeten aktiven Leistungshalbleiter sind je nach Leistungsklasse des Stromrichters Niederspannungs-IGBTs, Hochspannungs-IGBTs, IGCTs, IGBT-Presspacks und SiC-Leistungshalbleiter [9]. Für Volleistungsumrichter größerer Leistung (größer als 3 MW) werden Leistungshalbleiter mit hoher Sperrspannungsklasse 3,3 kV, 4,5 kV und mehr

eingesetzt [10, 16]. In dieser Arbeit wird der Fokus jedoch aufgrund der Niederspannungsanwendung ausschließlich auf zwei Typen von Niederspannungs-Leistungsbauerelementen gesetzt: Dioden und schaltbare vorwärtssperrende IGBTs mit einer typischen Sperrspannungsklasse von 1200 V.

Durch die Unterschiede in der physikalischen Struktur bzw. den eingesetzten Materialien und der unterschiedlichen Herstellprozesse der jeweilige Halbleitertechnologien für Diode und IGBT ergeben sich stark unterschiedliche Vor- und Nachteile bezüglich ihrer Sperrspannung und ihrer Durchlass- und Schaltverluste. Diese Eigenschaften haben folglich einen starken Einfluss auf die Kosten für den Herstellprozess [56].

Vorab müssen die auftretenden Verluste der Leistungsbauerelemente klassifiziert werden. Die Schaltverluste des Leistungshalbleiters treten im Ein- und Ausschaltvorgang auf und werden damit durch die Sperrspannung und den Laststrom des Systems beeinflusst. Die Durchlassverluste des Leistungshalbleiters treten im eingeschalteten Zustand des Leistungshalbleiters auf und ergeben sich aus dem geführten Laststrom und der am Leistungshalbleiter abfallenden Durchlassspannung. Die Sperrverluste treten nur im Sperrzustand des Leistungshalbleiters auf und sind auf die auftretenden Leckströme zurückzuführen. Die Ansteuerungsverluste des Leistungshalbleiters treten in der Ansteuerschaltung der schaltbaren Bauelemente auf. Da sowohl die Sperrverluste als auch die Ansteuerungsverluste sehr klein sind, werden diese in der weiteren Betrachtung vernachlässigt [52].

Die charakteristischen Datenblattangaben von Leistungsbauerelementen werden zum Beispiel durch einen sogenannten klassischen Doppelpulsversuch experimentell ermittelt. Die Abbildung 3.1 zeigt den Versuchsaufbau mit den messbaren Größen zur Bestimmung der charakteristischen Daten sowie die schematische Darstellung der zeitlichen Verläufe der messbaren Größen. Bei diesem Verfahren werden die Kenndaten eines Leistungsbauerelementes

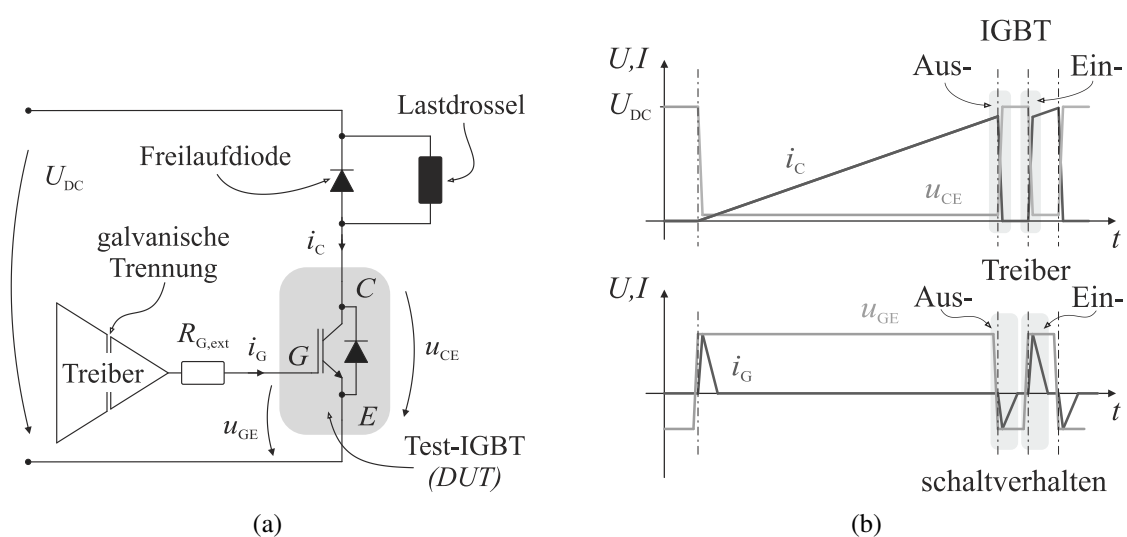


Abb. 3.1: Schaltbild des Doppelpulsversuches (a) Aufbau des Versuches, (b) zeitliche Verläufe der Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} , des Kollektorstromes i_C , der Gate-Emitter-Spannung u_{GE} und des Gatestromes i_G

durch das Auslösen eines Ein- und eines Ausschaltvorganges bestimmt. Mit diesem Verfahren können Kenngrößen wie die anliegende Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} , der Kollektorstrom i_C , die Gate-Emitter-Ansteuerspannung u_{GE} sowie der Gatestrom i_G ermittelt werden [55].

Die mit Hilfe des Doppelpulsversuches gemessenen Kenngrößen, dienen zur Ermittlung der charakteristischen Eigenschaften eines Leistungshalbleiters. Zu den wichtigsten Eigenschaften zählen: die Ein- und Ausschaltenergie, die Durchlassspannung, die zeitliche Änderung des Kollektorstromes und der Kollektorspannung, die Ein- und Ausschaltzeit sowie die benötigte Leistung zum Ein- und Ausschalten des Leistungshalbleiters. Durch die Erwärmung des zu untersuchenden Leistungshalbleiters (DUT: Device-Under-Test) mittels einer Heizplatte können diese Parameter zusätzlich für verschiedene Temperaturen ermittelt werden.

Werden Leistungshalbleiter für den Einsatz in Windenergieanlagen dimensioniert, so sind wie bereits erläutert, mehrere Bewertungskriterien einzubeziehen, die jeweils abhängig von der Gesamtoptimierung des Systems zu betrachten sind [55]. Um die Faktoren Zuverlässigkeit, Kosten, Volumen, Gewicht und Verluste für die Auswahl geeigneter Leistungshalbleiter bewerten zu können, werden in den folgenden Kapiteln die Halbleiterbauelemente Diode und IGBT im Allgemeinen vorgestellt.

3.2 Dioden

In der Leistungselektronik sind Dioden als aktive nicht-schaltbare Leistungshalbleiter bekannt und gelten daher als einfache Leistungshalbleiter. Im Antriebsstrang einer Windenergieanlage mit Teilleistungs- oder Volleistungsumrichter werden Leistungsdioden sowohl generatorseitig als auch netzseitig als Freilaufdiode für schaltende Bauelemente benötigt. Für diese leistungselektronischen Anwendungen werden *pin*-Dioden eingesetzt. Diese garantieren höhere Sperrspannungen und werden, gegenüber den auf Silizium-Basis aufgebauten Dioden mit einfachem *pn*-Übergang, um eine intrinsische Dotierung erweitert [55, 56].

Bei der Auslegung von Dioden kann das Verhalten bezüglich der Durchlassverluste oder bezüglich der Reverse-Recovery-Ladung Q_{rr} optimiert werden. Für Anwendungen mit höheren Schaltfrequenzen werden Leistungsdioden auf ein besseres Reverse-Recovery-Verhalten optimiert, wohingegen bei niedrigen Schaltfrequenzen eine Optimierung bezüglich des Durchlassverhaltens entscheidend ist, da bei niedrigen Schaltfrequenzen der Leitanteil höher ist. Der differentielle Widerstand und die charakteristische Flussspannung einer Diode sind temperaturabhängig und haben somit einen Einfluss auf die auftretenden Verluste einer Diode.

Die Einschaltverluste einer Diode werden meist vernachlässigt, da sie im Verhältnis deutlich geringer als die Durchlass- und die Ausschaltverluste sind [57]. Zur Bestimmung der Durchlassverluste der Diode wird, wie in [52] beschrieben, eine Linearisierung im Nennbetriebspunkt der Diode durchgeführt. Aus dem durch die Linearisierung ermittelten differentiellen temperaturabhängigen Widerstand r_F und dem Effektivwert des Diodenstroms, der temperaturabhängigen Schleusenspannung $U_{F,0}$ und dem Mittelwert des Diodenstroms \bar{i}_F ergeben

sich die Durchlassverluste einer Leistungsdiode wie in Gleichung 3.1 dargestellt.

$$P_{\text{cond,D}} = U_{\text{F},0} \cdot \overline{i_{\text{F}}} + r_{\text{F}} \cdot I_{\text{F}}^2 \quad (3.1)$$

Anhand der Speicherladung und der Stromsteilheit der Diode lassen sich nach [57] die charakteristischen Ausschaltverluste mit Hilfe der Datenblattangaben bestimmen. Die Ausschaltverluste einer Dioden werden maßgeblich vom Stromgradienten di_{F}/dt und der Sperrverzögerungsladung Q_{rr} bestimmt. Die Sperrverzögerungsladung wiederum setzt sich aus der Summe der Speicherladung Q_{s} und der Ladung während der Fallzeit Q_{f} zusammen. Die Zeit der Sperrverzögerungsladung kann über die Addition der Zeiten aus Speicherladung und Fallzeit ermittelt werden [55, 57].

Nach [55] kann die Schaltverlustenergie der Diode E_{rec} mit Gleichung 3.2 ermittelt werden.

$$E_{\text{rec}} = U_{\text{D}} \cdot Q_{\text{f}} = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{D}} \left(Q_{\text{rr}} - \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{\text{RRM}}^2}{di_{\text{F}}/dt} \right), \text{ mit } Q_{\text{f}} = Q_{\text{rr}} - Q_{\text{s}} \quad (3.2)$$

Aus dem Datenblatt sind die an der Diode anliegende Sperrspannung U_{D} , die maximale Rückstromspitze I_{RRM} , die Sperrverzögerungsladung Q_{rr} und der Stromgradient di_{F}/dt für einen charakteristischen Betriebspunkt bekannt. Bei diesem Verfahren wird der Einfluss der Junction-Temperatur und der Streuinduktivitäten auf die Verluste vereinfacht vernachlässigt.

3.3 IGBTs

Für moderne Windenergieanlagen mit Back-to-Back-Umrichter werden heutzutage hauptsächlich IGBT-Leistungsmodule eingesetzt. In Windenergieanlagen sind vor allem die Faktoren Zuverlässigkeit und hoher Wirkungsgrad zwei wichtige Aspekte, da der Betrieb und die Wartung des Umrichters bzw. der Austausch von defekten Modulen mit langen Stillstandzeiten und hohen Kosten verbunden ist.

Die Verbesserungen in der IGBT-Technologie sind daher ebenso wichtige Weiterentwicklungen für die Leistungshalbleitertechnik in der Windenergie. Ein Ziel bei der Weiterentwicklung der IGBT-Chiptechnologie ist, durch die höheren zugelassenen Chiptemperaturen, die Vergrößerung der Stromdichten und die Verkleinerung der Chipflächen und Oberflächenstrukturen, die gestiegenen Anforderungen an die Leistungshalbleiter zu erfüllen. Diese Anforderungen sollen unter Berücksichtigung einer höheren Zuverlässigkeit und einem besseren Betriebsverhalten der Leistungshalbleiter realisiert werden, so dass eine längere Lebensdauer der Leistungshalbleiter beim Einsatz in einer Windenergieanlage gewährleistet werden [52]. Eine Entwicklungsrichtung aus dem Anwendungsgebiet der Aufbau- und Verbindungstechnik der IGBT-Modulentwicklung ist, durch den Einsatz von neuen Materialien, inneren Aufbaustrukturen und Oberflächenbeschichtungen eine Verbesserung der Wärmeabfuhr sowie eine höhere Temperatur- und Lastwechselfestigkeit zu erzielen [58]. Mit Hilfe neuer anwendungsfreundlicher Modulgehäuse, bekannt unter dem Begriff "Packaging", kann eine

Vereinfachung der Konstruktion und die Umsetzung kompakterer Systemkonzepte erreicht werden. Gleichzeitig kann damit eine Optimierung des inneren Anschlusslayouts hinsichtlich ihrer parasitären Elemente erfolgen. Insgesamt führt dieses zur Integration von komplexeren Halbbrückenstrukturen innerhalb eines Moduls und somit zur Reduktion der Kosten für das Gesamtsystem und einer Verbesserung der Gesamtperformance [49].

Bei der Optimierung eines Stromrichters für Windenergieanlagen ist es eine Grundvoraussetzung der Entwicklung, das vereinfachte Schalt- und Ansteuerverhalten von modernen IGBTs zu kennen, da das Verhalten eines modernen Leistungshalbleiters (IGBT oder Diode) stark vom Entwicklungsstand, der Baugröße, der Bauform und den Spezifikationen des Chips abhängig ist.

Nach [57] ergeben sich die Durchlassverluste eines IGBTs, wie in Gleichung 3.3 dargestellt, aus der temperaturabhängigen Schleusenspannung $U_{CE,0}$, dem Mittelwert des IGBT-Stroms \bar{i}_C und dem durch die Linearisierung ermittelten differentiellen temperaturabhängigen Widerstand r_{CE} und dem Effektivwert des IGBT-Stroms.

$$P_{\text{cond,V}} = U_{CE,0} \cdot \bar{i}_C + r_{CE} \cdot I_C^2 \quad (3.3)$$

Das Einschaltverhalten des IGBTs wird maßgeblich durch zwei Faktoren beeinflusst: Hierzu zählt der Reverse-Recovery-Effekt der Diode auf den IGBT und die induzierte Spannung aufgrund der Streuinduktivität L_σ des mechanischen Aufbaus. Daher sind in der Gleichung 3.4 nach [55] zusätzlich die auftretenden Diodenverluste auf den IGBT ($\Delta E_{\text{on,D}}$), unter Berücksichtigung von Gleichung 3.2, dargestellt. Während des Schaltvorganges liegt die Spannung $U_{CE} - L_\sigma \cdot (di/dt)$ am IGBT an. Der Parameter $\Delta E_{\text{on,D}}$ beeinflusst das Schaltverhalten des IGBTs und bildet sich aus der Differenz von E_{on} und $E_{\text{on,IGBT}}$, wobei $E_{\text{on,IGBT}}$ die vom IGBT-abhängige aufgenommene Einschaltverlustenergie ist. Die Parameter (Sperrverzögerungsladung Q_{tr} , Stromgradienten di_{F}/dt und maximale Rückstromspitze I_{RRM}) sind voneinander abhängig. Zur Vereinfachung der Untersuchungen werden diese diodenabhängigen Parameter jedoch als konstant angenommen, so dass die Auswirkung des Schaltverhaltens des IGBT auf die Diode vernachlässigt wird.

$$\Delta E_{\text{on,D}} = E_{\text{on}} - E_{\text{on,IGBT}} = \left(U_{CE} - L_\sigma \cdot \frac{di}{dt} \right) \cdot \left(t_s \cdot i_C + Q_s + \frac{1}{2} \cdot Q_f \right) \quad (3.4)$$

Das Ausschaltverhalten eines IGBTs ist entsprechend von der internen Aufbaustruktur des Leistungshalbleiterchips abhängig.

In den folgenden Unterkapiteln werden die Funktionsweise des IGBTs beschrieben und verschiedene IGBT-Konzepte vorgestellt.

3.3.1 Schematischer Aufbau und Funktion eines IGBTs

Hauptsächlich werden in der Leistungselektronik n-Kanal IGBTs mit vertikaler Aufbaustruktur verwendet. Darüber hinaus sind generell weitere IGBT-Typen, wie zum Beispiel

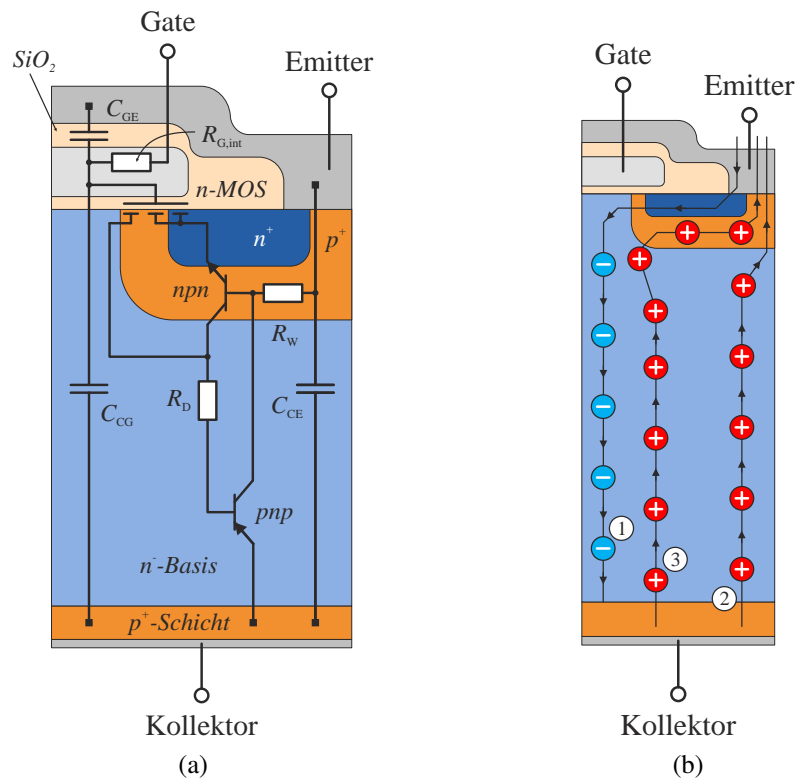


Abb. 3.2: Interne Aufbaustruktur des IGBTs nach [52, 57]; (a) parasitäre Elemente in der Zellstruktur (b) Ladungsträger

p-Kanal Typen, bekannt. Diese sind jedoch im Bereich der Windenergieanlagen nicht entscheidend und werden im Folgenden nicht weiter behandelt [59].

Der IGBT ist ein kompaktes und aktives Leistungsbauteil, der die Eigenschaften eines pnp-Leistungsbipolartransistors und eines MOSFETs kombiniert. Die wesentliche Eigenschaft des IGBTs ist, dass durch Anlegen einer geeigneten Steuerspannung an den MOSFET der Leistungsbipolartransistor gesteuert werden kann. Liegt keine Steuerspannung an, so sperrt dieses Bauteil (selbstsperrende Eigenschaft) [52].

Die Abbildung 3.2a zeigt die interne Aufbaustruktur eines IGBTs. Auf der Oberseite des IGBT-Chips befindet sich der Gate- und der Emitter-Anschluss des IGBTs, wohingegen sich der Kollektor-Anschluss auf der Unterseite des IGBT-Chips befindet. Die Bezeichnung erhält der IGBT durch den sich ausbildenden vertikalen Laststromfluss zwischen dem Emitter und dem Kollektor-Anschluss [57].

Wird eine positive Steuerspannung U_{GE} (oberhalb der Schwellspannung $U_{GE,th}$) zwischen dem Gate- und dem Emitter-Potential angelegt, so kommt es in der p^+ -Schicht zur Ausbildung eines leitfähigen Kanals mit Elektronen als Ladungsträger; siehe Abbildung 3.2b (1). Weiterhin bildet sich ein Löcherstrom aus, der in der kollektorseitigen p^+ -Schicht eine Löcherinjektion in die n^- -Driftregion bewirkt; siehe Abbildung 3.2b (2). Beide Effekte führen in dieser Region zu einer Steigerung der effektiven Dichte der Dotierung. Hierbei wird eine Überschwemmung mit Ladungsträgern innerhalb der Driftregion ausgelöst, welche zu einer Ausbildung einer Speicherladung führt. Durch diese erhöhte Anreicherung an

Ladungsträgern bildet sich der Kollektorstrom aus, der gleichzeitig zu einer Minimierung der Raumladungszone und der Reduzierung der Durchlassspannung führt; siehe Abbildung 3.2b (3). Hierdurch befindet sich der IGBT im stationären und gesättigten Zustand und ist eingeschaltet. [60, 61]

Zum Abschalten des IGBTs kommt es, wenn die Steuerspannung U_{GE} unterhalb der Schwellspannung $U_{GE,th}$ fällt. Durch den Kollektorstrom wird, bei Übernahme der Sperrspannung und der Ausbildung der Raumladungszone, ein großer Teil der Ladung der n^- -Driftregion abgeführt. Durch eine Rückinjektion von Löchern in die kollektorseitige p^+ -Schicht und die Rekombination wird der nach dem Anstieg der Spannung verbleibende Teil an Speicherladung in der Driftregion abgebaut. Dieser Effekt erzeugt den charakteristischen Tailstrom (Schweifstrom) des IGBTs beim Abschalten, der maßgeblich die Höhe der Abschaltverluste verursacht. Verantwortlich für die Verzögerungszeit und die Schaltverluste ist der charakteristische Auf- und Abbau der Speicherladung (interne Kapazitäten) des IGBTs. Eine geringere Speicherladung bevorteilt ein schnelleres und verlustärmeres Ein- und Ausschalten des IGBTs.

Für die Umladevorgänge sind drei interne Kapazitäten, wie in Abbildung 3.2a dargestellt, verantwortlich. Die Kollektor-Emitter Kapazität C_{CE} stellt die bestehende Sperrschichtkapazität zwischen der p^+ -Wanne und der n^- -Driftregion dar. Die Millerkapazität C_{CG} resultiert aus der Überlappung von Gate-Potential und n^- -Driftregion. Diese wird zum einen von der Kapazität des Gateoxides und zum anderen von der Raumladungszone beeinflusst. Die Gate-Emitter-Kapazität C_{GE} wird durch die Überlappung von Gate-Elektrode und der Metallisierung des Emitters verursacht. [60, 61]

Für das Verhalten des IGBTs bezüglich der Abwägung zwischen Ausschaltenergie und Durchlassspannung ($U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Kurve) ist der Löcherstrom verantwortlich. Dieses entspricht dem Basisstrom des dargestellten nnp -Transistors in der Abbildung 3.2a. In Abhängigkeit der Stromverstärkung des pnp -Transistors wiederum kann die Charakteristik des IGBTs zwischen dem Schaltverhalten und der Robustheit bzw. den Durchlasseigenschaften optimiert werden [52].

Diese internen Vorgänge des IGBTs verbunden mit den parasitären Elementen sind stark von Spannungsklasse und Bauform des IGBTs abhängig. Die in der Windenergie am häufigsten eingesetzten Spannungsclassen der IGBTs liegen bei Niederspannungsanwendung bei 1200 V und 1700 V. Die Stromtragfähigkeit ist stark abhängig von der Aufbauform und der Leistungsklasse des Umrichters in der Anlage, liegt jedoch typischerweise zwischen 400 A und 1200 A.

3.3.2 Vorstellung von IGBT-Konzepten

Grundsätzlich können vertikal aufgebaute IGBTs zwischen Punch-Through-IGBTs (PT-IGBTs) und Non-Punch-Through-IGBTs (NPT-IGBTs) unterschieden werden. Ausgehend von den beiden Basisaufbaustrukturen werden die Weiterentwicklungen in den nachfolgenden Unterabschnitten näher beschrieben.

Punch-Through-IGBT

Das erste entwickelte IGBT-Konzept ist der Punch-Through-IGBT, der bis heute Anwendung findet. Das Ausgangsmaterial ist ein kollektorseitiges p^+ -Substrat, auf das eine n^+ -Schicht (Buffer-Layer) und eine n^- -Schicht durch Epitaxie aufgetragen wird. Diese Aufbaustruktur des Punch-Through-IGBTs ist in Abbildung 3.3 dargestellt [57].

Die Bezeichnung Punch-Through erhält das Bauteil aufgrund des Anstoßens des elektrischen Feldes an den Rand der n^- -Driftzone im Vorwärtssperrzustand. Die asymmetrische Aufbaustruktur des IGBTs leitet sich von der vorherrschenden relativ schmalen Driftregion ab. Aufgrund der hohen Dotierung und der Dicke des p^+ -Substrates haben PT-IGBTs einen hohen Emitterwirkungsgrad, der sich aufgrund der hohen Injektionswirkung der Löcher in die Driftzone ergibt. Dieses ermöglicht verhältnismäßig kurze, aber hohe Tailströme, die stark temperaturabhängig sind und dadurch höhere Ausschaltverluste verursachen.

Verantwortlich für das Schaltverhalten und die Durchlassspannung des IGBTs ist die Stromverstärkung des pn p-Transistors. Um eine Reduzierung der Stromverstärkung des pn p-Übergangs zu erreichen, werden weitere Rekombinationszentren mittels einer zusätzlichen Dotierung mit Gold oder einer Elektronenbestrahlung eingebracht, um so die Ladungsträgerlebensdauer der n^+ -Schicht zu verringern und die Latch-Up Gefahr zu verringern [52]. Die Erhöhung der Anzahl an Rekombinationszentren wirkt sich jedoch negativ auf das Schaltverhalten des IGBTs aus. Daher ist ein Kompromiss zwischen der minimalen Durchlassspannung des IGBTs und dem optimalen Schaltverhalten zu wählen.

Nachteilig ist, dass die IGBTs für die Parallelschaltbarkeit, wie sie in Modulen zur Anwendung kommt, anhand der Sättigungsspannung sehr genau ausgewählt werden müssen. Dieses

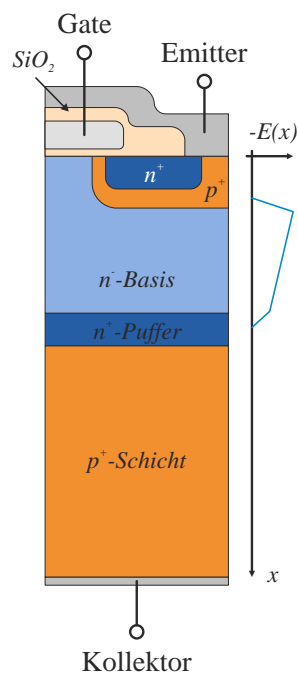


Abb. 3.3: Innere Aufbaustruktur und Feldverteilung eines Punch-Through-IGBTs in Anlehnung an [49]

ist jedoch aufgrund der höheren Schwankung im Herstellprozess des p^+ -Substrats und der höheren Ladungsträgerlebensdauer der Bauteile nur schwer möglich [55, 58].

Non-Punch-Through-IGBT

Der später entwickelte Non-Punch-Through IGBT besitzt eine vertikale, symmetrische Aufbaustruktur. Der NPT-IGBT basiert, wie in Abbildung 3.4 gezeigt, auf einem schwach dotierten n^- -Substrat [57].

Die hierdurch breite n^- -Driftzone ist so breit, dass das elektrische Feld bei maximal anliegender Vorwärtssperrenspernung innerhalb dieser Zone vollständig abgebaut wird. Wird die maximale Sperrspannung des Bauteils überschritten, führt dieses zum Anstieg des elektrischen Feldes und daraufhin zum lawinenartigen Durchbruch (Avalance) und der Zerstörung der Sperrfähigkeit des Bauteils. Der niedrige Emitterwirkungsgrad wird durch eine kollektorseitige p^+ -Schicht erreicht, die im Herstellprozess durch eine rückseitige Implantation erzeugt wird. Dieses verursacht verhältnismäßig lange, aber niedrige Tailströme, die aber nur gering temperaturabhängig sind und dadurch nur leicht höhere Ausschaltverluste verursachen. Aufgrund der leicht positiven temperaturabhängigen Sättigungsspannung ist eine gleichmäßige Stromaufteilung der einzelnen Zellen des Chips gut zu erzielen. Dieser Effekt wirkt sich positiv auf die Parallelschaltbarkeit der einzelnen Chips aus und wird bei der Herstellung von Modulen mit höherer Stromtragfähigkeit ausgenutzt [55, 58].

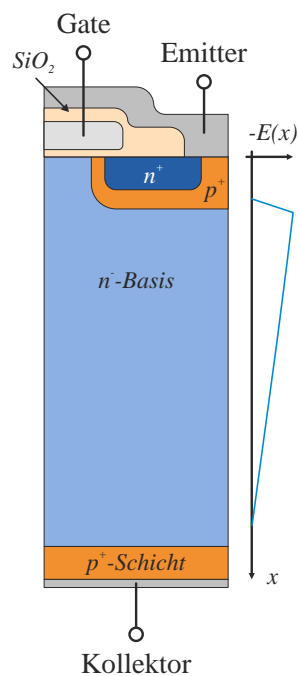


Abb. 3.4: Innere Aufbaustruktur und Feldverteilung eines Non-Punch-Through-IGBTs in Anlehnung an [49]

Soft-Punch-Through-IGBT

Aus dem Non-Punch-Through-IGBT hat der Hersteller ABB Ltd. den Soft-Punch-Through-IGBT entwickelt [52]. Je nach Hersteller wird dieses Bauteil unterschiedlich bezeichnet: Field-Stop-IGBT bei Infineon Technologies AG, Soft-Punch-Through-IGBT bei ABB Ltd., Thin-Wafer-Punch-Through-IGBT bei Toshiba Corporation, Light-Punch-Through-IGBT bei Mitsubishi Electric Corporation [49].

Als Substrat wird ein sehr dünner, schwach dotierter n^- -Siliziumwafer (Float Zone Wafer) verwendet. Die rückseitige p^+ -Schicht des Kollektoranschlusses wird mittels Implantation erzeugt. Zwischen den beiden Schichten wird eine n^+ -Feldstoppschicht hinzugefügt, weshalb dieser Typ häufig als Fieldstopp-IGBT bekannt ist. Die Abbildung 3.5 zeigt den schematischen Aufbau der Struktur eines SPT-IGBTs. Dieses Konzept ist bereits vom Punch-Through-IGBT bekannt. Die hinzugefügte Feldstoppschicht kann deutlich schwächer dotiert werden, als beim vergleichbaren Punch-Through-IGBT, da hier nur die Feldstärke minimiert und der Einfluss auf den Emitterwirkungsgrad nicht verändert werden muss. Dadurch kann erreicht werden, dass das elektrische Feld an das Ende der n^+ -Schicht stößt und vor der kollektorseitigen p^+ -Zone abgebaut wird.

Für die Anwendung des Soft-Punch-Through-IGBTs ergeben sich eindeutige Vorteile: Mit der Reduzierung der Dicke der n^- -Driftzone können die Durchlassverluste gegenüber dem Non-Punch-Through-IGBT reduziert und eine geringere Durchlassspannung erreicht werden. Die Robustheit bleibt bei positivem Temperatureffekt der Durchlassspannung erhalten. Gleichzeitig können mit dieser Aufbaustruktur die Schaltverluste des Bauteils reduziert werden. Außerdem bleibt die Parallelschaltbarkeit, wie beim Non-Punch-Through-IGBT, erhalten. [55, 58].

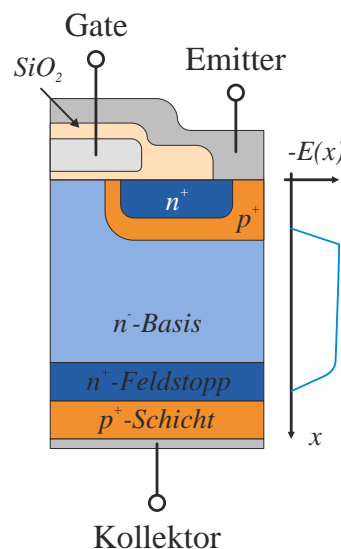


Abb. 3.5: Innere Aufbaustruktur und Feldverteilung eines Soft-Punch-Through-IGBTs in Anlehnung an [49]

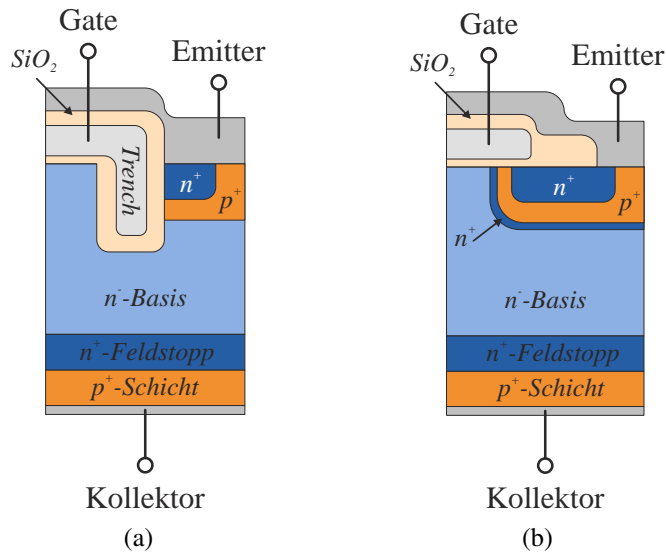


Abb. 3.6: Innere Aufbaustruktur eines (a) Trench-Technologie-IGBTs (b) Carrier-Stored-Technologie-IGBTs; (a, b) in Anlehnung an [49]

Trench- und Carrier-Stored-Technologie-IGBTs

Die Vergrößerung der aktiven Siliziumfläche eines IGBTs zur Optimierung des Durchlassverhaltens kann mit Hilfe von Gate-Gräben erreicht werden. Die üblich planare Gate-Struktur wird durch eine vertikale Graben-Struktur, auch als Trench bezeichnet, ersetzt. Die Abbildung 3.6a veranschaulicht diesen Zusammenhang. So wird innerhalb der jeweiligen p^+ -Wanne des IGBTs ein vertikaler Verlauf des Kanals erreicht. Die Trench-Struktur führt jedoch zu einer höheren Gatekapazität, wie in Abbildung 3.2a gezeigt. Diese muss bei jedem Schaltvorgang umgeladen werden, wodurch eine höhere Ansteuerleistung erforderlich ist.

Im Vergleich hierzu bedient sich das Konzept des Carrier-Stored-Technologie-IGBTs, siehe Abbildung 3.6b, einem anderen Verfahren. Hierbei wird eine zusätzliche n^+ -Schicht an der p^+ -Wanne eingeführt, die als Löcherbarriere dient. Die verbesserte Emittereffizienz resultiert aus der Erhöhung der Ladungsträgerkonzentration an der Oberseite des Bauteils [55, 58].

Für beide Technologien wirkt sich die beschriebene resultierende bessere Steuerbarkeit positiv auf das Verhalten des IGBTs aus. Erreicht werden können höhere Stromdichten bei gleichzeitig niedrigeren Durchlassverlusten. Zusätzlich erhält das Bauteil hierdurch eine verbesserte Robustheit des IGBTs aufgrund der geringeren Latch-Up-Gefahr (Übergang in einen niederohmigen Zustand des Bauteils) [52].

Injection-Enhanced-Gated-Transistor

Bei dem Konzept des Injection-Enhanced-Gated-Transistor (IEGT) wird auf Basis des Carrier-Stored-Technologie-IGBTs eine zusätzliche n^- -Löcherbarriere unterhalb der p^+ -Wannen zwischen die einzelnen Trench-Gate-Strukturen innerhalb des n^- -Substrates

eingefügt [52]. Die zusätzliche Barriere erschwert den Abfluss von weiteren Minoritätsladungsträgern und erhöht so die Konzentration an freien Ladungsträgern. Vorteilhaft ist, dass hierdurch die Durchlassspannung weiter abgesenkt wird. Somit kann eine Parallelverschiebung der Trade-off-Kurve des IGBTs erreicht werden [55, 58].

Verkleinerung der IGBT-Zellstruktur

Werden die Zellstrukturen einer jeden Zelle eines IGBTs minimiert (Shrinking), so können zusätzlich die statischen und dynamischen Eigenschaften des IGBTs verbessert werden. Dabei wird der Abstand zwischen den Gate-Anschlüssen verkleinert, welches als Reduzierung der Zellpitchbreite bezeichnet wird. Die durch das Shrinking verbesserte Leistungsausbeute kann auf Grund des höheren thermischen Übergangswiderstandes nur durch eine Anhebung der Chiptemperatur erreicht werden [55, 56].

Zusammenfassung Strukturen

Mit Hilfe dieser verschiedenen IGBT-Konzepte ist die Weiterentwicklung hoch kompakter und effizienter Leistungsmodule für den Einsatz in Windenergieanlagen möglich. Heutzutage sind die Anforderungen an die Leistungshalbleiter stark gestiegen, da moderne Umrichtersysteme effizienter, robuster, kostengünstiger und kompakter sein müssen. Mit Hilfe der vorgestellten Aufbaustrukturen lassen sich die Eigenschaften der IGBTs stark beeinflussen. Anhand der genannten Eigenschaften nach [49, 52, 55, 58] lässt sich die Tabelle 3.1 aufstellen und veranschaulicht den Zusammenhang sowie die Vor- und Nachteile für die IGBT-Entwicklung [62].

Durch eine gute Kombination geeigneter Aufbaumethoden werden moderne Leistungshalbleiter mit höheren Stromdichten, niedrigeren Schaltverlusten und besserer Zuverlässigkeit für einen Betrieb von bis zu 20 Jahren hergestellt. Durch eine bessere Parallelschaltbarkeit

Tab. 3.1: Zusammenfassung der verschiedenen IGBT-Aufbaustrukturen, mit folgender Bewertungstabelle: (+ +) sehr gut, (+) gut, (o) mittel, (-) schlecht, (- -) sehr schlecht, (k.A.) keine Aussage; nach [62]

Aufbaustruktur	PT-IGBT	NPT-IGBT	SPT-IGBT	Trench-IGBT	Shrink-IGBT	IEGT-IGBT
Schaltverluste	--	-	o	+	k.A.	++
Durchlassverluste	-	-	+	+	k.A.	++
Parallelschaltbarkeit	--	++	++	+	k.A.	k.A.
Kurzschlussverhalten	--	+	+	+	++	k.A.
Tailstromlänge	+	-	++	k.A.	k.A.	k.A.
Temperaturkoeffizient	--	+	+	k.A.	k.A.	k.A.
Überspannungspeak	--	+	+	+	k.A.	k.A.

der Leistungshalbleiterchips können Module höherer Leistungsklasse sowie einer verbesserten Robustheit und Güte hergestellt werden und die Kosten für die Herstellung zudem noch gesenkt werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Leistungshalbleiter eingesetzt, der die Feldstopp- mit der Shrink- und der IEGT-Technologie vereint, um die Vorteile dieser genannten Technologien optimal zu nutzen. Mit der nachfolgenden Optimierung der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik ist es möglich, den Leistungshalbleiter an die geforderten Randbedingung eines Umrichters für die Windenergie anzupassen.

3.4 Optimierung der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik des IGBTs

Die gesamte Verlustenergie eines IGBTs, wie in Abschnitt 3.1 beschrieben, setzt sich aus drei Komponenten zusammen: den Durchlass-, den Sperr- und den Schaltverlusten. Im gesperrten Zustand ist der auftretende Leckstrom verhältnismäßig klein. Daher können diese Verluste vernachlässigt werden. Je nach Einsatz des Leistungshalbleiters tragen nach [57] zur Erwärmung des Leistungshalbleiters im Wesentlichen die Schalt- oder Durchlassverlustleistung bei. Welcher der beiden Anteile jedoch die größere Verlustleistung verursacht ist stark vom Einsatz des Leistungshalbleiters abhängig. Das Produkt aus Durchlassspannung $U_{CE,sat}$, Kollektorstrom i_C und dem Tastverhältnis bestimmt die Größe der Durchlassverluste. Die Schaltverlustenergie beim Einschalten des IGBTs ergibt sich aus dem zeitlichen Integral des Produktes von Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} und Kollektorstrom i_C . Die Ausschaltverlustenergie verhält sich proportional zur Einschaltverlustenergie.

Die Einschaltverluste des IGBTs sind maßgeblich durch das Reverse-Recovery-Verhalten der Freilaufdiode beeinflusst. Das Ausschaltverhalten wird vor allem durch die interne IGBT-Aufbaustruktur geprägt. Die Verkleinerung der Durchlassverluste sowie die Reduzierung der Ausschaltverluste sind die wesentlichen Aspekte, die bei der Optimierung moderner Leistungshalbleiter zu untersuchen sind. Die Einschaltverluste können hingegen durch die Optimierung der Diode beeinflusst werden. Das Problem ist, dass beide Größen die Durchlassverluste und die Ausschaltverluste voneinander abhängen, denn mit der Reduzierung der Ausschaltverluste steigen die Durchlassverluste an und umgekehrt. Dieses wird als $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Verhalten des Leistungshalbleiters bezeichnet [58].

Der sich hieraus ergebende Zusammenhang von Ausschaltenergie und Durchlassspannung ist in der Abbildung 3.7 gezeigt. Zu erkennen ist, dass die $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Kurve von der Technologie abhängig ist. Es wird deutlich, dass je näher die Kurve am Ursprung liegt, desto verlustärmer ist der hergestellte IGBT [56]. Ein perfekter Leistungshalbleiter würde sich, wie in Abbildung 3.7 gezeigt, im Ursprung eines Trade-off-Diagramms befinden, da dieser schaltbare Halbleiter weder Schaltverluste noch Durchlassverluste besitzen würde [64].

Das $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Verhalten der NPT-Chip-Technologie wird vor allem durch die Variation der Lebensdauer der Ladungsträger in der n^- -Basis beeinflusst. Mit kürzerer Lebensdauer der Ladungsträger steigt die Durchlassspannung an [58]. Die Variation der Dotierungskonzentration in der n^+ -Schicht hat Einfluss auf das $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Verhalten

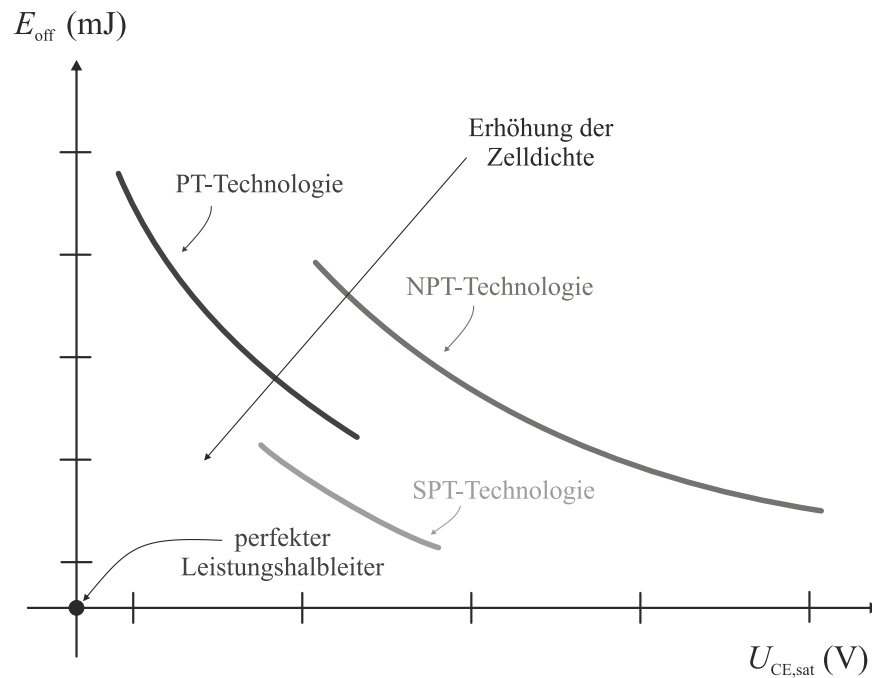


Abb. 3.7: Qualitativ schematische Darstellung der IGBT-Trade-off-Kurve für verschiedene Aufbauformen in Abhängigkeit der Zelldichte in Anlehnung an [63]

für die PT-Chip-Technologie. Hierbei steigt mit höherer Dotierungskonzentration die Durchlassspannung des Bauteils an [58]. Im Vergleich hierzu wird für die SPT-Chip-Technologie durch die Variation der oberflächenseitigen Dotierungskonzentration in der p^+ -Schicht das $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-off-Verhalten des Chips beeinflusst [55]. Die Durchlassspannung steigt hier mit zunehmender Dotierungskonzentration an. Ein weiterer Einflussfaktor auf die $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-off-Kurve des Leistungshalbleiters ist die Größe des Zellpitches (Zellbreite), denn mit Erhöhung der Zelldichte sinken sowohl die Ausschaltverluste als auch die Durchlassverluste [63]. Die Erhöhung der Zelldichte kann nur bis zur maximal erlaubten Sperrschichttemperatur des Leistungshalbleiters durchgeführt werden, da dieses ansonsten zum thermischen Ausfall des Leistungshalbleiters führt.

Alle drei vorgestellten $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-off-Kurven der verschiedenen Chip-Strukturen können durch eine niedrigere Durchlassstromdichte verbessert werden. Das erfordert einen flächenmäßig größeren Chip bei gleicher Stromtragfähigkeit. Nachteilig ist, dass diese Vergrößerung der Chipfläche einen Mehrbedarf an Silizium benötigt, welches zu höheren Kosten und einer schlechteren Ausnutzung des Chips führt [52, 56].

Zur Optimierung der $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-off-Charakteristik des Leistungshalbleiters gilt folgender Zusammenhang: Für Anwendungen, bei denen vor allem das Schalten mit niedrigen Frequenzen entscheidend ist, wird die Charakteristik des IGBTs auf ein verbessertes Durchlassverhalten ausgelegt, welches eine niedrige Durchlassspannung erfordert ($U_{\text{CE,sat}}$). Genau das Gegenteil wird umgesetzt, wenn der Leistungshalbleiter mit hoher Schaltfrequenz geschaltet werden muss, welches niedrige Schaltenergien nach sich ziehen sollte. Hierbei wird die IGBT-Charakteristik auf niedrige Ausschaltverluste optimiert. Die Trade-off-Charakteristik beschreibt dabei einen definierten Punkt ($U_{\text{CE,sat}}$, E_{off}) des Leistungs-

halbleiters auf der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Kurve der entsprechenden Technologie des Leistungshalbleiters.

Dabei bietet eine Vielzahl der Hersteller meist drei unterschiedliche Trade-off-Charakteristiken eines scheinbar gleichen Leistungshalbleiters an. Die Sperrspannung, die Stromtragfähigkeit und die äußeren Dimensionen werden dabei jedoch nicht verändert. Für zweistufige Systeme bieten die Hersteller meist folgende drei Charakteristiken für Leistungsmodule an: ein Modul mit Standard-Charakteristik, mit Low-Loss-Charakteristik (engl.: niedrige Verluste) und mit Fast-Charakteristik (engl. schnelles Schalten). Die Benennungen der unterschiedlichen Charakteristiken variieren stark, da jeder Hersteller individuelle Bezeichnungen für diese Eigenschaften der Leistungshalbleiter wählt. Beispielhaft sei erwähnt, dass die Infineon Technologies AG für eine Leistungshalbleiterserie die Benennung 'H' für High Speed, welches einer Fast-Charakteristik entspricht, und 'T' für Trenchstop, welches einer Low-Loss-Charakteristik entspricht, wählt. [65]. Hitachi Power Semiconductor Device Ltd. hingegen benennt die 1700 V IGBT-Serie mit 'D' für eine Fast-Charakteristik und 'E' für eine Low-Loss-Charakteristik [66, 67].

Wird bei der Optimierung des dreistufigen Stromrichters die $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik angewandt, so ist es möglich, ein optimales System für die Anwendung in einer Windenergieanlage zu entwickeln.

3.5 IGBT-Module

IGBT-Module werden heutzutage in verschiedenen Gehäuseformen von verschiedenen Herstellern angeboten. Neben Einzelschaltern für hohe Leistungsklassen werden auch Standardtopologien in verschiedensten Leistungsklassen in den Leistungshalbleitermodulen integriert. Die Anzahl der einzelnen Leistungshalbleiterchips und die Topologie sind abhängig von der Anwendung und den Anforderungen sowie der entsprechenden Spannungs- und Stromtragfähigkeit. Zu den verbreitetsten Topologien gehören die 3-phasige Vollbrücke, die Chopper-Einheit, die Halbbrücke oder auch die NPC-Halbbrücke. Ein Modul kann beispielsweise alle erforderlichen Leistungshalbleiter einer Phase einer Topologie beinhalten und wird daher als Halbbrücken- oder Phasenbaustein bezeichnet. Sind hingegen beispielsweise alle erforderlichen Leistungshalbleiter der drei Phasen eines Stromrichters integriert, so spricht man von einem Vollbrückenbaustein. Eine Übersicht über die verschiedenen Modulgehäuseformen der einzelnen Hersteller ist in [49] gezeigt.

Für Windenergieanlagen werden vorzugsweise Leistungshalbleiter der Niederspannungsklasse in Halbbrückenausführung der Spannungs- und Stromtragfähigkeit Klasse 1700 V eingesetzt. Für Mittelspannungsanwendungen werden Einzelschalter der Klasse 3,3 kV, 4,5 kV und höher eingesetzt [68]. Durch die interne Parallelschaltung mehrere IGBT- und Dioden-Einzelchips können Stromtragfähigkeiten von 50 A bis mehrere tausend Ampere realisiert werden.

Die Entwicklung geht in Richtung speziell angepasster Leistungshalbleitermodule, die zum einen die gesamte Halbbrücke einer Umrichtertopologie (wie zum Beispiel NPC) und zum

anderen eine spezielle Abstimmung auf die Anforderungen des Systems beinhaltet. Daher wird im Rahmen der Arbeit für den dreistufigen NPC-Stromrichter ein speziell entwickelter dreistufiger NPC-Phasenbaustein eingesetzt. Ein genereller Vorteil des Einsatzes dieses Moduls ist eine kompakte Konstruktion des Umrichters, da die einzelnen Komponenten des Stromrichters (Phasenbaustein, Zwischenkreisverschienung, Zwischenkreiskondensatoren, Anschlüsse, etc...) nahe beieinander platziert werden können, welches einen niederinduktiven Aufbau des Systems bevorteilt. Gleichzeitig führt die enge Platzierung der Komponenten des Stromrichters zu einer hohen Integrationsdichte des Systems. Neben den erforderlichen Leistungshalbleitern einer Topologie werden auch zunehmend mehr Steuerungs- und Überwachungsfunktionen im Modul integriert, wie zum Beispiel eine Früherkennung eines Modulfehlers oder die Integration einer Treibereinheit, um die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems zu steigern [52].

Allgemein werden an ein Leistungsmodul mechanische, elektrische und thermische Anforderungen gestellt. Die Gewichtung der Eigenschaften richtet sich nach dem Einsatzgebiet des Moduls. Innerhalb des Moduls muss beispielsweise für den Einsatz in Windenergieanlagenumrichter jeder eingesetzte Leistungshalbleiterchip einen hohen Strom führen und eine hohe Spannung blockieren können. Eine Herausforderung bei dem Design eines Leistungsmoduls ist, dass während dieser Vorgänge aufgrund der Sperr-, Durchlass- und der Schaltverluste Wärme entsteht, die nach außen über eine Bodenplatte des Moduls abgeführt werden muss. Gleichzeitig muss das Modul gegenüber dem Kühlkörper eine hohe elektrische Isolation, die von der Spannungsklasse abhängig ist, bereitstellen [49].

Die Abbildung 3.8 veranschaulicht den prinzipiellen Aufbau eines typischen Leistungsmoduls montiert auf einem Flüssigkeitskühler. Das in dieser Arbeit eingesetzte und vom Forschungsinstitut Fraunhofer-Institut für Siliziumtechnologie und dem Unternehmen Danfoss Silicon Power GmbH speziell für den Stromrichter entwickelte Leistungsmodul mit einer Sperrspannung von 1200 V und einer Stromtragfähigkeit von 600 A ist in Abbildung

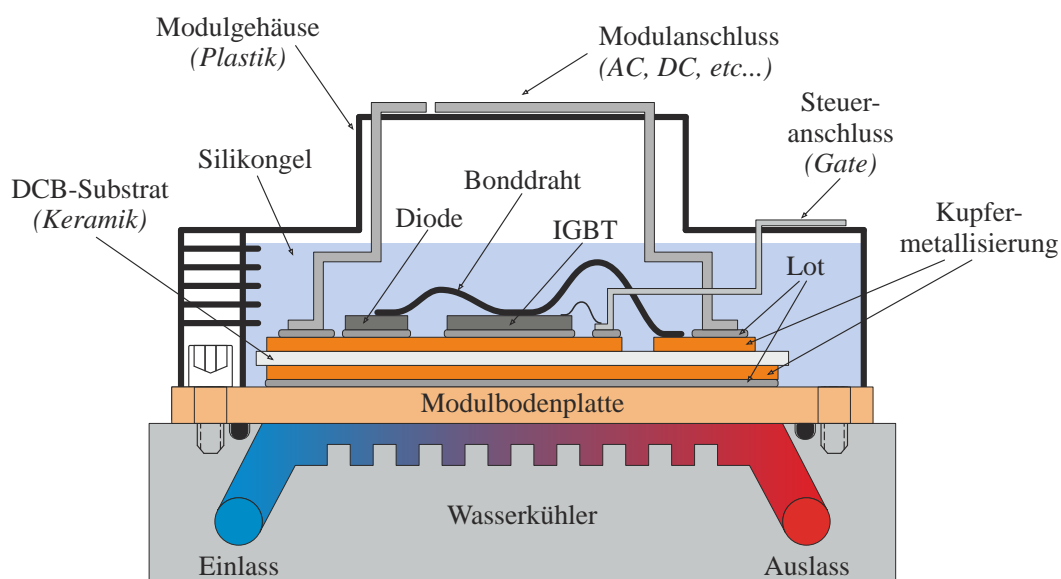


Abb. 3.8: Schichtstruktur eines inneren und äußeren Aufbaus eines IGBT-Moduls

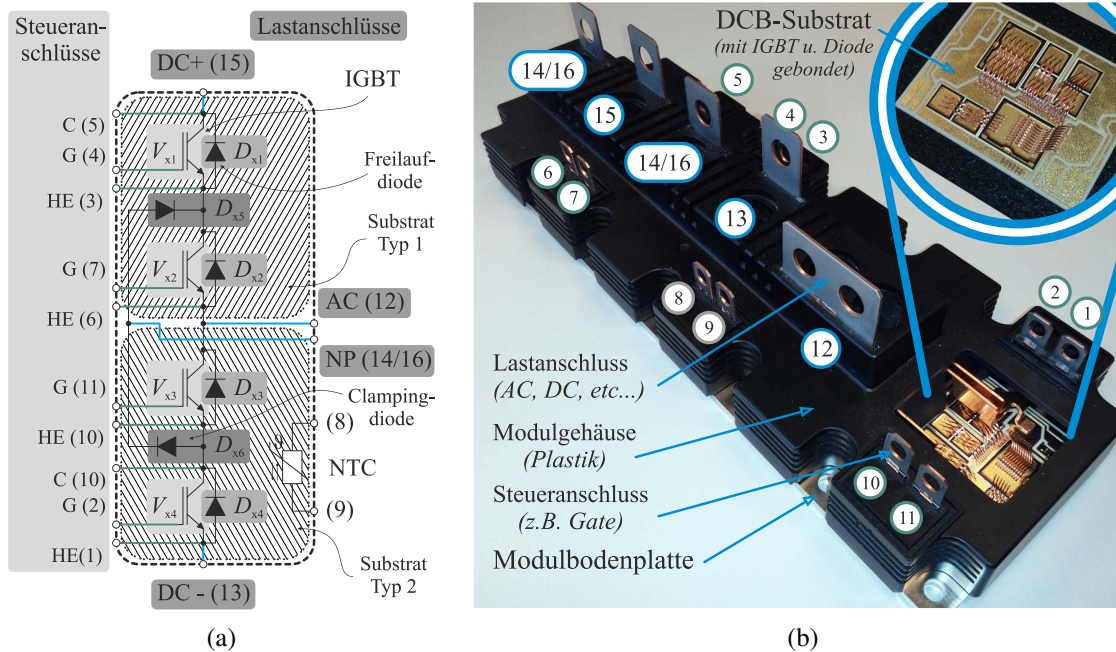


Abb. 3.9: NPC-Phasenmodul mit einer Sperrspannung von 1200 V und einer Stromtragfähigkeit von 600 A (a) Schematische Darstellung der einzelnen Komponenten, DCB Substrat (Schraffur) (b) Foto des Phasenmoduls aus dem Produktionsprozess mit Bezeichnungen (geöffnet, ohne Funktion) sowie Foto eines DCB-Substrates mit IGBTs und Dioden des NPC-Phasenmoduls [69]

3.9 dargestellt [69]. Das Modul erhält die Danfoss Silicon Power GmbH Unternehmensbezeichnung P3L® [70]. Die äußere Form des Moduls entspricht den Dimensionen eines standardisierten PrimePack™-Moduls des Herstellers Infineon Technologies AG [71]. Dabei ist die veränderte Anzahl an äußeren Steueranschlüssen der NPC-Topologie geschuldet. Die ober- und unterseitige Kupfermetallisierung des Keramik-Direct-Copper-Bonded (DCB) dient zum einen als Träger für die Leistungshalbleiterchips und zum anderen als thermischer Übergang zur Bodenplatte des Moduls. Das Substrat selbst besteht aus Keramik, um die gewünschte Isolation bereitzustellen. Die Leistungshalbleiter werden entweder mittels Löt- oder Sinterverfahren auf das Direct-Copper-Bonded-Substrat aufgebracht. Die Verbindung zwischen den Leistungshalbleiterchips, den Kupferflächen, anderen Direct-Copper-Bonded-Substraten oder auch den Außenanschlüssen erfolgt mittels Dickdraht-Bond-Prozess; siehe Abbildung 3.9b. In Abhängigkeit der Stromtragfähigkeit werden hierbei die entsprechende Anzahl und der entsprechende Querschnitt des Drahtes mittels Kaltschweißverfahren aufgebracht [52]. Für eine verbesserte Lastwechselfestigkeit werden Kupferdrähte und Halbleiter mit oberflächiger Kupfermetallisierung eingesetzt. Für das entwickelte Modul werden insgesamt sechs Direct-Copper-Bonded-Substrate mit je zwei unterschiedlichen Layouts benötigt, um eine NPC-Topologie und eine Stromtragfähigkeit von 600 A zu realisieren (siehe Abbildung 3.9a).

Die Bodenplatte, meist hergestellt aus Kupfer oder Aluminium, liefert neben der mechanischen Stabilität auch eine gute Wärmeleitfähigkeit und Wärmespreizung. Die elektrische Isolation der einzelnen Leistungshalbleiterkomponenten wird zusätzlich durch das flexible

und hochtemperaturfeste Silikongel erreicht. Die Anbindung an die äußeren Modul- und Steueranschlüsse erfolgt durch niederinduktive interne Kupferverschiebungen (siehe Abbildung 3.8 und 3.9b). [49]

3.6 Zwischenkreiskapazität

Die Abbildung 3.10 zeigt das typische Schaltungsschema eines dreistufigen NPC-Back-to-Back-Niederspannungsumrichters für die Anwendung in Windenergieanlagen. In dieser Arbeit wird ein Stromrichter entwickelt, der sowohl für den generatorseitigen als auch den netzseitigen Einsatz verwendet werden kann.

Ein wichtiger Faktor bei der Entwicklung eines Stromrichters ist die richtige Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität C_{DC} . Das Ziel ist die Zwischenkreiskapazität möglichst klein zu dimensionieren, um die Kosten für die Zwischenkreiskapazität zu minimieren, da diese einen großen Anteil an den Gesamtkosten des Umrichtersystems ausmachen. Die Kapazität des Zwischenkreises muss jedoch gleichzeitig so ausgelegt werden, dass eine gewünschte maximale Strom- und Spannungswelligkeit eingehalten werden kann. Wird die Kapazität des Zwischenkreises reduziert, so reduziert sich folglich auch das Volumen des Zwischenkreises, welches jedoch zu einer erhöhten Beanspruchung der Kapazität führt. Bei der Auslegung ist daher ebenso die Zuverlässigkeit des Zwischenkreises zu berücksichtigen [1, 72].

Aus der Literatur [73–76] sind verschiedene Ansätze bekannt, nach denen die Dimensionierung des Gleichspannungszwischenkreises erfolgt:

1. Dimensionierung nach der maximalen Strombelastbarkeit der Kondensatoren,
2. Dimensionierung nach der Festigkeit gegenüber Netzstörungen, die so genannte Ride-Through-Capability,
3. Dimensionierung nach der maximalen Spannungswelligkeit im Zwischenkreis bzw. nach der Leistungsänderung bei transienten Vorgängen.

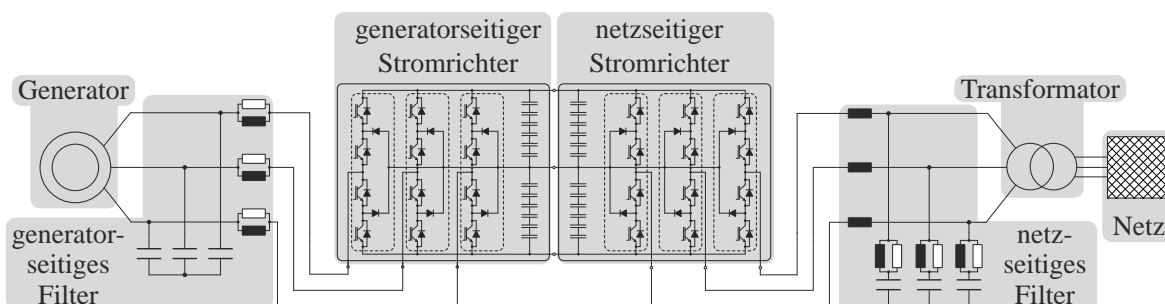


Abb. 3.10: Schematische Darstellung eines Niederspannungsumrichters für den Einsatz in Windenergieanlagen mit Mittelspannungsanschluss mit IGBTs als Leistungsschalter in dreistufiger NPC-Ausführung in Back-to-Back-Konfiguration

Grundsätzlich kommen zwei Typen von Kondensatoren für die Auslegung eines Gleichspannungszwischenkreises in Betracht: der Aluminium-Elektrolyt-Kondensator und der Folien-Kondensator. Beide Kondensatoren unterscheiden sich jedoch in ihren Eigenschaften. Die Lebensdauer eines Aluminium-Elektrolyt-Kondensators ist von den Betriebsparametern Umgebungstemperatur, Spannung und Strom abhängig, wohingegen ein Folien-Kondensator von den Betriebsparametern Temperatur, Spannung und Feuchte abhängig ist. Der Einflussfaktor der Feuchtigkeit tritt vorzugsweise bei Folien-Kondensatoren mit Kunststoffgehäuse auf, da es hier zu einer Korrosion der Folienmetallisierung kommen kann [77].

Ein klarer Vorteil des Folien-Kondensators ist, dass der Betriebsparameter des geführten Stromes durch die Kapazität nicht in die Auslegung mit eingeht, da die resultierende Eigen erwärmung ausschließlich durch den niedrigen ESR-Wert (engl.: Equivalent-Series-Resistance) eher zu vernachlässigen ist. Darüber hinaus führt der niedrige ESR-Wert zu geringeren Verlusten. Zusätzlich ist die höhere Strombelastbarkeit des Folien-Kondensators bei der Erstellung von niederinduktiven Zwischenkreisen ein klarer Vorteil, um die Überspannungsspitzen bei den Schaltvorgängen des Leistungshalbleiters zu minimieren [77, 78]. Die folgende Abbildung 3.12 zeigt nach [79] die Unterschiede von Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren zu Folien-Kondensator in Bezug auf das Volumen und die Zwischenkreiskapazität für eine gegebene maximal anliegende Spannung am Kondensator. Als Grundlage dieser Abbildung werden die Parameter (Volumen, Spannung und Kapazität) handelsüblicher Folien- und Elektrolyt-Kondensatoren, hier beispielsweise des Herstellers FTCAP, verwendet [79]. In Bezug auf den Faktor Kosten überzeugt der Aluminium-Elektrolyt-Kondensator, da er bei gleichen Parametern deutlich kostengünstiger gegenüber dem Folien-Kondensator ist. Heutzutage ist jedoch der Faktor der hohen Stromtragfähigkeit des Folien-Kondensators von größerer Bedeutung.

Die Berechnung der Zwischenkreiskapazität für einen dreistufigen Stromrichter erfolgt grundsätzlich nach denselben Auslegungskriterien wie bei einem zweistufigen Stromrichter, weshalb die Dimensionierung nach der maximalen Spannungswelligkeit im Zwischenkreis erfolgt [73]. Die Besonderheit darüber hinaus ist, dass die Dimensionierung abhängig von der niederfrequenten Spannungswelligkeit des Neutralpunktstromes i_{NP} ist. Dieser Strom erzeugt eine ungewünschte Spannungsungleichheit zwischen der oberen und der unteren Zwischenkreishälfte. Daher kann der Neutralpunktstrom zu unerwünschten Überspannungen an den Leistungshalbleitern führen, die einen Ausfall des Systems hervorrufen können.

Die Abbildung 3.11 zeigt die Dimensionierung der minimalen Zwischenkreiskapazität nach [73] unter Berücksichtigung unterschiedlicher Zwischenkreisspannungswelligkeiten von 4 % bis 15 %. Die effektive Schaltfrequenz für den generatorseitigen und den netzseitigen Stromrichter ist bei 2,5 kHz bzw. 4,5 kHz gekennzeichnet.

Wird die maximal zulässige Spannungswelligkeit im Zwischenkreis verkleinert, so steigt die dafür erforderliche Zwischenkreiskapazität umgekehrt proportional an. Ebenso ist erkennbar, dass bei gleicher Spannungswelligkeit und steigender effektiver Schaltfrequenz des Stromrichters, die Kapazität des Zwischenkreises kleiner ausgelegt werden kann. Üblicherweise werden Spannungswelligkeiten von 5 – 10 % akzeptiert. In dieser Arbeit wird

für den dreistufigen Stromrichter eine maximal zugelassene Spannungswelligkeit von 8 % festgelegt. Dies führt zu einer Zwischenkreiskapazität von 0,6 mF bei 4,5 kHz (\square) und von 1,08 mF bei 2,5 kHz (\diamond). Das bedeutet, dass die Schaltfrequenz des generatorseitigen Stromrichters von 2,5 kHz eine höhere Anforderung an die Auslegung des Zwischenkreises stellt. Daher wird mit einer Sicherheit von typischerweise 10 % die Zwischenkreiskapazität auf $C_{DC} = 1,2\text{ mF}$ ausgelegt (graue durchgezogene Linie). So ergibt sich unter Berücksichtigung von Abbildung 4.5 die Zwischenkreiskapazität der unteren bzw. oberen Halbbrücke von $C_1 = C_2 = 2 \cdot C_{DC} = 2,4\text{ mF}$.

Der geteilte Zwischenkreis besteht aus zwölf Folien-Kondensatoren mit jeweils sechs Stück für die obere Zwischenkreishälfte und sechs Stück für die untere Zwischenkreishälfte. Der verfügbare Folien-Kondensator vom Typ EC420 μ 1100d085136 des Herstellers FTCAP hat eine Kapazität von 420 mF [80]. Damit ergibt sich für die Parallelschaltung von jeweils sechs Folien-Kondensatoren eine Kapazität der Zwischenkreishälfte von $C_1 = C_2 = 2,52\text{ mF}$. Mittels einer Reihenschaltung der insgesamt zwölf Folien-Kondensatoren lässt sich eine Zwischenkreiskapazität von $C_{DC} = 1,26\text{ mF}$ aufbauen, die leicht oberhalb der Auslegungsgrenze von 1,2 mF liegt und damit akzeptabel ist.

Durch die Dimensionierung wird eine Spannungswelligkeit nicht schlechter als 8 % garantiert. Typischerweise würde für einen Back-to-Back-NPC-Umrichter nur ein gemeinsamer Zwischenkreis ausgelegt werden. Aufgrund der Besonderheit, dass der Back-to-Back-Betrieb in dieser Arbeit mittels zweier NPC-Stromrichter mit separatem Zwischenkreis realisiert wird, verdoppelt sich folglich die Gesamtkapazität des Back-to-Back-NPC-Umrichters.

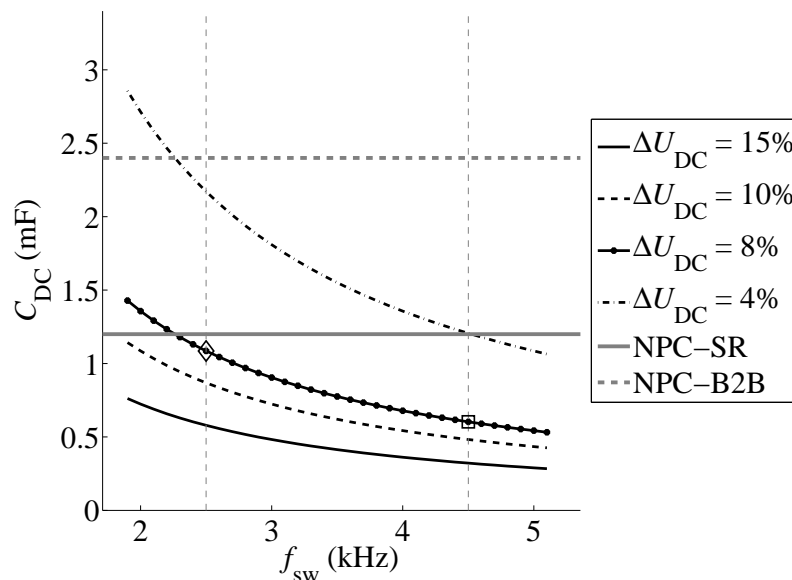


Abb. 3.11: Dimensionierung der minimalen Zwischenkreiskapazität unter Berücksichtigung der maximalen Spannungswelligkeit von 4 %, 8 %, 10 % und 15 % für Filmkondensatoren nach [73] sowie Darstellung der Zwischenkreiskapazität für den dreistufigen NPC-Stromrichter mit \diamond : $f_{sw} = 2,5\text{ kHz}$, \square : $f_{sw} = 4,5\text{ kHz}$ und den dreistufigen Back-to-Back-NPC-Umrichter bei $U_{LL} = 950\text{ V}$, $I_x = 600\text{ A}$ und $U_{DC} = 1500\text{ V}$

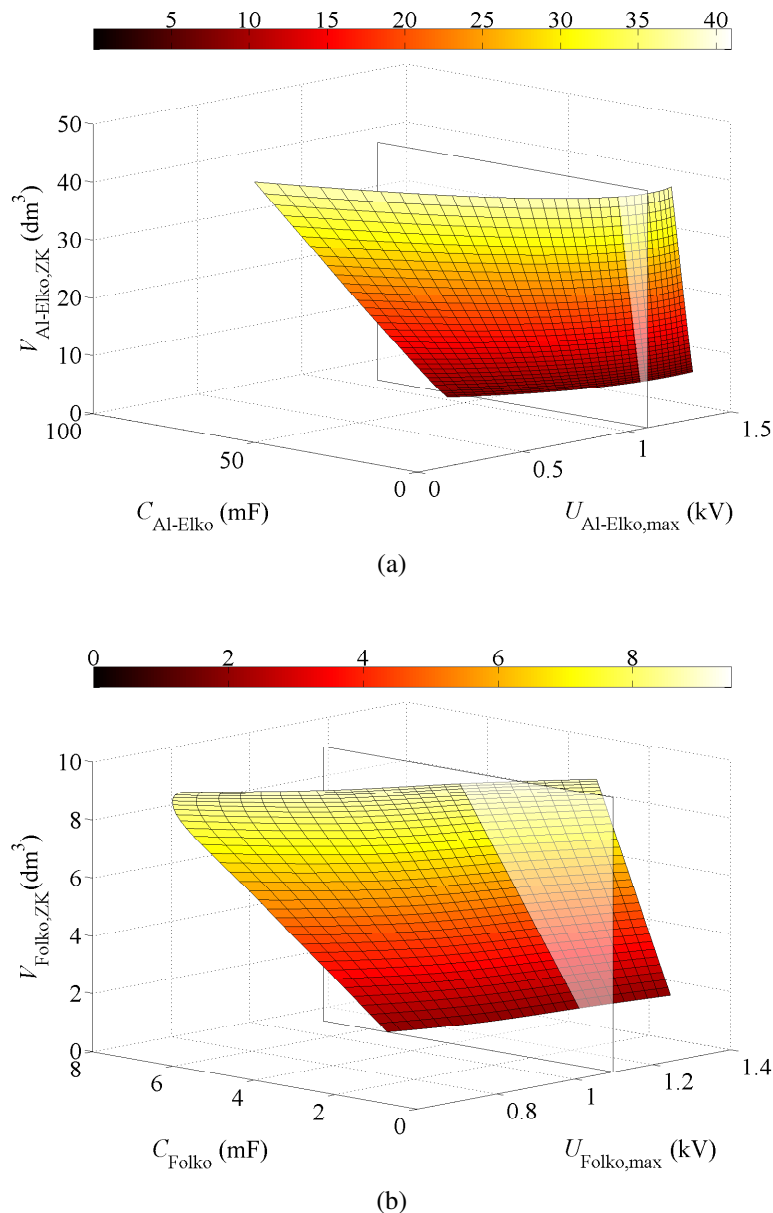


Abb. 3.12: Darstellung der unterschiedlichen technischen Eigenschaften von Zwischenkreis-kondensatoren in Bezug auf Kapazität in (mF), maximaler Anschlussspannung in (kV) und Volumen in (dm^3) für (a) Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren und (b) Folien-Kondensatoren nach [79]

Daher ergibt sich für den Back-to-Back-Betrieb (NPC-B2B) des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters aufgrund der Verdopplung der gemeinsamen Zwischenkreiskapazität, wie in Abbildung 3.11 dargestellt, eine gewährleistete Spannungswelligkeit von nicht schlechter als 4 % bei einer effektiven Schaltfrequenz von 2,5 kHz.

Aufgrund der erforderlichen Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 1500\text{ V}$ des NPC-Stromrichters ist im Rahmen dieses Projektes eine typische Überspannungssicherheit auf 2000 V für zwei Sekunden und eine kurzzeitige Überspannung auf 2200 V abzufangen. Daher muss die Zwischenkreiskapazität für eine Spannungsfestigkeit von 1100 V ausgelegt werden [81].

In der Abbildung 3.12 ist das Volumen von Elektrolyt- und Folien-Kondensator bezogen auf die Spannungsfestigkeit und die Kapazität des Zwischenkreiskondensators dargestellt. Die Daten der dreidimensionalen Kurven handelsüblicher Folien- und Elektrolyt-Kondensatoren basieren auf den Parametern Volumen, Spannung und Kapazität der unterschiedlichen Kondensatoren [79, 80]. Die graue Ebene markiert die im Projekt festgelegte Spannungsfestigkeit des Kondensators von 1,1 kV. Die resultierenden Gleichungen 3.5 der Schnittgeraden geben den Zusammenhang des Volumens bezogen auf die Gesamtkapazität des Zwischenkreises bei einer Spannungsfestigkeit von 1,1 kV für die unterschiedliche Auslegung des Zwischenkreises mit Elektrolyt- oder Folien-Kondensator an.

$$V_{\text{Al-Elko,ZK}} = 2.95 \cdot \left(\frac{C_{\text{DC}}}{2} \right)^{1.17}, \quad V_{\text{Folko,ZK}} = 2.48 \cdot \left(\frac{C_{\text{DC}}}{2} \right)^{0.85} \quad (3.5)$$

Wird je Zwischenkreishälfte eine Kapazität von $C_1 = C_2 = 2,52 \text{ mF}$ angenommen, so ergibt sich ein Volumen von $V_{\text{Folko,ZK}} = 6,0 \text{ dm}^3$ und ein Volumen von $V_{\text{Al-Elko,ZK}} = 8,7 \text{ dm}^3$. Dieses bedeutet bei gleichen Parametern, dass eine Volumenvergrößerung des Elektrolyt-zwischenkreises um ca. 45 % zu erwarten ist.

3.7 Zusammenfassung

Im Kapitel Baukomponenten wurden die verschiedenen Elemente des Stromrichters für den Einsatz in Windenergieanlagen vorgestellt. Neben der Diode wurde der IGBT als Leistungshalbleiter eingeführt und beschrieben. Zusätzlich wurden die unterschiedlichen Aufbauformen der verschiedenen IGBT-Typen dargestellt und miteinander verglichen. Die Auslegung eines Leistungshalbleiters mittels $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-off-Charakteristik wurde ebenso vorgestellt und auf die unterschiedlichen IGBT-Aufbauformen übertragen. Darüber hinaus wurde der allgemeine Aufbau eines Leistungsmoduls beschrieben und das eingesetzte NPC-Phasenmodul mit einer Sperrspannung von 1200 V und einer Stromtragfähigkeit von 600 A vorgestellt. Abschließend wurde die Zwischenkreiskapazität des dreistufigen Stromrichters ausgelegt. Für die Arbeit wird eine Gesamtkapazität des Gleichspannungszwischenkreises von 1,26 mF mit je sechs Kondensatoren zu $420 \mu\text{F}$ je Zwischenkreishälfte festgelegt. Eine weiterführende Auslegung des dreistufigen NPC-Phasenmoduls bezüglich der $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-off-Charakteristik wird in Kapitel 5 auf Basis eines festgelegten Leistungshalbleiterchips durchgeführt.

4 Stromrichtertopologien für den Einsatz in Windenergieanlagen

Zur Auswahl einer geeigneten Stromrichtertopologie für den Einsatz in Windenergieanlagen ist es erforderlich, die unterschiedlichen Stromrichterkonzepte vorzustellen. Für die Arbeit werden der am häufigsten eingesetzte zweistufige Stromrichter und der dreistufige NPC-Stromrichter in ihrem Aufbau und ihrer Funktion vorgestellt und bezüglich ihrer Durchlass- und Schaltverluste sowie ihrer Ansteuerung verglichen. Zum Schluss des Kapitels werden die Besonderheiten des für die Arbeit verwendeten und entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters näher beschrieben. Hierzu wird ausgehend vom Basiskonzept des zweistufigen Stromrichters die hierauf basierende Realisierung des NPC-Stromrichters sowie die Realisierung des NPC-Treiberboards vorgestellt.

4.1 Klassifizierung von Windumrichtern

Aufgrund des rasanten Ausbaus von Windenergie und der schnellen Entwicklung in der Windenergie-technik wird die Optimierung der leistungselektronischen Stromrichtertechnik ein zunehmend wichtiger werdender Teil der gesamten Windenergieanlage. Im Jahr 1995 betrug der Anteil der Leistungselektronik ca. 10 % an der Gesamtelektrotechnik der Windenergieanlage. Bereits im Jahr 2000 stieg dieser Anteil, aufgrund der Entwicklung in der doppelt gespeisten Generatortechnik, auf ca. 30 %. Mit dem Einsatz von Vollleistungsumrichtern im Jahr 2005 lag der Anteil der Leistungselektronik bei 80 – 90 % [9].

Nach [8, 16, 82, 83] können die Anforderungen an die Leistungselektronik des Umrichters in vier unterschiedliche Aufgabenbereiche eingeteilt werden: Für den generatorseitigen Stromrichter ist die Regelung des Generatorstromes für eine aktive Leistungsregelung entscheidend. So kann das entsprechende Drehmoment und die daraus resultierende Geschwindigkeit des Rotors zu jedem Zeitpunkt während des Betriebes sicher eingestellt werden. Diese Fähigkeit des Umrichtersystems ist, bei einem Betrieb bis zur maximalen Leistung sowie bei Auftreten von Netzfehlern erforderlich [18]. Darüber hinaus muss der Umrichter generell die Fähigkeit besitzen variable Grundschriftfrequenzen und veränderliche Spannungsamplituden des Generators zu bewältigen [84, 85]. Der netzseitige Stromrichter hingegen muss, unabhängig von der aktuell herrschenden Windgeschwindigkeit, zu jeder Zeit die geforderten Netzanforderungen sicherstellen können. Hierzu ist es erforderlich, dass die entsprechende Blindleistung zur Regelung der Spannung im Netz zur Verfügung gestellt werden kann und das System möglichst schnell auf Frequenzänderungen im Netz mittels Wirkleistungsanpassung reagieren kann [86]. Zusätzlich müssen unter normalen Arbeitsbedingungen die Netzfrequenz und die Ausgangsspannung in einem schmalen Bereich um die Nennfrequenz und die Ausgangsspannung gehalten werden, bei gleichzeitigem Hervorrufen eines den Normen entsprechenden kleinen Oberschwingungsanteils (niedriger THD-Wert) [8, 10]. Als dritten Aufgabenbereich müssen beide Teilstromrichtersysteme in der Lage sein für einen kurzen Zeitraum Wirkleistung speichern zu können, um eine Spannungsanpassung

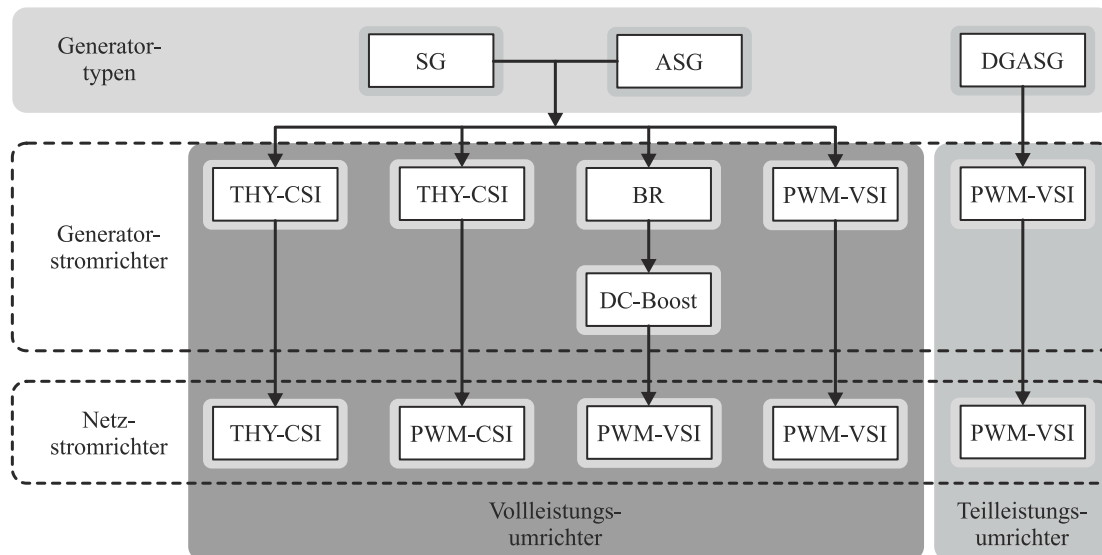


Abb. 4.1: Darstellung der unterschiedlichen Umrichterkonzepte und Topologien für Windenergieanlagen mit variabler Drehzahl in Anlehnung an [8]

zwischen Generator und Netz durchführen zu können. Aus betriebswirtschaftlicher Sicht und zur Verbesserung der Rentabilität dieser Systeme werden von dem netz- und generatorseitigen Stromrichtersystem einer Windenergieanlage eine hohe Leistungsdichte, eine geeignete Zuverlässigkeit und eine hohe Modularität gefordert [9, 87]. Darüber hinaus sollen die Kosten für das Umrichtersystem und der Wartungsaufwand des Systems minimiert werden, um die Anforderungen an eine Lebensdauer von mehr als 20 Jahren zu gewährleisten [9, 88].

Die Abbildung 4.1 veranschaulicht die unterschiedlichen Umrichterkonzepte der verschiedenen Windenergieanlagenkonzepte. In Bezug auf die eingesetzten Generatoren sind die unterschiedlichen Topologien dargestellt. Heutzutage werden hauptsächlich nur noch Windenergieanlagen aufgebaut, bei denen die Wirk- und Blindleistung durch das Umrichtersystem voll regelbar sind [8]. Für die Anlagen mit variabler Drehzahl sind drei Generatortypen von hoher Bedeutung: der Synchrongenerator (SG), der Asynchrongenerator mit Käfigläufer (ASG) und der doppelt gespeister Asynchrongenerator (DGASG) [1, 8].

Für Windenergieanlagen mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator, wie in Abschnitt 2.2 und in Abbildung 2.3 eingeführt, werden Teilleistungsumrichter in unterschiedlicher Ausführung verwendet. Bei diesem System entspricht die Umrichterleistung ca. 30 % der Gesamtleistung der Windenergieanlage. In Abschnitt 2.2 wurde ebenso der typische Aufbau für Synchrongeneratoren und Asynchrongeneratoren mit Käfigläufer vorgestellt. Hierfür werden vorzugsweise Volleistungsumrichter, wie in Abbildung 2.4 dargestellt, eingesetzt. Die Umrichter müssen hierbei für die Gesamtleistung der Windenergieanlage ausgelegt werden. In Abhängigkeit von der Leistung der Windenergieanlage und somit der Generatorleistung werden unterschiedliche Umriecherkombinationen bevorzugt verwendet [89]. Typisch eingesetzte Stromrichtertopologien für Synchrongeneratoren, Asynchrongeneratoren mit Käfigläufer und doppelt gespeister Asynchrongeneratoren für die generator- und netzseitige Anwendung sind vor allem spannungsgesteuerte Stromrichter (PWM-VSI) in zwei-, drei- oder mehrstufiger Ausführung. Mehrpuls-Diodenbrücken (BR) mit nachgeschaltetem Hochsetzsteller

(DC-Boost) werden nur vereinzelt eingesetzt und am seltensten werden Stromzwischenkreisstromrichter (CSI) angewendet. Für die Umrichter werden, wie in Abbildung 4.1 dargestellt, entweder schaltbare Leistungshalbleiter oder Thyristoren genutzt.

Heutzutage geht der Trend im Allgemeinen in Richtung Volleistungsumrichter mit Spannungszwischenkreis, ein Grund hierfür sind die gesunkenen Herstellkosten eines Umrichters [88]. Je nach eingesetzter Stromrichtertopologie variieren hierfür die eingesetzten Leistungshalbleitertypen in ihrer Aufbauform und der Spannungs- und Leistungsklasse. Der Vorteil eines Volleistungsumrichters gegenüber einem Teilleistungsumrichter ist, dass die vom Generator erzeugte Energie durch den Zwischenkreis des Umrichtersystems vom Netz entkoppelt ist. Darüber hinaus ist das Durchfahren von Netzfehlern unter Berücksichtigung der verschärften Netzanschlussbedingungen deutlich besser als mit Volleistungsumrichtern durchführbar. Bei Systemen mit Teilleistungsumrichter erfolgt die Trennung zwischen Generator und Netz durch entsprechende Schütze. Somit ist es möglich den Generator vollständig gegenüber dem Netz zu trennen und bei beliebigen Windgeschwindigkeiten bis zur Abschaltgeschwindigkeit der Anlage (siehe auch Kapitel 2.3) die geforderte Wirk- und Blindleistung in das Netz einzuspeisen.

In Windenergieanlagen mit einer Leistung von 1,5 – 3 MW gehört nach [10, 11, 90] der zweistufige Back-to-Back-Umrichter aufgrund des Antriebskonzeptes mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator zu den am häufigsten eingesetzten Topologien. Der Umrichter ist für die Niederspannungsebene ausgelegt und besitzt eine typische Ausgangsspannung von 690 V. Die IGBT-Leistungshalbleiter besitzen eine Sperrspannung von 1700 V. Der zweistufige Stromrichter wird als Back-to-Back-Teilleistungsumrichter mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator oder in Parallelschaltung der Umrichtereinheiten als Back-to-Back-Volleistungsumrichter mit den anderen Generatorvarianten eingesetzt, siehe Abbildung 4.2. Die Variante mit Parallelschaltung bietet drei entscheidende Vorteile: Durch ein synchron versetztes Schalten der einzelnen Umrichtereinheiten ist es möglich, die schalthandlungsbedingten Oberschwingungen gegenseitig auszulöschen [18]. Des Weiteren besteht die Möglichkeit, die Anzahl der aktiven Umrichtereinheiten auf die aktuellen Windbedingungen anzupassen, sodass jeweils die aktiven Systeme im optimalen Betriebspunkt betrieben werden können. Zusätzlich ist es durch die Abkopplung der nicht aktiven Systeme möglich, eine Verbesserung des Wirkungsgrades zu realisieren. Durch die gegebene Modularität aufgrund der Parallelschaltung der einzelnen Umrichtereinheiten und die damit verbundene Redundanz, kann man bei Ausfall einer Umrichtereinheit mit den verbleibenden Einheiten problemlos Energie in das Netz einspeisen [91, 92]. Die defekte Umrichtereinheit kann dann bei der nächsten Wartung oder zu einem geeigneten Zeitpunkt ausgetauscht werden [11, 16]. Nachteilig ist jedoch, dass eine Parallelschaltung von mehreren Einheiten generell teurer ist, als eine vergleichbare Gesamteinheit gleicher Gesamtleistung.

Für Windenergieanlagen mit einer Leistungsklasse von 3 – 7 MW werden vorzugsweise mehrstufige Umrichter als Volleistungsumrichter eingesetzt [16]. Diese Systeme besitzen für Mittelspannungsanwendungen gegenüber den zweistufigen Umrichtern einen höheren Wirkungsgrad und eine höhere Leistungsdichte [10, 16]. Ein klarer Vorteil der mehrstufigen

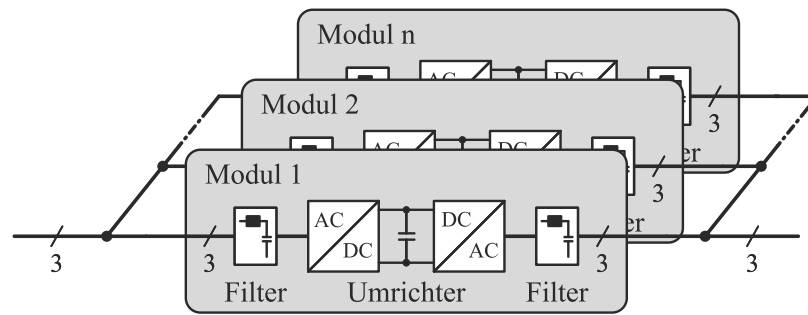


Abb. 4.2: Parallelschaltung von mehreren Umrichtern zu einer Gesamteinheit

Topologien ist die höhere Spannungsstufigkeit, denn hiermit sinkt bei steigender Anzahl der Ausgangsspannungslevel die harmonische Verzerrung des Ausgangsstromes bzw. der Ausgangsspannung, welche den erforderlichen Filteraufwand des Umrichtersystems stark reduziert. Zum anderen reduziert sich, aufgrund der geringeren Spannungsdifferenz, die Belastung von Generator und Transformator zwischen den einzelnen Ausgangsspannungsstufen [16, 93, 94].

Zu den meistverbreiteten mehrstufigen Topologien gehören der Neutral-Point-Clamped (NPC), der Flying-Capacitor (FC) und die kaskadierte H-Brücke (CHB). Darüber hinaus sind noch Topologien wie der Modular Multi-Level-Converter (M2C) und weitere hybride Topologien basierend auf den vorher genannten Topologien bekannt [68]. Für Windenergieanlagen mit einer Ausgangsspannung von mehr als 1000 V ist die dreistufige NPC-Topologie die am häufigsten genutzte mehrstufige Vollleistungsumrichtertopologie. Typische bereits industriell genutzte Ausgangsspannungen sind, nach [95], 3,3 kV oder 4,16 kV. Ein Beispiel eines Umrichters dieser Ausgangsspannungsklasse ist der SINAMICS SM150 der Siemens AG [96]. Für diese Umrichter werden IGBTs in Hochvoltbauweise in Modul- oder Presspackbauform eingesetzt. Eine weitere Möglichkeit ist der Einsatz von IGCTs in Presspackbauweise mit einer Sperrspannung bis zu 6,5 kV [10, 16]. Mit Hilfe der hohen Sperrspannung dieser Bauelemente ist es auf Mittelspannungsebene möglich, Systeme bis zur vollen Systemleistung aufzubauen, sodass eine entsprechende Parallel- oder Reihenschaltung einzelner Umrichtereinheiten nicht mehr erforderlich ist. In [97, 98] werden zum Beispiel bei mehrstufigen Umrichtern mit einer Leistung von 9 MW Leistungshalbleiter in Hochvoltbauweise eingesetzt.

Zwei Nachteile dieser vorgestellten Topologien auf Mittelspannungsebene kristallisieren sich heraus: Gegenüber parallel geschalteten Umrichtersystemen ist der Verlust der Redundanz, trotz stark verbesserter Lebensdauer der Hochvolt-IGBTs und IGCTs in Presspackbauform gegenüber klassischen Niederspannungsmodulen, ein großer Nachteil. Fällt nur ein Leistungshalbleiter eines Mittelspannungsumrichters aus, so resultiert daraus der Stillstand der gesamten Windenergieanlage [87, 91, 92]. Zum anderen ist aufgrund der Mittelspannungsebene des Umrichters die sicherheitstechnische Anforderung nach IEC 61400-1:2005 [33] deutlich umfangreicher gegenüber herkömmlichen Niederspannungsanwendungen. Bedingt durch die technisch höheren Anforderungen resultieren für die Herstellung und den späteren Betrieb höhere Kosten gegenüber vergleichbaren Niederspannungssystemen.

Folglich wäre es von Vorteil die Systemeigenschaften beider Umrichterklassen miteinander zu verbinden: die Redundanz der parallel geschalteten Umrichtereinheiten auf Niederspannungsebene mit der höheren Spannungsstufigkeit durch den Einsatz der NPC-Topologie. Ein klarer Vorteil der Konzepte ist die höhere Spannungsstufigkeit, wodurch eine resultierende Reduzierung der harmonischen Verzerrung und ein daraus resultierender kleinerer Filteraufwand möglich sind. Ein weiterer positiver Nebeneffekt ist die geringere Belastung von Generator und Transformator aufgrund der geringeren Verzerrung und der kleineren Schaltspannungsstufen der Phasenströme und Spannungen. Eine zusätzliche Systemeigenschaft ist die mögliche Anhebung der AC-Ausgangsspannung auf knapp unter 1000 V. Hierdurch ist es möglich, das System bei gleicher Ausgangsleistung mit geringerem Phasenstrom zu betreiben und zum anderen in der Niederspannungsklasse zu verbleiben. Außerdem ist es möglich, das System weiterhin nach den sicherheitstechnischen Niederspannungsanforderungen der IEC 61400-1:2005 [33] zu entwickeln. Aufgrund der kostengünstigeren Niederspannungskomponenten ist eine Realisierung von parallelgeschalteten Volleistungsumrichtern zu geringeren Gesamtkosten möglich.

4.2 Vorstellung des zweistufigen Stromrichters

Die am weitesten verbreitete Stromrichtertopologie für Windkraftanlagen ist der hartschaltende, zweistufige, spannungsgespeiste dreiphasige Stromrichter. Aufgrund der häufigen und vielseitigen Anwendung gilt diese Topologie als Grundlage für weitere hartschaltende Stromrichtertopologien. Hierzu werden im Folgenden die Funktionsweise, die auftretenden Schalt- und Durchlassverluste sowie die Ansteuerung mit einem typischen Modulationsverfahren betrachtet.

4.2.1 Funktion und Aufbau des zweistufigen Stromrichters

Die Topologie ist in der schematischen Darstellung 4.3 abgebildet. Eine Halbbrücke des zweistufigen Stromrichters besteht aus zwei schaltbaren Leistungshalbleitern sowie zwei antiparallelen Dioden. Die oberen Leistungshalbleiter eines Stromrichters werden mit V_{x1} , die dazugehörigen antiparallelen Dioden mit D_{x1} bezeichnet. Die unteren Leistungsbau-elemente des Stromrichters erhalten jeweils entsprechend die Bezeichnung V_{x2} und D_{x2} . Die Bezeichnung x kennzeichnet hierbei die unterschiedlichen Phasen ($x \in \{u, v, w\}$). Die Tabelle 4.1 stellt die Schaltzustände des zweistufigen Stromrichters dar.

Am Phasenausgang x liegt bei Schaltzustand p eine positive Ausgangsspannung $\left(+\frac{U_{DC}}{2}\right)$ gegen den Neutralpunkt an, wenn der obere Leistungshalbleiter eingeschaltet ist. Wird hingegen der untere Leistungshalbleiter eingeschaltet, so liegt bei Schaltzustand n am Phasenausgang x eine negative Ausgangsspannung $\left(-\frac{U_{DC}}{2}\right)$ an. Es ergeben sich somit acht mögliche Schaltkombinationen, um die entsprechende Ausgangssollspannung an den Phasenausgängen für einen dreiphasigen zweistufigen Stromrichter zu erzeugen.

Tab. 4.1: Schaltzustände eines zweistufigen Stromrichters

Schaltzustand	Ausgangsspannung gegen NP	V_{x1}	V_{x2}
negativ (n)	$-\frac{U_{DC}}{2}$	0	1
positiv (p)	$+\frac{U_{DC}}{2}$	1	0

Vorteilhaft bei dieser Topologie ist der geringe Bauteilaufwand. Im Gegensatz zu anderen spannungsgesteuerten Stromrichtern ist eine einfache Modulation, ein geringer Aufwand für die Ansteuerung und eine vereinfachte Fehlerabschaltung möglich, um so ein sicheres Betriebsverhalten zu garantieren. Im Vergleich zu anderen mehrstufigen Topologien ist die damit verbundene geringe Qualität der Ausgangsspannung entsprechend nachteilig. Um die aktuellen Netzanschlussbedingungen einzuhalten, ist es erforderlich die Ausgangsspannung entsprechend den Bestimmungen zu filtern und Verzerrungen zu reduzieren. Typischerweise werden zwei Methoden eingesetzt: die Glättung mittels erhöhter Schaltfrequenz oder die Vergrößerung des netzseitigen Filters.

4.2.2 Durchlassverluste des zweistufigen Stromrichters

Die Durchlassverluste eines IGBTs, wie in Gleichung 3.3 dargestellt, ergeben sich aus der temperaturabhängigen Schleusenspannung $U_{CE,0}$, dem IGBT-Strom i_C und dem durch die Linearisierung ermittelten differentiellen temperaturabhängigen Widerstand r_{CE} . Die Durchlassverluste einer Leistungsdiode ergeben sich, wie in Gleichung 3.1 dargestellt, aus der temperaturabhängigen Schleusenspannung $U_{F,0}$, dem Diodenstrom i_F und dem durch die Linearisierung ermittelten differentiellen temperaturabhängigen Widerstand r_F . Die folgenden Gleichungen 4.1 und 4.2 beschreiben die auf eine Grundschiwingung bezogenen Durchlassverluste eines IGBTs und einer Freilaufdiode für den Fall eines sinusförmigen Ausgangsstromes bei einer kontinuierlichen Sinus-Dreieck-Modulation (engl.: Sinusoidal Pulse Width Modulation) [99]. Diese Gleichungen sind nach [52] nur gültig, wenn die Ausgangsfrequenz des Stromrichters so groß ist, dass die thermische Abhängigkeit der Durchlassverluste während einer Periode der Ausgangsspannung entsprechend den Gleichungen 3.1 und 3.3 ver-

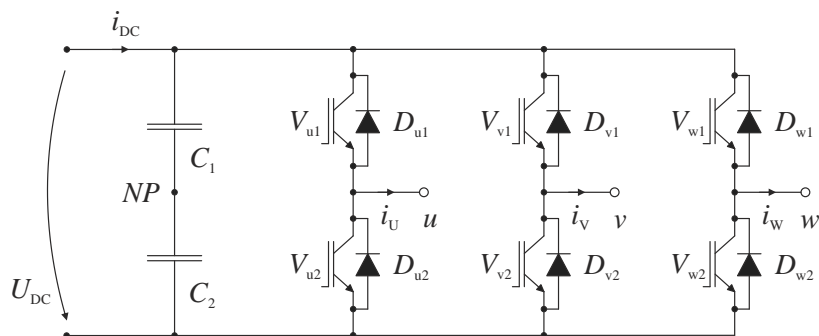


Abb. 4.3: Elektrisches Ersatzschaltbild eines zweistufigen, spannungsgespeisten Stromrichters

nachlässigt werden kann.

$$P_{\text{cond,V,SPWM}} = \frac{U_{\text{CE},0} \cdot \hat{I}_x}{2} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{m}{4} \cdot \cos \varphi \right) + r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}_x^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{m}{3 \cdot \pi} \cdot \cos \varphi \right) \quad (4.1)$$

$$P_{\text{cond,D,SPWM}} = \frac{U_{\text{F},0} \cdot \hat{I}_x}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{m}{4} \cdot \cos \varphi \right) + r_{\text{F}} \cdot \hat{I}_x^2 \cdot \left(\frac{1}{8} - \frac{m}{3 \cdot \pi} \cdot \cos \varphi \right) \quad (4.2)$$

Die Gesamtdurchlassverluste für einen zweistufigen Stromrichter mit drei Halbbrücken ergeben sich nach Gleichung 4.3.

$$P_{\text{cond,SPWM}} = 3 \cdot 2 \cdot (P_{\text{cond,V,SPWM}} + P_{\text{cond,D,SPWM}}) \quad (4.3)$$

4.2.3 Schaltverluste des zweistufigen Stromrichters

Die temperaturabhängigen Schaltverluste der Diode eines zweistufigen Stromrichters werden näherungsweise nach Gleichung 4.4 bestimmt, wobei die Einschaltverluste der Diode vernachlässigt werden [52].

$$P_{\text{sw,D}} = f_{\text{sw}} \cdot E_{\text{rec}} \cdot \left(\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{I}_x}{I_{\text{D,ref}}} \right)^{0,6} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{D,ref}}} \right)^{0,6} \quad (4.4)$$

Die Schaltverluste eines Leistungshalbleiters nach [52] sind näherungsweise für eine kontinuierliche Pulsweitenmodulation nach Gleichung 4.5 dargestellt. Hierbei entsprechen die Schaltverluste eines IGBTs während einer Sinushalbwelle in etwa den Verlusten bei Dauerstrom, die wiederum dem Mittelwert des Stromes einer Sinushalbwelle entsprechen.

$$P_{\text{sw,V}} = f_{\text{sw}} \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{I}_x}{I_{\text{V,ref}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{V,ref}}} \right)^{1,3} \quad (4.5)$$

Die Gesamtschaltverluste ergeben sich dann für einen zweistufigen Stromrichter mit drei Halbbrücken nach Gleichung 4.6, wobei die Schaltverluste abhängig vom verwendeten Modulationsverfahren variieren.

$$P_{\text{sw}} = 3 \cdot 2 \cdot (P_{\text{sw,V}} + P_{\text{sw,D}}) \quad (4.6)$$

4.2.4 Ansteuerung/Modulation des zweistufigen Stromrichters

Der zweistufige Stromrichter ist, für den Einsatz als Windenergieanlagenumrichter, die am häufigste eingesetzte Topologie. Wie in Abschnitt 2.4 erwähnt, beträgt die verkettete Ausgangsspannung typischerweise 690 V, womit meist eine Zwischenkreisspannung von 1100 V verbunden ist. Es ist daher erforderlich, Leistungshalbleiter mit einer Sperrspannung von 1700 V einzusetzen. Ebenso wird diese Topologie auch in Mittelspannungsanwendungen mit Leistungshalbleitern mit einer Sperrspannung von 3,3 kV und mehr eingesetzt.

Die Ansteuerung von Leistungshalbleiter dieser Spannungsklasse eines zweistufigen Stromrichters ist verhältnismäßig einfach, da hierzu nur sechs galvanisch getrennte Treiberschaltungen erforderlich sind. Die Signalübertragung des Ansteuersignals von der Ansteuereinheit zur Treibereinheit erfolgt häufig mittels optischer Signalübertragung, um so Störeinflüsse zu minimieren. Aufgrund der geringen Anzahl an schaltenden Bauelementen ist es, gegenüber komplexeren Topologien, einfacher möglich das System in einen sicheren Betriebszustand zu überführen. Für zweistufige Stromrichter der Niederspannungs- oder auch der Mittelspannungsklasse wird ein gemeinsamer Zwischenkreis verwendet, der aus mehreren in Reihe und parallel geschalteten Kondensatoren entsprechender Spannungs- und Leistungsklasse besteht. Die Balancierung der einzelnen Kondensatorspannungen erfolgt meist durch eine einfache passive hardwareseitige Realisierung [49].

Die Erzeugung der Ausgangssollspannungen des Stromrichters wird hauptsächlich durch eine Pulsweitenmodulation realisiert. Die Pulsweitenmodulation basiert auf einer konstanten Pulsbreite T_{sw} , die antiproportional zur Pulsfrequenz f_{sw} ist. Grundsätzlich kann zwischen zwei Standardverfahren unterschieden werden, dem trägerbasierten Modulationsverfahren und der Raumzeiger-Modulation. Beide Verfahren sind in der Literatur ausführlich erklärt und werden daher hier nicht näher beschrieben. Festzuhalten bleibt, beide Verfahren unterscheiden sich hauptsächlich in der Darstellung und Berechnung der einzelnen Schaltzeiten. Durch die Variation der Pulsbreiten werden die einzelnen Einschaltzeiten der IGBTs entsprechend der vorgegebenen Sollspannung und des entsprechenden Verfahrens ermittelt.

Der Modulationsgrad m wird für Stromrichter nach der folgenden Gleichung 4.7 bestimmt. Hierbei ist $\hat{U}_{x,NP}^*$ die Amplitude der Ausgangssollspannung bezogen auf das Neutralpunkt-potential des Stromrichters.

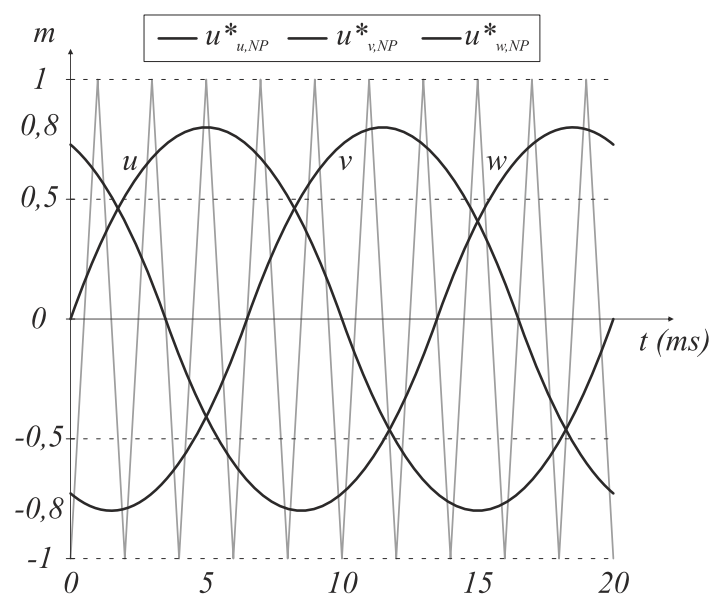


Abb. 4.4: Trägerbasierte Sinus-Dreieck-Modulation für einen zweistufigen Stromrichter mit einem Modulationsgrad von $m = 0,8$

Im Verhältnis zur halben Zwischenkreisspannung $U_{\text{DC}}/2$ ergibt sich daraus der Modulationsgrad m .

$$m = \frac{2 \cdot \hat{U}_{x,\text{NP}}^*}{U_{\text{DC}}} \quad (4.7)$$

Für ein trägerbasiertes Modulationsverfahren wird ein Dreieckssignal als Träger mit einem Sinus-Sollsignal $\hat{u}_{x,\text{NP}}^*$ verglichen.

Ist das Trägersignal größer als das Sinus-Sollsignal, wird in der entsprechenden Phase x der obere IGBT V_{x1} eingeschaltet; dieses entspricht dem positiven Schaltzustand (p). Ist hingegen das Trägersignal kleiner als das Sinus-Sollsignal, dann wird der untere IGBT V_{x2} dieser Phase eingeschaltet, welches dem negativen Schaltzustand (n) entspricht. Die Leistungshalbleiter einer Phase werden jeweils entsprechend der Tabelle 4.1 geschaltet. Der maximal erreichbare Modulationsgrad beträgt $m = 1$. Die Abbildung 4.4 zeigt die Sinus-Dreieck-Modulation für $m = 0,8$.

4.3 Vorstellung des dreistufigen NPC-Stromrichters

Eine weitere bekannte Stromrichtertopologie ist der dreistufige, hartschaltende dreiphasige Neutral-Point-Clamped-Stromrichter, kurz bezeichnet mit NPC. Bereits 1981 wurde diese Topologie in [100] vorgestellt und gilt bis heute als etablierte Topologie für hohe Spannungen. Vor allem als Mittelspannungsumrichter findet diese Topologie ihren Einsatz. Hierbei werden HV-IGBTs mit einer Sperrspannung von mehr als 3,3 kV oder IGCTs in Presspackbauweise mit einer Sperrspannung bis zu 6,5 kV eingesetzt. Weitere Anwendungsgebiete dieser Topologie sind der Einsatz im Bereich der Solarwechselrichter und in unterbrechungsfreien Stromversorgungen.

Die Anwendung dieser Topologie im Niederspannungsbereich bringt zusätzlich folgende Vorteile mit sich: Der durch die Topologie bedingte zweiteilige Zwischenkreis ermöglicht es Leistungshalbleiter kleinerer Sperrspannung, gegenüber eines vergleichbaren zweistufigen Stromrichters mit gleicher Zwischenkreisspannung, zu verwenden. Aufgrund der üblichen IGBT-Sperrspannungsklassen von 1200 V und 1700 V ist es möglich, wie bereits in Kapitel 2.4 vertieft, die Ausgangsspannung für einen dreistufigen Stromrichter anzuheben ohne dabei im Betrieb des Stromrichters die SOA (engl.: Safe Operation Area) des Leistungshalbleiters zu verletzen.

In diesem Kapitel werden im Allgemeinen die Funktionsweise, die Schalt- und Durchlassverlustverteilung sowie die Ansteuerung mit einem typischen Modulationsverfahren für einen dreistufigen NPC-Stromrichter vorgestellt. Im Anschluss werden in Kapitel 4.4 die Details des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters erläutert.

4.3.1 Funktion und Aufbau des dreistufigen NPC-Stromrichters

Die dreistufige NPC-Topologie besitzt je Halbbrücke sechs Leistungshalbleiter. Die Halbbrücke besteht aus vier schaltbaren IGBT-Leistungshalbleitern, vier antiparallelen Freilaufdioden und zwei Clamping-Dioden. Der schematische Aufbau eines NPC-Phasenmoduls und ein Foto des eingesetzten Leistungsmoduls ist in Abbildung 3.9 gezeigt. Gegenüber einer zweistufigen Halbbrücke ist die doppelte Anzahl an IGBT-Leistungshalbleitern und die dreifache Anzahl an Dioden erforderlich.

Die äußeren schaltbaren IGBTs der Halbbrücke werden mit V_{x1} und V_{x4} bezeichnet. Mit V_{x2} und V_{x3} werden die inneren schaltbaren IGBTs gekennzeichnet. Die entsprechenden antiparallelen Freilaufdioden werden mit D_{x1} und D_{x4} für die äußeren Dioden und D_{x2} und D_{x3} für die inneren Dioden gekennzeichnet. Als Clamping-Dioden werden die Dioden mit D_{x5} und D_{x6} bezeichnet, die jeweils den Neutralpunktstrom führen. Die Bezeichnung x beschreibt hierbei die unterschiedlichen Phasen ($x \in \{u,v,w\}$) des Stromrichters. Die Abbildung 4.5 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild eines dreistufigen hartschaltenden NPC-Stromrichters mit Gleichspannungszwischenkreis.

Eine Besonderheit dieser Topologie ist, dass der äußere Leistungshalbleiter nur eingeschaltet werden darf, wenn der dazugehörige obere bzw. untere innere Leistungshalbleiter bereits eingeschaltet ist. Dieser Zusammenhang gilt ebenfalls für die Abschaltreihenfolge: Bei Auftreten eines Fehlers an den inneren Leistungshalbleitern ist darauf zu achten, dass zuerst die äußeren Leistungshalbleiter abgeschaltet werden und anschließend die inneren Leistungshalbleiter. Wird diese Ein- bzw. Ausschaltreihenfolge missachtet, so liegt folglich an diesem Leistungshalbleiter eine Kollektor-Emitter-Spannung, höher als die zulässige Sperrspannung des Leistungshalbleiters, an. Dieses führt zu einem Zerstören des Bauteils und zum darauf-

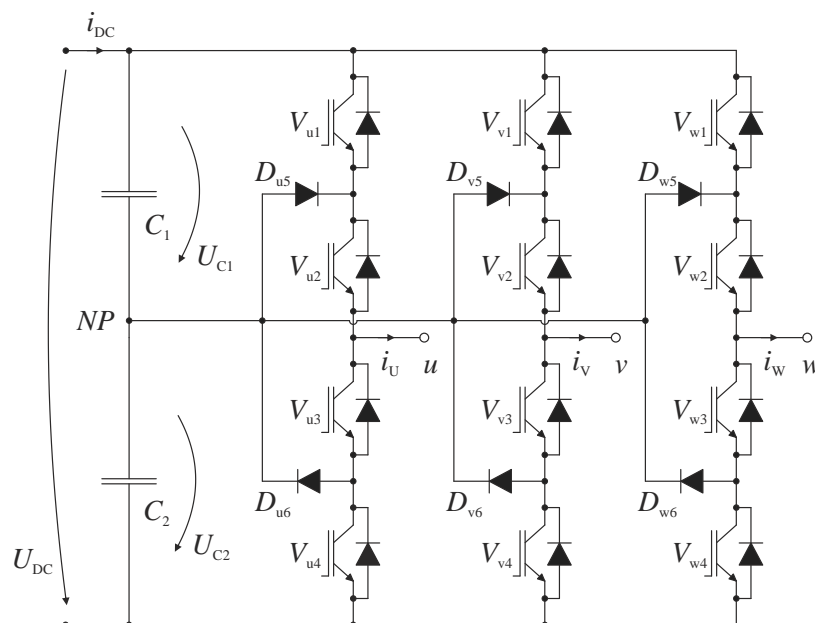


Abb. 4.5: Elektrisches Ersatzschaltbild eines dreistufigen, spannungsgespeisten hartschaltenden NPC-Stromrichters

Tab. 4.2: Schaltzustände und Ausgangsspannungsniveaus eines dreistufigen NPC-Stromrichters

Schaltzustand	Ausgangsspannung gegen NP	V_{x1}	V_{x2}	V_{x3}	V_{x4}
Negativ (n)	$-\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	1	1
Null (0)	0 V	0	1	1	0
Positiv (p)	$+\frac{U_{DC}}{2}$	1	1	0	0

folgenden Ausfall des Systems. Mittels eines Schutzmechanismus kann dieser Zustand unterbunden werden.

Die Verwendung dieser Topologie macht es möglich, drei Ausgangsspannungsstufen zwischen dem entsprechenden Phasenausgang und dem Neutralpunkt zu erzeugen. Die einzelnen Schaltzustände können der Tabelle 4.2 entnommen werden. Dabei ist zu beachten, dass das Schalten der drei Ausgangsspannungen immer über den Zustand Null (0) erfolgen muss, da ein direktes Durchschalten von p nach n und umgekehrt nicht erlaubt ist. Ein Grund hierfür ist, dass sich im dynamischen Vorgang keine symmetrische Sperrspannung über den Leistungshalbleitern ausbildet.

Im Vergleich zu zweistufigen Stromrichtern ist der Zwischenkreis einer dreistufigen NPC-Topologie, wie in Abbildung 4.5 gezeigt, geteilt aufgebaut. Die Zwischenkreiskapazität besteht in der Darstellung aus zwei in Reihe geschalteten Kondensatoren C_1 und C_2 . Das Neutralpunktpotential bildet sich zwischen der Reihenschaltung der Kondensatoren aus. In der Praxis bestehen die beiden Zwischenkreiskondensatorhälften aus einer, entsprechend der Leistungsklasse erforderlichen, Reihen- und Parallelschaltung von Kondensatoren. Hierdurch ist es möglich, bei kleinerer Sperrspannungsklasse der Leistungshalbleiter von 1200 V, die AC-Ausgangsspannung und die Zwischenkreisspannung weiter bis zur Betriebsgrenze der Niederspannungsanwendungen ($U_{DC} = 1500$ V, $U_{LL} = 1000$ V) anzuheben. Der Vorteil hieraus ist, dass für das Erreichen der gleichen Niederspannungsbetriebsgrenze bei einem zweistufigen Stromrichter bereits Leistungshalbleiter der Spannungsstufe 3,3 kV eingesetzt werden müssten, wie eingangs in Tabelle 2.5 gezeigt. Ebenso deutlich ist, dass Leistungshalbleiter der Sperrspannungsklasse 1700 V bei einem zweistufigen Stromrichter für eine Zwischenkreisspannung nahe der Niederspannungsgrenze von $U_{DC} = 1500$ V nicht ausreichen würden. Zudem besitzen beide Leistungshalbleiterklassen typischerweise höhere Durchlass- und Schaltverluste, die sich negativ auf die Gesamteffizienz des Systems auswirken.

Die folgende Abbildung 4.6 zeigt die vier möglichen Kommutierungspfade eines dreistufigen NPC-Stromrichters und veranschaulicht die auftretenden Durchlass- und Schaltverluste an den einzelnen Leistungshalbleitern und ihre Abhängigkeit voneinander [101]. Die Tabelle 4.3 stellt diesen Zusammenhang, in Abhängigkeit von der Stromrichtung des Ausgangsstromes i_x und des entsprechenden Schaltzustandes (n , 0 und p) anschaulich dar. Bei zweistufigen Stromrichtern ist jeweils die antiparallele Diode des jeweiligen IGBTs für die Verluste verantwortlich. Für den dreistufigen Stromrichter hingegen ist erkennbar, dass für die inne-

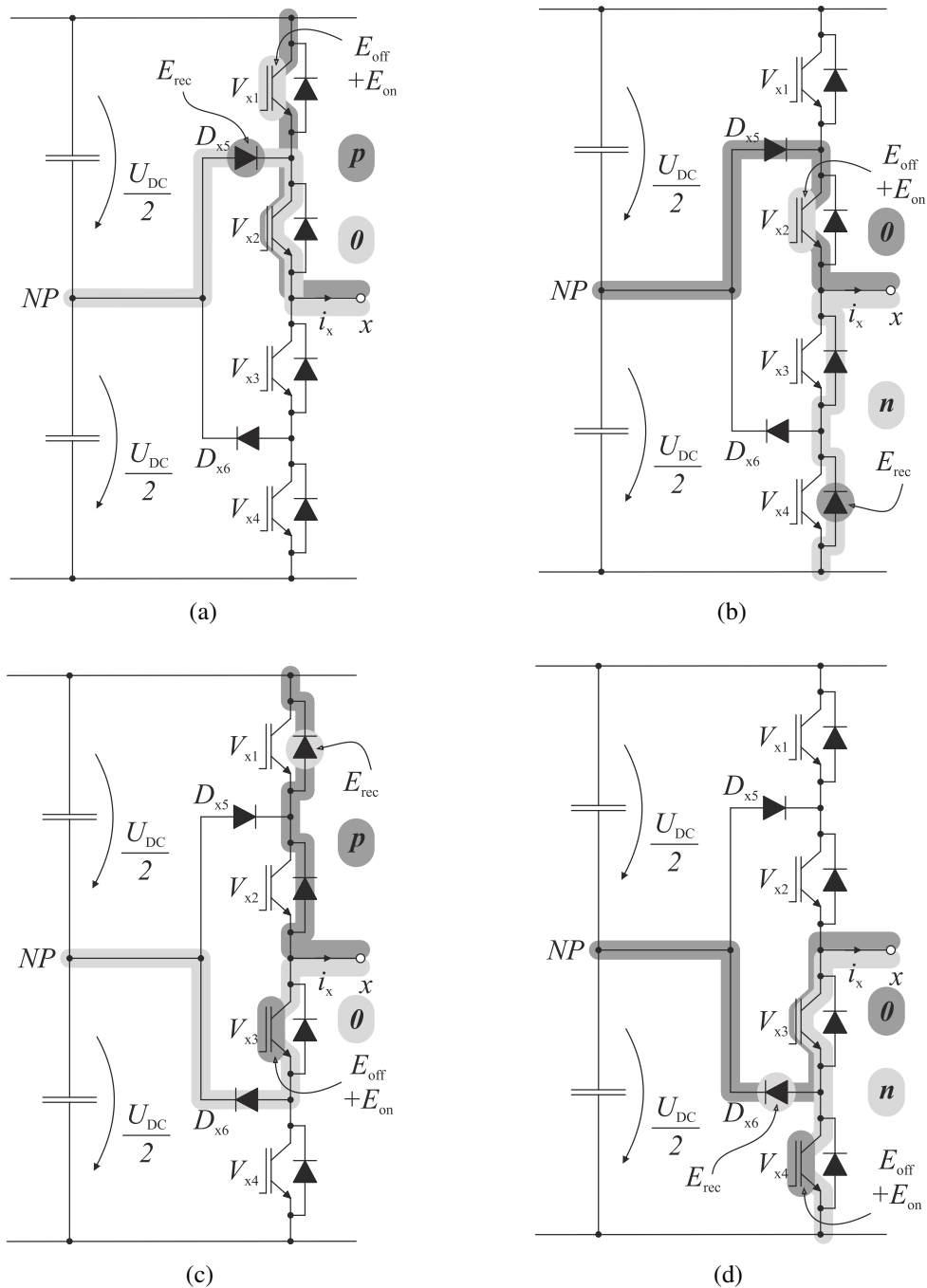


Abb. 4.6: Darstellung der Verluste und der relevanten Strompfade für die Kommutierungsvorgänge beim dreistufigen NPC-Stromrichter in Anlehnung an [101]

- (a) $i_x > 0$, Wechsel zwischen $p \leftrightarrow 0$, (b) $i_x > 0$, Wechsel zwischen $n \leftrightarrow 0$,
(c) $i_x < 0$, Wechsel zwischen $p \leftrightarrow 0$, (d) $i_x < 0$, Wechsel zwischen $n \leftrightarrow 0$.

ren IGBTs V_{x2} bzw. V_{x3} die äußeren antiparallelen Dioden D_{x1} bzw. D_{x4} , sowie für die äußeren IGBTs V_{x1} bzw. V_{x4} die Clamping-Dioden D_{x5} bzw. D_{x6} , die beeinflussenden Verluste verursachen.

Tab. 4.3: Schalt- und Durchlassverluste des dreistufigen NPC-Stromrichters in Abhängigkeit von Stromrichtung und Schaltzustand

NPC-Halbbrücke	$i_x > 0$		$i_x < 0$	
	$p \longleftrightarrow 0$	$0 \longleftrightarrow n$	$p \longleftrightarrow 0$	$0 \longleftrightarrow n$
V_{x1}	$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$			
V_{x2}	P_{cond}	$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$		
V_{x3}			$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$	P_{cond}
V_{x4}				$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$
D_{x1}			$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$	
D_{x2}			P_{cond}	
D_{x3}		P_{cond}		
D_{x4}		$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$		
D_{x5}	$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$	P_{cond}		
D_{x6}			P_{cond}	$P_{\text{cond}} / P_{\text{sw}}$

4.3.2 Durchlassverluste des dreistufigen NPC-Stromrichters

Die folgenden Gleichungen 4.8 bis 4.11 beschreiben die auf eine Grundschwingung bezogenen Durchlassverluste P_{cond} der unterschiedlichen Leistungshalbleiter in Abhängigkeit des Modulationsgrades m und des Verschiebungsfaktors $\cos \varphi$ für die äußeren IGBTs V_{x1} bzw. V_{x4} , die inneren IGBTs V_{x2} bzw. V_{x3} , die Freilaufdioden $D_{x1} - D_{x4}$ sowie für die Clamping-Dioden D_{x5} bzw. D_{x6} für einen sinusförmigen Ausgangsstrom bei einer Sinus-Dreieck-Modulation [102].

$$P_{\text{cond},V_{x1}} = \frac{m \cdot \hat{I}_x}{\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{4} \cdot U_{\text{CE},0} \cdot [(\pi - \varphi) \cdot \cos \varphi + \sin \varphi] + \frac{1}{6} \cdot r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}_x \cdot [1 + \cos \varphi]^2 \right\} = P_{\text{cond},V_{x4}} \quad (4.8)$$

$$P_{\text{cond},V_{x2}} = \frac{\hat{I}_x}{\pi} \cdot \left\{ U_{\text{CE},0} \cdot \left[1 + \frac{1}{4} \cdot m \cdot (\varphi \cdot \cos \varphi - \sin \varphi) \right] + r_{\text{CE}} \cdot \hat{I}_x \cdot \left[\frac{1}{4} \cdot \pi - \frac{1}{6} \cdot m \cdot (1 - \cos \varphi)^2 \right] \right\} = P_{\text{cond},V_{x3}} \quad (4.9)$$

$$P_{\text{cond},D_{x1}} = \frac{m \cdot \hat{I}_x}{\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{4} \cdot U_{\text{F},0} \cdot [-\varphi \cdot \cos \varphi + \sin \varphi] + \frac{1}{6} \cdot r_{\text{F}} \cdot \hat{I}_x \cdot [1 - \cos \varphi]^2 \right\} \quad (4.10)$$

$$= P_{\text{cond},D_{x2}} = P_{\text{cond},D_{x3}} = P_{\text{cond},D_{x4}}$$

$$P_{\text{cond},D_{x5}} = \frac{\hat{I}_x}{\pi} \cdot \left\{ U_{F,0} \cdot \left[1 + \frac{1}{4} \cdot m \cdot [(2\varphi - \pi) \cdot \cos \varphi - 2 \cdot \sin \varphi] \right] \right. \\ \left. + r_F \cdot \hat{I}_x \cdot \left[\frac{1}{4} \cdot \pi - \frac{1}{6} \cdot m \cdot (1 + \cos \varphi)^2 \right] \right\} = P_{\text{cond},D_{x6}} \quad (4.11)$$

Die Gesamtdurchlassverluste eines dreistufigen NPC-Stromrichters mit drei Halbbrücken ergeben sich nach Gleichung 4.12.

$$P_{\text{cond},\text{SPWM}} = 3 \cdot 2 \cdot (P_{\text{cond},V_{x1}} + P_{\text{cond},V_{x2}} + P_{\text{cond},D_{x1}} + P_{\text{cond},D_{x2}} + P_{\text{cond},D_{x5}}) \quad (4.12)$$

4.3.3 Schaltverluste des dreistufigen NPC-Stromrichters

Die folgenden Gleichungen 4.13 bis 4.17 beschreiben nach [102] die auf eine Grundschnung bezogenen Schaltverluste P_{sw} der unterschiedlichen Leistungshalbleiter in Abhängigkeit des Phasenverschiebungsfaktors $\cos \varphi$ für die äußeren IGBTs V_{x1} bzw. V_{x4} , die inneren IGBTs V_{x2} bzw. V_{x3} , die Freilaufdioden $D_{x1} - D_{x4}$ sowie für die Clamping-Dioden D_{x5} bzw. D_{x6} für einen sinusförmigen Ausgangsstrom bei einer Sinus-Dreieck-Modulation.

$$P_{\text{sw},V_{x1}} = f_{\text{sw}} \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \cdot \frac{\hat{I}_x}{I_{V,\text{ref}}} \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{U_{V,\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot (1 + \cos \varphi) = P_{\text{sw},V_{x4}} \quad (4.13)$$

$$P_{\text{sw},V_{x2}} = f_{\text{sw}} \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \cdot \frac{\hat{I}_x}{I_{V,\text{ref}}} \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{U_{V,\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot (1 - \cos \varphi) = P_{\text{sw},V_{x3}} \quad (4.14)$$

$$P_{\text{sw},D_{x1}} = f_{\text{sw}} \cdot E_{\text{rec}} \cdot \left(\frac{\hat{I}_x}{I_{D,\text{ref}}} \right)^{0,6} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{D,\text{ref}}} \right)^{0,6} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \cdot [1 - \cos \varphi] \right)^{0,6} = P_{\text{sw},D_{x4}} \quad (4.15)$$

$$P_{\text{sw},D_{x2}} = P_{\text{sw},D_{x3}} = 0 \quad (4.16)$$

$$P_{\text{sw},D_{x5}} = f_{\text{sw}} \cdot E_{\text{rec}} \cdot \left(\frac{\hat{I}_x}{I_{D,\text{ref}}} \right)^{0,6} \cdot \left(\frac{U_{\text{DC}}}{U_{D,\text{ref}}} \right)^{0,6} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \cdot [1 + \cos \varphi] \right)^{0,6} = P_{\text{sw},D_{x6}} \quad (4.17)$$

Die Gesamtschaltverluste eines dreistufigen NPC-Stromrichters mit drei Halbbrücken ergeben sich nach Gleichung 4.18.

$$P_{\text{sw}} = 3 \cdot 2 \cdot (P_{\text{sw},V_{x1}} + P_{\text{sw},V_{x2}} + P_{\text{sw},D_{x1}} + P_{\text{sw},D_{x2}} + P_{\text{sw},D_{x5}}) \quad (4.18)$$

4.3.4 Ansteuerung/Modulation des dreistufigen NPC-Stromrichters

Die höhere Komplexität und die höhere Anzahl an unterschiedlichen Komponenten des dreistufigen NPC-Stromrichters erfordert mehr Aufwand, um diesen sicher betreiben zu können. Vor allem das Zusammenspiel von Zwischenkreis, Leistungshalbleiter, Ansteuerung und Modulation bedeutet eine höhere Anforderung an die Treiberschaltung und an das

Modulationsverfahren. Im Vergleich hierzu, wie in Kapitel 4.2.4 beschrieben, ist die Ansteuerung und die Modulation für einen zweistufigen Stromrichter verhältnismäßig einfach aufgebaut.

Für jeden der vier schaltbaren Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke ist jeweils eine galvanisch getrennte Treiberschaltung nötig. Nach [52, 103] gibt es ein sogenanntes Bootstrap-Treiberkonzept, bei dem es möglich ist auf eine galvanische Trennung eines Leistungshalbleiters zu verzichten. Dieses ist jedoch für Betrieb eines Leistungsstromrichters, bei dem Leistungshalbleiter mit einer Sperrspannung von 1200 V und einer Stromtragfähigkeit von mehr als 300 A eingesetzt werden, nicht empfehlenswert, denn aufgrund der hohen Gesamtleistung des Stromrichters ist eine Realisierung mit Bootstrap-Schaltung für den sicheren Betrieb schwierig umsetzbar. Die mögliche Kostenreduktion bei Einsatz einer Bootstrap-Schaltung wäre bei einem Stromrichter dieser Leistungsklasse daher nicht von Vorteil.

Die Signalübertragung des Ansteuersignals von der Ansteuereinheit (z.B. Mikrocontroller) zur Treibereinheit erfolgt, ebenso wie beim zweistufigen Stromrichter dieser Spannungs-kategorie häufig mittels optischer Signalübertragung, um so Störeinflüsse zu minimieren. Die Einhaltung der in Kapitel 4.3.1 beschriebenen Ein- bzw. Ausschaltreihenfolge des dreistufigen NPC-Stromrichters ist stets bei der Umsetzung der Ansteuerung zu beachten, um ein Zerstören der Leistungshalbleiter und folglich des Systems zu vermeiden.

Geringe Asymmetrien bei der Modulation aufgrund von Laufzeitunterschieden, Parameterschwankungen im Herstellprozess der Leistungshalbleiter und minimalen bauartbedingten Toleranzen in den Zwischenkreiskondensatoren führen zum Auseinanderdriften der Kondensatorspannungen (U_{C1} , U_{C2}) der einzelnen Zwischenkreishälften [104]. Für einen sicheren Betrieb des Stromrichters ist es erforderlich, eine Spannungsunsymmetrie in den Kondensatoren auszugleichen, um ein Zerstören der Bauelemente abzuwenden.

Nach [105, 106] sind verschiedene Verfahren zur Balancierung der Neutralpunktspannung bekannt. Zu den einfachsten Verfahren gehört die Speisung des Zwischenkreises aus zwei galvanisch getrennten Gleichspannungsquellen. Dieses ist jedoch nicht immer in der Praxis anwendbar, da diese Methode mit hohen zusätzlichen Kosten verbunden ist. Vorteilhaft ist, dass dieses im Laborbetrieb bei der Erstinbetriebnahme von Systemen mit kleiner Leistung gut anwendbar ist. Für Systeme mit größerer Leistung muss eine entsprechende Gleichspannungsquelle zur Speisung des Zwischenkreises verfügbar sein. Eine weitere Maßnahme ist die passive hardwareseitige Realisierung mittels Symmetrierungswiderständen. Dieses Verfahren lässt sich grundsätzlich einfach anwenden, führt jedoch zu höheren Gesamtverlusten und ist daher nur in Einzelfällen einsetzbar. Ein Vorteil ist, dass diese Methode auch für größere Systemleistungen eingesetzt werden kann. Das beste Ergebnis erhält man, wenn ein geeignetes Modulationsverfahren zur Balancierung der Zwischenkreisspannung ausgewählt wird.

Die Erzeugung der Ausgangssollspannungen des dreistufigen NPC-Stromrichters wird durch eine Pulsweitenmodulation realisiert. Grundsätzlich kann hier ebenso zwischen den beiden Standardverfahren unterschieden werden: den trägerbasierten Modulationsverfahren und der Raumzeiger-Modulation. Neben kontinuierlichen Modulationsverfahren sind auch

diskontinuierliche Modulationsverfahren bekannt. Gegenüber kontinuierlichen Modulationsverfahren weisen diskontinuierliche Verfahren bei gleicher effektiver Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter in entsprechender Abhängigkeit vom Modulationsgrad m eine bessere Ausgangsperformance bzgl. des THD-Wertes (engl.: Total Harmonic Distortion) vor allem beim dreistufigen NPC-Stromrichter auf [107].

Für die Untersuchungen mittels Simulation und für den Testbetrieb des dreistufigen NPC-Stromrichters wird aufgrund der Einfachheit ein kontinuierlicher trägerbasierter Sinus-Dreieck-Vergleich als Modulationsverfahren verwendet. Im Allgemeinen ermöglicht die Raumzeiger-Modulation eine freie Wahl der Raumzeiger innerhalb einer Schaltperiode, wodurch es möglich ist eine bessere Stabilisierung des Neutralpunktpotentials zu realisieren. Aufgrund der Gegebenheiten des Laboraufbaus bei der Leistungsvermessung des dreistufigen NPC-Stromrichters wird jedoch, wie in Kapitel 6 beschrieben, die Balancierung der Zwischenkreisspannungen im späteren Testbetrieb hardwareseitig realisiert.

4.4 Vorstellung des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters

Im folgenden Unterkapitel wird das verwendete Basiskonzept des hartschaltenden Stromrichters vorgestellt. Darüber hinaus wird das Konzept des entwickelten dreistufigen spannungsgesteuerten hartschaltenden NPC-Stromrichters inklusive dessen neuen mechanischen Aufbaus sowie dessen elektrischen Kenngrößen im Detail erläutert. Zusätzlich wird das entwickelte Treiberboard für den dreistufigen Stromrichter beschrieben.

4.4.1 Basiskonzept des dreistufigen NPC-Stromrichters

Der konzipierte Stromrichter basiert auf dem zweistufigen Stromrichter (Power-Stack) mit der Firmenkennzeichnung P459 der Firma Danfoss. Die Bedeutung des Begriffs Power-Stack beruht auf der Möglichkeit die einzelnen Leistungsstromrichter zu einer gesamten Umrichtereinheit zusammen schalten zu können [108]. Zur Gestaltung einer Back-to-Back-Umrichtereinheit ist es somit erforderlich zwei Stromrichter bezüglich ihrer Gleichspannungszwischenkreise zu verbinden, sodass ein vollständiges AC/DC/AC-System aufgebaut werden kann. Die Gesamtleistung eines Umrichtersystems mit größerer Leistung wird durch die zusätzliche Parallelisierbarkeit der einzelnen Stromrichter erreicht.

Das Basiskonzept des neuen Stromrichters besteht darin, die Systemeigenschaften des bestehenden Stromrichters als neue Ausgangsbasis zu verwenden und entsprechend der technischen Anforderungen der dreistufigen Topologie zu adaptieren. Folgende Anforderungen werden dabei primär verfolgt:

1. Wiederverwendung einer möglichen Anzahl an bestehenden Komponenten,
2. Erhaltung der äußeren Dimensionen des alten Stromrichters,
3. Integration der elektrischen Anforderungen des dreistufigen Konzeptes,

4. Erhalt der Möglichkeit der parallelen Verschaltung der einzelnen Stromrichter,
5. Erhöhung der Leistungsdichte des Stromrichters gegenüber dem bestehenden System.

Bei der Wiederverwendung von bestehenden Komponenten und Baugruppen des Stromrichters geht es vorrangig um die kostenintensiven Bauteile des Stromrichters, da diese in verschiedenen leistungselektronischen Systemen ihre Anwendungen finden. Beispielhaft hierfür sind die Zwischenkreiskondensatoren oder der Kühlkörper zur Kühlung der Leistungsmodule. Mit einer entsprechenden Auslegungsüberprüfung für das neue Stromrichterkonzept können diese Komponenten folglich in veränderter Anordnung oder auch Anzahl eingesetzt werden. Ein weiterer längerfristiger positiver finanzieller Effekt wäre eine mögliche Verwendung dieser gleichen Komponenten in einer späteren Serienentwicklung des neuen Stromrichterkonzeptes, da diese Komponenten somit in einer größeren Stückzahl eingekauft werden können, welches einen entscheidenden Vorteil für die Gesamtherstellkosten beider Systeme bedeuten würde.

Mit dem Erhalt der äußeren Dimensionen ist gewährleistet, dass der Stromrichter den modernen Platzanforderungen aktueller Leistungsumrichter entspricht, sodass auch das neu entwickelte System mit nur geringen Veränderungen in ein bestehendes Schaltschrankkonzept einer Windenergieanlage integriert werden kann. Zudem ist gewährleistet, dass die Handhabbarkeit des Stromrichters bei Ausfall oder Wartung innerhalb der mechanischen Konstruktion (Treppen, Luken, Durchgänge, Kransysteme, etc.) der Anlage gegeben bleibt [109].

Tabelle 4.4 gibt einen kompakten Überblick über den aktuellen Stand der unterschiedlichen spannungsgesteuerten Windenergieanlagenstromrichter und ihre verwendeten Leistungshalbleiter als Niederspannungs- oder Mittelspannungsanwendung bei Einspeisung in das Mittelspannungsnetz. Es wird deutlich, dass sich bereits viele Systeme auf dem Markt etabliert haben, wie in Kapitel 4.1 vorgestellt. Hierzu zählt die Verwendung von sowohl zwei- als auch drei- und mehrstufigen Stromrichtern unterschiedlicher Spannungs- und Leistungsklasse in den Umrichtersystemen der Windenergieanlagen.

Vor allem für die Niederspannungsanwendung werden hauptsächlich zweistufige Stromrichter mit Leistungshalbleitern der Niederspannungsklasse eingesetzt. Im Bereich der Mittelspannungsanwendungen des Umrichtersystems dominieren drei- und mehrstufige Stromrichter mit Hochvolt-IGBTs und IGCTs. Die Möglichkeit des parallelen Betriebes von kleineren Stromrichtern findet vor allem in der Niederspannungsklasse seine Anwendung.

Der Bedarf an effizienten Systemen steigt stetig durch die gestiegenen Anforderungen an die Windenergieanlagen. Dieses kann durch dreistufige parallelisierbare Niederspannungs-Stromrichter gedeckt werden, die bisher für Windenergieanlagenumrichter zur Einspeisung in das Mittelspannungsnetz nicht in Serie eingesetzt werden [15]. Diese Lücke ist in Tabelle 4.4 mit (*) gekennzeichnet. Der kompakte entwickelte dreistufige NPC-Stromrichter entspricht diesem Konzept.

Hieraus folgt, dass in den gegebenen Bauraum des alten Stromrichters das neue dreistufige Stromrichterkonzept eingepasst werden muss, wobei die Gesamtleistung einer Stromrichtereinheit dabei nicht reduziert werden soll. Außerdem ist es erforderlich, eine Möglichkeit der

Tab. 4.4: Darstellung der unterschiedlichen spannungsgesteuerten Stromrichter für den Einsatz in Windenergieanlagen sowie der entsprechend verwendeten Leistungshalbleiter: [a] LV-IGBT, [b] HV-IGBT und [c] IGCT; (*) bisher nicht in Serie eingesetzte Stromrichtersysteme

PWM-VSI-Typ	Niederspannung	Mittelspannung
zweistufiger SR	Single [a]	
	Parallel [a]	
dreistufiger SR	Single ^(*) [a]	Single [b,c]
	Parallel ^(*) [a]	
mehrstufiger SR	-	Single [(a),b,c]

Parallelschaltbarkeit bei veränderter Topologie zu erhalten, sodass ebenfalls in Abhängigkeit der gewünschten Leistungsklasse die entsprechende Gesamtumrichtereinheit aufgebaut werden kann [110]. Darüber hinaus sollen die äußeren Veränderungen der Anschlüsse möglichst erhalten bleiben, sodass die elektrische Integration des neuen Systems besonders einfach umzusetzen ist.

4.4.2 Realisierung des dreistufigen NPC-Stromrichters

Die Tabelle 4.5 zeigt die einzelnen Kenngrößen des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters. Mit einer Gesamtleistung von 990 kVA, einer wechsellspannungsseitigen Ausgangsspannung von 950 V, einem Ausgangsstrom von 600 A und einer Zwischenkreisspannung von maximal 1500 V entspricht das System einem ersten Muster eines möglichen Prototypen. In Tabelle 4.5 sind darüber hinaus Informationen zu dem verwendeten IGBT-Leistungshalbleitermodul, der Flüssigkeitskühlung, dem Gleichspannungszwischenkreis, dem IGBT-Treiberboard, den Schnittstellen des Stromrichters, der Ansteuerung sowie den Dimensionen des Systems angegeben.

Die tragende Blechkonstruktion des Gehäuses wurde in Zusammenarbeit mit dem Institut für Mechatronik der Fachhochschule Kiel für das neu erarbeitete dreistufige Stromrichterkonzept nach den Abmessungen und entsprechend der neuen mechanischen und elektrischen Anforderungen umgearbeitet. Dabei konnten die mechanischen Dimensionen des zweistufigen Stromrichters mit der Firmenkennzeichnung P459, wie in Tabelle 4.5 angegeben, übernommen werden.

Der Stromrichter ist, wie in Abbildung 4.7 sowie im Anhang in Abbildung 9.2 gezeigt, aufgebaut. Der ShowerPower® Flüssigkeitskühler ist auf der rechten Seitenwand des Stromrichters montiert [112]. Die leckagefreien Flüssigkeitsein- und auslässe sind nach unten angeordnet [113]. Das Entlüftungsventil des Kühlkörpers ist entsprechend nach oben orientiert. Der gesamte Zwischenkreis des dreistufigen Stromrichters, bestehend aus zwölf Kondensatoren, ist links vom Flüssigkeitskühler angeordnet. Die dreiteilige Zwischenkreisverschienung

Tab. 4.5: Kenngrößen des dreistufigen spannungsgesteuerten hartschaltenden NPC-Stromrichters

Kategorie	Kenngröße	dreistufiger NPC-Stromrichter
Nennbetriebsparameter	Gesamtleistung	ca. 990 kVA
	AC-Ausgangsspannung	$U_{LL} = 950 \text{ V}$
	Ausgangsstrom	$I_x = 600 \text{ A}$
	Zwischenkreisspannung	$U_{DC} = 1500 \text{ V}$
	Schaltfrequenz (effektiv)	$f_{sw} = 2,5 \dots 4,5 \text{ kHz}$
Ansteuerung		Infineon TriCore TC1797 [111] dreistufige SPWM/RZ
Modul	Leistungshalbleiter	IGBT
	Aufbau	NPC-Phasenmodul (siehe Kapitel 3.5)
	Spannungsklasse je IGBT	1200 V
	Stromtragfähigkeit	600 A
Kühlung	wassergekühlt	Danfoss ShowerPower® [112]
	Kühlmedium	Wasser/Glycol (50:50)
Zwischenkreis	Layout	3 parallele Leiter ($DC+$, NP , $DC-$)
	Gesamtkapazität	$C_{DC} = 1,26 \text{ mF}$ nach Kap. 3.6
	Kapazität	je Zwischenkreishälfte 6 Caps à $420 \mu\text{F}$ parallel
	Typ	FTCAP EC420 μ 1100d085136 [80]
IGBT-Treiber	Layout	Treiberboard: 4 lagig, niederinduktiv 4 galvanisch getrennte Einheiten optische Signalübertragung
	Kenndaten	$U_{\text{Treiber}} = +15 \text{ V}$ $I_{\text{Treiber}} = 330 \text{ mA}$ $U_{G,\text{ein}} = +15 \text{ V}$ $U_{G,\text{aus}} = -9 \text{ V}$ $I_{G,\text{peak}} = 16 \text{ A}$
	Schutzkonzept	Rückführung U_{CE} -Fehler (V_1 & V_4)
Schnittstellen	AC Anschlüsse	U , V , W
	DC Anschlüsse	$DC+$, N , $DC-$
	ext. Versorgung	+15 V
	Treiber	15 optische Signale je 5 pro Phasentreiber
	Kühlwasser	Leckagefreier Aus- und Einlass
Maße	Höhe x Tiefe x Breite	ca. 1100 mm x 300 mm x 200 mm

für die drei Gleichspannungspotentiale stellt die elektrische Verbindung zwischen den Zwischenkreishälften und den entsprechenden gleichspannungsseitigen Lastanschlüssen

($DC+$, NP , $DC-$) der Leistungsmodul her. Für die Leistungsmodul des Stromrichters werden drei, der im Projekt entwickelten und in Kapitel 3.5 vorgestellten, NPC-Phasenmodul verwendet. Dabei ist der Abstand zwischen dem Zwischenkreis und dem Kühlkörper bzw. den Leistungsmodul besonders klein dimensioniert, um eine sehr niederinduktive elektrisch optimale Zwischenkreisverschiebung aufzubauen. Die NPC-Phasenmodul sind mittels Gummidichtung an den dafür vorgesehenen Öffnungen auf dem ShowerPower®-Kühlkörper montiert [112]. Die wechsellspannungsseitigen Anschlüsse der drei Phasenmodul (U , V , W) sind mittels entsprechender kurzer Kupferverschiebungen an die Außenanschlüsse geführt. Das IGBT-Treiberboard für das dreistufige Modul befindet sich niederinduktiv montiert auf dem jeweiligen Modul jeder einzelnen Phase.

Für den Aufbau konnten die folgenden Komponenten wiederverwendet werden. Die Anschlussklemmen für die wechsellspannungsseitigen Außenanschlüsse konnten übernommen werden. Lediglich die Anzahl der Anschlusseinheiten wurde um Eins erhöht, da zusätzlich der Neutralpunkt des Zwischenkreises herausgeführt wird. Dieses ermöglicht bei Bedarf einen zusätzlichen Zwischenkreis mit größerer Kapazität besonders niederinduktiv an das Stromrichtersystem anzubinden. Die in die Außenanschlüsse integrierte Strommessung der einzelnen wechsellspannungsseitigen Phasenabgänge (U , V , W), die durch entsprechende LEM-Stromwandler ausgeführt ist, konnte so trotz des kompakten Bauraumes erhalten bleiben.

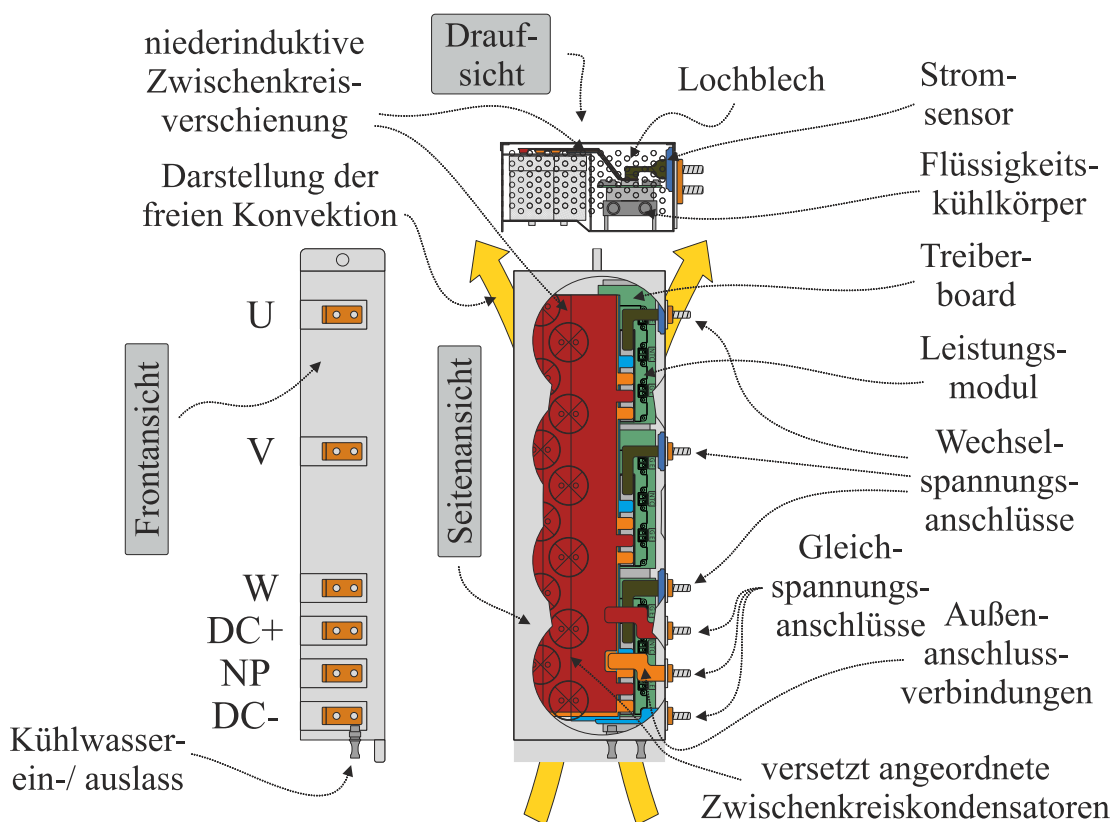


Abb. 4.7: Schematischer Aufbau des dreistufigen Stromrichters basierend auf den Dimensionen des Basisstromrichters sowie Darstellung der Anschlüsse und der einzelnen Stromrichterkomponenten und zusätzliche Darstellung der freien Konvektion mittels Luft an die Umgebung

Des Weiteren konnte der Danfoss ShowerPower® Kühler wiederverwendet werden. Die leckagefreien Aus- und Einlässe des Kühlers haben die gleichen Positionen, wie beim Basisstromrichter. Mit dieser Umsetzung wird eine erleichterte Austauschbarkeit des Systems bezüglich der Kühlwasseranschlüsse gegenüber dem zweistufigen Stromrichter erreicht. Die wechsellastseitigen Leistungsmodullastanschlüsse der einzelnen Phasenmodule wurden, anders als beim Basisstromrichter, auf dem Kühler jeweils in die gleiche Richtung orientiert. Die hierdurch entstandene Symmetrie der Module wirkt sich zum einen positiv auf die Verschiebung des Zwischenkreises und zum anderen positiv auf den Bauraum für die IGBT-Treiberboards aus. Somit ist es möglich die drei Gleichspannungslastanschlüsse der Phasenmodule jeweils symmetrisch an die Zwischenkreisverschiebung (Busbar) des Gleichspannungszwischenkreises anzuschließen. Mit Hilfe der symmetrischen Anordnung der Module konnte die Modul-Modul-Entfernung bei gleichem Treiberboard um ca. 22 % reduziert werden, welches die Zwischenkreisinduktivität auf diesem Leistungspfad um ca. 30 % minimiert. Andererseits konnte damit, wie im Abschnitt 4.4.3 beschrieben, ein Typ von IGBT-Treiberboard entwickelt werden, der wiederum für alle Phasen gleichermaßen verwendet werden kann. Zusätzlich konnte der Treiber, wie in Abbildung 4.7 dargestellt, hierdurch besonders kompakt und niederinduktiv im geringen Bauraum auf dem Phasenmodul platziert werden. Dabei können mit nur einem Treiberboard jeweils die vier schaltbaren Leistungshalbleiter eines NPC-Phasenmoduls, wie in Abschnitt 3.5 vorgestellt und in Abbildung 3.9 gezeigt, angesteuert und überwacht werden.

Die Kapazitäten des Zwischenkreises konnten entsprechend der Anforderungen, wie in Abschnitt 3.6 gezeigt, in einer neuen mechanischen Konstruktion wiederverwendet werden. Die insgesamt zwölf Folien-Kondensatoren vom Typ EC420 μ 1100d085136 des Herstellers FTCAP [80] sind mit geringem Zwischenraum in versetzt angeordneter Bauweise platziert. Dabei wurde die waagerechte Position der Kondensatoren beim Basisstromrichter durch eine senkrechte Position ersetzt, sodass jeweils sechs Kondensatoren, wie in der Abbildung 4.7 gezeigt, je eine Zwischenkreishälfte aufbauen. Das Neutralpunktpotential bildet sich zwischen der oberen und unteren Zwischenkreishälfte aus und wird über eine Kupferverschiebung weitergeleitet. Die Entwärmung der Kondensatoren erfolgt zum einen über freie Konvektion mittels Luft an die Umgebung und über die lochblechartige Konstruktion der Rückseite des Stromrichters und zum anderen über die thermische Kopplung der Lastanschlüsse der einzelnen Kondensatoren an die dreiteilige Kupferzwischenkreisverschiebung. Wie in der Farbe Gelb in Abbildung 4.7 veranschaulicht, erfolgt die Entwärmung der auftretenden Verluste in der Kupferverschiebung, sowie der Verluste der Treiberboards und der thermischen Verluste der Lastanschlüsse ebenfalls über eine freie Konvektion mittels Luft an die Umgebung. Unterstützt wird diese freie Konvektion durch den Einsatz einer lochblechartigen Konstruktion des Bodens und des Deckels des Stromrichters, wie in der Draufsicht in Abbildung 4.7 gezeigt. Die zusätzliche Umgebungskälte des Flüssigkeitskühlers und die kaminartige Konstruktion des Systems verstärkt diese Konvektion zusätzlich.

Zur ersten Funktionsüberprüfung und Inbetriebnahme des dreistufigen NPC-Stromrichters bis zu einer maximalen Leistung von 20 kW wurde in einem mobilen Schaltschrank, wie im Anhang in Abbildung 9.1 dargestellt, vorab im Labor ein Testaufbau realisiert. Die Ansteue-

rung des NPC-Stromrichters erfolgt dabei mit einem TriCore 1797 der Infineon Technologies AG. Zur Entwärmung des Flüssigkeitskühlers des Stromrichters wurde ein unabhängiges Einkreiskühlsystem mit Wärmetauscher aufgebaut. Zum sicheren Betrieb des Systems bis zu einer Zwischenkreisspannung von 1500 V wurde ein passender Zwischenkreischopper entwickelt. Ebenso wurde die Anschlussmöglichkeit zu einer ohmsch-induktiven Last realisiert. Mit Hilfe dieses elektrischen Tests im Labor der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel konnte die Funktion des Stromrichters für eine Inbetriebnahme bei hoher Leistung, wie in Kapitel 6 gezeigt, sicher gestellt werden.

4.4.3 Realisierung des NPC-Treiberboards

Das IGBT-Treiberboard ist eine Flachbaugruppe, die das Verbindungsglied zwischen dem Mikrocontroller der Ansteuerung und dem Leistungsmodul herstellt [49]. Aufgrund des geringen Bauraumes, wie in Abbildung 4.7 gezeigt, und der Form des Leistungsmoduls ist zwischen den jeweiligen Leistungsmodulen, der Zwischenkreisverschierung und den Kondensatoren für diesen dreistufigen Stromrichter eine besonders kompakte Treibereinheit erforderlich. Die äußeren Abmaße des Treiberboards betragen daher maximal 295 mm x 90 mm x 25 mm (L x B x H). Eine mittlere Aussparung für die Lastanschlüsse des Leistungsmoduls, wie in Abbildung 4.8 gezeigt, muss hierbei frei bleiben und kann für den Treiber nicht genutzt werden.

Für ein Phasenmodul des dreistufigen Stromrichters wird je eine Flachbaugruppe zur Ansteuerung und zum Schutz der vier schaltbaren IGBT-Leistungshalbleiter benötigt. Das Treiberboard wird, wie in Abbildung 4.8 und 4.9 gezeigt, niederinduktiv als gesamte Baugruppe auf dem Leistungsmodul mittels Schrauben an die unterschiedlichen Steueranschlüsse angebunden. Die Treiberansteuerung jedes der vier schaltbaren IGBT-Leistungshalbleiter ist dabei aufgrund der sich unterschiedlich ausbildenden Spannungspotentiale beim Schalten galvanisch getrennt ausgeführt und in Abbildung 4.9 durch die getrennten hellgrünen Bereiche gekennzeichnet [52].

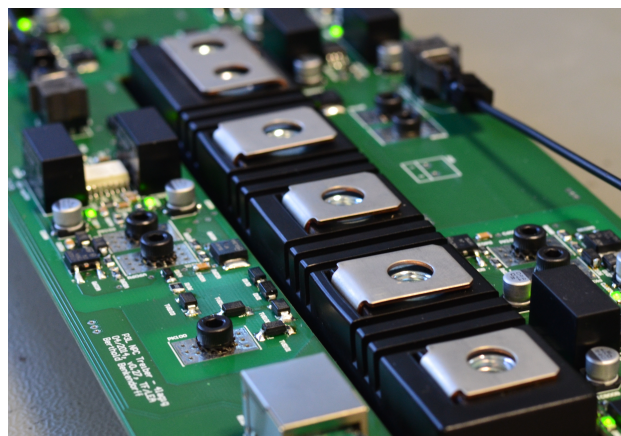


Abb. 4.8: Foto eines dreistufigen fertig aufgebauten Treiberboards montiert auf einem Leistungsmodul [69]

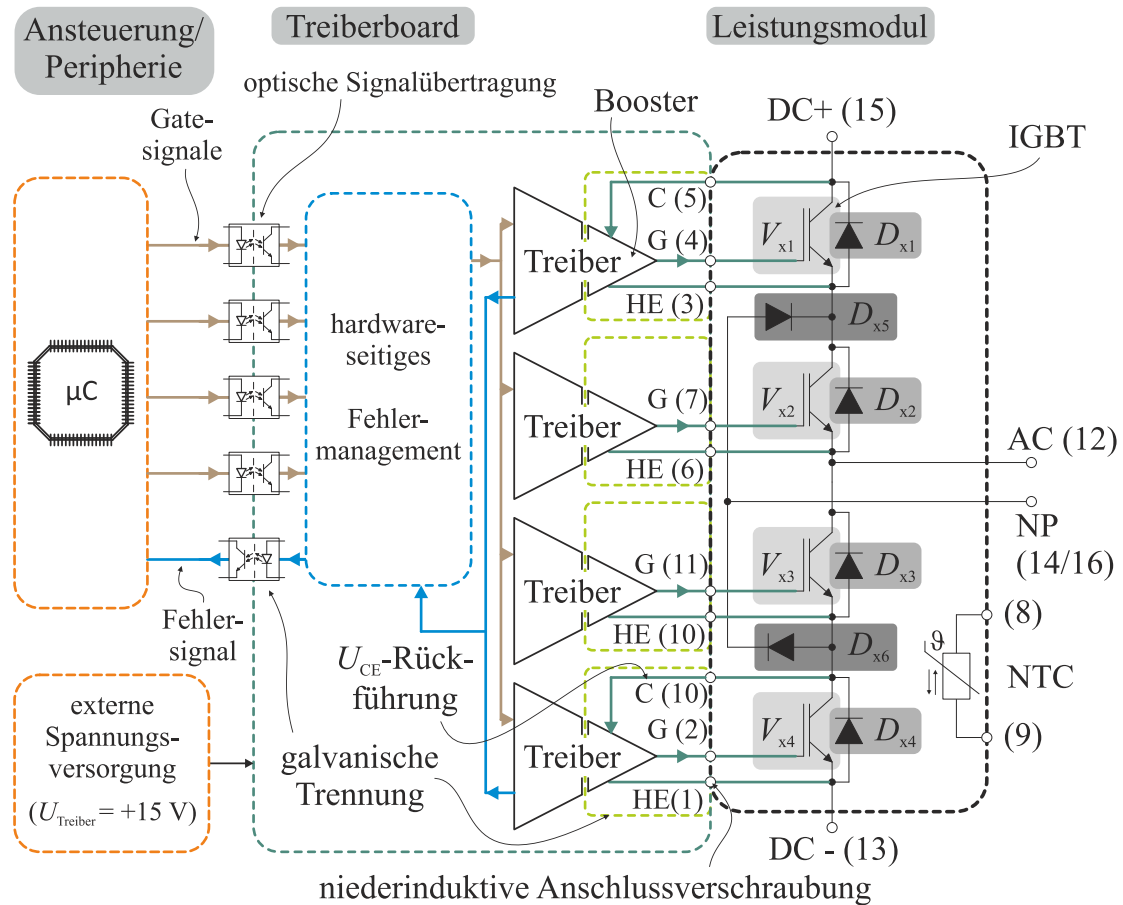


Abb. 4.9: Detaillierter schematischer Aufbau inklusiver interner Struktur des dreistufigen NPC-Treiberboards sowie Darstellung der Anbindung an die Ansteuerung, die externe Peripherie und das dreistufige Leistungsmodul

Mögliche Störeinflüsse auf die Ansteuersignale können bereits von Beginn an bei der Datenübertragung mittels einer optischen Signalübertragung vermieden werden, wie in Kapitel 4.3.4 bereits erwähnt [49, 114]. Für die Kommunikation werden je Phase zwischen Mikrocontroller (µC) und Treiberboard jeweils fünf unidirektionale Signale übertragen. Die vier Gatesignale werden von der Ansteuereinheit zum Treiberboard übertragen, wohingegen ein Fehlersignal je Board vom Treiberboard zur Ansteuereinheit übermittelt wird. Die ankommenden Signale werden dann jeweils mittels eines galvanisch entkoppelten Treiberbausteins ([115]) auf eine entsprechend der IGBT-Leistungsklasse dimensionierte komplementäre bipolare Ausgangsverstärkerstufe (Booster) weitergeleitet. Diese wiederum stellt die entsprechende Leistung zum Ein- und Ausschalten des IGBT-Leistungshalbleiters, mit einer Sperrspannung von 1200 V und einer Stromtragfähigkeit von 600 A, zur Verfügung. Dabei ist die aufzubringende Treiberleistung, wie in Gleichung 4.19 dargestellt, vom Eigenverbrauch des ICs, von der effektiven Schaltfrequenz des Stromrichters, von der charakteristischen Gateladung des Leistungshalbleiters und von der Summe der Beträge der Gateausschaltspannung und Gateeinschaltspannung abhängig [49, 116, 117].

$$P_{\text{Treiber,gesamt}} = P_{\text{Treiber,selbst}} + f_{\text{sw}} \cdot Q_G \cdot (|U_{G,\text{ein}}| + |U_{G,\text{aus}}|) \quad (4.19)$$

Der maximal benötigte Gateausgangsstrom wird mit Hilfe der Gleichung 4.20 nach [116] ermittelt. Dieser ist abhängig vom Quotienten der Summe der Beträge der Gateausschaltspannung und Gateeinschaltspannung und dem externen und internen Gatevorwiderstand. Der interne Gatevorwiderstand ist eine charakteristische Größe des Leistungshalbleiters, wohingegen der externe Gatevorwiderstand individuell angepasst werden kann. Der tatsächliche maximale Gatetreiberstrom ist meist um den Korrekturfaktor $2/e$ kleiner, wobei e die Eulerische Zahl ist [116].

$$I_{G,\text{peak}} = \frac{|U_{G,\text{ein}}| + |U_{G,\text{aus}}|}{R_{G,\text{ext}} + R_{G,\text{int}}} \quad (4.20)$$

Die dazugehörige Schaltleistung für jeden Leistungshalbleiter wird über eine galvanisch getrennte Spannungsversorgung mittels zweier DC/DC-Wandler realisiert, die eine entsprechend typische IGBT-Gateeinschaltspannung von $U_{G,\text{ein}} = +15\text{ V}$ und eine IGBT-Gateausschaltspannung von $U_{G,\text{aus}} = -9\text{ V}$ zur Verfügung stellt [118]. Die allgemeine Versorgungsspannung des Treiberboards von $U_{\text{Treiber}} = +15\text{ V}$ erfolgt über ein externes Netzteil. Zur allgemeinen Minimierung der Störeinflüsse auf die verschiedenen Komponenten der Flachbaugruppe werden an den benötigten Kleinspannungssignalen entsprechende Abblockkondensatoren und Ferritperlen eingesetzt [119]. Die entsprechenden Isolationsklassen zwischen Steuer- und Leistungsteil sind durch die erforderlichen Kriech- und Luftstrecken sowie durch eine entsprechende Bauteilauslegung realisiert. Die kleinste maximale Betriebsisolationsspannung der galvanisch isolierten Komponenten des Treiberboards ist auf $1,5\text{ kV}$ ausgelegt. Die maximale Spannungsobergrenze hierfür ist auf $6,4\text{ kV}$ dimensioniert und entspricht so der gültigen Norm DIN-V-0884 [120].

Für zweistufige Stromrichter sind bereits diverse Verfahren zur Sicherung des Leistungshalbleiters bekannt. Zu den wichtigsten Verfahren zur Erkennung von Kurzschlüssen gehören nach [121–124] die Entsättigungserkennung (Rückführung des U_{CE} -Signals), das weiche Abschalten, die Überspannungsbegrenzung bei anliegender Überspannung sowie die Verriegelung bei Auftreten eines Fehlers. Bei der Entsättigungserkennung wird das Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs genutzt um einen Kurzschluss frühzeitig zu detektieren. Im Normalfall arbeitet der IGBT des Stromrichters im Sättigungsbereich, liegt jedoch ein Kurzschluss am IGBT vor, dann steigt folglich der Kollektorstrom stark an, der zur Entsättigung des IGBTs führt. Exakt dieser Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung wird durch eine geeignete Schaltung erfasst und ausgewertet [52].

Nach [125, 126] ist eine Besonderheit eines dreistufigen Treiberboards der Schutzmechanismus für die IGBT-Ansteuerung, der komplexer als beim zweistufigen Stromrichter ist. Die Tabelle 4.2 zeigt die erlaubten Schaltzustände des dreistufigen Stromrichters [127]. Daher ist, wie bereits in Abschnitt 4.3.1 erwähnt, dieser Verriegelungsmechanismus zwischen den äußeren und inneren Leistungshalbleitern einer NPC-Halbbrücke zwingend erforderlich. Wird die Reihenfolge nicht eingehalten, so kann an einem Leistungshalbleiter eine Spannung größer als die maximale Sperrspannung des Leistungshalbleiters anliegen, wodurch ein Ausfall des Bauteils zu erwarten ist [127, 128]. Zum Schutz der Leistungshalbleiter besitzt das Treiberboard ein eigenes Fehlermanagement, wie in Abbildung 4.9 dargestellt. Dieses Fehlermanagement ist durch eine hardwareseitige Überwachung realisiert, die die

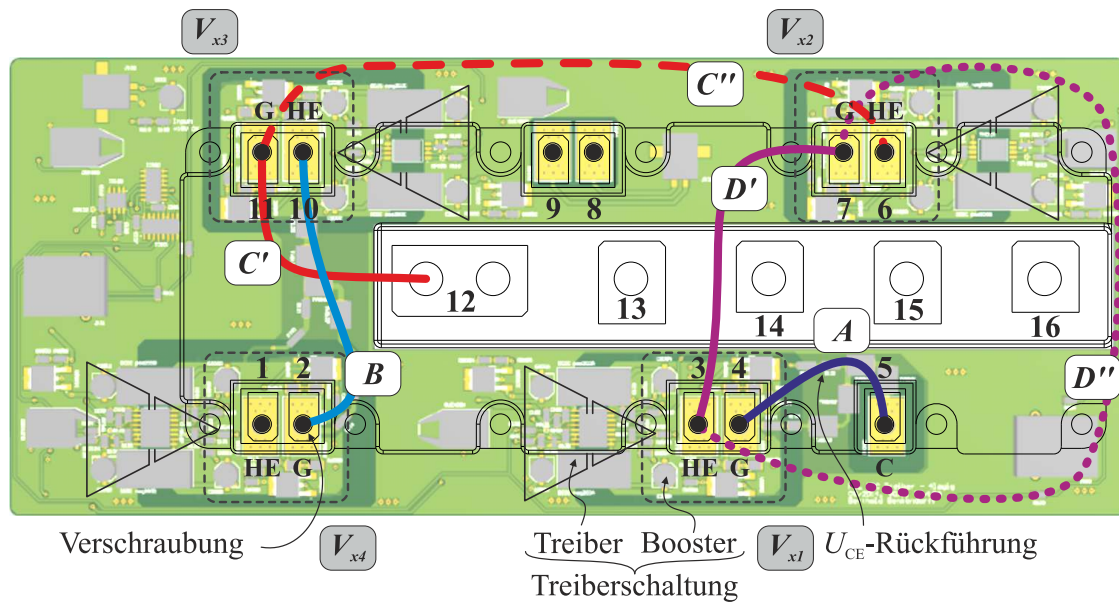


Abb. 4.10: Schematische Darstellung des Treiberboards und mögliche Rückführstrecken des U_{CE} -Sättigungssignals

strikte Einhaltung der Ausschaltreihenfolge der Leistungshalbleiter regelt. Zusätzlich sind die separaten Treiberschaltungen der äußeren schaltbaren Leistungshalbleiter (V_{x1} & V_{x4}) mit einer Rückführung der U_{CE} -Sättigungsspannung ausgestattet. Die Rückführung dieser Messsignale für diese Leistungshalbleiter kann, wie in Abbildung 4.10 gezeigt, direkt erfolgen. Für den Leistungshalbleiter V_{x1} erfolgt die U_{CE} -Rückführung (A) über den nach außen geführten Kollektor-Steueranschluss (5) des Leistungsmoduls. Ebenso problemlos ist die U_{CE} -Rückführung (B) für den Leistungshalbleiter V_{x4} ; hierbei wird das Signal über den Hilfsemmitter HE (10) des Leistungshalbleiter V_{x3} abgegriffen. Die hardwareseitig installierte Schutzverriegelung greift entsprechend auf die einzelnen Ansteuersignale der Treiberschaltungen zu, sodass die schaltbaren Leistungshalbleiter im Fehlerfall mit der entsprechend erforderlichen Sperrzeit geschützt sind.

Weiterhin kritisch bleibt, trotz richtiger Abschaltreihenfolge, ein auftretender Fehler an den inneren Leistungshalbleitern. Ein direkter Schutz über eine zusätzliche U_{CE} -Rückführung der inneren Leistungshalbleiter, wie bei den äußeren Leistungshalbleitern realisiert, ist aufgrund der Anordnung der Steueranschlüsse des NPC-Leistungsmoduls und der daraus folgenden Geometrie des Treiberboards nicht ohne weiteres umsetzbar. Ein Grund hierfür sind die nicht direkt verfügbaren Steueranschlüsse der inneren schaltbaren Leistungshalbleiter (V_{x2} & V_{x3}) auf dem Leistungsmodul sowie eine unerwünschte Unterbrechung bereits galvanisch isolierter Spannungsbereiche. In der Abbildung 4.10 ist eine Realisierung einer Rückführung der U_{CE} -Sättigungsspannung für die inneren Leistungshalbleiter mit langen Pfaden zwischen den entscheidenden Messanschlüssen veranschaulicht.

Für den Leistungshalbleiter V_{x3} könnte eine U_{CE} -Rückführung über (C') oder (C'') durchgeführt werden, jedoch ist vor allem die Rückführung über (C'') aufgrund des langen Pfades nicht gewünscht. Noch kritischer ist die U_{CE} -Rückführung für den Leistungshalbleiter V_{x2} . Hierbei kann das Signal wahlweise über (D') oder (D'') abgenommen werden. Beide Pfa-

de eignen sich jedoch nicht für die Rückführung. (D') ist zwar ein vergleichsweise kurzer Pfad, dieser führt jedoch zwischen zwei Gleichspannungspotentialen des Zwischenkreises ($DC+$ (13) und NP (14)) hindurch, sodass erforderliche Kriechstrecken hierbei nicht eingehalten werden können. Die Rückführung (D'') ist ebenfalls nicht zu bevorzugen, da sie wie (C'') einen langen Pfad über das Treiberboard bildet. Eine alleinige Rückführung des V_{x3} -Messsignals über (C') macht abschließend keinen Sinn. Ein Problem dieser langen Verbindungsstrecken ist, dass sie wie hochfrequenzempfindliche Empfangs- bzw. Sendeantennen wirken und bei EMV-empfindlichen Schaltprozessen ungewollte Störeinflüssen begünstigen können. Diesen Effekt gilt es möglichst bei schalttempfindlichen Prozessen, wie sie bei Treiberschaltungen vorkommen, zu vermeiden. Das Ziel des Fehlermanagement ist es, für den Schaltvorgang den entsprechenden Schutz zu bieten und zusätzliche Fehlerquellen zu vermeiden. Damit wird die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls des schaltbaren Leistungshalbleiters minimiert.

In [126] ist eine Überwachung der inneren Leistungshalbleiter mittels einer U_{CE} -Sättigungsspannung weitaus kritischer betrachtet und sogar als vernachlässigbar angesehen worden. Denn immer dann, wenn beispielsweise der Stromfluss von den äußeren Dioden D_{x1} und D_{x2} zu dem komplementären inneren Leistungshalbleiter V_{x3} und der Clamping-Diode D_{x6} übertragen wird, kann es zu einer fehlerhaften Auswertung des U_{CE} -Signals an V_{x2} kommen. Dieser Umschaltvorgang erzeugt eine hohe Stromänderungsrate und führt zu einem Reverse-Recovery-Verhalten in den Dioden D_{x1} und D_{x2} . Nach dem Erreichen des Endes der Leitdauer der Dioden kommt es beim Öffnen von V_{x1} , aufgrund der internen Kapazität des Leistungshalbleiters zwischen Kollektor und Emitter, zu einer transienten Spannung, die sich auf V_{x2} überträgt, sodass dieses zu einer Fehlinterpretation der U_{CE} -Sättigungsspannung an V_{x2} führt. Dieses führt folglich aufgrund der Schutzmaßnahmen zum ungewollten Abschalten des Treibers. Aus diesem vorher erwähnten Grund wird für den entwickelten dreistufigen Treiber keine U_{CE} -Sättigungsspannung an den inneren Leistungshalbleitern überwacht. Nach [126] ist weiterhin bekannt, dass bei Auftreten eines Kurzschlusses innerhalb einer Phase oder auch phasenübergreifend immer ein äußerer Leistungshalbleiter beteiligt ist, sodass es ausreichend ist, wenn diese eine U_{CE} -Rückführung besitzen. Nach [128] lassen sich darüber ebenfalls Fehler in den Clamping-Dioden detektieren. Eine phasenübergreifende Auswertung eines Fehlers ist im Fall des dreistufigen Treiberboards über eine zusätzliche softwareseitige Maßnahme realisiert. Das Fehlersignal jedes Treiberboards wird galvanisch getrennt über ein optisches Signal an die Schnittstellenkarte zum Mikrocontroller gesendet. Dort werden die Fehlersignale über die Software erfasst und verriegeln im Fehlerfall alle Leistungshalbleiter des Stromrichters, sodass auch Fehler in anderen Phasen oder den inneren Leistungshalbleitern erkannt werden. Zusätzlich wäre es denkbar eine erweiterte Verriegelung zu installieren, die diesen Prozess über eine hardwareseitige Verriegelung beschleunigt, um auf einen auftretenden Fehler noch frühzeitiger zu reagieren. Ein mehrfach wiederholter Laufzeittest im Labor hat gezeigt, dass die Durchlaufzeit von der Auslösung bis zur Detektion für einen simulierten Fehler innerhalb der geforderten Kurzschlussfestigkeit des IGBT von ca. $10 \mu\text{s}$ stattfindet, wodurch ein sicheres Abschalten eines inneren IGBT garantiert ist.

4.5 Zusammenfassung

In Kapitel vier wurden die unterschiedlichen Umrichterkonzepte und -topologien für die Windenergieanlagen mit variabler Drehzahl vorgestellt. Der hierbei am häufigsten verwendete zweistufige spannungsgespeiste hartschaltende Stromrichter wurde in seiner elektrischen Funktion, im Aufbau, der Verlustverteilung und der Ansteuerung eingeführt. Aufgrund einer Realisierung einer erhöhten Ausgangsspannung ist es erforderlich bei Verbleib innerhalb der Niederspannungsklasse der IGBTs die Topologie des Stromrichters anzupassen. Daher wurde im Anschluss daran der dreistufige spannungsgespeiste hartschaltende NPC-Stromrichter beschrieben. Neben der elektrischen Funktion, dem Aufbau, der Durchlass- und Schaltverlustverteilung wurde auf die Ansteuerung eingegangen. Durch die Anwendung der dreistufigen NPC-Topologie ergibt sich gegenüber der Anwendung eines zweistufigen Stromrichters eine Verbesserung der Ausgangsperformance bezüglich des THD-Wertes sowie eine Reduktion der Größe des netzseitigen passiven Ausgangsfilters. Darüber hinaus bietet bei gleicher Anlagenleistung die dreistufige NPC-Topologie bei Anwendung auf Niederspannungsebene in Kombination mit einer Parallelschaltung der Umrichtereinheiten eine Redundanz gegenüber nur einer Umrichtereinheit auf Mittelspannungsebene bei Ausfall einer Einheit. Außerdem sind die sicherheitstechnischen Anforderung innerhalb der Niederspannungsanwendung gegenüber der Mittelspannungsanwendung deutlich geringer und der Wirkungsgrad kann aufgrund der verlustärmeren Niederspannungsbauteile erhöht werden.

Darauf aufbauend wurde der entwickelte dreistufige NPC-Stromrichter sowie das dazugehörige Konzept des Basisstromrichters erläutert. Der dreistufige Stromrichter wurde dabei in den gleichen Abmaßen wie den des zweistufigen Basisstromrichters untergebracht. Der interne Aufbau des Stromrichters, bestehend aus Zwischenkreis, Phasenmodul, Treiberboard, etc. wurde, neben der Nennung der wichtigsten Kenngrößen, detailliert beschrieben. Durch die mechanische Konstruktion und die Neuordnung der Bauteile des Stromrichters konnten die elektrischen Eigenschaften, wie zum Beispiel die Streuinduktivität der Zwischenkreisverschienung und die Leistungsdichte, optimiert werden. Darüber hinaus wurde das speziell entwickelte dreistufige Treiberboard für das NPC-Phasenmodul aus Kapitel 3.5 vorgestellt. Im Detail wurden die Funktion, eine Auslegung sowie das Fehlermanagement zum Schutz der Leistungshalbleiter beschrieben. Das speziell entwickelte dreistufige Treiberboard konnte trotz des kompakten Bauraumes, unter Berücksichtigung der geforderten Luft- und Kriechstrecken, niederinduktiv am Modul untergebracht werden.

Abschließend wurde der dreistufige NPC-Stromrichter, wie im Anhang in Abbildung 9.1 dargestellt, bei einer maximalen Leistung von 20 kW vorab im Labor zur Funktionsüberprüfung für die Leistungsvermessung in Betrieb genommen, wobei unter anderem das Fehlermanagement des Treiberboards erfolgreich getestet wurde. Für die weitere Arbeit kann nun der entwickelte dreistufige hartschaltende NPC-Stromrichter mit eingesetztem NPC-Phasenmodul und entwickeltem Treiberboard verwendet werden, um so die Performance des Systems bei der Inbetriebnahme zu analysieren.

5 Verlustoptimierung des NPC-Stromrichters

Im folgenden Kapitel wird der dreistufige NPC-Stromrichter bezüglich seiner netz- und generatorseitigen Performance detailliert untersucht. Zu Beginn wird das Simulationsverfahren für die Untersuchung des Stromrichters eingeführt. Im Anschluss werden die Grundlagen der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik aus Kapitel 3.4 aufgegriffen und auf die einzelnen schaltbaren Leistungshalbleiter des NPC-Phasenmoduls übertragen. Diese Daten der unterschiedlichen $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristiken der einzelnen Leistungshalbleiter bilden so die Grundlage der entwickelten, spezifischen Trade-off-Modulvarianten, die mittels des vorgestellten Simulationsverfahrens entsprechend der Verluste und Temperaturen untersucht werden. In einem zweiten Schritt werden diese spezifischen Trade-off-Modulvarianten als Alternative mittels des Verfahrens des Bauleistungsvergleiches untersucht. Die Ergebnisse der beiden Untersuchungen werden zum Schluss miteinander verglichen und bewertet.

5.1 Simulationsverfahren zum Vergleich des NPC-Stromrichtermoduls

Eine Analyse der Verluste eines Stromrichters mit Hilfe der analytischen Gleichungen ist vor allem dann ein sehr zeitaufwendiger Prozess, wenn viele unterschiedliche Arbeitspunkte in unterschiedlichen Konstellationen untersucht werden sollen. Heutzutage stehen auf dem Markt mehrere Simulationstools zur Verfügung, um die auftretenden Verluste und den Wirkungsgrad eines leistungselektronischen Systems simulativ zu ermitteln. Eine Methode ist, anhand von Strom- und Spannungsverläufen die Verluste zu ermitteln. Diese Untersuchungsmethode von transienten Vorgängen ist jedoch sehr rechenintensiv und wird daher bei einer Vielzahl an zu untersuchenden Parametern eher vermieden.

Die Untersuchung mit der Simulationssoftware MATLAB®/Simulink® und der Erweiterungstoolbox PLECS® ist hier deutlich ressourcenschonender. Die Verluste der Leistungskomponenten werden mit Hilfe der Software anhand des Phasenstromes, der Sperrspannung bzw. des Durchlassverhaltens und der Junction-Temperatur ermittelt [129]. Die folgende Abbildung 5.1 zeigt eine Prinzipdarstellung des realisierten Simulationsverfahrens mit Hilfe dieser Software. Das Modell des Stromrichters ist mit entsprechenden Komponenten der Bauteildatenbank aufgebaut. In thermischen Wertetabellen sind die charakteristischen Kenngrößen der Leistungshalbleiter hinterlegt. Zwei Möglichkeiten stehen hier zur Auswahl: Entweder werden die Werte durch eine experimentelle Bestimmung mittels Doppelpulsverfahren, wie in Kapitel 3.1 beschrieben, ermittelt oder die im Datenblatt hinterlegten charakteristischen Werte werden verwendet. In den Datenblättern der unterschiedlichen Leistungshalbleiter befinden sich Angaben über die Ein- und Ausschaltverlustenergien in Abhängigkeit des Phasenstromes, Angaben über die Durchlassspannung in Abhängigkeit des Phasenstromes sowie Angaben über das thermische Netzwerk des Leistungshalbleiters. Mit Hilfe dieser Daten können die Wertetabellen für jeden Leistungshalbleiter entsprechend der Vorgaben der Simulationssoftware gefüllt werden [129]. Je mehr Werte dem System zur Verfügung stehen, desto präziser können die einzelnen Zwischenwerte interpoliert werden.

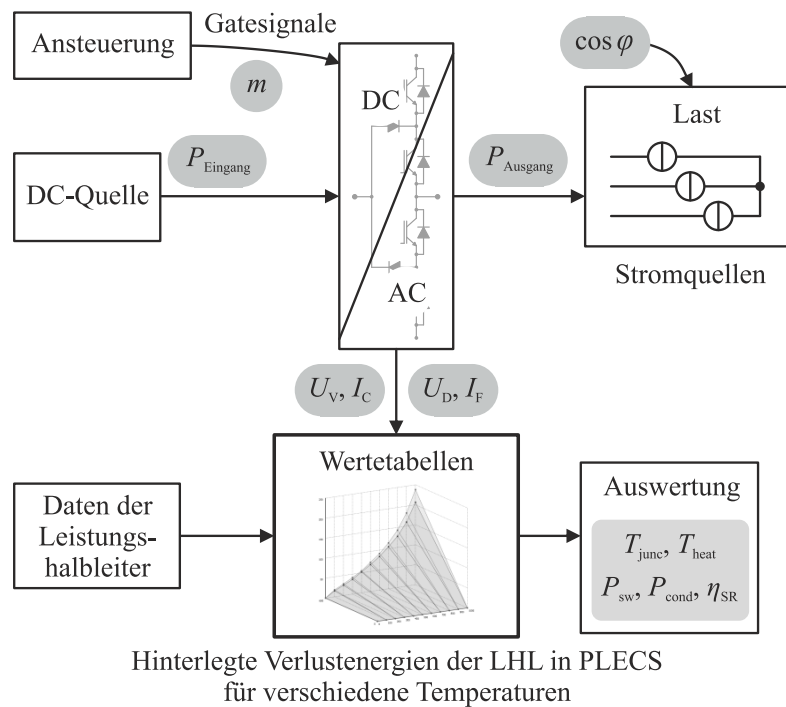


Abb. 5.1: Prinzipdarstellung des realisierten Simulationsmodells zum Betriebsverhalten und der Verlustermittlung mit Hilfe der Simulationssoftware MATLAB®/Simulink® und der Erweiterungstoolbox PLECS® anhand der Hinterlegung der leistungshalbleiterspezifischen Parameter aus dem Datenblatt in entsprechenden thermischen Wertetabellen

Die typische dreiphasige, ohmsch-induktive Charakteristik des Generators oder des Netzes wird in der Simulation durch drei ideale, sinusförmige Stromquellen emuliert. Somit ist es möglich, unterschiedliche Modulationsgrade m und unterschiedliche Phasenverschiebungsfaktoren $\cos \varphi$ zu untersuchen. Nach [130] kann mit Hilfe der Steady-State-Analyse der Erweiterung PLECS® ein eingeschwungener periodischer Zustand eines getakteten Systems erzielt werden. Dieses Analysetool ist vor allem bei thermischen Simulationen sehr hilfreich, da die Auswertung im stationären thermischen Gleichgewicht erfolgt.

Eine Besonderheit dieser Untersuchungsmethode ist, wie der Abbildung 5.1 zu entnehmen, dass die Ausgangsleistung der Eingangsleistung des zu untersuchenden Systems entspricht. Die Verlustsimulation erfolgt in Form von additiven Berechnungen, welches bedeutet, dass die auftretenden Durchlass- und Schaltverluste nicht in der elektrischen Simulation berücksichtigt werden, sondern additiv und nur auf den elektrischen Größen und den hinterlegten Eigenschaften der Baukomponenten basieren. Wenn die Verluste des Stromrichters auf die Ausgangsleistung des Stromrichters addiert werden, entspricht dies der Eingangsleistung des Stromrichters. Damit ergibt sich ein Wirkungsgrad des Systems wie in Gleichung 5.1 dargestellt:

$$\eta_{\text{SR}} = \frac{P_{\text{Ausgang}}}{P_{\text{Eingang}}} = \frac{P_{\text{Ausgang}}}{P_{\text{Ausgang}} + P_{\text{Verl.,SR}}} \quad (5.1)$$

Weiterhin wird die Zwischenkreisspannung durch zwei ideale Spannungsquellen modelliert. Eine Schwankung der Zwischenkreisspannung des Stromrichters wird somit in der Simulati-

on ausgeschlossen. Eine aktive Balancierung der Spannungen der einzelnen Zwischenkreishälften ist somit nicht erforderlich. Der Kühlkörper ist hierbei als konstante Größe ausgelegt. Ein entsprechendes thermisches Ersatzschaltbild des Flüssigkeitskühlers ist hierfür ebenfalls hinterlegt. Nach Durchführung der Steady-State-Analyse erfolgt die Auswertung der ermittelten Größen und somit der Bestimmung der Performance des Systems. In dem nachfolgenden Abschnitt wird die Anwendung der in Kapitel 3.4 eingeführten $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik der Leistungshalbleiter zur Optimierung des Stromrichters vorgestellt.

5.2 Anwendung der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik

Für Entwickler leistungselektronischer Systeme ist bei der Wahl des Leistungshalbleiters das finale Verlustverhalten des Systems und damit die Effizienz ein Maß für die Performance des Stromrichters.

Zwei Merkmale eines Leistungshalbleiters hängen, wie bereits in Kapitel 3.4 eingeführt, direkt voneinander ab: das Durchlassverhalten und die Schaltverluste. Die Durchlassverluste sind vom temperaturabhängigen, differentiellen Widerstand und der Sättigungsspannung des Leistungshalbleiters abhängig. Das Ausschaltverhalten wird vor allem durch die interne IGBT-Aufbaustruktur beeinflusst. Im Gegensatz dazu sind die Einschaltverluste des IGBTs maßgeblich vom Reverse-Recovery-Verhalten der Freilaufdiode abhängig. Die Verkleinerung der Durchlassverluste sowie die Reduzierung der Ausschaltverluste sind die wesentlichen Eigenschaften, die bei der Optimierung moderner Leistungshalbleiter zu untersuchen sind. Aufgrund der Tatsache, dass sich beide Eigenschaften gegenseitig ausschließen ($U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Verhalten des Leistungshalbleiters), ist es erforderlich eine optimale Kombination für die gegebene Anwendung unter Berücksichtigung der Randbedingungen zu finden [58].

Bereits für zweistufige Stromrichter ist die Auswahl der Leistungshalbleiter ein wesentlicher Optimierungsansatz, jedoch ist der Einfluss beim dreistufigen NPC-Stromrichter noch deutlicher. Die entscheidenden Unterschiede zwischen zweistufigem und dreistufigem Stromrichter sind die Anzahl an Leistungshalbleitern innerhalb einer Halbbrücke, die unterschiedlichen Ausgangsspannungspotentiale und die damit verbundenen Kommutierungspfade und die unterschiedliche, betriebspunktabhängige Belastung der Leistungshalbleiter. Aus Kapitel 4.2.4 und 4.3.4 ist bekannt, dass der dreistufige NPC-Stromrichter im direkten Vergleich zum zweistufigen Stromrichter die doppelte Anzahl an schaltbaren Leistungshalbleitern (IGBTs) und die dreifache Anzahl an Dioden besitzt, wodurch die Komplexität einer geeigneten Auswahl erkennbar wird.

Grundsätzlich gilt für die $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik eines Leistungshalbleiters folgender Zusammenhang: Der Leistungshalbleiter mit Low-Loss-Charakteristik wird vorzugsweise bei Systemen mit einer niedrigen effektiven Schaltfrequenz eingesetzt, da die Leistungshalbleiter ein verbessertes Durchlassverhalten besitzen, das sich auf eine niedrigere Sättigungsspannung $U_{CE,sat}$ zurückführen lässt. Das Gegenteil wird erreicht, wenn der Leistungshalbleiter auf niedrige Ausschaltverluste E_{off} optimiert ist (Fast-Charakteristik). Diese

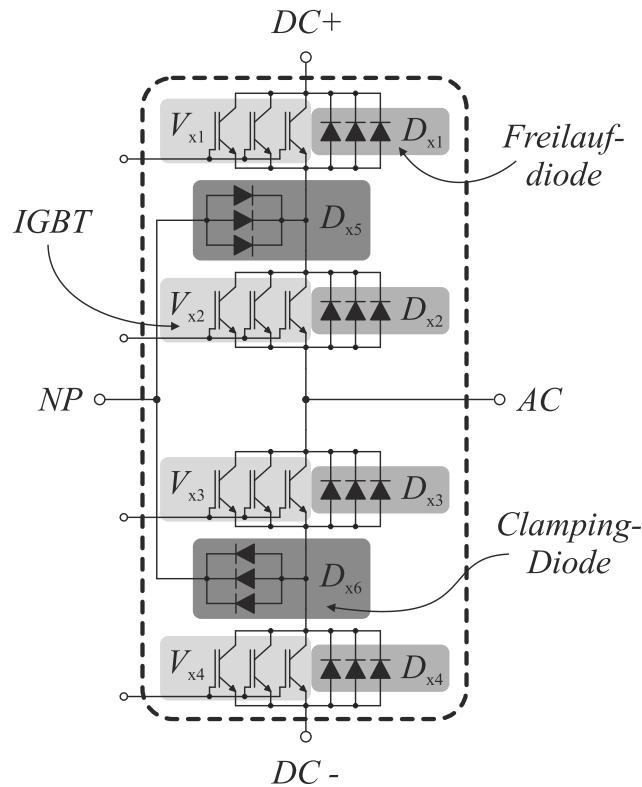


Abb. 5.2: Darstellung des 600 A NPC-Phasenmoduls in gestrichelter Umrandung mit Bezeichnung der einzelnen Leistungskomponenten sowie interne elektrische Darstellung der parallel geschalteten Leistungskomponenten aus 200 A Einzelchips

Eigenschaft wird bevorzugt eingesetzt, wenn der Stromrichter mit einer hohen effektiven Schaltfrequenz betrieben wird. Ein Kompromiss zwischen beiden Eigenschaften findet sich bei dem Leistungshalbleiter mit Standard-Charakteristik wieder. Dabei wird zwischen einer niedrigeren Sättigungsspannung und niedrigen Ausschaltverlusten abgewägt [52, 56]. Je näher die $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Charakteristik des Leistungshalbleiters am Ursprung ist, desto besser ist sein gesamtes Technologieverhalten. Die Trade-off-Charakteristik beschreibt dabei einen definierten Punkt ($U_{CE,sat}$, E_{off}) des Leistungshalbleiters auf der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Kurve der entsprechenden Technologie des Leistungshalbleiters.

Im Gegensatz zu zweistufigen Stromrichtern existieren offiziell für Windenergieanlagen bisher keine dreistufigen NPC-Stromrichter im Niederspannungsbereich. Bis jetzt sind ausschließlich Informationen über vorläufige Versuchsmuster beispielsweise auf Messen bekannt gegeben worden. Ebenso ist die Auswahl entsprechender NPC-Leistungsmodule mit höherer Stromtragfähigkeit (größer als 400 A) auf einige sehr wenige Hersteller begrenzt. Meistens sind diese Module nur auf Anfrage zu erhalten oder befinden sich aktuell im Entwicklungsstatus [70, 131, 132]. Das dreistufige NPC-Leistungsmodul, wie in Abbildung 3.9 gezeigt, wurde im Rahmen eines Forschungsprojektes in Kooperation vom Fraunhofer-Institut für Siliziumtechnologie und Danfoss Silicon Power GmbH entwickelt. Eingesetzt wird dieses Leistungsmodul im für die Vermessung entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichter, wie in Kapitel 4.4.2 beschrieben.

Die Entwicklung und der Aufbau eines optimierten Stromrichters bedeuten eine umfassende

und kritische Auseinandersetzung mit unterschiedlichen möglichen Einflussfaktoren auf die Gesamtperformance des Systems. Ein entscheidender Faktor ist die Auswahl eines geeigneten Phasenmoduls, da die auftretenden Gesamtverluste des Stromrichters hauptsächlich auf den auftretenden Schalt- und Durchlassverlusten der Leistungshalbleiter beruhen. Bei einem zweistufigen Stromrichter, wie bereits in Kapitel 4.2.4 erläutert, befinden sich ausschließlich zwei nicht schaltbare und zwei schaltbare Leistungshalbleiter in einem Phasenmodul, für ein dreistufiges NPC-Phasenmodul sind bereits sechs nicht schaltbare und vier schaltbare Leistungshalbleiter notwendig (Kapitel 4.3.4).

Daher gehört zu einer Entwicklung eines optimalen NPC-Phasenmoduls, neben einer geeigneten Wahl der Verbindungstechnik und einer geeigneten niederinduktiven inneren Aufbaustruktur, die richtige Wahl der Leistungshalbleiter-Trade-off-Charakteristik. Das innerhalb des Projektes entwickelte Phasenmodul mit ausschließlich Leistungshalbleitern mit Standard-Charakteristik wird daher in dieser Arbeit darüber hinaus als Basis für eine Optimierung anhand verschiedener Kombinationen an schaltbaren Leistungshalbleitern mit unterschiedlichen $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristiken verwendet. Die Untersuchung einer optimalen Kombination an schaltbaren Leistungshalbleitern bereits während einer Vorentwicklung ist ein klarer Vorteil, da im späteren Fertigungsprozess Einfluss genommen werden kann. Ebenso wird anhand der Untersuchung verständlich, welchen Einfluss die $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Charakteristik auf die geeignete Wahl der Leistungshalbleiter hat, um einen optimalen Stromrichter zu konzipieren. Daher werden im Folgenden Leistungshalbleitermodule mit unterschiedlichen IGBT-Chips für den Einsatz in dreistufigen Stromrichtern simulativ untersucht.

Für die Untersuchungen bezüglich der Trade-Off-Charakteristik lassen sich einige Rahmenbedingungen definieren:

- Das System soll zum einen als netz- und zum anderen als generatorseitiger Stromrichter in der Windenergieanlage eingesetzt werden.
- Die Stromtragfähigkeit des Leistungsmoduls soll 600 A betragen. Die Sperrspannung der einzelnen eingesetzten Leistungshalbleiter ist auf 1200 V festgelegt.
- Die Gehäuseform des NPC-Phasenmoduls, wie bereits in Kapitel 3.5 beschrieben, ist aufgrund der gegebenen Dimensionen eines standardisierten PrimePack™-Moduls und der erforderlichen Veränderungen der Steuer- und Lastanschlüsse des NPC-Stromrichters aus Kapitel 4.4 festgelegt.
- Die Festlegung der äußeren Gehäuseform und die Unterbringung der dreistufigen NPC-Topologie, in entsprechender Stromtragfähigkeits- und Sperrspannungsklasse, bedingt den internen Bauraum des Leistungsmoduls, wodurch die Größen der einzelnen DCBs innerhalb des Moduls festgelegt sind.
- Die benötigten Chipflächen der platzierten Leistungshalbleiter auf dem DCB, wie in Abbildung 3.9 gezeigt, sind hierdurch ebenfalls weitestgehend festgelegt.

- Die erforderliche Stromtragfähigkeit des Moduls von 600 A wird nicht durch einen Silizium-Halbleiter aufgebracht, sondern wird, wie in Abbildung 5.2 anschaulich dargestellt, durch eine Parallelschaltung einzelner Chips mit einer Stromtragfähigkeit von 200 A hergestellt.
- Für das von Fraunhofer-Institut und Danfoss Silicon Power GmbH entwickelte Phasenmodul werden als Ausgangsbasis Leistungshalbleiter (Diode: SIDC105D120H8, IGBT: IGC193T120T8RM) der Infineon Technologies AG verwendet.

Die Silizium-Chipfläche des verwendeten IGBT-Leistungshalbleiterchips IGC193T120T8RM der Generation vier der Infineon Technologies AG mit 200 A hat die Abmaße 15,99 mm x 12,08 mm [133]. Die dazu gewählte Diode SIDC105D120H8 der Infineon Technologies AG, eingesetzt als Freilauf- oder Clamping-Diode, hat eine Silizium-Chipfläche von 8,7 mm x 12,1 mm [134].

Im Rahmen dieser Arbeit werden die verfügbaren Datenblattangaben der aus den Leistungshalbleiterchips von IGBT und Diode äquivalenten Leistungshalbleitermodule der Infineon Technologies AG als Grundlage verwendet. Die resultierenden Abweichungen zwischen den Datenblattangaben und den realen Kennwerten der Leistungshalbleiter müssen bei einer finalen Herstellung eines Moduls durch entsprechende Tests (beispielsweise: Doppelpulsversuch, siehe Kapitel 3.1) im Labor verifiziert werden. Die Ausgangsbasis für die Untersuchung bildet der Medium-Power Leistungshalbleiterchip, der im Modul FF600R12ME4 der Infineon Technologies AG eingesetzt wird [48]. Ein Auszug aus den Parametern des Datenblattes dieses Leistungshalbleitermoduls ist in Tabelle 5.1 gezeigt. Entscheidend ist, dass

Tab. 5.1: Auszug aus den Kenngrößen des Datenblattes des zweistufigen Phasenmoduls der Infineon Technologies AG mit der Bezeichnung FF600R12ME4 auf Basis des hier eingesetzten Medium-Power Leistungshalbleiterchips IGC193T120T8RM; Vermessene Größen laut Datenblatt bei $I_C = 600$ A, $U_{CE} = 600$ V, $U_{GE} = 15$ V, $R_{G,on} = 1,5 \Omega$, $R_{G,off} = 1,5 \Omega$, $T_{junc} = 125$ °C nach Quelle [48, 133]

	Bezeichnung	Kennwerte
Modul	U_{CES}	1200 V
	$I_{C,nom}$	600 A
	$R_{th,case}$	0,009 K/W
IGBT	$U_{CE,sat}$	2,0 V
	E_{on}	83 mJ
	E_{off}	72 mJ
	$R_{th,junc,V}$	0,037 K/W
	$R_{th,case}$	0,035 K/W
Diode	U_F	2,0 V
	E_{rec}	44 mJ
	$R_{th,junc,D}$	0,065 K/W
	$R_{th,case}$	0,039 K/W

die Schaltcharakteristik und die thermischen Eigenschaften jeweils stark abhängig vom Moduldesign, der angewendeten Aufbau- und Verbindungstechnik der Leistungshalbleiter und daher nicht alleine vom Leistungshalbleiterchip abhängig sind. Mit den Parametern des Datenblattes und den Grundlagen des $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-off-Verhaltens lassen sich die elektrischen und thermischen Eigenschaften des NPC-Phasenmoduls anhand der Zusammenstellung der Leistungshalbleiterchips optimal auf den Einsatz des Stromrichters anpassen, wie im folgenden Kapitel gezeigt wird.

5.3 Auswahl spezieller Trade-off-Modulvarianten für die Untersuchung

Für den dreistufigen Stromrichter wird je Phase ein NPC-Phasenmodul eingesetzt. Der schematische Aufbau des Stromrichters ist in Abbildung 4.7 gezeigt. Die dreistufige NPC-Topologie besitzt je Phasenmodul zehn Leistungshalbleiter. Die Halbbrücke besteht aus vier schaltbaren IGBT-Leistungshalbleitern, vier antiparallelen Freilaufdioden und zwei Clamping-Dioden.

Für die Untersuchung des NPC-Phasenmoduls mit der Simulationssoftware MATLAB®/Simulink® und der Erweiterungstoolbox PLECS® werden verschiedene IGBT-Trade-Off-Charakteristiken betrachtet. Die Ausgangsbasis für diese Untersuchung bilden die IGBT-Trade-Off-Kurven aus Abbildung 9.3 im Anhang [135]. Die Darstellung im Anhang zeigt zwei Trade-Off-Kurven für einen schaltbaren 1200 V / 200 A Leistungshalbleiterchip. Darin kennzeichnet die schwarze Markierung die Ausgangscharakteristik des Leistungshalbleiterchips IGC193T120T8RM [133]. Jede Trade-Off-Kurve repräsentiert eine Zellpitchbreite (5 μ m bzw. 7 μ m) mit jeweils zwölf unterschiedlichen Trade-Off-Charakteristiken.

Aufgrund der vielen Möglichkeiten der insgesamt 24 realisierten Trade-Off-Charakteristiken und der teilweise minimalen Abweichungen einzelner Varianten voneinander, wird die folgende Untersuchung auf vier Kern-Trade-Off-Charakteristiken inklusive der Ausgangsbasis festgelegt. Des Weiteren ist es erforderlich, eine Anpassung der Stromtragfähigkeit des Leistungshalbleiters von 200 A auf 600 A durchzuführen, da in den Wertetabellen des Simulationsmodells, wie in Abschnitt 5.1 beschrieben, jeweils nur ein gemeinsamer Leistungshalbleiter für die parallelgeschalteten Leistungshalbleiterchips hinterlegt wird. Dabei werden die Sperrspannung und die Stromtragfähigkeit des Halbleiters nicht verändert. Die spezifischen Parameter aus dem Datenblatt des bereits skalierten Leistungshalbleiters sind zusammengefasst in der Tabelle 5.1 dargestellt. Ausgehend von diesen Daten werden die weiteren Trade-Off-Charakteristiken des Basis-IGBT-Chips mit Hilfe einer einfachen Proportionalitätsgleichung und der Abbildung 9.3 interpoliert [52, 58]. Die Abbildung 5.3 zeigt die vier gewählten, bereits auf 600 A skalierten und interpolierten IGBT-Trade-Off-Charakteristiken.

Der Ausgangspunkt für die Untersuchungen bildet ein Leistungshalbleiterchip mit einem ausgewogenen $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Verhalten (Standard-Charakteristik). Darüber hinaus werden drei weitere Leistungshalbleiterchips, mit einer vom Ausgangspunkt stark differenzierten Trade-Off-Charakteristik, festgelegt. Dabei handelt es sich um eine Fast-Charakteristik und zwei Low-Loss-Charakteristiken. Die Anpassung der einzelnen Kennlinien erfolgt durch

Skalierung der entsprechend erforderlichen Parametern aus den gegebenen Daten des Leistungshalbleiters. Die folgende Übersicht fasst die unterschiedlichen Eigenschaften der vier gewählten Trade-Off-Charakteristiken der Halbleiter zusammen:

- IGBT-Chip-STD: Die ausgewogene IGBT-Trade-Off-Charakteristik wird mit STD bezeichnet. Dieses ist ein typischer Standard-IGBT-Chip mit einem Gleichgewicht aus Durchlassspannung und Ausschaltenergie. Dieser IGBT-Chip besitzt die gebräuchlichste Trade-Off-Charakteristik.
- IGBT-Chip-HVCE: Die zweite IGBT-Trade-Off-Charakteristik erhält die Bezeichnung HVCE. Dieser Chip hat in der Auswahl die geringsten Schaltverluste und die höchste Durchlassspannung und entspricht folglich einer Fast-Charakteristik.
- IGBT-Chip-P1: Mit der Bezeichnung P1 ist ein IGBT-Chip benannt, der eine große Zellpitchbreite von $7\ \mu\text{m}$ abbildet. Die Trade-Off-Charakteristik ist auf eine kleine Durchlassspannung und eine hohe Ausschaltenergie festgelegt und entspricht folglich einer Low-Loss-Charakteristik.
- IGBT-Chip-P2: Ein IGBT-Chip mit ähnlicher Trade-Off-Charakteristik wie P1 ist P2. Dieser IGBT-Chip besitzt in der Auswahl die kleinste Durchlassspannung und gleich hohe Ausschaltverluste wie P1. Der Unterschied lässt sich auf eine veränderte Zellpitchbreite von $5\ \mu\text{m}$ zurückführen. Dieses entspricht ebenfalls einer Low-Loss-Charakteristik.

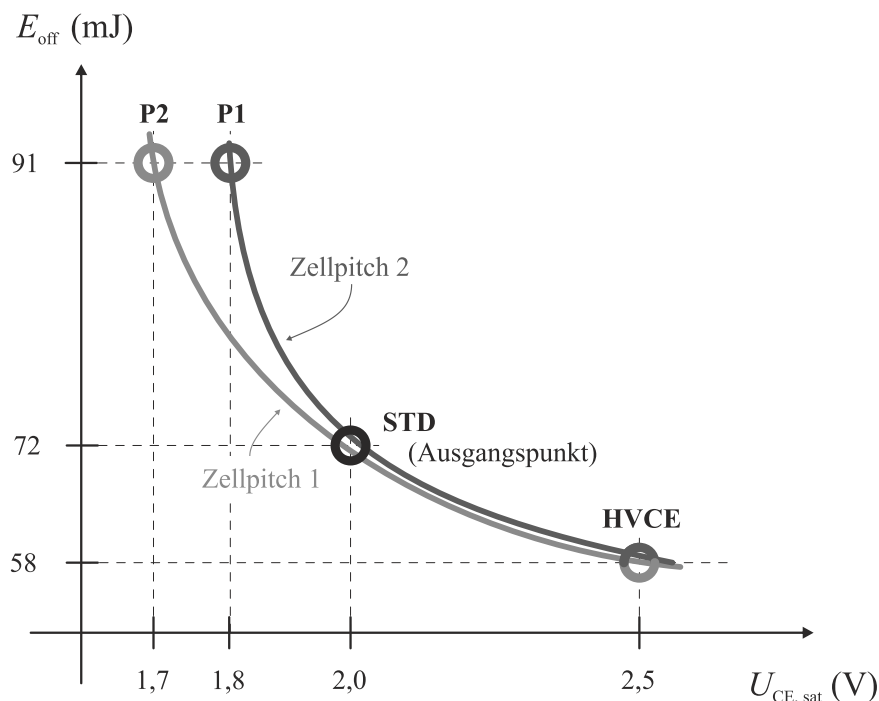


Abb. 5.3: Qualitativ schematische Darstellung der 600 A IGBT-Trade-Off-Kurve für Zellpitch 1 mit $5\ \mu\text{m}$ und für Zellpitch 2 mit $7\ \mu\text{m}$ inklusive der vier ausgewählten $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-Off-Charakteristiken mit HVCE, P1, P2 und dem Ausgangspunkt STD, basierend auf den Daten und den gezeigten Kennlinien aus den Abbildungen 9.3 und 9.4 im Anhang

Tab. 5.2: Leistungshalbleitervariationen der IGBT- und Dioden-Charakteristik eines NPC-Phasenmoduls; Angabe der Stromtragfähigkeit in Ampere

Variante	1	2	3	4	5	6	7	8
V1 Oberer äußerer LHL	STD	P1	P2	HVCE	STD	HVCE	P2	STD
Stromtragfähigkeit	600	600	600	600	600	600	600	660
V2 Oberer innerer LHL	STD	P1	P2	HVCE	P2	P2	STD	STD
Stromtragfähigkeit	600	600	600	600	600	600	600	600
V3 Unterer innerer LHL	STD	P1	P2	HVCE	P2	P2	STD	STD
Stromtragfähigkeit	600	600	600	600	600	600	600	600
V4 Unterer äußerer LHL	STD	P1	P2	HVCE	STD	HVCE	P2	STD
Stromtragfähigkeit	600	600	600	600	600	600	600	660
D1 - D4 Freilaufdiode					STD			
Stromtragfähigkeit					600			
D5 - D6 Clamping-Diode					STD			
Stromtragfähigkeit					600			

Mit Hilfe dieser vier unterschiedlichen Trade-Off-Charakteristiken lassen sich die folgenden sinnvollen Varianten des dreistufigen NPC-Phasenmoduls, wie in Tabelle 5.2 aufgelistet, aufbauen. Dabei wird eine Veränderung der Trade-Off-Charakteristik der äußeren Freilaufdioden (D_{x1} / D_{x4}), der inneren Freilaufdioden (D_{x2} / D_{x3}) und der Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}) nicht betrachtet, da die Beeinflussung der Trade-Off-Charakteristik innerhalb dieser Arbeit auf den IGBT-Chip fokussiert wird. Daher wird die Stromtragfähigkeit der Freilauf- und Clamping-Dioden bei allen Varianten auf 600 A festgelegt und basiert auf den Daten des Leistungshalbleiterchips SIDC105D120H8 [134].

Bei der Wahl der unterschiedlichen Trade-off-Modulvarianten werden jeweils paarweise die inneren (V_{x2} / V_{x3}), die äußeren IGBTs (V_{x1} / V_{x4}) oder alle vier schaltbaren Leistungshalbleiter des NPC-Phasenmoduls verändert. Der Grund hierfür ist, dass die Schalt- und Durchlassverlustverteilung, wie in Tabelle 4.3 und in Abbildung 4.6 gezeigt, symmetrisch über die Halbbrücke verteilt ist.

Die erste Variante der unterschiedlichen Phasenmodule wird für die weiteren Untersuchungen als Basisvariante 1 festgelegt. Alle schaltbaren Leistungshalbleiter sind auf ein ausgewogenes IGBT-Trade-Off-Verhalten ausgelegt und entsprechen einer Standard-Charakteristik. Variante zwei und drei sind für alle Leistungshalbleiter auf eine niedrige Durchlassspannung getrimmt. Daher entsprechen diese beiden Varianten einer Low-Loss-Charakteristik. Auf eine niedrige Ausschaltenergie ist Variante vier ausgelegt, die einer Fast-Charakteristik entspricht. Bei den Varianten fünf, sechs und sieben werden für die inneren und äußeren IGBTs jeweils unterschiedliche Trade-Off-Charakteristiken gewählt.

Variante acht stellt eine Besonderheit in der Reihe der ausgewählten Varianten dar. Anstatt eine Trade-Off-Charakteristik auf die vier Leistungshalbleiter anzuwenden, werden die äußeren beiden Leistungshalbleiter in ihrer Chipfläche minimal vergrößert. Eine Vergrößerung

der Chipfläche erhöht bei gleicher Stromdichte die Stromtragfähigkeit des Leistungshalbleiters und verringert gleichzeitig die Größe des differentiellen Widerstandes des Leistungshalbleiters. Üblicherweise wird die gestiegene Stromtragfähigkeit des Leistungshalbleiters genutzt, um die gestiegenen Anforderungen an die Stromtragfähigkeit aufgrund der Systemparameter erfüllen zu können. In diesem Fall wird jedoch die Verringerung der Temperatur aufgrund des kleineren differentiellen Widerstands genutzt, um bei unveränderter Stromtragfähigkeit die Vorteile der hieraus resultierenden geringeren Verluste des Leistungshalbleiters auszunutzen. Bei einer Chipfläche von $193,2 \text{ mm}^2$ für eine Stromtragfähigkeit von 200 A für den IGC193T120T8RM [133] wird die Chipfläche für 220 A auf ca. $215,5 \text{ mm}^2$ vergrößert, welches einer Verlängerung der Chipfläche an der schmalen Seite um ca. 1,2 mm entspricht. Diese Vergrößerung könnte noch mechanisch auf den beiden entsprechenden DCBs untergebracht werden, da jeweils nur ein schaltbarer Leistungshalbleiterchip verändert wird (vgl. Abbildung 3.9). Ebenso ist dieses aus Sicht der Entwärmung des Leistungshalbleiters unproblematisch, da der Ausgangsphasenstrom des Stromrichters nicht geändert wird. Somit ergibt sich für Variante acht eine Stromtragfähigkeit der äußeren IGBTs (V_{x1} / V_{x4}) von 660 A. Die entsprechenden Werte für die Wertetabellen lassen sich mit Hilfe einer einfachen Proportionalitätsgleichung und einer entsprechenden Interpolation aus dem Datenblatt ermitteln [52, 58].

Im Folgenden werden die acht verschiedenen Trade-off-Modulvarianten aus Tabelle 5.2 in unterschiedlichen Arbeitspunkten mit Hilfe der Simulation untersucht.

5.4 Ergebnisse der simulativen Untersuchung von Modulen mit unterschiedlichen $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristiken

Bei der Untersuchung der Trade-Off-Charakteristik wird die effektive Schaltfrequenz für den netzseitigen Stromrichter mit $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$ und für den generatorseitigen Stromrichter mit $f_{sw} = 2500 \text{ Hz}$ gewählt. Die Parameter der Untersuchung mittels der Simulationssoftware MATLAB®/Simulink® und der Erweiterungstoolbox PLECS® sind, basierend auf den Daten aus Tabelle 4.5, in der Tabelle 5.3 zusammengefasst. Die auftretenden Verluste werden jeweils für den generator- bzw. netzseitigen Betrieb des Stromrichters getrennt untersucht, da die Randbedingungen je nach Leistungsflussrichtung unterschiedlich sind. Der thermische Widerstand des Kühlkörpers wird in der Simulation auf einen konstanten Wert von $R_{th,heat} = 0,003 \text{ K/W}$ festgelegt. In Abschnitt 4.3.1 und in Tabelle 4.3 sind bereits die auftretenden Schalt- und Durchlassverluste des NPC-Stromrichters und die Kommutierungsvorgänge gezeigt, die die Grundlage hierfür bilden.

Untersuchung der Gesamtverluste der Basisvariante 1 der acht Trade-off-Modulvarianten

Im Folgenden wird nach Tabelle 5.2 zuerst die Basisvariante 1 detailliert betrachtet. Hierzu sind die Schalt- und Durchlassverlustleistungen (P_{sw} bzw. P_{cond}) für den netzseitigen und den

Tab. 5.3: Kenngrößen der Simulation des dreistufigen NPC-Stromrichters

Kategorie	Kenngröße	dreistufiger Stromrichter	
		(generatorseitig)	(netzseitig)
Nennbetriebsparameter	Zwischenkreisspannung	$U_{DC} = 1500 \text{ V}$	
	Schaltfrequenz (effektiv)	2,5 kHz	4,5 kHz
Ansteuerung		dreistufige SPWM	
Modul	Leistungshalbleiter	IGBT	
	Aufbau	NPC	
	Spannungsklasse je IGBT	1200 V	
	Stromtragfähigkeit	600 A	
	LHL-Charakteristik	nach Tabelle 5.2	
	Schaltverlust- und Ausgangskennlinie	nach Abb. 9.4	
Kühlung	wassergekühlt	Danfoss ShowerPower® $R_{th,heat} = \text{const.}$	
Untersuchte	Ausgangsstrom	$I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$	
Arbeitspunkte	Phasenverschiebungsfaktor	$\cos \varphi = -1,0 \dots 0$	$\cos \varphi = 0 \dots 1,0$
	Modulationsgrad	$m = 0,2 \dots 1$	

generatorseitigen Betrieb der einzelnen Leistungshalbleiterpaare des Stromrichters in Abbildung 5.4 dargestellt. Die Verluste sind aufgeteilt für die äußeren IGBTs (V_{x1} / V_{x4}), für die inneren IGBTs (V_{x2} / V_{x3}), für die äußeren Freilaufdioden (D_{x1} / D_{x4}), für die inneren Freilaufdioden (D_{x2} / D_{x3}) sowie den Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}) einer NPC-Halbbrücke.

Für die beiden Betriebsarten des Stromrichters ist auffällig, dass die Durchlass- und Schaltverluste der IGBTs und der Dioden überproportional mit steigendem Phasenstrom zunehmen. Dieser Zusammenhang ist auf den exponentiellen Anstieg der Schalt- und Durchlassverluste des Dioden- und IGBT-Verhaltens mit dem Strom zurückzuführen. Hierzu befinden sich im Anhang in Abbildung 9.4 die Darstellung der IGBT- E_{on} - I_C -Schaltverlustkennlinie bei $T_{junc} = 125 \text{ \& } 150 \text{ }^\circ\text{C}$, die IGBT- E_{off} - I_C -Schaltverlustkennlinie bzw. Dioden- E_{rec} - I_F -Schaltverlustkennlinie bei $T_{junc} = 125 \text{ \& } 150 \text{ }^\circ\text{C}$ sowie die IGBT-Ausgangskennlinie U_{CE} - I_C bzw. Dioden-Ausgangskennlinie U_F - I_F bei $T_{junc} = 25 \text{ \& } 125 \text{ }^\circ\text{C}$ für den STD-Chip, den P1-Chip, den P2-Chip, den HVCE-Chip, den 660A-Chip und den Dioden-Chip. Anhand dieser Kennlinien ist jeweils zu erkennen, dass die Verluste mit zunehmendem Kollektorstrom I_C in Abhängigkeit der Chiptemperatur überproportional ansteigen.

Die Abbildungen 5.4a, 5.4c und 5.4e zeigen die netzseitigen Schalt- und Durchlassverluste bei einer effektiven Schaltfrequenz von $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$ und einem Modulationsgrad $m = 1$ in Abhängigkeit vom jeweiligen Phasenstrom. Auffällig ist, dass die Gesamtverluste über den gesamten Bereich des Phasenverschiebungswinkels von 0° bis 90° nahezu gleich bleiben. Bei kleinem Phasenverschiebungswinkel (im Bereich zwischen 0° und ca. 30°) haben

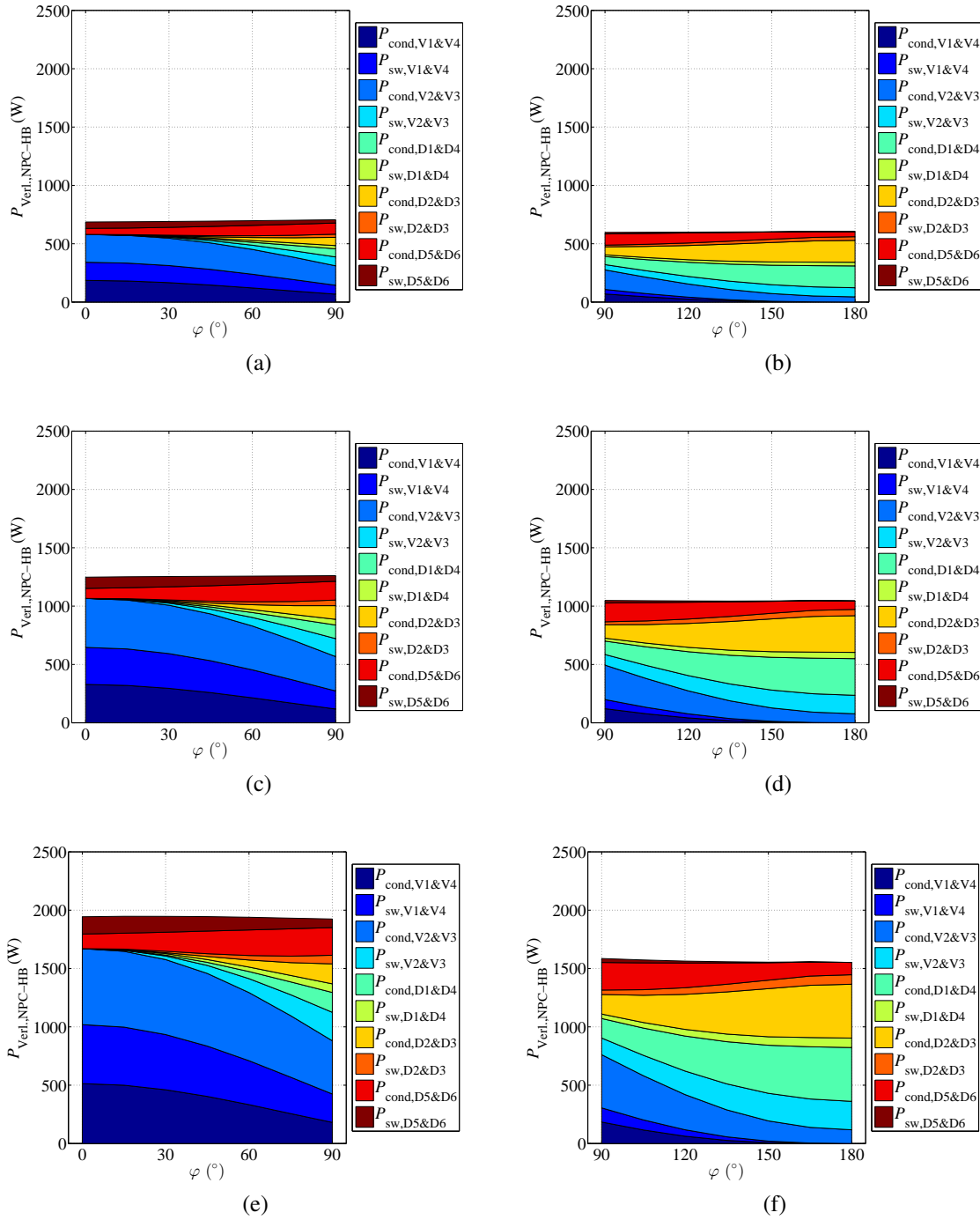


Abb. 5.4: Darstellung der Schalt- und Durchlassverlustleistungen der einzelnen Elemente für eine NPC-Halbbrücke bei Standard-Trade-Off-Charakteristik (Basisvariante 1) mit $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$, $m = 1$, $U_{\text{DC}} = 1500\text{V}$ für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 4500\text{Hz}$, $\varphi = 0^\circ - 90^\circ$, $f_{\text{N}} = 50\text{Hz}$ (a) bei $I_x = 300\text{A}$, (c) bei $I_x = 450\text{A}$ und (e) bei $I_x = 600\text{A}$ sowie für den generatorseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 2500\text{Hz}$, $\varphi = 90^\circ - 180^\circ$, $f_{\text{el}} = 100\text{Hz}$ (b) bei $I_x = 300\text{A}$, (d) bei $I_x = 450\text{A}$ und (f) bei $I_x = 600\text{A}$

vor allem die Durchlassverluste der inneren IGBTs und die Schalt- und Durchlassverluste der äußeren IGBTs und der Clamping-Dioden den größten Anteil an den Gesamtverlusten. Der Anteil liegt bei mehr als 95% der Gesamtverluste. Die Verluste der Freilaufdioden

sind dabei im Verhältnis vernachlässigbar klein. Dieses ist auf den netzseitigen Betrieb des Stromrichters und eine Kommutierung des Stromes über die äußeren Leistungshalbleiter zurückzuführen. Die inneren Leistungshalbleiter verursachen hauptsächlich Durchlassverluste. Dieses Verhältnis verschiebt sich mit zunehmenden Phasenverschiebungswinkel, sodass der Anteil der Diodenverluste bei einem Phasenverschiebungswinkel von 90° fast gleich mit dem Anteil der IGBT-Verluste ist, da hier der Strom zunehmend über die Dioden der Halbbrücke kommutiert. Bei großem Phasenverschiebungswinkel steigen die Durchlassverluste der Clamping-Dioden an, wobei die Schaltverluste mit zunehmendem Phasenverschiebungswinkel sinken.

Man kann deutlich erkennen, dass die Auslegung der kommutierenden Clamping-Dioden gegenüber den äußeren Leistungshalbleitern einen hohen Einfluss auf das Verlustverhalten des Stromrichters besitzt. Die Durchlass- und Schaltverluste der Clamping-Dioden machen ca. $1/6$ der Gesamtverluste aus.

Die Abbildungen 5.4b, 5.4d und 5.4f zeigen im Vergleich dazu die generatorseitige Verlustanalyse bei einer effektiven Schaltfrequenz von $f_{sw} = 2500 \text{ Hz}$ und einem Modulationsgrad von $m = 1$ in Abhängigkeit vom jeweiligen Phasenstrom. Durch die geringere Schaltfrequenz sinken die Gesamtverluste über den gesamten Phasenverschiebungsbereich gegenüber der Untersuchung bei einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$ um durchschnittlich 15% . Mit steigendem Phasenausgangsstrom des Stromrichters wird der Einfluss der Schaltverluste deutlicher je größer die effektive Schaltfrequenz des Systems ist, da die Schaltverluste von der effektiven Schaltfrequenz abhängen. Die Gesamtverluste reduzieren sich jedoch nicht proportional mit der Veränderung der Schaltfrequenz, da die Durchlassverluste der IGBTs beispielsweise für einen Phasenverschiebungswinkel von 154° bei der generatorseitigen Anwendung einen hohen Anteil in Höhe von ca. 25% an den Gesamtverlusten besitzen. Die Durchlassverluste der Dioden machen bei diesem Betriebspunkt den größten Anteil an den Gesamtverlusten aus, da der Strom vorzugsweise über die äußeren und inneren Freilaufdioden kommutiert. Über den gesamten Bereich des Phasenverschiebungswinkels von 90° bis 180° nehmen die Gesamtverluste gegenüber dem netzseitigen Betrieb leicht ab.

Deutlich erkennbar ist, dass im generatorseitigen Betrieb der Anteil der Diodenverluste deutlich größer ist. Bei einem Phasenverschiebungswinkel von ca. 90° überwiegen noch die Verluste der IGBTs im Verhältnis zu den Diodenverlusten. Den größten Anteil haben hierbei die Durchlassverluste der inneren IGBTs. Mit zunehmenden Phasenverschiebungswinkel (ca. 180°) überwiegen die Diodenverluste und machen ca. $70 - 75 \%$ der Gesamtverluste aus. Die größten Verluste anteilig an den Diodenverlusten bilden die Durchlassverluste der inneren und äußeren Freilaufdioden ($D_{x1} - D_{x4}$). Die weiteren Verluste teilen sich gleichmäßig auf die Schalt- und Durchlassverluste der inneren IGBTs (V_{x2} / V_{x3}) und die Durchlassverluste der Clamping-Dioden auf. Die Kommutierung in diesem Betriebsbereich erfolgt vor allem nach Tabelle 4.3 über die inneren Leistungshalbleiter und die Clamping-Dioden der NPC-Halbbrücke, weshalb hier auch die größten Verluste auftreten.

Untersuchung der Gesamtverluste der acht Trade-off-Modulvarianten

Im Folgenden werden alle acht Varianten gemäß Tabelle 5.2 ausschließlich für einen Phasenstrom von 600 A untersucht, da, wie in Kapitel 4.1 beschrieben, bei dem Betrieb eines Umrichters in der Windenergieanlage davon ausgegangen wird, dass der einzelne Stromrichter aufgrund der Parallelschaltung mehrerer Einheiten meist bei voller Leistung betrieben wird, da das System hierfür optimal ausgelegt ist. Dabei zeigen die Abbildungen 5.5a bis 5.5h für einen Phasenstrom von $I_x = 600\text{ A}$ eine Verteilung der Schalt- und Durchlassverlustleistungen für den generatorseitigen Stromrichter. Im Vergleich dazu werden in den Abbildungen 5.6a bis 5.6h die Verteilung der Schalt- und Durchlassverlustleistungen für den netzseitigen Stromrichter gegenübergestellt. Bereits auf den ersten Blick vermitteln die Abbildungen 5.5 und 5.6, dass eine Optimierung der Leistungshalbleiterkonfiguration innerhalb einer NPC-Halbbrücke gegenüber der Basisvariante 1 (Abbildung 5.5a bzw. Abbildung 5.6a) einen deutlichen Einfluss auf das Verlustverhalten des Stromrichters hat. Dieser Einfluss kann somit direkt beim Wirkungsgrad des Systems festgestellt werden.

Für den netzseitigen Einsatz des Stromrichters wird deutlich, dass die äußeren und inneren IGBTs einer Halbbrücke einen starken Einfluss auf die Verteilung der Verluste des Gesamtsystems nehmen. Die auftretenden Schalt- und Durchlassverluste im netzseitigen Betrieb machen ca. 85 % der auftretenden Gesamtverluste aus. Daher ist eine geeignete Wahl der IGBTs ein entscheidender Einflussfaktor, um die auftretenden Gesamtverluste zu minimieren. Beim generatorseitigen Stromrichter ist dieser Einfluss deutlich kleiner, da hier, wie bereits erwähnt, vor allem die Dioden einen starken Einfluss auf die Performance des Systems haben. Der Anteil der schaltbaren Leistungshalbleiter macht dabei nur ca. 25 % der auftretenden Gesamtverluste aus.

Der Einsatz des Moduls ist an die speziellen Anforderungen im Windenergieanlagen-system anzupassen, da der Phasenverschiebungswinkel unterschiedlich für den netz- als auch den generatorseitigen Stromrichter ist. Für den netzseitigen Stromrichter liegt der typische Arbeitsbereich bei $\cos \varphi = 0,9$, da aufgrund der Netzanschlussbedingungen [28] die Anforderungen zur Spannungshaltung mittels Blindleistungsbereitstellung in Höhe von $\cos \varphi = 0,95$ am Netzanschlusspunkt eines Windparks eingehalten werden müssen und nicht direkt an der Windenergieanlage. Für den generatorseitigen Stromrichter liegt der typische Betriebspunkt bei $\cos \varphi = -0,9$, um die Rotordrehzahl optimal zu steuern und die maximale Leistung dem Rotor zu entnehmen. Bei einer Beeinflussung des internen IGBT-Chipdesigns des NPC-Leistungshalbleitermoduls durch unterschiedliche Zusammenstellung der Trade-Off-Charakteristiken gemäß Tabelle 5.2 fällt auf, dass für den generatorseitigen Stromrichter der Fokus auf die Verluste der inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}) gelegt werden muss, da der typische Arbeitsbereich des Stromrichters in diesem Betriebsbereich um einen Phasenverschiebungswinkel von $154,2^\circ$ ($\cos \varphi = -0,9$) pendelt. Für die Optimierung eines netzseitigen Stromrichters pendelt der Arbeitsbereich um einen Phasenverschiebungswinkel von $25,8^\circ$ ($\cos \varphi = 0,9$). Daher liegt für die netzseitige Anwendung der Fokus der Optimierung auf den Verlusten der äußeren IGBTs (V_{x1} / V_{x4}) sowie dem Zusammenspiel mit den inneren

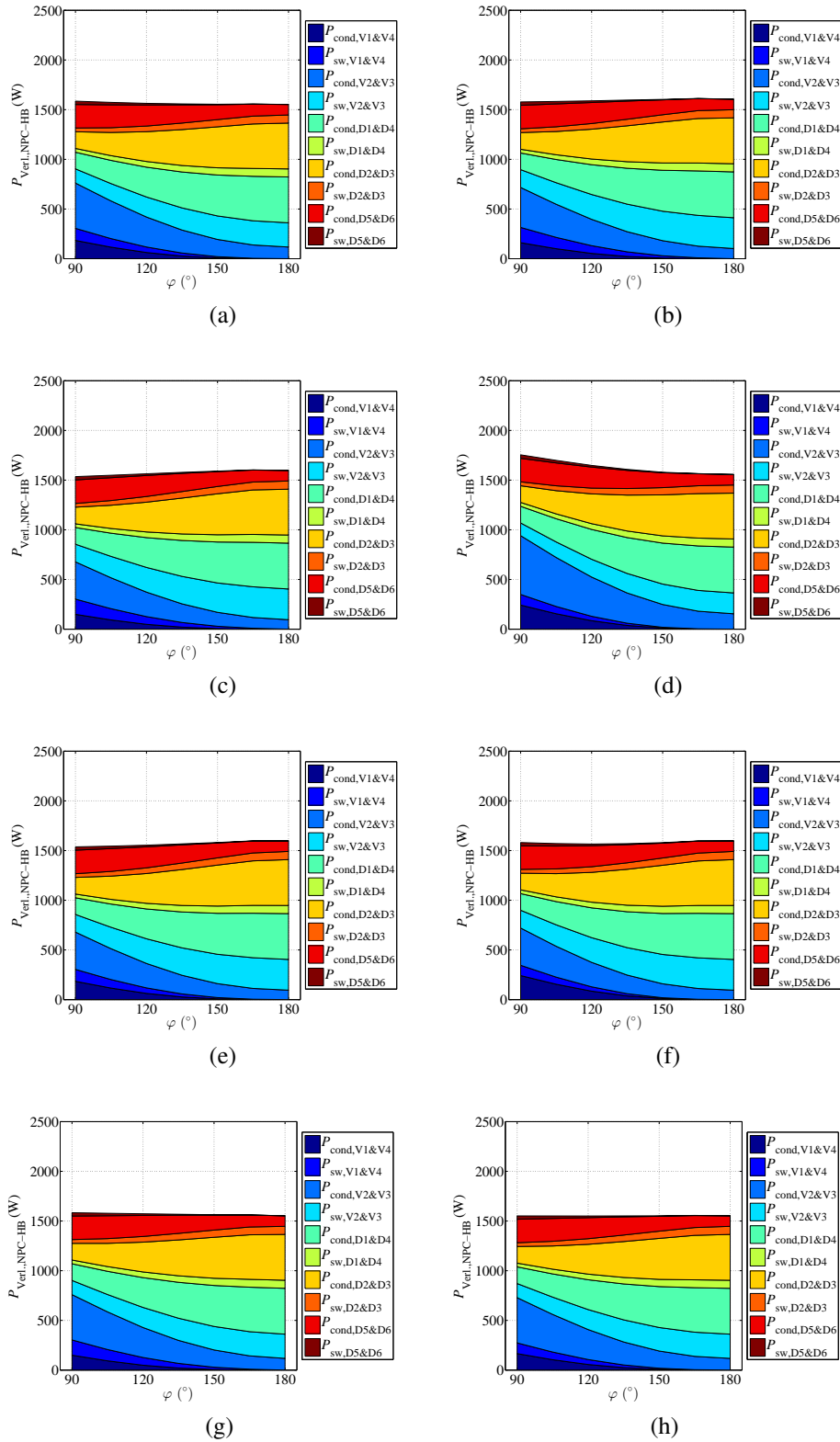


Abb. 5.5: Darstellung der Schalt- und Durchlassverlustleistungen der einzelnen Elemente für eine NPC-Halbbrücke für den generatorseitigen Stromrichter bei $f_{sw} = 2500\text{ Hz}$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25\text{ °C}$, $m = 1$, $U_{DC} = 1500\text{ V}$ und $I_x = 600\text{ A}$ für $\varphi = 90^\circ - 180^\circ$; (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

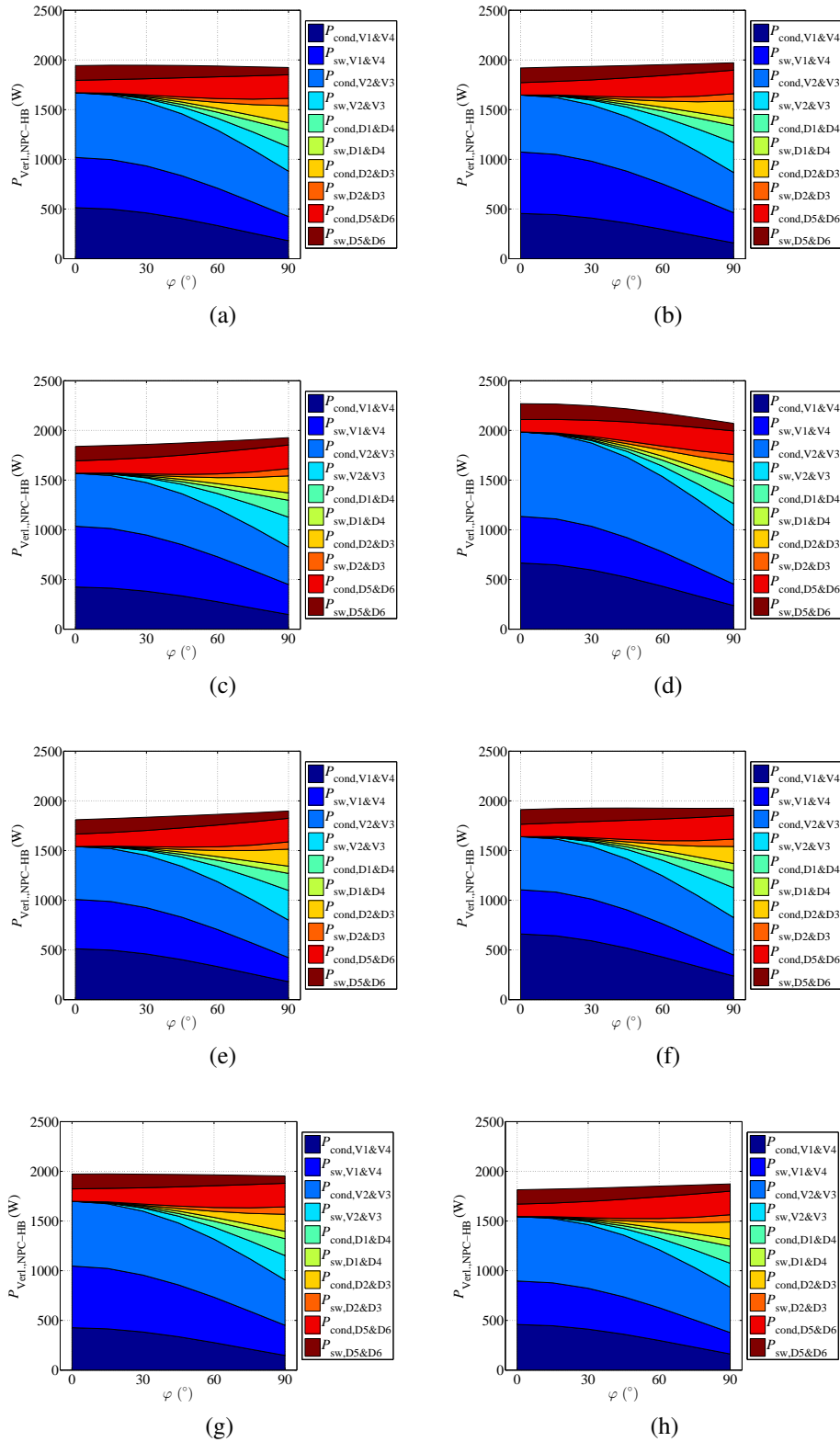


Abb. 5.6: Darstellung der Schalt- und Durchlassverlustleistungen der einzelnen Elemente für eine NPC-Halbbrücke für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $f_N = 50\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $m = 1$, $U_{DC} = 1500\text{V}$ und $I_x = 600\text{A}$ für $\varphi = 0^\circ - 90^\circ$; (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

IGBTs (V_{x2} / V_{x3}). Daher werden im Folgenden die Untersuchungen für alle acht Varianten ausschließlich für die zwei Phasenverschiebungsfaktoren untersucht.

Zur Verstärkung der Aussagefähigkeit über die Performance des veränderten NPC-Leistungshalbleitermoduls müssen die einzelnen Varianten genauer analysiert werden. Dabei liegt der Fokus auf der Untersuchung des Temperaturverhaltens der Halbleiter, den Verlusten der Dioden sowie den Verlusten der IGBTs. Um eine einheitliche Basis für die untersuchten Varianten zu schaffen, dient das Ausgangsphasenmodul, die Variante 1 aus Tabelle 5.2 mit STD-Chips, als sogenanntes Basisvergleichsmodul. Die Ergebnisse des Vergleichs zeigen jeweils in den unterschiedlichen Darstellungen die Veränderung zur Variante 1 bezogen auf die Schalt- und Durchlassverluste oder die Gesamttemperatur. Die Veränderung wird dabei in Prozent angegeben und bedeutet bei positivem Wert eine Verbesserung bzw. bei negativem Wert eine Verschlechterung gegenüber der Basisvariante 1. Konkret bedeutet eine positive prozentuale Veränderung für die Verlustverteilung bei einem untersuchten Betriebspunkt beispielsweise der Variante 3, dass sich die Verluste um $+x\%$ verbessert haben gegenüber der Basisvariante 1. Die ermittelten Verluste der Variante 3 sind somit kleiner als bei der Ausgangsvariante 1. Ebenso gilt dieser Zusammenhang für das durchschnittliche Gesamttemperaturverhalten. Eine positive Veränderung bedeutet, dass die Temperatur sich um $+x\%$ verbessert hat, welches auf eine kleinere Gesamttemperatur gegenüber der Basisvariante 1 schließen lässt. Genau umgekehrt ist das Verhalten für eine negative prozentuale Veränderung. Dieses bedeutet, dass der ermittelte Wert der Simulation für die Verluste oder die Temperatur größer ist, welches eine Verschlechterung darstellt und somit mit $-x\%$ gekennzeichnet ist.

Die Abbildungen 5.7a bzw. 5.7b stellen jeweils die prozentuale Veränderung der Gesamtverluste der IGBTs, bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls zur Basisvariante 1 für die Varianten 1 bis 8 in Abhängigkeit vom Phasenausgangsstrom $I_x = 50\text{ A} \dots 600\text{ A}$ für den generatorseitigen bzw. netzseitigen Betrieb des Stromrichters dar. Die Abbildungen 5.8 bzw. 5.9 zeigen zusätzlich die erweiterte Abhängigkeit vom Modulationsgrad $m = 0,2 \dots 1$. Die Abbildungen 5.10a bzw. 5.10b visualisieren die prozentuale Veränderung der Gesamtverluste der Dioden bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls zur Basisvariante 1 für die Varianten 1 bis 8 in Abhängigkeit vom Phasenausgangsstrom $I_x = 50\text{ A} \dots 600\text{ A}$. Die Abbildungen 5.11 bzw. 5.12 visualisieren zusätzlich die erweiterte Abhängigkeit vom Modulationsgrad zwischen $m = 0,2 \dots 1$. Die Abbildungen 5.13a bzw. 5.13b stellen die prozentuale Veränderung der durchschnittlichen Gesamttemperatur des NPC-Phasenmoduls zur Basisvariante 1 für die Varianten 1 bis 8 in Abhängigkeit vom Phasenausgangsstrom $I_x = 50\text{ A} \dots 600\text{ A}$ dar. Die Abbildungen 5.14 bzw. 5.15 stellen zusätzlich die erweiterte Abhängigkeit vom Modulationsgrad zwischen $m = 0,2 \dots 1$ dar.

Untersuchung der Verluste der IGBTs - Generatorseitiger Betrieb der acht Trade-off-Modulvarianten

Anhand von Abbildung 5.7a für den Einsatz des Moduls im generatorseitigen Betrieb ist zu erkennen, dass die Veränderung der $U_{CE,sat}-E_{off}$ -Trade-Off-Charakteristik eine teilweise

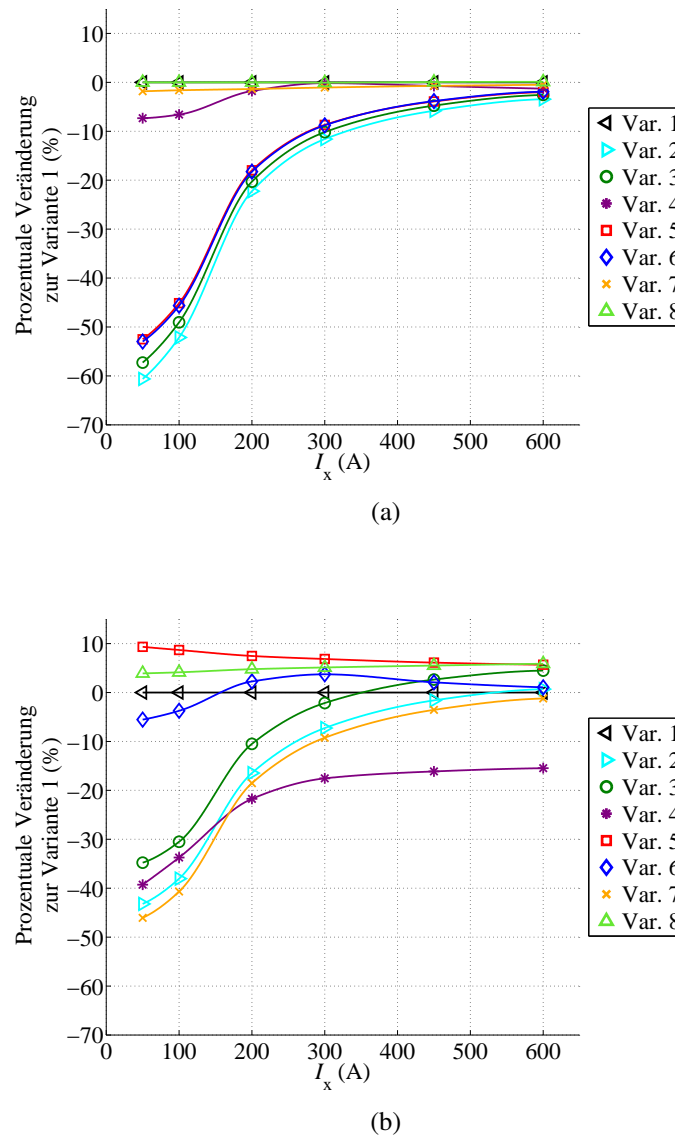


Abb. 5.7: Darstellung der prozentualen Veränderung der Gesamtdurchlass- und Gesamtschaltverluste der IGBTs ($V_{x1} - V_{x4}$) zur Basisvariante 1 für die unterschiedlichen Varianten 1 bis 8 bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls für den NPC-Stromrichter bei $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 50\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 1$, $U_{\text{DC}} = 1500\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -0,9$ ($f_{\text{sw}} = 2500\text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100\text{ Hz}$) und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 0,9$ ($f_{\text{sw}} = 4500\text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 50\text{ Hz}$)

starke Veränderung auf das Verhalten der Schalt- und Durchlassverluste der IGBTs hat. Vor allem die Varianten 2, 3, 5 und 6 weisen eine besonders negative Charakteristik für kleine bis mittlere Ströme von ca. 450 A auf, welches auf eine starke Erhöhung der Verluste zurückzuführen ist. Erst ab einem Phasenausgangsstrom von größer 450 A ist die Verschlechterung gegenüber der Basisvariante 1 deutlich geringer und damit im akzeptablen Bereich von ca. - 5 %. Dies ist vor allem den hohen Schaltverlusten der inneren Leistungshalbleiter geschuldet. Variante 4 hingegen zeigt im generatorseitigen Betrieb eine Verschlechterung gegenüber der Basisvariante 1 nur zwischen 0 A und 200 A, welches auf die hohe Sättigungsspannung und die kleinen Schaltenergien der Trade-Off-Charakteristik zurückzuführen ist. Diese Charak-

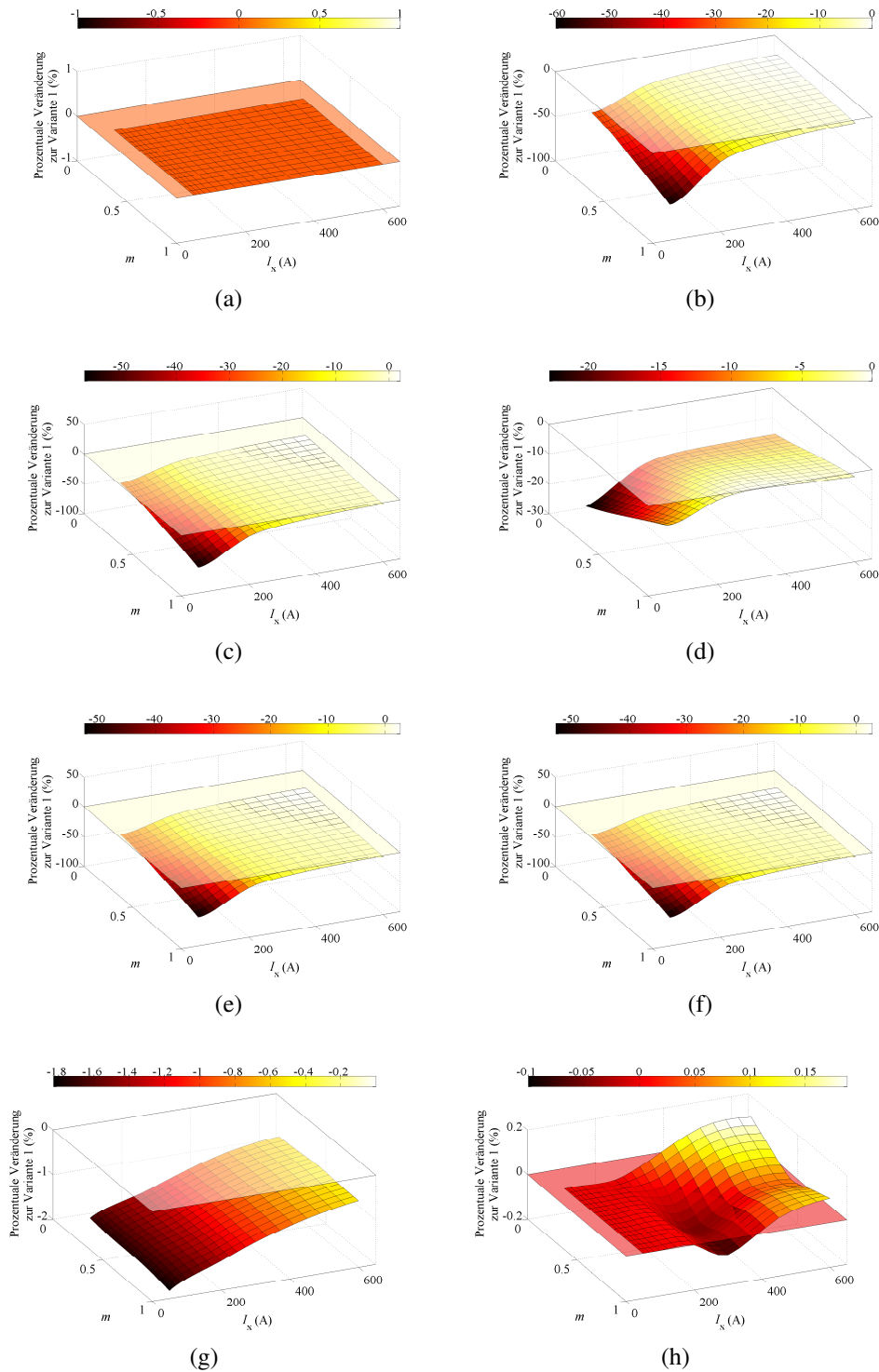


Abb. 5.8: Darstellung der prozentualen Veränderung der Gesamtdurchlass- und Gesamtschaltverluste der IGBTs ($V_{x1} - V_{x4}$) zur Basisvariante 1 bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls für den NPC-Stromrichter mit unterschiedlichen Maßstäben auf den Abszissen bei $m = 0,2 \dots 1$ und $I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$ im generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -0,9$ mit $f_{\text{sw}} = 2500 \text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100 \text{ Hz}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ \text{ C}$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ für die unterschiedlichen Varianten: (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

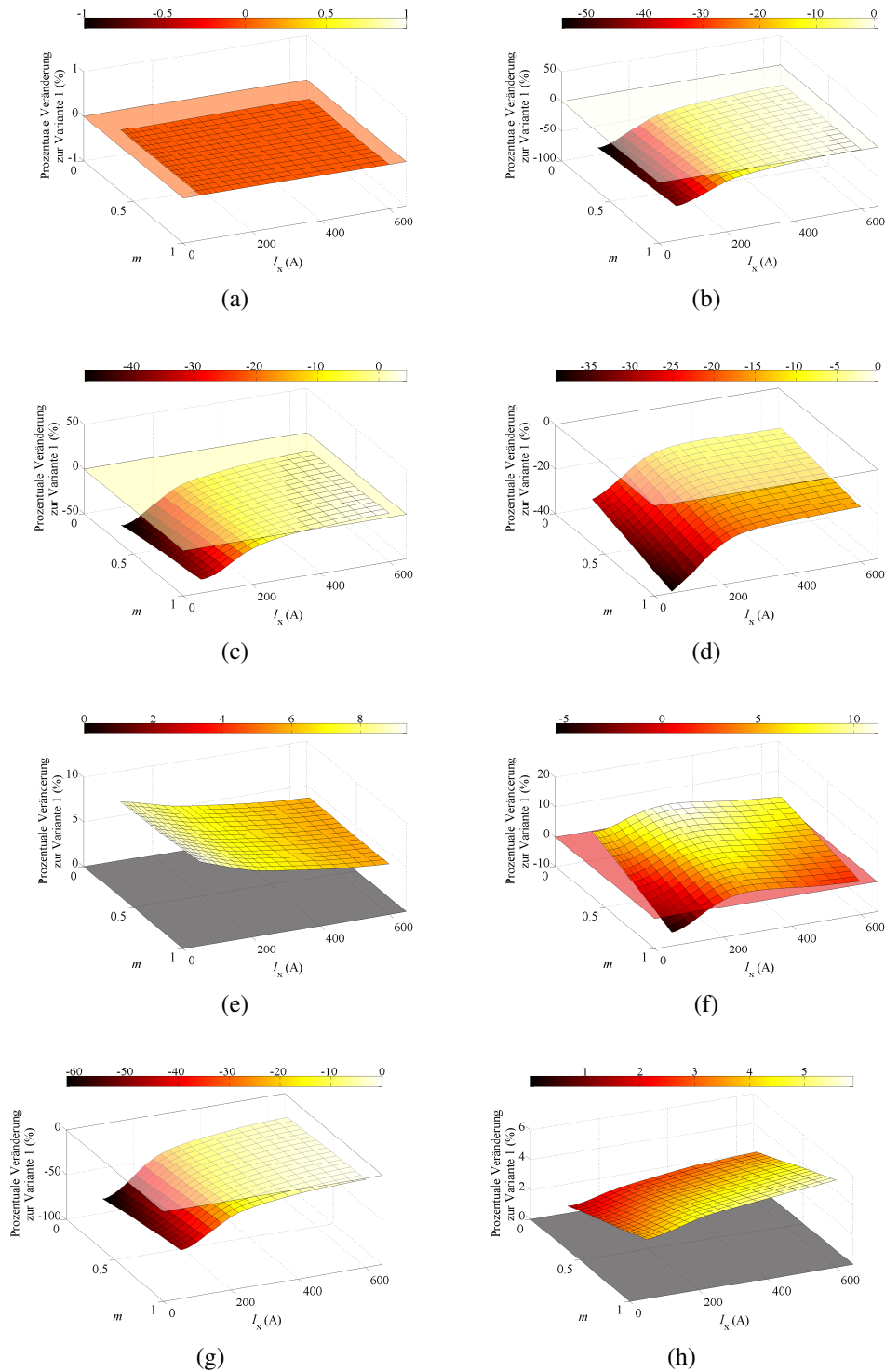


Abb. 5.9: Darstellung der prozentualen Veränderung der Gesamtdurchlass- und Gesamtschaltverluste der IGBTs ($V_{x1} - V_{x4}$) zur Basisvariante 1 bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls für den NPC-Stromrichter mit unterschiedlichen Maßstäben auf den Abszissen bei $m = 0,2 \dots 1$ und $I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$ im netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 0,9$ mit $f_{\text{sw}} = 4500 \text{ Hz}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ \text{ C}$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ für die unterschiedlichen Varianten: (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

teristik könnte durch eine Verbesserung der Durchlasseigenschaften der inneren Leistungshalbleiter deutlich verbessert werden. Die Charakteristik der Variante 7 zeigt gegenüber der Basisvariante 1 nur eine minimale Verschlechterung. Jedoch ist die Ausprägung der Schaltverluste der äußeren IGBTs bei genauerer, hier nicht aufgeführter Betrachtung, gegenüber den Durchlassverlusten so stark, dass sich selbst bei Variante 7 kein positiver Gesamteffekt ausbilden kann. Durch eine Verschiebung der $U_{CE,sat}-E_{off}$ -Trade-Off-Charakteristik der äußeren Leistungshalbleiter entlang der $U_{CE,sat}-E_{off}$ -Kurve auf einen mittleren Wert zwischen P2 und STD (kleinere Ausschaltenergie, höhere Sättigungsspannung) würde sich ein positiver Effekt für das Modul ausbilden, da die Veränderung weniger als 2 % beträgt. Die Adaption der äußeren Leistungshalbleiter auf eine höhere Stromtragfähigkeit, wie sie Variante 8 besitzt, zeigt ab einem Phasenausgangsstrom von 300 A einen minimal positiven Effekt. Dieses ist auf die geringen Durchlass- und Schaltverluste der äußeren IGBTs zurückzuführen.

In der Abbildung 5.8 ist für den generatorseitigen Betrieb des Stromrichters zusätzlich die Abhängigkeit der Gesamtverluste vom Modulationsgrad dargestellt. Für die Variante 2, 3, 5 und 6 zeigt sich, dass mit größerem Modulationsgrad die prozentuale negative Veränderung stärker ausgeprägt ist. Die negative Ausprägung ist am stärksten, wenn der Phasenausgangsstrom sehr klein und der Modulationsgrad sehr groß ist. Dieses Verhalten ist, wenn auch hier in den Diagrammen nicht gezeigt, auf die stärker belasteten inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}) zurückzuführen. Die hohen Ausschaltenergien der inneren IGBTs dieser Varianten 2, 3, 5 und 6 wirken sich negativ auf das Gesamtverlustverhalten des IGBT-Moduls aus und sorgen für den insgesamt negativen Effekt.

Variante 4 (Einsatz von vier HVCE-IGBT-Chips, siehe Kapitel 5.3) zeigt ein umgekehrtes Verhalten, bei dem auffällt, dass mit zunehmendem Modulationsgrad und zunehmendem Phasenausgangsstrom die geringste prozentuale negative Veränderungen vorliegt. Die sinkenden Durchlassverluste der inneren IGBTs bei höherem Modulationsgrad führen zu einer Verbesserung des Gesamtverlustverhaltens der IGBTs, welches sich am stärksten für eine hohen Modulationsgrad und einen Phasenstrom von ca. 300 A ausprägt.

Variante 7 zeigt insgesamt eine leichte Verschlechterung gegenüber Basisvariante 1. Deutlich erkennbar ist das nahezu lineare Verhalten über den gesamten Modulationsgradbereich von $m = 0,2 \dots 1$. Die insgesamt negative Veränderung verbessert sich mit ansteigendem Phasenstrom um 1,6 %, bleibt jedoch über den untersuchten Bereich insgesamt negativ (kleiner -0,2 %). Dieses ist, hier nicht näher gezeigt, auf ein Gleichgewicht zwischen den Verlusten der inneren und äußeren IGBTs über dem gesamten Modulationsgradbereich erkennbar. Ausschließlich mit steigendem Phasenausgangsstrom verbessert sich das Verhältnis und die Verluste der IGBTs an den Gesamtverlusten nehmen ab. Aufgrund der geringen negativen Veränderung zeigt die Variante 7, dass durch weitere Optimierungen ein gutes Modullayout für den generatorseitigen Stromrichter entstehen kann.

Variante 8 zeigt eine leicht negative Veränderung in Abhängigkeit vom Modulationsgrad. Mit steigendem Phasenstrom ab ca. 300 A bildet sich sogar eine minimal positive Veränderung aus, die auf das Verlustverhalten der äußeren IGBTs zurückzuführen ist. Die Beeinflus-

sung der IGBT-Trade-Off-Charakteristik auf die Verluste der IGBTs hat im generatorseitigen Betrieb aufgrund der generellen Verteilung der Verluste und der in diesem Betriebsbereich stärkeren Kommutierung des geführten Phasenstroms über die Dioden (25 % IGBT-Verluste zu 75 % Dioden-Verluste, wie beispielsweise in Abbildung 5.4 gezeigt) einen deutlich geringeren Einfluss auf die Gesamtverluste.

Untersuchung der Verluste der Dioden - Generatorseitiger Betrieb der acht Trade-off-Modulvarianten

Die Untersuchung der Gesamtverluste der Dioden wird in Abbildung 5.10a beim Einsatz des Moduls im generatorseitigen Betrieb gezeigt. Anhand der prozentualen Veränderung gegenüber der Basisvariante 1 ist erkennbar, dass die Dioden durch die veränderte IGBT-Trade-Off-Charakteristik jeweils nur minimal zur Basisvariante 1 beeinflusst werden. Hauptsächlich verantwortlich sind die Schaltverluste der äußeren und inneren Freilaufdioden (D_{x1} bis D_{x4}), da diese einen Anteil von ca. 70 % an den Diodenverlusten ausmachen. Ein weitaus kleinerer Anteil fällt auf die Schaltverluste der Clamping-Dioden; diese Verluste machen zusätzlich ca. 13 % aus.

Betrachtet man zusätzlich im generatorseitigen Betrieb die Abhängigkeit vom Modulationsgrad über den gesamten Phasenausgangsstrom, wie in Abbildung 5.11 gezeigt, ist ein kleiner Unterschied der einzelnen Varianten erkennbar. Die Varianten 7 und vor allem 8 zeigen eher keine Beeinflussung der Diodenverluste über den gesamten Untersuchungsbereich. Die Varianten 3, 5 und vor allem 6 zeigen eine kleine positive Veränderung der Gesamtdiodenverluste von maximal 0,1 %. Dieses ist auf die Schaltflanken des Bauteils und auf die thermische Kopplung der IGBTs auf die Dioden über den Kühlkörper zurückzuführen. Diese leicht positive Veränderung bildet sich für niedrige Modulationsgrade $m = 0,2 \dots 0,5$ bei hohen Ausgangsströmen größer 400 A aus, die auf die Schaltverluste der äußeren und inneren Freilaufdioden zurückzuführen ist. Diese Aussage deckt sich mit der leicht positiven Veränderung der IGBT-Gesamtverluste aus Abbildung 5.8. Damit wird für diese Varianten insgesamt (Verluste der IGBTs und Dioden) von einer Verbesserung gesprochen.

Untersuchung der Verluste der IGBTs - Netzseitiger Betrieb der acht Trade-off-Modulvarianten

Die Gesamtverluste beim Einsatz des Moduls im netzseitigen Betrieb sind, bei einem Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = 0,9$, einem Modulationsgrad von $m = 1$ für einen Phasenausgangsstrom von $I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$, in der Abbildung 5.7b dargestellt. Darin sind die Vorteile einzelner Trade-Off-Charakteristiken gegenüber der Basisvariante 1 im Vergleich zum generatorseitigen Betrieb aus Abbildung 5.7a viel deutlicher zu erkennen. Dieses ist zum einen auf die stärkere Belastung der IGBTs im netzseitigen Betrieb und zum anderen auf die höhere effektive Schaltfrequenzen von $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$ zurückzuführen. Der Anteil

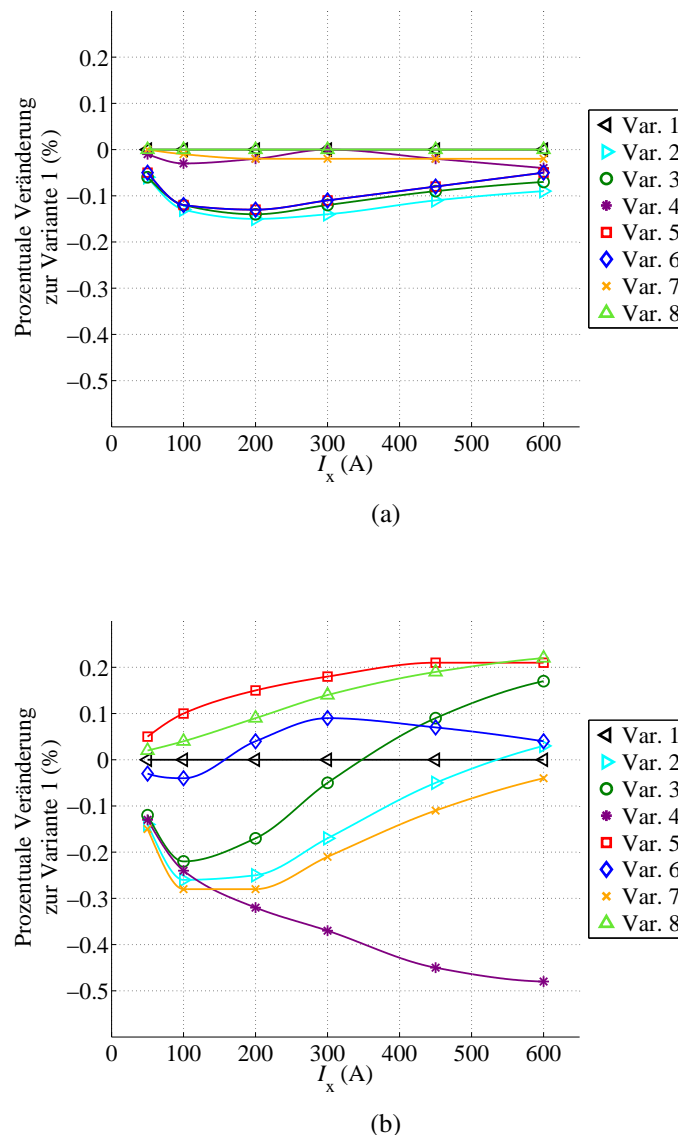


Abb. 5.10: Darstellung der prozentualen Veränderung der Gesamtdurchlass- und Gesamtschaltverluste der Dioden ($D_{x1} - D_{x6}$) zur Basisvariante 1 für die unterschiedlichen Varianten 1 bis 8 bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls für den NPC-Stromrichter bei $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 50\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 1$, $U_{\text{DC}} = 1500\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -0,9$ ($f_{\text{sw}} = 2500\text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100\text{ Hz}$) und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 0,9$ ($f_{\text{sw}} = 4500\text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 50\text{ Hz}$)

der Verluste der IGBTs an den Gesamtverlusten liegt, auf Grundlage von hier nicht gezeigten Wertetabellen, für einen Phasenverschiebungswinkel von 26° bei ca. 83 % (1640 W), wohingegen die Dioden nur einen Anteil von ca. 17 % (330 W) ausmachen. Die Freilaufdioden werden bei positivem Phasenverschiebungsfaktor deutlich entlastet, so dass die Verluste der Freilaufdioden bei einem Phasenverschiebungsfaktor nahe $\cos \varphi = 1$ am kleinsten sind (ca. 33 W der Gesamtdiodenverluste von ca. 330 W). Im Gegensatz dazu sind die Schaltverluste der Clamping-Dioden bei $\cos \varphi = 1$ am größten und nehmen mit steigendem Phasenverschiebungswinkel ab, welches fast 50 % (155 W) der Gesamtdiodenverluste ausmacht, gemessen an den Gesamtverlusten von IGBT und Dioden liegt dieser Anteil bei nur ca. 8 %.

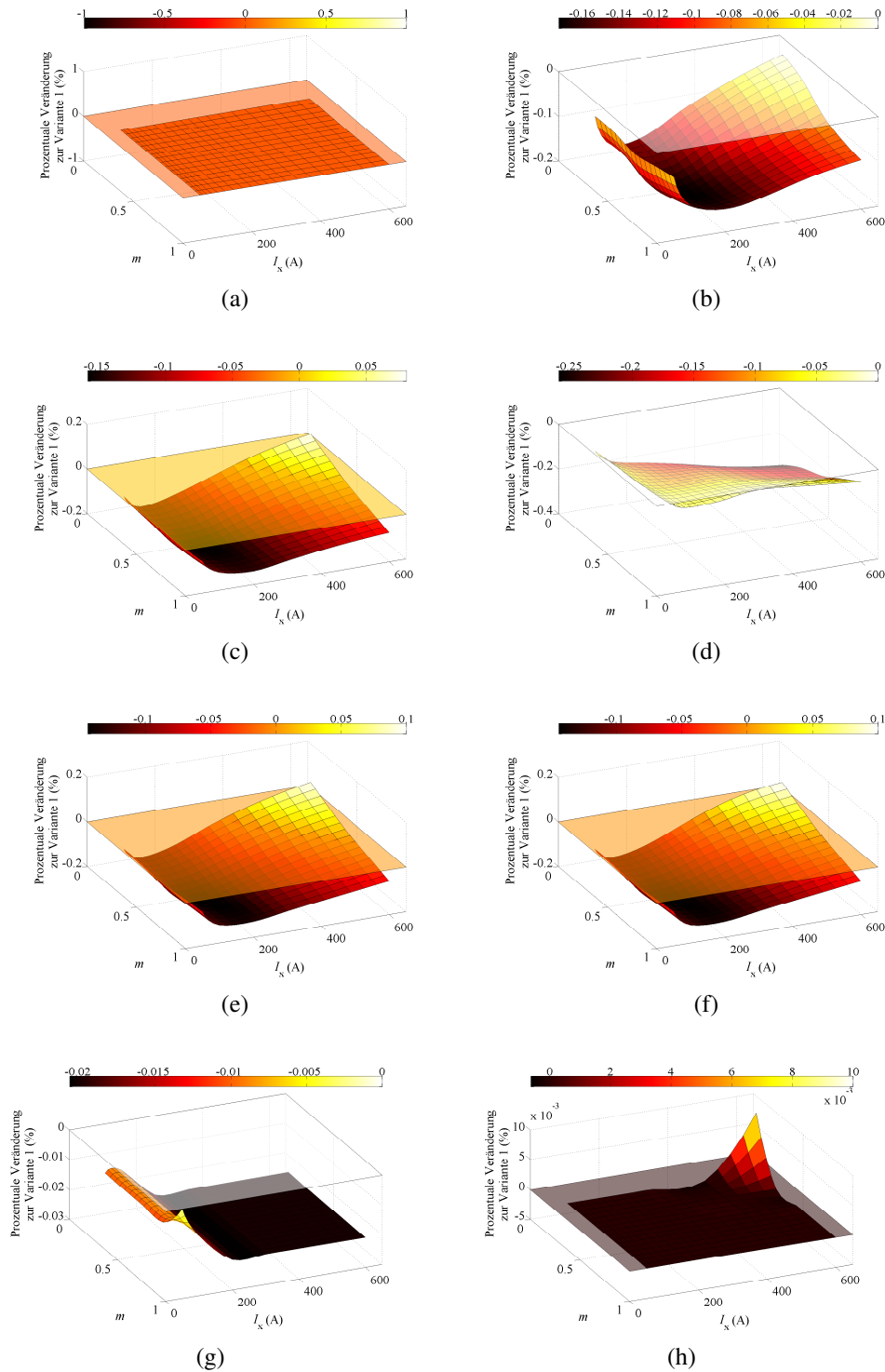


Abb. 5.11: Darstellung der prozentualen Veränderung der Gesamtdurchlass- und Gesamtschaltverluste der Dioden ($D_{x1} - D_{x6}$) zur Basisvariante 1 bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls für den NPC-Stromrichter mit unterschiedlichen Maßstäben auf den Abszissen bei $m = 0,2 \dots 1$ und $I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$ im generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -0,9$ mit $f_{\text{sw}} = 2500 \text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100 \text{ Hz}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ \text{C}$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ für die unterschiedlichen Varianten: (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

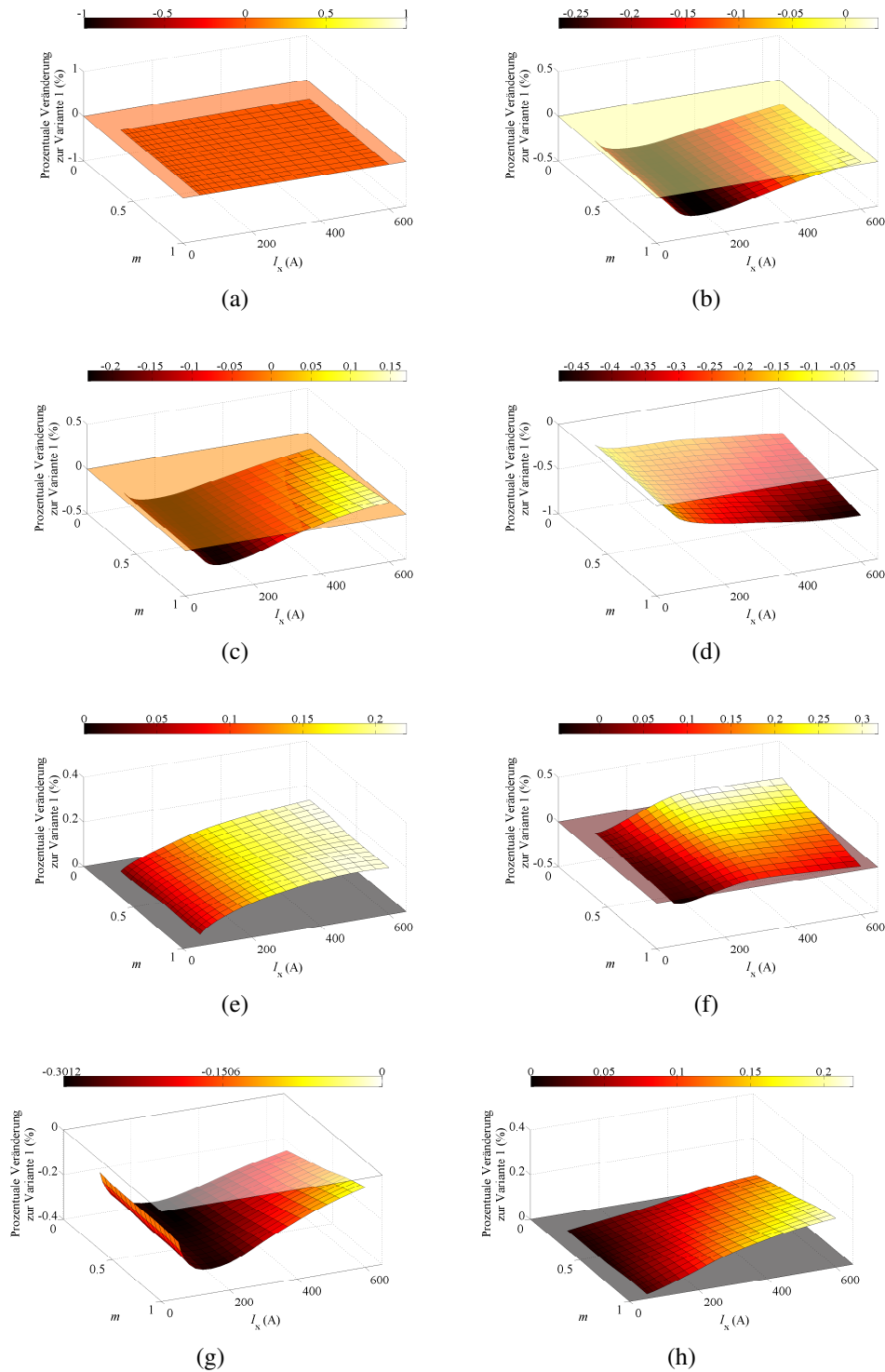


Abb. 5.12: Darstellung der prozentualen Veränderung der Gesamtdurchlass- und Gesamtschaltverluste der Dioden ($D_{x1} - D_{x6}$) zur Basisvariante 1 bezogen auf die Gesamtverluste des NPC-Phasenmoduls für den NPC-Stromrichter mit unterschiedlichen Maßstäben auf den Abszissen bei $m = 0,2 \dots 1$ und $I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$ im netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 0,9$ mit $f_{\text{sw}} = 4500 \text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 50 \text{ Hz}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ \text{ C}$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ für die unterschiedlichen Varianten: (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

Variante 4 und 7 zeigen eine stark negative prozentuale Veränderung gegenüber der Ausgangsvariante 1. Das schlechte Ergebnis von Variante 4 ist vor allem auf die hohen Durchlassverluste der inneren und äußeren Leistungshalbleiter gegenüber der Basisvariante 1 zurückzuführen. Dieses liegt vor allem an der gewählten Trade-off-Charakteristik des HVCE-IGBT-Chips, der eine sehr hohe Sättigungsspannung, wie in Abbildung 5.3 gezeigt, besitzt. Bei Variante 7 sind für die negativen Veränderungen vor allem die hohen Ausschaltverlustenergien der äußeren IGBTs verantwortlich, da diese am häufigsten geschaltet werden. Der Einsatz eines P2-IGBT-Chips mit sehr hohen Ausschaltverlusten wirkt sich stark negativ auf das Gesamtverlustverhalten des Stromrichter-Phasenmoduls aus. Auch bei Veränderung des Modulationsgrades ändert sich dieser Zusammenhang kaum, wie Abbildung 5.9 verdeutlicht.

Bei hohen Phasenausgangsströmen und einem hohem Modulationsgrad zeigen Variante 2 und 3 eine leicht positive prozentuale Verbesserung gegenüber der Basisvariante 1. Für beide Varianten ergibt sich ein knappes Gleichgewicht zwischen Durchlassverlusten und Ausschaltverlustenergien. Für Variante 2 kann ab ca. 550 A eine kleine positive Veränderung festgestellt werden. Vorteilhafter ist jedoch Variante 3, da hier die Durchlassspannung der inneren Leistungshalbleiter stärker ins Gewicht fällt, wodurch bereits bei Strömen ab ca. 350 A eine positive Veränderung von bis zu 5 % erzielt wird. Dieser Effekt bleibt über den gesamten Modulationsgradbereich nahezu erhalten.

Bei Variante 6 ist erkennbar, dass bereits ab einem Phasenausgangsstrom von 150 A eine deutlich positive Verbesserung gegenüber der Basisvariante 1 hervorgerufen wird. Diese Verbesserung ist auf die geringen Durchlassverluste der inneren Leistungshalbleiter (IGBT-Chip-P2) und auf die niedrige Ausschaltenergie der äußeren IGBTs zurückzuführen. Bei 300 A hat diese Variante ihr Maximum, da sich hier das Gleichgewicht zwischen den beiden Extrempunkten (P2 und HVCE) in der Trade-Off-Kurve wiederfindet. Vor allem für kleine Modulationsgrade wird diese positive Veränderung, wie in Abbildung 5.9 gezeigt, deutlich stärker ausgeprägt, die auf ein deutlich besseres Durchlassverhalten der inneren IGBTs zurückzuführen ist. Hiermit stellt sich eine positive Veränderung für $m = 0,2$ und $I_x = 600$ A von knapp über 4 % gegenüber der Basisvariante 1 ein. Die Reduzierung der Durchlassverluste der Variante 6 ist stärker ausgeprägt als bei den Varianten 2 und 3.

Die Variante 8 zeigt für alle Modulationsgrade einen positiven Effekt, der auf eine Verbesserung des Schaltverlustverhaltens der äußeren IGBTs zurückzuführen ist. Für kleine Modulationsgrade stellt sich gegenüber hohen Modulationsgraden nur eine geringere positive Veränderung, wie in Abbildung 5.9 dargestellt, ein, da auf die Trade-Off-Charakteristik der äußeren und inneren schaltbaren IGBTs kein Einfluss genommen wird. Lediglich die Stromtragfähigkeit der äußeren Leistungshalbleiter wurde von 600 A auf 660 A erhöht, wodurch sich die elektrischen Durchlass- und Schaltkennlinien, wie im Anhang in Abbildung 9.5 gezeigt, verändern.

Das beste Ergebnis der Gesamtverluste der IGBTs liefert im netzseitigen Betrieb Variante 5. Hierbei kann eine positive Veränderung von bis zu 6 % für hohe Phasenausgangsströme erreicht werden. Ein Grund hierfür ist die gute Kombination aus innerem und äußerem

Leistungshalbleiter, wie in Tabelle 5.2 gezeigt. Die äußeren schaltbaren Leistungshalbleiter sind auf eine ausgewogene Trade-Off-Charakteristik (STD) ausgelegt, die inneren schaltbaren Leistungshalbleiter sind auf geringe Durchlassverluste (P2) optimiert. Genau diese Auslegung erzeugt ein gutes Zusammenspiel, wodurch die hohen Schaltverluste der inneren Leistungshalbleiter kompensiert werden können. Aufgrund der hier nicht gezeigten Wertetabellen ist erkennbar, dass diese Schaltverluste der inneren Leistungshalbleiter insgesamt nur ca. 2 % an den Gesamtverlusten der IGBTs ausmachen. Ebenso bedeutet dieses für den äußeren Leistungshalbleiter eine Reduzierung der Schaltverluste um ca. 1,5 % und für die Durchlassverluste des äußeren Leistungshalbleiters eine Reduzierung um ca. 18 % gegenüber der Basisvariante 1. Für kleine Ausgangsströme des netzseitigen Stromrichters steigt die prozentuale Veränderung der Variante 5 sogar noch weiter auf bis zu 9 % an, da sich hier der positive Effekt auf die Durchlassverluste noch stärker ausbildet. Selbst für kleine Modulationsgrade bleibt diese Eigenschaft erhalten. Ebenso ist dieser positive Effekt in den Kommutierungspfaden ersichtlich, wodurch die Verluste der Freilaufdioden der inneren und äußeren IGBTs leicht reduziert werden, welches eine positive Veränderung auf das Gesamtsystem hat. Die Veränderung des Trade-Off-Verhaltens der IGBTs hat ebenfalls einen kleinen Einfluss auf das Gesamtverlustverhalten der Dioden.

Untersuchung der Verluste der Dioden - Netzseitiger Betrieb der acht Trade-off-Modulvarianten

Die Gesamtverluste der Dioden beim Einsatz des Moduls im netzseitigen Betrieb sind in Abbildung 5.10b dargestellt. Es ist ein ähnlicher Zusammenhang, wie für die Gesamtverluste der IGBTs (Abbildung 5.7b) erkennbar, jedoch ist der auftretende Effekt sehr viel kleiner. Während die Veränderung des Trade-Off-Verhaltens bei den Gesamtverlusten der IGBTs zum Teil eine deutliche prozentuale Veränderungen von maximal bis zu 9 % aufweist, ist die Veränderung im Bereich der Gesamtverluste der Dioden maximal bei 0,2 % gegenüber der Basisvariante 1. Dieser positive Effekt der Diodenverluste ist auf die Kopplung über den thermischen Widerstand des Kühlkörpers zurückzuführen, der aufgrund der niedrigen Verluste der IGBTs verhältnismäßig stark ausfällt.

Die Varianten 2, 4 und 7 zeigen eine negative bis maximal neutrale prozentuale Veränderung gegenüber der Basisvariante 1. Eine eindeutig negative Veränderung hat Variante 4, die selbst für kleine Ströme kein positives Verhalten zeigt. Dieses ist auf die sehr hohen Durchlassverluste der inneren und äußeren IGBTs zurückzuführen, wodurch die Schaltverluste der äußeren Freilaufdioden und Clamping-Dioden aufgrund der Kommutierungspfade, wie in Kapitel 4.3.1 dargestellt, entsprechend zunehmen und sich folglich negativ auf die Gesamtverluste der Dioden auswirkt. Für hohe Ströme, ab ca. 350 A, zeigt Variante 3 eine leicht positive prozentuale Verbesserung, da auch hier die IGBTs eine positive Veränderung zeigen, die auf die geringe Junction- und Case-Temperatur zurückzuführen ist.

Eine klare positive prozentuale Veränderung der Gesamtverluste der Dioden zeigen die Varianten 6, 8 und vor allem 5, wie in Abbildung 5.10b dargestellt. Bei Variante 6 ist dieses auf die positive Veränderung (Reduzierung) der Schaltverluste der äußeren IGBTs und

die positive Veränderung (Reduzierung) der Durchlassverluste der inneren IGBTs zurückzuführen, sodass auch die Dioden einen leicht positiven Effekt erhalten. Die Durchlassverluste der inneren IGBTs sind besonders niedrig aufgrund der Umsetzung mit der P2-Trade-Off-Charakteristik. Die niedrigen Schaltverluste der äußeren IGBTs durch die HVCE-Charakteristik unterstützen diesen Effekt. Variante 8 zeigt eine deutliche Verbesserung vor allem bei Modulationsgrad $m \approx 1$ und hohen Phasenströmen. Dennoch wirkt sich der zuvor genannte Einfluss am besten auf die Dioden für Variante 5 aus, sodass nahezu unabhängig vom Modulationsgrad eine positive Veränderung registriert werden kann, da bereits die Leistungshalbleiter optimal ausgelegt sind. Bei einem Phasenstrom von $I_x = 600$ A ergibt sich eine maximale positive Veränderung von ca. 0,2 %. Wie in dieser Untersuchung zu erkennen, ist die Beeinflussung der Dioden aufgrund der ausschließlich veränderten IGBT-Trade-off-Charakteristik sehr gering und kann nicht mit einer Optimierung einer zusätzlichen Dioden U_F - E_{rec} -Trade-off-Charakteristik verglichen werden, welche einen stärkeren Effekt zur Folge hätte. Dieses ist jedoch nicht Bestandteil dieser Arbeit.

Untersuchung der Gesamttemperaturen der acht Trade-off-Modulvarianten

Wird die Abbildung 5.13b und 5.15 für den Einsatz des Moduls im netzseitigen Betrieb betrachtet, stellt sich heraus, dass einige Trade-Off-Charakteristiken einen sehr positiven Einfluss auf das Verhalten der einzelnen Junction-Temperaturen der Leistungshalbleiter und somit auf die über alle Leistungshalbleiter gemittelte Gesamttemperatur des Moduls haben.

Hierbei lässt sich der Zusammenhang der negativen bzw. positiven Veränderungen des Durchlass- und Schaltverhaltens von IGBT und Diode auf die durchschnittliche Gesamttemperatur des Moduls gegenüber der Basisvariante 1 übertragen. Konkret bedeutet eine positive prozentuale Veränderung, dass sich die gemittelte Gesamttemperatur um +x % verbessert hat, welches auf eine kleinere Gesamttemperatur des Moduls gegenüber der Basisvariante 1 schließen lässt. Genau umgekehrt ist das Verhalten für eine negative prozentuale Veränderung.

Variante 4 zeigt eine deutlich negative prozentuale Veränderung gegenüber der Basisvariante 1 und hat somit ein schlechtes Temperaturverhalten für den Einsatz des Moduls im netzseitigen Betrieb. Variante 7 zeigt ebenfalls durchgehend ein negatives prozentuales Temperaturverhalten. Bei den Varianten 2 und 3 zeigen sich erst bei Strömen ab ca. 550 A bzw. ab ca. 320 A eine prozentuale Verbesserung des Temperaturverhaltens. Bereits ab einem Phasenausgangsstrom von ca. 150 A zeigt Variante 6 eine positive prozentuale Veränderung der durchschnittlichen Junction-Temperatur der Leistungshalbleiter des Moduls gegenüber der Basisvariante 1. Vor allem jedoch wirkt sich der stark positive Temperatureffekt von Variante 5 und 8 auf das Gesamtverhalten des Stromrichters aus. Bei Variante 5 kann eine Verbesserung von bis zu 3,5 % festgestellt werden. Dieses entspricht einer realen Junction-Temperaturverbesserung von durchschnittlich 4 °C, die sich positiv auf die Lebensdauer der Leistungshalbleiter und damit positiv auf die Zuverlässigkeit des Systems auswirkt.

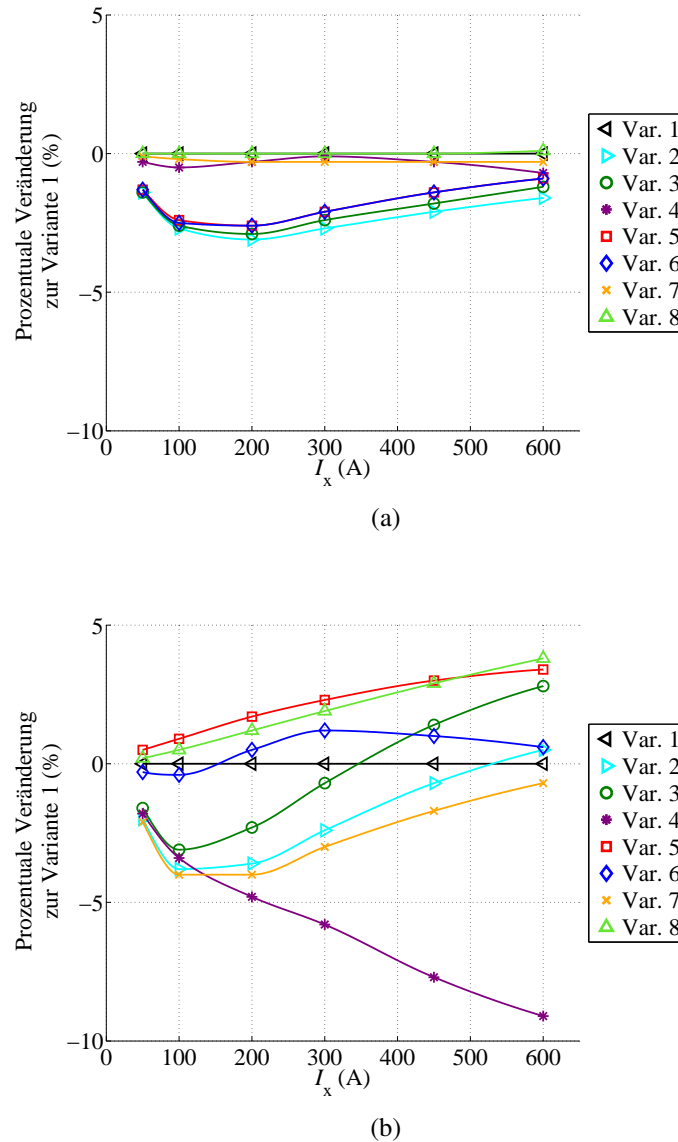


Abb. 5.13: Darstellung der prozentualen Veränderung der durchschnittlichen Gesamttemperatur aller IGBTs ($V_{x1} - V_{x4}$) und Dioden ($D_{x1} - D_{x6}$) zur Basisvariante 1 für die unterschiedlichen Varianten 1 bis 8 für den NPC-Stromrichter bei $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 50\text{A} \dots 600\text{A}$, $m = 1$, $U_{DC} = 1500\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -0,9$ ($f_{sw} = 2500\text{Hz}$, $f_{el} = 100\text{Hz}$) und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 0,9$ ($f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $f_N = 50\text{Hz}$)

Der Einfluss bedingt durch die Veränderung der Trade-Off-Charakteristik der einzelnen Leistungshalbleiter für den generatorseitigen Betrieb wirkt sich ebenso auf das Temperaturverhalten der einzelnen schaltbaren Leistungshalbleiter aus. Dieses wiederum ist in den durchschnittlichen Gesamttemperaturen der IGBTs und Dioden aus Abbildung 5.13a und 5.14 erkennbar. Lediglich Variante 8 zeigt für kleine und hohe Modulationsgrade bei einem hohen Phasenstrom eine minimale Reduzierung der Gesamttemperatur des Phasenmoduls gegenüber der Basisvariante 1 auf. Die Varianten 3, 5 und 6 weisen nur bei kleinen Modulationsgraden und hohen Phasenströmen eine minimale Verbesserung des Temperaturverhaltens auf.

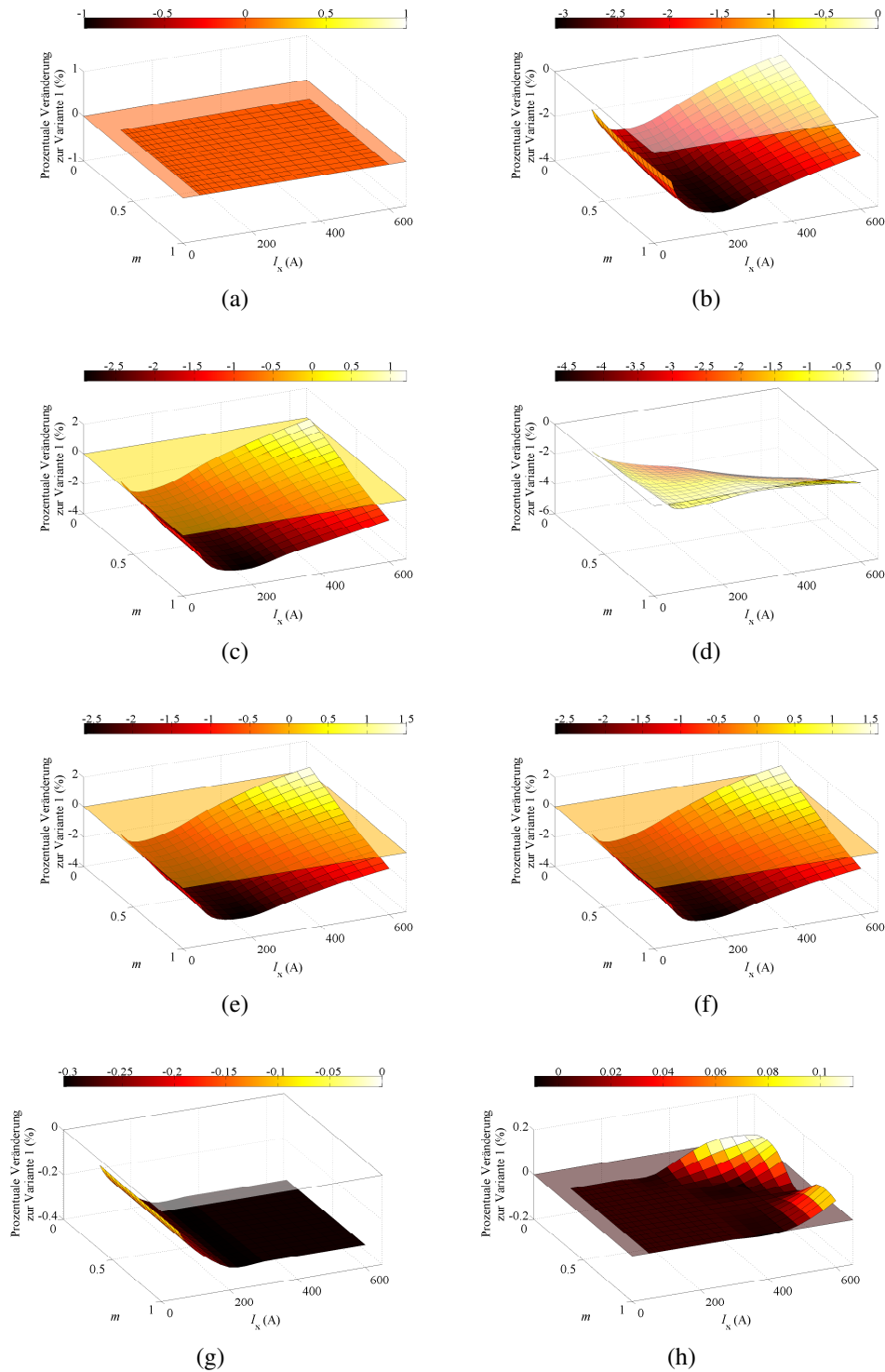


Abb. 5.14: Darstellung der prozentualen Veränderung der durchschnittlichen Gesamttemperatur aller IGBTs ($V_{x1} - V_{x4}$) und Dioden ($D_{x1} - D_{x6}$) zur Basisvariante 1 für die unterschiedlichen Varianten 1 bis 8 für den NPC-Stromrichter mit unterschiedlichen Maßstäben auf den Abszissen bei $m = 0,2 \dots 1$ und $I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$ im generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -0,9$ mit $f_{\text{sw}} = 2500 \text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100 \text{ Hz}$, $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ für die unterschiedlichen Varianten: (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

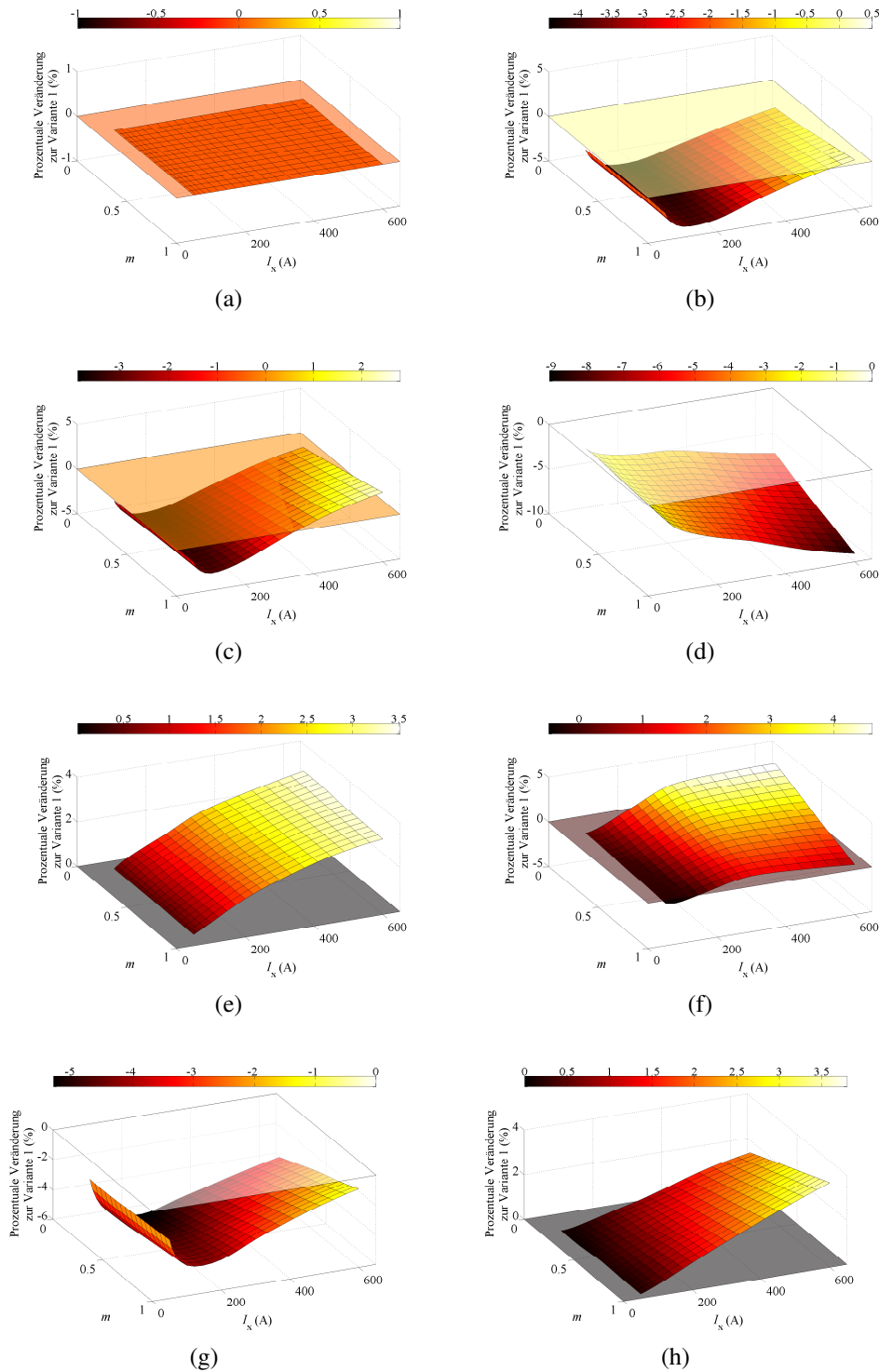


Abb. 5.15: Darstellung der prozentualen Veränderung der durchschnittlichen Gesamttemperatur aller IGBTs ($V_{x1} - V_{x4}$) und Dioden ($D_{x1} - D_{x6}$) zur Basisvariante 1 für die unterschiedlichen Varianten 1 bis 8 für den NPC-Stromrichter mit unterschiedlichen Maßstäben auf den Abszissen bei $m = 0,2 \dots 1$ und $I_x = 50 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$ im netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 0,9$ mit $f_{\text{sw}} = 4500 \text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 50 \text{ Hz}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ \text{ C}$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ für die unterschiedlichen Varianten: (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4, (e) Variante 5, (f) Variante 6, (g) Variante 7 und (h) Variante 8

Abschließend kann festgehalten werden, dass für ein dreistufiges NPC-Phasenmodul durch die Wahl einer geeigneten Kombination von äußeren und inneren Leistungshalbleitern mit unterschiedlicher $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik ein verlustoptimales Leistungshalbleitermodul für den Einsatz in einem Windenergieanlagenstromrichter aufgebaut werden kann. Ein Vorteil ist, dass neben einer Reduzierung der Schalt- und Durchlassverluste der IGBTs auch eine Beeinflussung der Diodenverluste und eine Reduzierung der einzelnen Temperaturen an den Leistungshalbleitern erreicht werden kann.

Die untersuchten IGBT-Trade-Off-Charakteristiken der NPC-Phasenmodule werden weiterführend in nächsten Abschnitt bezüglich der Bauleistung untersucht und abschließend verglichen. Im Anschluss an die Vorstellung des Konzeptes des Bauleistungsvergleichs wird auf alle acht vorgestellten Leistungshalbleitervariationen mit unterschiedlichen Trade-Off-Charakteristiken aus Tabelle 5.2 eine Bauleistungsuntersuchung des NPC-Phasenmoduls angewendet.

5.5 Vorstellung des Konzeptes des Bauleistungsvergleichs

Bei der Optimierung eines Stromrichters ist es entscheidend, die Leistungshalbleiter entsprechend der elektrischen Belastung und der Kosten bestmöglich auszulegen. Eine generelle Auslegung eines Stromrichters ist von vielen Faktoren abhängig. Zu den wichtigsten Faktoren gehören die Auslegung nach der Anwendung, der Leistungsklasse (Bemessungsstrom), der Schaltfrequenz und dem dazugehörigen Kühlsystem und dem Einsatzort [49, 52].

Gerade für die individuelle Optimierung eines Stromrichters sind diese Auswahlkriterien nicht ausreichend. Ein weiteres Verfahren, wie in [136] vorgestellt, ist verfügbare Leistungshalbleiter ausschließlich anhand ihrer Kosten zu vergleichen und hierauf eine geeignete Auswahl für einen Umrichter zu treffen. Dieses Verfahren liefert jedoch nicht die maximale Leistungsausbeute, da die geforderte Junction-Temperatur der Halbleiter nicht berücksichtigt wird. Eine zielführende Methode ist nach [137], eine Auslegung anhand der Junction-Temperatur der Leistungshalbleiter für einen kritischen Betriebspunkt, durch die Veränderung der virtuellen Chipfläche des Leistungshalbleiters durchzuführen. Die Bestimmung der einzelnen Leistungshalbleiterdaten durch experimentelle Untersuchungen ist jedoch sehr zeitintensiv. In [53, 54] wird alternativ ein Algorithmus zur Bestimmung der Bauleistung anhand eines virtuellen Leistungshalbleiters, basierend auf Datenblattangaben oder Messungen realer Leistungshalbleiter, vorgestellt, sodass eine maximale Ausnutzung des Leistungshalbleiters erreicht wird. Dieser Algorithmus zur Bestimmung eines virtuellen Leistungshalbleiters soll hier im Weiteren angewendet werden.

Mit Hilfe dieses Basisalgorithmus zur Berechnung der Auslegung eines Stromrichters kann der virtuelle Leistungshalbleiter für eine gegebene Ziel-Junction-Temperatur $T_{junc,Ziel}$ ermittelt werden. Hierzu wird ein virtueller Leistungshalbleiter durch Interpolation bestimmt, indem zwischen verfügbaren Leistungshalbleitern einer gleichen Serie, Technologie bzw. Generationsreihe unterschiedlicher Stromtragfähigkeit interpoliert wird. Die Kenndaten der

verfügbaren Leistungshalbleiter können wahlweise aus den Datenblättern entnommen werden oder zeitaufwendiger experimentell mittels Doppelpulsverfahren, wie in Kapitel 3.1 erläutert, für unterschiedliche Stromtragfähigkeiten bestimmt werden. Zur Vergleichbarkeit von unterschiedlichen Generationen, Materialien und Herstellprozessen eines Leistungshalbleiters muss eine geeignete Beziehung zwischen den Leistungshalbleitertypen gefunden werden.

Mit dem Algorithmus kann ein Vergleich anhand der Bauleistung bei gleicher thermischer Belastung zwischen unterschiedlichen Topologien und Leistungshalbleitern erfolgen. Die real auftretende Schwankungsbreite der Junction-Temperatur am Leistungshalbleiter, die eventuell wie z.B. bei Betrieb mit kleinen Frequenzen auftreten kann, kann jedoch nicht durch dieses Verfahren nach [53] abgebildet werden. Das Flussdiagramm des Algorithmus zur Bestimmung einer optimalen Bauleistung für eine definierte Ziel-Junction-Temperatur des Systems $T_{\text{junc,Ziel}}$ ist in der Abbildung 5.16 gezeigt. Bei der Berechnung werden für die Untersuchung die Ansteuer- und Sperrverluste vernachlässigt, da ihr Anteil auf die Gesamtverluste nur sehr gering ist. Die geforderte Lebensdauer und der Betrieb innerhalb der Safe-Operation-Area des Leistungshalbleiters kann nur durch die Wahl einer geeigneten Ziel-Junction-Temperatur $T_{\text{junc,Ziel}}$ erreicht werden, die unterhalb oder gleich der maximalen Junction-Temperatur $T_{\text{junc,max}}$ des Halbleiters liegt.

Zur Durchführung einer Berechnung werden dem Algorithmus als Systemparameter die Umgebungstemperatur T_{amb} , die Ziel-Junction-Temperatur $T_{\text{junc,Ziel}}$ und der thermische Wider-

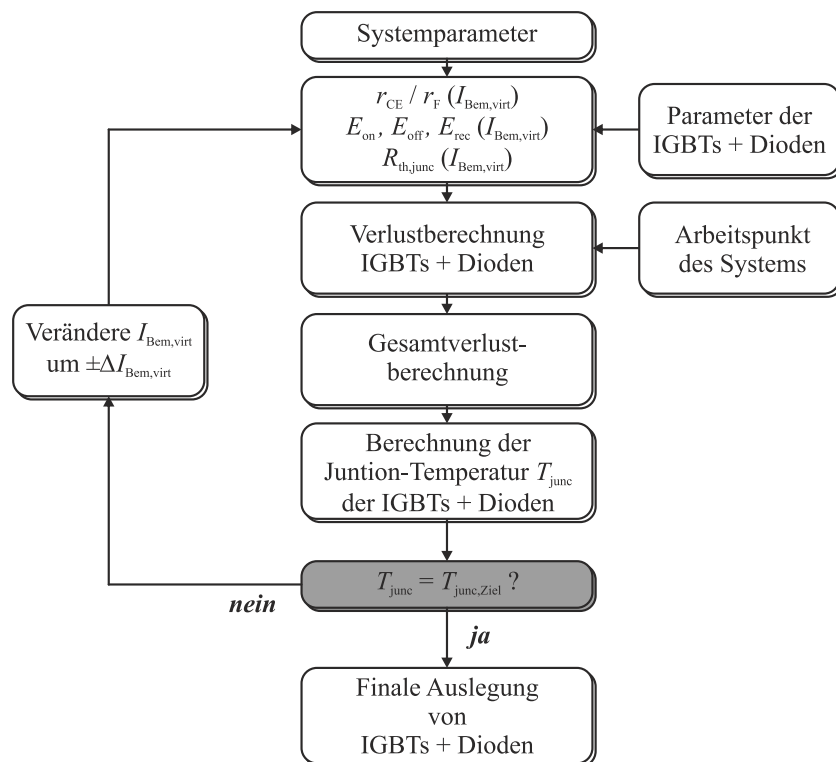


Abb. 5.16: Flussdiagramm des Basisalgorithmus zur Bestimmung einer optimalen Bauleistung für eine definierte Ziel-Junction-Temperatur des Systems $T_{\text{junc,Ziel}}$ für einen Betriebspunkt

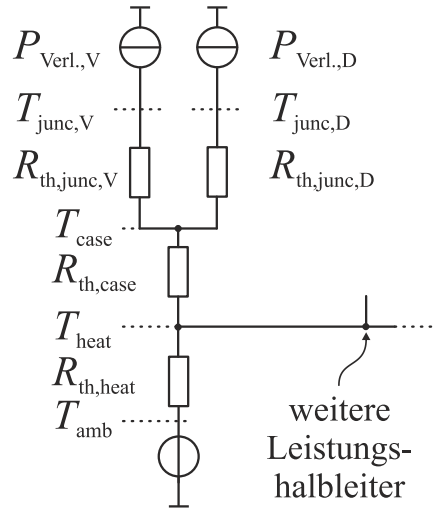


Abb. 5.17: Thermisches Ersatzschaltbild bei Realisierung eines Stromrichters mit Leistungshalbleitermodul

stand des Kühlkörpers $R_{th,heat}$ oder die Kühlkörpertemperatur T_{heat} vorgegeben. Der Bemessungsstrom des virtuellen Leistungshalbleiters $I_{Bem,virt}$ wird dabei um $\pm \Delta I_{Bem,virt}$ solange verändert, bis die Junction-Temperatur aller Leistungshalbleiter der vorgegebene Ziel-Junction-Temperatur $T_{junc,Ziel}$ entspricht. Mit jeder Iteration werden so der thermische Widerstand zwischen Junction und Case $R_{th,case}$, der differenzielle Widerstand des IGBTs r_{CE} und der differenzielle Widerstand der Diode r_F sowie die Schaltverlustenergien der Leistungshalbleiter E_{on} , E_{off} und E_{rec} entsprechend dem Bemessungsstrom schrittweise variiert.

Die Abbildung 5.17 zeigt das vereinfachte thermische Ersatzschaltbild eines Leistungsmoduls mit IGBTs und Dioden, montiert auf einem Kühlkörper [138, 139]. Der in dieser Arbeit entwickelte Stromrichter besteht, wie in Kapitel 4.4.2 beschrieben, aus drei NPC-Phasenmodulen, die auf einem gemeinsamen Flüssigkeitskühler montiert sind. Die folgenden Zusammenhänge beschreiben die Basisgleichungen zur Ermittlung des virtuellen Leistungshalbleiters. Mit $T_{junc,V}$ ist die Junction-Temperatur des IGBTs, mit $T_{junc,D}$ die Junction-Temperatur der Diode und mit $R_{th,heat}$ der thermische Widerstand des gemeinsamen Kühlkörpers aller Module bezeichnet.

$$P_{Verl.,V} = P_{cond,V} + P_{sw,V} \quad (5.2)$$

$$P_{Verl.,D} = P_{cond,D} + P_{sw,D} \quad (5.3)$$

$$T_{heat} = P_{Verl.,SR} \cdot R_{th,heat} + T_{amb} \quad (5.4)$$

$$T_{case} = P_{Verl.,SR} \cdot R_{th,case} + T_{heat} \quad (5.5)$$

Die Gleichungen 5.2 und 5.3 beschreiben die Gesamtverluste des IGBTs $P_{Verl.,V}$ bzw. der Diode $P_{Verl.,D}$. Dabei werden die entsprechenden Schalt- und Durchlassverluste der Kompo-

nennten mit P_{sw} bzw. P_{cond} bezeichnet. Dargestellt in Gleichung 5.4 ist die Berechnung der Temperatur des Kühlkörpers T_{heat} . Diese setzt sich zusammen aus der Summe der Umgebungstemperatur T_{amb} und der Multiplikation des thermischen Widerstandes des gemeinsamen Kühlkörpers $R_{th,heat}$ mit den Gesamtverlusten des Stromrichters $P_{Verl.,SR}$. Die Gesamtverluste des Stromrichters $P_{Verl.,SR}$ sind die Summe aller Verluste der Leistungshalbleiter der vorliegenden Topologie. Die Gehäusetemperatur T_{case} berechnet sich, wie in Gleichung 5.5 dargestellt, aus den Verlusten des Stromrichters multipliziert mit dem thermischen Widerstand des Moduls $R_{th,case}$ addiert zur gemeinsamen Kühlkörpertemperatur T_{heat} .

Die entsprechenden Junction-Temperaturen der IGBTs und Dioden können unter Berücksichtigung der thermischen Widerstände anschließend mit den folgenden Gleichungen 5.6 und 5.7 ermittelt werden. Die thermischen Kapazitäten haben wegen der hohen Ausgangsfrequenzen nur einen kleinen Einfluss und werden daher in dieser Arbeit nicht betrachtet.

$$T_{junc,V} = R_{th,junc,V} \cdot P_{Verl.,V} + T_{case} \quad (5.6)$$

$$T_{junc,D} = R_{th,junc,D} \cdot P_{Verl.,D} + T_{case} \quad (5.7)$$

Die Bauleistung des virtuellen Leistungshalbleiters kann mittels des Bemessungsstromes $I_{Bem,virt}$ und der maximalen Sperrspannung des jeweiligen Leistungshalbleiters U_{CES} oder U_D mit der Gleichung 5.8 für den IGBT ($P_{Bau,V}$) und mit der Gleichung 5.9 für die Diode ($P_{Bau,D}$) bestimmt werden. Die Bauleistung des Stromrichters $P_{Bau,SR}$ ergibt sich aus der Summe der Bauleistungen der Leistungshalbleiter und der Dioden (Gleichung 5.10). Nach [137] erfolgt dabei die Gewichtung der Diodenbauleistung mit dem Faktor $1/2$, da die Chipfläche, wie in Kapitel 5.2 bereits gezeigt, typischerweise bei gleicher Bemessungsstromtragfähigkeit ungefähr halbiert ist.

$$P_{Bau,V} = U_{CES} \cdot I_{Bem,virt} \quad (5.8)$$

$$P_{Bau,D} = U_D \cdot I_{Bem,virt} \quad (5.9)$$

$$P_{Bau,SR} = \sum P_{Bau,V} + \frac{1}{2} \cdot \sum P_{Bau,D} \quad (5.10)$$

Durch den Basisalgorithmus aus Abbildung 5.16 kann sichergestellt werden, dass die definierte Ziel-Junction-Temperatur mit Hilfe des virtuellen Leistungshalbleiters mindestens in einem Arbeitspunkt erreicht wird. Bei Berücksichtigung mehrerer Arbeitspunkte kann die Auslegung mit dem Basisalgorithmus für alle Arbeitspunkte einzeln erfolgen und anschließend für die Gesamtauslegung des Stromrichters jeweils für die einzelnen virtuellen Leistungshalbleiter der entsprechend ermittelte größte Bemessungsstrom gewählt werden. Diese Vorgehensweise entspricht jedoch einer Auslegung für den jeweiligen Arbeitspunkt nach der höchsten Belastung und berücksichtigt nicht, dass eventuell andere Leistungshalbleiter der Schaltung ihre Ziel-Junction-Temperatur noch nicht erreicht haben. Aufgrund des diodenabhängigen Anteils der Schaltverluste des IGBTs kann es in einem Arbeitspunkt sogar vorkommen, dass hierdurch die Ziel-Junction-Temperatur sogar überschritten wird.

Gegenüber des Basisalgorithmus zur Bestimmung einer optimalen Bauleistung kann durch

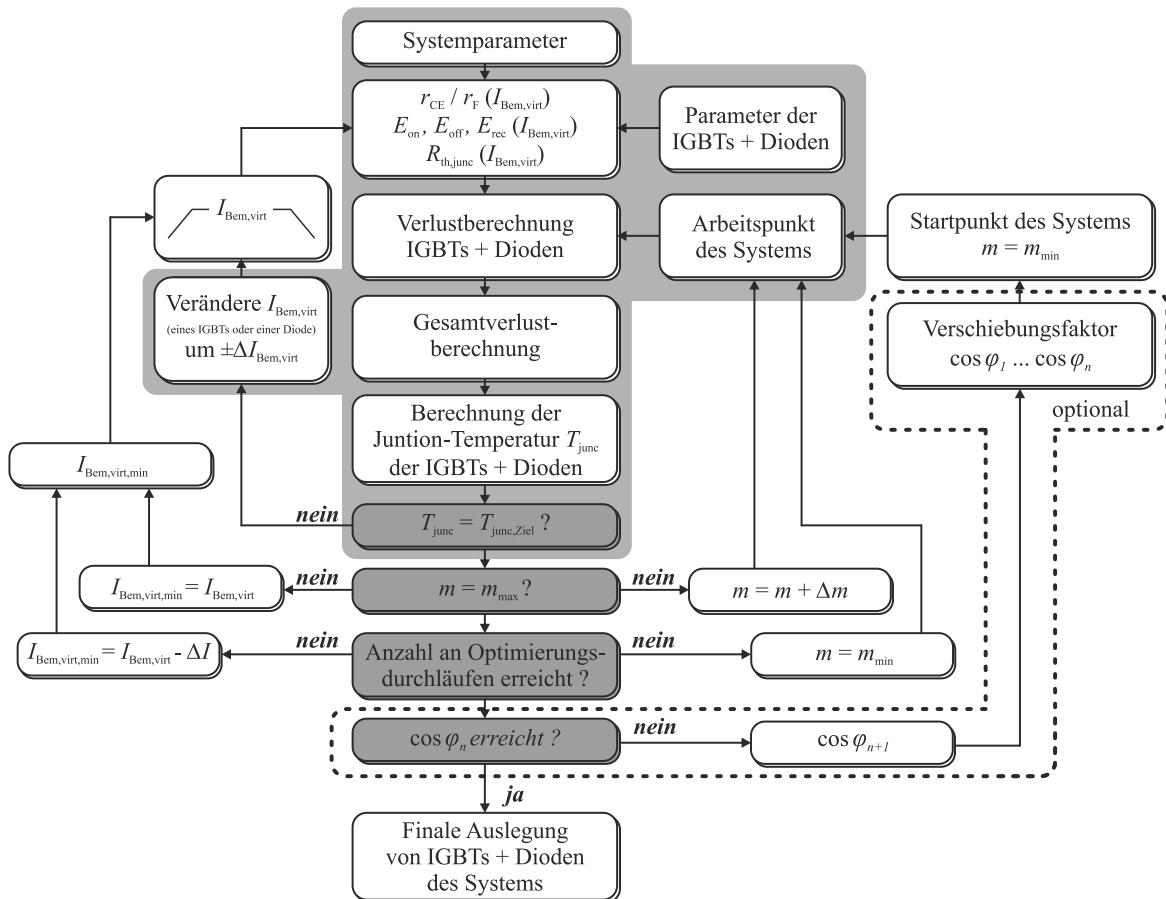


Abb. 5.18: Flussdiagramm des Algorithmus zur Bestimmung einer optimalen Bauleistung für eine definierte Ziel-Junction-Temperatur des Systems $T_{\text{junc,Ziel}}$ für alle Leistungshalbleiter des Systems über den gesamten Modulationsgradbereich; grau hinterlegter Basisalgorithmus nach Abbildung 5.16

ein erweitertes Verfahren nach [140], wie in Abbildung 5.18 dargestellt, sichergestellt werden, dass zu keinem Zeitpunkt der Untersuchung über den gesamten geforderten Arbeitsbereich (Modulationsgradbereich, Phasenverschiebungsbereich) die Ziel-Junction-Temperatur in keinem Arbeitspunkt überschritten und in mindestens einem Betriebspunkt erreicht wird. Da aufgrund der Abhängigkeit der Schaltverluste der IGBTs von der kommutierenden Diode die Verluste der einzelnen Leistungshalbleiter über den thermischen Widerstand des Kühlkörpers gekoppelt sind, werden in diesem Verfahren zwei Iterationsschleifen erforderlich.

Als Startpunkt der ersten Schleife wird ein beliebiger minimaler Startmodulationsgrad m_{min} (rechts in der Darstellung) festgelegt und dem Basisalgorithmus (hier in grau hinterlegt) zugeführt. Mit dem bekannten Algorithmus wird eine optimale Auslegung für die Leistungshalbleiter ermittelt, sodass wieder zu keinem Zeitpunkt der Untersuchung die Ziel-Junction-Temperatur eines Leistungshalbleiters überschritten wird. Beim nächsten Iterationsschritt der ersten Schleife wird der Modulationsgrad um den Faktor Δm erhöht, wobei der vorher ermittelte Bemessungsstrom der untersuchten Leistungshalbleiter jeweils als neue Basis der Auslegung angenommen wird. Aufgrund der thermischen Kopplung der auftretenden Verluste über den Kühlkörper und der Abhängigkeit der Einschaltverluste des IGBTs von der kommutierenden Diode kann es vorkommen, dass nicht für jeden Leistungshalbleiter die

Ziel-Junction-Temperatur erreicht wird.

Daher wird in einer zweiten Schleife die Bemessungsstromgrenze des virtuellen Leistungshalbleiters jeweils um ΔI reduziert und der Optimierungsprozess wieder mit dem Ausgangsmodulationsgrad $m = m_{\min}$ gestartet. Durch diese Methode wird eine Dimensionierung der virtuellen Leistungshalbleiter aus den anderen Betriebspunkten abgebildet. Die Anzahl an Optimierungsvorgängen legt gleichzeitig die Reduzierung der Bemessungsstromgrenze ΔI fest. Für die Untersuchung der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik der IGBTs wird zusätzlich eine optionale Schleife bezüglich des Phasenverschiebungsfaktors $\cos \varphi$ nachgeschaltet, um den gesamten Arbeitsbereich des Stromrichters zu analysieren.

5.6 Anwendung des Bauleistungsvergleichs

Für die Untersuchung der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik des Leistungshalbleitermoduls mittels Bauleistungsvergleich und virtuellem Leistungshalbleiter werden die Datenblattangaben der IGBT-Module des Herstellers Infineon Technologies AG verwendet. Der Grund hierfür ist, dass die bereits verwendeten Leistungshalbleiterchips ebenfalls von Infineon stammen [133, 134].

Für die Untersuchung wird die Infineon IGBT-Modulserie mit einer Sperrspannungsklasse von 1200 V verwendet. Die Leistungshalbleiter besitzen für die IGBTs eine Trench-/Feldstopp-Technologie der Generation vier, wie bereits in Kapitel 3.3 erläutert. Die Leistungshalbleitermodule mit der Infineon-Kennzeichnung FFxxxR12xx nach [141, 142] sind für unterschiedliche Bemessungsströme verfügbar. Hierbei werden, wie in Abbildung 5.19 gezeigt, Leistungshalbleiter mit einer Stromtragfähigkeit von 200 A (\circ), 450 A (\diamond), 600 A (\square) und 900 A (\triangleleft) ausgewählt, um so eine verwendbare Interpolation der vier ausgewählten Kenndaten der Leistungshalbleiter einer Technologie zu erhalten. Aus den entsprechenden Datenblättern kann für die Leistungshalbleiter eine maximale Junction-Temperatur von 150 °C entnommen werden. Die Berechnungsmethode aus [140] ermöglicht eine Bauleistungsuntersuchung mit virtuellem Leistungshalbleiter für unterschiedliche Chip-Charakteristiken.

Aus den entsprechenden Datenblattangaben der Leistungshalbleiter werden die Verlusteigenschaften für die Ziel-Junction-Temperatur benötigt. Aus den Angaben einer IGBT-Modulserie kann aus unterschiedlichen Bemessungsstromtragfähigkeiten anschließend eine Interpolation der Verluste für den Leistungshalbleiter durchgeführt werden. Die Schaltenergien der Chipdaten sind direkt im Datenblatt hinterlegt und können für die Interpolation übernommen werden. Ebenfalls aus dem Datenblatt kann die Ausschaltenergie der Diode übernommen werden. Sind diese Daten nicht vorhanden, so kann über die lineare Abhängigkeit der Reverse-Recovery-Ladung die Ausschaltenergie der Diode entsprechend der Junction-Ziel-Temperatur berechnet werden [52, 56].

Für den Leistungshalbleiter (\square): 600 A, siehe Abbildung 5.19), der als Ausgangsbasis gemäß Tabelle 5.2 verwendet wird, und die dazugehörige 1200 V IGBT-Serie sind die interpolierten Daten (\circ): 200 A, (\diamond): 450 A und (\triangleleft): 900 A) in Abhängigkeit des Bemessungsstro-

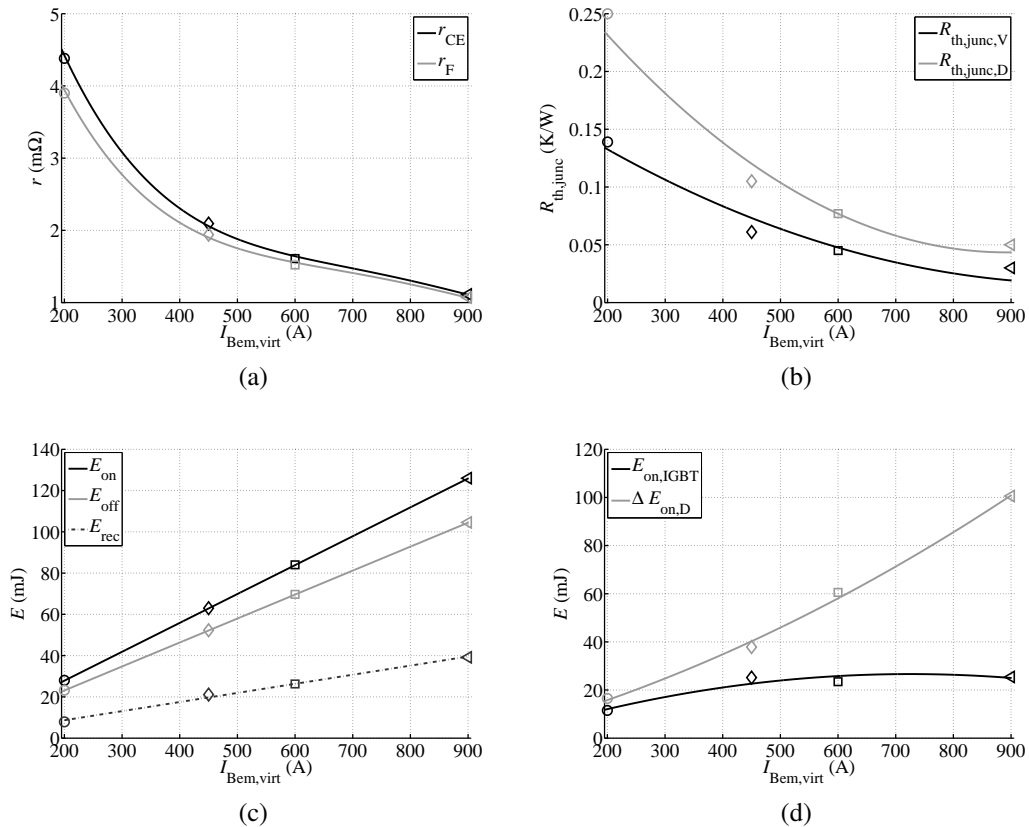


Abb. 5.19: Darstellung der Interpolation der leistungshalbleiterabhängigen Kenngrößen über dem Bemessungsstrom $I_{Bem,virt}$ der 1200 V IGBT-Serie der Infineon Technologies AG mit einer Ziel-Junction-Temperatur von $T_{junc,Ziel} = 150\text{ °C}$; der Marker kennzeichnet den entnommenen Wert aus dem Datenblatt für (○) 200 A, (◇) 450 A, (□) 600 A und (◁) 900 A; (a) Differenzielle Widerstände für den IGBT und die Diode, (b) Thermischer Widerstand zwischen Junction und Case für den IGBT und die Diode, (c) Ein- und Ausschaltenergien des IGBTs sowie die Ausschaltverluste der Diode, (d) Einschaltverlustenergien des IGBTs und von der Diode abhängiger Einschaltverlustanteil

mes des virtuellen Leistungshalbleiters in Abbildung 5.19 dargestellt. Die Durchlassverluste des IGBTs und der Diode können über die Interpolation des differentiellen Widerstandes r_{CE} bzw. r_F (Abbildung 5.19a) bestimmt werden. Dieses ist möglich, da die Schleusenspannung des IGBTs $U_{CE,0}$ und der Diode $U_{F,0}$ nicht vom Bemessungsstrom des entsprechenden Halbleiters abhängig ist. Der thermische Widerstand des IGBTs $R_{th,junc,V}$ und der Diode $R_{th,junc,D}$ der untersuchten Leistungshalbleiter sind in Abbildung 5.19b dargestellt. Für den thermischen Zusammenhang kann aufgrund der stationären Untersuchung die entsprechende thermische Kapazität vernachlässigt werden. Die Abbildungen zeigen, dass die differentiellen Widerstände sowie die thermischen Widerstände für IGBT und Diode mit zunehmendem Bemessungsstrom und folglich zunehmender Chipfläche abnehmen. Die Ein- und Ausschaltenergien des IGBTs E_{on} bzw. E_{off} sowie die Ausschaltverluste der Diode E_{rec} sind in Abbildung 5.19c für den Bemessungsstrombereich gezeigt. Die Abbildung 5.19d zeigt die Einschaltverlustenergien des IGBTs $E_{on,IGBT}$ und den von der Diode abhängigen Einschaltverlust-

lustanteil $\Delta E_{\text{on,D}}$. Dieser Zusammenhang ist bereits in Kapitel 3.3 dargestellt. Im Anschluss werden die Ergebnisse des Bauleistungsvergleiches der acht Trade-Off-Modulvarianten vorgestellt.

5.7 Ergebnisse des Bauleistungsvergleiches von Modulen mit unterschiedlichen $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-Off-Charakteristiken

Für den generatorseitigen Betrieb des Systems sind die Bemessungsströme sowie die Junction-Temperaturen der virtuellen Leistungshalbleiter für die unterschiedlichen $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-Off-Charakteristiken der acht unterschiedlichen Modulvarianten, über den gesamten Modulationsgradbereich von $m = 0 \dots 1$ bei einem Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = -0,9$, in den Abbildungen 5.20 und 5.21 gezeigt. Darüber hinaus zeigen die Abbildungen 5.23 und 5.24 die Bemessungsströme sowie die Junction-Temperaturen der virtuellen Leistungshalbleiter beim Einsatz des Phasenmoduls im netzseitigen Betrieb des Stromrichters bei einem Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = 0,9$ über den gesamten Modulationsgradbereich von $m = 0 \dots 1$ für die unterschiedlichen $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-Off-Charakteristiken der acht unterschiedlichen Modulvarianten.

Zur besseren Darstellung und der Verdeutlichung des Variantenvergleiches sind in den Abbildungen 5.22 und 5.25 jeweils die prozentuale Veränderung der ermittelten Durchlass- und Schaltverluste des entsprechenden Leistungshalbleiters der Varianten 1 bis 8 bezogen auf die Durchlass- und Schaltverluste der Basisvariante 1 gezeigt. Die Zusammenhänge bezüglich der prozentualen Veränderung werden aus Kapitel 5.4 übernommen. Die Veränderung wird dabei in Prozent angegeben und bedeutet bei einer positiven prozentualen Veränderung eine Verbesserung um $+x\%$ (Reduzierung der Verluste) bzw. bei einer negativen prozentualen Veränderung eine Verschlechterung um $-x\%$ (Erhöhung der Verluste) gegenüber der Basisvariante 1. Im Folgenden lässt sich dieser Zusammenhang ebenfalls auf die gezeigten Darstellungen der Bauleistungen (Abbildung 5.26 und im Anhang Abbildung 9.10) übertragen. Dabei bedeutet eine prozentuale Verbesserung eine geringere Bauleistung und umgekehrt eine prozentuale Verschlechterung eine höhere Bauleistung.

Für einen Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = -1,0$ bzw. $\cos \varphi = 1,0$ sind die Darstellungen jeweils im Anhang in den Abbildungen 9.6 und 9.7 bzw. 9.8 und 9.9 gezeigt. Zur Vereinfachung der Abbildungen werden jeweils nur die Kennlinien der oberen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke dargestellt, da die unteren Leistungshalbleiter aufgrund der Symmetrie gleich sind.

Untersuchung der Verluste - Generatorseitiger Betrieb der acht Trade-off-Modulvarianten

Aus Kapitel 4.3.1 ist bekannt, dass die Schalt- und Durchlassverlustverteilung eines dreistufigen NPC-Stromrichters deutlich komplexer im Vergleich zu einem zweistufigen Stromrichter ist. Aufgrund der hohen Anzahl an Leistungshalbleitern in einer Halbbrücke ist die

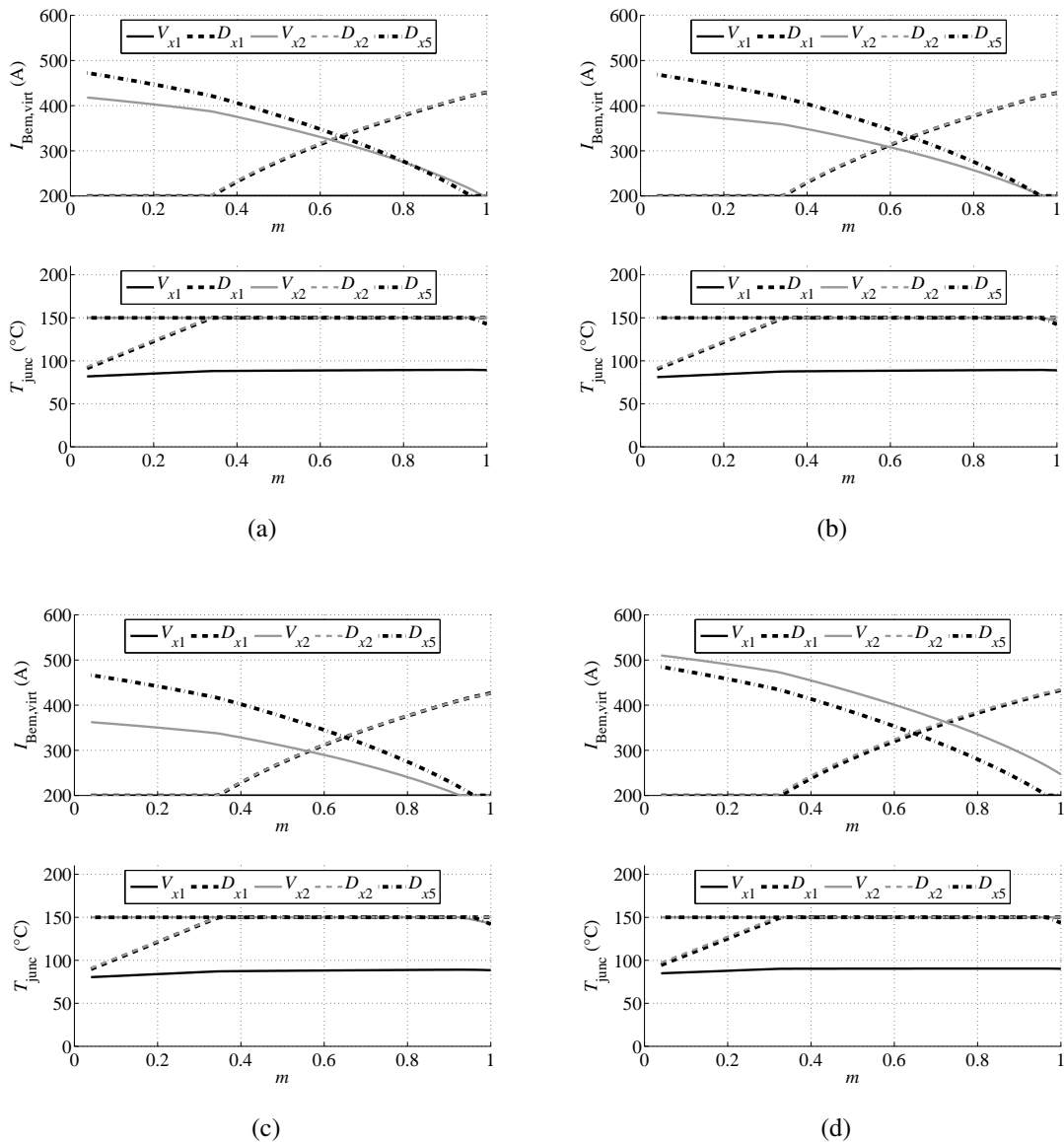


Abb. 5.20: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie die entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den generatorseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 2500\text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100\text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500\text{ V}$ und $I_x = 600\text{ A}$ für $\cos \varphi = -0,9$; (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4

Verteilung stärker vom Betriebspunkt des Systems abhängig. Bei einem negativem Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = -0,9$, ergibt sich vor allem für die inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}) ein großer Bemessungsstrom, der auf den hohen Anteil von ca. 95 % (420 W) der Gesamtverluste der inneren Leistungshalbleiter an den Gesamtverlusten der IGBTs ca. 440 W zurückzuführen ist. Die Schaltverluste der inneren Leistungshalbleitern (V_{x2} / V_{x3}) machen dabei etwa 60 % der Gesamtverluste der IGBTs aus. Ein weiterer Grund hierfür sind die auftretenden Durchlassverluste an den äußeren Dioden (D_{x1} / D_{x4}), die ca. 840 W der Gesamtverluste der Dioden in Höhe von 1140 W ausmachen. Da die Leitzeiten

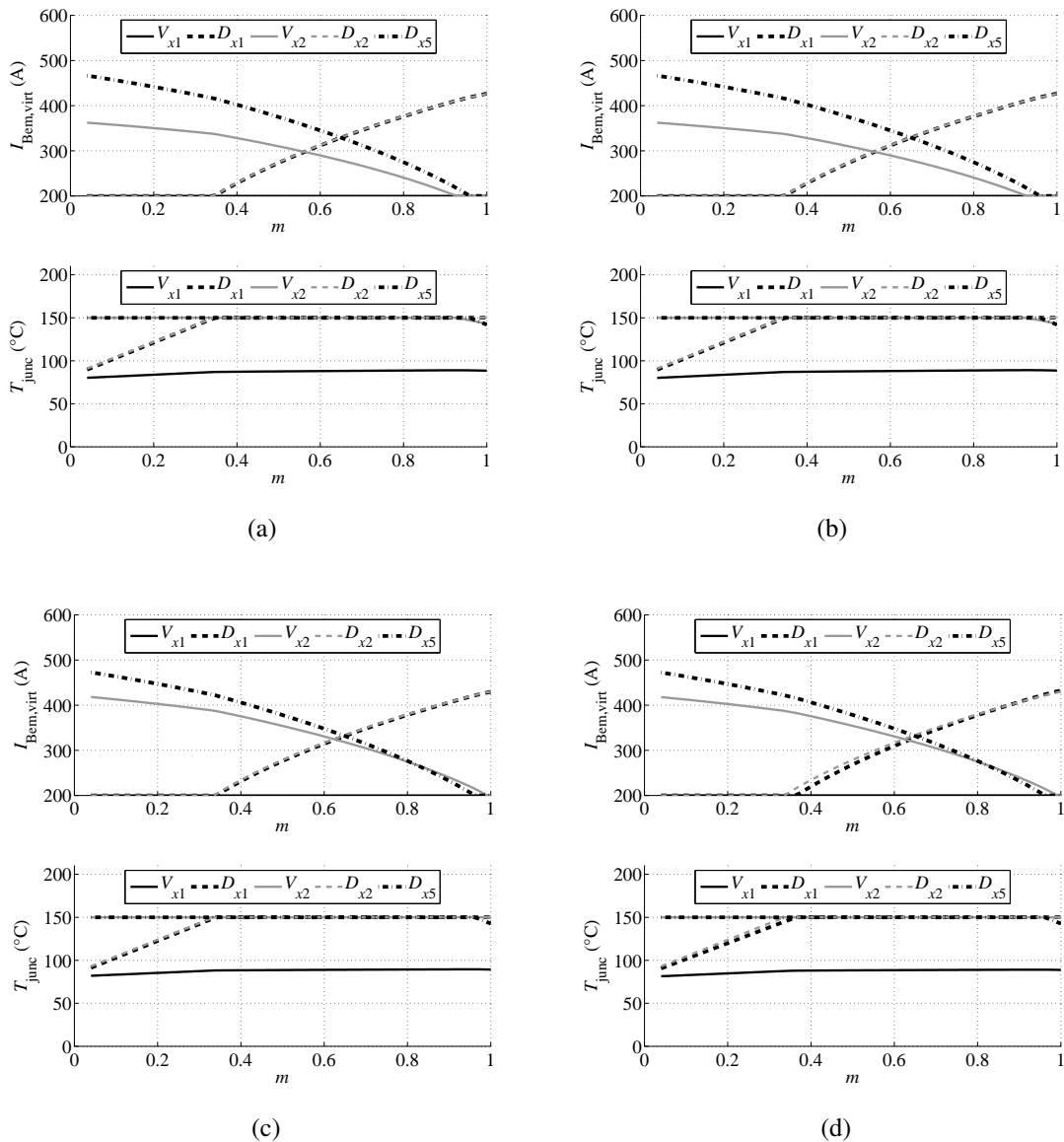


Abb. 5.21: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie die entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den generatorseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 2500 \text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100 \text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ und $I_x = 600 \text{ A}$ für $\cos \varphi = -0,9$; (a) Variante 5, (b) Variante 6, (c) Variante 7 und (d) Variante 8

und Durchlassverluste mit steigendem Modulationsgrad abnehmen, sinkt entsprechend der virtuelle Bemessungsstrom für diese Bauelemente.

Die hohen Durchlassverluste der inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}) von Variante 4 sorgen für den größten Bemessungsstrom, da die Durchlassverluste dieser Trade-off-Charakteristik am größten ist und aufgrund der Leitzeit bei kleinem Modulationsgrad am stärksten ins Gewicht fällt. Für Variante 6 kann der geringste Bemessungsstrom festgestellt werden, da der Leistungshalbleiter eine sehr kleine Sättigungsspannung besitzt. Somit hat Variante 6, wie in Abbildung 5.22b gezeigt, eine positive Veränderung von fast 15 % gegenüber der Basisvari-

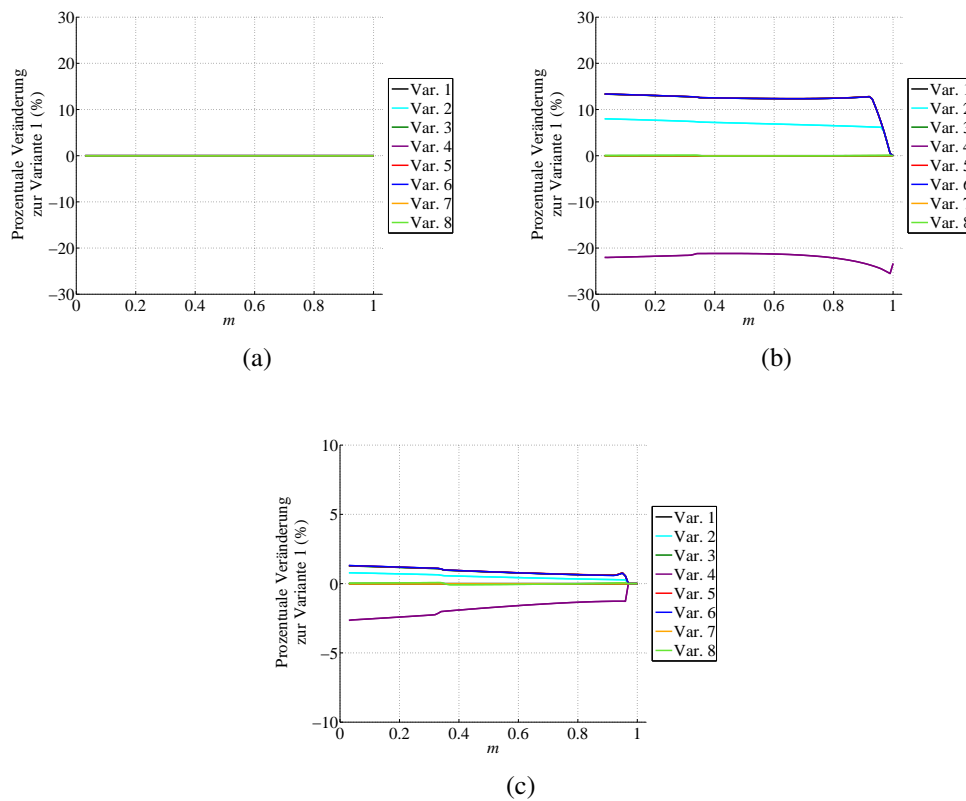


Abb. 5.22: Darstellung der prozentualen Veränderung der Durchlass- und Schaltverluste des entsprechenden Leistungshalbleiters der Varianten 1 bis 8 bezogen auf die Durchlass- und Schaltverluste der Basisvariante 1 bei $f_{sw} = 2500\text{ Hz}$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{DC} = 1500\text{ V}$ und $I_x = 600\text{ A}$ für den generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -0,9$; (a) V_{x1} (b) V_{x2} und (c) D_{x5}

ante 1, wohingegen Variante 4 für eine negative Veränderung von mehr als 20 % sorgt. Für Variante 4 kann kein minimaler Bemessungsstrom von 200 A erreicht werden, auch nicht bei einem Modulationsgrad von $m = 1$. Daher ergibt sich für die prozentuale Veränderung der Variante 4 bei $m = 1$ ein entgegengesetztes Verhalten gegenüber allen anderen Varianten.

Ähnlich ist das Verhalten für die Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}) des Systems. Für kleine Modulationsgrade stellt sich ein hoher Bemessungsstrom ein, jedoch ist der Unterschied zwischen den einzelnen Trade-Off-Varianten sehr klein. Es konnten, wie in Abbildung 5.22c dargestellt, hier nur Veränderungen von ca. $\pm 2\%$ festgestellt werden, da die Beeinflussung hauptsächlich über den schaltenden Leistungshalbleiter passiert. Die Junction-Temperatur der Clamping-Dioden nimmt für alle acht Modulvarianten erst ab einem Modulationsgrad von $m \approx 0,95$ ab. Die äußeren Leistungshalbleiter (V_{x1} / V_{x4}) verursachen im generatorseitigen Betrieb kaum Verluste, weshalb hier der vorab definierte minimale Bemessungsstrom von 200 A für alle acht Leistungshalbleitervarianten über den gesamten Modulationsgradbereich ausreicht und somit keine Veränderung, wie in Abbildung 5.22a gezeigt, erkennbar ist.

Die Bemessungsströme der Clamping-Dioden und der inneren Leistungshalbleiter sind für

$\cos \varphi = -1,0$ ein wenig kleiner, da in diesem Betriebspunkt an den Leistungshalbleitern entsprechend kleinere Schaltverluste auftreten. Der Grund hierfür ist die Entlastung der Clamping-Dioden und eine zunehmend stärkere Belastung der äußeren und inneren Freilaufdioden sowie eine stärkere Belastung der inneren Leistungshalbleiter im generatorseitigen Betrieb.

Entsprechend den Abbildungen 5.20 und 5.21 steigt der Bemessungsstrom für die äußeren (D_{x1} / D_{x4}) und die inneren Freilaufdioden (D_{x2} / D_{x3}) erst ab einem Modulationsgrad von $m \approx 0,4$, somit wird erst ab diesem Betriebspunkt die Ziel-Junction-Temperatur erreicht. Die zusätzlich auftretenden Schaltverluste von (D_{x1} / D_{x4}) führen zu einem minimal größeren Bemessungsstrom dieser Dioden gegenüber den inneren Freilaufdioden. Ein größerer Bemessungsstrom ergibt sich für einen Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = -1,0$, da die Ziel-Junction-Temperatur der Freilaufdioden bereits bei einem kleineren Modulationsgrad erreicht wird, wie in den Abbildung 9.6 und 9.7 im Anhang dargestellt. Über alle acht Varianten sind die Bemessungsströme für die Freilaufdioden nahezu identisch, da hier keine veränderte Auslegung der Trade-Off-Charakteristik erfolgt ist.

Untersuchung der Verluste - Netzseitiger Betrieb der acht Trade-off-Modulvarianten

In den Abbildungen 5.23 und 5.24 sind die Bemessungsströme und die Junction-Temperaturen bei netzseitigem Betrieb des Stromrichters dargestellt. Es ist erkennbar, dass sich das Verhalten beim Einsatz des Leistungshalbleitermoduls für die unterschiedlichen Varianten im netzseitigen Stromrichter bei einem Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = 0,9$ gegenüber dem generatorseitigen Einsatz des Moduls unterscheidet. Für die äußeren und inneren Freilaufdioden (D_{x1} / D_{x4}) bzw. (D_{x2} / D_{x3}) wird der Bemessungsstrom der Halbleiter auf das Minimum von 200 A ausgelegt. Für diese Leistungshalbleiter treten in diesem Betriebspunkt kaum Schalt- und Durchlassverluste auf. Für $\cos \varphi = 1,0$ treten an diesen Bauteilen keine Verluste auf, wie in den Abbildung 9.8 und 9.9 im Anhang dargestellt. Es wird daher durch den Algorithmus der minimale Bemessungsstrom von 200 A gewählt. Aufgrund der Wahl des minimalen Bemessungsstromes wird für alle acht Varianten die Ziel-Junction-Temperatur der Freilaufdioden nicht erreicht.

Die Auslegung des Stromrichters für den netzseitigen Betrieb ist maßgeblich von den Durchlassverlusten der äußeren Leistungshalbleitern (V_{x1} / V_{x4}) und der Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}) abhängig, da diese den größten Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen.

Das Verhalten für die äußeren Leistungshalbleiter (V_{x1} / V_{x4}) ist in Abbildung 5.25a dargestellt. Für die äußeren Leistungshalbleiter steigt der Bemessungsstrom mit steigendem Modulationsgrad, aufgrund der zunehmenden Durchlassverluste, an. Dieses bedeutet, dass die Leistungshalbleiter mit einer durchlassoptimierten Trade-Off-Charakteristik einen sehr geringen Bemessungsstrom erhalten. Somit schneiden für die äußeren Leistungshalbleiter die Varianten 3, 7 und 8 besonders gut mit einem Bemessungsstrom von ca. 400 A ab. Den größten Bemessungsstrom besitzt Variante 4, da die äußeren Leistungshalbleiter sehr hohe Durchlassverluste haben, die sich besonders negativ auf das Gesamtverlustverhalten der Variante 4

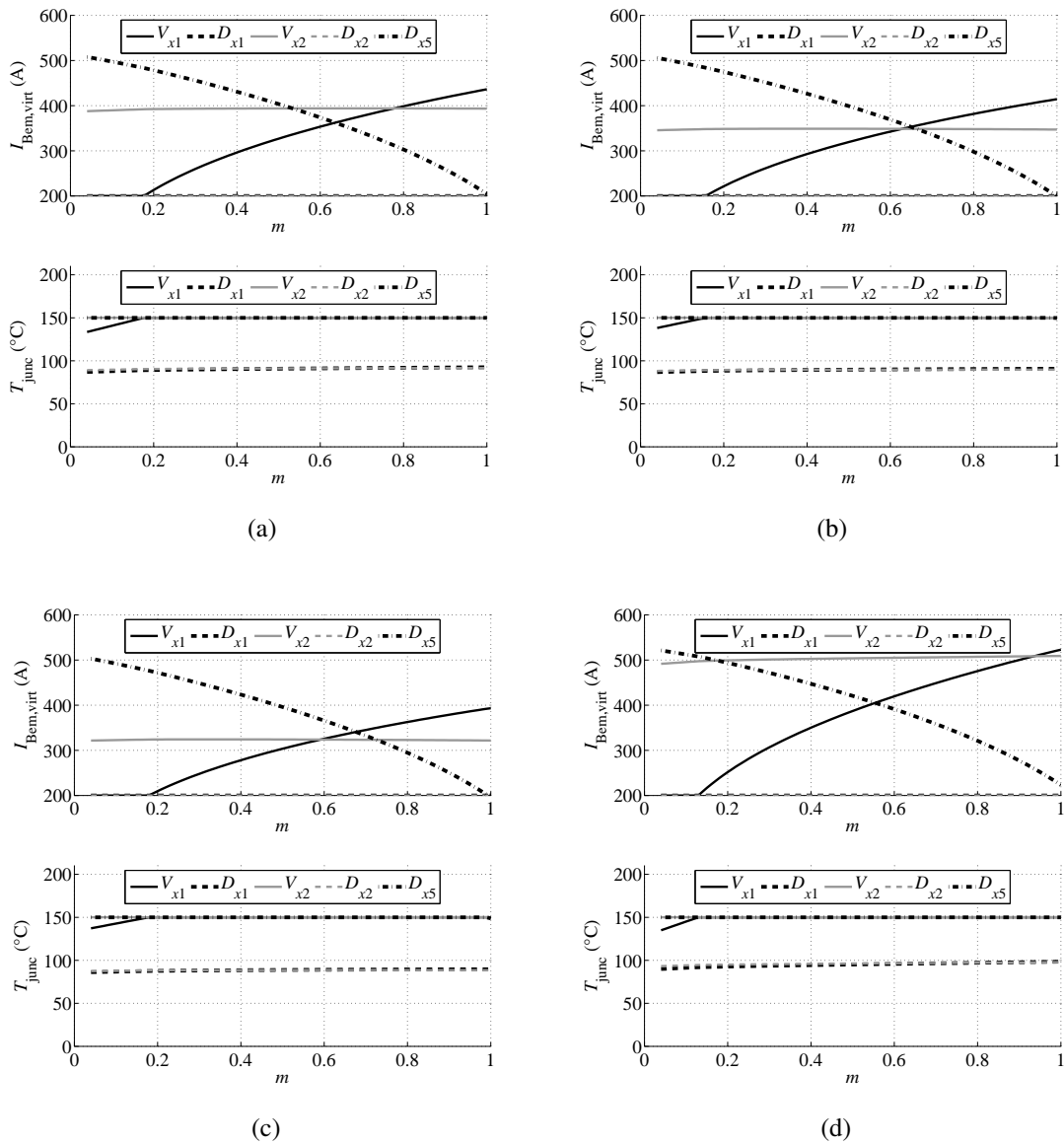


Abb. 5.23: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie die entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 4500\text{Hz}$, $f_{\text{N}} = 50\text{Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500\text{V}$ und $I_{\text{x}} = 600\text{A}$ für $\cos \varphi = 0,9$; (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3 und (d) Variante 4

gegenüber der Basisvariante 1 auswirken. Auffällig ist, wie in Abbildung 5.24d dargestellt, dass durch die veränderte Stromtragfähigkeit der äußeren Leistungshalbleiter der Variante 8, die Ziel-Junction-Temperatur erst bei deutlich größerem Modulationsgrad gegenüber den anderen Varianten erreicht wird. Daraus folgt, dass bei einem Modulationsgrad $m \approx 0,3$ eine prozentuale Verbesserung von den äußeren Leistungshalbleitern von mehr als +20 % auftritt, wie in Abbildung 5.25a gezeigt. Mit steigendem Modulationsgrad nimmt die Verbesserung jedoch wieder deutlich ab. Dieser Zusammenhang verdeutlicht, dass die alleinige Vergrößerung der Chipfläche nicht ausreicht, sondern die Trade-Off-Charakteristik ebenfalls einen

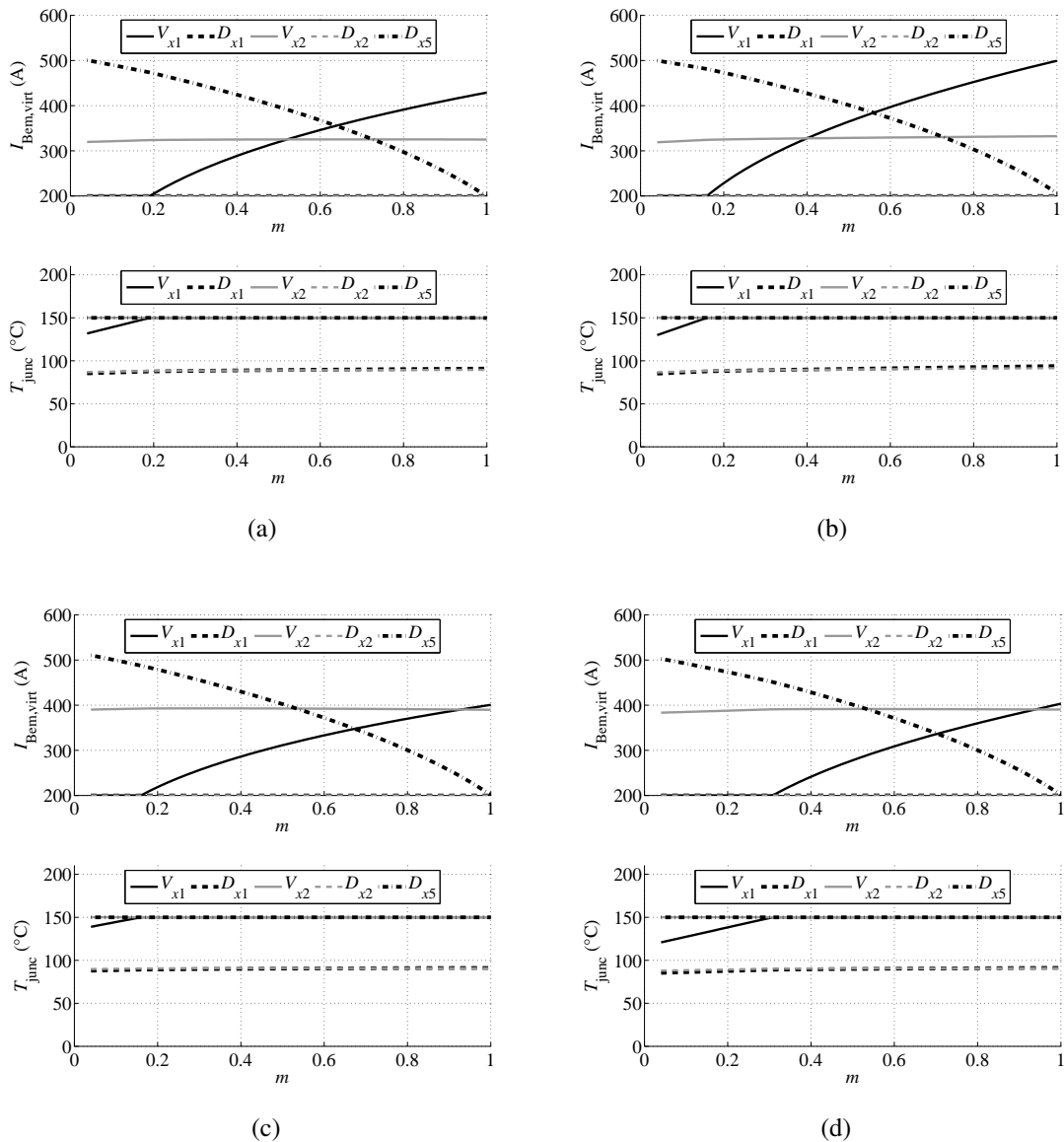


Abb. 5.24: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie die entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 4500\text{Hz}$, $f_{\text{N}} = 50\text{Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500\text{V}$ und $I_{\text{x}} = 600\text{A}$ für $\cos \varphi = 0,9$; (a) Variante 5, (b) Variante 6, (c) Variante 7 und (d) Variante 8

starken Einfluss besitzt, um ein gutes Leistungshalbleiterdesign zu erzielen.

Die Auslegung für die inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}) ist über den gesamten Modulationsgradbereich nahezu konstant. Der Grund hierfür ist, dass diese Halbleiter fast dauerhaft leiten. Für die einzelnen Trade-Off-Charakteristiken unterscheidet sich jedoch die Auslegung deutlich, wie in der Abbildung 5.25b gezeigt. Mit einer negativen prozentualen Veränderung von etwas über 30 % gegenüber der Basisvariante 1 schneidet Variante 4 aufgrund der höchsten Verluste als schlechtestes ab. Weitaus besser sind hierbei die Varianten 5, 6 und vor allem 3; hier können positive prozentuale Veränderungen von ca. 18 % gegenüber der Basisvariante

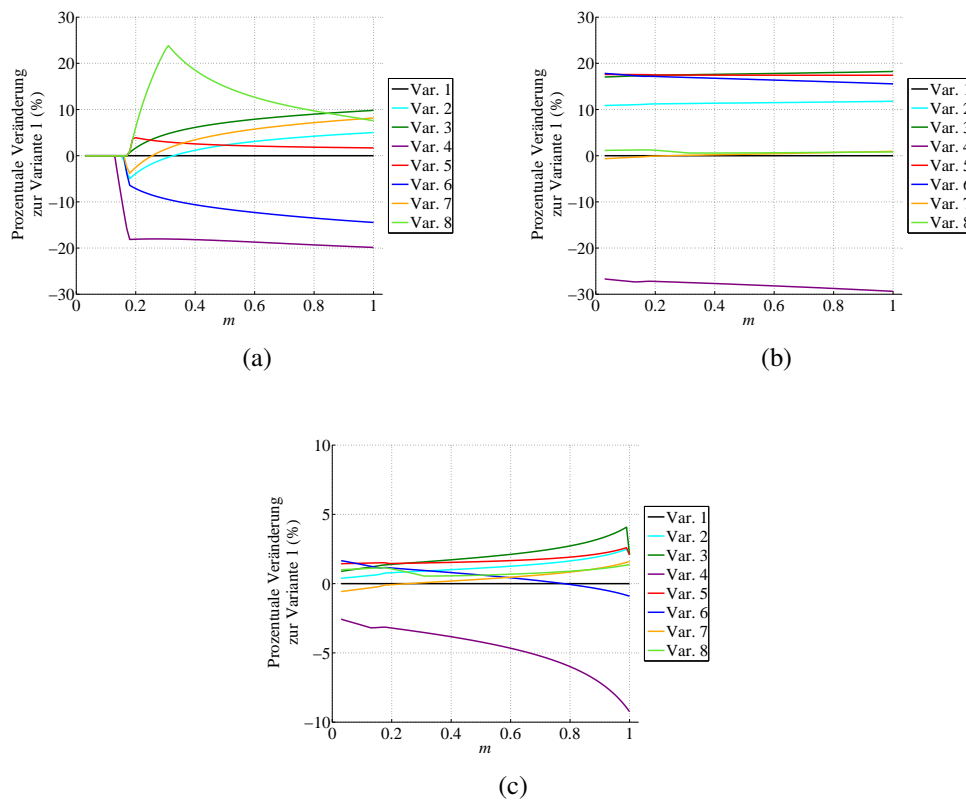


Abb. 5.25: Darstellung der prozentualen Veränderung der Durchlass- und Schaltverluste des entsprechenden Leistungshalbleiters der Varianten 1 bis 8 bezogen auf die Durchlass- und Schaltverluste der Basisvariante 1 bei $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{DC} = 1500 \text{ V}$ und $I_x = 600 \text{ A}$ für den netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 0,9$; (a) V_{x1} (b) V_{x2} und (c) D_{x5}

1 erreicht werden. Dieses gute Ergebnis liegt vor allem an der verwendeten P2 Trade-Off-Charakteristik der Leistungshalbleiter, die besonders niedrige Durchlassverluste besitzt. Für einen Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = 1,0$ steigen die Bemessungsströme über alle acht Varianten leicht an, da die Durchlass- und Schaltverluste zunehmen (siehe Anhang: Abbildung 9.8 und 9.9).

Mit steigendem Modulationsgrad sinkt die Leitdauer der Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}) welches zur Folge hat, dass der Bemessungsstrom abnimmt. Durch die gegenseitige Beeinflussung zeigt sich, wie in Abbildung 5.25c dargestellt, dass Variante 5 und vor allem 3 eine positive Veränderung von bis zu fast 4 % zeigen, wodurch sich für diese Varianten der kleinste Bemessungsstrom ausbildet. Die entsprechende Leitdauer der Clamping-Dioden führt des Weiteren dazu, dass eine schaltoptimierte $U_{CE,sat}-E_{off}$ -Trade-Off-Charakteristik (Variante 4) zu einer negativen Veränderung gegenüber Basisvariante 1 führt.

Vergleich der Bauleistungen des generator- und netzseitigen Betriebs der acht Trade-off-Modulvarianten

Die Abbildung 5.26 zeigt die unterschiedlichen Bauleistungen bezogen auf die Nennleistung des Stromrichters für die acht Varianten der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik nach Tabelle 5.2 über dem Modulationsgrad m sowie eine Darstellung der prozentualen Veränderung der Bauleistung gegenüber Basisvariante 1 für einen Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = \pm 0,9$ bei einem Phasenausgangsstrom von $I_x = 600$ A. Im Anhang ist diese Darstellung ebenfalls für einen Phasenverschiebungsfaktor von $\cos \varphi = \pm 1,0$ in der Abbildung 9.10 gezeigt.

Für den generatorseitigen Einsatz des Moduls zeigt sich, dass die Bauleistung am größten für die Variante 4 und am kleinsten für Variante 6 ausfällt. Die prozentuale Veränderung gegenüber der Basisvariante 1 verschlechtert sich für Variante 4 um 7,5 %, wohingegen Variante 6 eine positive Veränderung von fast 4,5 % erreicht. Hiermit wird deutlich, dass die

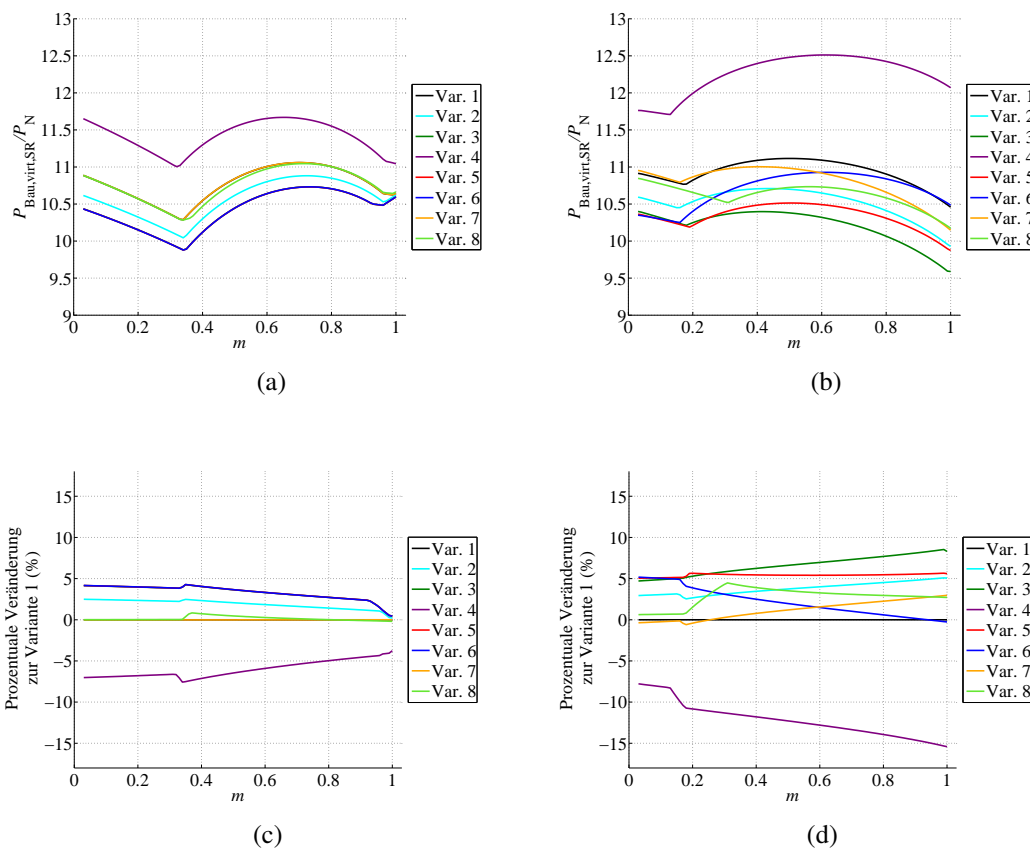


Abb. 5.26: Darstellung der unterschiedlichen Bauleistungen bezogen auf die Nennleistung des Stromrichters für die Varianten 1 bis 8 der Trade-Off-Charakteristik sowie eine Darstellung der prozentualen Veränderung der Bauleistung der Varianten 1 bis 8 bezogen auf die Bauleistung der Basisvariante 1 bei $m = 0 \dots 1$, $U_{DC} = 1500$ V, $I_x = 600$ A für den Einsatz des NPC-Stromrichtermoduls (a),(c) generatorseitig: $f_{sw} = 2500$ Hz, $f_{el} = 100$ Hz, $\cos \varphi = -0,9$ und (b),(d) netzseitig: $f_{sw} = 4500$ Hz, $f_N = 50$ Hz, $\cos \varphi = 0,9$

Varianten 3, 5 und vor allem 6 die geringsten Bauleistungen besitzen und so für die Auswahl eines Moduls vorzuziehen sind. Ein Grund hierfür ist die Low-Loss-Charakteristik der inneren Leistungshalbleiter, die somit eine besonders gute Durchlasseigenschaft besitzen.

Für den Einsatz des Phasenmoduls im netzseitigen Stromrichterbetrieb schneidet erneut Variante 4 aufgrund der zu hohen Sättigungsspannung des Leistungshalbleiters am schlechtesten ab. Hier zeigen Variante 3 und 5 die besten Ergebnisse bei der Bauleistung und erzielen eine positive Veränderung von deutlich über 5 % gegenüber der Basisvariante 1 für den gesamten Modulationsgradbereich bei einem Phasenausgangsstrom des Systems von $I_x = 600$ A. Der Grund liegt erneut an den geringen Durchlassverlusten der Leistungshalbleiter.

5.8 Zusammenfassung und Vergleich der Trade-Off-Ergebnisse

Für ein dreistufiges NPC-Phasenmodul kann durch die Wahl einer geeigneten Kombination von äußeren und inneren Leistungshalbleitern mit unterschiedlicher $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik ein optimales NPC-Leistungshalbleitermodul für den Einsatz in einem Windenergieanlagenstromrichter aufgebaut werden. Ein Vorteil ist, dass neben einer Reduzierung der Schalt- und Durchlassverluste der IGBTs auch eine Beeinflussung der Diodenverluste und eine Reduzierung der einzelnen Temperaturen an den Leistungshalbleitern erreicht werden kann. Die unterschiedlichen Einflüsse, wie Stromtragfähigkeit der Halbleiter, Generation des Chips, Aufbau des Moduls, Trade-Off-Charakteristik der Chips, Schaltfrequenz, Phasenverschiebungsfaktor, Modulationsgrad, Spannungsklasse und Kühlsystem sind nur einige der Parameter, die zum einen starken Einfluss haben und zum anderen ein optimales Moduldesign ausmachen. Mittels einer Simulation in MATLAB®/Simulink® und der Erweiterung PLECS® sowie eines Bauleistungsvergleichs lassen sich unterschiedliche Eigenschaften der einzelnen Leistungshalbleiter und entsprechenden Modulvarianten testen, um deutlich schneller eine optimale Auslegung zu erzielen.

Je größer die Leistungsklasse des Halbleiters ist und je unterschiedlicher die die Bauformen der Module sind, desto schwieriger ist es, einen exakten Vergleich mittels dieser Simulationmöglichkeiten zu erhalten. Dieses begründet sich darin, dass die Grundlage dieser Untersuchungen jeweils die Datenblattangaben der einzelnen Leistungshalbleiter ist, die entsprechend als Wertetabelle zur Verfügung stehen und der Software als Grundlage dienen. Ein Problem hierbei ist, dass die Angaben in den Datenblättern meist nur für einen exakten Betriebspunkt spezifiziert sind. Die hinterlegten Kennlinien der Datenblätter (z.B. der Verluste) basieren dann auf weiteren Berechnungen. Besser wäre es, die zu untersuchenden Leistungshalbleiter beispielsweise mittels Doppelpulsversuch zu vermessen, um so umfangreiche Kennlinien der Schalt- und Durchlassverluste für die zu untersuchenden Arbeitsbereiche der Simulation zur Verfügung stellen zu können, um dadurch vor allem Abweichungen bei kleinen Phasenströmen zu vermeiden und klarere Aussagen treffen zu können. Noch schwieriger ist es, wenn nur die Trade-Off-Kurve eines spezifischen Leistungshalbleiters bei einem Bemessungsstrom einer Technologie bekannt ist. Eine Skalierung der Daten ist eine sehr gute Möglichkeit, um einen ersten Vergleich in die richtige Auslegungsrichtung zu

schaffen. In einem nächsten Schritt müssten der Aufbau und eine experimentelle Vermessung dieses Moduls erfolgen. Mit diesen durch ein Experiment gewonnenen Daten, wäre es möglich, erneut einen präziseren Abgleich durch eine zweite Iteration zu erhalten.

Die Analyse hat gezeigt, dass für die optimale Performance eines dreistufigen Stromrichters für den Einsatz in Windenergieanlagen eine Optimierung der Basisvariante einen klaren Vorteil bringt. Für den generatorseitigen als auch für den netzseitigen Stromrichter wird je eine unterschiedliche Variante erforderlich sein, um die beste Performance des Systems zu erhalten. Für ein gemeinsames Modul müsste mit einer Break-Even-Analyse der Kostenvorteil gegenüber den technischen Verbesserungen abgewogen werden. Dabei geht es um die Frage, ob zwei Module in der Serienfertigung zu teuer sind oder sich der Einsatz eines eigenen Moduls für beide Anwendungen rentiert.

Aufgrund der durchgeführten Simulationen kann festgehalten werden, dass Variante 6 (HVCE, P2) für den generatorseitigen Einsatz vorzuziehen ist und für den netzseitigen Betrieb die Variante 5 (STD, P2) bessere Ergebnisse gegenüber der Basisvariante 1 in Bezug auf die Gesamtverluste und die Bauleistung erzielt. Dieses Ergebnis der Wahl der beiden Varianten ergibt sich aus dem simulativen Vergleich sowie dem Bauleistungsvergleich, wie in den Tabelle 5.4 (generatorseitiger Einsatz) und 5.5 (netzseitiger Einsatz) dargestellt.

Die Bewertung der Tabellen ist wie folgt aufgebaut: (+++) sehr gutes Ergebnis, (++) (+), (o) neutrales Ergebnis, (-), (- -), (- - -) sehr schlechtes Ergebnis, (k.A.) keine Angabe und (m.B.) minimaler Bemessungsstrom. Für ein Merkmal mit einer sehr guten Eigenschaft (+ + +) gilt beispielhaft, dass bei der Untersuchung sehr kleine Bemessungsströme, sehr kleine Verluste oder eine sehr kleine Temperatur auftraten oder insgesamt ein sehr gutes Ergebnis erzielt werden konnte.

Vor allem für die Bewertung im generatorseitigen Betrieb sind die Ergebnisse der Bauleistungsuntersuchung und die Ergebnisse aus der Simulation schwer miteinander vergleichbar, da unterschiedliche Maßstäbe angesetzt wurden. Die sehr gute Bewertung der Verluste beispielhaft bei Variante 8 zeigt nur ein unverändertes Verhalten zur Basisvariante 1. Dahingegen ist die schlechte Bewertung der Bauleistung beispielhaft bei Variante 8 immer noch eine Verbesserung um 1 % gegenüber der Basisvariante 1. Der Grund für die geringen positiven Veränderungen in der Simulation gegenüber der Basisvariante 1 ist, dass die Verluste der Dioden den größten Anteil an den Gesamtverluste des Phasenmoduls haben und diese nicht mittels einer Trade-off-Beeinflussung verändert wurden. Daher kann im generatorseitigen Betrieb die Bauleistung hauptsächlich als Anhaltspunkt für die Auswahl der optimalen Variante angewendet werden. Im netzseitigen Betrieb kann hingegen eine deutliche Bewertung anhand der Ergebnisse aus der Simulation und der Bauleistung getroffen werden, da hier aktiv Einfluss auf die schaltenden Leistungshalbleiter genommen wird, weshalb die Maßstäbe zwischen Simulation und Bauleistung vergleichbar sind. Daher konnte bei der Analyse mit Hilfe des simulativen Vergleiches bereits eine grobe Vorauswahl getroffen werden, die anhand des Bauleistungsvergleiches präzisiert wurde. Damit zeigt sich, dass die Veränderung der Trade-Off-Charakteristik insgesamt bessere Ergebnisse im Verhältnis zur Veränderung der Chipfläche liefert.

Tab. 5.4: Gesamtauswertung der Varianten 1 bis 8 für den simulativen Verlustvergleich und den analytischen Bauleistungsvergleich für den generatorseitigen Einsatz des NPC-Phasenmoduls

	Var. 1	Var. 2	Var. 3	Var. 4	Var. 5	Var. 6	Var. 7	Var. 8
$P_{\text{Verl.,V}}$	k.A.	---	--	+	o	-	++	+++
$P_{\text{Verl.,D}}$	k.A.	---	--	++	o	o	+	+++
\emptyset Temp. LHL	k.A.	---	--	o	-	--	+	---
$P_{\text{Bau,virt,SR}}/P_{\text{N}}$	-	o	+	---	++	+++	--	-
$I_{\text{Bem,virt V1/V4}}$	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.
$I_{\text{Bem,virt V2/V3}}$	--	o	+	---	++	+++	---	-
$I_{\text{Bem,virt D1/D4}}$	-	o	+	---	++	+++	-	--
$I_{\text{Bem,virt D2/D3}}$	-	o	+	---	++	+++	--	-
$I_{\text{Bem,virt D5/D6}}$	-	+	+	---	++	+++	--	o
Ges. Ergebnis	k.A.	--	+	---	++	+++	-	o

Für einen dreistufigen NPC-Stromrichter ist vor allem die Wahl der $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-Off-Charakteristik der inneren Leistungshalbleiter entscheidend, denn die hohe Leitdauer der inneren Leistungshalbleiter erfordert eine niedrige Durchlassspannung. Eine klare Verbesserung der Performance des Stromrichters ergäbe sich, wenn alle Leistungshalbleiter (IGBTs und Dioden) innerhalb des Moduls in ihren Trade-Off-Eigenschaften beeinflusst werden würden und aus dieser Kombination anhand des simulativen Vergleiches ein optimales Modul gefunden würde. Jedoch war das Ziel dieser Arbeit ausschließlich, Einfluss auf die schaltbaren Leistungshalbleiter, durch die Veränderung der Chipfläche, wie bei Variante 8, oder der Beeinflussung der IGBTs im $U_{\text{CE,sat}}-E_{\text{off}}$ -Trade-Off-Verhalten, wie bei Variante 2 bis 7, zu nehmen. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass eine ausschließliche Beeinflussung der schaltbaren Leistungshalbleiter nicht vollständig ausreicht, jedoch eine klare Aussage über eine Richtung des optimalen Designs gibt.

Tab. 5.5: Gesamtauswertung der Varianten 1 bis 8 für den simulativen Verlustvergleich und den analytischen Bauleistungsvergleich für den netzseitigen Einsatz des NPC-Phasenmoduls

	Var. 1	Var. 2	Var. 3	Var. 4	Var. 5	Var. 6	Var. 7	Var. 8
$P_{\text{Verl.,V}}$	k.A.	-	o	---	+++	+	--	++
$P_{\text{Verl.,D}}$	k.A.	-	o	---	+++	+	--	++
\emptyset Temp. LHL	k.A.	--	+	---	+++	o	---	++
$P_{\text{Bau,virt,SR}}/P_{\text{N}}$	--	+	+++	---	++	--	--	o
$I_{\text{Bem,virt V1/V4}}$	--	+	++	---	+	--	++	+++
$I_{\text{Bem,virt V2/V3}}$	-	+	++	---	+++	+	--	o
$I_{\text{Bem,virt D1/D4}}$	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.
$I_{\text{Bem,virt D2/D3}}$	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.	m.B.
$I_{\text{Bem,virt D5/D6}}$	--	+	+++	---	++	-	-	o
Ges. Ergebnis	k.A.	o	++	---	+++	-	--	+

6 Leistungsvermessung des dreistufigen Stromrichters

In diesem Abschnitt werden verschiedene Konzepte zur Bestimmung der Verluste eines leistungselektronischen Systems vorgestellt. Im Speziellen wird auf das verwendete Konzept mit zirkulierender Leistung eingegangen und die erforderlichen Adaptionen für die Anwendung vorgestellt. Ebenso werden die Grundlagen zur Ermittlung der Verluste mittels der zirkulierenden Leistung beschrieben. Im Anschluss wird die Untersuchung mittels zirkulierender Leistung simuliert und die Ergebnisse der Simulation aufgezeigt. Darüber hinaus werden die gemessenen Ergebnisse der zirkulierenden Leistungsvermessung vorgestellt und diskutiert. Abschließend erfolgt ein Vergleich von Simulation und gemessenen Ergebnissen der zirkulierenden Leistungsvermessung.

6.1 Konzepte der Leistungsvermessung

Nach der Entwicklung und der ersten erfolgreichen Inbetriebnahme eines Umrichtersystems dient eine Wirkungsgradmessung bzw. ein Leistungstest zur Ermittlung der Verluste, der Verifikation der Gesamteffizienz und der Überprüfung der Performance des Systems in den verschiedenen Betriebspunkten [143].

Mit Hilfe dieser Testverfahren kann die Performance des Systems in einem ersten Arbeitsschritt durch Gegenüberstellung des realisierten Prototypen mit der theoretischen Analyse sowie der simulativen Auslegung verglichen werden. Die ermittelten Ergebnisse können bei einer Revision des Systems in einem zweiten Arbeitsschritt in die Optimierung des Systems einfließen. In der Praxis werden diese Arbeitsschritte solange wiederholt, bis die gewünschte Arbeitsweise des Systems erreicht wird. Bei der Untersuchung der Performance ist das Ziel das zu untersuchende System möglichst bis zur vollen Leistung und möglichst in allen Betriebspunkten zu untersuchen. Bei Systemen mit einer Leistung von bis zu 10 kW ist diese Untersuchung im Laborbetrieb verhältnismäßig einfach realisierbar, da die Verlustleistung über z.B. einfache Heizwiderstände abgeführt werden kann und auch die Bereitstellung der benötigten Leistung über Labornetzeile möglich ist. Bei Systemen mit größerer Leistung (von einigen 100 kW) ist diese Untersuchung schon deutlich umfangreicher, denn auch diese Systeme sollen möglichst bis zur vollen Systemleistung untersucht werden.

Für die Charakterisierung eines leistungselektronischen Systems stehen mehrere bekannte Verfahren zur Verifizierung der Leistungen eines Umrichters zur Verfügung. In der Literatur wird hauptsächlich zwischen zwei Standardmethoden unterschieden: thermische Methode oder elektrische Methode. Der Einsatz dieser beiden Methoden erfolgt in Abhängigkeit von Leistungsklasse und Anwendung des Systems [144]. Beide Untersuchungsmethoden können miteinander kombiniert werden, jedoch erhöht sich hierdurch die Komplexität der Untersuchung in Abhängigkeit von der Leistungsklasse und des Aufbaus.

Generell basieren bei thermischen Methoden die Messungen auf der Variation der an die Umgebung abgegebenen Enthalpie des Kühlmediums bei einem stationär betriebenen System. Zu den zwei verbreitetsten Verfahren gehören die Methode der kalorimetrischen Kammer

und die Messung der Änderung der Durchflusstemperatur bei flüssigkeitsgekühlten Systemen [144, 145]. Ein Vorteil dieser Verfahren ist, dass sehr gute Ergebnisse für die Verlustbestimmung bei Systemen mit hohem Wirkungsgrad erzielt werden können, denn die relative Messabweichung $\varepsilon_{\text{Verl.,System}}$ kann im optimalen Fall bei weniger als 5 % liegen [146].

Der stationäre Zusammenhang ist in Gleichung 6.1 beschrieben. Eine Umsetzung in der Laborpraxis ist, aufgrund des benötigten Messequipments und des erforderlichen Aufbaus, jedoch meist schwierig und mit hohen Kosten verbunden. Die Verluste des Systems werden aus dem Produkt der Temperaturdifferenz zwischen Eingangs- und Ausgangstemperatur T_{diff} , der Durchflussrate Q , der spezifischen Kapazität des Kühlmediums C und der Dichte des Kühlmediums ρ bestimmt.

$$P_{\text{Verl.,System}} = T_{\text{diff}} \cdot Q \cdot C \cdot \rho \quad (6.1)$$

Die Untersuchung von elektrischen Systemen mit Hilfe der Methode der kalorimetrischen Kammer findet seltener bei Systemen mit größerer Leistung (> 20 kW) Anwendung [144, 145]. Die Messung der Änderung der Durchflusstemperatur ist für flüssigkeitsgekühlte Systeme geeignet, jedoch müssen bei diesem Verfahren die eingesetzten Temperatursensoren besonders präzise sein, da die Gesamttemperaturdifferenz der Kühlflüssigkeit nur sehr klein ist. Ebenso muss hierbei die Wärmeabgabe an die Umgebung vernachlässigt oder im Nachhinein rechnerisch abgezogen werden. Vor allem bei der Untersuchung von Teillasten eines Systems kann die relative Messabweichung $\varepsilon_{\text{Verl.,System}}$ auf bis zu 10 % zunehmen [143].

Die elektrischen Methoden können in drei Unterkategorien aufgeteilt werden. Mit Hilfe der ersten Methode wird eine kontinuierliche Messwertaufzeichnung über einer Komponente des Systems durchgeführt [144]. Eine besondere Herausforderung hierbei ist die Integration des Messequipments in das zu untersuchende System, denn meist werden diese Untersuchungen an nahezu serienreifen Prototypen oder vollständig entwickelten Systeme durchgeführt. Eine besondere Schwierigkeit stellen das geringe Bauvolumen und die hohe Integrationsdichte aller Komponenten im System dar. Aufgrund der verhältnismäßig aufwendigen Integration des Messequipments werden hier meist nur einzelne Leistungshalbleiter oder Leistungsmodule näher betrachtet. Weitere Komponenten des Umrichters, wie beispielsweise die Zwischenkreiskondensatoren oder die Filterdrossel, werden bei diesem elektrischen Verfahren nicht oder nur grob analysiert. Da das Messequipment nah an die zu untersuchenden Komponenten integriert werden muss, um entsprechend gute Ergebnisse zu erzielen, ist es erforderlich besonders präzises, störunempfindliches und damit häufig kostenintensives Messequipment zu verwenden. Nachteilig ist zusätzlich, dass durch die hohe Integrationstiefe im System eine unerwünschte Beeinflussung durch elektromagnetische Störungen entstehen kann, die zu starken Abweichungen bei der Messung führen können [144]. Vorteilhaft ist, dass mit dieser Methode die Schalt- und Durchlassverluste der einzelnen Leistungshalbleiter bzw. der Module direkt und sehr präzise bestimmt werden können, wenn dieses technisch ohne Veränderungen des Systems durchgeführt werden kann. Eine Veränderung des Aufbaus aufgrund des eingesetzten Messequipments würde eine Verfälschung der Messergebnisse zur Folge haben und ist daher nicht wünschenswert [145]. Die relative Messabweichung variiert stark

je nach Anwendung und Leistungsklasse und liegt zwischen $\varepsilon_{\text{Verl.,System}} = 1 \dots 5 \%$, kann aber auch deutlich darüber ansteigen [143].

Die zweite elektrische Methode, die Messung von Eingangs- und Ausgangsleistung, ist ein weit verbreitetes Messverfahren. Vorteilhaft ist, dass hiermit schnell und unkompliziert die Gesamteffizienz eines Systems mit kleiner bis mittlerer Leistung bestimmt werden kann [147, 148]. In Gleichung 6.2 dargestellt, kann die Verlustleistung des zu untersuchenden Systems aus der Differenz der zugeführten Leistung (Eingangsleistung, P_{Eingang}) abzüglich der abgegeben Leistung (Ausgangsleistung, P_{Ausgang}) ermittelt werden:

$$P_{\text{Verl.,System}} = P_{\text{Eingang}} - P_{\text{Ausgang}} \quad (6.2)$$

Nach [143] ist die Genauigkeit der Messung, trotz hochwertigem Leistungsmessequipment, häufig nicht so präzise, da sich die relative Messabweichung bei hocheffizienten Systemen zwischen Eingangs- und Ausgangsleistungsmessung auf den Wirkungsgrad des Systems η fortpflanzt, wie in Gleichung 6.3 dargestellt.

$$\varepsilon_{\text{Verl.,System}} = \frac{1}{1 - \eta} \cdot \varepsilon_{\text{Eingang}} - \frac{\eta}{1 - \eta} \cdot \varepsilon_{\text{Ausgang}} \quad (6.3)$$

Für dieses Verfahren ist daher ein präzises Leistungsmessgerät erforderlich, um die Messabweichung möglichst zu minimieren, da der Fehler entsprechend mit steigendem Wirkungsgrad zunimmt. Heutige Leistungsmessgeräte mit entsprechendem Messzubehör haben daher Genauigkeiten kleiner als 2 %. Trotz hoher Genauigkeiten kann vor allem bei Systemen mit hohem Wirkungsgrad die relative Messabweichung bis zu 30 % betragen [143]. Ein Nachteil dieser Messmethode ist außerdem, dass dieses Verfahren nur sehr bedingt für größere Leistungen eingesetzt werden kann, denn bei direkter Eingangs- und Ausgangsmessung wird die Ausgangsleistung des zu untersuchenden Systems häufig über einen Lastwiderstand in Wärme umgesetzt. Bei Leistungen ab ca. 20 kW führt dieses bereits zu einer unerwünscht starken Erwärmung der Laborumgebung. Die sich hieraus veränderte Labortemperatur kann folglich zu einer Verfälschung des Messergebnisses führen, da auch die Leistungshalbleiter und der meist passiv oder aktiv luftgekühlte Kühlkörper diese Temperaturveränderung annehmen. Abhilfe kann hier eine Klimakammer schaffen, die das System in einer konstanten Umgebungstemperatur hält. Eine andere Alternative ist die Verwendung einer Lastmaschine, die eine Rückspeisung ins Netz ermöglicht, welches jedoch den Laboraufbau verkompliziert.

Das dritte elektrische Verfahren ist die Leistungsvermessung der Verlustleistung bei zirkulierender Leistung. Mit dieser Messmethode ist es möglich vor allem Systeme größerer Leistungsklasse zu untersuchen. Der Vorteil liegt darin, dass die Leistung zwischen zwei Systemen mit gleicher oder sehr ähnlicher Topologie bis zur vollen Systemleistung zirkuliert. Bei unterschiedlichen Topologien ist dieses Verfahren nur möglich, wenn ein gegensinniges Aufschwingen der Leistungen der einzelnen Stromrichter verhindert wird. Bei diesem Verfahren müssen beide Systeme einen bidirektionalen Leistungsfluss zur Verfügung stellen. Daher ist ein Einsatz dieses Verfahrens für bidirektionale Umrichtersysteme sowie zwei gegeneinander geschaltete Stromrichter vorzuziehen. Ein deutlicher Vorteil dieses Verfahrens ist, dass

die zugeführte Energie im Wesentlichen auf die Gesamtverluste des zu untersuchenden Systems (bestehend aus zwei Stromrichtern) sowie auf die Verluste über der Lastinduktivität beschränkt ist [145]. Laut [145] lässt sich ableiten, dass bei effizienten Systemen größerer Leistungsklasse ca. 3 ... 10 % der Gesamtleistung des zu untersuchenden Systems bei Vollauslastung zugeführt werden muss.

Mit Hilfe dieser Variante ist die relative Messabweichung der Messmethode klein, da die zugeführte Energie hauptsächlich den Verlusten des zu untersuchenden Systems und der Lastinduktivität entspricht. Nur ein minimaler Teil der zugeführten Energie, der nicht bei der Berechnung der relativen Messabweichung betrachtet werden kann, geht aufgrund der Eingangsimpedanz und -kapazität des Versuchsaufbaus verloren. Folglich kann die relative Messabweichung dieser Messmethode, nach [145] direkt auf die Ungenauigkeit des verwendeten Messequipments zurückgeführt werden.

Im Beispiel von hochpräzisen Leistungsmessgeräten, hier dem Yokogawa WT1800, liegt die Toleranz bei weniger als 1 % [149]. Das Verfahren der zirkulierenden Leistungsvermessung wird für die Untersuchung des dreistufigen NPC-Stromrichters dieser Arbeit eingesetzt. Die Messmethode sowie deren Adaption und die ermittelten simulativen und gemessenen Ergebnisse werden in den folgenden Abschnitten beschrieben und diskutiert.

6.2 Leistungsvermessung bei Betrieb mit zirkulierender Leistung

Das aus Abschnitt 6.1 bekannte Messverfahren zur Untersuchung der Verluste eines Stromrichters mittels zirkulierender Leistung gehört zu einer Reihe von Standardverfahren in der Leistungselektronik. Die Abbildung 6.1 zeigt ein vereinfachtes Ersatzschaltbild des Messverfahrens mit zirkulierender Leistung nach [145].

Gezeigt sind für das Messverfahren in Abbildung 6.1 zwei Systeme, hier System A und System B, sowie die Speisung beider Systeme und die Anschlussstellen. Beide Systeme sind jeweils auf der einen und anderen Seite mit Seite I und Seite II gekennzeichnet. In dieser

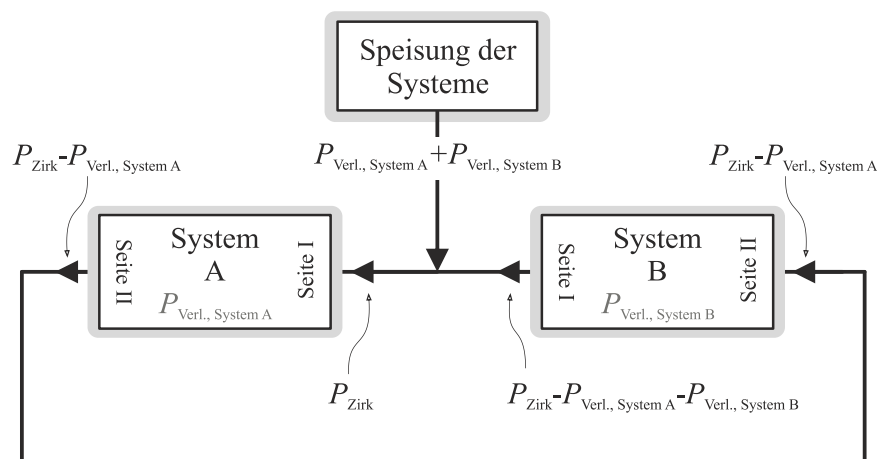


Abb. 6.1: Messverfahren mit zirkulierender Leistung: Blockschaltbild und Darstellung der auftretenden Verlustverteilung bei Speisung aus einer Quelle nach [145]

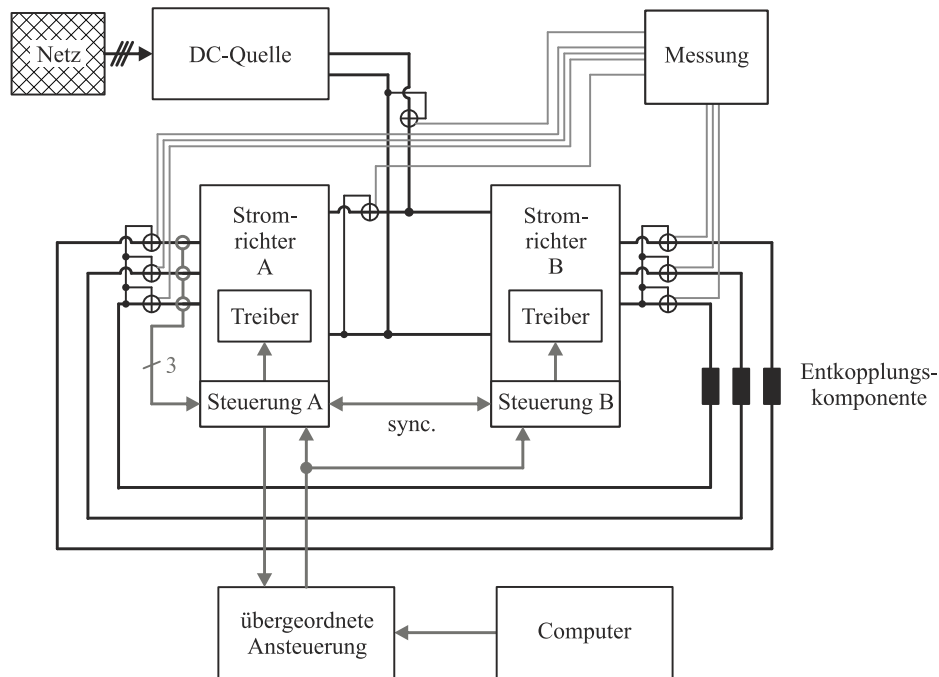


Abb. 6.2: Darstellung der zirkulierenden Leistungsvermessung zweier Stromrichter mit Speisung aus einer Gleichspannungsquelle sowie vereinfachte Darstellung des Ansteuerungs- und Messaufbaus

Darstellung entspricht Seite I der Gleichspannungsseite und Seite II der Wechselspannungsseite eines Stromrichters. Für die Zirkulation der Leistung zwischen beiden Systemen ist es erforderlich, dass die Systeme jeweils wechselspannungsseitig und gleichspannungsseitig verkoppelt werden. Gespeist werden die verkoppelten Systeme von einer oder mehreren externen Quellen entsprechender Leistungsklasse auf der Gleichspannungsseite der Systeme.

Eine Besonderheit dieses Messverfahrens ist, dass die Leistungsaufnahme für die Erhaltung einer Zirkulation einer hohen Leistung zwischen System A und System B im Verhältnis zur zirkulierenden Leistung sehr klein ist. Hauptsächlich müssen für beide Systeme aus der Quelle nur die Verluste von System A und System B ($P_{\text{Verl.,SystemA}} + P_{\text{Verl.,SystemB}}$) zugeführt werden. Die Verlustleistung der Komponente zur Entkopplung der wechselspannungsseitigen Anschlüsse der beiden Systeme, ist in dieser Darstellung vernachlässigt, da sie im Verhältnis zu den Verlusten der beiden Systeme vernachlässigbar klein ist. Ein deutlicher Vorteil dieses Messverfahrens ist, gegenüber Messverfahren bei denen kein bidirektionaler Leistungsfluss möglich ist, dass die Systeme durch eine geeignete Ansteuerung in verschiedenen Betriebspunkten bis zur vollen Leistung untersucht werden können. Weiterhin kann mit diesem Verfahren eine sehr hohe Messgenauigkeit erreicht werden, da zum einen die zugeführte Energie nahezu den Verlusten der Systeme entspricht und zum anderen dieser Wert sehr einfach und präzise über entsprechendes Messequipment ermittelt werden kann.

Die Abbildung 6.2 zeigt eine detaillierte Darstellung des Messverfahrens mit zirkulierenden Leistung sowie die Einbindung des Messequipments, der Ansteuerung der Systeme, der entkoppelnden Komponente und der speisenden Quelle.

Mit Hilfe eines Messsystems können die beiden Systeme charakterisiert werden. Hierzu wird an unterschiedlichen Stellen im Aufbau die Momentanleistung gemessen. Die zugeführte DC-Leistung wird direkt an der Quelle gemessen. Zusätzlich wird die zirkulierende Leistung im Gleichspannungskreis und jeweils an den wechsellspannungsseitigen Anschlüssen für alle drei Phasen beider Stromrichter gemessen. Mit Hilfe dieser Größen lässt sich, wie in Abschnitt 6.3 beschrieben wird, die Leistungsverteilung zwischen den Komponenten bestimmen.

Die Ansteuerung der beiden Systeme, hier Stromrichter A und Stromrichter B, erfolgt über einen Computer, der eine übergeordnete Ansteuerung bedient. In dieser Ansteuerung integriert ist die Regelung inklusive der Erzeugung der Pulsweitenmodulationssignale zur Ansteuerung der beiden Stromrichter. Der gemessene Phasenstrom sowie die Zwischenkreisspannung werden mittels entsprechender Sensoren an das Regelungssystem der übergeordneten Ansteuerung übergeben. Die Steuerungen der einzelnen Stromrichter werden individuell durch die übergeordnete Ansteuerung angesprochen, die wiederum die entsprechenden Treiberschaltungen der einzelnen Stromrichter steuern. Eine Besonderheit ist, dass beide Stromrichter in der Pulsweitenmodulation synchronisiert angesteuert werden müssen, um so ein Zerstören durch einen gegensinnigen niederfrequenten Strom zwischen den Stromrichtern zu vermeiden. Die dreiphasige Induktivität zur Entkopplung dient zum einen zur Energieerhaltung und zum anderen zur zusätzlichen Entkopplung der beiden wechsellspannungsseitigen Anschlüsse der Stromrichter voneinander, um ein mögliches unerwünschtes Aufschwingen der Systeme im Lastkreis durch den niederfrequenten Strom zu unterbinden. Die Gleichspannungsquelle wird aus dem Netz gespeist und kann, entsprechend des zu untersuchenden Betriebspunktes, unterschiedliche Spannungen und dabei den benötigten Strom zur Verfügung stellen.

Mit Hilfe dieses Messaufbaus, der Anordnung der Stromrichter und der Einbringung von passendem Messequipment ist es möglich bei hoher zirkulierender Leistung verschiedenste Betriebspunkte für die Stromrichter anzufahren, obwohl nur ein kleiner Teil der Gesamtenergie dem System zugeführt werden muss. Aus den genannten Gründen eignet sich diese Messmethode mit entsprechenden Adaptionen ebenfalls für die Untersuchung des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters.

6.3 Testsetup und Adaption der Leistungsvermessung

Für die Untersuchung der Performance des dreistufigen NPC-Stromrichters wird das Verfahren mit zirkulierender Leistung eingesetzt. Typischerweise werden mit Hilfe dieses Verfahrens zwei identische Systeme, wie in Kapitel 6.2 dargestellt, charakterisiert. Die Untersuchung bei identischen Systemen ist aufgrund der geringen Komplexität einfacher zu realisieren.

Zum Zeitpunkt der Untersuchung stehen jedoch keine zwei dreistufigen NPC-Stromrichter dieses Typs zur Verfügung, da im Rahmen des Projektes nur ein Muster des dreistufigen

Tab. 6.1: Kenngrößen des zweistufigen Stromrichters und des dreistufigen NPC-Stromrichters sowie die gewählten Testparameter für die Untersuchung mittels zirkulierender Leistung

Kategorie	Kenngröße	zweistufiger Stromrichter (System A)	dreistufiger Stromrichter (System B)
Bemessungs- parameter	Gesamtleistung	ca. 700 kVA	ca. 990 kVA
	AC-Ausgangsspannung	690 V	950 V
	Ausgangsstrom	600 A	
	Zwischenkreisspannung	1100 V	1500 V
	Schaltfrequenz (effektiv)	1,0 ... 5,0 kHz	2,5 ... 4,5 kHz
Ansteuerung SPWM		zweistufige	dreistufige
Modul	Leistungshalbleiter	IGBT	
	Aufbau d. Phasenmoduls	2L-	NPC-
	Spannungsklasse je IGBT	1700 V	1200 V
	Stromtragfähigkeit	600 A	
Kühlung	wassergekühlt	Danfoss ShowerPower®	
Testbetrieb	Zwischenkreisspannung	maximal 1200 V	
	Ansteuerung PWM	wie in Abbildung 6.3	
	Schaltfrequenz (effektiv)	4,5 kHz	
Untersuchte Arbeitspunkte abweichend für Simulation	Ausgangsstrom	$I_x = 100 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$	
	generatorseitiger Betrieb	$\cos \varphi \approx -1,0$ mit $m = 0,5 \dots 1$	
	netzseitiger Betrieb	$\cos \varphi \approx 1,0$ mit $m = 0,25 \dots 1$	
	$\cos \varphi = \pm 1,0$	mit $m = 0,25 \dots 1$	

NPC-Stromrichters aufgebaut werden konnte. Daher wird für den Test ein zweiter verfügbaren Stromrichter mit ähnlichen Eigenschaften gewählt, so dass das Messverfahren mit zirkulierender Leistung realisiert werden kann. In der durchgeführten Vermessung wird für Stromrichter A der verfügbare zweistufige Basisstromrichter und für Stromrichter B der dreistufige NPC-Stromrichter eingesetzt. Die beiden Stromrichter können somit elektrisch, wie in Abbildung 6.2 dargestellt, bezüglich der Zwischenkreisseiten und Wechselspannungsseiten verschaltet werden.

Die Tabelle 6.1 zeigt die unterschiedlichen Kenngrößen der beiden Stromrichter sowie die im Testbetrieb gewählten Parameter. Bei der späteren experimentellen Untersuchung mittels der Leistungsvermessung mit zirkulierender Leistung wird für den netzseitigen Betrieb des Stromrichters generell einen Modulationsgradbereich von $m = 0,25 \dots 1$ untersucht, wohingegen die generatorseitigen Untersuchungen nur für einen Modulationsgradbereich von $m = 0,5 \dots 1$ durchgeführt worden sind. Der Grund hierfür ist die begrenzte Laborzeit für die Vermessung des Stromrichter im Prüffeld bei der Danfoss Silicon Power GmbH. Abweichend hiervon wurde für die Simulation immer der Modulationsgradbereich von $m = 0,25 \dots 1$ untersucht.

Aufgrund der unterschiedlichen Topologien der Stromrichter und der gewählten Testparameter ist es jedoch erforderlich, den Aufbau des Messverfahrens mittels zirkulierender Leistung an den vorhandenen Prüfstand und die Peripherie vor Ort bei der Danfoss Silicon Power GmbH anzupassen. Die hieraus resultierenden Adaptionen bezüglich des Messaufbaus und der unterschiedlichen Topologien der Stromrichter sind hier im Überblick aufgeführt:

- Anpassung des Kühlsystems an die gegebene Kühlsystemperipherie,
- Erzeugung eines dreistufigen Ansteuerungssignals aus dem gegebenen zweistufigen Ansteuersignal aus dem vorhandenen Ansteuersystem (bei Danfoss) zur Erzeugung der Pulsweitenmodulationssignale für zwei verschiedene Stromrichter,
- Synchronisation der Ansteuersignale der beiden Stromrichter,
- Passive Balancierung der Zwischenkreisspannung des dreistufigen Stromrichters,
- Methode der Leistungsvermessung.

Zur Entwärmung der Leistungskomponenten der einzelnen Systeme im Prüffeld wird ein Kühlkreislauf aufgebaut. Der Kühlmittelkreislauf wird zwischen den einzelnen Kühlkörpern der Stromrichter, dem Flüssigkeitskühlkörper der Zwischenkreissymmetrierung und dem allgemeinen Wärmetauscher des Kühlsystems über Verbindungsschläuche mit leakagefreien Schnellkupplungen hergestellt. Beide Stromrichter verwenden, wie in Tabelle 6.1 angegeben, das wassergekühlte ShowerPower®-Kühlsystem von Danfoss Silicon Power GmbH. Mit Hilfe des installierten Kühlkreislaufes wird die Kühlung der einzelnen Leistungskomponenten während des Testbetriebes sichergestellt.

Die Ansteuerung der Stromrichter des zur Verfügung stehenden Prüffeldes bei der Danfoss Silicon Power GmbH bietet zum Zeitpunkt der Untersuchung nur die Möglichkeit zwei zweistufige Stromrichter synchron über eine gemeinsame Kontrolleinheit anzusteuern. Wie in Abbildung 6.2 veranschaulicht, besteht die Kontrolleinheit selbst aus einem Computer mit entsprechender Soft- und Hardware zur Erzeugung der Ansteuersignale und einer optischen Übertragung der Signale an die individuellen Steuerungen der Stromrichter. Zum Zeitpunkt der Charakterisierung war eine Veränderung der Ansteuerung bzw. der Kontrolleinheit nicht realisierbar. Daher wurde, wie im Folgenden vorgestellt, speziell für den Testbetrieb eine Lösung für die synchrone Ansteuerung beider Stromrichter realisiert.

Vorab wurde hierzu, wie in Abbildung 6.3 gezeigt, die Erzeugung des dreistufigen Ansteuerungssignals aus der Adaption eines zweistufigen Ansteuerungssignals hardwareseitig realisiert. Zur Ansteuerung eines zweistufigen Stromrichters werden für eine Halbbrücke, wie in Kapitel 4.2.4 beschrieben, zwei gegensinnige Signale benötigt. Dabei ist ein Ansteuersignal für den oberen Leistungshalbleiter (TOP) und ein Ansteuersignal für den unteren Leistungshalbleiter (BOT) erforderlich. Beide Signale schalten so, dass die beiden Leistungshalbleiter einer Halbbrücke nie zur gleichen Zeit eingeschaltet sind. Die Ansteuersignale der beiden weiteren Halbbrücken sind hierzu jeweils positiv und negativ um 120° pro Periode der Ausgangsfrequenz (nicht der Schaltfrequenz) phasenverschoben. Die Zeit, bei der beide Leistungshalbleiter nicht leiten, ist als Sperrzeit definiert. Die Größe dieser Sperrzeit ist abhängig

von der Leistungsklasse des Systems. Für den Testbetrieb des Systems wird eine Sperrzeit von $2 \mu\text{s}$ festgelegt.

Für einen dreistufigen NPC-Stromrichter werden, wie in Kapitel 4.3.4 gezeigt, vier Ansteuersignale benötigt. Diese werden normalerweise aus einer dreistufigen Sinus-Dreieck-Modulation oder einer Raumzeigermodulation für einen Stromrichter erzeugt. Bei der Untersuchung des NPC-Stromrichters auf dem vorhandenen Prüfstand wird das dreistufige Ansteuersignal, wie in Abbildung 6.3 gezeigt, jedoch aus einem zweistufigen Signal erzeugt. Bei dieser Umsetzung der Ansteuerung wird der Schaltzustand Null nur während der Sperrzeit genutzt. Das Ansteuersignal für den oberen äußeren Leistungshalbleiter (V_{x1}) der NPC-Halbbrücke entspricht dem Ansteuersignal für den oberen Leistungshalbleiter (TOP) des zweistufigen Stromrichters. Ebenso wird das Ansteuersignal für den unteren äußeren Leistungshalbleiter (V_{x4}) der NPC-Halbbrücke aus dem Ansteuersignal des unteren Leistungshalbleiters (BOT) des zweistufigen Stromrichters erzeugt. Das Ansteuersignal für den inneren unteren Leistungshalbleiter (V_{x3}) der NPC-Halbbrücke wird aus dem inversen Signal des oberen Leistungshalbleiters des zweistufigen Ansteuersignals erzeugt. Das Signal des inneren oberen Leistungshalbleiter (V_{x2}) der NPC-Halbbrücke wird aus dem inversen Signal des unteren Leistungshalbleiters des zweistufigen Stromrichters erzeugt. Die Sperrzeiten für die normalen und inversen Signale werden aus den entsprechenden zweistufigen Ansteuersignalen übernommen.

Ein Nachteil dieser Methode ist, dass die inneren Leistungshalbleiter (V_{x2}) und (V_{x3}) des NPC-Stromrichters nicht mit der gewünschten Schaltfrequenz geschaltet werden können. Üblicherweise werden die inneren Leistungshalbleiter bei einer dreistufigen Modulation mit der Grundschwingfrequenz des Systems geschaltet, im konkreten Beispiel mit 50 Hz bzw.

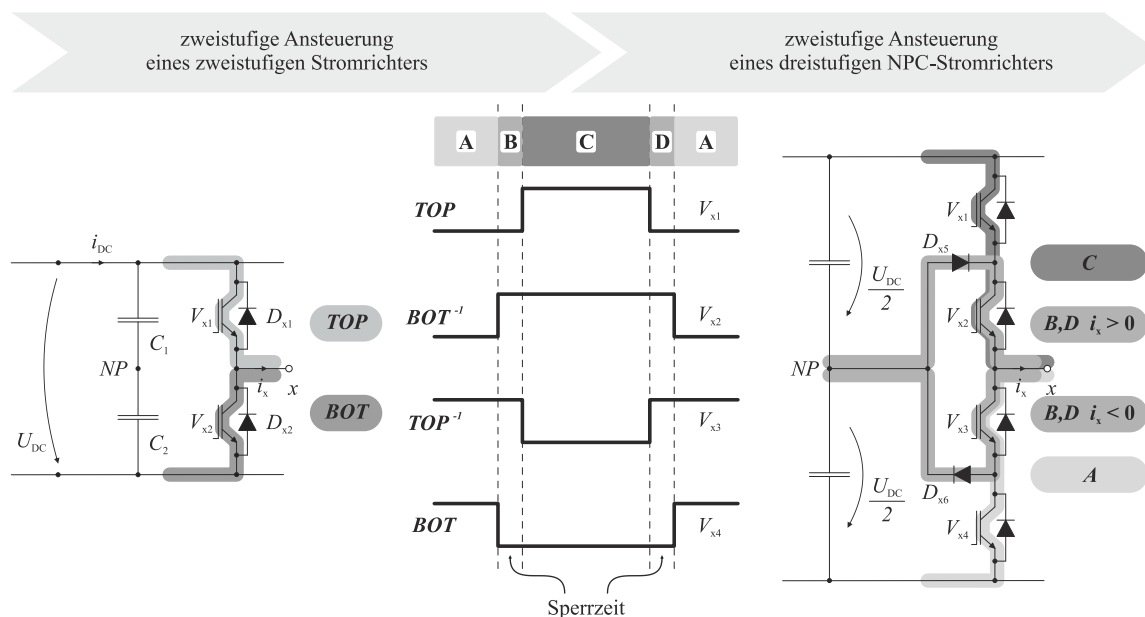


Abb. 6.3: Darstellung der eingesetzten Ansteuerungsmethode für die zirkulierende Leistung für beide Stromrichter: Verwendung des zweistufigen Ansteuersignals und Übertragung auf die dreistufige Ansteuerung

100 Hz. Bei einer Umsetzung, wie in Abbildung 6.3 gezeigt, werden die inneren Leistungshalbleiter jedoch mit der effektiven Schaltfrequenz f_{sw} der zweistufigen Modulation geschaltet, die einem Vielfachen der üblichen Grundschwingfrequenz entspricht. Hierdurch entstehen bei der Untersuchung des Systems mit zirkulierender Leistung unerwünschte Verluste, die ebenfalls einen starken Einfluss auf die Gesamteffizienz des Systems haben. Der Unterschied dieser beiden Ansteuermethoden wird in Abschnitt 6.7 im Vergleich zwischen simulativer und experimenteller Leistungsvermessung näher untersucht.

Für den Einsatz des Messverfahrens ist es erforderlich, dass beide Stromrichter ein synchronisiertes Ansteuersignal erhalten. Der Grund hierfür ist zum einen, dass niederfrequente Interferenzen in Form von Leistungspendelungen zwischen den Stromrichtern vermieden werden und zum anderen, dass die entkoppelnde Lastinduktivität klein dimensioniert werden kann [145].

Eine zusätzlich erforderliche Adaption des Messaufbaus, bedingt durch die veränderte dreistufige Ansteuerung, ist die Symmetrierung der Zwischenkreisspannung. Die Abbildung 6.4 zeigt das Prinzip zur passiven Symmetrierung der Zwischenkreisspannung. Üblicherweise lässt sich diese Symmetrierung durch eine geeignete Wahl eines Modulationsverfahrens und der Überwachung der Zwischenkreisspannung realisieren [105, 106]. Aufgrund der veränderten Ansteuerung ist diese Umsetzung nicht möglich, da keine typische dreistufige Ansteuerung eingesetzt wird. Bei dem Testbetrieb des zweistufigen Stromrichters in Kombination mit einem dreistufigen NPC-Stromrichter ist eine sichere Symmetrierung der Zwischenkreisspannungshälften des dreistufigen Stromrichters dennoch notwendig, da sich bereits nach sehr kurzer Betriebszeit eine unerwünschte Imbalance der Spannung in den Zwischenkreisspannungshälften ausbilden würde. Gründe hierfür sind eine Kombination aus minimal bauartbedingten Schwankungen im Herstellprozess des internen Aufbaus der Kapazitäten

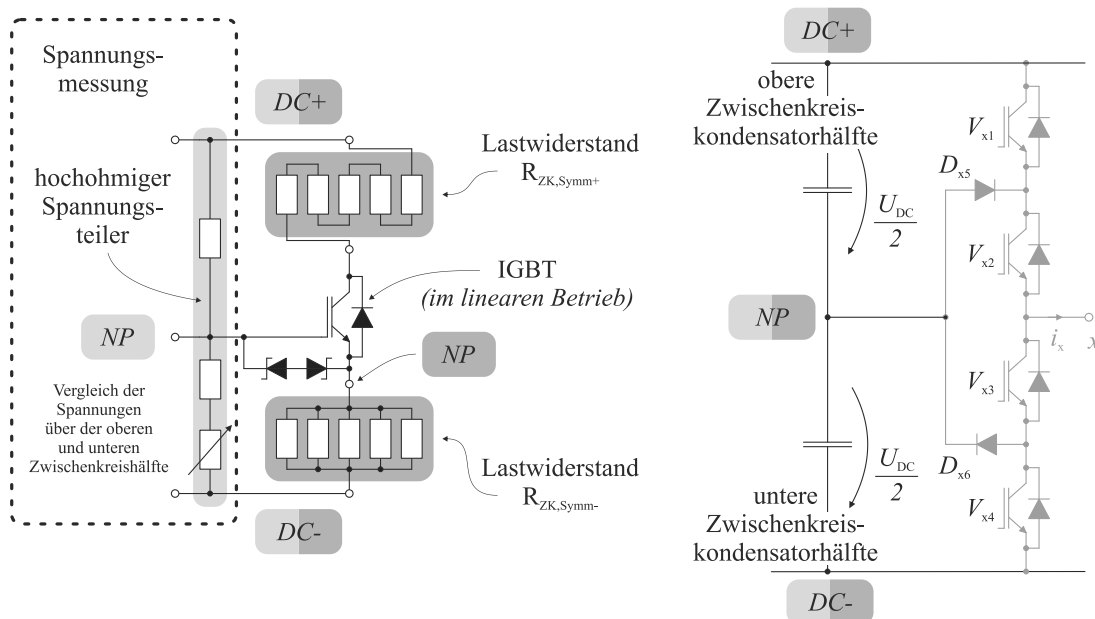


Abb. 6.4: Darstellung des Schaltprinzips zur passiven Symmetrierung der Zwischenkreisspannung mit Hilfe eines im linearen Bereich betriebenen IGBTs

oder eine minimale Unsymmetrie im Aufbau des Systems. Folglich führt dieses im gepulsten Betrieb zum Auseinanderdriften der Spannungen der oberen und unteren Zwischenkreishälften.

Da die Ansteuerung diese steuerungstechnische Balancierung nicht bietet, sie jedoch für den sicheren Betrieb bei großer Leistung erforderlich ist, erfolgt die Symmetrierung über eine hardwareseitige Realisierung mit Hilfe von passiven Komponenten. Die Abbildung 6.4 veranschaulicht das Schaltungsprinzip der hardwareseitigen Balancierung des geteilten Zwischenkreises. Über einen einstellbaren hochohmigen Spannungsteiler werden die Spannungen über den entsprechenden Anschlussklemmen der oberen und unteren Zwischenkreishälfte des NPC-Stromrichters verglichen. Dieses Spannungsverhältnis ist über die Widerstände und den einstellbaren Widerstand des Spannungsteiler so ausgelegt, dass der IGBT im linearen Arbeitsbereich betrieben wird. Verschiebt sich das Spannungsverhältnis über dem Spannungsteiler im Betrieb zu einer Zwischenkreishälfte hin, so ändert sich der Arbeitspunkt des IGBTs und verschiebt somit das Potential in das einmal anfänglich voreingestellte Gleichgewicht. Der daraus resultierende Spannungsabfall wird mittels einer Widerstandskette für die obere und untere Zwischenkreishälfte in Wärme umgesetzt und balanciert so die Unsymmetrie der Zwischenkreisspannungen selbstständig aus. Da diese Art der Zwischenkreisspannungsregelung verständlicherweise nicht verlustfrei arbeiten kann, ist es erforderlich die auftretenden Verluste genau zu kennen. Wie in Darstellung 6.5 gezeigt, werden mit Hilfe des Leistungsanalysators die auftretenden Verluste der Schaltung $P_{\text{Verl.,ZK,Symm}}$ während des Testbetriebes erfasst und so in der Charakterisierung der Stromrichter berücksichtigt.

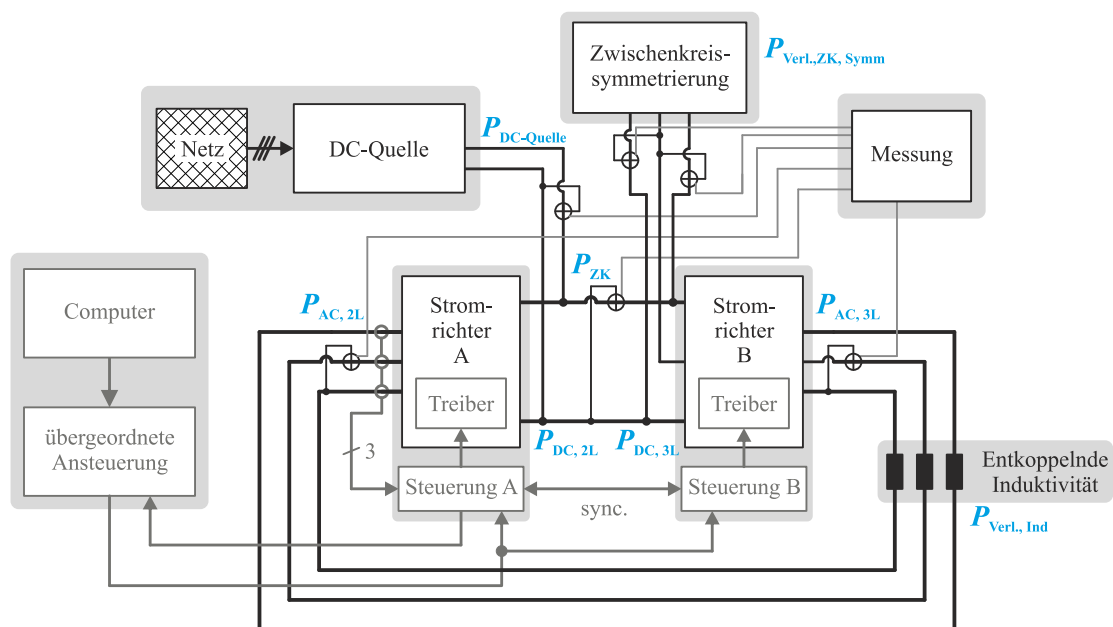


Abb. 6.5: Darstellung des realen Aufbaus der zirkulierenden Leistungsvermessung beim Leistungstest der beiden Stromrichter aus zweistufigem Stromrichter 700 kVA und dreistufigem NPC-Stromrichter 990 kVA mit Speisung aus 70 kW Gleichspannungsquelle, Darstellung des Ansteuer- und Messaufbaus und der Schaltung zur Symmetrierung des Gleichspannungszwischenkreises sowie Angabe aller Leistungsgrößen der Vermessung

In der Abbildung 6.5 sind der schematische Aufbau beider Stromrichter mit dem Messverfahren der zirkulierenden Leistung sowie die Messpunkte dargestellt. Mit Hilfe dieses Verfahrens, wie in Abschnitt 6.2 erläutert, lassen sich verschiedene Betriebspunkte des Stromrichters bei geringem Leistungseinsatz anfahren. Anstatt die Eingangs- und Ausgangsleistung der einzelnen Stromrichter direkt zu ermitteln und die Berechnung der Verluste mit Hilfe der Gleichung 6.2 durchzuführen, ist ein erweiterter Ansatz die Gesamtverluste des Messaufbaus zu bestimmen und sie den einzelnen Komponenten durch erweiterte Messungen zuzuteilen. Der erste Grund für den erweiterten Ansatz ist, dass das für den Leistungstest zur Verfügung stehende Messequipment aus Tabelle 6.2 nur eine begrenzte Anzahl an Messkanälen mit entsprechenden Sensoren zur Verfügung hat. Ein weiterer Grund ist, dass dieses erweiterte Messverfahren dem besonderen Aufbau des Teststandes im Prüffeld mit der beschriebenen Ansteuerung geschuldet ist, da auch hier die Verluste der einzelnen Komponenten, mit einer gleichzeitig geringen Anzahl an zur Verfügung stehenden Sensoren, möglichst präzise bestimmt werden sollen. Ein Beispiel ist die Messung der auftretenden Verluste der hardwareseitigen Zwischenkreissymmetrierung, die die Wirkungsgradmessung nicht verfälschen soll.

Generell müssen für beide Systeme, wie in Abbildung 6.1 gezeigt, aus der Quelle nur die Verluste von System A und System B ($P_{\text{Verl.,SystemA}} + P_{\text{Verl.,SystemB}}$) zugeführt werden. In der konkreten Untersuchung ist es zusätzlich notwendig, die erforderliche Leistung für die Zwischenkreissymmetrierung bereitzustellen.

Folgende Komponenten der Untersuchung mit der zirkulierenden Leistung werden daher als zu vermessende Größen ermittelt:

- Gleichspannungsquelle ($P_{\text{DC-Quelle}}$)
- Zweistufiger Stromrichter (A) ($P_{\text{AC,2L}}$)
- Dreistufiger NPC-Stromrichter (B) ($P_{\text{AC,3L}}$)
- Zwischenkreissymmetrierung ($P_{\text{Verl.,ZK,Symm}} = |P_{\text{ZK,Symm+}} + P_{\text{ZK,Symm-}}|$)
- Zwischenkreis (P_{ZK})

Die zu messenden Größen werden mit Hilfe von Strom- und Spannungssensoren an unterschiedlichen Stellen im Prüfaufbau erfasst. Die gemessenen Werte dienen zur Berechnung der einzelnen auftretenden Leistungen und somit zur Bestimmung der Leistungsfähigkeit beider Stromrichtersysteme in einem Arbeitsschritt. Die Leistung der Gleichspannungsquelle $P_{\text{DC-Quelle}}$ wird aus dem gemessenen Gleichstrom und der gemessenen Gleichspannung ermittelt. Die von der Gleichspannungsquelle zusätzlich zur Verfügung gestellte Verlustleistung zur Zwischenkreissymmetrierung des dreistufigen Stromrichters $P_{\text{Verl.,ZK,Symm}}$ wird mit Hilfe der Messung von Gleichstrom und Gleichspannung anhand von entsprechenden Sensoren bestimmt. Die direkte Messung der Zwischenkreisleistung P_{ZK} erfolgt mittels Messung von Gleichspannung und Gleichstrom. Zusätzlich werden die wechsellspannungsseitigen Ausgangsleistungen der Systeme mittels Wechselstrom- und Wechselspannungssensoren gemessen. Aufgrund der Symmetrie der Systeme bezüglich der drei Phasen werden zur

Vereinfachung bei der Leistungsvermessung jeweils nur der Strom und die Spannung einer Phase jeder Wechselspannungsseite der Stromrichter vermessen. Zur Bestätigung dieser Eigenschaft wurden vorab alle drei Phasen gemessen und auf ihre Symmetrie überprüft.

Die folgenden Gleichungen beschreiben den Ansatz der zirkulierenden Leistungsvermessung mit der Aufteilung in die einzelnen Verlustkomponenten. Die Verluste beider Stromrichter $P_{\text{Verl.},2\text{L}\&3\text{L}}$ bei der zirkulierenden Leistungsvermessung ergeben sich, wie in Gleichung 6.4 gezeigt, aus der Subtraktion der Verlustleistung der Zwischenkreisspannungsbalancierung $P_{\text{Verl.},\text{ZK},\text{Symm}}$ sowie der aufgenommenen Leistung der Induktivität $P_{\text{Verl.},\text{Ind}}$ von der zugeführten Leistung der Gleichspannungsquelle $P_{\text{DC-Quelle}}$.

$$P_{\text{Verl.},2\text{L}\&3\text{L}} = P_{\text{DC-Quelle}} - P_{\text{Verl.},\text{ZK},\text{Symm}} - P_{\text{Verl.},\text{Ind}} \quad (6.4)$$

Die aufgenommene Leistung der Induktivität $P_{\text{Verl.},\text{Ind}}$ ist, wie in Gleichung 6.5 dargestellt, der Betrag der Subtraktion der wechselspannungsseitigen Ausgangsleistungen des zweistufigen Stromrichters $P_{\text{AC},2\text{L}}$ und des dreistufigen Stromrichters $P_{\text{AC},3\text{L}}$.

$$P_{\text{Verl.},\text{Ind}} = |P_{\text{AC},2\text{L}} - P_{\text{AC},3\text{L}}| \quad (6.5)$$

Diese Zusammenhänge sind ebenfalls im Anhang in Kapitel 9.8 in der Abbildung 9.15 für beide Leistungsflussrichtungen nachvollziehbar.

Zur Bestimmung der individuellen Verluste der beiden Stromrichter wird eine Leistungsverteilung, wie im Anhang in Kapitel 9.9 beschrieben, verwendet. Damit können die Verluste beider Stromrichter $P_{\text{Verl.},2\text{L}\&3\text{L}}$ entsprechend ihrer Entstehung für den zweistufigen Stromrichter $P_{\text{Verl.},2\text{L}}$ und den dreistufigen Stromrichter $P_{\text{Verl.},3\text{L}}$ aufgeteilt werden. Die direkte Zuordnung der einzelnen Verluste auf die Stromrichter erfolgt für den zweistufigen Stromrichter mit der Gleichung 6.6 und für den dreistufigen Stromrichter mit der Gleichung 6.7.

$$P_{\text{Verl.},2\text{L}} = P_{\text{Verl.},2\text{L}\&3\text{L}} \cdot \text{LVF}_{2\text{L}} \quad (6.6)$$

$$P_{\text{Verl.},3\text{L}} = P_{\text{Verl.},2\text{L}\&3\text{L}} \cdot \text{LVF}_{3\text{L}} \quad (6.7)$$

Somit ist es mittels des simulativ bestimmten Leistungsverhältnissfaktors möglich, die real vermessenen Gesamtverluste zweier unterschiedlicher Stromrichter aufzuteilen. Die Messunsicherheiten der Gesamtverluste dieser zirkulierenden Leistungsvermessung, wie in Abbildung 6.5 dargestellt, wird in Kapitel 6.6 aufgezeigt.

Mittels einer Simulation werden die Unterschiede der Verluste für ein dreistufiges Ansteuerungsverfahren und das verwendete Ansteuerungsverfahren nach Abbildung 6.3 für den dreistufigen Stromrichter in Abschnitt 6.4 verglichen und diskutiert. Die Leistungsvermessung im gegebenen Prüffeld wird unter den beschriebenen Änderungen praktisch realisiert. Die Tests erfolgen mit Hilfe der vorgegebenen Kontrolleinheit sowie der hardwareseitigen Realisierung der gemeinsamen Ansteuerung und der Erzeugung der Ansteuersignale für die Stromrichter. Die Ergebnisse mittels Simulation und die gemessenen Größen aus dem Prüffeld der

Leistungsvermessung werden für verschiedene Arbeitspunkte in Abschnitt 6.5 dargestellt, verglichen und diskutiert.

6.4 Simulative Ergebnisse der Leistungsvermessung

Die Simulation der Leistungsvermessung bei zirkulierender Leistung wird mit Hilfe der Software MATLAB®/Simulink® und der Erweiterungstoolbox PLECS® realisiert. Wie bereits in Abschnitt 5.1 erwähnt, ist das Simulationstool eine ressourcenschonende Variante und liefert mit Hilfe der Steady-State-Analyse die gewünschten Ergebnisse für den eingeschwungenen Zustand der Systeme. Unter Verwendung des Simulationsprinzips der additiven Verlustberechnung nach Abbildung 5.1 wird für die simulative Analyse die zirkulierende Leistungsvermessung nach Abbildung 6.2 aufgebaut und durchgeführt.

Die für die Simulation verwendeten Kenngrößen für die Stromrichter der Leistungsvermessung sind in der Tabelle 6.1 angegeben. Die für die Simulation der Leistungshalbleiter benötigten Datensätze sind den entsprechenden Datenblattangaben der Leistungshalbleiter entnommen und in den Wertetabellen des Simulationsmodells der Leistungshalbleiter hinterlegt. Die Daten der Leistungshalbleiter für den dreistufigen Stromrichter basieren, wie im Anhang in Abbildung 9.4 gezeigt, auf den Datenblattangaben nach [48]. Die Angaben für die Leistungshalbleiter des zweistufigen Stromrichters basieren auf den Daten aus Quelle [46]. Die Ansteuerung der Stromrichter in der zirkulierenden Leistungsvermessung wird, wie in Abschnitt 6.3 erläutert, in gleicher Form für die Simulation übernommen.

Die Abbildungen 6.6 und 6.7 zeigen die Ergebnisse der simulierten Gesamtverluste des NPC-Stromrichters in der zirkulierenden Leistungsvermessung für zwei Zwischenkreisspannungen sowie unterschiedliche Modulationsgrade und verschiedene Phasenströme. Im Anhang

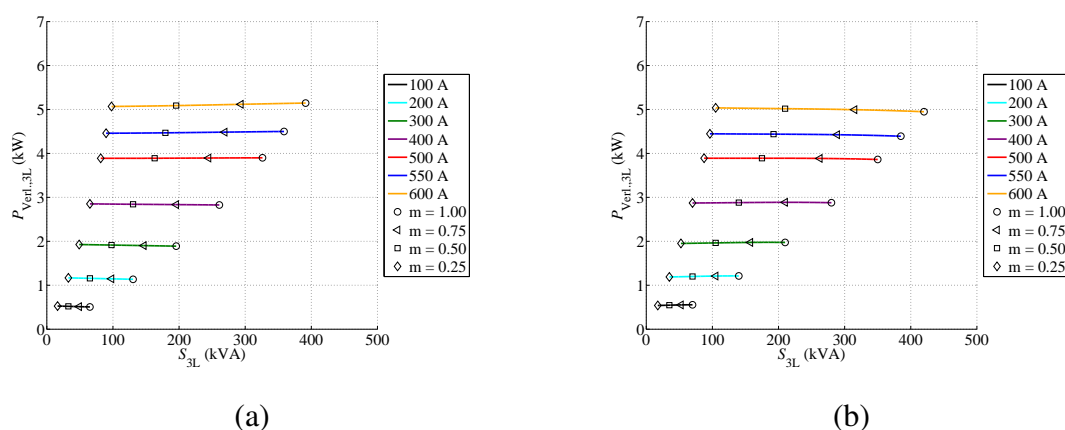


Abb. 6.6: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Gesamtverluste des NPC-Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 600\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{ Hz}$

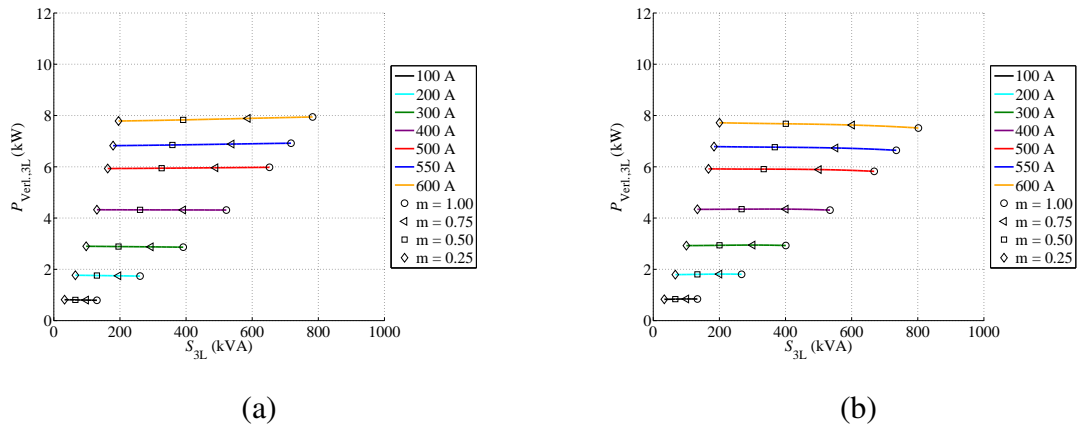


Abb. 6.7: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Gesamtverluste des NPC-Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 1200\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{ Hz}$

in Kapitel 9.7 in den Abbildungen 9.11 und 9.12 sind die dazugehörigen simulierten Gesamtverluste des zweistufigen Stromrichters dargestellt. Durch die Änderung der Leistungsflussrichtung wird der Stromrichter sowohl im generatorseitigen $\cos \varphi = -1,0$ ($\varphi = 180^\circ$) als auch im netzseitigen Betrieb $\cos \varphi = 1,0$ ($\varphi = 0^\circ$) untersucht. Hierbei beschreibt $\cos \varphi$ den Verschiebungsfaktor zwischen Phasenstrom und Phasenspannung. Für beide Stromrichter wird eine effektive Schaltfrequenz von $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$ verwendet. Die Grundswingfrequenz ist für die Anwendung als generatorseitiger Stromrichter auf $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und als netzseitiger Stromrichter auf $f_N = 50\text{ Hz}$ festgelegt.

Die Abbildung 6.6 zeigt die Ergebnisse der Simulation der Gesamtverluste des NPC-Stromrichters für die Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 600\text{ V}$. Mit zunehmendem Phasenstrom steigen die Gesamtverluste des Stromrichters über alle Modulationsgrade überproportional an. Ein Grund hierfür ist, dass die Schalt- und Durchlassverluste der einzelnen Komponenten mit zunehmendem Phasenstrom ansteigen. Zur Veranschaulichung ist hierzu im Anhang unter Abschnitt 9.4 der Verlauf der $E_{on}-I_C$ -Kennlinie und der $E_{off}-I_C$ -Kennlinie der verwendeten IGBTs dargestellt. Für jeden Phasenstrom sind hingegen die Gesamtverluste über den gesamten Modulationsgradbereich von $m = 0,25 \dots 1$ nahezu konstant, jedoch ändert sich die Verlustverteilung. Aus Kapitel 5 ist bekannt, dass sich für den netzseitigen Betrieb des Stromrichters (Abbildung 6.6b) die höchsten Durchlassverluste für einen Modulationsgrad von $m = 0,25$ über den inneren Leistungshalbleitern (V_{x2} / V_{x3}) und den Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}) ergeben. Mit steigendem Modulationsgrad auf $m = 1$ nimmt der Anteil der Verluste der Clamping-Dioden an den Gesamtverlusten ab, wohingegen die Durchlassverluste der äußeren Leistungshalbleiter (V_{x1} / V_{x4}) entsprechend mit steigendem Modulationsgrad zunehmen. Die Schaltverluste der äußeren Leistungshalbleiter und die Durchlassverluste der inneren Leistungshalbleiter bleiben hingegen nahezu gleich.

Im generatorseitigen Betrieb des Stromrichters (Abbildung 6.6a) für $\cos \varphi = -1,0$ ist er-

kennbar, dass die Gesamtverluste geringfügig höher sind, als im Vergleich zu den Gesamtverlusten für den netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$. Ein Grund hierfür sind die Verluste der Dioden, die einen höheren Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen. Die höheren Verluste der Dioden lassen sich auf die bei dieser Leistungsflussrichtung generell stärkere Belastung der Dioden und das Verhalten der $E_{\text{rec}}-I_{\text{F}}$ -Kennlinie der Dioden zurückführen. Außerdem ist die Grundschnwingfrequenz für den generatorseitigen Stromrichter auf $f_{\text{el}} = 100\text{Hz}$ gelegt, welches ebenfalls größere Verluste verursacht. Bei kleinem Modulationsgrad um $m = 0,25$ machen die Durchlassverluste der inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}) und die Durchlassverluste der Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}), wie bereits in Kapitel 5 erläutert, einen großen Anteil aus. Ein weiterer Anteil an den Gesamtverlusten fällt auf Schaltverluste der inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}). Mit steigendem Modulationsgrad auf $m = 1$ nimmt der Anteil der Durchlassverluste der inneren Leistungshalbleiter an den Gesamtverlusten ab. Die Schaltverluste der inneren Leistungshalbleiter (V_{x2} / V_{x3}) bleiben nahezu unverändert gegenüber einem kleinen Modulationsgrad. Der Anteil der Durchlassverluste der Clamping-Dioden (D_{x5} / D_{x6}) nimmt sehr stark ab und verlagert sich auf den Anteil der Durchlassverluste der äußeren und vor allem auf den Anteil der inneren Freilaufdioden (D_{x2} / D_{x3}). Diese Abhängigkeit der Verluste der Dioden vom Phasenstrom ist auf die $E_{\text{rec}}-I_{\text{F}}$ -Kennlinie zurückzuführen.

Die Abbildung 6.7 zeigt die Ergebnisse der Simulation der Gesamtverlustleistung des NPC-Stromrichters für die Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 1200\text{V}$. Die Ergebnisse sind ebenfalls für zwei Leistungsflussrichtungen betrachtet. Mit zunehmendem Phasenstrom steigen die Gesamtverluste des Stromrichters über alle Modulationsgrade überproportional an. Mit höherer Zwischenkreisspannung $U_{\text{DC}} = 1200\text{V}$ gegenüber $U_{\text{DC}} = 600\text{V}$ nehmen die Gesamtverluste zu. Aus der $E_{\text{on}}-I_{\text{C}}$ - und der $E_{\text{off}}-I_{\text{C}}$ -Kennlinie der Leistungshalbleiter im Anhang in Abbildung 9.4 wird dieser Zusammenhang deutlich. Die Verlustverteilung verhält sich wie bei einer geringen Zwischenkreisspannung. Die Gesamtverluste zeigen ein nahezu

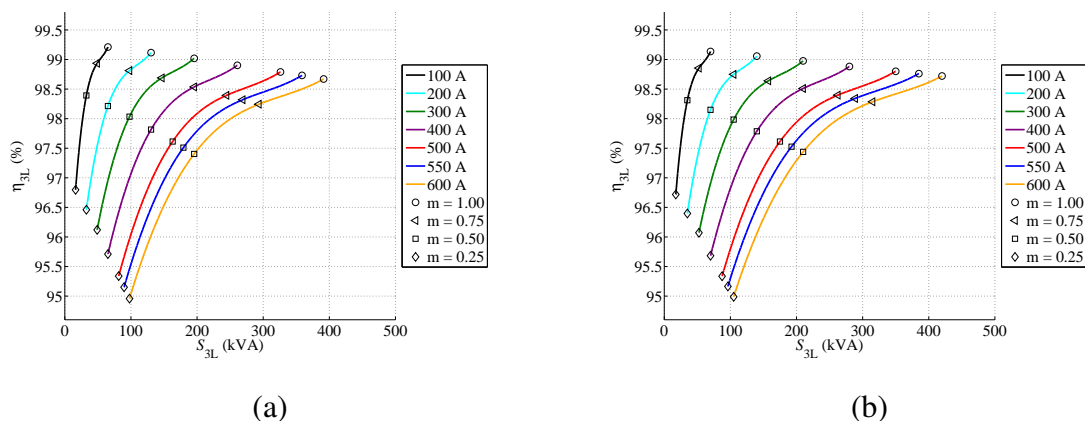


Abb. 6.8: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{\text{sw}} = 4500\text{Hz}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{\text{DC}} = 600\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{\text{el}} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_{\text{N}} = 50\text{Hz}$

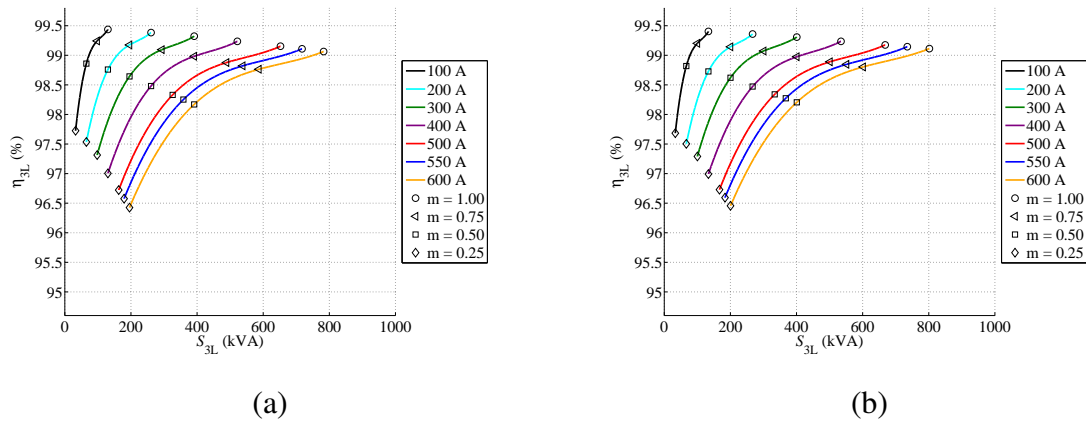


Abb. 6.9: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ \text{ C}$, $I_x = 100 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 1200 \text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100 \text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50 \text{ Hz}$

konstantes Verhalten über den gesamten Modulationsgradbereich eines Phasenstromes. Die höheren Verluste der Dioden lassen sich auf die stärkere Belastung der Dioden und das Verhalten der $E_{rec}-I_F$ -Kennlinie der Dioden aus Quelle [48] zurückführen, da mit steigendem Strom ein exponentieller Zusammenhang vorliegt.

Aus den Verlusten in den einzelnen Betriebspunkte lassen sich die Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters berechnen. Die Abbildungen 6.8 und 6.9 zeigen die Ergebnisse der Wirkungsgradanalyse des NPC-Stromrichters mit dem Verfahren der zirkulierenden Leistung für zwei Zwischenkreisspannungen, unterschiedliche Modulationsgrade und verschiedene Phasenströme. Im Anhang in Kapitel 9.7 in den Abbildungen 9.13 und 9.14 sind die dazugehörigen simulierten Wirkungsgrade des zweistufigen Stromrichters dargestellt. Durch die Änderung der Leistungsflussrichtung wird der Stromrichter sowohl im generatorseitigen ($\cos \varphi = -1,0$) als auch im netzseitigen Betrieb ($\cos \varphi = 1,0$) untersucht. Die Ergebnisse der Simulation aus den Abbildungen 6.8 und 6.9 wurden mit MATLAB®/Simulink® und der Toolbox PLECS® mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im eingeschwungenen Zustand bestimmt.

Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 600 \text{ V}$, einem Phasenstrom von $I_x = 600 \text{ A}$ und einem Modulationsgrad $m = 1$ ergibt sich für den generatorseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.8a gezeigt, ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,6\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 5,3 \text{ kW}$. Für den netzseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.8b gezeigt, ergibt sich ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,7\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 4,9 \text{ kW}$. Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 1200 \text{ V}$, einem Phasenstrom von $I_x = 600 \text{ A}$ und einem Modulationsgrad $m = 1$ ergibt sich für den generatorseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.9a gezeigt, ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 99,1\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 7,9 \text{ kW}$. Für den netzseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.9b gezeigt, ergibt sich ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 99,5\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 7,3 \text{ kW}$.

Eine Zusammenfassung der verschiedenen Ergebnisse aus der Simulation bietet Tabelle 6.5 im Kapitel 6.7 zum Vergleich der simulativen und experimentellen Ergebnisse. Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung werden im folgenden Abschnitt 6.5 vorgestellt.

6.5 Experimentelle Ergebnisse der Leistungsvermessung

Die Leistungsvermessung mit zirkulierender Leistung der beiden Systeme wurde auf dem leistungselektronischen Prüfstand bei der Danfoss Silicon Power GmbH in Flensburg durchgeführt. Beide Systeme sind in einem gemeinsamen Schaltschrank montiert, wie schematisch in Abbildung 6.10 dargestellt. Beide Systeme sind entsprechend ihrer Anforderungen in die

Tab. 6.2: Verwendetes Laborequipment des realen Aufbaus der zirkulierenden Leistungsvermessung der beiden Stromrichter aus zweistufigem Stromrichter und dreistufigem NPC-Stromrichter mit Speisung aus einer Gleichspannungsquelle

Bezeichnung	Kenngroße
Leistungsanalysator	Power Analyser Yokogawa WT 1800 [149] AC Genauigkeit: 0,1 % Erfassung + 0,05 % Bereich DC Genauigkeit: 0,05 % Erfassung + 0,1 % Bereich
Spannungstastkopf	integriert in Yokogawa WT 1800
Stromsensor	MCTS Wandler mit LEM IT 700-S Ultrastab [150, 151] Genauigkeit: 0,004 % Erfassung + 0,001 % Linearität
Oszilloskop (Speicher-Rekorder)	Scope Recorder DL 850, mit analogen Spannungsmodulen HS10M12 [152]
Spannungstastkopf	TESTEC TT-SI 9010, mit Übersetzungsverhältnis 1:1000 [153] Genauigkeit: ± 2 % Erfassung
Stromsensor	PEM Rogowski CWT 30 mini [154], Verstärkung: 1 mV/A Genauigkeit: ± 2 % Erfassung + 0,05 % Linearität
Gleichspannungsquelle	Eigenbau Danfoss $P_{DC-Quelle} = \text{max. ca. } 70 \text{ kW}$, $U_{DC} = 100 \text{ V} \dots 1500 \text{ V}$
Zwischenkreissymmetrie	linear betriebener IGBT, verbunden mit Lastwiderständen
Lastinduktivität	dreiphasig, 690 V, 450 A 0,53 mH (Einzelinduktivität) drei parallele Induktivitäten pro Phase
Wechselspannungskabel	HELUKABEL H07RN-F; 1-adrig; 95 mm ² Stromtragungsfähigkeit durch im Doppelsystem verlegte Leitungen erreicht

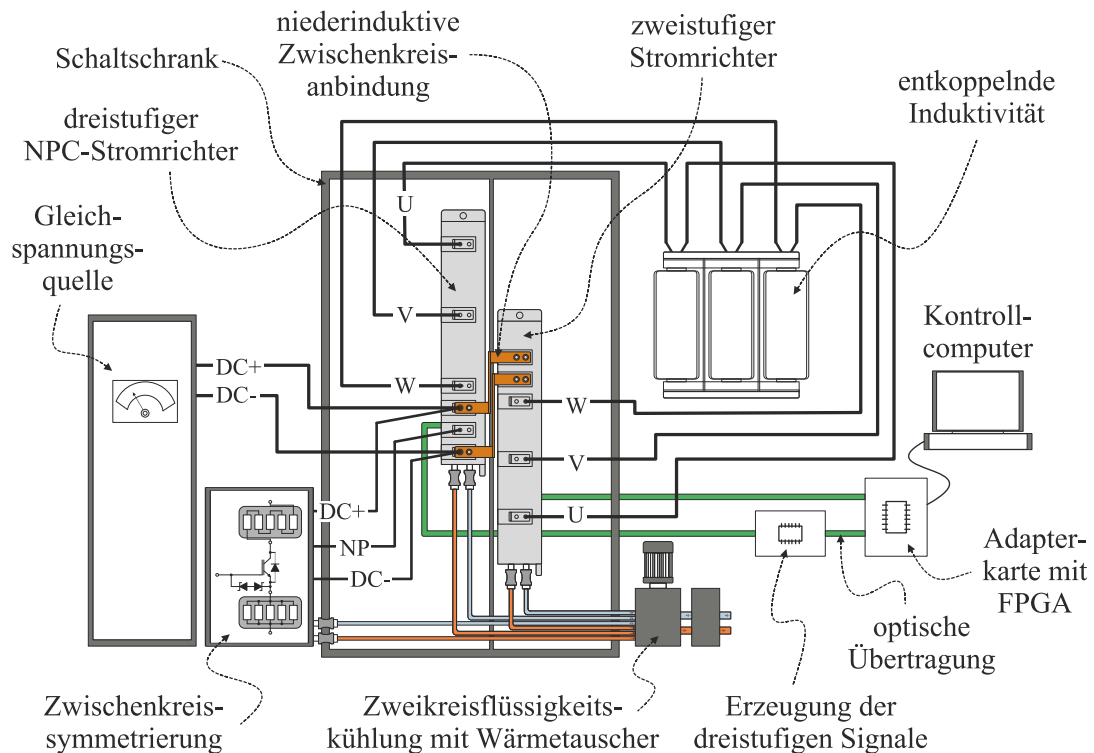


Abb. 6.10: Darstellung des schematischen Aufbaus der zirkulierenden Leistungsvermessung der beiden Stromrichter aus zweistufigem Stromrichter 700 kVA und dreistufigem NPC-Stromrichter 990 kVA mit Speisung aus einer 70 kW Gleichspannungsquelle sowie Darstellung des Ansteuerbaus und der Schaltung zur Symmetrierung des Gleichspannungszwischenkreises

Testumgebung integriert worden. Das verwendete Laborequipment des Prüfstandes zur Leistungsvermessung des zweistufigen Stromrichters und dreistufigen NPC-Stromrichters ist in Tabelle 6.2 gezeigt.

Eine niederinduktive Kupferverschienenung verbindet elektrisch die beiden Zwischenkreise der gegeneinander geschalteten Stromrichter. Die entwickelte Kupferverschienenung ist in den Abbildungen 6.10 und 6.11 dargestellt. Der mechanische Versatz zwischen den Anschlüssen der Stromrichter im gemeinsamen Schaltschrank ergibt sich durch die Gesamthöhe des Schaltschranks und die unterschiedlichen Anschlussgeometrien der Stromrichter. Die Speisung des gemeinsamen Zwischenkreises, wie Abbildung 6.10 zeigt, erfolgt mittels einer Gleichspannungsquelle, die eine Gleichspannung von bis zu 1500 V und eine Leistung von bis zu 70 kW liefern kann. Die Spannungsquelle ist mit entsprechenden Leitungen an den gemeinsamen Zwischenkreis angeschlossen.

Die Wechselspannungsseiten der beiden Stromrichter sind durch eine Induktivität entkoppelt. Die eingefügte Induktivität verringert die auftretenden Stromschwankungen (Pulsationen) im zirkulierenden Betrieb, die durch die Spannungen der beiden Stromrichter erzeugt werden. Die technischen Daten sind in Tabelle 6.2 dargestellt und zur Veranschaulichung der Dimension ist ein Bild der Induktivität in Abbildung 6.11 gezeigt.

Für die Leistungsvermessung ist der NPC-Stromrichter, wie bereits in Abschnitt 6.3 erwähnt,

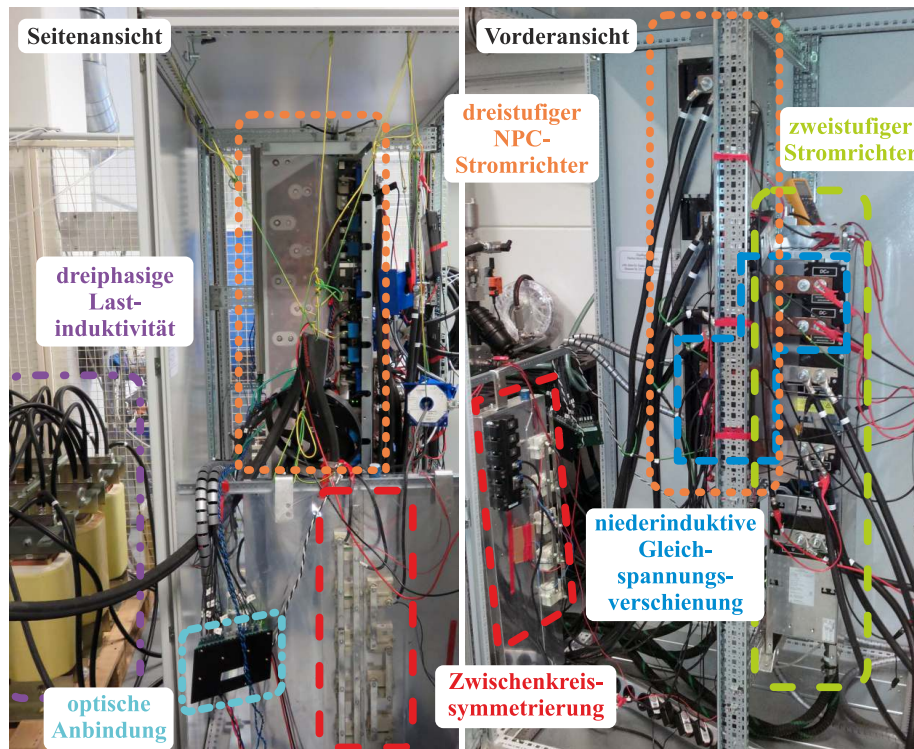


Abb. 6.11: Foto des Aufbaus der zirkulierenden Leistungsvermessung der beiden Stromrichter aus zweistufigem Stromrichter 700 kVA und dreistufigem NPC-Stromrichter 990 kVA mit Speisung aus 70 kW Gleichspannungsquelle sowie Abbildung des Ansteueraufbaus und der Schaltung zur Symmetrierung des Gleichspannungszwischenkreises

an die passive Symmetrierung des Zwischenkreises angeschlossen. Die Entwärmung der Leistungshalbleitermodule erfolgt, wie in Tabelle 6.1 angegeben, über den ShowerPower®-Kühler des jeweiligen Systems. Die Wasserkühler sind über eine Umwälzpumpe und einen Zweikreis-Wärmetauscher, wie in Abbildung 6.10 dargestellt, mit der Kühltechnik der Prüfhalle verbunden.

Die Ansteuerung und Regelung der Stromrichtersysteme erfolgt über einen Kontrollcomputer, der die Steuersignale über einen Field Programmable Gate Array (FPGA) zu einer gemeinsamen Adapterkarte sendet und empfängt. Diese Adapterkarte verteilt mittels Glasfasertechnik die zweistufigen Ansteuersignale auf jeweils eine Interfacekarte pro Stromrichter. Die Interfacekarte beinhaltet weitere hardwareseitige Schutzmaßnahmen. Die Verriegelung der Leistungshalbleiter des NPC-Stromrichters wird im Fehlerfall entsprechend ihrer Abschaltreihenfolge ausgelöst. Für den zweistufigen Stromrichter werden die Signale der Interfacekarte direkt auf die Gatetreiber des Systems übertragen. Die gemessene Zwischenkreisspannung sowie der geführte Strom des Stromrichters werden zurück über die Interfacekarte an die Regelung übergeben. Für den dreistufigen Stromrichter ist eine zusätzliche Adapterkarte zwischen Interfacekarte und Gatetreiber notwendig. Diese Schnittstellenkarte erzeugt die dreistufigen Gatesignale nach dem Prinzip, wie in Abschnitt 6.3 und in Abbildung 6.3 beschrieben. Gleichzeitig werden die Fehlersignale auf dieser Schnittstellenkarte verarbeitet und an die übergeordnete Interfacekarte übermittelt. Anschließend werden die Ansteuersi-

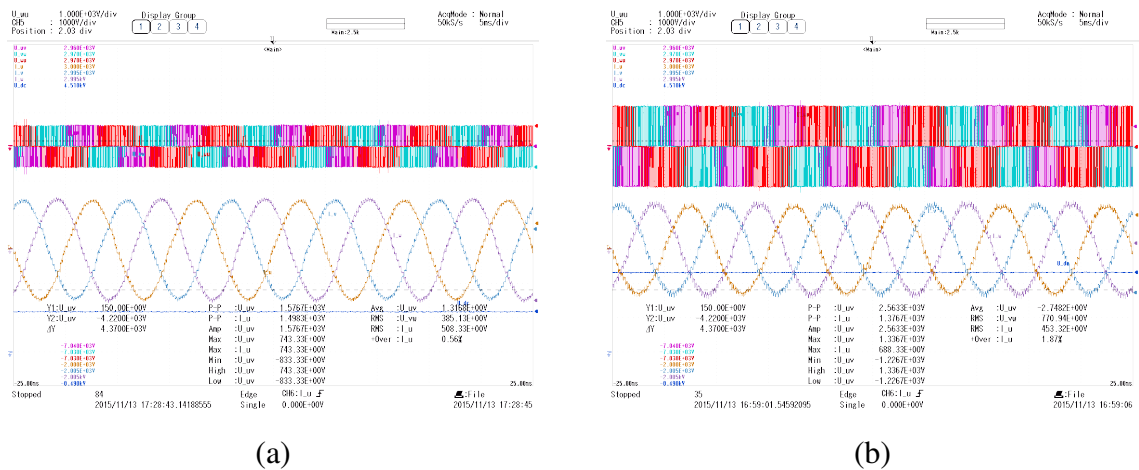


Abb. 6.12: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen dreiphasigen Leiter-Leiter-Wechselspannungen (oben im Bild) und der dreiphasigen Phasenströme (unten im Bild) des NPC-Stromrichters im generatorseitigen Betrieb bei $f_N = 100\text{ Hz}$, $\cos \varphi \approx -1,0$, $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 600\text{ A}$ und $m = 1$ für (a) $U_{DC} = 600\text{ V}$ und (b) $U_{DC} = 1200\text{ V}$

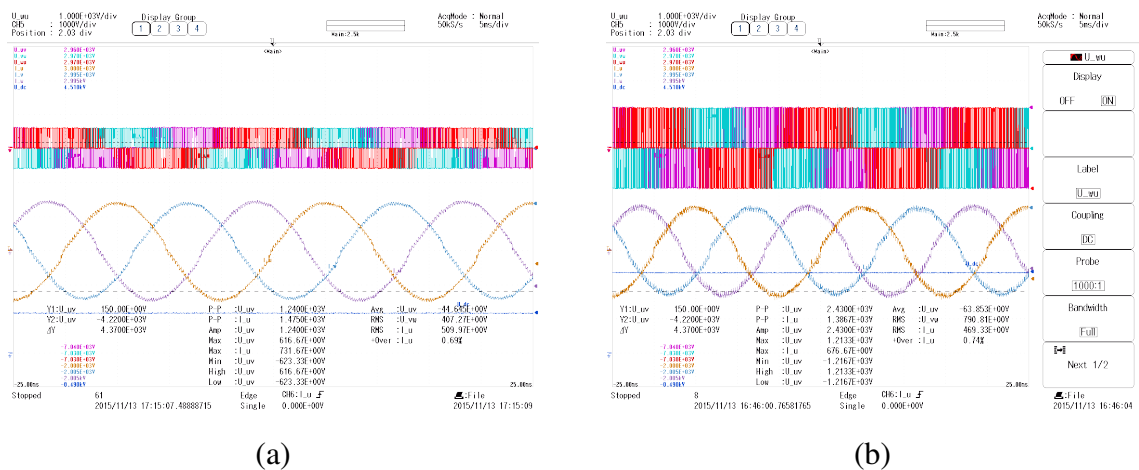


Abb. 6.13: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen dreiphasigen Leiter-Leiter-Wechselspannungen (oben im Bild) und der dreiphasigen Phasenströme (unten im Bild) des NPC-Stromrichters im netzseitigen Betrieb bei $f_N = 50\text{ Hz}$, $\cos \varphi \approx 1,0$, $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 600\text{ A}$ und $m = 1$ für (a) $U_{DC} = 600\text{ V}$ und (b) $U_{DC} = 1200\text{ V}$

gnale galvanisch getrennt und mittels Lichtwellensendern zu den Gatreibern übertragen.

Zur Analyse der Wirkungsgrade und der Effizienz des Systems wird für die Vermessung, wie in Tabelle 6.2 angegeben, ein digitaler Leistungsanalysator Yokogawa WT 1800 mit entsprechendem Spannungs- und Strommessequipment verwendet [149]. Für die Aufzeichnung von Spannung und Stromsignalen über die Zeit wird ein digitaler Speicher-Rekorder vom Typ Scope Recorder DL 850 mit entsprechendem Messzubehör eingesetzt [152]. Gemessen werden die wechsellspannungsseitigen Leiter-Leiter-Spannungen sowie die wechsellspannungsseitigen Phasenströme aller Phasen.

Wie in Tabelle 6.1 dargestellt, darf die Zwischenkreisspannung von 1200 V im Testbetrieb

nicht überschritten werden, da der vorliegende zweistufige Stromrichter bei dieser Zwischenkreisspannung bereits aufgrund der Sperrspannung der Leistungshalbleiter und der internen Baukomponenten im Grenzbereich betrieben wird. Folglich kann aufgrund der Verschaltung der Systeme die maximale Zwischenkreisspannung des dreistufigen NPC-Stromrichters von 1500 V nicht erreicht werden. Die Abbildung 6.12 zeigt die Spannungs- und Stromverläufe aller drei Ausgangsphasen für den NPC-Stromrichter im generatorseitigen Betrieb für zwei unterschiedliche Zwischenkreisspannungen. Die Spannungs- und Stromverläufe aller drei Ausgangsphasen des NPC-Stromrichters im netzseitigen Betrieb sind in Abbildung 6.13 jeweils für zwei Zwischenkreisspannungen gezeigt. Diese Verläufe dienen zur Verifizierung der netzseitigen Symmetrie der drei Phasen. Auf dieser Grundlage erfolgt die Ermittlung der Ergebnisse im Folgenden mittels Spannungs- und Strommessung ausschließlich einer Phase je Stromrichter für die Leistungsvermessung.

Abbildung 6.14 und 6.15 zeigen die gemessenen Gesamtverluste des dreistufigen NPC-Stromrichters für verschiedene Ausgangsphasenströme im generatorseitigen Betrieb bei negativem Phasenverschiebungsfaktor $\cos \varphi \approx -1,0$ und im netzseitigen Betrieb mit positivem Phasenverschiebungsfaktor $\cos \varphi \approx 1,0$ für die Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 600\text{ V}$ und von $U_{DC} = 1200\text{ V}$.

Die Verluste liegen erwartungsgemäß für den gesamten vermessenen Modulationsgradbereich bei netzseitigem Betrieb und einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 1200\text{ V}$ sowie einem Phasenstrom von $I_x = 600\text{ A}$ bei ca. 11 kW. Im Vergleich dazu liegen die Verluste im generatorseitigen Betrieb des NPC-Stromrichters bei Modulationsgrad $m = 1$ bei knapp über 12 kW und steigen mit abnehmendem Modulationsgrad leicht an. Ein Grund hierfür ist die Lastflussrichtung im Modul. Bei netzseitigem Betrieb werden vorzugsweise die IGBTs belastet, wohingegen im generatorseitigen Betrieb die Dioden stärker beansprucht werden. Dieses führt folglich jeweils zu den Unterschieden in den Abbildungen 6.15a und 6.15b. Weiter-

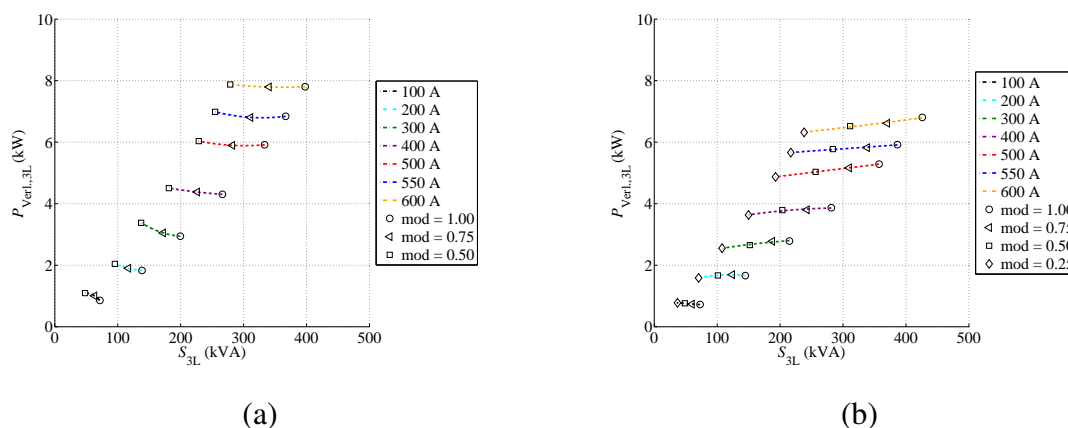


Abb. 6.14: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Gesamtverluste des NPC-Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$ und $U_{DC} = 600\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{ Hz}$

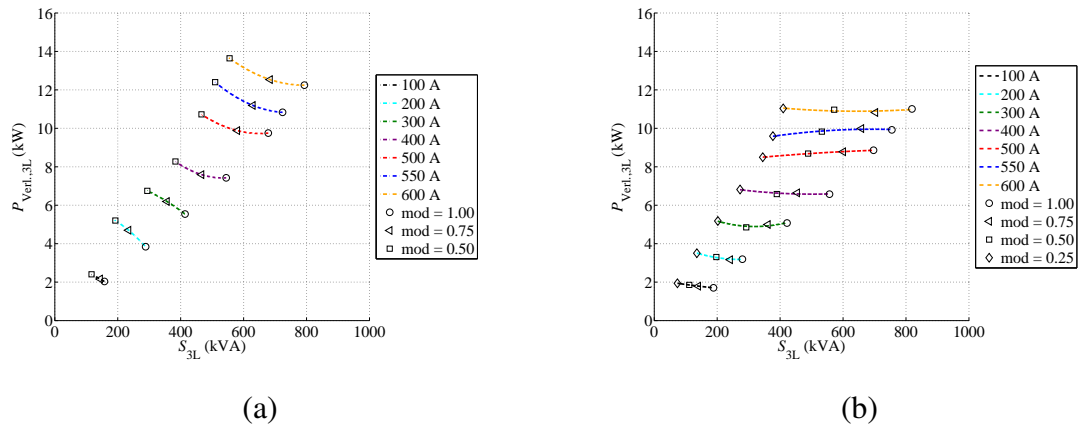


Abb. 6.15: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Gesamtverluste des NPC-Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$ und $U_{DC} = 1200\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{ Hz}$

hin ist für den generatorseitigen Betrieb die Basisfrequenz auf 100 Hz gesetzt, wodurch es zu höheren Schaltverlusten trotz negativem Phasenverschiebungsfaktor $\cos \varphi \approx -1,0$ kommt.

Mit sinkender Zwischenkreisspannung, wie hier für $U_{DC} = 600\text{ V}$ statt $U_{DC} = 1200\text{ V}$, sind die Verluste nicht, wie erwartet, halbiert. Die leichte Erhöhung der Verluste gegenüber der erwarteten halben Verluste bei exakter Halbierung der Zwischenkreisspannung ist auf den proportionalen Anteil der Schaltverluste an den Gesamtverlusten zurückzuführen, die sich stärker mit niedriger Zwischenkreisspannung ausprägen. Dieser Effekt ist sowohl für den generatorseitigen als auch für den netzseitigen Betrieb erkennbar.

Aus den Verlusten der einzelnen Betriebspunkte lassen sich die Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters ableiten. Die Ermittlung der Wirkungsgrade des dreistufigen NPC-Stromrichters erfolgt unter den gleichen Randbedingungen, wie bei der Untersuchung der Gesamtverluste des Systems. Die Wirkungsgrade sind in Abhängigkeit von verschiedenen Modulationsgraden und Phasenströmen ebenfalls für zwei Zwischenkreisspannungen mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung für den dreistufigen NPC-Stromrichters ermittelt worden und in den Abbildungen 6.16 und 6.17 gezeigt. Durch die Änderung der Leistungsflussrichtung wird der Stromrichter sowohl im generatorseitigen ($\cos \varphi \approx -1,0$) als auch im netzseitigen ($\cos \varphi \approx 1,0$) Betrieb untersucht.

Allgemein lässt sich festhalten, dass mit zunehmendem Phasenstrom und steigender Leistung der Wirkungsgrad bei hohem Modulationsgrad, sowohl für den generatorseitigen, als auch für den netzseitigen Betrieb, abnimmt. Ein Grund hierfür ist, dass die Schalt- und Durchlassverluste der eingesetzten Leistungshalbleiter mit zunehmenden Phasenstrom stärker als die Gesamtleistung des Systems ansteigen. Bei kleineren Modulationsgraden nimmt der Wirkungsgrad im Vergleich zu höheren Modulationsgraden mit steigendem Strom stärker ab, da die Leistungshalbleiter weniger stark belastet werden und die Verluste im Verhältnis zur aktuellen Leistung kleiner sind. Mit der Verdopplung der Zwischenkreisspannung von

$U_{DC} = 600\text{ V}$ auf $U_{DC} = 1200\text{ V}$ ist dieses Verhalten nicht so stark ausgeprägt, da die auftretenden Verluste entsprechend mit der steigenden Leistung stärker zunehmen, welches auf die $E_{on}\text{-}I_C$ -Kennlinie und die $E_{off}\text{-}I_C$ -Kennlinie der IGBT-Leistungshalbleiter zurückzuführen ist.

Für den generatorseitigen Betrieb liegen bei Modulationsgrad $m \approx 1$ die Wirkungsgrade niedriger, als für den netzseitigen Betrieb des dreistufigen Stromrichters, da die Grundschwingfrequenz von $f_N = 50\text{ Hz}$ im netzseitigen Betrieb auf $f_{el} = 100\text{ Hz}$ generatorseitigen Betrieb angehoben wurde. Verständlich ist, dass mit Verdopplung der Grundschwingfrequenz auch die Verluste leicht ansteigen, welches bei gleichem Betriebspunkt eine Erhöhung der Verluste und eine Verschlechterung des Wirkungsgrads zur Folge hat. Die durch den generatorseitigen Betrieb stärker belasteten Dioden, erzeugen zusätzlich aufgrund ihres Kennlinienverhaltens (Flussspannung der Diode) in diesem Betriebspunkt höhere Verluste, als die IGBTs bei netzseitigem Betrieb, weshalb dieses zusätzlich zu einer Minimierung des Wirkungsgrades führt. Weiterhin wird bei Verdopplung der Zwischenkreisspannung und Beibehaltung des AC-Ausgangsstroms der Wirkungsgrad nochmals reduziert, da die Gesamtverluste mit zunehmender Leistung des Systems überproportional steigen.

Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 600\text{ V}$, einem Phasenstrom von $I_x = 600\text{ A}$ und einem Modulationsgrad von $m \approx 1$ ergibt sich für den generatorseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.16a gezeigt, ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,1\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 7,8\text{ kW}$. Für den netzseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.16b gezeigt, ergibt sich ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,4\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 6,8\text{ kW}$.

Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 1200\text{ V}$, einem Phasenstrom von $I_x = 600\text{ A}$ und einem Modulationsgrad von $m \approx 1$ ergibt sich für den generatorseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.17a gezeigt, ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,5\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx$

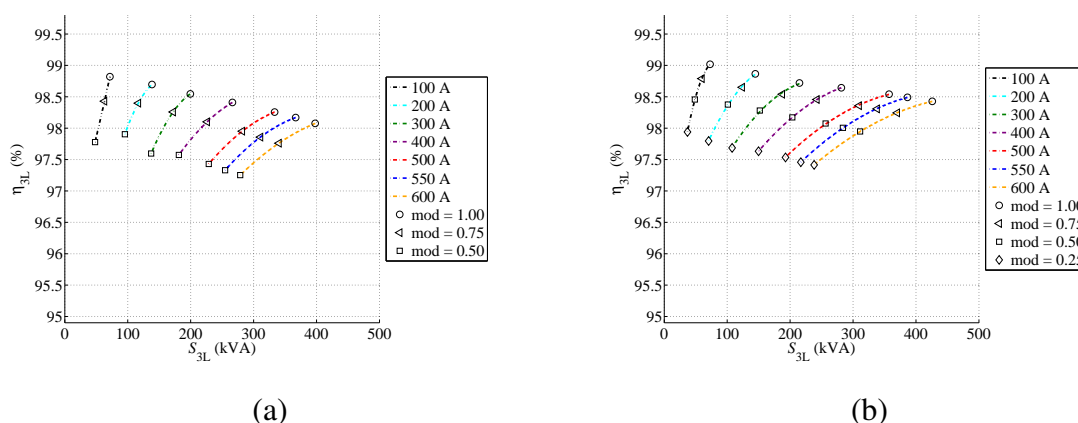


Abb. 6.16: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$ und $U_{DC} = 600\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$ $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{ Hz}$

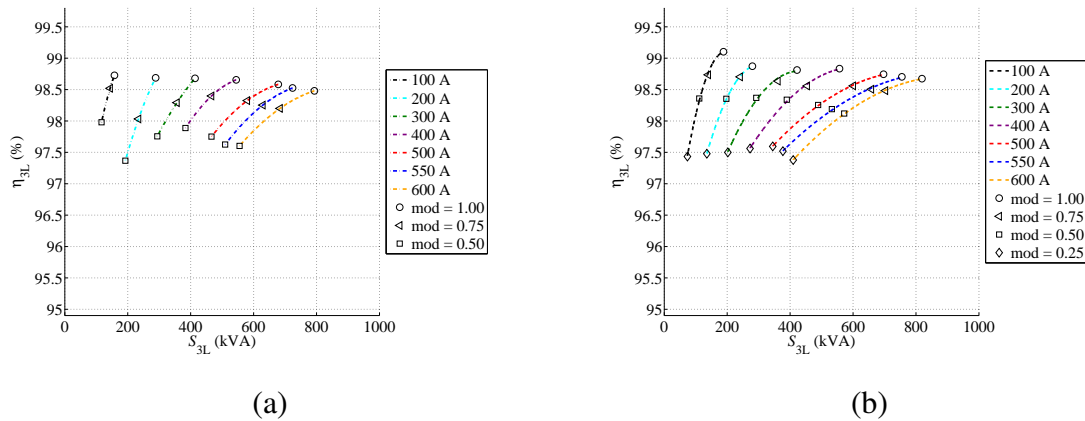


Abb. 6.17: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$ und $U_{DC} = 1200\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{ Hz}$

12,2 kW. Für den netzseitigen Betrieb, wie in Abbildung 6.17b gezeigt, ergibt sich ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,7\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 11,0\text{ kW}$.

Eine vollständige Darstellung der verschiedenen experimentellen Ergebnisse aus der zirkulierenden Leistungsvermessung des NPC-Stromrichters ist in Tabelle 6.5 mit Berücksichtigung der Messunsicherheiten dargestellt. Ein detaillierter Vergleich von Simulation und Experiment erfolgt im Anschluss an die Beschreibung der Messunsicherheiten des Versuchsaufbaus in Kapitel 6.7.

6.6 Messunsicherheiten

Allgemein treten bei der Messung von physikalischen Größen, und damit auch bei der Vermessung von leistungselektronischen Systemen, unvermeidbare Messunsicherheiten auf. Diese lassen sich auch nicht bei möglichst präzisiertem Messequipment vermeiden.

Häufige Abweichungsursachen sind ein unsachgemäßer Aufbau und eine fehlerhafte Verwendung des Messequipments. Diese Probleme können jedoch durch die richtige Anwendung des Equipments bei der Vermessung ausgeschlossen werden [155]. Dagegen können die durch die Messwandler gegebenen bauartbedingten Messunsicherheiten, aufgrund dessen Eigenart, nicht verhindert werden. Problematischer werden diese Messunsicherheiten vor allem dann, wenn aus den ermittelten Größen anhand von weiteren Gleichungen neue Zusammenhänge bestimmt werden, da sich eine Messabweichung entsprechend von der Aufnahme der Größen bis zur Ermittlung des Ergebnisses fortpflanzt.

Grundsätzlich wird zwischen einer zufälligen und einer systematischen Messabweichung unterschieden. Dabei können zufällig auftretende Messabweichungen nicht korrigiert werden,

sondern werden ausschließlich mit einer Wahrscheinlichkeit bewertet. Diese wird im Weiteren nicht betrachtet. Bei systematischen Messabweichungen ist die Ursache hingegen genau bekannt, da diese bei sachgemäßem Aufbau des Messequipments exakt auf die Entstehung zurückgeführt werden kann. Daher ist es erforderlich, für zuverlässige Messergebnisse, eine entsprechende Messabweichung zu bestimmen.

Die Messabweichungen werden jeweils in Abhängigkeit des verwendeten Messequipments und der Ausgangsgrößen bestimmt. Zur Ermittlung des tatsächlichen Wirkungsgrades wird im Folgenden nach [156, 157] eine Fehlerrechnung durchgeführt. Die größtmögliche Abweichung vom Ergebnis tritt bei einer linearen Fehlerfortpflanzung auf, wenn sich alle Messabweichungen additiv überlagern [158, 159]. Für eine Größe y , die von n unabhängigen Messgrößen $x_1 \dots x_n$ abhängt, welche eine systematische Unsicherheit $\Delta x_1 \dots \Delta x_n$ beinhalten, gilt nach [157, 160] für den absoluten Maximalfehler:

$$\Delta y_{\max} = \left| \frac{\partial y}{\partial x_1} \Delta x_1 \right| + \dots + \left| \frac{\partial y}{\partial x_n} \Delta x_n \right| \quad (6.8)$$

Nach [155] wird in der Messtechnik von absoluten und relativen Fehlern gesprochen. Der absolute Fehler ist hierbei als Differenz aus dem gemessenen Wert und dem wahren Wert definiert. Der relative Fehler entspricht dem absoluten Fehler bezogen auf den wahren Wert in Prozent. Hierbei korrespondiert der wahre Wert meist mit dem Messbereichsumfang des Messgerätes und wird auf den idealen Messwert definiert.

Anhand von Gleichung 6.8 lassen sich nach [155, 160] die folgenden Regeln für den systematischen Fehler herleiten: Bei der Addition oder Subtraktion von Messgrößen werden die Beträge der absoluten Messabweichungen addiert und bei einer Multiplikation oder Division von Messgrößen werden die Beträge der relativen Messabweichungen addiert.

In Tabelle 6.3 sind die in den Datenblättern angegebenen unterschiedlichen Messabweichungen und die entsprechenden Messbereiche des Messsystems und des verwendeten Messequipments sowie die idealen Messwerte dargestellt. Zusätzlich sind die relativen Messabweichungen der berechneten Leistungen für einen Betriebspunkt angegeben. Als Grundlage dienen die verwendeten Geräte und ihre Abweichungen, wie in Tabelle 6.2 dargestellt. Die weiteren relativen Messabweichungen der berechneten Leistungen ausgewählter Arbeitspunkte sind im Anhang in Tabelle 9.2 dargestellt.

Mit Hilfe der relativen Messabweichungen der ermittelten Leistungen aus Tabelle 6.3 lassen sich die relativen Abweichungen der Verluste entsprechend der einzelnen Gleichungen 6.4 bis 6.7 unter Berücksichtigung des simulativ ermittelten Leistungsverhältnissfaktors sowie des Wirkungsgrades entsprechend Gleichung 5.1, unter Verwendung der oben beschriebenen Regeln, ermitteln. In Tabelle 6.4 sind die entstehenden relativen Messabweichungen aufgrund der Fehlerfortpflanzung für den betrachteten Betriebspunkt gezeigt. Die relativen Messabweichungen der einzelnen Gleichungen der weiteren ausgewählten Arbeitspunkte sind im Anhang in Tabelle 9.3 dargestellt. Zusätzlich ist im Anhang in Kapitel 9.12 beispielhaft die Berechnung der Messabweichungen aufgrund der Fehlerfortpflanzung veranschaulicht.

Tab. 6.3: Maximale relative Messabweichungen der zirkulierenden Leistungsvermessung der gemessenen Größen für den Betriebspunkt des netzseitigen Betriebs bei $U_{DC} = 1200\text{ V}$, $I_x = 600\text{ A}$, $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25\text{ °C}$, $m \approx 1$, $\cos \varphi \approx 1,0$ und $f_N = 50\text{ Hz}$

Parameter	Messabweichungen von Messsystem und Messequipment	Messwert ideal (MW)	Messbereich (MB)	Max. relative Messabweichung der ber. Leistung
$U_{DC-Quelle}$	$\Delta U_{DC-Quelle} = 0,05\% \cdot MW + 0,1\% \cdot MB$	1200 V	1000 V	$\frac{\Delta P_{DC-Quelle}}{P_{DC-Quelle}} =$
$I_{DC-Quelle}$	$\Delta I_{DC-Quelle} = 0,004\% \cdot MW + 0,001\% \cdot MB + 0,1\% \cdot MB$	45 A	70 A	$\pm 0,294\%$
$U_{ZK,Symm+}$	$\Delta U_{ZK,Symm+} = 0,05\% \cdot MW + 0,1\% \cdot MB$	590 V	600 V	$\frac{\Delta P_{ZK,Symm+}}{P_{ZK,Symm+}} =$
$I_{ZK,Symm+}$	$\Delta I_{ZK,Symm+} = 0,004\% \cdot MW + 0,001\% \cdot MB + 0,1\% \cdot MB$	4 A	7 A	$\pm 0,332\%$
$U_{ZK,Symm-}$	$\Delta U_{ZK,Symm-} = 0,05\% \cdot MW + 0,1\% \cdot MB$	590 V	600 V	$\frac{\Delta P_{ZK,Symm-}}{P_{ZK,Symm-}} =$
$I_{ZK,Symm-}$	$\Delta I_{ZK,Symm-} = 0,004\% \cdot MW + 0,001\% \cdot MB + 0,1\% \cdot MB$	4 A	7 A	$\pm 0,332\%$
U_{ZK}	$\Delta U_{ZK} = 0,05\% \cdot MW + 0,1\% \cdot MB$	1200 V	1000 V	$\frac{\Delta P_{ZK}}{P_{ZK}} =$
I_{ZK}	$\Delta I_{ZK} = 0,004\% \cdot MW + 0,001\% \cdot MB + 0,1\% \cdot MB$	650 A	700 A	$\pm 0,246\%$
$U_{LL,2L}$	$\Delta U_{LL,2L} = 0,1\% \cdot MW + 0,05\% \cdot MB$	780 V	1000 V	$\frac{\Delta P_{AC,2L}}{P_{AC,2L}} =$
$I_{x,2L}$	$\Delta I_{x,2L} = 0,004\% \cdot MW + 0,001\% \cdot MB + 0,1\% \cdot MB$	600 A	700 A	$\pm 0,286\%$
$U_{LL,3L}$	$\Delta U_{LL,3L} = 0,1\% \cdot MW + 0,05\% \cdot MB$	780 V	1000 V	$\frac{\Delta P_{AC,3L}}{P_{AC,3L}} =$
$I_{x,3L}$	$\Delta I_{x,3L} = 0,004\% \cdot MW + 0,001\% \cdot MB + 0,1\% \cdot MB$	600 A	700 A	$\pm 0,286\%$

Erkennbar ist, dass die relativen Messabweichungen vom untersuchten Betriebspunkt abhängig sind. Dieses ist auf die Messgröße innerhalb des Messbereiches und auf die gegebene Genauigkeit des Sensors und des Messgerätes zurückzuführen. Vor allem bei kleinen gemessenen Größen innerhalb eines erforderlichen größeren Messbereiches treten größere Messabweichungen auf, die folglich zu einer größeren relativen Messabweichung führen.

Im Folgenden erfolgt die Auswertung der entsprechenden Verluste und Wirkungsgrade die mit Hilfe der Simulation ermittelt wurden sowie der Vergleich mit den experimentell ermittelten Verlusten und Wirkungsgraden inklusive der Messabweichung des zwei- und dreistufigen Stromrichters unter Verwendung der zirkulierenden Leistungsvermessung.

Tab. 6.4: Maximale relative Messabweichungen der Verluste entsprechend der einzelnen Gleichungen sowie der Wirkungsgrade der zirkulierenden Leistungsvermessung für den Betriebspunkt des netzseitigen Betriebs bei $U_{DC} = 1200\text{ V}$, $I_x = 600\text{ A}$, $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $m \approx 1$, $\cos \varphi \approx 1,0$ und $f_N = 50\text{ Hz}$

Max. relative Messabweichung der ber. Leistung	Betriebspunkt $I_x = 600\text{ A}$ $U_{DC} = 1200\text{ V}$
$\Delta P_{Verl.,2L\&3L}/P_{Verl.,2L\&3L} =$	$\pm 9,761\%$
$\Delta P_{Verl.,2L}/P_{Verl.,2L} =$	$\pm 9,761\%$
$\Delta P_{Verl.,3L}/P_{Verl.,3L} =$	$\pm 9,761\%$
$\Delta \eta_{2L}/\eta_{2L} =$	$\pm 0,874\%$
$\Delta \eta_{3L}/\eta_{3L} =$	$\pm 0,829\%$

6.7 Vergleich von simulativer und experimenteller Leistungsvermessung

Die Ergebnisse der Simulation der zirkulierenden Leistungsvermessung basieren auf Grundlage des mit MATLAB®/Simulink® und der Toolbox PLECS® aufgebauten Modells nach Abbildung 6.2. Die experimentell ermittelten Ergebnisse beruhen auf der zirkulierenden Leistungsvermessung, die auf dem Prüfstand der Danfoss Silicon Power GmbH aufgenommen wurde.

In der Tabelle 6.5 sind die wichtigsten Ergebnisse der simulativen Verlustleistungs- und Wirkungsgraduntersuchung basierend auf den Ergebnissen aus den Abbildungen 6.6 bis 6.9 zusammengefasst. Die wichtigsten ermittelten Ergebnissen der experimentellen Verlustleistungs- und Wirkungsgraduntersuchung der zirkulierenden Leistungsvermessung aus den Abbildungen 6.15 bis 6.17 des dreistufigen NPC-Stromrichters sowie der experimentellen Ergebnisse für den zweistufigen Stromrichter aus den gezeigten Abbildungen 9.22 bis 9.25 sind ebenfalls dargestellt.

Anhand der Ergebnisse aus Tabelle 6.5 ergeben sich für den dreistufigen NPC-Stromrichter bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 1200\text{ V}$ und einem Phasenstrom von $I_x = 600\text{ A}$ für den generatorseitigen Betrieb ($\cos \varphi \approx -1,0$), ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,5\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 12,2\text{ kW}$. Für den netzseitigen Betrieb ($\cos \varphi \approx 1,0$) ergibt sich ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,7\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,3L} \approx 11,0\text{ kW}$. Im direkten Vergleich ergibt sich für den zweistufigen Stromrichter unter gleichen Bedingungen für den generatorseitigen Betrieb ($\cos \varphi \approx -1,0$) ein Wirkungsgrad von $\eta_{2L} \approx 98,4\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,2L} \approx 13,2\text{ kW}$. Für den netzseitigen Betrieb ($\cos \varphi \approx 1,0$) ergibt sich ein Wirkungsgrad von $\eta_{2L} \approx 98,3\%$ bei Verlusten von $P_{Verl.,2L} \approx 14,2\text{ kW}$.

Auffällig ist, dass der Wirkungsgrad im gleichen Betriebspunkt (1200 V, 600 A) für den dreistufigen NPC-Stromrichter sowohl im generatorseitigen als auch im netzseitigen Betrieb höher (+0,1 % bzw. +0,4 %), als für den zweistufigen Stromrichter ist. Für den Betriebspunkt

Tab. 6.5: Darstellung der Ergebnisse der simulativen und experimentellen Verlustleistungs- und Wirkungsgraduntersuchung des dreistufigen NPC-Stromrichters mit zweistufiger Ansteuerung sowie der finalen Ergebnisse des zweistufigen Stromrichters aus der experimentellen Vermessung für jeweils Modulationsgrad $m = 1$ und inklusive der Messabweichung

SR-Typ	Ergebnisse aus	Arbeitspunkt U_{DC}, I_x	generatorseitig	netzseitig
			$\cos \varphi \approx -1,0$	$\cos \varphi \approx 1,0$
drei- stufiger NPC- SR	Simulation	600 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 98,7 \%$	$\eta_{3L} \approx 98,7 \%$
		1200 V, 100 A	$P_{Verl.,3L} \approx 5,2 \text{ kW}$	$P_{Verl.,3L} \approx 4,9 \text{ kW}$
		1200 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 99,4 \%$	$\eta_{3L} \approx 99,5 \%$
			$\eta_{3L} \approx 99,0 \%$	$\eta_{3L} \approx 99,1 \%$
			$P_{Verl.,3L} \approx 7,9 \text{ kW}$	$P_{Verl.,3L} \approx 7,3 \text{ kW}$
drei- stufiger NPC- SR	Experiment	600 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 98,1 \pm 0,87 \%$	$\eta_{3L} \approx 98,4 \pm 0,87 \%$
		1200 V, 100 A	$P_{Verl.,3L} \approx 7,8 \text{ kW} \pm 10,16 \%$	$P_{Verl.,3L} \approx 6,8 \text{ kW} \pm 10,16 \%$
		1200 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 98,8 \pm 0,88 \%$	$\eta_{3L} \approx 99,1 \pm 0,88 \%$
			$\eta_{3L} \approx 98,5 \pm 0,83 \%$	$\eta_{3L} \approx 98,7 \pm 0,83 \%$
			$P_{Verl.,3L} \approx 12,2 \text{ kW} \pm 9,76 \%$	$P_{Verl.,3L} \approx 11,0 \text{ kW} \pm 9,76 \%$
zwei- stufiger SR	Experiment	600 V, 600 A	$\eta_{2L} \approx 98,1 \pm 0,91 \%$	$\eta_{2L} \approx 97,9 \pm 0,91 \%$
		1200 V, 100 A	$P_{Verl.,2L} \approx 8,2 \text{ kW} \pm 10,16 \%$	$P_{Verl.,2L} \approx 8,8 \text{ kW} \pm 10,16 \%$
		1200 V, 600 A	$\eta_{2L} \approx 98,4 \pm 0,87 \%$	$\eta_{2L} \approx 98,3 \pm 0,87 \%$
			$P_{Verl.,2L} \approx 13,2 \text{ kW} \pm 9,76 \%$	$P_{Verl.,2L} \approx 14,2 \text{ kW} \pm 9,76 \%$

600 V, 600 A sind die Wirkungsgradunterschiede nahezu identisch im Vergleich zum vorherig verglichenen Betriebspunkt ($\pm 0,0 \%$ bzw. $+0,5 \%$). Dieses lässt sich jeweils auf die niedrigen Verluste des dreistufigen Stromrichters zurückführen. Der Anteil der Durchlassverluste an den Gesamtverlusten ist beim dreistufigen Stromrichter am Größten, da für die dreistufige Topologie zwei Leistungshalbleiter in Reihe geschaltet werden. Im direkten Vergleich machen jedoch die Schaltverluste beim zweistufigen Stromrichter den größten Anteil an den Gesamtverlusten aus, da die Leistungshalbleiter aufgrund der erforderlichen höheren Sperrspannungsklasse typischerweise bauartbedingt größere Schaltverluste besitzen. Die Wirkungsgrade der Simulation sind für die untersuchten Betriebspunkte höher ($+0,3 \dots +0,6 \%$), da weitere äußere Einflüsseffekte und Messabweichungen bei der Simulation ausgeschlossen werden können.

Zur Bewertung der unterschiedlichen Ansteuerungsverfahren für den dreistufigen NPC-Stromrichter werden beide Modulationsverfahren zusätzlich mit Hilfe des in MATLAB®/Simulink® und der Toolbox PLECS® realisierten Simulationsmodells nach Abbildung 6.2 miteinander verglichen. Ein direkter Vergleich der Ansteuerungsverfahren unter realen Bedingungen ist aufgrund des beschriebenen Prüfaufbaus nicht möglich. Als Basis dienen die Abbildungen 6.6 bis 6.9 der Ergebnisse der Verlustleistungs- und Wirkungsgraduntersuchung für den dreistufigen NPC-Stromrichter mit zweistufiger Ansteuerung nach Abbildung 6.3. Die Ergebnisse der dreistufigen Ansteuerung für den dreistufigen NPC-Stromrichter sind im Anhang in den Abbildungen 9.18 bis 9.21 dargestellt.

Beim direkten Vergleich von zweistufiger und dreistufiger Ansteuerung des dreistufigen NPC-Stromrichters zeigt sich, dass die Verluste der zweistufigen Ansteuerung größer sind als

Tab. 6.6: Darstellung der Ergebnisse der simulativen Verlustleistungs- und Wirkungsgraduntersuchung für den Unterschied der zwei- und dreistufigen Ansteuerung des dreistufigen NPC-Stromrichters für jeweils Modulationsgrad $m \approx 1$

Ansteuerungsverfahren	Ergebnisse aus	Arbeitspunkt U_{DC}, I_x	generatorseitig $\cos \varphi \approx -1,0$	netzseitig $\cos \varphi \approx 1,0$
zweistufige Ansteuerung nach Abb. 6.3	Simulation	600 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 98,6 \%$	$\eta_{3L} \approx 98,7 \%$
			$P_{Verl.,3L} \approx 5,2 \text{ kW}$	$P_{Verl.,3L} \approx 4,9 \text{ kW}$
			1200 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 99,0 \%$
			$P_{Verl.,3L} \approx 7,9 \text{ kW}$	$P_{Verl.,3L} \approx 7,3 \text{ kW}$
dreistufige Ansteuerung nach Kap. 4.3.4	Simulation	600 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 99,0 \%$	$\eta_{3L} \approx 98,9 \%$
			$P_{Verl.,3L} \approx 4,3 \text{ kW}$	$P_{Verl.,3L} \approx 4,5 \text{ kW}$
			1200 V, 600 A	$\eta_{3L} \approx 99,3 \%$
			$P_{Verl.,3L} \approx 5,7 \text{ kW}$	$P_{Verl.,3L} \approx 5,9 \text{ kW}$

im Vergleich zur dreistufigen Ansteuerung. Ein Nachteil der zweistufigen Ansteuerung ist, dass die inneren Leistungshalbleiter jeder Halbbrücke des NPC-Stromrichters nicht mit der gewünschten Schaltfrequenz geschaltet werden können. Üblicherweise werden diese Leistungshalbleiter bei einer dreistufigen Modulation mit der Grundschnwingfrequenz von 50 Hz bzw. 100 Hz des Systems geschaltet. Bei einer Umsetzung, wie in Abbildung 6.3 gezeigt, werden die inneren Leistungshalbleiter jedoch mit der effektiven Schaltfrequenz f_{sw} der zweistufigen Modulation geschaltet, die einem Vielfachen der üblichen Grundschnwingfrequenz entspricht. Diese Unterschiede zeigen sich ebenfalls in den Verlusten und den Wirkungsgraden der Ergebnisse der durchgeführten Simulationen der unterschiedlichen Ansteuerungen, wie in Tabelle 6.6 dargestellt.

Die Ergebnisse der Simulation aus Tabelle 6.6 zeigen, dass mit der dreistufigen Ansteuerung höhere Wirkungsgrade für den dreistufigen NPC-Stromrichter erzielt werden. Im Durchschnitt liegen die Wirkungsgrade der zweistufigen Ansteuerung um ca. 0,3 ... 0,4 % niedriger, als die Wirkungsgrade der dreistufigen Ansteuerung. Das ungewollte Schalten der inneren Leistungshalbleiter V_{x2} und V_{x3} führt folglich zu höheren Verlusten und somit zu einem kleineren Wirkungsgrad des Systems. Im folgenden Abschnitt wird ein abschließendes Fazit zur zirkulierenden Leistungsvermessung gegeben.

6.8 Fazit der zirkulierenden Leistungsvermessung

In der Literatur finden sich verschiedene Verfahren zur Verlustleistungsbestimmung eines Stromrichters. Nur wenige Verfahren eignen sich, um Systeme mit einer hohen Leistungsklasse ($> 100 \text{ kW}$) im Laboreinsatz zu vermessen. Das am weitesten verbreitete und zugleich einfachste Verfahren ist die Messung der Ein- und Ausgangsleistung. Dieses Verfahren kann jedoch in dieser Arbeit nicht angewendet werden, da die Energie des Systems häufig über eine passive ohmsch-induktive Last verheizt wird. Vor allem bei der Leistungsklasse des untersuchten Stromrichters wäre ein solches Verfahren für die Vermessung im Labor nicht praktikabel. Rückspeisefähige elektronische Lasten sind wiederum sehr teuer und bei großen Leistungen nur bedingt verfügbar. Daher bietet das vorgestellte Verfahren der zirkulierenden

Leistungsvermessung einen entscheidenden Vorteil. Für die Untersuchung von zwei identischen Systemen großer Leistungsklasse ist nur ein geringer Leistungsaufwand erforderlich, weshalb dieses Verfahren für diese Anwendung weit verbreitet ist und in dieser Arbeit ebenfalls verwendet und adaptiert wurde.

Wie in Abschnitt 6.2 vorgestellt und in Abschnitt 6.3 detailliert beschrieben, ist es mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung nach [161, 162] möglich zwei Stromrichtersysteme unterschiedlicher Topologie in einem Arbeitsschritt einfach und präzise zu charakterisieren. Der Aufbau des Teststandes und die gewonnenen Ergebnisse aus der experimentellen Vermessung des zwei- und dreistufigen Stromrichters zeigen die hohe Präzision der Messergebnisse unter Betrachtung der einzelnen Messabweichungen des Messequipments. Dieses ist anhand der ermittelten geringen Messunsicherheiten aus der Fehlerfortpflanzung erkennbar.

Der dreistufige NPC-Stromrichter wurde bei einer Ausgangsleistung von mehr als 800 kW betrieben. Dabei wurden die Verluste und Wirkungsgrad für zwei Zwischenkreisspannungen $U_{DC} = 600\text{ V}$ und $U_{DC} = 1200\text{ V}$ ermittelt, dargestellt und analysiert. Hierzu wurde der generator- und netzseitige Betrieb des Stromrichters experimentell untersucht, in dem die Leistungsflussrichtung mit einem Verschiebungsfaktor von $\cos \varphi \approx \pm 1,0$ geändert wurde. Zusätzlich wurden im netz- und generatorseitigen Betrieb verschiedene Modulationsgrade eingestellt und analysiert. Des Weiteren wurde das System bis zum vollen Phasenstrom von $I_x = 600\text{ A}$ belastet, so dass aussagekräftige Ergebnisse erzielt werden konnten. Somit konnte für den dreistufigen NPC-Stromrichter bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 1200\text{ V}$ und einem Phasenstrom von $I_x = 600\text{ A}$ für den generatorseitigen Betrieb ($\cos \varphi \approx -1,0$), ein Wirkungsgrad von $\eta_{3L} \approx 98,5\%$ bei Verlusten von $P_{\text{Verl.},3L} \approx 12,2\text{ kW}$ erzielt werden. Für den netzseitigen Betrieb ($\cos \varphi \approx 1,0$) liegt der Wirkungsgrad bei $\eta_{3L} \approx 98,7\%$ und entsprechenden Verlusten von $P_{\text{Verl.},3L} \approx 11,0\text{ kW}$. Der zweistufige Stromrichter wurde mit Hilfe der Leistungsvermessung ebenfalls für den Betriebspunkt (1200 V, 600 A) untersucht und zeigt für den generatorseitigen Betrieb einen um 0,1 % und für den netzseitigen Betrieb einen um 0,4 % kleineren und damit schlechteren Wirkungsgrad. Für den Unterschied der zwei- und dreistufigen Ansteuerung mittels der simulativen Verlustleistungs- und Wirkungsgraduntersuchung zeigt sich darüber hinaus, dass die Ansteuerung bei gleichem Arbeitspunkt (1200 V, 600 A) jeweils ca. um +0,3 % besser für den generator- und netzseitigen Betrieb ist.

Die ermittelten Ergebnisse aus der Leistungsvermessung zeigen also, dass die Wirkungsgrade des dreistufigen NPC-Stromrichters höher sind als im Vergleich zum zweistufigen Stromrichter bei gleichem Betriebspunkt. Die Simulationsergebnisse verdeutlichen, dass die zusätzliche Anwendung einer dreistufigen Ansteuerung einen noch besseren Wirkungsgrad hervorrufen würde, als bei der durchgeführten Leistungsvermessung mit zweistufiger Ansteuerung.

Folglich kann dieses Verfahren der zirkulierenden Leistungsvermessung und die Methode der Bestimmung der Verluste für weitere Anwendungen mit hoher Leistung und hohem Wirkungsgrad eingesetzt werden.

7 Zusammenfassung, Schlussfolgerung und Ausblick

Im folgenden Abschlusskapitel wird die Arbeit über alle vorgestellten Kapitel noch einmal zusammengefasst. In der darauffolgenden Schlussfolgerung werden die wesentlichen Kernpunkte der Ergebnisse der Arbeit präzisiert. Abschließend verdeutlicht der Ausblick die verschiedenen Möglichkeiten die entstandene Arbeit, als Basis für neue Forschungsansätze, weiter zu verwenden.

7.1 Zusammenfassung

Das Ziel dieser Arbeit war die Konzipierung, Optimierung und Realisierung eines hocheffizienten dreistufigen Niederspannungsstromrichter für den Einsatz in Megawatt-Windenergieanlagen mit einer erhöhter Ausgangsspannung kleiner 1000 V. Hierzu wurde in Kapitel 2 der Stand der Technik bezüglich des Aufbaus und des elektrischen Antriebsstrangs einer Windenergieanlage vorgestellt. Mit der Erhöhung der Ausgangsspannung des Stromrichters und der möglichen Minimierung des erforderlichen Kabelquerschnittes der Windenergieanlage wurden erste Ansätze zur Optimierung aufgezeigt. Ein erster Vergleich von zweistufiger und dreistufiger Stromrichtertopologie sowie der Vergleich der entsprechend erhöhten Ausgangsspannung erforderlichen Sperrspannungsklassen der Leistungshalbleiter verdeutlicht die Sinnhaftigkeit der Untersuchung eines dreistufigen Niederspannungsstromrichters.

Im Anschluss erfolgte in Kapitel 3 die Vorstellung verschiedener Baukomponenten eines Stromrichters, beginnend mit Leistungshalbleitern und ihrer inneren Aufbaustruktur. Eine Möglichkeit der Optimierung des Stromrichters durch den Einfluss auf die $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik eines Leistungshalbleiters wurde eingeführt. Ebenso wurden der Aufbau des dreistufigen NPC-Leistungshalbleitermoduls sowie die Auslegung des Zwischenkreises dargestellt. In Kapitel 4 wurden jeweils der zwei- und dreistufige Stromrichter in der Funktionsweise, im Aufbau und bezüglich dessen Schalt- und Durchlassverlustverteilung beschrieben. Darüber hinaus wurden das mechanische und elektrische Konzept des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters, beruhend auf dem Basisstromrichter, beschrieben und die dazugehörigen Kenngrößen aufgezeigt. Abschließend wurde in Kapitel 4 das entwickelte dreistufige NPC-Treiberboard in Aufbau und Funktion beschrieben.

Zur Optimierung des Stromrichters wurde in Kapitel 5 ein ausführlicher Vergleich der Verluste mit Hilfe des vorgestellten Simulationsverfahrens in MATLAB® und alternativ eines analytischen Bauleistungsvergleiches durchgeführt. Das verwendete Simulationsmodell sowie das Konzept des Bauleistungsvergleiches wurden vorgestellt. Das dreistufige Leistungshalbleitermodul und die entsprechenden Leistungshalbleiterchips wurden als Referenzbasis verwendet. Mit Hilfe der eingangs vorgestellten Beeinflussung der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik wurden weitere Leistungshalbleiterchips unterschiedlicher Charakteristik mit Hilfe einer realen Trade-Off-Kurve für die Simulation und die analytische Untersuchung skaliert. Diese wurden in unterschiedlichen Varianten zu neuen Leistungshalbleitermodulen simulativ aufgebaut. Diese optimierten Leistungshalbleitermodule wurden daraufhin mittels

Simulation und Bauleistungsvergleich für unterschiedliche Betriebspunkte untersucht und in ihrer Performance verglichen und diskutiert.

Im letzten Kapitel der Arbeit wurden verschiedene Verfahren zur Leistungsvermessung von Stromrichtern erläutert. Das Verfahren mit zirkulierender Leistungsvermessung wurde als beste Variante für diese Untersuchung ausgewählt. Der Algorithmus des Verfahrens wurde dabei entsprechend auf das zur Verfügung stehende Laborequipment und den vorhandenen Prüfstand adaptiert, sodass der entwickelte und im Labor aufgebaute dreistufige NPC-Niederspannungsstromrichter bei nahezu voller Ausgangsleistung in Betrieb genommen werden konnte. Im Anschluss wurde eine Untersuchung des Stromrichters in verschiedenen Betriebspunkten bezüglich der Verluste und des Wirkungsgrades des Systems durchgeführt. Zur Verifikation der experimentell ermittelten Wirkungsgrade des Stromrichters wurde die aufgebaute Untersuchungsmethode, mit Hilfe von MATLAB® und der Erweiterungstoolbox PLECS®, mittels Simulation verglichen. Das Kapitel sechs schließt mit einem Vergleich der Ergebnisse aus Simulation und Experiment.

7.2 Schlussfolgerung

Der in dieser Arbeit entwickelte dreistufige Stromrichter hat gezeigt, dass das Systemkonzept eine mögliche Alternative für den bisher am häufigsten verwendeten zweistufigen Stromrichter einer Windenergieanlage darstellt.

In den bestehenden äußeren Dimension von Höhe x Tiefe x Breite von ca. 1100 mm x 300 mm x 200 mm wurde, auf Basis eines zweistufigen Stromrichters, ein kompakter, niederinduktiver und hocheffizienter, dreistufiger NPC-Niederspannungsstromrichter aufgebaut. Die Anhebung der Phasenausgangsspannung von typischerweise 690 V auf 950 V bietet eindeutige Vorteile bei der Konzipierung eines Stromrichters. Bei gleicher Leistung beider Systeme ist es mit erhöhter Ausgangsspannung möglich, zum einen innerhalb der Niederspannungsklasse zu verbleiben und zum anderen den Querschnitt des Anschlusskabels deutlich zu minimieren.

Nachteilig bei dieser Topologie ist bekanntermaßen der erhöhte Ansteueraufwand, die Problematik der Balancierung der Neutralpunktspannung, die größere Anzahl an Leistungshalbleitern sowie die damit verbundene höhere Anzahl an Gate-Treibern. Alle diese Anforderungen sind jedoch bei dieser Leistungsklasse des Stromrichters von ca. 1 MW aus wirtschaftlicher Sicht direkt durch den gewonnenen Kostenvorteil der Minimierung des Kabelquerschnittes kompensierbar, da die Rohstoffpreise von Kupfer einen hohen Einfluss auf die Gesamtkosten der Windenergieanlage haben.

Die erhöhte Ausgangsspannung lässt sich problemlos durch den Einsatz der dreistufigen NPC-Topologie realisieren, wobei die Leistungshalbleiter weiterhin der typischerweise schalt- und durchlassverlustarmen Niederspannungsklasse angehören können, um eine erforderliche Zwischenkreisspannung von 1500 V zur Verfügung zu stellen. Darüber hinaus

wurde speziell für das entwickelte dreistufige Phasenmodul des Stromrichters eine kompakte und niederinduktive dreistufige Treiberansteuerung entwickelt, die den sicheren Betrieb des Stromrichters auch bei hoher Leistung garantiert.

Bei der Auslegung des Stromrichters mittels der Simulationssoftware MATLAB®/Simulink® und der Erweiterungstoolbox PLECS® hat sich herauskristallisiert, dass die Leistungshalbleiterchips des Phasenmoduls durch weitere Maßnahmen optimiert werden können, um die Leistungsfähigkeit des Systems zu verbessern. Eine der Maßnahmen ist die richtige Wahl der $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Charakteristik der schaltbaren Leistungshalbleiter, durch die sich unterschiedliche Modulvarianten konzipieren lassen, die einen weiteren starken Einfluss auf die Systemperformance haben. Somit lässt sich sowohl für den generatorseitigen als auch den netzseitigen Einsatz des Stromrichters ein optimales Phasenmodul aufbauen. In Kombination mit der analytischen Untersuchungsmethode des Bauleitungsvergleiches kann die Auslegung der Leistungshalbleiterchips weiter optimiert werden, um die Schalt- und Durchlassverluste zu reduzieren und folglich den Wirkungsgrad zu verbessern. Aufgrund der durchgeführten Simulationen kann festgehalten werden, dass Variante 6 (HV-CE, P2) für den generatorseitigen Einsatz vorzuziehen ist und für den netzseitigen Betrieb die Variante 5 (STD, P2) bessere Ergebnisse gegenüber der Basisvariante 1 in Bezug auf die Gesamtverluste und die Bauleistung erzielt.

Die finale Inbetriebnahme des dreistufigen NPC-Stromrichters bei nahezu voller Systemleistung (mehr als 800 kW) hat schließlich verdeutlicht, dass die Performance des untersuchten Systems gegenüber dem vorhandenen zweistufigen Stromrichter verbessert werden konnte. Für den dreistufigen NPC-Stromrichter konnte bei einer Zwischenkreisspannung von 1200 V und einem Phasenstrom von 600 A für den generatorseitigen Betrieb ein Wirkungsgrad von $\approx 98,5\%$ erzielt werden. Für den netzseitigen Betrieb konnte ein Wirkungsgrad von $\approx 98,7\%$ nachgewiesen werden. Die Vermessung stellte jedoch ebenso klar, dass im Rahmen von weiteren angrenzenden Forschungsthemen eine Steigerung der Leistung und eine Erweiterung des Einsatzbereiches weitere Optimierungspotentiale bietet, um die Leistung und die Zuverlässigkeit zu verbessern.

7.3 Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Stromrichter mit einer Leistung von knapp 1 MW Leistung konzipiert, realisiert und in Betrieb genommen. Bei der Umsetzung wurden verschiedene Maßnahmen zur Optimierung eines Stromrichters aufgezeigt, jedoch lassen sich diese Ansätze in weiterführenden Arbeiten mit neuen Themengebieten verknüpfen, um langfristig eine Entwicklung des Stromrichters in Richtung einer serienreifen Produktion zu erreichen.

Im Anschluss an diese Arbeit könnte mit dem Aufbau eines zweiten dreistufigen Stromrichters ein vollständiges dreistufiges NPC-Back-to-Back-System mit einer Leistung von knapp einem 1 MW realisiert werden.

Dabei wäre es möglich, auf Grundlage der erlangten Ergebnisse der Simulation der Verluste und dem analytischen Bauleistungsvergleich der Trade-Off-Charakteristik der Leistungshalbleitermodule, reale Leistungshalbleiterchips entsprechender Charakteristik herzustellen. Mit Hilfe dieser Leistungshalbleiter können im Anschluss mehrere Phasenmodule aufgebaut werden, um die erhaltenen Simulationsergebnisse in der Praxis zu überprüfen. Dieses dreistufiges NPC-Back-to-Back-System könnte zusätzlich in einem nächsten Schritt mit den hergestellten Leistungshalbleitermodulen bestückt werden. In einer erneuten Leistungsvermessung mit zirkulierender Leistung können die aufgebauten Module entsprechend ihrer Verluste und des Wirkungsgrades des Stromrichters untersucht werden, sodass ein optimales, real verfügbares Leistungsmodul für den entsprechenden Einsatz entsteht.

Ebenso könnte hierbei der Fokus zusätzlich auf den Parallelbetrieb und eine intelligente Leistungs- und Fehlertoleranzstrategie gelegt werden, sodass die Modularität des Stromrichters bei der Leistungsvergrößerung perfekt ausgenutzt wird und mögliche Kreisströme zwischen den Stromrichtern minimiert werden. Gerade bei Ausfall eines parallelgeschalteten Stromrichters durch einen Defekt kann so weiterhin mit den verbleibenden Einheiten eine hohe Ausgangsleistung erzielt werden. Aufgrund des Parallelbetriebs kann die Zuverlässigkeit der Anlage verbessert werden und die Wartungskosten reduziert werden.

Weiterhin ist es möglich, das System bezüglich der Ansteuerung und des Treibers zu optimieren. Hierbei wäre denkbar, unterschiedliche Verfahren zur Balancierung der Neutralpunktspannung einzusetzen und auf den Einsatz in einer Windenergieanlage unter Berücksichtigung von Netzanschlussbedingungen zu untersuchen und zu optimieren. Zusammen mit der Entwicklung einer optimalen Ansteuerung und eines Phasenmoduls mit optimaler Charakteristik könnte der Fokus auf die Zuverlässigkeit und die Lebensdauer des Systems gelegt werden. Der Einsatz von aktiv-thermischen Verfahren, die die Systemperformance nahezu nicht beeinflussen, wäre eine fortführende Maßnahme, um die Lebensdauer der Leistungshalbleiter und die thermischen Zyklen im Modul zu optimieren.

8 Literaturverzeichnis

- [1] Hau, Erich: *Windkraftanlagen - Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 5. Auflage, 2014.
- [2] Windwärts Energie, GmbH: *Strom aus der Energie des Windes*. <http://www.windwaerts.de/de/infothek/windenergie/strom-aus-der-energie-des-windes.html>. zuletzt abgerufen: 30.04.2016.
- [3] Strom-Report: *Stromerzeugung in Deutschland*. <http://strom-report.de/strom-vergleich/>. zuletzt abgerufen: 30.04.2016.
- [4] Bundesregierung: *Energiewende direkt - Da dreht sich was*. <http://www.bmwi-energiewende.de/EWD/Redaktion/Newsletter/2016/04/Meldung/infografik.html>. zuletzt abgerufen: 30.04.2016.
- [5] Bundesregierung: *Energiewende, Erneuerbare Energien, Wind*. https://www.bundesregierung.de/Webs/Breg/DE/Themen/Energiewende/ErneuerbareEnergien/wind/_node.html. zuletzt abgerufen: 30.04.2016.
- [6] Global Wind Energy, Council: *GLOBAL WIND REPORT - Annual Market Update 2015*. Technischer Bericht, April 2016.
- [7] Blaabjerg, F., Yang, Y. und Ma, K.: *Power electronics - Key technology for renewable energy systems - Status and future*. In: *3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, Seiten 1–6, Okt. 2013.
- [8] Teodorescu, R., Liserre, M. und Rodriguez, P.: *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2011.
- [9] Blaabjerg, F. und Ma, K.: *Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems*. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(3):139–152, Sept. 2013.
- [10] Liserre, M., Cardenas, R., Molinas, M. und Rodriguez, J.: *Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1081–1095, April 2011.
- [11] Andresen, B. und Birk, J.: *A high power density converter system for the Gamesa G10x 4,5 MW wind turbine*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–8, Sept. 2007.
- [12] Sayago, J. A., Bruckner, T. und Bernet, S.: *How to Select the System Voltage of MV Drives - A Comparison of Semiconductor Expenses*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(9):3381–3390, Sept. 2008.

-
- [13] Abu-Rub, H., Holtz, J., Rodriguez, J. und Baoming, G.: *Medium-Voltage Multilevel Converters - State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(8):2581–2596, Aug. 2010.
- [14] Faulstich, A., Stinke, J. K. und Wittwer, F.: *Medium voltage converter for permanent magnet wind power generators up to 5 MW*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–9, Sept. 2005.
- [15] Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P. C., Kouro, S. und Narimani, M.: *High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies*. Proceedings of the IEEE, 103(5):740–788, Mai 2015.
- [16] Blaabjerg, F., Liserre, M. und Ma, K.: *Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, 48(2):708–719, März 2012.
- [17] WindEurope asbl/vzw, (European Wind Energy Association): *UpWind: Design limits and solutions for very large wind turbines - A 20 MW turbine is feasible*. http://www.ewea.org/fileadmin/ewea_documents/documents/upwind/21895_UpWind_Report_low_web.pdf, März 2011. zuletzt abgerufen: 19.07.2016.
- [18] Heier, Siegfried: *Windkraftanlagen: Systemauslegung, Netzintegration und Regelung*. Vieweg + Teubner Verlag, Stuttgart Leipzig Wiesbaden, 5. überarb. und akt. Auflage, Juli 2009.
- [19] Bundesverband WindEnergie, e.V.: *WindEnergie - Technik*. <https://www.wind-energie.de/themen/technik-anlagen>. zuletzt abgerufen: 04.05.2016.
- [20] Schaffarczyk, A. P.: *Einführung in die Windenergietechnik*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, München, Sept. 2012.
- [21] Gasch, R. und Tvele, J.: *Wind Power Plants*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2. Auflage, Okt. 2011.
- [22] Burton, T., Jenkins, N., Sharpe, D. und Bossanyi, E.: *Wind Energy Handbook*. John Wiley & Sons, West Sussex, 2. Auflage, Juni 2011.
- [23] Mueller, S., Deicke, M. und Doncker, R. W. De: *Doubly fed induction generator systems for wind turbines*. IEEE Industry Applications Magazine, 8(3):26–33, Mai 2002.
- [24] Xiang, D., Ran, L., Tavner, P. J. und Yang, S.: *Control of a doubly fed induction generator in a wind turbine during grid fault ride-through*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 21(3):652–662, Sept. 2006.
- [25] Lima, F. K. A., Luna, A., Rodriguez, P., Watanabe, E. H. und Blaabjerg, F.: *Rotor Voltage Dynamics in the Doubly Fed Induction Generator During Grid Faults*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(1):118–130, Jan. 2010.
- [26] Wessels, C.: *Durchfahren von Netzfehlern bei Windenergieanlagen mit FACTS*. Dissertation, , Technische Fakultät, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2012.

-
- [27] Hahn, B., Durstewitz, M. und Rohrig, K.: *Wind Energy: Proceedings of the Euromech Colloquium*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, Sept. 2007.
- [28] BDEW, Bundesverband der Energie und Wasserwirtschaft e.V.: *Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz - Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*. Richtlinie, Juni 2008.
- [29] VDE Verlag, GmbH: *VDE-AR-N 4120 - TAB Hochspannung*. DIN Norm, Jan. 2015.
- [30] ENTSO-E, European Network of Transmission System Operators for Electricity: *Verordnung 2016/631 der Kommission der Europäischen Union zur Festlegung eines Netzkodex mit Netzanschlussbestimmungen für Stromerzeuger*. Verordnung der Europäischen Union, April 2016.
- [31] Danish Wind Industry, Association: *Beschreibung des Windes: Die Weibull-Verteilung*. <http://xn--drmstrre-64ad.dk/wp-content/wind/miller/windpower%20web/de/tour/wres/weibull.htm>. zuletzt abgerufen: 15.07.2016.
- [32] Diekmann, B. und Rosenthal, E.: *Energie: Physikalische Grundlagen ihrer Erzeugung, Umwandlung und Nutzung*. Springer Fachmedien, Wiesbaden, 3., vollst. überarb. u. erw. Auflage, Nov. 2013.
- [33] VDE Verlag, GmbH: *DIN EN 61400-1 VDE 0127-1:2011-08, Windenergieanlagen, Teil 1: Auslegungsanforderungen*. DIN Norm, 2011.
- [34] PelaFlow, Consulting: *Wind Power Program - The wind turbine database*. <http://www.wind-power-program.com/Downloads/List%20of%20turbines%20July%202016.pdf>, Juli 2016. zuletzt abgerufen: 15.07.2016.
- [35] PelaFlow, Consulting: *Wind Power Program - User Guide for Version 2.01c*. <http://www.wind-power-program.com/Downloads/Userguide%20for%20V2.01c.pdf>, März 2011. zuletzt abgerufen: 15.07.2016.
- [36] Fraunhofer-Institut, für Solare Energiesysteme ISE: *Stromgestehungskosten Erneuerbare Energien, Studie*, Nov. 2013.
- [37] Ackermann, T.: *Wind Power in Power Systems*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2. Auflage, Mai 2012.
- [38] VDE Verlag, GmbH: *DIN EN 50110-1 VDE 0105-1:2014-02 - Betrieb von elektrischen Anlagen*. DIN Norm, Feb. 2014.
- [39] HELUKABEL, GmbH: *Kabel und Leitungen - Anschluss- und Befestigungstechnik für Windkraftanlagen*, April 2016.
- [40] Nexans Power Accessories Germany, GmbH: *Nexans WINDLINK® connection system*, Okt. 2013.

-
- [41] HELUKABEL, GmbH: *HELWIND® WK POWERLINE ALU Mit flexibler Alu-Litze*, März 2012.
- [42] Nexans S.A., France: *WINDLINK® Reliable, high-performance cable solutions for wind turbines worldwide*, 2012.
- [43] VDE Verlag, GmbH: *DIN VDE 0298-4 VDE 0298-4:2013-06 - Verwendung von Kabeln und isolierten Leitungen für Starkstromanlagen - Teil 4: Empfohlene Werte für die Strombelastbarkeit von Kabeln und Leitungen für feste Verlegung in und an Gebäuden und von flexiblen Leitungen*. DIN Norm, 2013.
- [44] finanzen.net, GmbH: *Aluminium*. <http://www.finanzen.net/rohstoffe/aluminiumpreis/euro>. zuletzt abgerufen: 25.03.2017.
- [45] finanzen.net, GmbH: *Kupfer*. <http://www.finanzen.net/rohstoffe/kupferpreis/euro>. zuletzt abgerufen: 25.03.2017.
- [46] Infineon Technologies, AG: *Datenblatt - IGBT-Module FF1000R17IE4 - Technische Informationen*. http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF1000R17IE4-DS-v03_02-en_de.pdf?fileId=db3a30431ff9881501201dc994a34980, Nov. 2013. zuletzt abgerufen: 19.07.2016.
- [47] Infineon Technologies, AG: *Datenblatt - IGBT-Module FZ800R33KF2C - Technische Informationen*. http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ800R33KF2C-DS-v02_01-en_de.pdf?fileId=db3a304412b407950112b4313fbb53e7, Nov. 2013. zuletzt abgerufen: 19.07.2016.
- [48] Infineon Technologies, AG: *Datenblatt - IGBT-Module FF600R12ME4 - Technische Informationen*. http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF600R12ME4-DS-v02_02-en_de.pdf?fileId=db3a30432a40a650012a40f9eac70002, Nov. 2013. zuletzt abgerufen: 19.07.2016.
- [49] Volke, A. und Hornkamp, M.: *IGBT Modules - Technologies, Driver and Application*. Infineon Technologies AG, München, 2012.
- [50] Busatto, G., Cascone, B., Fratelli, L. und Luciano, A.: *Series connection of IGBTs in hard-switching applications*. In: *IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting.*, Band 2, Seiten 825–830, Okt. 1998.
- [51] Abbate, C., Busatto, G., Fratelli, L., Iannuzzo, F., Cascone, B. und Giannini, G.: *Series connection of high power IGBT modules for traction applications*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–8, Sept. 2005.
- [52] Wintrich, A., Nicolai, U., Tursky, W. und Reimann, T.: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH, Ilmenau, 2. überarbeitete Auflage, 2015.

- [53] Mohr, M. und Fuchs, F. W.: *Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with DC to DC boost converters for fuel cell generation systems*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–10, Sept. 2005.
- [54] Franke, W. T., Mohr, M. und Fuchs, F. W.: *Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power*. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 1814–1820, Juni 2008.
- [55] Lutz, J., Schlangenotto, H., Scheuermann, U. und Doncker, R. De: *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2011. Auflage, Jan. 2011.
- [56] Baliga, B. J.: *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. Springer-Verlag, New York, 2008. Auflage, Sept. 2008.
- [57] Schröder, D.: *Leistungselektronische Bauelemente*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2. Auflage, März 2006.
- [58] Baliga, B. J.: *The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor*. William Andrew, Oxford, 1. Auflage, April 2015.
- [59] Mohan, N., Undeland, T. M. und Robbins, W. P.: *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 3. Auflage, Nov. 2002.
- [60] Specovius, Joachim: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. Springer Vieweg, Berlin Heidelberg, 7. Auflage, Juni 2015.
- [61] Khanna, V. K.: *Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design (IEEE Press Series on Microelectronic Systems)*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 1. Auflage, Sept. 2003.
- [62] Dodge, J.: *IGBT Technical Overview - Distinguishing Features*, Nov. 2004.
- [63] Wilamowski, B. M. und Irwin, J. D.: *Power Electronics and Motor Drives (Electrical Engineering Handbook)*. Taylor & Francis Inc., London, 2. Auflage, Feb. 2011.
- [64] Thomas, M.: *The Next Generation High Speed IGBT Family From Infineon*. Präsentation von Infineon Technologies AG, Mai 2010.
- [65] Infineon Technologies, AG: *Discrete IGBT - Explanation of discrete IGBTs' datasheets*. Applikationsschrift, Sept. 2015.
- [66] Hitachi Power Semiconductor Device, Ltd.: *HIGH VOLTAGE IGBT MODULE - Application Manual*. Applikationsschrift, Dez. 2009.

- [67] Hitachi Power Semiconductor Device, Ltd.: *Products - IGBT*. <http://www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/en/product/igbt/index.html>. zuletzt abgerufen: 18.11.2016.
- [68] Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L. G., Wu, B., Rodriguez, J., Perez, M. A. und Leon, J. I.: *Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(8):2553–2580, Aug 2010.
- [69] Projekt, im Rahmen des Innovationscluster Leistungselektronik für Regenerative Energieversorgung: *Optimization of a Power Stack for Wind Turbines*. Fraunhofer-Institut für Siliziumtechnologie (ISIT), Schleswig-Holstein, 2015.
- [70] Danfoss Silicon Power, GmbH: *IGBT modules for 3-Level inverters in standard footprint package*. Factsheet, April 2016.
- [71] Infineon Technologies, AG: *PrimePACK(TM)IGBT Modules*. <http://www.infineon.com/cms/en/product/promopages/primepack/>. zuletzt abgerufen: 18.11.2016.
- [72] K., Fischer, Stalin, T., Ramberg, H., Thiringer, T., Wenske, J. und Karlsson, R.: *Investigation of converter failure in wind turbines A pre-study*. Technischer Bericht, Svenska Elföretagens Forsknings- och Utvecklings- Elforsk - AB, Nov. 2012.
- [73] Bueno, E. J., Cobrecas, S., Rodriguez, F. J., Espinosa, F., Alonso, M. und Alcaraz, R.: *Calculation of the DC-bus Capacitors of the Back-to-back NPC Converters*. In: *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Seiten 137–142, Aug. 2006.
- [74] Liserre, M., Klumper, C., Blaabjerg, F., Monopoli, V. G. und Dell’Aquila, A.: *Evaluation of the ride-through capability of an active-front-end adjustable speed drive under real grid conditions*. In: *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, Band 2, Seiten 1688–1693, Nov. 2004.
- [75] Pou, J., Pindado, R., Boroyevich, D. und Rodriguez, P.: *Limits of the neutral-point balance in back-to-back-connected three-level converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(3):722–731, Mai 2004.
- [76] Malesani, L., Rossetto, L., Tenti, P. und Tomasin, P.: *AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link*. IEEE Transactions on Industry Applications, 31(2):287–292, März 1995.
- [77] Wang, H. und Blaabjerg, F.: *Reliability of capacitors for DC-link applications; An overview*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Seiten 1866–1873, Sept. 2013.
- [78] Grbovic, Petar J.: *Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems: Analysis, Modeling and Design in Theory and Practice*. John Wiley & Sons, West Sussex, 1. Auflage, Dez. 2013.

-
- [79] FTCAP, GmbH: *FischerLink - More than just the assembly of Capacitors*. http://www.ftcap.de/fileadmin/user_upload/download_inhalte/katalog_fischerlink.pdf, Nov. 2014.
- [80] FTCAP, GmbH: *DC-Link - EnergyCap*. http://www.ftcap.de/fileadmin/user_upload/produktboxen/film_kondensatorenn/webboxen/dc_Link/EnergyCap.pdf. zuletzt abgerufen: 19.07.2016.
- [81] Projekt, im Rahmen des Innovationscluster Leistungselektronik für Regenerative Energieversorgung: *3-level Power Stack Specification - System Configuration*. Internes Projektdokument, Fraunhofer-Institut für Siliziumtechnologie (ISIT), Schleswig-Holstein, Juli 2015.
- [82] Abu-Rub, H., Malinowski, M. und Al-Haddad, K.: *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 1. Auflage, Juli 2014.
- [83] Baroudi, J. A., Dinavahi, V. und Knight, A. M.: *A review of power converter topologies for wind generators*. In: *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, Seiten 458–465, Mai 2005.
- [84] Ma, K.: *Power Electronics for the Next Generation Wind Turbine System (Research Topics in Wind Energy)*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1. Auflage, Juli 2015.
- [85] Orłowska-Kowalska, T., Blaabjerg, F. und Rodríguez, J.: *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives (Studies in Computational Intelligence)*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2014. Auflage, Jan. 2014.
- [86] Yaramasu, V. und Wu, B.: *Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems (IEEE Press Series on Power Engineering)*. John Wiley & Sons, Toronto, 1. Auflage, Dez. 2016.
- [87] Lu, B., Li, Y., Wu, X. und Yang, Z.: *A review of recent advances in wind turbine condition monitoring and fault diagnosis*. In: *IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, Seiten 1–7, Juni 2009.
- [88] Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Bialasiewicz, J. T., Galvan, E., Portillo-Guisado, R. C., Prats, M. A. M., Leon, J. I. und Moreno-Alfonso, N.: *Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4):1002–1016, Juni 2006.
- [89] Wu, B., Lang, Y., Zargari, N. und Kouro, S.: *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems (IEEE Press Series on Power Engineering)*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 1. Auflage, Sept. 2011.
- [90] Winkelkemper, M., Wildner, F. und Steimer, P. K.: *6 MVA five-level hybrid converter for windpower*. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 4532–4538, Juni 2008.

- [91] Polinder, H., Lendenmann, H., Chin, R. und Arshad, W. M.: *Fault tolerant generator systems for wind turbines*. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Seiten 675–681, Mai 2009.
- [92] Kusiak, A. und Li, W.: *The prediction and diagnosis of wind turbine faults*. *Renewable Energy*, 36(1):16 – 23, 2011.
- [93] Franquelo, L. G., Rodriguez, J., Leon, J. I., Kouro, S., Portillo, R. und Prats, M. A. M.: *The age of multilevel converters arrives*. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2(2):28–39, Juni 2008.
- [94] Rodriguez, J., Lai, J. S. und Peng, F. Z.: *Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4):724–738, Aug. 2002.
- [95] Steimer, P. K., Oedegard, B., Apeldoorn, O., Bernet, S. und Brueckner, T.: *Very High Power IGCT PEBB technology*. In: *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 1–7, Juni 2005.
- [96] Siemens, AG: *SINAMICS SM150*. <https://www.industry.siemens.com/drives/global/de/umrichter/mittelspannungsumrichter/Documents/technische-datenblaetter/sinamics-sm150-technische-daten-de.pdf>. zuletzt abgerufen: 27.03.2017.
- [97] Backlund, B. und Ebner, S.: *The wind power converter for tomorrow is already here*. *Conference of the European Wind Energy Association EWEA*, März 2011.
- [98] Ericson, T., Khersonsky, Y. und Steimer, P. K.: *PEBB Concept Applications in High Power Electronics Converters*. In: *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 2284–2289, Juni 2005.
- [99] Kolar, J. W., Ertl, H. und Zach, F. C.: *Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6):1063–1075, Nov. 1991.
- [100] Nabae, A., Takahashi, I. und Akagi, H.: *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5):518–523, Sept. 1981.
- [101] Bruckner, T. und Bernet, S.: *Estimation and Measurement of Junction Temperatures in a Three-Level Voltage Source Converter*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(1):3–12, Jan. 2007.
- [102] Dieckerhoff, S., Bernet, S. und Krug, D.: *Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction applications*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(6):1328–1336, Nov. 2005.
- [103] Jung, J. H., Ku, H. G., Im, W. S. und Kim, J. M.: *A PWM control strategy for low-speed operation of three-level NPC inverter based on bootstrap gate drive circuit*. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Seiten 297–302, März 2014.

-
- [104] Wu, B.: *High-Power Converters and AC Drives*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 1. Auflage, März 2006.
- [105] Bruckner, T. und Holmes, D. G.: *Optimal pulse-width modulation for three-level inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 20(1):82–89, Jan. 2005.
- [106] Celanovic, N. und Boroyevich, D.: *A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 15(2):242–249, März 2000.
- [107] Brückner, T.: *The Active NPC Converter for Medium-Voltage Drives*. Dissertation, Technische Universität Dresden, 2005.
- [108] Danfoss Silicon Power, GmbH: *Harness the wind. Lower the cost of energy with customised power electronics*. Applikationsschrift, April 2016.
- [109] Bundesverband WindEnergie, e.V.: *Repowering von Windenergieanlagen - Effizienz, Klimaschutz, regionale Wertschöpfung*. Technischer Bericht, 2012.
- [110] Lyu, J., Zhang, J., Cai, X., Wang, H. und Dai, J.: *Circulating current control strategy for parallel full-scale wind power converters*. IET Power Electronics, 9(4):639–647, 2016.
- [111] Infineon Technologies, AG: *Evaluation Boards - KIT TC1797 SK*. http://www.infineon.com/cms/de/product/microcontroller/32-bit-tricore-tm-microcontroller/evaluation-boards/KIT_TC1797_SK/productType.html?productType=db3a304418a6cd1d0118eb414ba527cd. zuletzt abgerufen: 18.11.2016.
- [112] Danfoss Silicon Power, GmbH: *ShowerPower® cooling concept*. Applikationsschrift, April 2016.
- [113] Stäubli International, AG: *SPT Kühlung und Temperierung*. Applikationsschrift, März 2011.
- [114] Avago, Technologies: *Avago Technologies Solutions for Motor Control Applications*. Applikationsschrift, Sept. 2013.
- [115] Avago, Technologies: *Optoisolation and Optical Sensor Products AV00-0254EN*. Applikationsschrift, April 2016.
- [116] Concept Technologie, AG: *AN-1001 IGBT and MOSFET Drivers Correctly Calculated*. Applikationsschrift, Jan. 2010.
- [117] Concept Technologie, AG: *AN-9701 Treiberleistung richtig berechnet*. Applikationsschrift, 1997.
- [118] RECOM Power, GmbH: *Hochisolierte DC/DC-Wandler für Gate-Treiber*. <https://www.recom-power.com/de/emea/gate-drivers.html>. zuletzt abgerufen: 19.12.2016.

- [119] EPCOS AG, TDK Group Company: *Multilayer ferrite coils for decoupling*, Mai 2012.
- [120] VDE Verlag, GmbH: *DIN VDE V 0884-11 VDE V 0884-11:2017-01 Halbleiterbauelemente Teil 11: Magnetische und kapazitive Koppler für Basisisolierung und verstärkte Isolierung*. DIN Norm, 2017.
- [121] John, V., Suh, Bum Seok und Lipo, T. A.: *Fast-clamped short-circuit protection of IGBT's*. IEEE Transactions on Industry Applications, 35(2):477–486, März 1999.
- [122] Wittig, B., Boettcher, M. und Fuchs, F. W.: *Analysis and design aspects of a desaturation detection circuit for low voltage power MOSFETs*. In: *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Seiten T1–7–T1–12, Sept. 2010.
- [123] Lu, B. und Sharma, S. K.: *A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 45(5):1770–1777, Sept. 2009.
- [124] Chokhawala, R. S., Catt, J. und Kiraly, L.: *A discussion on IGBT short-circuit behavior and fault protection schemes*. IEEE Transactions on Industry Applications, 31(2):256–263, März 1995.
- [125] Lezana, P., Pou, J., Meynard, T. A., Rodriguez, J., Ceballos, S. und Richardeau, F.: *Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(7):2207–2218, Juli 2010.
- [126] Jain, A. K. und Ranganathan, V. T.: *V_{CE} Sensing for IGBT Protection in NPC Three Level Converters - Causes For Spurious Trippings and Their Elimination*. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(1):298–307, Jan. 2011.
- [127] SEMIKRON International, GmbH: *AN-11001 - 3L NPC & TNPC Topology*. Applikationsschrift, Okt. 2015.
- [128] Sprenger, M., Alvarez, R., Tannhaeuser, M. und Bernet, S.: *Experimental investigation of short-circuit failures in a three level neutral-point-clamped voltage-source converter phase-leg with IGBTs*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Seiten 4067–4075, Sept. 2013.
- [129] Plexim, GmbH: *User Manual Version 4.04: PLECS - THE SIMULATION PLATFORM FOR POWER ELECTRONIC SYSTEMS*. Stand: 13.10.2016.
- [130] Plexim, GmbH: *Analyse-Tools - Schnelle Analyse-Werkzeuge für den Frequenzbereich*. https://www.plexim.com/de/plecs/tools/analysis_tools. zuletzt abgerufen: 19.12.2016.
- [131] Vincotech, GmbH: *NPC - VINcoNPC X4*. <http://www.vincotech.com/en/products/product-families/topology/npc/product-family/flownpc-4w.html>. zuletzt abgerufen: 19.12.2016.

- [132] Fuji Electric Co., Ltd.: *IGBT Module for 3-Level Power Conversion Circuit*. <http://www.fujielectric.com/products/semiconductor/model/igbt/3level.html>. zuletzt abgerufen: 19.12.2016.
- [133] Infineon Technologies, AG: *TRENCHSTOP(TM) IGBT4 Medium Power Chip IGC193T120T8RM*. http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGC193T120T8RM-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a30433784a04001382e2b934d28b4, Aug. 2015. zuletzt abgerufen: 19.10.2016.
- [134] Infineon Technologies, AG: *Fast switching diode chip in Emitter Controlled Technology SIDC105D120H8*. http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-SIDC105D120H8-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304336ca04c90136def3b24923ef, Okt. 2015. zuletzt abgerufen: 19.10.2016.
- [135] Benkendorff, B., Fuchs, F. W., Friedrich, D., Hinz, J., Poech, M., Kohlmann, K., Reese, H., Letas, H. H., Weber, C., Mueller, Z., Berger, M., Rudzki, J., Osterwald, F. und Mono, T.: *Bottom up Research and Development for a Low-Voltage Three Level NPC Converter*. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Seiten 1–8, Mai 2015.
- [136] Alemi, P. und Lee, D. C.: *Power loss comparison in two- and three-level PWM converters*. In: *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, Seiten 1452–1457, Mai 2011.
- [137] Schweizer, M., Friedli, T. und Kolar, J. W.: *Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12):5515–5527, Dez. 2013.
- [138] L. Edmunds, International Rectifier: *AN-1057 Heatsink Characteristics*. <http://www.infineon.com/dgdl/an-1057.pdf?fileId=5546d462533600a401535591d3170fbd>, unknown. zuletzt abgerufen: 18.11.2016.
- [139] Infineon Technologies, AG: *AN2008-03 Thermische Ersatzschaltbilder*. Applikationsschrift, Juni 2008.
- [140] Brueske, S., Benkendorff, B. und Fuchs, F. W.: *Analysis of the power semiconductor design rating for three-level neutral-point-clamped inverter based on data sheet parameters*. In: *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Seiten 1–10, Sept. 2015.
- [141] Schilling, O., Wölz, M., Borghoff, G., Nübel, Th., Bräker, G. und Lübke, Chr.: *Properties of a New PrimePACK(TM) IGBT Module Concept for Optimized Electrical and Thermal Interconnection to a Modern Converter Environment*. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2005.
- [142] Infineon Technologies, AG: *AN2011-05 Industrial IGBT Modules Explanation of Technical Information*. Applikationsschrift, Nov. 2015.

- [143] Fuchs, F. W., Schröder, J. und Wittig, B.: *State of the technology of power loss determination in power converters*. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Seiten 1–10, Sept. 2013.
- [144] Xiao, C., Chen, G. und Odendaal, W. G. H.: *Overview of Power Loss Measurement Techniques in Power Electronics Systems*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(3):657–664, Mai 2007.
- [145] Forest, F., Huselstein, J. J., Faucher, S., Elghazouani, M., Ladoux, P., Meynard, T. A., Richardeau, F. und Turpin, C.: *Use of opposition method in the test of high-power electronic converters*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2):530–541, April 2006.
- [146] Christen, D., Badstuebner, U., Biela, J. und Kolar, J. W.: *Calorimetric Power Loss Measurement for Highly Efficient Converters*. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Seiten 1438–1445, Juni 2010.
- [147] Cauffet, G. und Keradec, J. P.: *Digital oscilloscope measurements in high-frequency switching power electronics*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 41(6):856–860, Dez. 1992.
- [148] Blaabjerg, F., Jaeger, U. und Munk-Nielsen, S.: *Power losses in PWM-VSI inverter using NPT or PT IGBT devices*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(3):358–367, Mai 1995.
- [149] YOKOGAWA METERS &, INSTRUMENTS CORPORATION: *WT1800 High Performance Power Analyzer*, 2011.
- [150] SIGNALTEC, GmbH: *Messbereichserweiterung mittels Präzisionsstromwandlern*. http://tmi.yokogawa.com/files/content/Powerseminar_SIGNALTEC_VORTRAG.pdf, April 2012. zuletzt abgerufen: 18.11.2016.
- [151] LEM, Components: *High Accuracy, High Technology : The Perfect Choice! ITB 300-S / IT 400-S / IT 700-S Current Transducers*, Jan. 2006. Product Information.
- [152] YOKOGAWA METERS &, INSTRUMENTS CORPORATION: *DL850E/DL850EV ScopeCorder - Edition: 04/b*, 2012.
- [153] Testec Elektronik, GmbH: *INSTRUCTION MANUAL TT-SI 9010*. http://www.testec.de/assets/pdf/TT-SI/TT-SI-9010_Manual_EN.pdf. zuletzt abgerufen: 19.12.2016.
- [154] Power Electronic Measurements, Ltd: *CWT Mini*. http://www.pemuk.com/Userfiles/CWTmini_Screened/CWT%20Mini%20datasheet%20Nov%2714%20web.pdf, Dez. 2014. zuletzt abgerufen: 18.11.2016.
- [155] Lerch, Reinhard: *Elektrische Messtechnik: Analoge, digitale und computergestützte Verfahren*. Springer Vieweg, Berlin Heidelberg, 7. Auflage, Dez. 2016.

-
- [156] Barlow, R. J.: *Statistics: A Guide to the Use of Statistical Methods in the Physical Sciences*. John Wiley & Sons, Oxford, Nov. 1993.
- [157] Parthier, R.: *Messtechnik: Grundlagen und Anwendungen der elektrischen Messtechnik (German Edition)*. Springer Vieweg, Berlin Heidelberg, 8. Auflage, Aug. 2016.
- [158] Beuth Verlag, GmbH: *DIN 1319-3:1996-05 Grundlagen der Meßtechnik - Teil 3: Auswertung von Messungen einer einzelnen Meßgröße, Meßunsicherheit*. DIN Norm, 1996.
- [159] Beuth Verlag, GmbH: *DIN 1319-4:1999-02 Grundlagen der Meßtechnik - Teil 4: Auswertung von Messungen; Meßunsicherheit*. DIN Norm, 1999.
- [160] Jarecki, U. und Schulz, H. J.: *Dubbel Mathematik: Eine kompakte Ingenieurmathematik zum Nachschlagen*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2012. Auflage, Sept. 2011.
- [161] Benkendorff, B., Franke, T. und Fuchs, F. W.: *Efficiency Verification Power Circulation Method of a High Power Low Voltage NPC Converter for Wind Turbines*. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Seiten 1–7, Mai 2016.
- [162] Benkendorff, B., Fuchs, F. W. und Liserre, M.: *Simulated and measured efficiency verification power circulation method of a high power low voltage NPC converter for wind turbines*. In: *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Seiten 1–10, Sept. 2016.

9 Anhang

9.1 Leistungshalbleiter für die zweistufigen und dreistufigen Stromrichtervarianten bei erhöhter Phasenausgangsspannung

Tab. 9.1: Kostenübersicht und Berechnungsgrundlage für verschiedene Leistungshalbleiter unterschiedlicher Spannungs- und Stromklassen, Kosten bei Abnahme von 20 Stück (Preise Rutronik Elektronische Bauelemente GmbH und RS Components GmbH vom 12.07.2016)

SR-Var.	IGBT-Klasse (kV)/(kA)	$P_{\text{Bau,LHL}}$ (kW)	\bar{K}_{LHL} (€)	n_{LHL} pro Modul	$K_{\text{Bau,LHL}}$ (€/kW)	KKF	$\bar{K}_{\text{Bau,LHL}}$ (€/kW)	Hersteller- Bezeichnung
Ax	1,7/0,6	1020	274	4	0,07	1		FF600R17ME4
Ax	1,7/1,0	1700	634	4	0,09	1	0,09	FF1000R17IE4
Ax	1,7/1,4	2380	823	4	0,09	1		FF1400R17IP4
Bx	3,3/0,8	2640	637	2	0,12	1		FZ800R33KF2C
Bx	3,3/1,0	3300	1470	2	0,22	1	0,24	FZ1000R33HE3
Bx	3,3/1,2	3960	2900	2	0,37	1		FZ1200R33KL2C
Cx	1,2/0,6	720	425	4	0,15	1		FF600R12ME4
Cx	1,2/0,9	1080	538	4	0,12	1	0,12	FF900R12IE4
Cx	1,2/1,4	1680	690	4	0,10	1		FF1400R12IP4
Dx	1,2/0,6	720	425	4	0,165	1,1		FF600R12ME4
Dx	1,2/0,9	1080	538	4	0,132	1,1	0,132	FF900R12IE4
Dx	1,2/1,4	1680	690	4	0,11	1,1		FF1400R12IP4

Die Bauleistungskosten eines Leistungshalbleiters für einen dreistufigen Stromrichter der Variante (Dx) können mit Hilfe des Kostenkorrekturfaktors KKF bestimmt werden, da aktuell hierfür keine verwertbaren Preise für die Kosten des Leistungshalbleiters verfügbar sind und deshalb die des zweistufigen Leistungshalbleiters angenommen wurden. Es wird angenommen, dass die Herstellung eines dreistufigen Moduls um das 1,1-fache aufwendiger ist, gegenüber der Herstellung es zweistufigen Moduls. Daher wird der Faktor KKF auf 1,1 festgelegt.

9.2 Fotos des Laboraufbaus

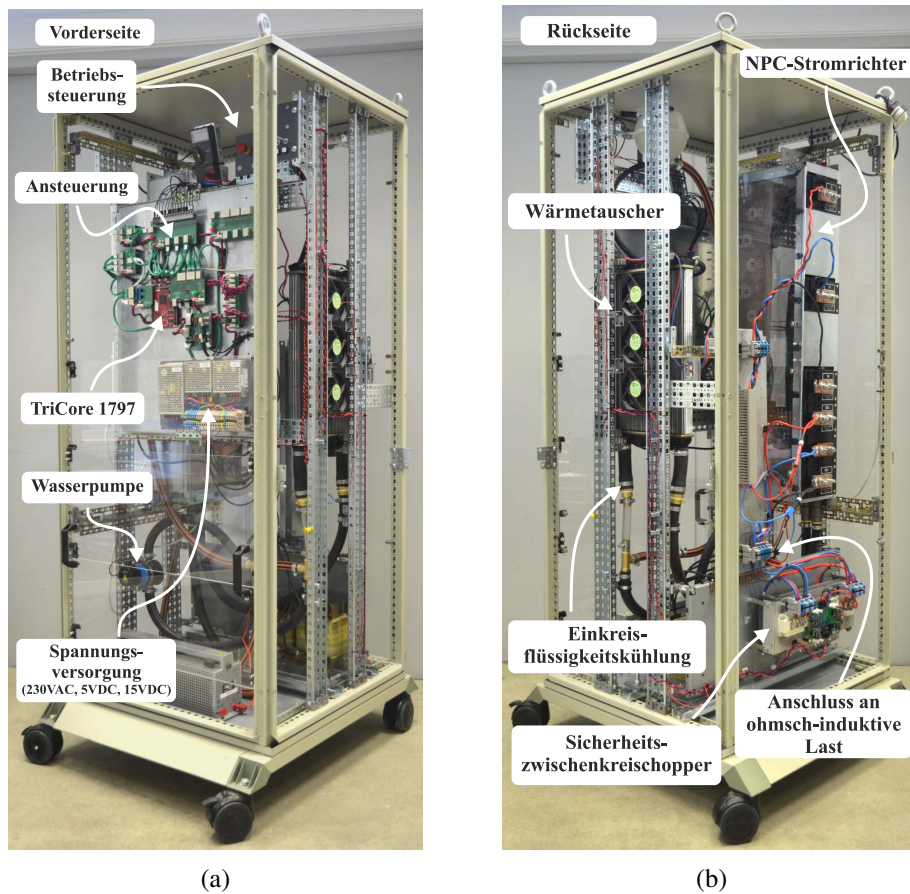


Abb. 9.1: Darstellung des Laboraufbaus für die Erstinbetriebnahme des dreistufigen NPC-Stromrichters im Labor des Lehrstuhls für Leistungselektronik der Technischen Fakultät für bis zu 20 kW eingebaut in einem Rittal-Schaltschrank (L x B x H: 800 mm x 800 mm x 2000 mm)

(a) Vorderseite: Ansteuerung mit TriCore 1797 der Infineon Technologies AG, div. Schnittstellenkarten, Kleinspannungsversorgung, Elemente der Wasserkühlung und Betriebssteuerung

(b) Rückseite: dreistufiger NPC-Stromrichter eingebaut L x B x H: 300 mm x 200 mm x 1100 mm, Einkreisflüssigkeitskühler mit Wärmetauscher, Sicherheitszwischenkreischopper und Anschlussmöglichkeit zu einer ohmsch-induktiven Last

9.3 Foto des Stromrichters

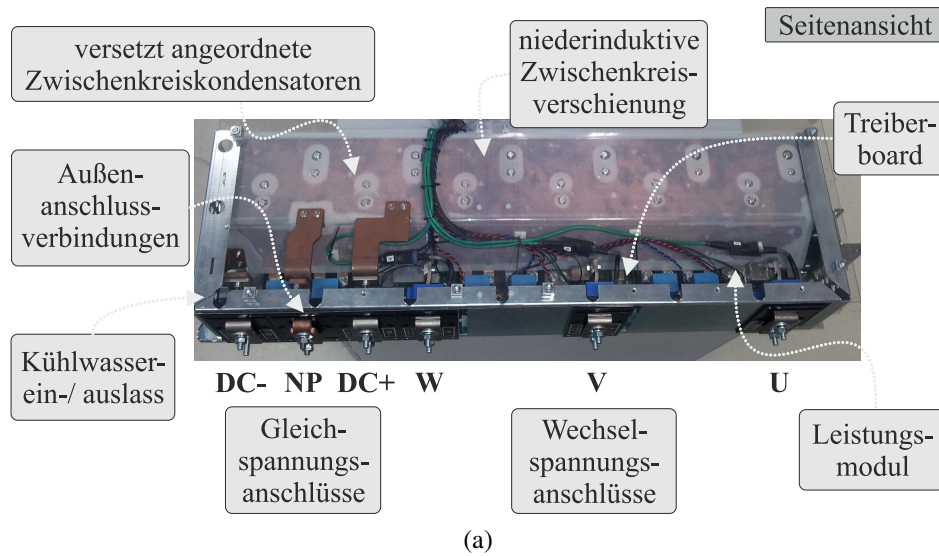


Abb. 9.2: Seitenansicht und kurze Beschreibung des entwickelten dreistufigen NPC-Stromrichters; Maße: L x B x H 300 mm x 200 mm x 1100 mm

9.4 $U_{CE,sat}$ - E_{off} -Trade-Off-Kurven des Fraunhofer IGBT-Chips

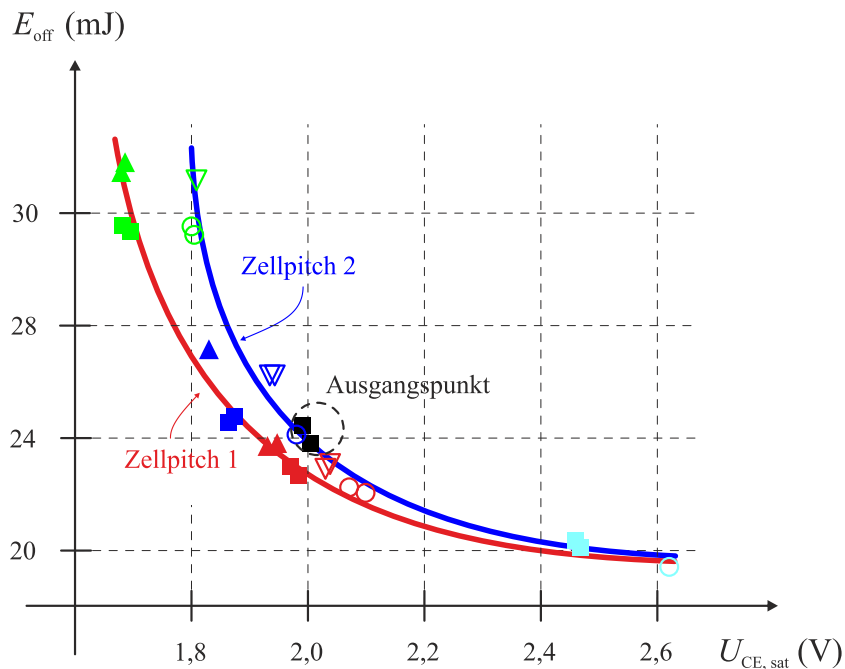


Abb. 9.3: Darstellung der 1200 V / 200 A IGBT-Trade-Off-Charakteristik des Fraunhofer-Chips ähnlich [133] (Schwarz gekennzeichnet); 12 Varianten für Pitch 1 mit $5 \mu\text{m}$ (umrandet: Grün, Blau, Rot, Cyan gekennzeichnet) und 12 Varianten für Pitch 2 mit $7 \mu\text{m}$ (ausgefüllt: Grün, Blau, Rot, Cyan gekennzeichnet) in Anlehnung an [135].

9.5 Interpolierte Leistungshalbleiterdaten

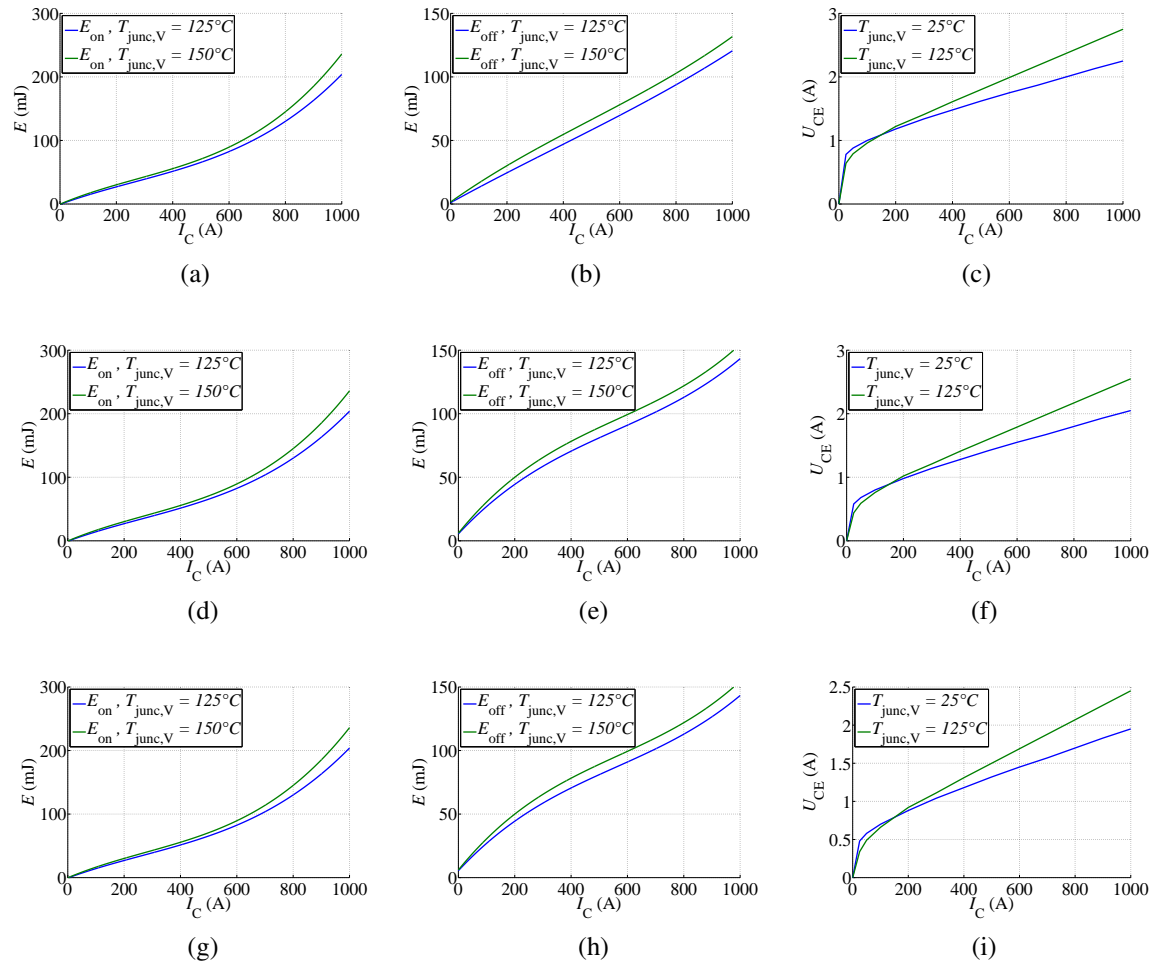


Abb. 9.4: Darstellung der IGBT- E_{on} - I_C -Schaltverlustkennlinie bei $T_{junc} = 125$ & $150^\circ C$ (a,d,g), der IGBT- E_{off} - I_C -Schaltverlustkennlinie bzw. Dioden- E_{rec} - I_F -Schaltverlustkennlinie bei $T_{junc} = 125$ & $150^\circ C$ (b,e,h), der IGBT-Ausgangskennlinie U_{CE} - I_C bzw. Dioden-Ausgangskennlinie U_F - I_F bei $T_{junc} = 25$ & $125^\circ C$ (c,f,i) für den STD-Chip [48] (a - c); für den P1-Chip (d - f); für den P2-Chip (g - i)

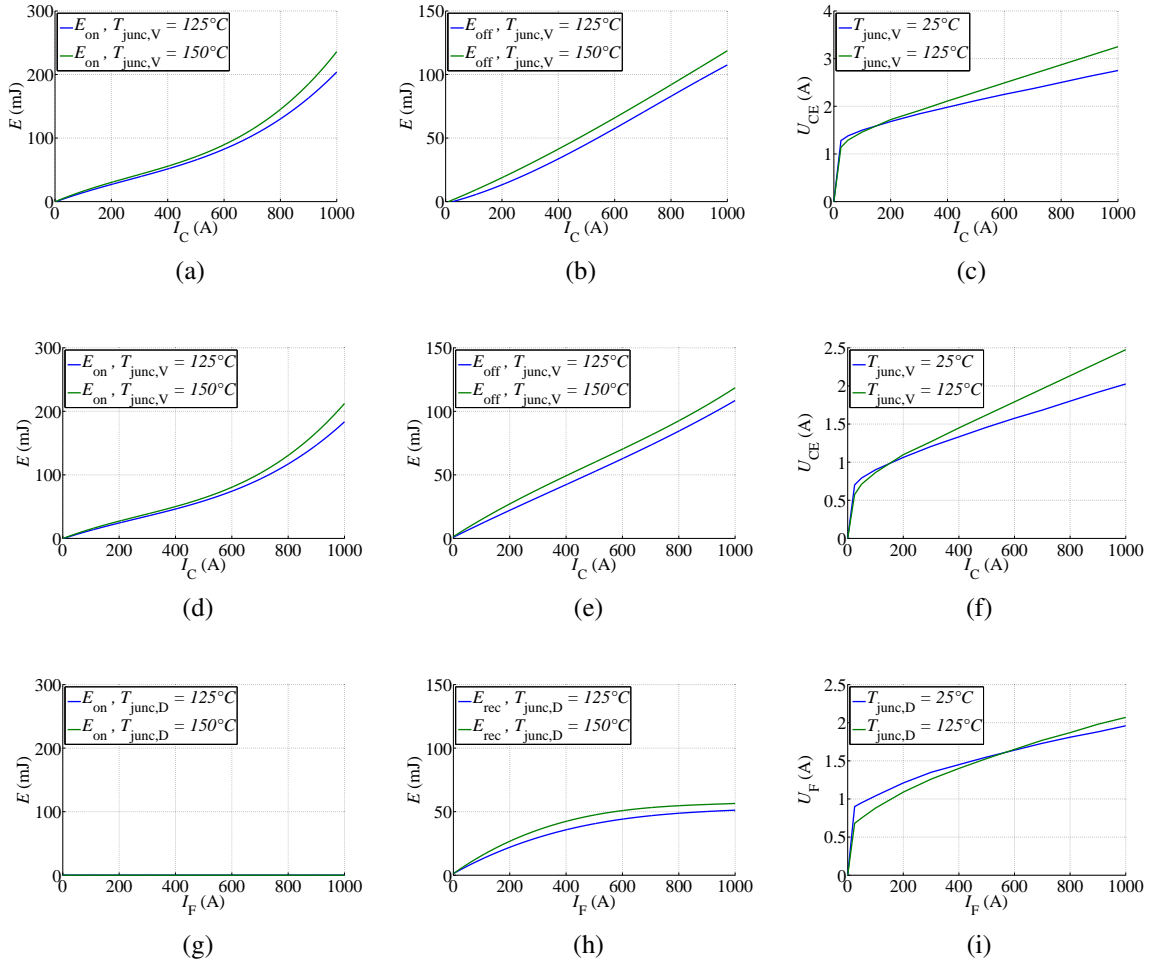


Abb. 9.5: Darstellung der IGBT- E_{on} - I_C -Schaltverlustkennlinie bei $T_{junc} = 125$ & $150^\circ C$ (a,d,g), der IGBT- E_{off} - I_C -Schaltverlustkennlinie bzw. Dioden- E_{rec} - I_F -Schaltverlustkennlinie bei $T_{junc} = 125$ & $150^\circ C$ (b,e,h), der IGBT-Ausgangskennlinie U_{CE} - I_C bzw. Dioden-Ausgangskennlinie U_F - I_F bei $T_{junc} = 25$ & $125^\circ C$ (c,f,i) für den HVCE-Chip (a - c); für den 660A-Chip (d - f); für den Dioden-Chip (g - i)

9.6 Bauleistung

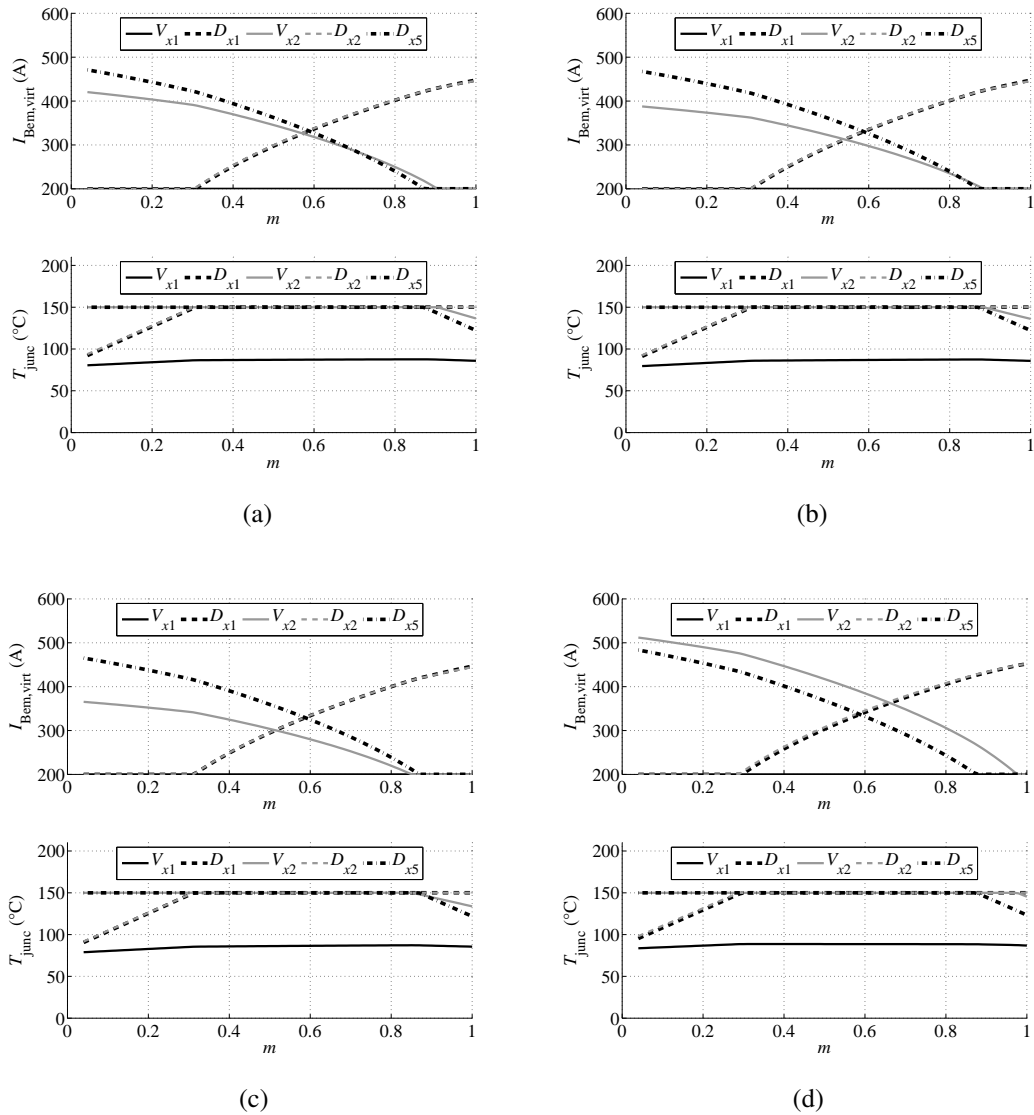


Abb. 9.6: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie der entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 2500 \text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 100 \text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ und $I_x = 600 \text{ A}$ für $\cos \varphi = -1, 0$; (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4.

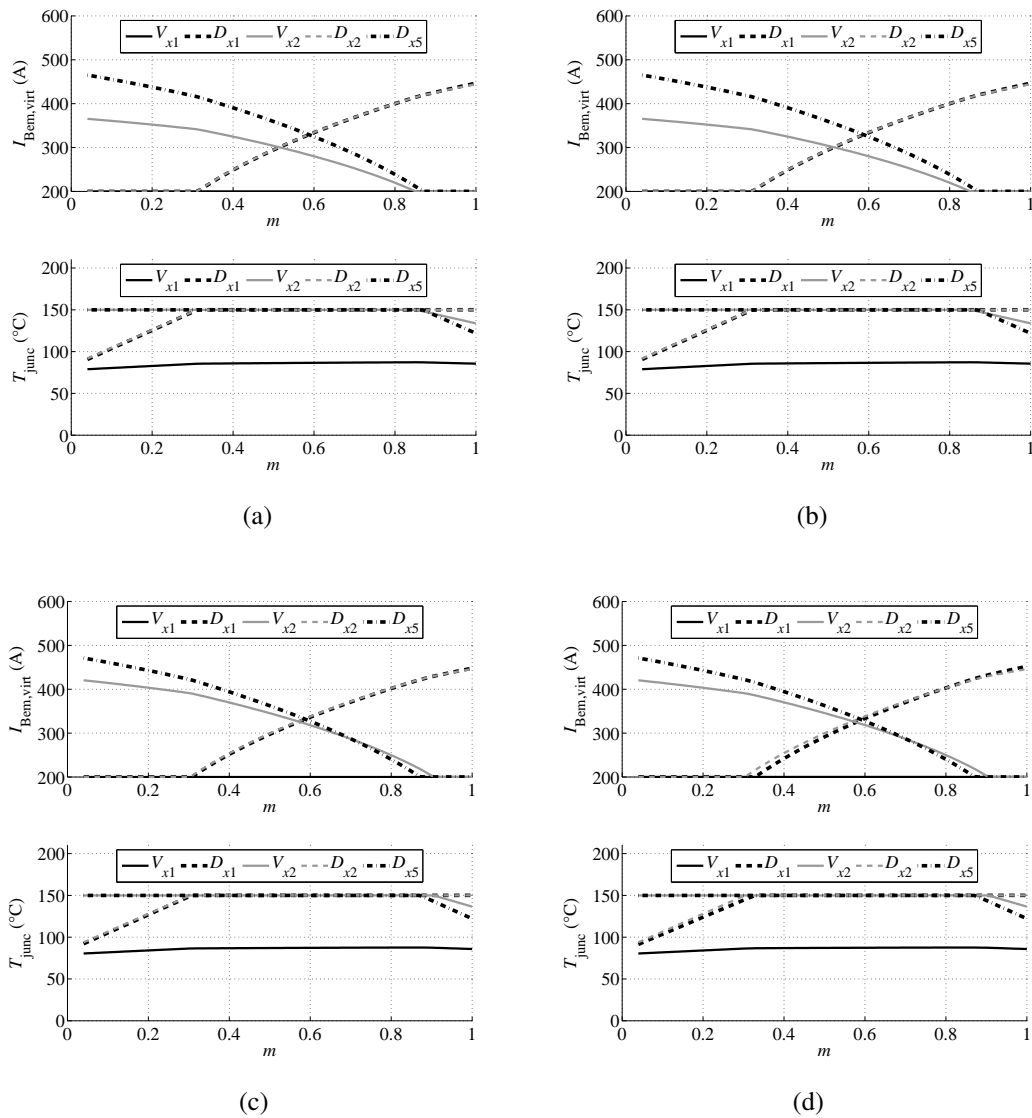


Abb. 9.7: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie der entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 2500 \text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 100 \text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ und $I_x = 600 \text{ A}$ für $\cos \varphi = -1, 0$; (a) Variante 5, (b) Variante 6, (c) Variante 7 und (d) Variante 8.

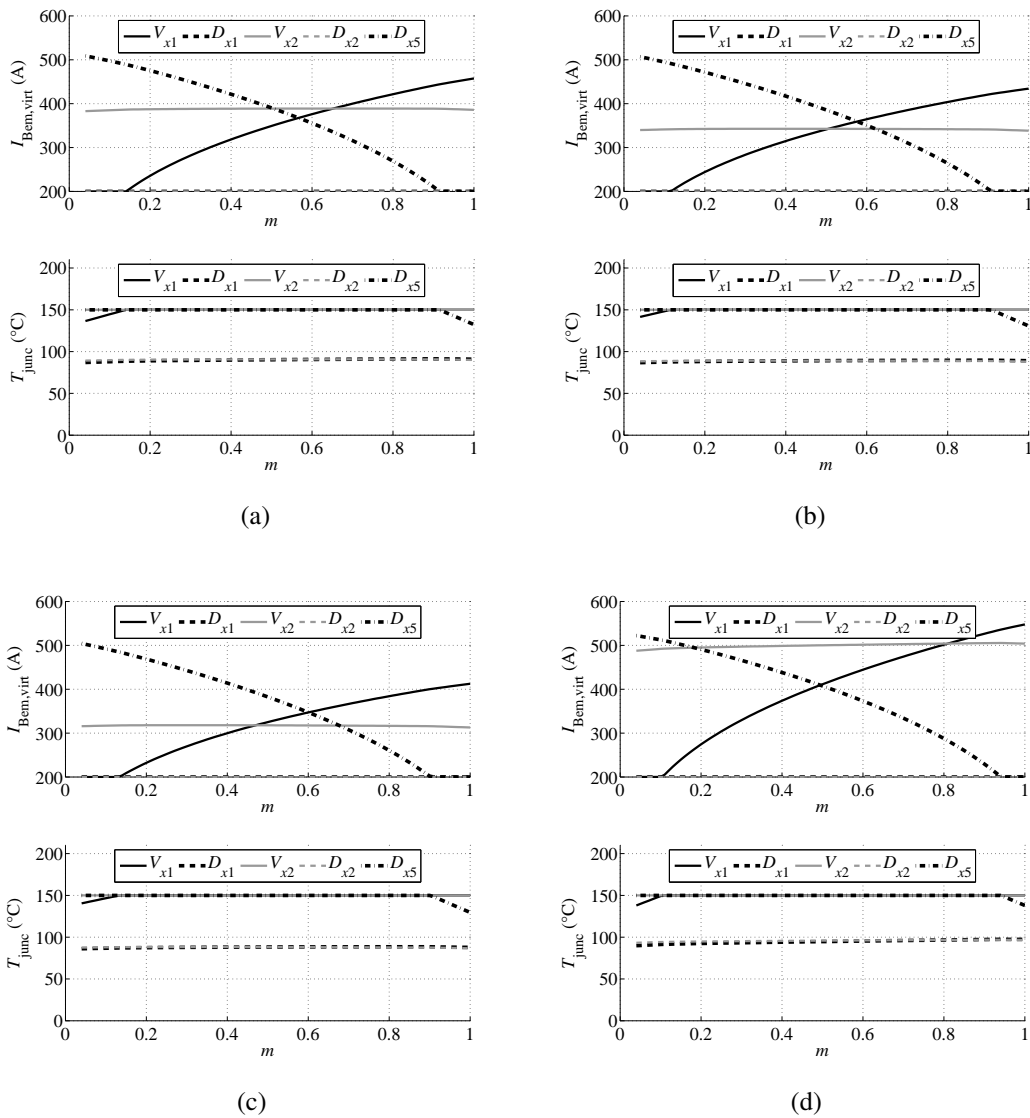


Abb. 9.8: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie der entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 4500 \text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 50 \text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ und $I_x = 600 \text{ A}$ für $\cos \varphi = 1,0$; (a) Variante 1, (b) Variante 2, (c) Variante 3, (d) Variante 4.

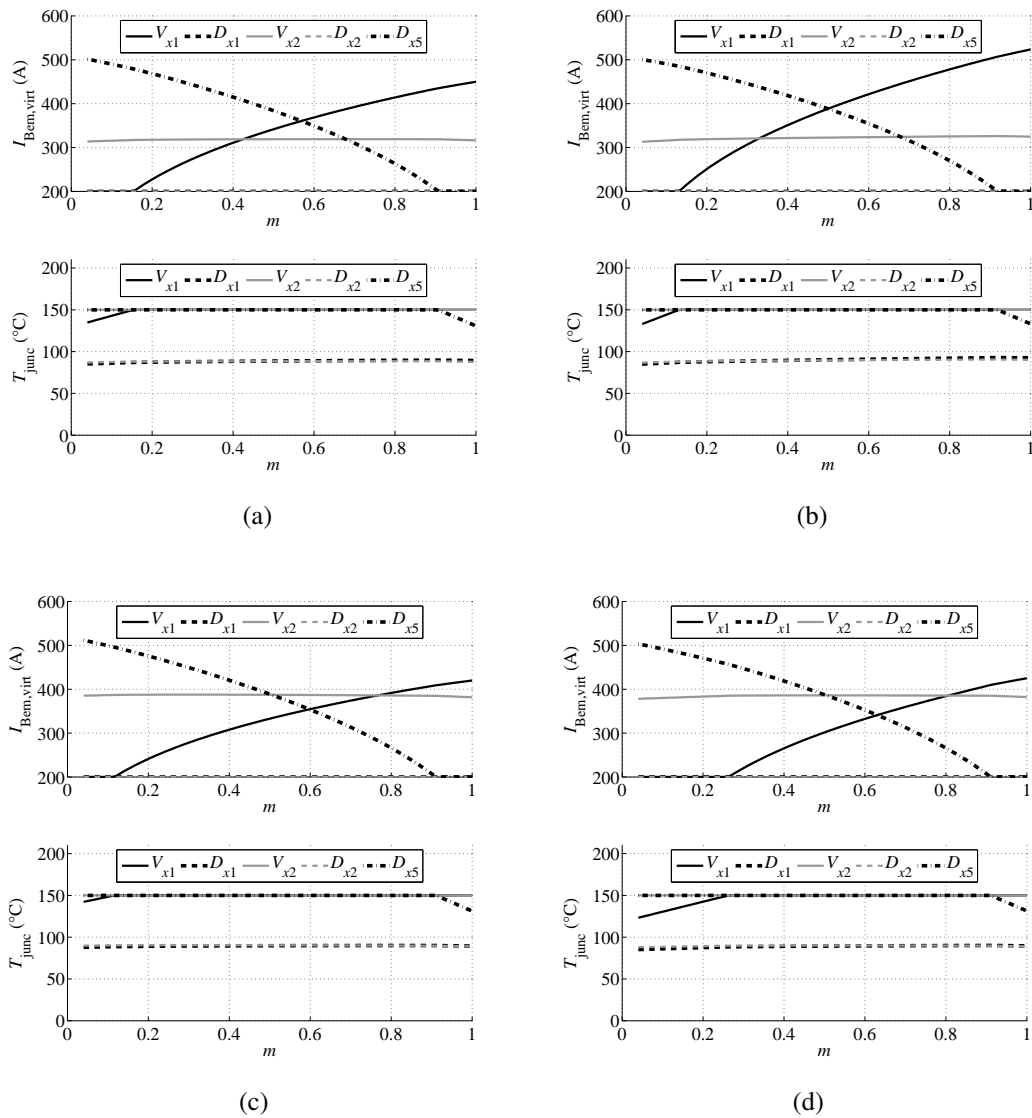


Abb. 9.9: Darstellung der Bemessungsströme der verschiedenen virtuellen Leistungshalbleiter auf Basis der Trade-Off-Charakteristik sowie der entsprechenden Junction-Temperaturen T_{junc} der einzelnen Leistungshalbleiter einer NPC-Halbbrücke für den netzseitigen Stromrichter bei $f_{\text{sw}} = 4500 \text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 50 \text{ Hz}$, $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$ und $I_x = 600 \text{ A}$ für $\cos \varphi = 1,0$; (a) Variante 5, (b) Variante 6, (c) Variante 7 und (d) Variante 8.

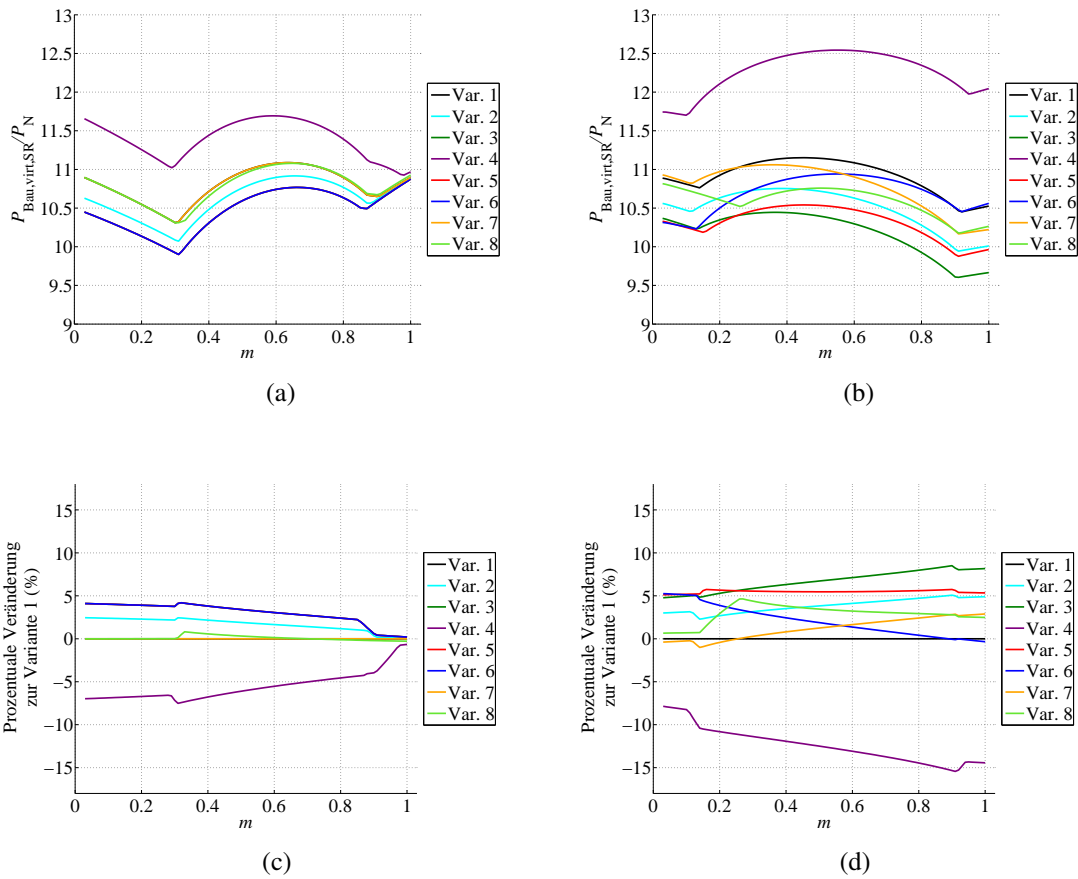


Abb. 9.10: Darstellung der unterschiedlichen Bauleistungen bezogen auf die Nennleistung des Stromrichters für die Varianten 1 bis 8 der Trade-Off-Charakteristik sowie eine Darstellung der prozentualen Veränderung der Bauleistung der Varianten 1 bis 8 bezogen auf die Bauleistung der Basisvariante 1 bei $m = 0 \dots 1$, $U_{\text{DC}} = 1500 \text{ V}$, $I_x = 600 \text{ A}$ für den Einsatz des NPC-Stromrichtermoduls (a),(c) generatorseitig: $f_{\text{sw}} = 2500 \text{ Hz}$, $f_{\text{el}} = 100 \text{ Hz}$, $\cos \varphi = -1,0$ und (b),(d) netzseitig: $f_{\text{sw}} = 4500 \text{ Hz}$, $f_{\text{N}} = 50 \text{ Hz}$, $\cos \varphi = 1,0$

9.7 Simulierte Ergebnisse des zweistufigen Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State mit zweistufiger SPWM

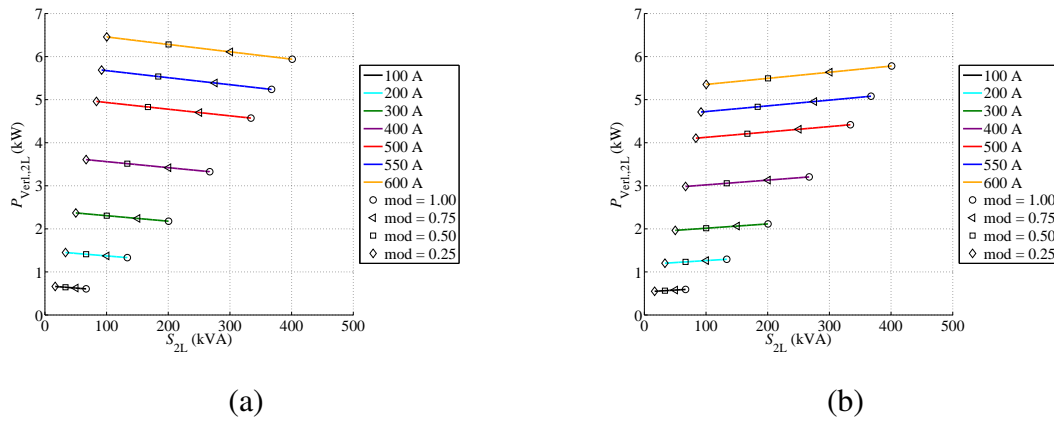


Abb. 9.11: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Gesamtverluste des zweistufigen Stromrichters bei zweistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 600\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{Hz}$

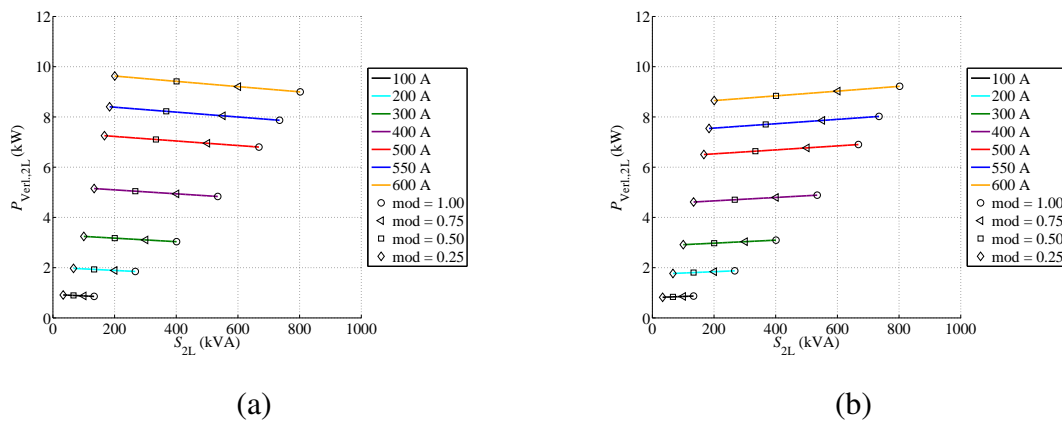


Abb. 9.12: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Gesamtverluste des zweistufigen Stromrichters bei zweistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 1200\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{Hz}$

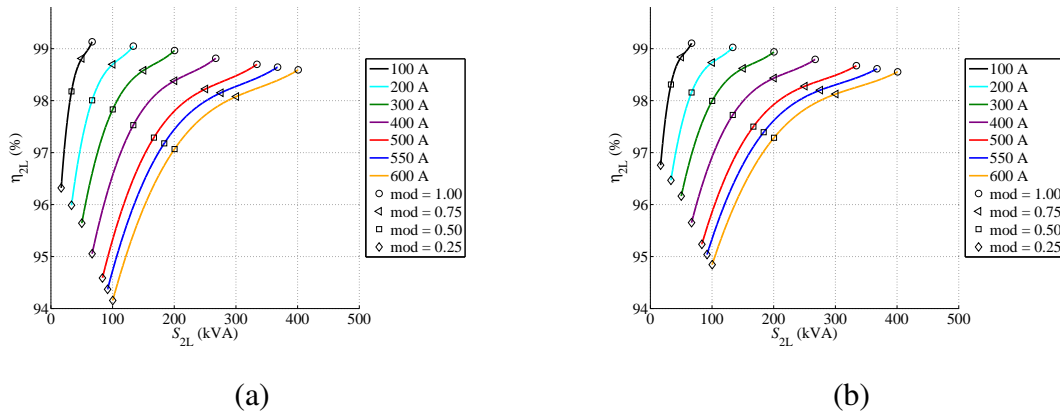


Abb. 9.13: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Wirkungsgrade des zweistufigen Stromrichters bei zweistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 600\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{Hz}$

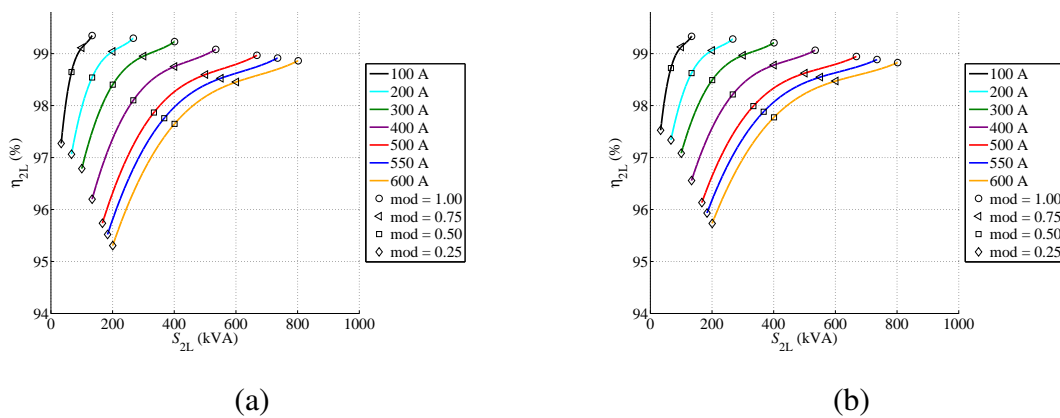


Abb. 9.14: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Wirkungsgrade des zweistufigen Stromrichters bei zweistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 1200\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{Hz}$

9.8 Zirkulierende Leistungsvermessung

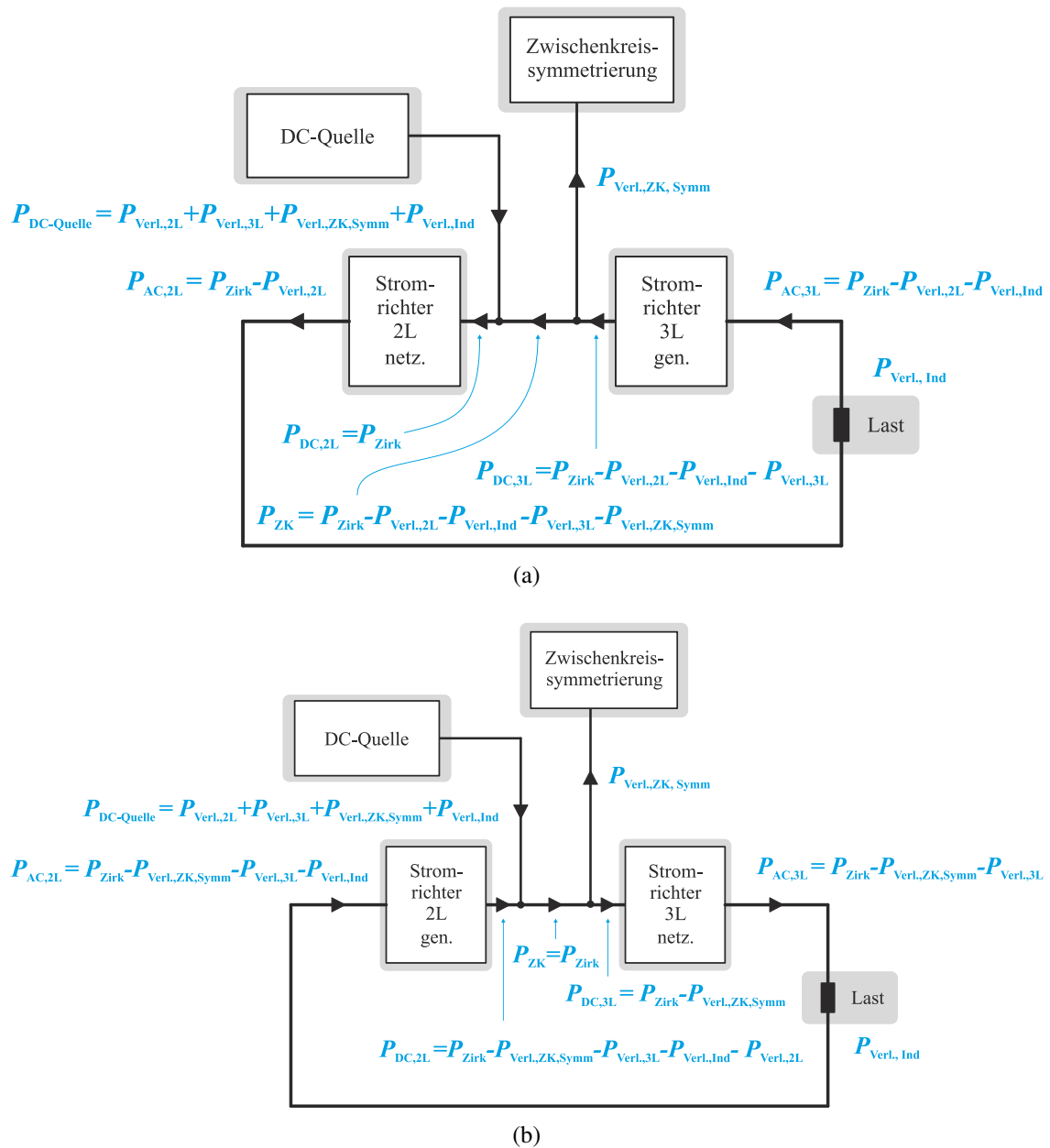


Abb. 9.15: Messverfahren der zirkulierenden Leistungsvermessung der beiden Stromrichter aus zweistufigem Stromrichter 700 kVA und dreistufigem NPC-Stromrichter 990 kVA: Darstellung der auftretenden Verlustverteilung bei (a) generatorseitigem Betrieb des dreistufigen NPC-Stromrichters und (b) netzseitigem Betrieb des dreistufigen NPC-Stromrichters nach [145]

9.9 Leistungsaufteilung bei zirkulierender Leistungsvermessung von unterschiedlichen Stromrichtern mit Hilfe der Simulation

Die Aufteilung der Gesamtverluste beider Stromrichter ist nur möglich, wenn zwei identische Stromrichter zur Vermessung vorliegen oder ein Stromrichter vollständig bezüglich seines Verlustverhaltens für unterschiedliche Betriebspunkte vermessen ist. Sofern beide Stromrichter identisch sind, lassen sich die Verluste im Verhältnis 1:1 aufteilen. Bei Kenntnis des Verlustverhaltens eines Stromrichters bei zwei unterschiedlichen Stromrichtern können die bekannten Verluste von den vermessenen Gesamtverlusten abgezogen werden, um den zweiten Stromrichter zu charakterisieren.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde nur ein dreistufiger NPC-Stromrichter entwickelt. Daher wurde für die Charakterisierung des dreistufigen NPC-Stromrichters mit Hilfe eines zweistufigen Stromrichters ein Back-to-Back System für die zirkulierende Leistungsvermessung aufgebaut. Von diesem zweistufigen Stromrichter lagen keine Informationen über das Verlustverhalten in Abhängigkeit von unterschiedlichen Betriebspunkten vor.

Deshalb wird im Folgenden für die Aufteilung der im Experiment real vermessenen Gesamtverluste beider Stromrichter $P_{\text{Verl.,2L\&3L}}$ aus der zirkulierenden Leistungsvermessung ein Leistungsverhältnissfaktor (LVF) anhand von Simulationsergebnissen bestimmt.

Die Simulationsergebnisse der Verluste in Abhängigkeit von der gewählten Leistungsflussrichtung und unterschiedlichen Betriebspunkten sind für den dreistufigen Stromrichter in den Abbildungen 6.6 und 6.7 gezeigt. Die Verluste aus der Simulation für den zweistufigen Stromrichter sind entsprechend in den Abbildungen 9.11 und 9.12 gezeigt.

Hieraus ergeben sich entsprechend der simulierten Verluste die LVF für die unterschiedlichen Betriebspunkte, dargestellt in den Abbildungen 9.16 und 9.17. In Abhängigkeit der Leistungsflussrichtung befindet sich der eine Stromrichter im netzseitigen Betrieb, wohingegen der andere Stromrichter entsprechenden im generatorseitigen Betrieb betrieben wird. Dieser Zusammenhang kehrt sich bei Änderung der Leistungsflussrichtung entsprechend um. Der LVF des zweistufigen Stromrichters ($\text{LVF}_{2\text{L}}$) ist in den Abbildungen jeweils mit einer gestrichelten Linie für die unterschiedlichen Betriebspunkte dargestellt. Im Gegensatz dazu wird der LVF des dreistufigen NPC-Stromrichters ($\text{LVF}_{3\text{L}}$) mit einer durchgezogene Linie visualisiert. Für jeden Arbeitspunkt der zirkulierenden Leistungsvermessung ergibt sich aus dem LVF des zweistufigen Stromrichters und dem LVF des dreistufigen NPC-Stromrichters die Summe zu 1.

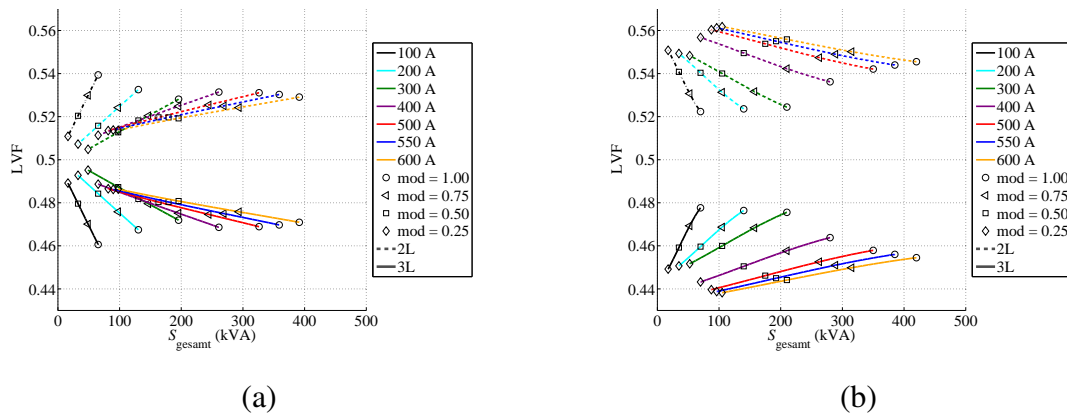


Abb. 9.16: Darstellung des Leistungsverhältnissfaktors aus der Simulation der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ \text{ C}$, $I_x = 100 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 600 \text{ V}$ für (a) zweistufiger Stromrichter im netzseitigen Betrieb und dreistufiger NPC-Stromrichter im generatorseitigen Betrieb und für (b) zweistufiger Stromrichter im generatorseitigen Betrieb und dreistufiger NPC-Stromrichter im netzseitigen Betrieb

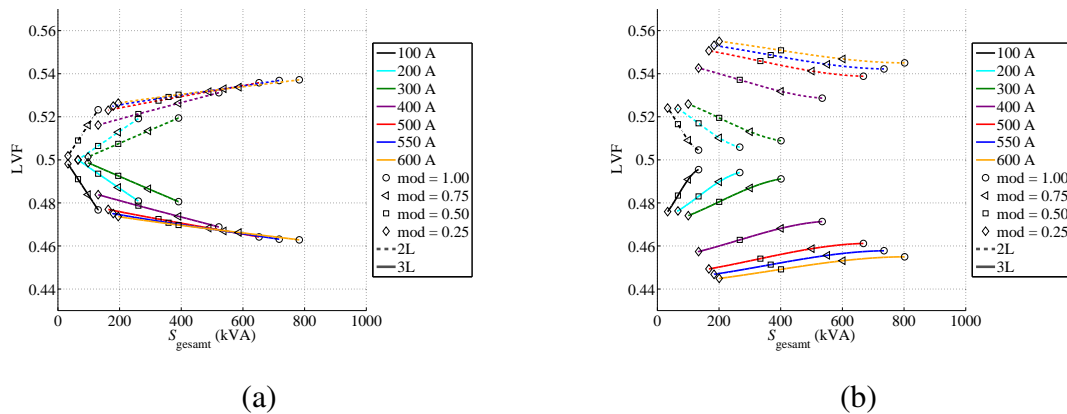


Abb. 9.17: Darstellung des Leistungsverhältnissfaktors aus der Simulation der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ \text{ C}$, $I_x = 100 \text{ A} \dots 600 \text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 1200 \text{ V}$ für (a) zweistufiger Stromrichter im netzseitigen Betrieb und dreistufiger NPC-Stromrichter im generatorseitigen Betrieb und für (b) zweistufiger Stromrichter im generatorseitigen Betrieb und dreistufiger NPC-Stromrichter im netzseitigen Betrieb

9.10 Simulierte Ergebnisse des NPC-Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State mit dreistufiger SPWM

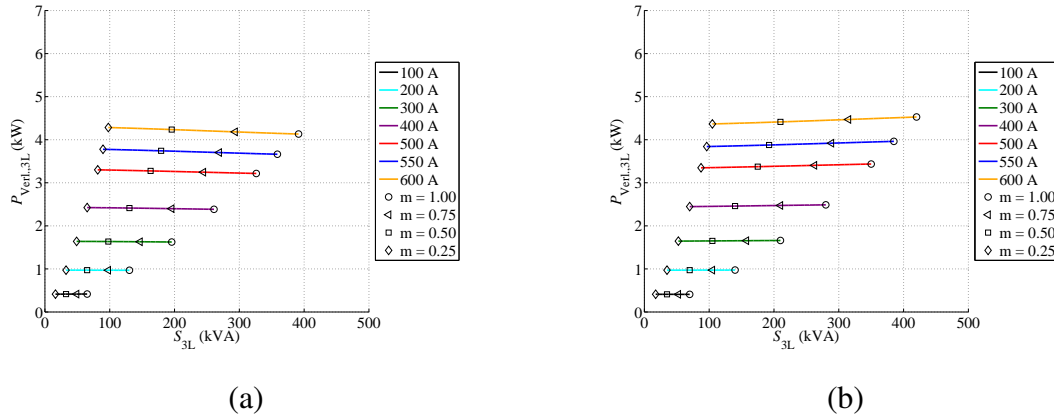


Abb. 9.18: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Gesamtverluste des NPC-Stromrichters bei dreistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 600\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{ Hz}$

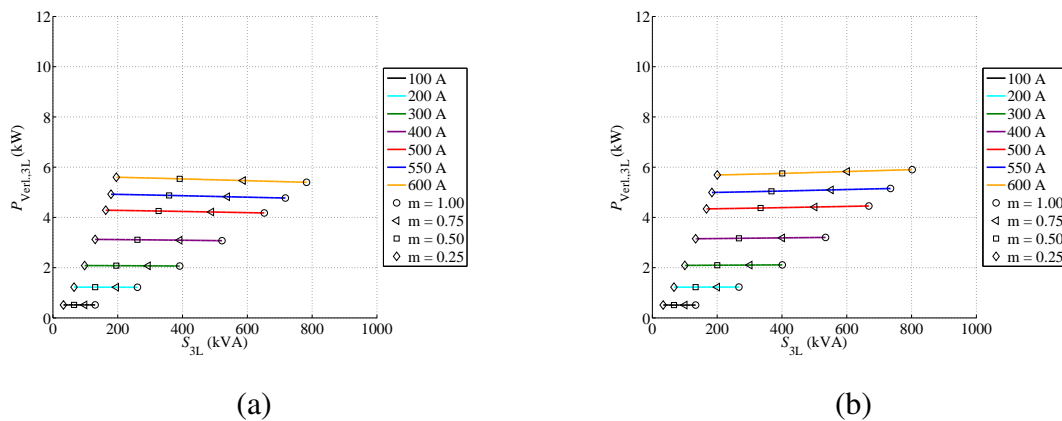


Abb. 9.19: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Gesamtverluste des NPC-Stromrichters bei dreistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 1200\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{ Hz}$

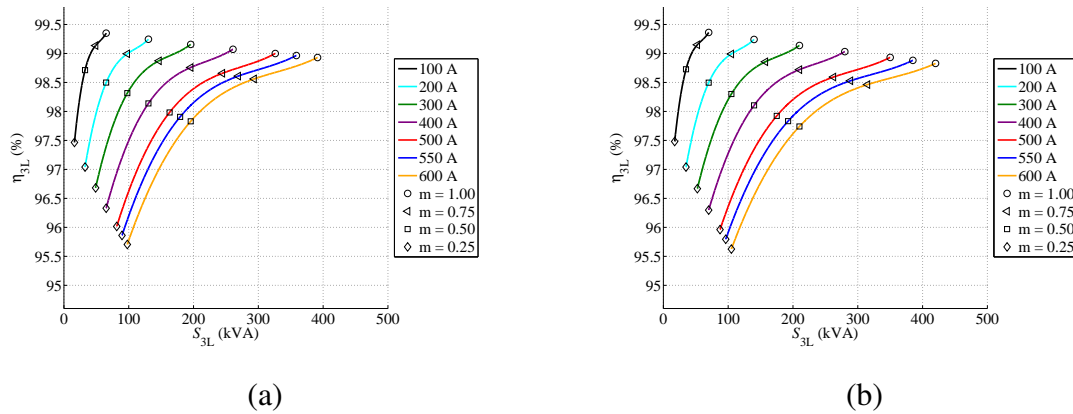


Abb. 9.20: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters bei dreistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 600\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{ Hz}$

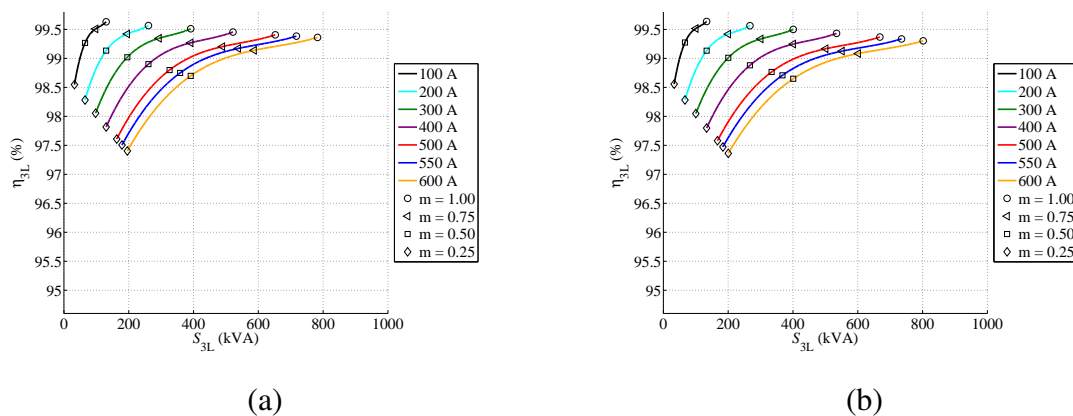


Abb. 9.21: Darstellung der Ergebnisse der Simulation der Wirkungsgrade des NPC-Stromrichters bei dreistufiger Ansteuerung mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung im Steady-State bei $f_{sw} = 4500\text{ Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{ C}$, $I_x = 100\text{ A} \dots 600\text{ A}$, $m = 0,25 \dots 1$ und $U_{DC} = 1200\text{ V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = -1,0$, $f_{el} = 100\text{ Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi = 1,0$, $f_N = 50\text{ Hz}$

9.11 Experimentelle Ergebnisse des zweistufigen Stromrichters mit Hilfe der zirkulierenden Leistungsvermessung

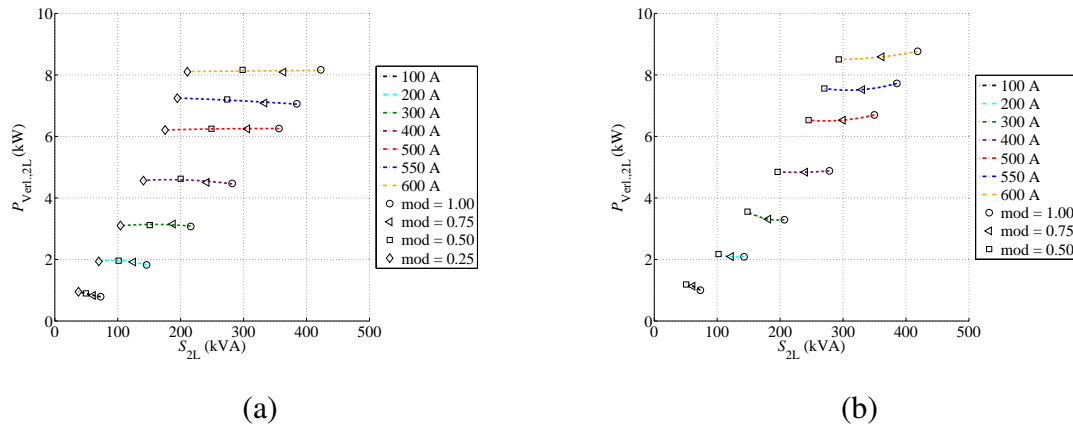


Abb. 9.22: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Gesamtverluste des zweistufigen Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$ und $U_{DC} = 600\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$ $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{Hz}$

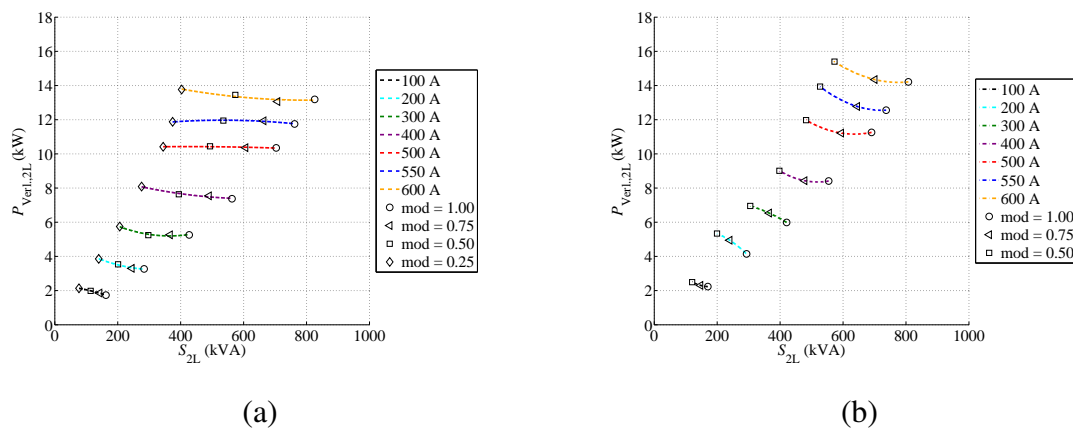


Abb. 9.23: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Gesamtverluste des zweistufigen Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$ und $U_{DC} = 1200\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$ $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{Hz}$

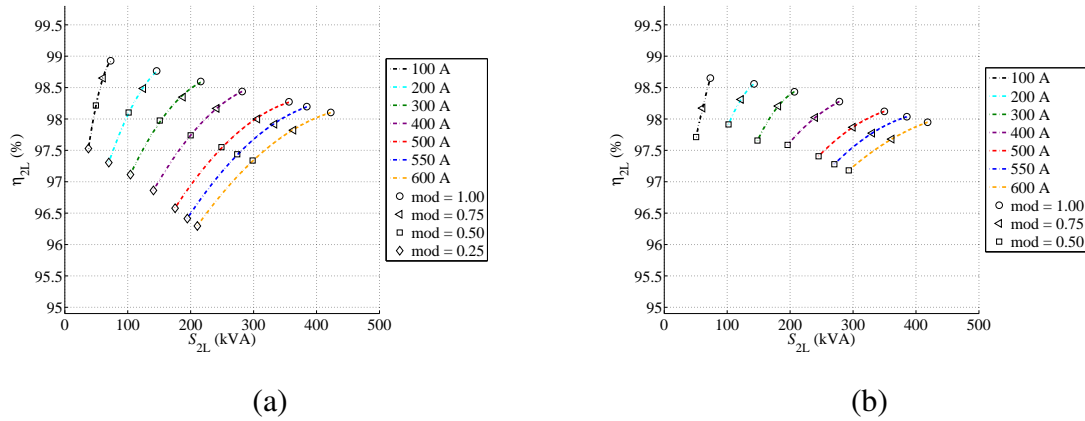


Abb. 9.24: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Wirkungsgrade des zweistufigen Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$ und $U_{DC} = 600\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$ $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{Hz}$

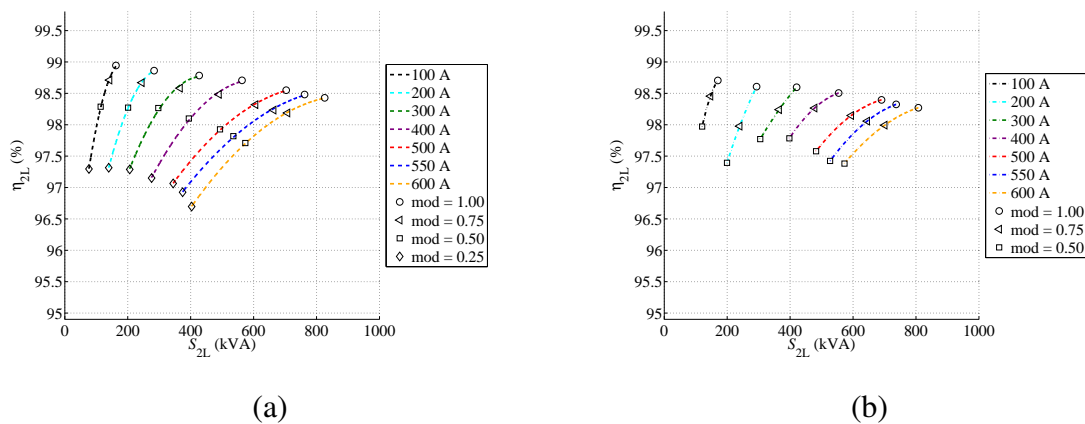


Abb. 9.25: Experimentelle Ergebnisse der gemessenen Wirkungsgrade des zweistufigen Stromrichters bei $f_{sw} = 4500\text{Hz}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $I_x = 100\text{A} \dots 600\text{A}$ und $U_{DC} = 1200\text{V}$ im (a) generatorseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx -1,0$, $m = 0,5 \dots 1$ $f_{el} = 100\text{Hz}$ und (b) im netzseitigen Betrieb bei $\cos \varphi \approx 1,0$, $m = 0,25 \dots 1$, $f_N = 50\text{Hz}$

9.12 Relative Messabweichungen der zirkulierenden Leistungsvermessung

Beispielhaft sind im Folgenden die Berechnungen der Messabweichungen aufgrund der Fehlerfortpflanzung veranschaulicht. Dabei wurde die maximale relative Messabweichung der Verlustleistung der Gleichspannungsquelle $P_{\text{DC-Quelle}}$ exemplarisch für eine Multiplikation des gemessenen Stromes und der gemessenen Spannung unter Berücksichtigung der Messabweichung von Messsystem und Messequipment, wie in Tabelle 6.3 angegeben, in Gleichung 9.1 dargestellt. Darüber hinaus sind in den Gleichungen 9.2 bis 9.5 die maximalen relativen Messabweichungen der berechneten Verlustleistungen und Wirkungsgrade exemplarisch für den dreistufigen NPC-Stromrichter für den Betriebspunkt des netzseitigen Stromrichters $I_x = 600 \text{ A}$ und $U_{\text{DC}} = 1200 \text{ V}$ anhand der in Kapitel 6.6 eingeführten Regeln zur Berechnung der maximalen Abweichung bei Fehlerfortpflanzung dargestellt. Aufgrund der Verwendung des simulativ ermittelten Leistungsverhältnissfaktors aus Kapitel 9.9 im Anhang ergibt sich für die relative Messabweichung der Verluste des dreistufigen Stromrichters (Gleichung 9.4) die selbe relative Messabweichung, wie für die Gesamtverluste beider Stromrichter (Gleichung 9.3). Dabei bezeichnet Δx die maximale absolute Messabweichung und $\Delta x/x$ die maximale relative Messabweichung.

$$\frac{\Delta P_{\text{DC-Quelle}}}{P_{\text{DC-Quelle}}} = \left| \frac{\Delta U_{\text{DC-Quelle}}}{U_{\text{DC-Quelle}}} \right| + \left| \frac{\Delta I_{\text{DC-Quelle}}}{I_{\text{DC-Quelle}}} \right| = \frac{1,6 \text{ V}}{1200 \text{ V}} + \frac{0,0725 \text{ A}}{45 \text{ A}} = 0,294 \% \quad (9.1)$$

$$\Delta P_{\text{Verl.,2L\&3L}} = |\Delta P_{\text{DC-Quelle}}| + |\Delta P_{\text{ZK,Symm+}}| + |\Delta P_{\text{ZK,Symm-}}| + |\Delta P_{\text{Verl.,Ind}}| \quad (9.2)$$

$$\frac{\Delta P_{\text{Verl.,2L\&3L}}}{P_{\text{Verl.,2L\&3L}}} = 9,761 \% \quad (9.3)$$

$$\frac{\Delta P_{\text{Verl.,3L}}}{P_{\text{Verl.,3L}}} = \left| \frac{\Delta P_{\text{Verl.,2L\&3L}}}{P_{\text{Verl.,2L\&3L}}} \right| = 9,761 \% \quad (9.4)$$

$$\frac{\Delta \eta_{3L}}{\eta_{3L}} = \left| \frac{\Delta P_{\text{AC,3L}}}{P_{\text{AC,3L}}} \right| + \left| \frac{|\Delta P_{\text{AC,3L}}| + |\Delta P_{\text{Verl.,3L}}|}{|P_{\text{AC,3L}} + P_{\text{Verl.,3L}}|} \right| = 0,829 \% \quad (9.5)$$

Die weiteren maximalen relativen Messabweichungen für die ausgewählten Arbeitspunkte sind in den folgenden Tabellen 9.2 und 9.3 zusammengefasst.

Tab. 9.2: Maximale relative Messabweichungen der zirkulierenden Leistungsvermessung der berechneten Größen für die unterschiedlichen Betriebspunkte aus Tabelle 6.5 jeweils unter Berücksichtigung des entsprechend ausgewählten Messbereiches (MB) und des idealen Messwertes (MW), wie in Tabelle 6.3 dargestellt

Max. relative Messabweichung der ber. Leistung	Betriebspunkt		Betriebspunkt	
	$I_x = 600 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 1200 \text{ V}$	$I_x = 100 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 1200 \text{ V}$	$I_x = 600 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 600 \text{ V}$	$I_x = 100 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 600 \text{ V}$
$\Delta P_{\text{DC-Quelle}}/P_{\text{DC-Quelle}} =$	$\pm 0,294 \%$	$\pm 0,178 \%$	$\pm 0,378 \%$	$\pm 0,378 \%$
$\Delta P_{\text{ZK,Symm+}}/P_{\text{ZK,Symm+}} =$	$\pm 0,332 \%$	$\pm 0,333 \%$	$\pm 0,514 \%$	$\pm 0,514 \%$
$\Delta P_{\text{ZK,Symm-}}/P_{\text{ZK,Symm-}} =$	$\pm 0,332 \%$	$\pm 0,333 \%$	$\pm 0,514 \%$	$\pm 0,514 \%$
$\Delta P_{\text{ZK}}/P_{\text{ZK}} =$	$\pm 0,246 \%$	$\pm 0,238 \%$	$\pm 0,329 \%$	$\pm 0,322 \%$
$\Delta P_{\text{AC,2L}}/P_{\text{AC,2L}} =$	$\pm 0,286 \%$	$\pm 0,310 \%$	$\pm 0,297 \%$	$\pm 0,320 \%$
$\Delta P_{\text{AC,3L}}/P_{\text{AC,3L}} =$	$\pm 0,286 \%$	$\pm 0,310 \%$	$\pm 0,297 \%$	$\pm 0,320 \%$

Tab. 9.3: Maximale relative Messabweichungen der Verluste entsprechend der einzelnen Gleichungen sowie der Wirkungsgrade der zirkulierenden Leistungsvermessung für die unterschiedlichen Betriebspunkte aus Tabelle 6.5 jeweils unter Berücksichtigung des entsprechend ausgewählten Messbereiches (MB) und des idealen Messwertes (MW), wie in Tabelle 6.4 dargestellt sowie dem simulativ ermitteltem Leistungsverhältnissfaktor wie in Kapitel 9.9 im Anhang gezeigt

Max. relative Messabweichung der ber. Leistung	Betriebspunkt			
	$I_x = 600 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 1200 \text{ V}$	$I_x = 100 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 1200 \text{ V}$	$I_x = 600 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 600 \text{ V}$	$I_x = 100 \text{ A}$ $U_{\text{DC}} = 600 \text{ V}$
$\Delta P_{\text{Verl.,2L\&3L}}/P_{\text{Verl.,2L\&3L}} =$	$\pm 9,761 \%$	$\pm 2,483 \%$	$\pm 10,159 \%$	$\pm 2,184 \%$
$\Delta P_{\text{Verl.,2L}}/P_{\text{Verl.,2L}} =$	$\pm 9,761 \%$	$\pm 2,483 \%$	$\pm 10,159 \%$	$\pm 2,184 \%$
$\Delta P_{\text{Verl.,3L}}/P_{\text{Verl.,3L}} =$	$\pm 9,761 \%$	$\pm 2,483 \%$	$\pm 10,159 \%$	$\pm 2,184 \%$
$\Delta \eta_{2\text{L}}/\eta_{2\text{L}} =$	$\pm 0,874 \%$	$\pm 0,889 \%$	$\pm 0,907 \%$	$\pm 0,944 \%$
$\Delta \eta_{3\text{L}}/\eta_{3\text{L}} =$	$\pm 0,829 \%$	$\pm 0,876 \%$	$\pm 0,865 \%$	$\pm 0,914 \%$

Eigene Veröffentlichungen

Benkendorff, B., Fuchs, F. W., Friedrich, D., Hinz, J., Poech, M., Kohlmann, K., Reese, H., Letas, H.-H., Weber, C., Mueller, Z., Berger, M., Rudzki, J., Osterwald, F., Mono, T.: *Bottom up Research and Development for a Low-Voltage Three Level NPC Converter*. In: PCIM Europe, Mai 2015, Nürnberg.

Benkendorff, B., Fuchs, F. W.: *Analysis of a High Power Low Voltage NPC Converter for Wind Turbines - Influence of Mechanical Design on Performance*. In: PCIM Europe, Mai 2015, Nürnberg.

Brueske, S., Benkendorff, B., Fuchs, F. W.: *Analysis of the power semiconductor design rating for three-level neutral-point-clamped inverter based on datasheet parameters*. 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), September 2015, Genf.

Brueske, S., Benkendorff, B., Kulpe, R., Fuchs, F. W.: *Comparison of the Power Semiconductor Design Rating of Different Inverter Topologies for the Drive Inverter of Electric Vehicles*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 2015, Montreal.

Benkendorff, B., Franke, T., Fuchs, F. W.: *Efficiency Verification Power Circulation Method of a High Power Low Voltage NPC Converter for Wind Turbines*. In: PCIM Europe, Mai 2016, Nürnberg.

Benkendorff, B., Fuchs, F. W., Liserre, M.: *Simulated and Measured Efficiency Verification Power Circulation Method of a High Power Low Voltage NPC Converter for Wind Turbines*. 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), September 2016, Karlsruhe.

Hahn, F., Brueske, S., Benkendorff, B., Buticchi, G., Fuchs, F. W., Liserre, M.: *Wide Frequency Range Medium-Voltage Grid Impedance Analysis by Current Injection of a Multi-MW Power Converter*. 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), September 2016, Karlsruhe.

Ko, Y.J., Benkendorff, B., Buticchi, G., Liserre, M.: *Reactive Power Control to Improve Reliability of High Wind Power Converters Connected in Parallel*. In: IET Renewable Power Generation (EWEA), September 2016, Hamburg.

Liserre, M., Jessen, L., Zou, Z., Benkendorff, B., Fuchs, F. W.: *Resonance Identification and Damping in AC-Grids by Means of Grid Converters*. 42nd Annual Conference of the IEEE (IECON), Oktober 2016, Florenz.

Lebenslauf

Name: Berthold Benkendorff

Geburtsdatum: 10.05.1984

Geburtsort: Neumarkt i.d. Opf.

Staatsangehörigkeit: deutsch

Familienstand: ledig

Schulbildung: Abitur, Gymnasium Wildeshausen, Wildeshausen, 2006

Studium: 10/2006 - 05/2012
Studium des Wirtschaftsingenieurwesens Elektro- und Informationstechnik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel (11 Semester)

Berufstätigkeit: 07/2012 - 07/2016
wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Seit 08/2016
Entwicklungsingenieur bei der Jungheinrich Norderstedt AG & Co. KG